



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

ANALÝZA ELEKTRICKÉHO STROJE ODOLNÉHO PROTI PORUCHÁM

ANALYSIS OF A FAULT TOLERANT ELECTRICAL MACHINE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Josef Němec

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Bárta, Ph.D.

BRNO 2022

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Josef Němec

ID: 220774

Ročník: 3

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Analýza elektrického stroje odolného proti poruchám

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vytvořte literární rešerši na téma současného stavu poznání elektrických strojů odolných proti poruchám.
2. Na základě literární rešerše proveďte srovnání jednotlivých přístupů k řešení strojů odolných proti poruchám a jejich nejčastější aplikace.
3. Prostřednictvím elektromagnetického modelu studujte odolnost proti poruchám na zadaném stroji.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PYRHONEN, J.; JOKINEN t.; HRABOVCOVÁ V. Design of rotating electrical machines. John Wiley and Sons, 2007. ISBN 978-0-470-69516-6.
- [2] J.R. HENDERSHOT, T.J.E. MILLER . Design of Brushless Permanent-Magnet Machines. Motor Design Books LLC; Second Edition edition, 2010. ISBN 978-0984068708.
- [3] A. E. Fitzgerald, Ch. Kingsley, S. Umans "Electric Machinery", McGraw-Hill Companies Inc., 2003. 688 s. ISBN 0-07-112193-5

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 31.5.2022

Vedoucí práce: Ing. Jan Bárta, Ph.D.

prof. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá stroji odolnými vůči poruchám. V první kapitole byly popsány základní principy zvětšení poruchové tolerance. Následně byly představeny stroje, které těchto principů využívají. V druhé kapitole byly tyto stroje srovnány, a následně představeny jejich hlavní výhody a nevýhody. V třetí kapitole byly uvedeny tři základní metody pro analýzu elektrických strojů odolných vůči poruchám. V poslední kapitole byly analyzovány poruchové stavy třífázového synchronního stroje napájeného ze dvou nezávislých zdrojů. Poruchové stavy byly kompenzovány tak, aby stroj dodával požadovaný moment. Pro kompenzované stavy s nesymetrickým napájením byly navrženy dvě metody pro omezení zvlnění momentu.

Klíčová slova

Stroje odolné vůči poruchám, segmentové synchronní stroje, modulární stroje

Abstract

This bachelor's thesis deals with fault-tolerant machines. The basic principles which increase the fault-tolerant capabilities and some of the designed fault-tolerant machines have been presented in the first chapter. These machines have been compared in the second chapter and their advantages and disadvantages have been presented. The third chapter deals with three basic methods used to analyse electrical machines. The last chapter deals with fault analysis of a three-phase synchronous machine with two independent power sources. The faults have been compensated so that the machine produces required torque. Furthermore, two methods for decreasing torque ripple have been proposed for compensated states with asymmetrical supply.

Keywords

Fault-tolerant machines, segmented synchronous machines, modular machines

Bibliografické citace:

NĚMEC, Josef. *Elektrické stroje odolné proti poruchám*. Brno, 2022. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/138720>. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Jan Bárta.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Elektrické stroje odolné vůči poruchám“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Bártovi, Ph.D. za metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

Podpis autora

Obsah

Úvod	1
1 Stroje odolné vůči poruchám	2
1.1 Základní metody zvětšení poruchové tolerance.....	2
1.2 Segmentové stroje.....	2
1.2.1 Základní dělení strojů s permanentními magnety podle vinutí statoru	2
1.2.2 Návrh segmentového stroje	3
1.2.3 Problémy způsobené segmentací rotoru	5
1.2.4 Modulární stroje.....	6
1.2.5 Stroje s permanentními magnety a koncentrovaným vinutím ve statoru	7
1.3 Stroje se spínaným tokem a reluktanční stroje.....	8
1.4 Třífázové stroje odolné vůči poruchám	9
1.4.1 Řídící strategie 3-fázového stroje.....	10
1.4.2 Další návrhy třífázových strojů odolných vůči poruchám	12
2 Srovnání strojů odolných vůči poruchám	13
2.1 Srovnání podle struktury	13
2.1.1 Segmentové stroje	13
2.1.2 Modulární stroje a řízení	13
2.1.3 Stroje se spínaným tokem a reluktanční stroje	14
2.2 Srovnání podle počtu fází.....	14
3 Analýza a modely strojů odolných vůči poruchám	17
3.1 Modelování pomocí ekvivalentního obvodu.....	17
3.2 Obecná teorie elektrických strojů.....	18
3.2.1 Design a základní rovnice univerzálního stroje	19
3.3 Metoda konečných prvků.....	22
4 Analýza synchronního stroje s permanentními magnety	24
4.1 Určení základních parametrů stroje.....	24
4.2 Analýza a kompenzace třífázové poruchy	25
4.3 Analýza a kompenzace jednofázové a dvoufázové poruchy	30
4.4 Kompenzace zvlnění momentu při jednofázové poruše.....	34
Závěr	38
Literatura	40

Seznam symbolů a zkratk	42
Seznam obrázků	45

ÚVOD

V posledních letech byl kladen důraz na větší elektrifikaci v různých odvětvích pro zvýšení účinnosti a snížení emisí. V důsledku toho se začal více podporovat vývoj strojů odolných vůči poruchám, pro využití v aplikacích se zvýšenou bezpečností, jako je například letecký, automobilový nebo lodní průmysl. Poruchám však nikde nejde zcela zabránit a stroj odolný vůči poruchám tedy musí být schopný provozu, a to i v případě kdy porucha nastane. Daný stroj navíc musí být schopný reagovat na poruchy rozličného charakteru: zkrat mezi fází a kostrou, mezifázový zkrat, odpojení fáze, selhání řízení atd.

Využití v dopravním průmyslu ale, kromě vysoké elektrické spolehlivosti, vyžaduje i co možná nejmenší hmotnost elektrických strojů, aby byla co nejvíce omezena spotřeba energie nutná k pohybu vozidla. Požadované hustoty výkonu bývá dosaženo využitím vysokootáčkových strojů, což ale způsobuje výrazně větší mechanické namáhání. Navržené stroje tedy musí kombinovat elektrickou i mechanickou odolnost a zároveň si zachovat dostatečně vysokou účinnost, aby mohly konkurovat běžným spalovacím pohonům.

V první kapitole této práce tedy budou představeny principy konstrukce strojů, které se využívají ke zvýšení poruchové odolnosti a následně konkrétní stroje které z těchto metod vychází. Současně budou představeny některé základní řídicí strategie pro nápravu poruch.

V druhé kapitole budou porovnány různé návrhy strojů a představeny jejich hlavní klady a zápory. Dále budou diskutovány možné aplikace popsaných strojů na základě jejich vlastností.

V třetí kapitole budou rozebrány metody využívané pro analýzu a modelování strojů odolných vůči poruchám. Modely bývají často využívány již při samotném návrhu strojů, což umožňuje otestování návrhu před vlastní výrobou. Díky tomu může být výrobní proces razantně zkrácen a může být omezen i počet vyrobených prototypů. Další využití tyto metody nalézají v reverzním inženýrství, kde umožňují pochopení neznámých funkčních principů.

V poslední kapitole budou na základě analýzy stroje metodou konečných prvků zkoumány parametry třífázového synchronního stroje s permanentními magnety a koncentrovaným statorovým vinutím, který je napájen ze dvou nezávislých zdrojů. Zkoumány budou poruchové stavy při výpadku různého počtu fází jednoho ze zdrojů. Následně bude provedena proudová kompenzace tak, aby stroj dodával požadovaný moment. Pro kompenzované stavy, které vykazují velké hodnoty zvlnění momentu budou představeny možné způsoby snížení relativního zvlnění.

1 Stroje odolné vůči poruchám

Tato kapitola se zabývá jednotlivými strategiemi konstrukce strojů odolných vůči poruchám a určíme si výhody i nevýhody jednotlivých přístupů.

1.1 Základní metody zvětšení poruchové tolerance

Dle [1] můžeme stroje odolné vůči poruchám, zkráceně FTM (Fault-tolerant machines), definovat jako stroje, které jsou schopny kontinuálně pracovat v uspokojivé míře i během poruchového stavu. Aby toho bylo možné docílit, jsou podle [2] a [1] FTM navrhovány podle několika základních principů:

- tepelná a elektromagnetická izolace fází,
- omezení zkratového proudu,
- fyzická separace fází,
- zvětšený počet fází,
- rychlá detekce a náprava poruchy.

Není však nutné aby FTM ve svém designu implementovaly všechny tyto principy. Jak bude popsáno níže, existuje několik možných návrhů, které nesplňují všechny výše uvedené principy, ale stále vykazují velkou míru odolnosti.

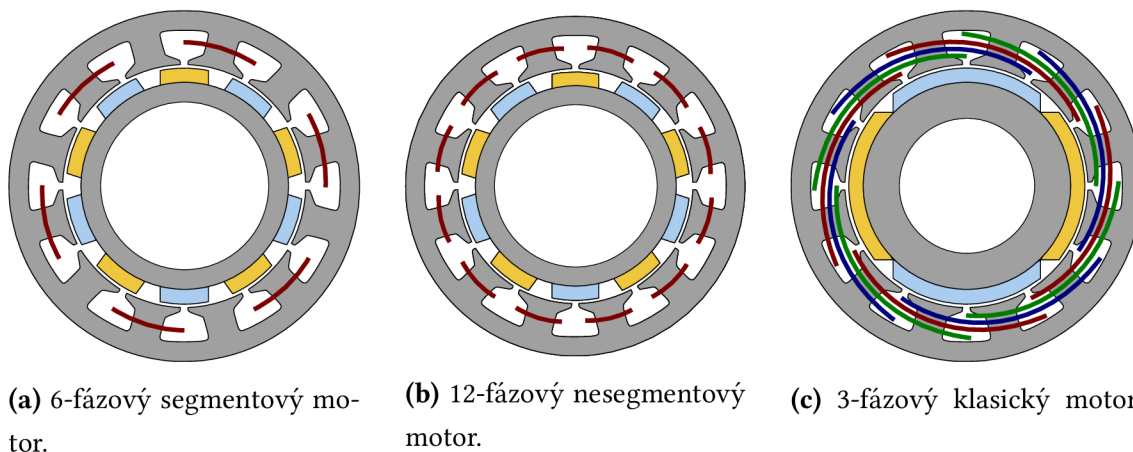
1.2 Segmentové stroje

1.2.1 Základní dělení strojů s permanentními magnety podle vinutí statoru

Dle [1] upoutaly stroje s permanentními magnety (PM) velkou pozornost, protože vykazují velkou hustotu výkonu a momentu a velkou účinnost. Běžné PM stroje ale nejsou samy o sobě odolné vůči poruchám, a bylo tedy vynaloženo velké úsilí pro zlepšení jejich poruchové tolerance. Takové stroje pak [1] označuje jako PMFT stroje (permanent magnet fault-tolerant).

Jedna z častých metod pro zvýšení poruchové odolnosti je fyzické i elektromagnetické oddělení fází, změnou běžného způsobu vinutí, kdy se jednotlivé fáze překrývají. Podle způsobu vinutí pak [3] dělí synchronní PMFT stroje na 2 základní typy.

První typ má na zubu statoru navinutou cívku pouze jedné fáze, viz Obr. 1.1 (a) a Obr. 1.1 (b). Souhrnně se tomuto vinutí říká koncentrované, ale [3] jej dále dělí na dva podtypy. Prvním podtypem je segmentový stroj, který můžeme vidět na Obr. 1.1 (a), má cívku navinutou pouze na každém druhém zubu a cívka zcela vyplňuje dvě statorové drážky. Toto vinutí je také někdy označováno jako jednovrstvé a využívá se v případě, kdy je nutné co nejvíce elektromagneticky oddělit jednotlivé fáze, jak uvádí [1]. Zároveň



Obr. 1.1: Základní struktura synchronních motorů, převzato z [3].

je díky fyzické separaci cívek, značně omezen přestup tepla z jedné cívky na druhou, což je obzvláště důležité, pokud jednou z cívek prochází zkratový proud. Druhý podtyp pak [3] nazývá jako nesegmentový stroj a cívka je u něj navinuta na každý statorový zub a vyplňuje tedy vždy pouze polovinu statorové drážky, jak můžeme vidět na Obr. 1.1 (b). Toto vinutí se v jiné literatuře také označuje jako dvouvrstvé. Cívky tedy nejsou plně separovány a dotýkají se uvnitř statorové drážky. Dochází tedy k většímu elektromagnetickému propojení fází a i většímu přestupu tepla z jedné cívky na druhou v případě zkratové poruchy.

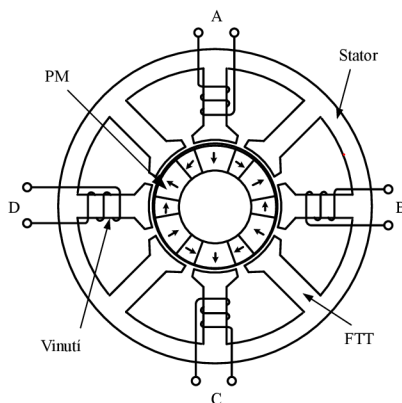
Na Obr. 1.1 (c) pak vidíme druhý způsob vinutí, při kterém se cívky jednotlivých fází překrývají. Tomuto vinutí se říká rozložené a je běžné pro normální aplikace, kde není zapotřebí elektromagnetická a fyzická separace fází.

Blíže se budeme zabývat pouze segmentovým motorem, protože má z uvedených příkladů nejlepší poruchovou toleranci.

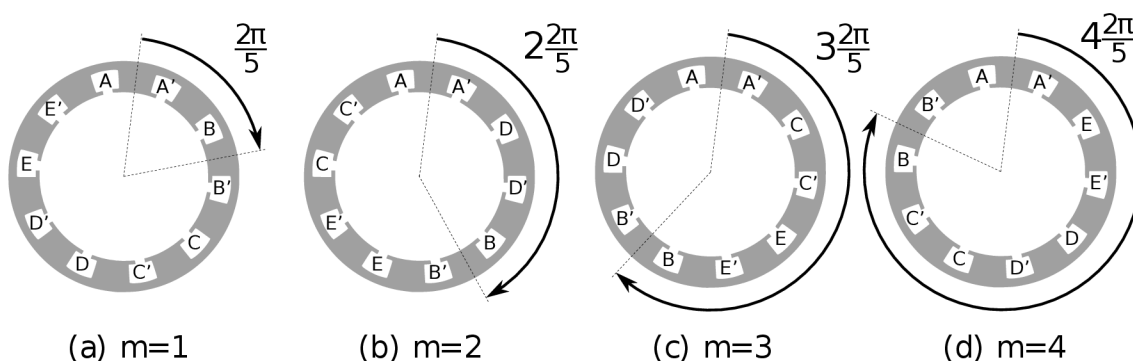
1.2.2 Návrh segmentového stroje

Jak uvádí [3], tak v nejjednodušším případě má segmentový stroj pouze jednu cívku na fázi. Cívka je tedy navinuta kolem zubu a zcela vyplňuje přilehlé statorové drážky. Počet zubů i statorových drážek je tedy dvojnásobkem počtu fází n , jak je patrné z Obr. 1.2. Na každém druhém zubu není vinutí, protože slouží k elektromagnetickému i tepelnému oddělení fází. Tento zub označuje [3] jako FTT (fault tolerant tooth). Při návrhu stroje se podle [3] snažíme najít vhodný počet pólových páru p tak, aby indukovaly v n fázích vyvážené sety indukovaných napětí, jako vytváří stroje s klasickým vinutím.

Na Obr. 1.2 dále vidíme, že fáze jsou zapojeny postupně. Takovéto zapojení však není nutné, jak uvádí [3]. Mechanický úhlový fázový posuv se ale musí rovnat $\frac{m2\pi}{n}$, kde m je celé číslo mezi 1 a $n - 1$. Navíc, aby mechanický úhlový posuv byl stejný pro každou fázi,



Obr. 1.2: 4-fázový segmentový stroj, převzato z [1].



Obr. 1.3: Možné fázové rozložení 5-fázového stroje, převzato z [3].

musí platit, že m a n jsou vzájemně prostá čísla. Na Obr. 1.3 pak můžeme vidět možnosti rozložení fází 5-fázového stroje.

Publikace [3] dále uvádí, že aby se ve fázích indukovali vyvážené sety toků, musí být elektrický fázový posuv v po sobě jdoucích fázích roven $\pm \frac{2\pi}{n}$. Pokud tedy například fáze i je v linii s rotorovým pólem, pak fáze $i + 1$ musí mít mechanický fázový posuv $\pm \frac{2\pi}{np}$ od rotorového pólu se stejnou magnetizací, který jí je nejbližší. Fáze i a $i + 1$ může pak být rozdělena libovolným počtem pólových párů. Tento počet označíme jako q . Fázový posuv mezi fázemi i a $i + 1$ je pak $\frac{2\pi q}{p}$. Tyto podmínky pro vytvoření vyvážených setů indukovaných toků pak můžeme podle [3] vyjádřit jako:

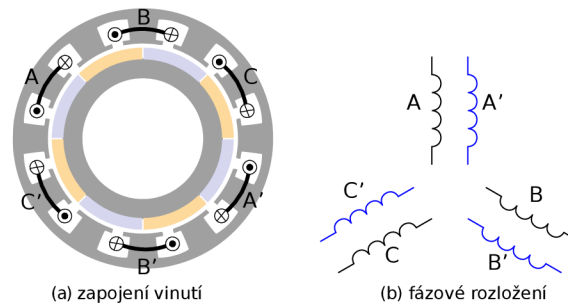
$$m \frac{2\pi}{n} = q \frac{2\pi}{p} \pm \frac{2\pi}{np} \text{ [rad]}. \quad (1.1)$$

Tuto rovnici pak můžeme dále zjednodušit na:

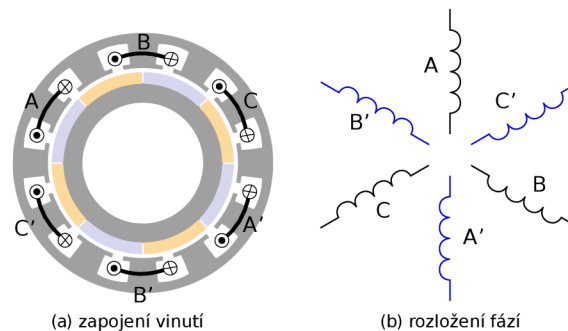
$$mp = qn \pm 1. \quad (1.2)$$

Podle [4] můžeme navíc omezit vzájemnou vazbu fází, pokud počet statorových drážek bude blízký počtu pólů.

Další možností jak přizpůsobit stroj daným potřebám je podle [3] opakování struktur s obrácenou polarizací fází. Jak již bylo uvedeno, tak v nezákladnějším případě je každá



Obr. 1.4: 3-fázový stroj s jednou repeticí struktury, převzato z [3].



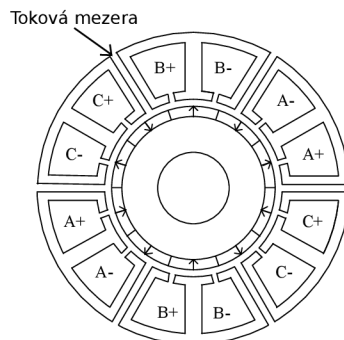
Obr. 1.5: 6-fázový stroj získaný fázovým otočením opakované struktury, převzato z [3].

fáze navinutá pouze na jednom zubu. Fázi je však možné rozdělit do více cívek, čemuž pak odpovídá tzv. počet repeticí. Na Obr. 1.4 a Obr. 1.5 vidíme 3-fázové stroje s jednou repeticí struktury. Každá fáze je tedy rozdělena do dvou cívek. U stroje z Obr. 1.5 bylo navíc vinutí na svorkovnici zapojeno obráceně, čímž se dosáhlo fázového posuvu 180° . Na takový stroj se tedy podle [3] z praktického hlediska můžeme dívat jako na 6-fázový. Tuto možnost zdvojnásobení fází však máme pouze u strojů s lichým počtem fází. U strojů se sudým počtem fází nelze tuto metodu využít, protože každé fázi již odpovídá jiná fáze s fázovým posuvem o 180° .

1.2.3 Problémy způsobené segmentací rotoru

U segmentových motorů podle [3] z podmínek konstrukce vychází, že se počet fází n a počet pólových párů p nemůže rovnat. To má za důsledek, že se pólová rozteč statoru a rotoru liší, na rozdíl od klasických synchronních motorů. Mohou tedy nastat dva případy:

- Pokud $n > p$ tak je statorová pólová rozteč menší než rotorová. Když se tedy magnet nachází pod navinutým zubem, část indukovaného toku je vstřebán dvěma nenavinitými zuby
- Pokud $n < p$ tak je statorová pólová rozteč větší než rotorová. V tomto případě část pole dvou přilehlých magnetů omezuje tok v navinutém zubu.



Obr. 1.6: Modulární PMFT stroj, převzato z [1].

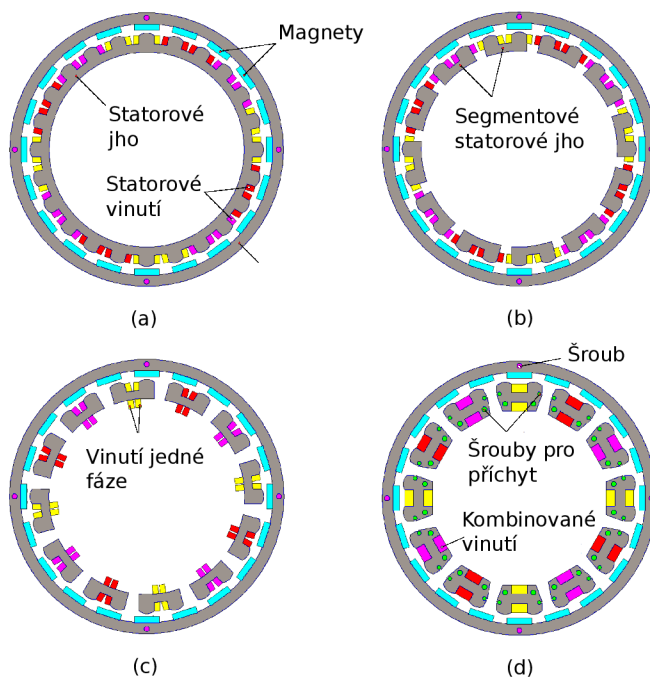
V obou případech je omezen tok v navinutém zubu. Tento jev můžeme podle [3] popsat faktorem rozteče k_p . Vliv tohoto faktoru je pak tím menší, čím bližší je počet fází k počtu pólových párů. Podle [3] jej můžeme spočítat jako:

$$k_p = \sin\left(\frac{p \pi}{n 2}\right). \quad (1.3)$$

Pokud však má mít stroj stejný moment, jako by měl v případě, kdy je $k_p = 1$, musí být proud zvýšen faktorem $\frac{1}{k_p}$. Zvětšení proudu ale bude znamenat zvětšení Jouleových ztrát $\frac{1}{k_p^2}$ krát. Faktor rozteče ale může být ovlivněn i změnou šířky zubů, jak uvádí [3]. V případě, kdy je počet pólový párů větší než počet fází, je výhodné zvětšit šířku navinutých zubů. V opačném případě je vhodné navinuté zuby zúžit. Publikace [3] dále uvádí, že v případě kdy jsou nenavínuté zuby širší než navinuté, můžeme část materiálu odstranit, například zúžením statorového jha a vyfrézováním středu zubu. Konstrukce tak může být odlehčena se zanedbatelným vlivem na chod. Odstraněný materiál může být také nahrazen jiným, s lepšími termálními vlastnostmi. V konstrukci tak může být zabudován pasivní chladič. Publikace [1] mezi další výhody nerovnoměrné šířky zubů uvádí větší dosažitelný moment a menší momentové zvlnění oproti podobným PMFT strojům.

1.2.4 Modulární stroje

Zvláštním typem segmentových strojů, které podle [5] vykazují velkou spolehlivost a dostatečně velkou hustotu výkonu, jsou stroje modulární. Přesná definice se u různých autorů liší. Vždy jde ale o rozdělení stroje do několika nezávislých částí. Jak uvádí [6], toto oddělení může být čistě elektromagnetické nebo kombinací mechanického a elektromagnetického oddělení. Magnetické oddělení je podle [1] dosaženo zavedením tzv. tokových mezer, které můžeme vidět na Obr. 1.6. Navíc, jak uvádí [1], může zavedení tokové mezery zvýšit výsledný moment, pokud je počet statorových drážek menší než počet pólů. Avšak v případě, kdy je počet pólů menší než počet drážek, dojde ke snížení momentu, v důsledku menšího činitele vinutí a menší koncentrace toku. Ve stroji, kde je



Obr. 1.7: Přepracování struktury monolitického statoru s dvouvrstvým vinutím (a) v segmentovaný stator (b); (c) Modulární stator s jednovrstvým vinutím; (d) Finální návrh s modifikovaným tvarem segmentů pro snazší konstrukci, převzato z [6].

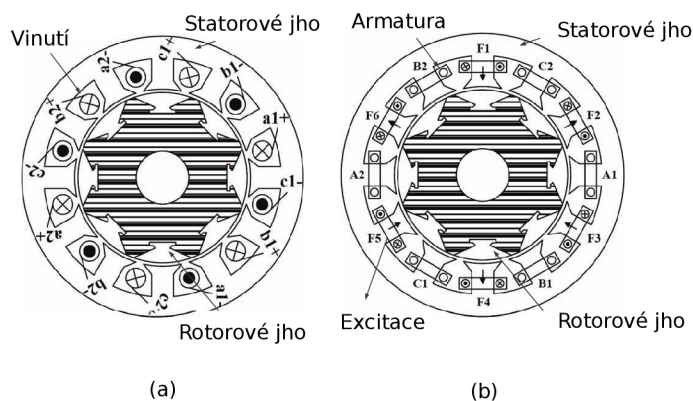
oddělení i mechanické, je možné jednotlivé moduly v případě poruchy ze stroje odstranit, a pokračovat provoz s omezeným výkonem nebo modul nahradit nepoškozeným a závadu tak úplně odstranit.

1.2.5 Stroje s permanentními magnety a koncentrovaným vinutím ve statoru

Možnosti úpravy běžného synchronního stroje s permanentními magnety na stroj modulární byly zkoumány v [6]. Na Obr. 1.7 je znázorněn postup návrhu modulárního stroje. Ve finálním návrhu je v každém segmentu stroje vinutí pouze jedné fáze, což usnadňuje konstrukci a zlepšuje poruchovou odolnost. Kvůli snazší konstrukci bylo změněno i uspořádání vinutí, které bylo navinuto okolo statorového jha, tedy kolmo na běžný způsob vinutí. Vnější rotor byl zvolen pouze kvůli jednoduššímu upevnění stroje a vnitřní rotor by principiálně fungoval stejně.

V [6] byly dále porovnávány vlastnosti modulárního designu oproti původnímu. Bylo zjištěno, že vlivem koncentrace toku je ve vinutí uvnitř statorové drážky indukováno až dvojnásobné napětí. Zároveň ale vinutím, které se nachází za statorovým jhem, prochází menší tok, a i indukované napětí je tedy výrazně nižší. Výsledné indukované napětí tedy podle [6] dosáhlo 87,5% původní hodnoty. Protože synchronní indukčnost zůstává téměř stejná, tak i výsledný moment dosáhl 87,5% původní hodnoty.

Kvůli přítomnosti magnetů vzniká při chodu stroje parazitní reluktanční moment.



Obr. 1.8: Struktura (a) reluktančního stroje a (b) FSPM stroje, převzato z [7].

Ten způsobuje vibrace a hluk, což zvedá nároky na mechanickou pevnost, ale i na zvukovou izolaci, aby motor mohl být provozován v prostorech s lidmi. Podle [6] lze parazitní reluktanční moment omezit zvolením vhodné šířky statorových drážek. Toho by se u normálních motorů dosáhlo změnou šířky zubů, avšak u navrženého modulárního stroje stačí upravit vzdálenost mezi segmenty.

Stroj můžeme podle [6] rozdělit na několik základních strojů, které lze řídit samostatně. Každý takový stroj se sestává z tří modulů, a můžeme se na něj dívat jako na samostatný třífázový stroj. Stroj na Obr. 1.7 se sestává z 12 modulů, a můžeme jej tedy rozdělit na 4 základní stroje, které jsou schopny v případě poruchy pracovat samostatně. Aby stroj, ve kterém nastala porucha, neovlivňoval ostatní stroje, je výhodné, aby byly jednotlivé stroje mezi sebou připojeny paralelně, jak uvádí [6].

Paralelní spojení je podle [6] také nutností, v případě, kdy je potřeba vyměnit jeden ze základních strojů, ale zároveň udržet konstantní indukované napětí. V případě, kdy je jeden nebo více základních strojů odstraněno, se proudová hustota ve zdravých strojích začne zvedat. To vede k přehřívání vinutí a stroj proto není možné provozovat v poruchovém stavu příliš dlouho nebo je nutné, aby vinutí bylo dimenzováno na poruchový stav.

1.3 Stroje se spínáním tokem a reluktanční stroje

Jednou z velmi slibných inovací v oblasti poruchové odolnosti jsou stroje se spínáním tokem s permanentními magnety (FSPM stroje) a stroje reluktanční. U obou motorů je pohyb rotoru zajištěn reluktancí. Podle [7] je statorovým vinutím vytvořeno magnetické pole, které se uzavírá přes rotor. Ten se snaží otočit tak, aby reluktance (magnetický odpor) byl co nejmenší, čímž vzniká reluktanční moment. Při konstrukci se zpravidla používá segmentová nebo modulární struktura, která přispívá k poruchové odolnosti.

Reluktanční a FSPM stroje se podle [7] mezi sebou liší konstrukcí statoru, jak můžeme

vidět na Obr. 1.8. U reluktančního stroje je vytvářeno točivé magnetické pole, jako u běžných synchronních strojů. Rotor se poté hýbe spolu s magnetickým polem, tak aby byla reluktance co nejmenší. Podle [8] je u FSPM magnetické pole tvořeno složením magnetického pole permanentních magnetů nebo vinutí buzených stejnosměrným proudem, a magnetickým polem vinutí, kterým prochází střídavý proud. Při změně směru toku proudu se pak mění i směr magnetického toku.

Homogenita rotoru u těchto strojů umožňuje provoz při vysokých otáčkách, které bývají u běžných strojů omezeny odstředivou silou působící na vinutí nebo magnety. Podle [9] dosahují tyto stroje až $50\,000 \frac{ot}{min}$. Vhodné uložení magnetů u FSPM strojů navíc podle [1] vytváří efekt koncentrovaného toku, díky kterému mají FSPM stroje největší hustotu momentu ze zatím známých strojů s magnety uloženými ve statoru. Další výhodou magnetů uložených ve statoru je podle [9] zjednodušení chlazení. Vinutí a magnety uložené v rotoru bývá obtížné účinně chladit. Chlazení magnetů je přitom kritické, protože jak uvádí [1], může při přehřátí dojít k ireverzibilní demagnetizaci. Taková situace by sice neměla hrozit za normálních podmínek, ale v případě zkratové poruchy by teplota mohla překročit kritickou hodnotu.

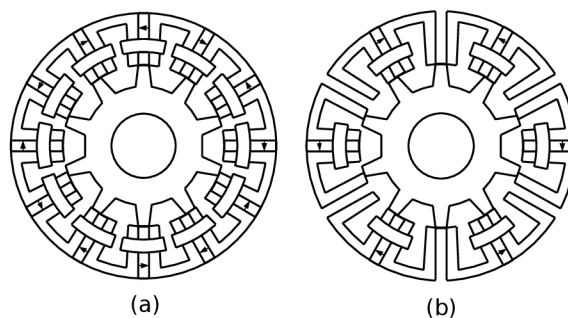
Pro usnadnění výroby se, podle [1], používá u FSPM strojů struktura s otevřenými statorovými drážkami. Tato struktura navíc umožňuje předlisování vinutí, což dále usnadňuje výrobu, ale zároveň je možné dosáhnout většího činitele plnění mědi a tím větší hustoty momentu.

Nevýhodou FSPM strojů je, podle [9], zvlnění momentu, způsobené parazitním reluktančním momentem. V [10] jsou zkoumány různé způsoby omezení parazitního reluktančního momentu, jako je například zavedení drobných zářezů do zubů statoru a rotoru. V [11] byly zkoumány vhodné kombinace počtu pólů a statorových drážek pro zvýšení činitele vinutí a omezení zvlnění momentu. V [12] byl navržen FSPM motor s duálním rotorem, který svou konstrukcí omezuje parazitní reluktanční moment a zároveň si udržuje vysokou momentovou hustotu.

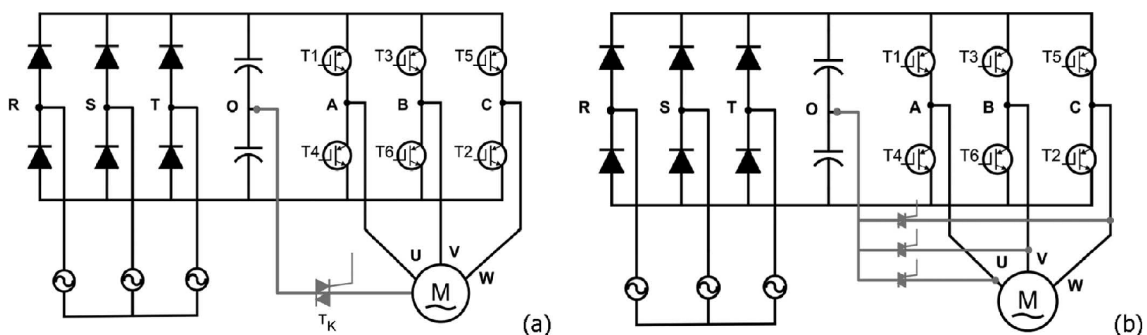
Reluktanční stroje mají, podle [7], ještě výraznější zvlnění momentu než FSPM stroje, ale vykazují větší účinnost i maximální moment. Oba typy strojů ale vytváří silné vibrace a hluk, a jejich použití je proto zatím omezené. V praxi se ale již používají reluktanční stroje s magnety uloženými v rotoru, které kombinují vlastnosti reluktančních a klasických synchronních motorů.

1.4 Třífázové stroje odolné vůči poruchám

Třífázové stroje mají ve srovnání s vícefázovými horší poruchovou toleranci, protože při výpadku jedné fáze ztrácí poměrově větší část výkonu. Jednou z metod zvýšení jejich odolnosti je využití modulární struktury s koncentrovaným vinutím. Tato metoda se ale hodí pro návrh nových strojů a segmentace již vyrobeného stroje je obtížná a nákladná.



Obr. 1.9: Konfigurace (a) klasického FSPM stroje a (b) FT FSPM stroje s modulárním státorem, převzato z [1].



Obr. 1.10: Struktura řídicí jednotky asynchronního motoru podle metody: (a) SNPC a (b) SPC, převzato z [13].

Pro zvýšení odolnosti již vyrobených strojů se tedy převážně využívá změny metod řízení případně úplná výměna řídicích jednotek. Tyto úpravy jsou cenově nenáročné, obzvláště v případě pouhé softwarové úpravy.

1.4.1 Řídicí strategie 3-fázového stroje

Pro řízení stroje v poruchovém stavu bylo navrženo několik metod. Dvoufázový operační mód byl navržen v [14], při kterém je neutrální bod statorového vinutí připojen ke zdroji stejnosměrného napětí. Navíc byla přidána proudová reference s fázovým posuvem o 60° , pro minimalizaci pulzačního momentu charakteristického pro jednofázové operace jak uvádí [13]. Metoda pro omezení pulzačního momentu bez připojení na DC zdroj byla navržena v [15], kde bylo omezení dosaženo pomocí umělého přidávání lichých harmonických složek napětí s vhodným fázovým posuvem. Podle [13] ani jedna z těchto metod nepotřebuje přídavné výkonové spínače, ale pouze softwarové úpravy řízení.

Základní metody pro nápravu chyb v řídicí jednotce stroje byly navrženy v [13], kde byly blíže popsány dvě základní hardwarové rekonfigurace řídicí jednotky (viz Obr. 1.10). V první metodě SNPC (Stator neutral point connection) je po detekci chyby izolována větev řídicí jednotky s poruchou, a neutrální bod statorového vinutí je připojen přes

triak na DC sběrnici. V druhé metodě SPC (stator phase connection) je izolována větev řídicí jednotky s poruchou, a přes triak je k DC sběrnici připojena korespondující fáze motoru.

V případě poruchy je při využití metody SPC dostupné napětí na svorkách motoru $\sqrt{3}$ krát menší než při běžném provozu. Podle [13] je tedy nutné buď zvýšit napětí na DC sběrnici $\sqrt{3}$ krát nebo změnit zapojení motoru z hvězdy do trojúhelníku. V druhém případě poteče polovodiči $\sqrt{3}$ krát větší proud, na který tedy musí být dimenzovány. Publikace [13] dále uvádí, že pokud nelze využít ani jednu možnost, poklesne elektromagnetický moment na polovinu, ale stroj může být dále provozován. V případě využití metody SNPC jsou proudy strojem $\sqrt{3}$ krát větší, a stejně jako při využití metody SPC musí být polovodiče dimenzovány na tento proud.

V běžném stavu mohou být proudy motorem podle [13] vyjádřeny těmito vztahy:

$$i_u = I_M (\omega t + \phi), \quad (1.4)$$

$$i_v = I_M \left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3} \right), \quad (1.5)$$

$$i_w = I_M \left(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (1.6)$$

Kde i_u , i_v a i_w jsou fázové proudy, I_M je maximální hodnota fázového proudu, ω je úhlová rychlost rotoru a ϕ je počáteční fázový posuv.

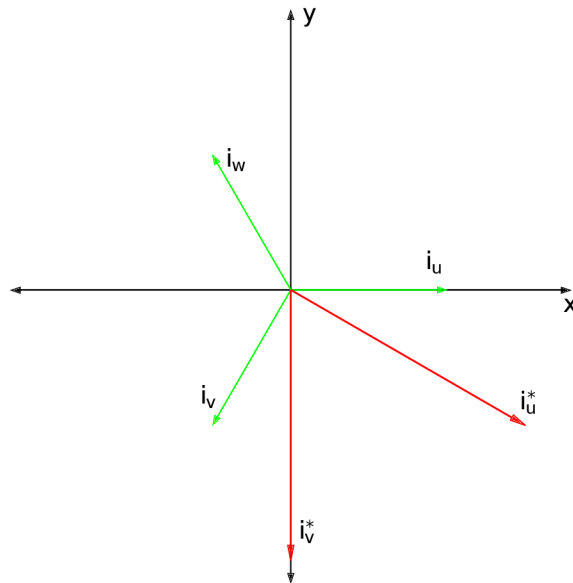
Podle [13] pro stav po poruše, například větve C podle Obr 1.10, se v případě použití metody SPC hodnota proudu i_w získá automaticky, díky tomu, že řídicí jednotka je proudově řízená. Proud i_u a i_v jsou pak sinusově řízeny a mají mezi sebou fázový posuv 120° , jak je naznačeno v rovnicích (1.4) a (1.5). V případě použití metody SNPC musí ale podle [13] dojít k úpravám řízení, aby vznikalo točivé magnetické pole. Pokud bychom uvažovali stejnou poruchu jako v předchozím případě tak proud $i_w = 0$. Zbylé proudy pak musí být upraveny podle následujících rovnic:

$$i_u^* = \sqrt{3} I_M \left(\omega t + \phi - \frac{\pi}{6} \right), \quad (1.7)$$

$$i_v^* = \sqrt{3} I_M \left(\omega t + \phi - \frac{\pi}{2} \right). \quad (1.8)$$

Na Obr. 1.11 tedy vidíme, že proudy jsou $\sqrt{3}$ krát větší a mají mezi sebou fázový posuv 60° , jak bylo uvedeno i v [14]. Kvůli větším proudům není vhodné, aby byl motor provozován v poruchovém stavu delší dobu, neboť dochází k rychlejší degradaci izolací vlivem větší teploty vodičů.

Návrh řídicí jednotky, která dokáže fungovat i při poruše několika IGBT, byl rozebrán v [16]. Zkoumána byla jednotka s třístupňovým měničem, pro kterou byly navrženy



Obr. 1.11: Fázorový diagram proudů

řídící postupy spínání tranzistorů tak, aby byl do motoru dodáván set tří vyvážených proudů, i kdyby v provozu zůstaly pouze dvě větve řídicí jednotky. V takovém případě měnič funguje jako 2- stupňový. Amplituda proudů zůstává téměř neměnná, ale napětí vykazuje větší harmonické zkreslení, což způsobuje přídavné ztráty v motoru, a následně i nárůst teploty.

1.4.2 Další návrhy třífázových strojů odolných vůči poruchám

Dvojitý motor na společné hřídeli pro posilovač řízení byl navržen v [17]. Velké spolehlivosti je dosaženo právě zdvojením prvků, každý motor má proto svou vlastní řídicí jednotku. Navržená soustava motorů je schopná poskytovat pomoc při řízení i v případě poruchy, avšak s omezeným výkonem. Jak moc je výkon omezen závisí na typu poruchy. V nejhorším uvažovaném případě, kdy je jeden z motorů zcela neschopný provozu, je maximální výkon poloviční.

Na pomezí mezi třífázovými a vícefázovými stroji jsou stroje s několika třífázovými vinutími. Mezi nejčastější případy patří duální třífázový stroj. Oproti klasickým třífázovým strojům je toto zapojení podle [1] výhodnější, díky možnosti dvou třífázových řídicích jednotek, místo drahé šestifázové. Řídicí jednotky navíc mohou pracovat nezávisle na sobě, což zvětšuje možnosti pro řízení v případě poruchy.

2 Srovnání strojů odolných vůči poruchám

V první kapitole bylo představeno několik strojů odolných vůči poruchám. Jejich design do různé míry zvedá odolnost, ale zároveň zanášá do konstrukce jiné problémy. Je proto důležité zvolit si správný stroj pro jeho danou aplikaci. V této kapitole tedy budou představeny výhody a nevýhody popsaných strojů na základě kterých, bude provedeno jejich srovnání.

2.1 Srovnání podle struktury

2.1.1 Segmentové stroje

Hlavním důvodem pro segmentaci stroje je elektromagnetické oddělení fází. Jak uvádí [17], při velké vzájemné indukčnosti mezi fázemi, je v případě zkratu ve zdravých fázích indukován proud, což způsobuje větší tepelné ztráty a následně brzdný moment. Přehřívání navíc může poškodit izolaci vinutí anebo demagnetizaci permanentních magnetů. Zvláště vhodné jsou segmentové stroje podle [3] v leteckém průmyslu. Vlivem nízkého tlaku totiž snáze dochází ke vzniku korony a následnému výboji mezi fázemi nebo fází a kostrou stroje. Oddělením fází je možnost mezifázového zkratu prakticky vyloučena a v případě poruchy je zkrat limitován pouze na jednu fázi, jak elektricky, tak tepelně. Publikace [3] dále uvádí, že segmentové stroje umožňují předlisování vinutí, což spolu s faktem, že díky oddělení fází je okolo vinutí méně izolátoru, zvětšuje činitel plnění mědi. Menší množství izolátoru zároveň zlepšuje odvod tepla z vinutí. Podle [3] mají segmentové stroje oproti klasickým kratší hlavy vinutí a užší jha. Při vhodném návrhu může být hustota výkonu o 10 %-20 % větší než u běžných strojů, a to i přes snížení magnetického toku vlivem roztečového faktoru. Běžné segmentové stroje, u kterých nejsou jha ztenčeny, ale mají nižší hustotu výkonu a větší parazitní reluktanční moment než klasické stroje.

2.1.2 Modulární stroje a řízení

Modulární stroje mají zpravidla ještě větší magnetickou izolaci mezi fázemi než stroje segmentové. Jejich konstrukce, podle [6], umožňuje vyjmutí poškozených částí, čímž se zabrání vzniku magnetické síly působící proti pohybu. Výkon se po vyjmutí modulu přenesení do zbylých modulů, což vede k většímu tepelnému namáhání stroje. Moduly tedy musí být dimenzovány na tento případ nebo musí být omezena doba provozu v poruchovém stavu tak, aby nedošlo k trvalému poškození zdravých částí stroje. Možnost nahrazení nefunkčních částí, místo celého stroje, je obzvláště výhodná v aplikacích, kde je obtížné dopravit náhradní stroj. Využívány bývají například jako pohony lanovek na horách nebo pohony zařízení na lodích. Modulární motor navržený v [6], popsaný v první kapitole, byl právě určen jako pohon pro lodní kladkostroj. Jako nevýhody

pak [6] uvádí menší účinnost a pokles maximálního momentu a velikosti indukovaného napětí na 87,5% oproti monolitické struktuře.

V publikaci [18] byl popsán návrh elektrického pohonu pro letadlo s modulárním statorem a modulárním řízením. Modulární zapojení řízení podle [18] omezuje šanci vzniku výboje v nízkém tlaku, díky snížení rozdílu napětí mezi vinutím statoru a měničem. Dále pak [18] uvádí, že modulární řízení je v leteckém průmyslu nutností, aby byla zajištěna potřebná bezpečnost.

2.1.3 Stroje se spínaným tokem a reluktanční stroje

FSPM stroje mají podle [1] největší hustotu momentu ze strojů s PM ve statoru a vytváří velmi málo zkreslené indukované napětí. Umístění magnetů na statoru umožňuje dobrý odvod tepla, díky čemu mohou dosahovat velkých otáček, a tedy i velké hustoty výkonu. Odvodu tepla pomáhá i otevřená statorová drážka, s kterou jsou FSPM stroje často konstruovány. FSPM stroje bývají také konstruovány jako segmentové a nesou tedy stejné výhody, ale i nevýhody. Navíc mohou být i v modulárním provedení, což přináší další výhody, ale zmenšuje maximální výkon, protože musí být vyjmuty magnety uložené v FTT. Při provozu ale vznikají značné vibrace a hluk, což výrazně omezuje možnosti jejich využití.

Reluktanční stroje mají řadu dobrých vlastností. Podle [3] vykazují velkou magnetickou izolaci, takže v případě zkratu mezi jednotlivými závitovými vinutími, pohyb rotoru neindukuje zkratový proud do statoru, na rozdíl od běžných PM strojů. Díky homogenní struktuře rotoru mohou být provozovány na velmi vysokých otáčkách a dosahují tak i velké výkonové hustoty. Vytvářené magnetické pole je ale nelineární, což znemožňuje přesné řízení, zvyšuje parazitní reluktanční moment a způsobuje silné vibrace a hluk. Navíc podle [1] mají menší účinnost než běžné PM stroje a jejich využití je tedy zatím omezené.

2.2 Srovnání podle počtu fází

Jedním ze základních designových prvků u FTM je využití více fází. Díky tomu jsou podle [1] proud a výkon více rozděleny, díky čemu jsou jednotlivá vinutí méně namáhaná. Zároveň toto rovnoměrnější rozložení výkonu zmenšuje zvlnění momentu. Další výhodou vícefázových strojů je, že v případě poruchy jednoho vinutí, ztratíme poměrově menší část výkonu. Řízení těchto strojů také přináší výhodu, a to ve více možnostech řešení poruch, jak uvádí [1]. Zároveň jsou ale řídicí jednotky vícefázových strojů nákladnější než klasické třífázové.

Třífázové stroje mají oproti vícefázovým strojům menší poruchovou toleranci, ale bývají zpravidla mnohem levnější. Jejich poruchovou toleranci můžeme zlepšit změnou řízení, jak bylo blíže popsáno v sekci 1.4. Některé změny řízení vyžadují pouze softwa-

rovou úpravu, a jsou tedy cenově velmi výhodné. Tato metoda je obzvláště výhodná pro zvýšení odolnosti již vyrobených strojů. Další možností pro zvýšení jejich odolnosti je využití modulární struktury s koncentrovaným vinutím, což ale zpravidla znamená pořízení nového stroje.

Dalším typem FT třífázových strojů, které pro zvýšení odolnosti nevyužívají modulární strukturu, jsou vícenásobné třífázové stroje. Nejčastějším typem jsou dvojité, kdy jsou ve statoru uloženy vinutí dvou třífázových strojů. Každou trojici vinutí pak můžeme napájet z vlastní třífázové řídicí jednotky, která je výrazně levnější než její vícefázová varianta, jak uvádí [19]. Další způsob zvětšení poruchové odolnosti je spojení dvou strojů na stejnou hřídel, jako tomu bylo při návrhu posilovače řízení v [17]. Je extrémně malá pravděpodobnost, že by došlo k poruše na dvou strojích zároveň, a soustava je tak vždy schopná dodávat alespoň 50% výkonu.



Obr. 2.1: Přehled strojů odolných vůči poruchám. Zeleně jsou označeny výhody a červeně nevýhody.

3 Analýza a modely strojů odolných vůči poruchám

Jednou z možností studování vlastností elektrických strojů je výpočet s náhradním schématem. Toho může být podle [20] dosaženo několika metodami. První metodou je výpočet parametrů z geometrickým rozměrů stroje a materiálových konstant. Tuto metodu můžeme použít již ve fázi návrhu, a není k ní potřeba vyrobený stroj. Používá se ale i při reverzním inženýrství, kdy se snažíme zjistit parametry neznámého stroje. Parametry je možné určit i měřením, avšak pro to je nutné mít k dispozici již vyrobený stroj.

Druhá metoda analýzy strojů, kterou [20] popisuje, vychází z obecné teorie elektrických strojů, která k popisu měnících se veličin využívá dvě na sebe kolmé osy.

Pokrok ve výpočetní technice umožňuje využívat i početně velmi náročné postupy. Jedním z nich je podle [20] metoda konečných prvků MKP. Tato metoda umožňuje výpočet nejen základních parametrů, ale i ztrát, účinnosti, parazitního reluktančního momentu atd.

3.1 Modelování pomocí ekvivalentního obvodu

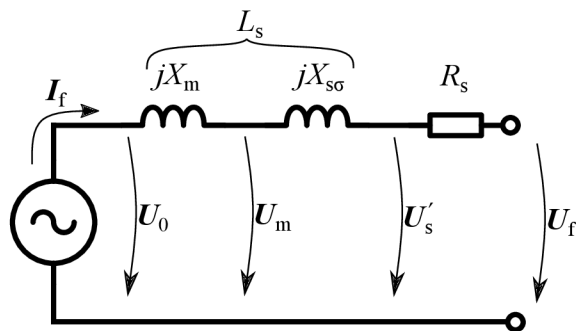
V rotujících elektrických strojích můžeme podle [20] magnetický tok rozdělit na dvě základní části: hlavní magnetický tok a rozptylový tok. Hlavní magnetický tok prochází přes vzduchovou mezeru a je elektromagneticky spojen se statorem i rotorem. Rozptylový tok je spojen pouze s vinutím, které jej vytvořilo a nepodílí se tedy na přenosu výkonu.

Hlavní magnetický tok Φ_h vytváří spřažený magnetický tok Ψ_h , který je úměrný magnetizační indukčnosti L_m . Rozptylový magnetický tok Φ_r vytváří spřažený rozptylový tok Ψ_r , který je úměrný rozptylové indukčnosti L_r , jak uvádí [20]. Pro případ asynchronního stroje je statorová indukčnost dána součtem magnetizační a rozptylové indukčnosti $L_s = L_m + L_r$. U synchronního stroje tuto celkovou indukčnost nazýváme jako synchronní.

Dalším velmi důležitým parametrem je podle [20] odpor vinutí R_s . Ten převážně závisí na geometrii vinutí (délka a průřez) a materiálových vlastnostech jako je vodivost. Pro přesnější popsání jevů probíhajících ve stroji je ale nutné uvažovat změnu odporu vlivem skin-efektu a změnou teploty. Skin-efekt totiž vytlačuje proud směrem od středu, čímž se zmenšuje účinný průřez vodiče a tím zvedá odpor a tedy i tepelné ztráty.

Jako příklad zjednodušeného ekvivalentního obvodu si uvedeme model popsany v [3]. Jedná se o model segmentového synchronního stroje s permanentními magnety, což je jedna z nejčastějších konfigurací pro FTM. Vzhledem k tomu, že je vzájemná indukčnost velmi nízká, je podle [3] možné nahlížet na n fází statoru jako na n nezávislých obvodů. Každý obvod se skládá z odporu R_s , indukčnosti L_s a napětí naprázdno u_0 indukovaného magnety, jak můžeme vidět na Obr. 3.1. Podle ekvivalentního obvodu můžeme napsat rovnici napětí:

$$u_k = i_k \cdot R_s + L_s \frac{\partial i_k}{\partial t} + u_0. \quad (3.1)$$



Obr. 3.1: Ekvivalentní obvod fáze k synchronního stroje, překresleno podle [3].

Kde $k \in [1, \dots, n]$. Jestliže jsou magnety správně tvarovány, můžeme podle [3] předpokládat, že magnetický tok ψ_k v závislosti na poloze rotoru mění sinusově. Protože $u_0 = \frac{\partial \psi_k}{\partial t}$ je zřejmé, že se sinusově bude měnit i indukované napětí naprázdno.

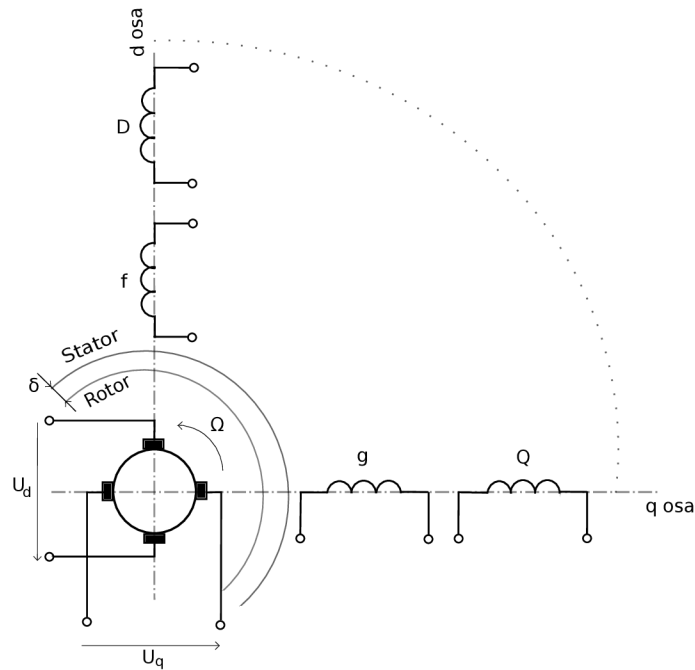
Tento model ale vychází z předpokladu, že je možné zanedbat vzájemnou indukčnost fází. Toho bývá dosaženo např. u strojů s koncentrovaným vinutím, ale [3] uvádí, že můžeme považovat jednotlivé fáze za nezávislé, i pokud nemůžeme zanedbat vzájemnou indukčnost, ale pouze pokud je suma proudů rovna nule. Tato podmínka je automaticky splněna pro stroje se statorovým vinutím zapojeným do hvězdy.

3.2 Obecná teorie elektrických strojů

Obecná teorie elektrických strojů byla poprvé formulována G. Kronem okolo roku 1935. Podle [20] je tato teorie založena na zobecnění základních principů a rovnic všech elektrických strojů. Výhodou této teorie je podle [20] univerzálnost rovnic, které platí pro stálé i přechodné děje. Elektrické stroje jsou touto teorií popsány jako systémy pohybujících se a stojících, magneticky propojených, elektrických obvodů, které jsou definovány těmito základními parametry: vlastní a vzájemnou indukčností, odporem vinutí a momentem setrvačnosti.

Pro zjednodušení řešení rovnic se podle [20] zavádí různé zjednodušující předpoklady:

- *Vliv sycení magnetického obvodu je zanedbán.* Díky tomu je závislost mezi proudy a magnetickým tokem lineární. V některých případech ale může mít sycení značný vliv a nelze jej tedy zanedbat, např. při provozu asynchronního generátoru v ostrovním režimu.
- *Teplotní závislost rezistivity vinutí je zanedbána.* Toto zjednodušení lze použít pouze pro základní analýzu. Vliv teploty je značný a pro získání výsledků srovnatelných s měřením je nutné s tímto vlivem uvažovat.
- *Vliv frekvence na indukčnost a odpory je zanedbán.* Díky tomu nemusíme uvažovat



Obr. 3.2: Univerzální elektrický stroj s označeným vinutím, překresleno podle [20]

vliv skin-efektů a vířivých proudů, což značně zjednodušuje výpočet rovnic. Tento vliv ale není možné zanedbat při využití frekvenčních měničů, které generují vyšší harmonické se značnou amplitudou.

- *Vinutí jsou rovnoměrně rozložena.* Vinutí v reálných strojích je rozloženo v jednotlivých drážkách. Zanedbáním vlivem drážkování se zjednoduší výpočet magnetických polí a indukčností. Při využití metody konečných prvků MPK, je ale s tímto vlivem počítáno.
- *Vinutí pro střídavý proud je rozloženo sinusově.* U reálných strojů je vinutí rozloženo v každé drážce se stejným počtem závitů. Podle tohoto předpokladu se ale hustota vinutí sinusově mění a díky tomuto zjednodušení můžeme zanedbat všechny vyšší harmonické složky. Toto zjednodušení ale není možné použít v případě, kdy se jedná o stroj s koncentrovaným vinutím nebo permanentními magnety.

3.2.1 Design a základní rovnice univerzálního stroje

Pro popsání univerzálního stroje využívá [20] dvoupólový stroj s komutátorem. Pro vícepólový stroj lze rovnice rozvést převedením mechanických otáček a úhlů na elektrické:

$$\omega = p\Omega, \quad (3.2)$$

$$\vartheta_{el} = p\vartheta_{mech}. \quad (3.3)$$

Pro univerzální stroj je typické, že jeho vinutí se nachází ve dvou na sebe kolmých osách. Podélnou osu značíme "d" a příčnou "q", jak uvádí [20]. Toto rozložení můžeme vidět na Obr. 3.2. Stator má na tomto modelu vyniklé póly s dvěma nebo více vinutími na hlavních pólech v d-ose a q-ose. Vinutí f a D na d-ose a vinutí g a Q z Obr. 3.2 mohou reprezentovat magnetizační, tlumící, kompenzační, komutační a další typy vinutí nebo také třífázové vinutí přetransformované do d, q systému.

Vinutí rotoru se podle [20] jeví jako vinutí té osy, která prochází skrz kartáče. Pokud se rotor otáčí, mění vodiče cívek svou pozici vzhledem k statoru a kartáčům, ale vodiči, které se nachází v dané pólové rozteči, teče proud vždy stejným směrem. Rotorové vinutí s komutátorem se tedy z magnetického hlediska jeví jako stacionární a magnetický tok vytvářený vinutím má tedy vždy stejný směr. Na komutátoru z Obr. 3.2 jsou zobrazeny dva sety kartáčů: jeden na terminálu u_q a druhý na terminálu u_d . Toto napětí je posunuto o 90° oproti u_q ve směru pohybu rotoru.

Univerzální elektrický stroj představený v [20] můžeme pospat pomocí systému rovnic. Tento zjednodušený model může být dále rozveden, aby lépe popisoval konkrétní typ stroje: asynchronní, synchronní, stejnosměrný atd. Dále budou rozvedeny pouze základní napěťové rovnice pro univerzální stroj, jejichž počet je podle [20] dán počtem vinutí. Všechna vinutí jsou uvažována jako spotřebiče energie a napětí na svorkách je tedy dáno součtem dílčích úbytků napětí. Rovnici pro napětí v j-tém vinutí, kde $j = f, D, g, Q$, můžeme napsat jako:

$$u_j = R_j i_j + \frac{d\Psi_j}{dt}, \quad (3.4)$$

kde u_j je napětí na svorkách, R_j je odpor a Ψ_j je spřažený tok.

Spřažené magnetické toky jednotlivých vinutí jsou dány součtem toků, tvořených průchodem proudů v daném vinutí a magneticky propojených vinutích. Rovnici můžeme obecně napsat jako:

$$\Psi_j = \sum_k \Psi_{jk} = \sum_k L_{jk} i_k, \quad (3.5)$$

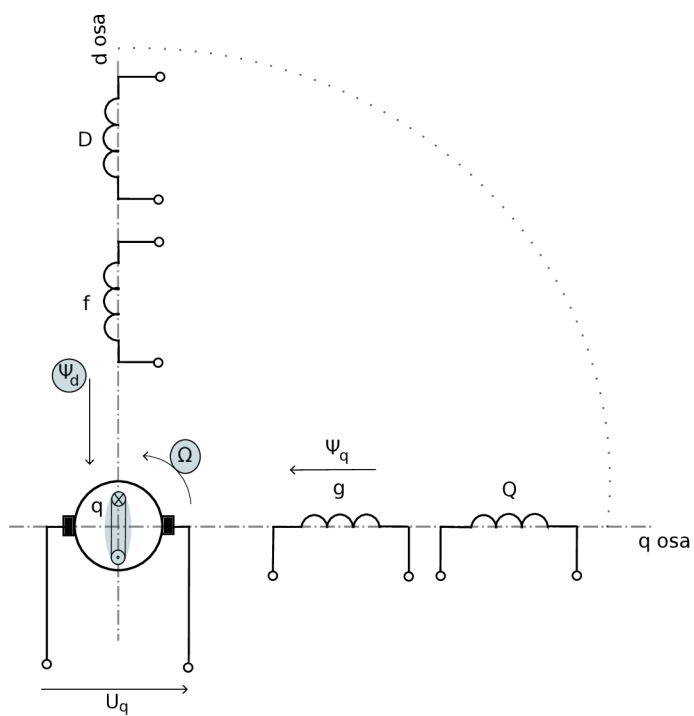
kde $j, k = f, d, D, q, g, Q$.

Vinutí rotoru se pohybuje úhlovou rychlostí Ω a indukované napětí se tedy skládá ze dvou složek. V [20] jsou tyto složky označeny jako transformační napětí u_{tr} , které vzniká v důsledku změny magnetického toku a rotační napětí u_{rot} vzniklé pohybem rotoru. Rotorové vinutí se skládá ze dvou částí, kde jedna se nachází na d-ose a druhá na q-ose, viz Obr. 3.4 a 3.3.

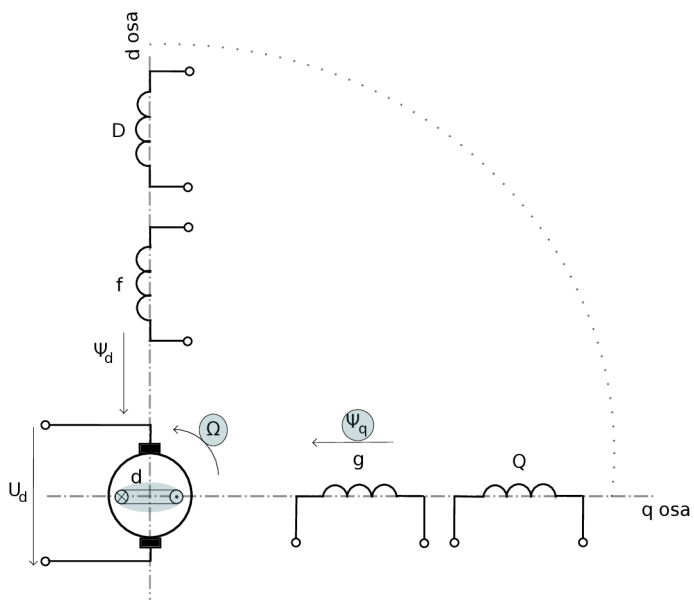
Nejprve se zaměříme pouze na vinutí, které se nachází v q-ose. Transformační napětí je v tomto vinutí indukováno změnou magnetického toku Ψ_q , který prochází celou plochou závitů vinutí:

$$u_{trq} = \frac{d\Psi_q}{dt}. \quad (3.6)$$

Spřažený magnetický tok Ψ_d , skrz plochy závitů neprochází a neindukuje tedy žádné napětí.



Obr. 3.3: Znáznění napětí indukovaných v q-ose, překresleno podle [20]



Obr. 3.4: Znáznění napětí indukovaných v d-ose, překresleno podle [20]

Naopak při pohybu q-vinutí, ve vyznačeném směru dochází ke vzniku rotačního napětí v důsledku pohybu vodičů skrz magnetické siločáry Ψ_d :

$$u_{\text{rotq}} = C\Phi_d\Omega, \quad (3.7)$$

kde C je konstanta stroje.

Tuto rovnici můžeme podle [20] dále upravit:

$$u_0 = u_{\text{rotq}} = \frac{p}{a} \frac{z}{2\pi} \Phi_d \Omega. \quad (3.8)$$

Tento výraz může být dále zobecněn pro libovolnou osu:

$$u_0 = \frac{p}{a} \frac{z}{2\pi} \Phi \Omega = \omega \Psi, \quad (3.9)$$

kde polovina vodičů z představuje počet závitů N a a je počet paralelních větví. Sprážený magnetický tok tedy zahrnuje tyto proměnné:

$$\Psi = \frac{z}{a2\pi} \Phi = \frac{N}{a\pi} \Phi. \quad (3.10)$$

Svorkové napětí u_q můžeme tedy podle [20] vyjádřit jako:

$$u_q = Ri_q + u_{\text{trq}} + u_{\text{rotq}} = Ri_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + C\Phi_d\Omega. \quad (3.11)$$

Na Obr. 3.3 můžeme vidět, že směr proudů, magnetických toků a otáčení rotoru odpovídá pravidlu levé ruky, tedy motorickému režimu. Všechny členy v rovnici (3.11) jsou tedy kladné.

Obdobnou rovnici můžeme napsat i pro d-osu, kde ale směr proudů, magnetických toků a otáčení rotoru, znázorněných na Obr. 3.4, odpovídá pravidlu pravé ruky, tedy generátorickému režimu. Rotační napětí tedy bude záporné:

$$u_d = Ri_d + u_{\text{trd}} - u_{\text{rotd}} = Ri_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - C\Phi_q\Omega. \quad (3.12)$$

3.3 Metoda konečných prvků

Metoda konečných prvků byla podle [20] nejprve vytvořena jako matematická metoda, schopná analyzovat rozložení magnetických polí, pro určení parametrů ekvivalentního obvodu. Kvůli výpočetní náročnosti ale nebyla příliš využívána, dokud se dostatečně nerozvinula počítačová technika. Od té doby se metoda konečných prvků (MKP) rozšířila i do dalších vědních odvětví. Pro analýzu elektrických strojů se používá ve spojení s Maxwellovými rovnicemi a řešení může být provedeno ve 2D nebo 3D prostoru.

Programy využívající metodu MKP se podle [20] a [21] skládají ze tří hlavních částí: preprocesor, procesor a postprocesor.

Preprocesor podle [20] umožňuje uživateli vytvořit model s konečným počtem prvků. Nejprve jsou definovány geometrické rozměry zkoumaného modelu a zvolen způsob analýzy mezi 2D a 3D modelováním. V dalším kroku jsou k jednotlivým geometrickým útvarům přiřazeny jejich materiály, a tedy i jejich vlastnosti (vodivost, B-H křivky, tepelná vodivost atd.). Dále jsou zadány hodnoty parametrů zdrojů (tj. napětí, proudů, proudové hustoty, magnetizace atd.). Nakonec je vytvořena samotná síť prvků, která se zpravidla skládá z trojúhelníkových útvarů. Hustotu těchto prvků zadává uživatel a odvíjí se od ní přesnost simulace. Pro jednoduché tvary je možné síť nastavit řidší, ale čím je tvar složitější tím hustší by měla síť být.

Processor je část programu, která podle [21] provádí samotné numerické řešení úlohy. Ke každému uzlu sítě jsou přiřazeny diferenciální rovnice, a z nich následně vypočteny žádané skalární a vektorové veličiny.

Postprocesor na základě těchto veličin provádí grafické zpracování, kdy zobrazuje siločáry, ekvipotenciály atd. Postprocesor dále umožňuje export dat pro další zpracování a dopočítání některých parametrů, jako kapacity a indukčnosti, z rozložení elektromagnetického pole.

4 Analýza synchronního stroje s permanentními magnety

V této kapitole je analyzován stroj v nominálním stavu a ve třech různých poruchových stavech, tedy rozpojení jedné, dvou a tří fází jednoho ze zdrojů. Dále zde jsou zkoumány některé způsoby kompenzace poruchy pro zajištění požadovaného výstupního momentu a omezení jeho zvlnění.

4.1 Určení základních parametrů stroje

Pro simulace v programu Ansys Maxwell byl zvolen 3-fázový synchronní stroj s permanentními magnety. Vinutí je koncentrované a je uloženo ve 12 drážkách. Pro zvýšení poruchové odolnosti je každá fáze rozdělena na dvě sekce, které jsou napájeny z nezávislých zdrojů.

Stator je složen z plechů M470-50A a rotor z uhlíkové oceli 1010. Materiál magnetu je SmCo17, jedná se tedy o samarium-kobaltové permanentní magnety. Magnety jsou uspořádány tak, aby tvořily Halbachovo pole a v daném případě vytváří 4 pólové páry. Pro zvýšení mechanické pevnosti byl rotor opatřen titanovým pouzdrem.

Ve jmenovitém stavu se stroj otáčí $15\,000 \frac{ot}{min}$ a vyvíjí moment 250 Nm. Výstupní výkon, který můžeme získat jako $P = M\omega$ je tedy 392,7 W. Napájení je řešeno dvěma jednoduchými šesti-tranzistorovými měniči, které jsou napájeny sdruženým napětím ze sítě. Aby byla zachována schopnost proudového řízení, dokáží frekvenční měniče dodávat $\frac{\sqrt{6}}{\pi}U_{DC}$, kde U_{DC} je stejnosměrné napětí v meziobvodu, které dosahuje amplitudy sdruženého síťového napětí. Aby ale nedocházelo k přetěžování měničů, byl zvolen bezpečnostní koeficient 0,9, o který bylo požadované napětí sníženo. Požadované fázové napětí můžeme spočítat jako:

$$U_f = \frac{0,9 \sqrt{6}}{\sqrt{3} \pi} U_{DC} = \frac{0,9 \sqrt{6}}{\sqrt{3} \pi} 565,68 = 229,18 \text{ V.} \quad (4.1)$$

Parametrickou analýzou bylo zjištěno, že aby se indukované napětí naprázdno rovnalo požadovanému fázovému napětí, je nutné aby vinutí mělo 480 závitů. Pro tento počet závitů musí vinutím protékat proud $I_s = 285,7 \text{ mA}$, aby stroj vyvíjel požadovaný moment. Pomocí počtu závitů a znalosti geometrie stroje můžeme stanovit přibližný odpor vinutí. Pro výpočet a následnou analýzu bylo použito několika zjednodušujících předpokladů. Odpor byl počítán pro pokojovou teplotu 20 °C a byla zanedbána jeho teplotní závislost při provozu. Při výpočtu délky závitu byla čela vinutí uvažována jako ideální půlkruhy, pro něž byl stanoven střední průměr vinutí d_s . Délka jednoho závitu je tedy $2l_{fe} + d\pi$, kde l_{fe} je aktivní délka železa, která odpovídá délce vodiče uvnitř drážky. Průřez vodiče můžeme spočítat jako:

$$S_v = \frac{S_d \cdot k_{p,Cu}}{N} = \frac{21,856 \cdot 0,5}{480} = 0,0228 \text{ mm}^2, \quad (4.2)$$

kde S_v je průřez vodiče, S_d je plocha statorové drážky, $k_{p,Cu}$ je činitel plnění mědi a N je počet závitů. Odpor vinutí obtočeného okolo jednoho zubu můžeme spočítat jako:

$$R = N \cdot \frac{\rho_{Cu}}{S_v} (2l_{fe} + d\pi) = 480 \frac{0,0175}{0,0228} (2 \cdot 0,04 + \pi \cdot 0,0068) = 37,42 \Omega, \quad (4.3)$$

kde ρ_{Cu} je rezistivita mědi.

Pro určení způsobu chlazení můžeme podle [22] využít konstantu tepelného využití stroje AJ , která je přímo úměrná ztrátám v mědi. Konstantu AJ je možné získat součinem lineární proudové hustoty A a proudové hustoty J :

$$A = N \cdot \frac{I_s}{\tau_s} = N \cdot \frac{I_s \cdot Q_s}{\pi D_s} = 480 \cdot \frac{285,7 \cdot 12}{\pi \cdot 0,019} = 27,57 \cdot 10^3 \frac{A}{m}, \quad (4.4)$$

kde τ_s je drážková rozteč, D_s je střední průměr mezi rotorem a statorem a Q_s je počet statorových drážek.

$$J = \frac{I_s}{S_d} \cdot N \cdot k_{p,Cu} = \frac{285,7}{21,856 \cdot 10^{-6}} \cdot 480 \cdot 0,5 = 6,27 \cdot 10^6 \frac{A}{m^2}, \quad (4.5)$$

$$AJ = A \cdot J = 27,57 \cdot 10^3 \cdot 6,27 \cdot 10^6 = 17,3 \cdot 10^{10} \frac{A^2}{m^3}. \quad (4.6)$$

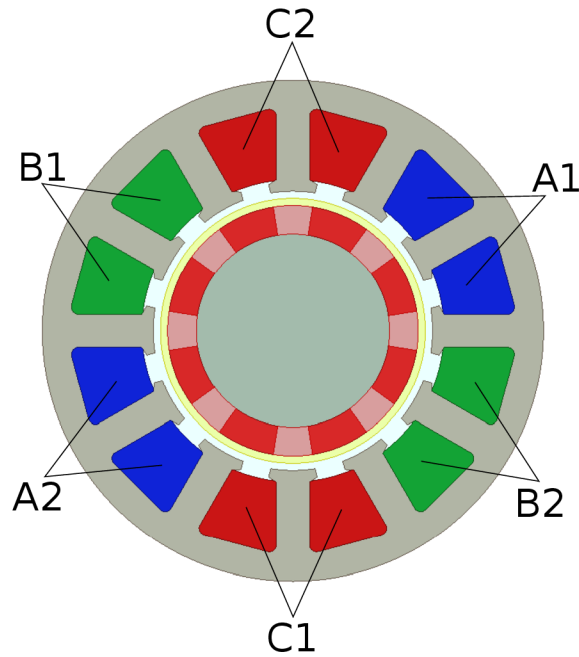
Tato hodnota odpovídá podle [22] běžným hodnotám pro synchronní stroje s permanentními magnety, pro které je postačující aktivní chlazení vzduchem.

Ze simulace bylo dále zjištěno, že stroj v nominálním provozu dosahuje účinnosti 85,6%, přičemž celkové ztráty tvoří 57 W. Největší podíl ztrát tvoří ztráty v železe 39 W a ztráty v mědi 18 W.

4.2 Analýza a kompenzace třífázové poruchy

Jako první byla pro zkoumání zvolena třífázová porucha. Při této poruše jeden z měničů nedodává do stroje žádný výkon a stroj tak přichází o polovinu výkonu. Uvažovaná porucha se týká druhého měniče a vinutí A2, B2 a C2 jsou tedy přerušena a neteče jimi žádný proud. Umístění a označení vinutí je zobrazeno na Obr. 4.1. Současná porucha obou měničů je vysoce nepravděpodobná a úplné odpojení jednoho z nich je proto nejzávažnější poruchou, z elektrického a výkonového hlediska, na kterou by stroj měl být dimenzován. Zároveň se ale jedná o nejjednodušší poruchu pro popis. Stroj totiž stále vytváří kruhové, točivé magnetické pole a ze zkoumaných poruch tak nejméně zkresluje průběhy zkoumaných veličin. Oproti nesymetrickým poruchám můžeme očekávat menší zvlnění momentu a s ním spojené vibrace. Pro dimenzování mechanických vlastností stroje se tudíž jedná o nejméně závažnou poruchu.

V nominálním stavu mají veličiny vinutí totožných fází stejné průběhy, i když jsou napájeny z různých zdrojů. Při zkoumání nominálního stavu je kvůli tomu možné souhrnně popisovat obě vinutí stejné fáze. Pro popis poruchových a kompenzovaných stavů



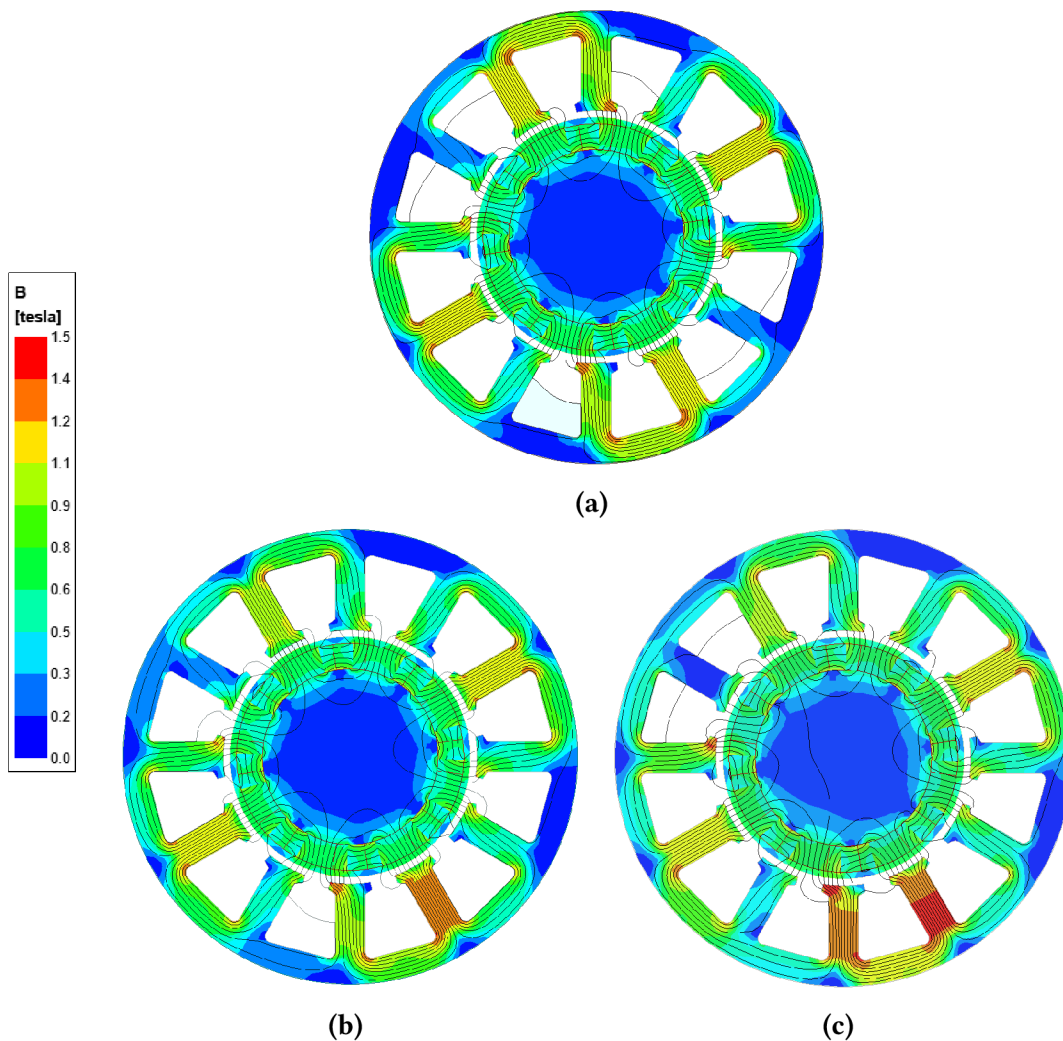
Obr. 4.1: 2D model synchronního stroje s permanentními magnety

je již ale nutné každé vinutí sledovat zvlášť. Pro popsání průběhů veličin při třífázové poruše, ale stačí pozorovat průběhy pouze jedné fáze. Veličiny ve zbylých fázích jsou stejné a pouze průběhy jsou fázově posunuty o 120° . Pro popis třífázové poruchy byla zvolena fáze A.

Z analýzy vyplývá, že účinnost při poruše klesá na 79,5 %. Pro nápravu poruchy byl zvýšen proud zdravými fázemi tak, aby stroj dodával požadovaných 250 mNm. Hodnota proudu se proto musela zdvojnásobit z 285,7 mA na 571,3 mA. Účinnost stroje se v kompenzovaném stavu zvýšila na 81,2 %.

Na Obr. 4.2 vidíme změnu rozložení magnetického sycení v průřezu stroje v čase 2 ms od spuštění simulace. V důsledku menšího celkového statorového proudu I_s je i celkové sycení menší, ale zároveň můžeme pozorovat, že dochází ke změně rozložení magnetické indukce a v některých částech stroje tak sycení dosahuje vyšší hodnoty než v bezporuchovém stavu. V kompenzovaném stavu je patrný nárůst celkové magnetické indukce v řezu. Největší hodnoty 1,6 T dosahuje indukce na okraji nejspodnějšího zubu v blízkosti magnetů rotoru, jak můžeme vidět na Obr. 4.2 (c). Podle [23] se BH křivka pro plech M470-50 láme na úrovni 1,4 T a na konci zubu tedy již dochází k přesycování, ale pouze ve velmi malém objemu a celkové ztráty by proto neměly být příliš ovlivněny. Zub, v kterém dochází k přesycení, se navíc časem mění a nebude tak docházet k nadměrnému tepelnému namáhání jedné části stroje. Další zvýšení indukce je možné pozorovat od půlky vedlejšího zubu až k statorovému jhu. Indukce v tomto místě dosahuje hodnoty 1,39 T a je tedy na hraně lineárního průběhu BH křivky.

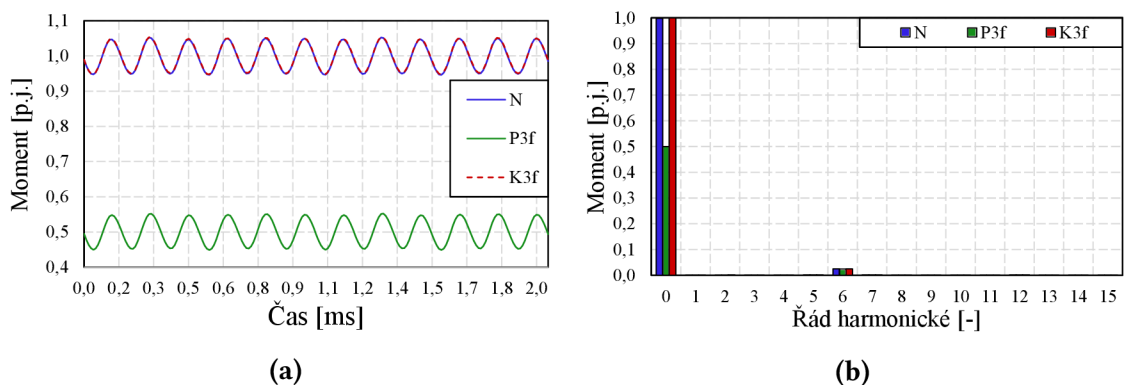
Jak je patrné z Obr. 4.3 (a) průměrná hodnota momentu M klesá při poruše z 250



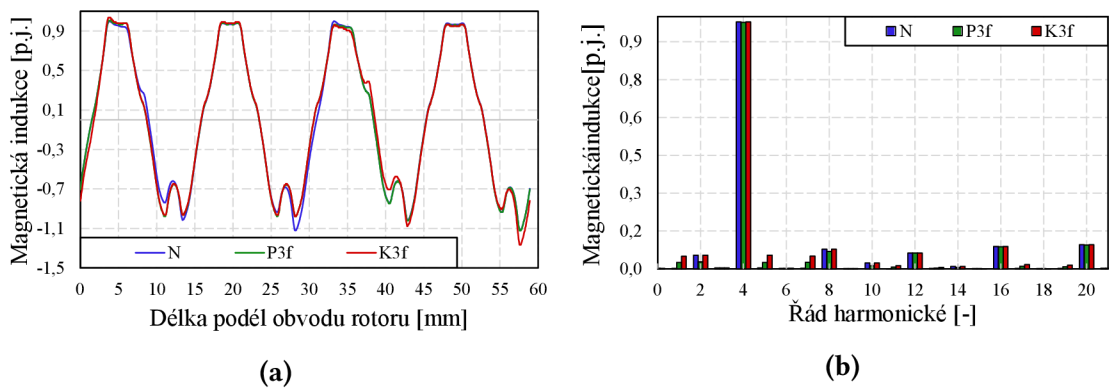
Obr. 4.2: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu stroje v (a) jmenovitém stavu, (b) poruchovém stavu, (c) kompenzovaném stavu

mNm na polovinu. Hodnoty v grafu byly převedeny na poměrné jednotky, kde 1 p.j. odpovídá průměrné nominální hodnotě momentu 250 mNm. Průběh momentu před poruchou a po kompenzaci je téměř identický a zvlnění momentu je podle vzorce $\Delta M_{\%} = \frac{M_{max} - M_{min}}{M_{avg}}$ v obou případech 10,6 %. Při poruše zůstává absolutní zvlnění stejná, tedy 27 mNm, protože ale průměrná hodnota je poloviční, tak relativní zvlnění je 20,7 %. Z Obr. 4.3 (b) poté vidíme, že zvlnění je ve všech případech bez zaznamenaného zkreslení a v grafu tak vidíme pouze stejnosměrnou složku a 6. harmonickou, která tvoří zvlnění. Při nesymetrických poruchách dochází k výraznějšímu zkreslení průběhu momentu, ale díky tomu, že proud neteče všemi třemi fázemi jednoho ze zdrojů, je druhý zdroj stále schopný vytvářet rotační kruhové magnetické pole.

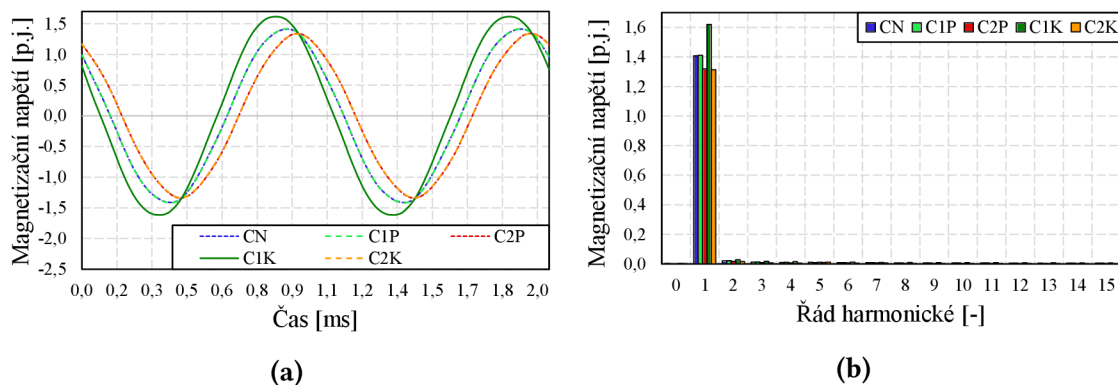
Na Obr. 4.4 (a) vidíme, že průběh je výrazně deformovaný. Pro ideální synchronní stroj by měla mít radiální složka magnetické indukce dokonale sinusový průběh, aby



Obr. 4.3: (a) Moment stroje v nominálním stavu a při třífázové poruše a její kompenzaci a (b) harmonické spektrum momentu v jednotlivých stavech. Kde "N" označuje nominální stav, "P3f" stav při třífázové poruše a "K3f" označuje kompenzovaný stav třífázové poruchy.



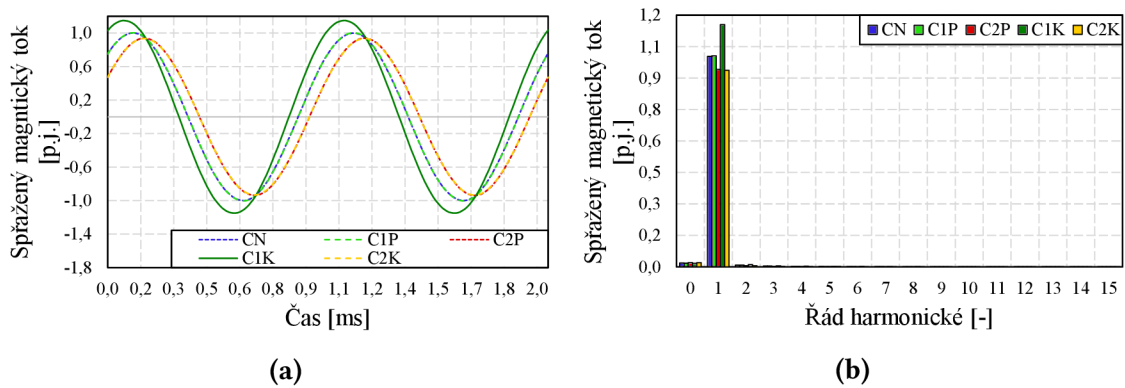
Obr. 4.4: (a) Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře v nominálním stavu a při třífázové poruše a její kompenzaci a (b) harmonické spektrum radiální složky magnetické indukce v jednotlivých stavech. Kde "N" označuje nominální stav, "P3f" stav při třífázové poruše a "K3f" označuje kompenzovaný stav třífázové poruchy.



Obr. 4.5: (a) Magnetizační napětí ve fázi C v nominálním stavu a při třífázové poruše a její kompenzaci a (b) harmonické spektrum magnetizačního napětí v jednotlivých stavech. Kde "CN" označuje nominální stav společný pro cívku C1 a C2, "C1P" a "C2P" označují stav cívky C1 a C2 při třífázové poruše a "C1K" a "C2K" označují kompenzovaný stav daných cívek.

bylo co nejvíce potlačeno zvlnění momentu a sním spojené vibrace. Hodnoty v grafu byly převedeny na poměrné jednotky, kde 1 p.j. odpovídá maximální hodnotě indukce 0,695 T. Z Obr. 4.4 (b) je patrné, že na zkruslení se nejvíce podílí násobky základní harmonické složky. Radiální složka magnetické indukce je tvořena indukci od magnetů rotoru a indukci od vinutí. Harmonické zkruslení je poté ovlivněno geometrií stroje, tedy například uložením magnetů, vinutí a drážkováním. Z Obr. 4.4 dále vyplývá, že hlavní podíl na tvaru i velikosti má složka magnetické indukce vytvářená magnety. Průběhy jsou totiž téměř totožné, nezávisle na tom, jaký proud teče vinutím

Hodnoty magnetizačního napětí U_m (viz Obr. 3.1) ve fázi C v Obr. 4.5 byly přepočteny na poměrné jednotky tak, aby 1 p.j. odpovídala efektivní hodnotě napětí v nominálním stavu 244,2 V. V tomto grafu vidíme, že magnetizační napětí fáze C v nominálním stavu odpovídá napětí fáze C1 při poruše, protože touto fází stále protéká nominální proud. Napětí ve fázi C2, ale v důsledku poruchy klesá a zůstává stejné i po kompenzaci. Napětí ve fázi C1 ale po kompenzaci roste v důsledku zvýšení úbytku na magnetizační reaktanci. Jeho efektivní hodnota je 281,2 V, tedy 1,15 p.j. Pokud k této hodnotě přičteme úbytek napětí na odporu vinutí, získáme hodnotu napětí na svorkách, na kterou by měnič musel být dimenzován, aby byl stále schopný proudového řízení a nezačal přecházet do režimu odbuzování, ve kterém již není možné držet požadovaný výkon. Při odporu statorového vinutí $R_s = 37,42 \Omega$ a fázovém proudu $I_f = 571,3 \text{ mA}$ tvoří úbytek napětí $\Delta U = 21,4 \text{ V}$. Napětí na svorkách U_f po kompenzaci je tedy 302,6 V nebo-li 1,24 p.j. Při výpočtu byl zanedbán úbytek napětí na synchronní reaktanci, protože jeho vliv je vzhledem k rozměrům stroje zanedbatelný. Ze spektrální analýzy vyplývá, že harmonické zkruslení napětí je minimální.



Obr. 4.6: (a) Sprážený magnetický tok fáze A v nominálním stavu a při třífázové poruše a její kompenzaci a (b) harmonické spektrum spráženého magnetického toku v jednotlivých stavech. Kde "CN" označuje nominální stav společný pro cívku C1 a C2, "C1P" a "C2P" označují stav cívky C1 a C2 při třífázové poruše a "C1K" a "C2K" označují kompenzovaný stav daných cívek.

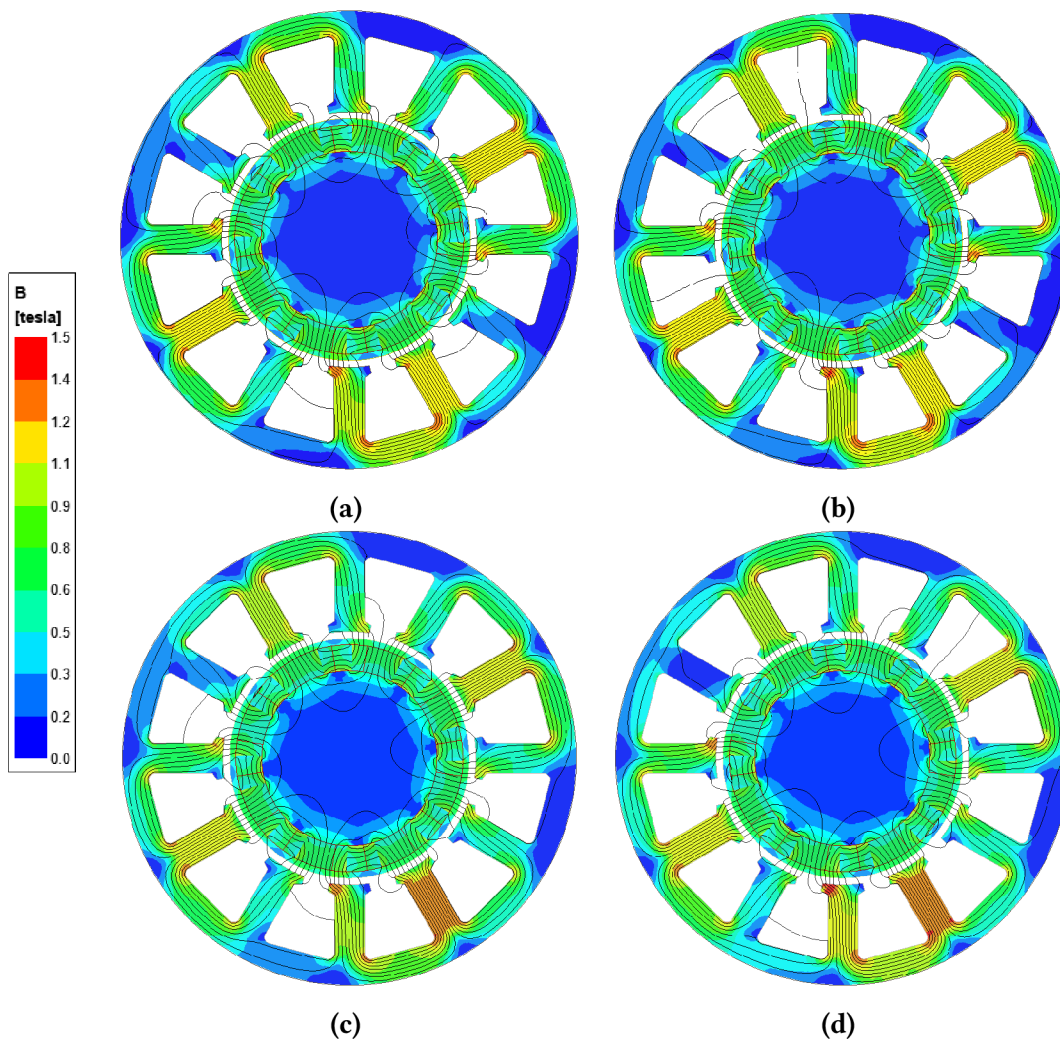
Sprážený magnetický tok ψ_m je daný integrací napětí přes počet závitů. Jeho průběh je proto velmi podobný průběhu napětí a je pouze fázově posunutý o 90° . Maximální hodnota spráženého magnetického toku v nominálním stavu je 55 mWb, což odpovídá 1 p.j. Maximální hodnota spráženého magnetického toku po kompenzaci dosahuje hodnoty 63 mWb, tedy 1,15 p.j.

4.3 Analýza a kompenzace jednofázové a dvoufázové poruchy

V této sekci je rozebrána jednofázová a dvoufázová porucha jednoho ze zdrojů. Při jednofázové poruše uvažujeme přerušení vinutí C2 a při dvoufázové poruše přerušení vinutí B2 a C2.

Při jednofázové poruše dochází k poklesu momentu M na 208 mNm, tedy 0,83 p.j. Výrazně se ale mění zvlnění momentu $\Delta M\%$ které dosahuje 47 %, jak můžeme vidět na Obr. 4.8. U stroje v tomto stavu můžeme tudíž očekávat silné vibrace a hluk. Výkon stroje P_2 , který je přímo úměrný momentu, klesá na 326 W, nebo-li 0,83 p.j. Celkové ztráty ΔP klesají z 66,1 W na 61,6 W, nebo-li 0,93 p.j. Účinnost stroje η klesá z 85,6 % na 84,1 %. Konstanta tepelného využití stroje AJ při poruše klesá na $17,3 \cdot 10^{-10} \frac{A^2}{m^3}$, tedy 0,83 p.j.

Pro kompenzaci je nutné zvýšit fázový proud I_f na 343,7 A, nebo-li 1,2 p.j. Po kompenzaci dosahuje moment M v průměru požadované hodnoty 250 mNm, ale jeho průběh je stále výrazně zkreslený a zvlnění momentu $\Delta M\%$ dosahuje hodnoty 45,1 %. Zvlnění při jednofázové poruše je možné kompenzovat pomocí změny fázového posunu. Tato metoda bude zkoumána níže. Zvýšením proudu se zvýšily tepelné ztráty ve stroji, jejichž hodnota vzrostla na 71,4 W, tedy 1,08 p.j. Účinnost se oproti poruchovému stavu zvýšila na 84,6 %, ale je stále nižší oproti nominálnímu stavu. Konstanta tepelného využití stroje

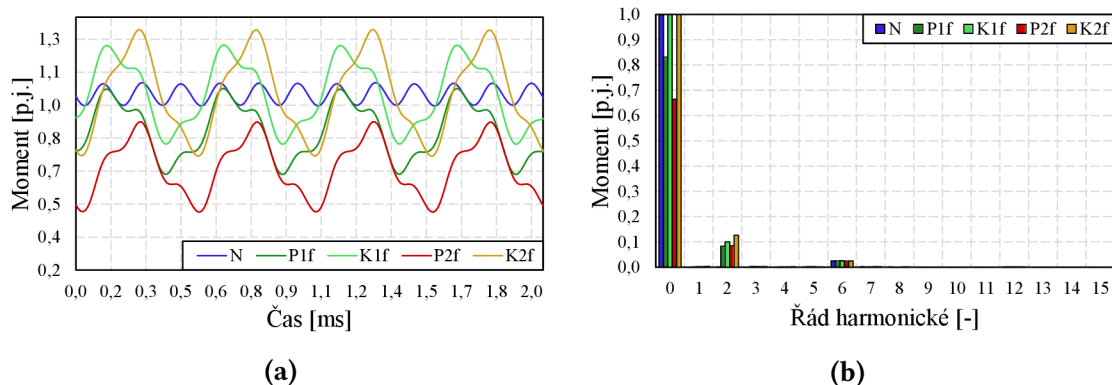


Obr. 4.7: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu stroje při: (a) jednofázové poruše, (b) kompenzaci jednofázové poruchy, (c) dvoufázové poruše (d) kompenzaci dvoufázové poruchy.

AJ po kompenzaci vzrostla na $20,9 \cdot 10^{-10} \frac{A^2}{m^3}$, což odpovídá 1,21 p.j.

Při dvoufázové poruše klesá moment M na 166 mNm, tedy 0,66 p.j. Zvlnění momentu v poruchovém stavu dosahuje hodnoty 61,8 %, což je největší relativní zvlnění ze všech zkoumaných průběhů. U stroje bychom proto mohli očekávat výrazné vibrace, hluk a rychlejší opotřebení mechanických komponentů. Výkon stroje P_2 klesá na 206,5 W, nebo-li 0,66 p.j. Ztráty ΔP v poruchovém stavu klesají na 57,1 W, tedy 0,86 p.j. a účinnost η klesá na 82 %. Konstanta tepelného využití stroje AJ klesá na $11,5 \cdot 10^{-10} \frac{A^2}{m^3}$, což odpovídá 0,66 p.j.

Pro kompenzaci je nutné zvýšit proud I_f na 429,9 mA, tedy 1,5 p.j. Výkon i moment stroje dosahují nominálních hodnot, ale zvlnění momentu $\Delta M\%$ dosahuje hodnoty 57,6 %. Možnou kompenzační strategií by mohlo být i odpojení poslední zdravé fáze a přejítí na stav shodný s třífázovou poruchou. Pro kompenzaci by tedy bylo nutné do-



Obr. 4.8: (a) Moment stroje při jednofázové a dvoufázové poruše a jejich kompenzaci a (b) harmonické spektrum momentu jednotlivých stavů. Kde "N" označuje nominální stav, "P1f" stav při jednofázové fázové poruše, "K1f" označuje kompenzovaný stav jednofázové poruchy, "P2f" stav při dvoufázové fázové poruše a "K2f" označuje kompenzovaný stav dvoufázové poruchy.

dat dvojnásobek nominálního proudu, ale zvlnění by bylo téměř totožné s nominálním stavem. Zvýšením hodnoty proudu vzrostli celkové ztráty ΔP na 79,3 W, nebo-li 1,2 p.j. Účinnost stroje η se zvedla oproti poruchovému stavu na 83,2 %, stále tak ale zůstává pod nominální hodnotou. Konstanta tepelného využití stroje AJ vzrostla na $26,1 \cdot 10^{-10} \frac{A^2}{m^3}$, tedy 1,51 p.j.

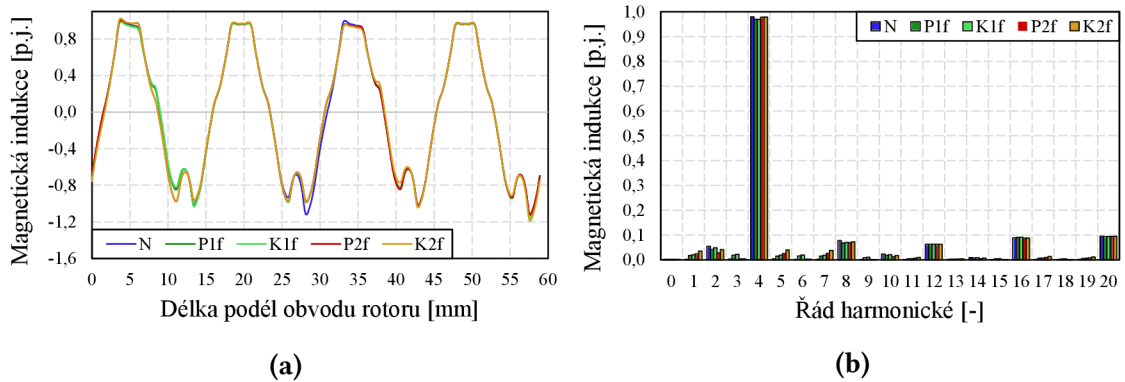
Na Obr. 4.7 můžeme vidět rozložení magnetické indukce v příčném řezu v jednotlivých stavech. Oproti třífázové poruše můžeme pozorovat menší rozdíl mezi poruchovým a kompenzovaným stavem. U dvoufázové poruchy ale vidíme zvýšení sycení ve spodním zubu, a to i před kompenzací. Stejný efekt nastal i u třífázové poruchy a je způsoben změnou uzavírání siločár po ztrátě části buzení.

Na Obr. 4.8 můžeme vidět výrazné zvlnění momentu. Jak bylo uvedeno výše, hodnota zvlnění momentu $\Delta M_{\%}$ při jednofázové poruše dosahuje 47 % před kompenzací a 45,1 % po kompenzací. Ze spektrální analýzy vyplývá že k průběhu oproti nominálnímu stavu přibyla složka 2. harmonické. Ta v poruchovém stavu dosahuje hodnoty 0,08 p.j. a ve stavu po kompenzací hodnoty 0,1 p.j. Složka 6. harmonické zůstává neměnná.

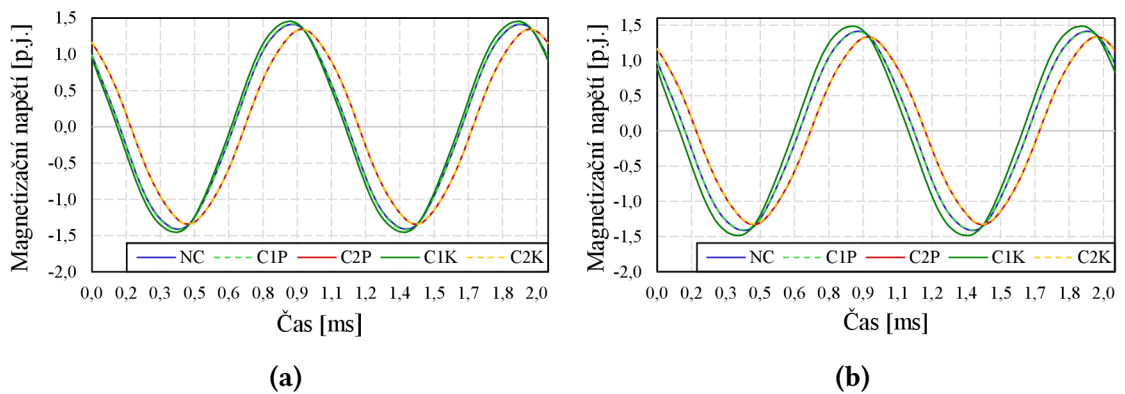
Obdobný průběh má moment i při dvoufázové poruše. Zvlnění momentu $\Delta M_{\%}$ je výraznější a při poruše dosahuje 61,8 % a po kompenzací 57,6 %. Stejně jako při jednofázové poruše je průběh nejvíce zkreslen 2. harmonickou a 6. harmonická zůstává totožná s nominálním stavem. V poruchovém stavu dosahuje 2. harmonická 0,08 p.j. a v kompenzovaném 0,13 p.j.

Na Obr. 4.9 můžeme, podobně jako u třífázové poruchy vidět, že průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře se téměř nemění. Se vrůstajícím proudem ale můžeme pozorovat zvýšení hodnoty některých lichých harmonických.

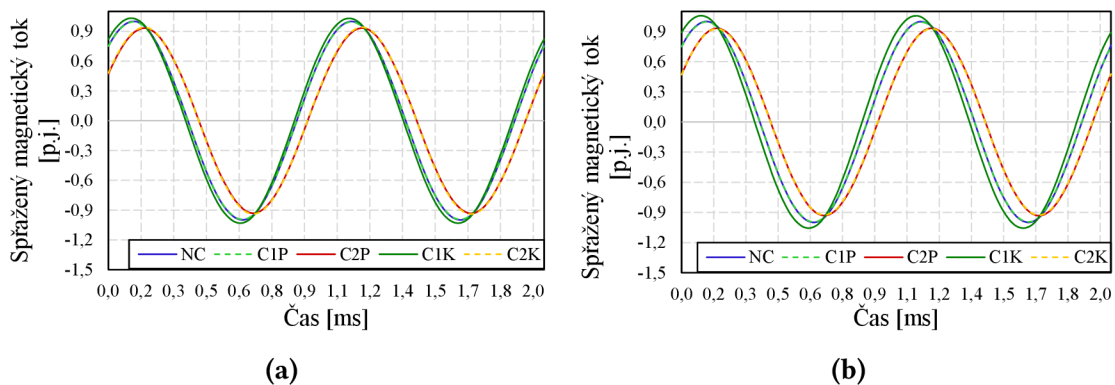
Na Obr. 4.10 jsou zobrazeny průběhy magnetizačního napětí U_m . Průběhy napětí na



Obr. 4.9: (a) Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře při jednofázové a dvoufázové poruše a jejich kompenzaci a (b) harmonické spektrum radiální složky magnetické indukce v jednotlivých stavech. Kde "N" označuje nominální stav, "P1f" stav při jednofázové fázové poruše, "K1f" označuje kompenzovaný stav jednofázové poruchy, "P2f" stav při dvoufázové fázové poruše a "K2f" označuje kompenzovaný stav dvoufázové poruchy.



Obr. 4.10: (a) Magnetizační napětí ve fázi C při jednofázové poruše a její kompenzaci a (b) Magnetizační napětí ve fázi C při dvoufázové poruše a její kompenzaci. Kde "CN" označuje nominální stav společný pro cívku C1 a C2, "C1P" a "C2P" označují stav cívky C1 a C2 při poruše a "C1K" a "C2K" označují kompenzovaný stav daných cívek.



Obr. 4.11: (a) Sprážený magnetický tok ve fázi C při jednofázové poruše a její kompenzaci a (b) Sprážený magnetický tok ve fázi C při dvoufázové poruše a její kompenzaci. Kde "CN" označuje nominální stav společný pro cívku C1 a C2, "C1P" a "C2P" označují stav cívky C1 a C2 při třífázové poruše a "C1K" a "C2K" označují kompenzovaný stav daných cívek.

cívce C2 jsou stejné před i po kompenzaci, protože v ní v obou případech neteče žádný proud. Hodnota tohoto napětí odpovídá indukovanému napětí bez úbytku na magnetizační reaktanci a je stejná pro jednofázovou i dvoufázovou poruchu. Napětí na cívce C1 při poruše i v nominálním stavu je stejné, protože cívkou v obou případech teče nominální proud. Po kompenzaci se hodnota napětí zvyšuje, kvůli většímu úbytku napětí na magnetizační reaktanci. Při dvoufázové poruše je maximální hodnota napětí U_m po kompenzaci vyšší, než u jednofázové poruchy, protože obvodem teče větší proud. Napětí, stejně jako v případě třífázové poruchy, obsahuje pouze složku 1. harmonické. Sprážený magnetický tok Ψ_m , který můžeme vidět na Obr. 4.11, má tedy také čistě sinusový průběh, který je oproti průběhu napětí fázově posunutý o 90° .

Základní parametry stroje ve všech zkoumaných stavech jsou shrnuty v tabulce 4.1 a v 4.2, kde jsou hodnoty přepočítány do poměrných jednotek.

4.4 Kompensace zvlnění momentu při jednofázové poruše

V této části budou rozebrány dvě metody pro kompenzaci zvlnění momentu při jednofázové poruše pomocí změny fázového posuvu proudů. První metoda spočívá ve změně fázového posuvu proudu pouze v cívkách napájených ze zdroje s poruchou. Uvažováno bylo rozpojení cívky C2, a byl tudíž měněn fázový posuv proudů v cívkách A2 a B2. V druhé metodě se mění fázový posuv celých fází. Fáze A byla zvolena jako referenční a fázový úhel byl tedy měněn ve fázích B a C, přičemž ve fázi C tekl proud pouze do cívky C1.

Na Obr. 4.12 pak můžeme vidět jak se měnila hodnota zvlnění pro různé kombinace fázových posuvů s využitím první metody. Zároveň je ale patrné že vlivem kompen-

Tab. 4.1: Základní parametry stroje v nominálním stavu a v poruchových a kompenzovaných stavech.

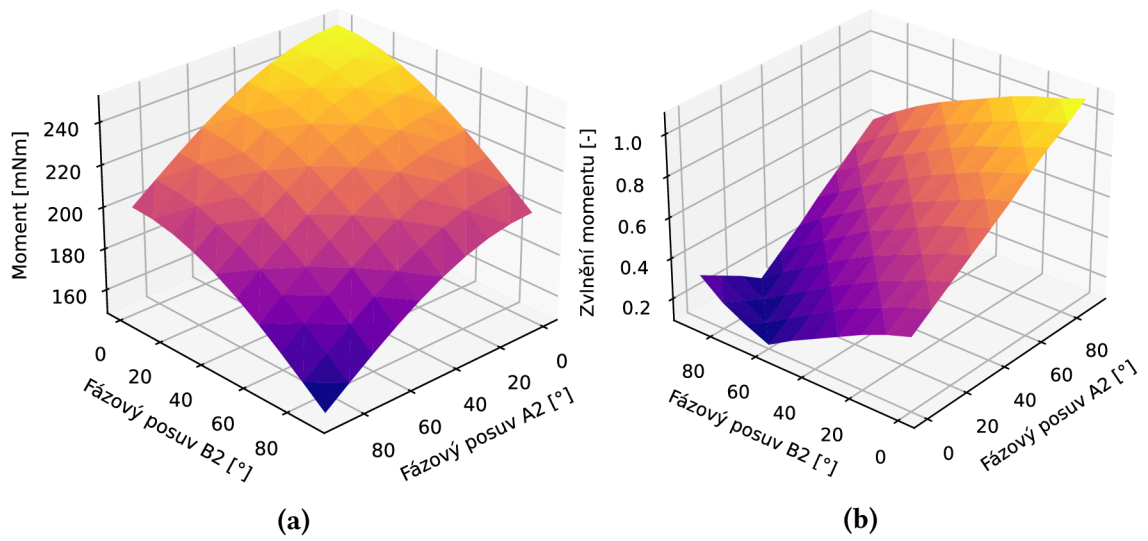
		N	P_{1f}	K_{1f}	P_{2f}	K_{2f}	P_{3f}	K_{3f}
M	$[mNm]$	250	208	250	166	250	125	250
$\Delta M_{\%}$	$[\%]$	10,6	47,0	45,1	61,8	57,6	20,6	10,6
P_2	$[W]$	392,1	326,0	391,9	260,5	391,5	196,7	392,8
ΔP	$[W]$	66,1	61,6	71,4	57,1	79,3	52,8	92,8
η	$[\%]$	85,6	84,1	84,6	82,0	83,2	78,8	80,9
I_s	$[mA]$	285,7	285,7	343,7	285,7	429,9	285,7	571,3
U_f	$[V]$	254,9	254,9	259,7	254,9	274,2	254,9	302,6
$\cos(\varphi)$	$[-]$	0,96	0,96	0,94	0,96	0,92	0,96	0,87
AJ	$[\frac{A^2 \cdot 10^{-10}}{m^3}]$	17,3	14,4	20,9	11,5	26,1	8,65	34,6

Pozn. "N" označuje nominální stav, "P" poruchový stav a "K" kompenzovaný stav. Indexy poté označují typ poruchy 1f odpovídá jednofázové poruše, 2f dvoufázové a 3f třífázové.

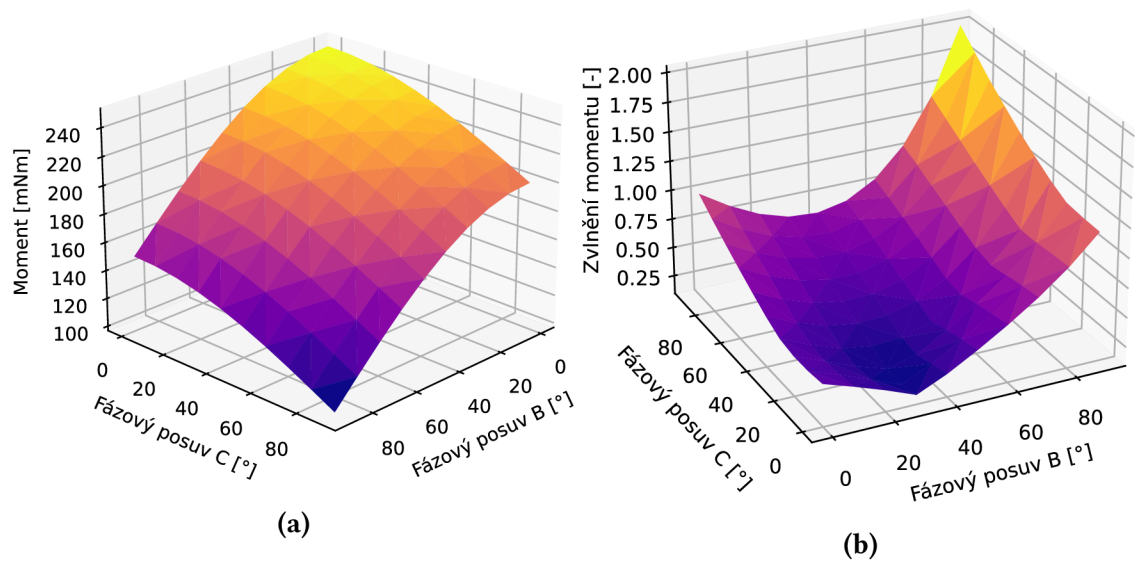
Tab. 4.2: Základní parametry stroje v nominálním stavu a v poruchových a kompenzovaných stavech, přepočtené do poměrných jednotek.

		N	P_{1f}	K_{1f}	P_{2f}	K_{2f}	P_{3f}	K_{3f}
M	$[p.j.]$	1	0,83	1	0,66	1	0,5	1
$\Delta M_{\%}$	$[p.j.]$	1	4,43	4,25	5,83	5,43	1,94	1
P_2	$[p.j.]$	1	0,83	1	0,66	1	0,50	1
ΔP	$[p.j.]$	1	0,93	1,08	0,86	1,20	0,80	1,41
η	$[p.j.]$	1	0,98	0,99	0,96	0,97	0,92	0,95
I_s	$[p.j.]$	1	1	1,2	1	1,5	1	2
U_f	$[p.j.]$	1	1	1,02	1	1,08	1	1,19
$\cos(\varphi)$	$[p.j.]$	1	1	0,98	1	0,96	1	0,91
AJ	$[p.j.]$	1	0,83	1,21	0,66	1,51	0,50	2

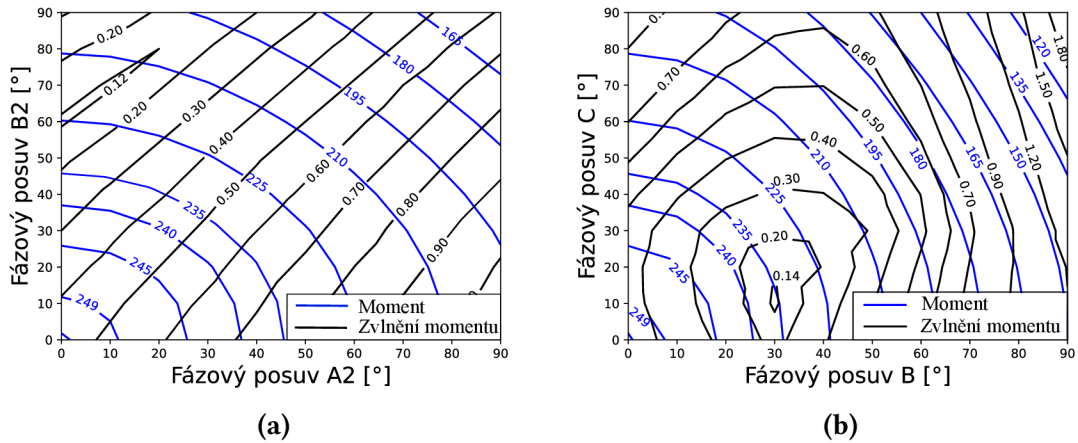
Pozn. "N" označuje nominální stav, "P" poruchový stav a "K" kompenzovaný stav. Indexy poté označují typ poruchy 1f odpovídá jednofázové poruše, 2f dvoufázové a 3f třífázové.



Obr. 4.12: (a) Průměrná hodnota momentu a (b) hodnota zvlnění momentu při kompenzaci fázového posuvu proudu v cívkách A2 a B2.



Obr. 4.13: (a) Průměrná hodnota momentu a (b) hodnota zvlnění momentu při kompenzaci fázového posuvu proudu fází B a C.



Obr. 4.14: (a) Závislost velikosti momentu na úrovni kompenzace zvlnění momentu pro kompenzaci fázového posuvu v cívkách A2 a B2 a (b) Závislost velikosti momentu na úrovni kompenzace zvlnění momentu pro kompenzaci fázového posuvu fází B a C.

zace dochází k poklesu momentu, a pro udržení konstantního momentu by tedy musel být opět zvýšen proud. Největší redukce zvlnění momentu bylo dosaženo při nulovém posuvu proudu v cívce A2 a dodatečném posuvu proudu v cívce B2 o 60° . Zvlnění momentu v tomto bodě kleslo na 11% a průměrná hodnota momentu klesla na 225 mNm, což odpovídá 0,9 p.j.

Na Obr. 4.13 poté vidíme jak se měnil moment a jeho zvlnění při využití druhé metody. Největší redukce zvlnění momentu bylo dosaženo při dodatečném fázovém posuvu proudu fáze B o 30° a proudu fáze C o 10° . Při této kombinaci kleslo zvlnění momentu na 13 % a moment klesl na 236 mNm, což odpovídá 0,94 p.j.

Pomocí první metody je tedy možné dosáhnout větší redukce zvlnění momentu, ale zároveň dochází k většímu poklesu jeho průměrné hodnoty. Ne vždy je ale nutně výhodné omezit zvlnění na minimální možnou hodnotu, pokud by to znamenalo zbytečně velké navýšení proudu. Pro obě metody je možné najít vhodný pracovní bod, který kombinuje dostatečně velké omezení zvlnění momentu a zároveň příliš nesnižuje jeho průměrnou hodnotu. Pro nalezení vhodného pracovního bodu je poté možné využít konturové grafy, na kterých jsou vidět zároveň hodnoty momentu i jeho zvlnění v závislosti na kombinaci fázových posuvů viz Obr. 4.14

ZÁVĚR

V práci představeno několik druhů strojů odolných vůči poruchám. Jako nejodolnější se jeví segmentové vícefázové stroje s koncentrovaným vinutím. Díky oddělení fází nedochází k sdílení tepla nebo indukci zkratových proudů mezi jednotlivými fázemi. Je také omezeno možnost korónového výboje v nízkých tlacích, což je obzvláště důležité pro letecké aplikace. Větší počet fází poté zajišťuje větší rozložení výkonu a proudů, a tedy menší namáhání jednotlivých částí při běžném provozu a poměrově menší ztrátu výkonu při zkratu nebo odpojení jedné fáze. Segmentový stroj může navíc být konstruován jako modulární, což umožňuje snadné odpojení nebo výměnu poškozených částí, ale zároveň přináší zmenšení výkonu a účinnosti.

Z pohledu ceny se jako nejlepší řešení jeví softwarová úprava řídicí jednotky, případně její náhrada za jednotku využívající metodu SPC nebo SNPC. To zajistí provoz stroje i při jednofázové poruše, ale zpravidla pouze na omezený čas, protože proudy ve zdravých fázích musí kompenzovat ztracený výkon, a jsou tedy $\sqrt{3}$ krát větší než při normálním provozu, což způsobuje nadměrné tepelné namáhání.

V další části práce byly představeny tři základní způsoby pro modelování elektrických strojů. V první metodě je elektrický stroj nahrazen ekvivalentním obvodem. Tento model je vhodný pro určení napěťových a proudových poměrů ve stroji. Druhá metoda vychází z obecné teorie elektrických strojů. Tří vektorový systém popisující napětí, proudy, a magnetické toky je zjednodušen na dvou vektorový v d, q souřadnicovém systému. Této metody se využívá při řízení stroje. Historicky nejnovější metodou je modelování pomocí programů využívající metody konečných prvků. Jedná se o velmi přesnou metodu, pomocí které je možné zkoumat nejen elektrické, ale i mechanické a tepelné vlastnosti stroje.

Pomocí metody konečných prvků byly v poslední části práce zkoumány různé poruchové stavy a možné kompenzační strategie pro synchronní třífázový stroj s permanentními magnety a koncentrovaným statorovým vinutím, který je napájen ze dvou nezávislých zdrojů. Nejzávažnější zkoumanou poruchou, z hlediska výstupního momentu, byla třífázová porucha jednoho ze zdrojů. Stroj v tomto případě ztratil polovinu výkonu a kompenzační proud tedy musel být dvojnásobek nominální hodnoty. Nepoškozená část stroje ale při této poruše byla stále schopná vytvářet kruhové rotační pole a zvlnění momentu po kompenzaci tedy zůstalo téměř stejné jako v bezporuchovém stavu a činilo 10,6%.

Při dvoufázové poruše stroj ztrácí třetinu výkonu a pro kompenzaci je tedy nutné proud ve zdravých fázích zvýšit 1,5krát. Poslední zdravá fáze postiženého zdroje ale vytváří značné zkreslení elektrického pole, které tedy už nemá kruhový průběh. Relativní zvlnění momentu po kompenzaci bylo 5,43krát větší oproti nominálnímu stavu. Možnou kompenzační strategií dvoufázové poruchy by tedy mohlo být i odpojení po-

slední fáze poškozeného zdroje a přejítí na třífázovou poruchu. Bylo by sice nutné zvýšit proud, ale stroj by nebyl namáhán silnými vibracemi způsobenými zvlněním momentu.

Při jednofázové poruše stroj ztrácí šestinu momentu a pro kompenzaci je tedy nutné proud zvýšit 1,2krát. Podobně jako u dvoufázové poruchy, stroj nevytváří kruhové elektromagnetické pole a zvlnění momentu v kompenzovaném stavu je tedy 4,25krát větší než v nominálním. U jednofázové poruchy ale zvlnění momentu můžeme kompenzovat změnou fázového posuvu proudů. Pro kompenzaci zvlnění momentu byly zkoumány dvě strategie. V první se měnil fázový posuv proudů v cívkách zdroje s poruchou. Uvažovanou poruchou bylo rozpojení cívky C2. Nejmenšího zvlnění bylo dosaženo při zachování původního fázového posuvu proudu v cívce A2 a přídavného posunutí proudu v cívce B2 o 60° . Zvlnění momentu bylo sníženo na 11%, což je srovnatelné s nominálním stavem, ale průměrná hodnota momentu poklesla na 0,9 *p.j.* Druhá metoda spočívala ve změně fázového posuvu proudy celých fází. Fáze A byla zvolena jako referenční a fázový posuv tedy byl měněn ve fázi B a fázi C, přičemž cívkou C2 netekl žádný proud. Při dodatečném posuvu proudu fáze B o 30° a proudu fáze C o 10° bylo sníženo zvlnění momentu na 13% a průměrná hodnota momentu klesla na 0,94 *p.j.* Pomocí první je tedy možné dosáhnout menšího zvlnění momentu, ale zároveň dochází k většímu snížení průměrné hodnoty momentu.

Literatura

- [1] Wenxiang Zhao, Liang Xu a Guohai Liu. „Overview of permanent-magnet fault-tolerant machines: Topology and design“. In: *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* 2.1 (2018), s. 51–64. DOI: [10.23919/TEMS.2018.8326451](https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326451).
- [2] Mehdi T. Abolhassani a Hamid A. Toliyat. „Fault tolerant permanent magnet motor drives for electric vehicles“. In: *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. 2009, s. 1146–1152. DOI: [10.1109/IEMDC.2009.5075348](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075348).
- [3] BAUDART François. „Design and control of fault-tolerant permanent magnet drives“. Dis. Louvain: Universit ´e Catholique de Louvain, 2012.
- [4] N. Bianchi et al. „Design considerations on fractional-slot fault-tolerant synchronous motors“. In: *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005*. 2005, s. 902–909. DOI: [10.1109/IEMDC.2005.195829](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2005.195829).
- [5] C. Du-Bar. „Design of a fault-tolerant fractional slot PMSM for a vehicle application“. In: 2014.
- [6] Ilya Petrov et al. „Fault-Tolerant Modular Stator Concentrated Winding Permanent Magnet Machine“. In: *IEEE Access* 8 (2020), s. 7806–7816. DOI: [10.1109/ACCESS.2020.2964332](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2964332).
- [7] Guangkun Lian et al. „Comparative study on switched reluctance and flux-switching machines with segmental rotors“. In: *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2015, s. 845–848. DOI: [10.1109/ICEMS.2015.7385152](https://doi.org/10.1109/ICEMS.2015.7385152).
- [8] C. Pollock a M. Wallace. „The flux switching motor, a DC motor without magnets or brushes“. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*. Sv. 3. 1999, 1980–1987 vol.3. DOI: [10.1109/IAS.1999.806009](https://doi.org/10.1109/IAS.1999.806009).
- [9] PAVLÍČEK Karel. „Návrh a modelování reluktančního motoru s permanentními magnety“. Dis. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, 2013.

- [10] Daohan Wang, Xiuhe Wang a Sang-Yong Jung. „Reduction on Cogging Torque in Flux-Switching Permanent Magnet Machine by Teeth Notching Schemes“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 48.11 (2012), s. 4228–4231. DOI: [10.1109/TMAG.2012.2200237](https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200237).
- [11] Rafal Wrobel et al. „Design Considerations of a Brushless Open-Slot Radial-Flux PM Hub Motor“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.3 (2014), s. 1757–1767. DOI: [10.1109/TIA.2013.2284298](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2284298).
- [12] Wenliang Zhao, Thomas A. Lipo a Byung-Il Kwon. „A Novel Dual-Rotor, Axial Field, Fault-Tolerant Flux-Switching Permanent Magnet Machine With High-Torque Performance“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51.11 (2015), s. 1–4. DOI: [10.1109/TMAG.2015.2445926](https://doi.org/10.1109/TMAG.2015.2445926).
- [13] Andr M. S. Mendes a A. J. Marques Cardoso. „Fault-Tolerant Operating Strategies Applied to Three-Phase Induction-Motor Drives“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.6 (2006), s. 1807–1817. DOI: [10.1109/TIE.2006.885137](https://doi.org/10.1109/TIE.2006.885137).
- [14] T. Elch-Heb a J.P. Hautier. „Remedial strategy for inverter-induction machine system faults using two-phase operation“. In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. 1993, 151–156 vol.5.
- [15] D. Kastha a B.K. Bose. „Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 30.4 (1994), s. 1028–1038. DOI: [10.1109/28.297920](https://doi.org/10.1109/28.297920).
- [16] B. R. O. Baptista et al. „The performance of a three-phase induction motor fed by a three-level NPC converter with fault tolerant control strategies“. In: *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2013, s. 497–504. DOI: [10.1109/DEMPED.2013.6645761](https://doi.org/10.1109/DEMPED.2013.6645761).
- [17] N. Bianchi, M.D. Pre a S. Bolognani. „Design of a fault-tolerant IPM motor for electric power steering“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 55.4 (2006), s. 1102–1111. DOI: [10.1109/TVT.2006.877716](https://doi.org/10.1109/TVT.2006.877716).
- [18] James Swanke et al. „Design and Testing of a Modular High-Speed Permanent-Magnet Machine for Aerospace Propulsion“. In: *2021 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*. 2021, s. 1–8. DOI: [10.1109/IEMDC47953.2021.9449536](https://doi.org/10.1109/IEMDC47953.2021.9449536).
- [19] John W. Bennett et al. „Fault-Tolerant Design Considerations and Control Strategies for Aerospace Drives“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.5 (2012), s. 2049–2058. ISSN: 0278-0046. DOI: [10.1109/TIE.2011.2159356](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2159356). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5873143/> (cit. 08. 05. 2020).

- [20] Valeria Hrabovcova, Pavol Makyš a Pavol Rafajdus. *Analysis of Electrical Machines*. London: IntechOpen, 2020. ISBN: 978-1-83880-207-3.
- [21] Daniel Mayer. *Aplikovaný elektromagnetizmus: úvod do makroskopické teorie elektromagnetického pole pro elektrotechnické inženýry*. České Budějovice: Kopp, 2012. ISBN: 978-80-7232-436-1.
- [22] Juha Pyrhonen Tapani Jokinen Valeria Hrabovcova. *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2008. ISBN: 978-0-470-69516-6.
- [23] Maria Dems et al. „Impact of Core Sheet Cutting Method on Parameters of Induction Motors“. In: *Energies* 13 (dub. 2020), s. 1960. DOI: [10.3390/en13081960](https://doi.org/10.3390/en13081960).

Seznam symbolů a zkratek

Značka	Veličina	Jednotka
A	Lineární proudová hustota	$[\frac{kA}{m}]$
AJ	Konstanta tepelného využití stroje	$[\frac{A^2}{m^3}]$
a	Počet paralelních větví	[-]
C	Konstanta stroje	[V·s]
D_s	Střední průměr vzduchové mezery	[m]
d_s	Střední průměr vinutí	[m]
i_f	Fázový proud	[A]
I_M	Amplituda fázového proudu	[A]
I_s	Proud statorového vinutí	[mA]
J	Proudová hustota	$[\frac{A}{m^2}]$
k_p	Faktor rozteče	[-]
$k_{p,cu}$	Činitel plnění mědi	[-]
L_m	Magnetizační indukčnost	[H]
L_r	Rozptylová indukčnost	[H]
L_s	Synchronní indukčnost	[H]
l_{fe}	Aktivní délka železa	[m]
M_i	Vzájemná indukčnost	[H]
M	Moment	[Nm]
n	Počet fází	[-]
N	Počet závitů	[-]
P_2	Výkon stroje na hřídeli	[W]
p	Počet pólových párů	[-]
R_s	Odpor vinutí	[Ω]
R_j	Odpor	[Ω]
S_d	Plocha statorové drážky	$[mm^2]$
S_v	Průřez vodiče	$[mm^2]$
$u_{d,q}$	Svorkové napětí	[V]
u_0	Napětí indukované naprázdno	[V]
u_j	Napětí na svorkách	[V]
u_{tr}	Transformační napětí v ose q	[V]
u_{rot}	Rotační napětí v ose q	[V]
U_{DC}	Stejnoseměrné napětí	[V]
U_m	Magnetizační napětí	[V]

Značka	Veličina	Jednotka
Q_s	Počet statorových drážek	[-]
z	Počet vodičů vinutí	[-]
$\Delta M_{\%}$	Zvlnění momentu	[%]
ΔP	Ztráty stroje	[W]
η	Účinnost	[%]
ρ_{Cu}	Rezistivita mědi	$[\Omega \cdot mm^2]$
τ_s	Drážková rozteč	[m]
ϕ	Počáteční fázový posuv	[rad]
Φ_r	Rozptylový magnetický tok	[Wb]
Φ_h	Hlavní magnetický tok	[Wb]
Ψ_h	Hlavní spřažený magnetický tok	[Wb]
Ψ_j	Spřažený magnetický tok	[Wb]
Ψ_m	Spřažený magnetický tok	[Wb]
Ψ_r	Rozptylový spřažený magnetický tok	[Wb]
θ_m	Mechanická poloha rotoru	[-]
Ω	Mechanická úhlová rychlost	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$
ω	Úhlová rychlost	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$

Zkratka	Popis
DC	Direct current
FSPM	Flux switching permanent magnet
FT	Fault tolerant
FTM	Fault-tolerant Machines
FTT	Fault tolerant tooth
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
MKP	Metoda konečných prvků
PM	Permanentní magnety
PMFT	Permanent magnet fault-tolerant
SNPC	Stator neutral point connection
SPC	Stator phase connection

Seznam obrázků

1.1	Základní struktura synchronních motorů	3
1.2	4-fázový segmentový stroj.	4
1.3	Možné fázové rozložení 5-fázového stroje	4
1.4	3-fázový stroj s jednou repeticí struktury	5
1.5	6-fázový stroj získaný fázovým otočením opakované struktury	5
1.6	Modulární PMFT stroj	6
1.7	Přepřecování struktury monolitického statoru s dvouvrvstvným vlnutím	7
1.8	Struktura reluktančního stroje a FSPM stroje	8
1.9	Konfigurace klasického FSPM stroje a FT FSPM stroje s modulárním statorem	10
1.10	Struktura řídicí jednotky asynchronního motoru podle metody SNPC a SPC	10
1.11	Fázorový diagram proudů	12
2.1	Přehled strojů odolných vůči poruchám.	16
3.1	Ekvivalentní obvod fáze k synchronního stroje	18
3.2	Univerzální elektrický stroj	19
3.3	Znázornění napětí indukovaných v q -ose	21
3.4	Znázornění napětí indukovaných v d -ose	21
4.1	Model stroje	26
4.2	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu stroje	27
4.3	Moment stroje a spektrální analýza.	28
4.4	Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře a harmonické spektrum	28
4.5	Magnetizační napětí fáze C a spektrální analýza.	29
4.6	Spřažený magnetický tok fáze A a spektrální analýza.	30
4.7	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu stroje při poruše jedné a dvou fází	31
4.8	Moment stroje a spektrální analýza.	32
4.9	Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře a harmonické spektrum	33

4.10	Magnetizační napětí fáze C a spektrální analýza při jednofázové a dvoufázové poruše.	33
4.11	Spřažený magnetický tok fáze C a spektrální analýza při jednofázové a dvoufázové poruše.	34
4.12	Moment a zvlnění momentu při kompenzaci fáze A2 a B2	36
4.13	Moment a zvlnění momentu při kompenzaci fáze B a C	36
4.14	Závislost velikosti momentu na úrovni kompenzace zvlnění momentu pro obě metody	37