ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Simulace pětifázového elektrického pohonu bateriových vozidel

Autor práce: **Bc. Tomáš Halvoník**
Vedoucí práce: **doc. Ing. Tomáš Komrska, Ph.D.**

2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2021/2022

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení:	**Bc. Tomáš HALVONÍK**
Osobní číslo:	**E20N0041P**
Studijní program:	**N0713A060013 Výkonové systémy a elektroenergetika**
Specializace:	**Výkonové elektronické technologie a pohony**
Téma práce:	**Simulace pětifázového elektrického pohonu bateriových vozidel**
Zadávající katedra:	**Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Sestavte matematický model elektrického pohonu sestávajícího z pětifázového napěťového střídače napájeného z trakční baterie a pětifázového elektrického motoru (zvolte asynchronní pětifázový motor nebo synchronní s permanentními magnety).
2. Implementujte v matematickém modelu pohonu vektorové řízení pro základní harmonickou proudu a proveďte naladění regulátorů.
3. Rozšiřte regulaci pohonu o vektorové řízení třetí harmonické pro zvyšování momentu a dosažení lichoběžníkového toku stroje.
4. Proveďte sérii simulací pětifázového elektrického pohonu a zhodnoťte výsledky s ohledem na nasazení do elektrických silničních vozidel.

Rozsah diplomové práce: **40-60**
Rozsah grafických prací: **dle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, Multiphase Electric Drives:
Introduction, pp. 1–26. American Cancer Society, 2017. [Online].
2. E. Levi, F. Barrero, and M. J. Duran, 'Multiphase machines and drivesrevisited,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 429–432, 2016.
3. E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, 'Multiphase induction motor drives – a technology status review,” Electric Power Applications, IET, vol. 1, DOI 10.1049/iet-epa:20060342, no. 4, pp. 489–516, Jul. 2007.
4. E. Levi, 'Multiphase electric machines for variable-speed applications,”IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, DOI10.1109/TIE.2008.918488, no. 5, pp. 1893–1909, May. 2008.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Komrska, Ph.D.**
Research and Innovation Centre for Electrical Engineering

Datum zadání diplomové práce: **8. října 2021**
Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2022**

Západočeská univerzita v Plzni
Fakulta elektrotechnická

L.S.

Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan

Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 8. října 2021

Abstrakt

Tato práce se zabývá matematickým modelování pětifázového synchronního stroje s permanentními magnety. Jsou předloženy dvě metody, jak model sestavit a jejich chování je ověřeno simulačními výsledky. Modely jsou řízeny pomocí vektorového řízení ve dvou ortogonálních rovinách.

Klíčová slova

Pětifázový motor s permanentními magnety, vektorové řízení, vícefázové systémy, transformace do dvou rovin

Abstract

This thesis deals with mathematical modeling of a five-phase synchronous machine with permanent magnets. Two methods for building the model are presented and their behavior is verified by simulation results. Models are controlled by field-oriented control in two orthogonal planes.

Key Words

Five phase permanent magnet motor, field-oriented control, multiphase system, dual plane transformation.

Poděkování

Děkuji svému vedoucímu doc. Ing. Tomáši Komrskovi, Ph.D. za užitečné připomínky.

Obsah

Úvod ..... - 1 -
1 Teoretický rozbor současného stavu techniky ..... - 1 -
1.1 Systémy elektrických pohonů elektromobilů ..... - 2 -
1.1.1 Pohony se synchronními motory ..... - 3 -
1.1.2 Vektorové řízení ..... - 5 -
1.2 Vícefázové pohonné systémy ..... - 6 -
2 Model pětifázového pohonu ..... - 11 -
2.1 Rozšířená transformace Clarkové a Parkovo pro pětifázový systém ..... - 11 -
2.2 Pětifázový střídač ..... - 13 -
2.3 Model pětifázového motoru ..... - 19 -
2.3.1 Matematický model pětifázového motoru v $dq_1 – dq_3$ souřadném systému . - 20 -
2.3.2 Model motoru ve fázových souřadnicích ..... - 23 -
2.4 Vektorové řízení pětifázového pohonu ..... - 25 -
3 Výsledky simulací ..... - 28 -
3.1 Simulace pohonu s dq_1-dq_3 modelem motoru ..... - 30 -
3.1.1 Průběhy ustáleného stavu pro model v $dq_1 – dq_3$ souřadném systému . - 31 -
3.2 Simulace pohonu s modelem ve fázových souřadnicích ..... - 33 -
3.2.1 Průběhy ustáleného stavu pro model ve fázových souřadnicích ..... - 33 -
3.2.2 Dynamické průběhy modelu ve fázových souřadnicích ..... - 35 -
3.2.3 Řízení pětifázového motoru pouze v jednom ortogonálním systému... - 37 -
3.3 Optimální zadávání proudu ..... - 38 -
Závěr I
Literatura II
Přílohy V

Seznam symbolů a zkratek

Značka	Popisek	Jednotka
BEV	Bateriová elektrická vozidla	
HEV,		
PHVE	Hybridní vozidla	
FCEV	Vozidla s vodíkovými palivovými články	
IM	Indukční motor	
PMSM	Synchronní stroj s permanentními magnety	
MTPA	Maximum momentu na ampér	$(N \cdot m \cdot A^{-1})$
L	Indukčnost	(H)
n	Počet fází	
U	Napětí	(V)
I	Proud	(A)
T	Moment	(N·m)
PWM	Pulzně šířková modulace	
MRAS	Adaptivní řízení na základě modelu	
PLL	Fázový závěs	
BLDC	Bezkartáčový elektronicky komutovaný stroj	
THD	Činitel harmonického zkreslení	
PS	Proporčně sumační regulátor	
FEM	Metoda konečných elementů	
FOC	Vektorové řízení	
n_0	Netočivá složka	
Ψ	Magnetický tok	(Wb)
e	Eulerovo číslo	
ω	Úhlová rychlost	$(rad \cdot s^{-1})$
θ	Úhel	(rad)
pp	Počet pólpárů	

Úvod

Současný tlak nadnárodních společenství na elektrifikaci osobní i logistické dopravy nutí většinu hlavních výrobců vyvíjet úplně nové platformy a koncept vozidla v rámci svého vozového parku. Zajištění širokého spektra provozních režimů společně s vysokou dynamikou jsou jedním z hlavních parametrů, které pohonná jednotka vozidel musí splňovat. Dosavadní trend vývoje se zejména zaměřuje na snížení celkové hmotnosti, objemu a zvýšení účinnosti společně s hustotou výkonu. Tato práce představuje řešení, v podobě modelu pětifázového pohonu. Ten sebou přináší řadu výhod z hlediska redundance, dimenzování výkonu, řádu vyšších harmonických a další. Hlavním cílem, na který je tato práce zaměřená, je využití dalšího stupně volnosti při implementaci algoritmů vektorového řízení.

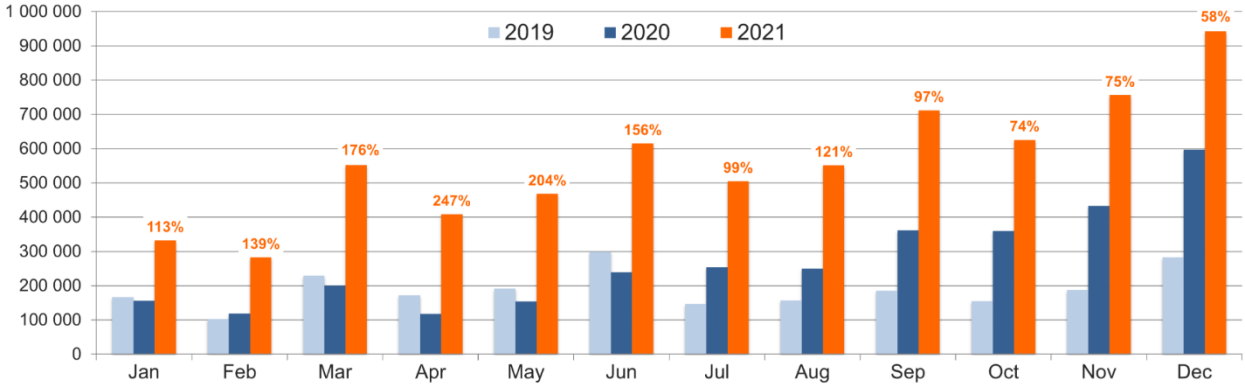
V rešeršní části této práce je znázorněn trend, který elektromobily nabývají v posledních šesti letech a jaké varianty provedení se vyskytují. Náplň této práce je možné prakticky využít při nasazení do libovolné konfigurace pohonné jednotky, která využívá elektrický motor. Motor, kterým se tato práce zabývá je synchronní stroj s permanentními magnety. Ty získávají na popularitě z důvodu vyšší účinnosti a díky tomu lepším dojezdům elektromobilu. Dále je rozebrána základní koncepce vektorového řízení, ze kterého předložený algoritmus vychází a naznačuje souvislost řízených veličin s parametry na elektrickém motoru. Na konci této kapitoly jsou rozebrány obecné vlastnosti vícefázových systému a které výzvy to přináší z obecné konstrukce stroje až po řídící strukturu těchto pohonů. Zaměření je na pětifázové pohony. Jsou zde znázorněné varianty zapojení statoru společně s trakční charakteristikou. Také jsou rozebrány napěťové vektory, které vznikají v případě tohoto pohonu.

Samotná práce popisuje přístup modelování PMSM stroje ve dvou různých variantách a pětifázového střídače společně s rozšířenou variantou transformační matice pro řízení ve dvou rovinách. Pro oba motory je použitý stejný algoritmus řízení. Jeho návrh a odladění bylo prostřednictvím jednoho z modelů motoru, který umožňoval jednoduší přístup při návrhu. Druhý model zohledňuje rozšířenější matematický popis stroje a využívá působení vzájemných indukčností. Pro obě varianty je porovnané chování řízení s klasickou a rozšířenou verzí vektorového řízení. Oblast, na kterou se práce zaměřuje je do plného napětí a režim odbuzování není řešen. Z těchto map je pak vynesena závislost mezi požadavky na složky proudu, které vytváří moment a je tak možné řídit motor s optimálním poměrem momentu a proudu.

1 Teoretický rozbor současného stavu techniky

Životní prostředí a dopad lidské činnosti na jeho vývoj v posledních letech nabírá značné politické a sociální povědomí. Automobilová doprava je nedílnou součástí moderní společnosti, ale současné provedení v podobě pohonů se spalovacími motory dostává složité restrikce na množství CO_2, které smí vypouštět do ovzduší. Díky tomu vzniká silný trend ve vývoji a nasazování elektromobilů pro komerční využití v automobilové dopravě.

Globální prodej elektromobilů z roku 2016 překročil rekordních 750 tisíc prodaných kusů [1]. V roce 2019 podle článku [2] počet všech prodaných elektromobilů překročil 5 milionů vozidel. Aktuální statistiky potvrzují, že se prodeje stále navyšují, a to o více, než dvojnásobek během jednoho roku [3] .



Obr. 1 Měsíční nárůst prodeje elektromobilů [3]

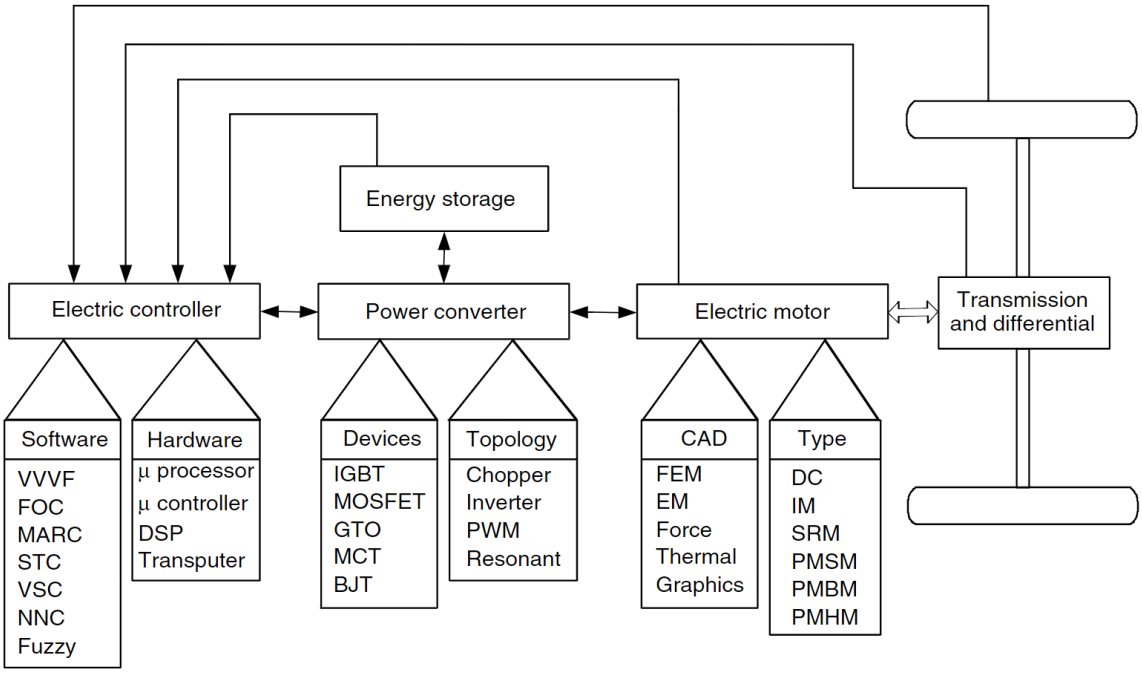
Všechny velké mocnosti jako jsou Čína, USA a EU přišly s vlastní dotační politikou, pro podporu při pořízení elektromobilů. Cílem je minimalizovat nedostatky, které jsou s elektromobily spojené, zejména krátký dojezd, omezený počet nabíjecích stanic a dlouhá doba nabíjení.

Většina automobilových výrobců nabízí ve svém portfoliu minimálně jednu z variant elektricky poháněných vozidel. Jako obecné rozdělení lze uvažovat vozidla čistě elektrická napájená z baterie (BEV), hybridní (HEV, PHVE) a napájená z vodíkových palivových článků (FCEV)[4]. Jednotlivé varianty se od sebe odlišují z hlediska uložení a přeměny uložené energie. Obecné provedení pohonné jednotky všech variant je stejné. Skládá se z trakční baterie, měniče a elektrického motoru. Předložená problematika, kterou se tato práce zabývá, tak může být využita pro všechny varianty elektrického pohonu v současných elektromobilech.

1.1 Systémy elektrických pohonů elektromobilů

V počátcích automobilové dopravy se elektrickým stejnosměrný motor jevil jako vhodnější varianta pro pohonnou jednotku vozidla z hlediska své jednoduchosti a robustnosti. Nedokonalost ukládání energie v podobě baterií dala přednost rozvoji komplexnějším spalovacím motorům, které počátkem 20. století představily vizi moderní společnosti [5].

Z hlediska moderních vozidel se stejnosměrné stroje nenasazují. Z důvodů nutnosti mít dvojici vinutí pro buzení a rotor je jejich hmotnost a cena neschopná konkurovat střídavým elektrickým motorům. Rozvoj výkonové elektroniky a řídících algoritmů dnes nabízí velmi efektivní a dynamické řízení. Na pohonné jednotky vozidel jsou kladeny vyšší nároky z hlediska provozních režimů stroje. Časté akcelerace a elektrodynamické brždění, vysoký moment při nízkých otáčkách v případě vysokého stoupání, vysoké otáčky při nižším momentu v případě jízdy na rychlostních silnicích a všechny stavy mezi tím musí systém pohonu plynule a dynamicky regulovat [6].



Obr. 2 Funkční blokové schéma pohonu elektromobilu [6]

Na obrázku 2 jsou zobrazeny různé způsoby provedení jednotlivých komponent systému pohonu. Jejich vzájemné kombinace tak dávají nespočet možností pro provedení funkčního celku. Díky regulaci motoru je možné vynechat vícestupňovou mechanickou převodovku. V řadě případů se výrobci uchylují k jednostupňovému převodu z vyšších otáček na nižší. Díky tomu je konstrukce motoru kompaktnější, lehčí a cenově výhodnější [7].

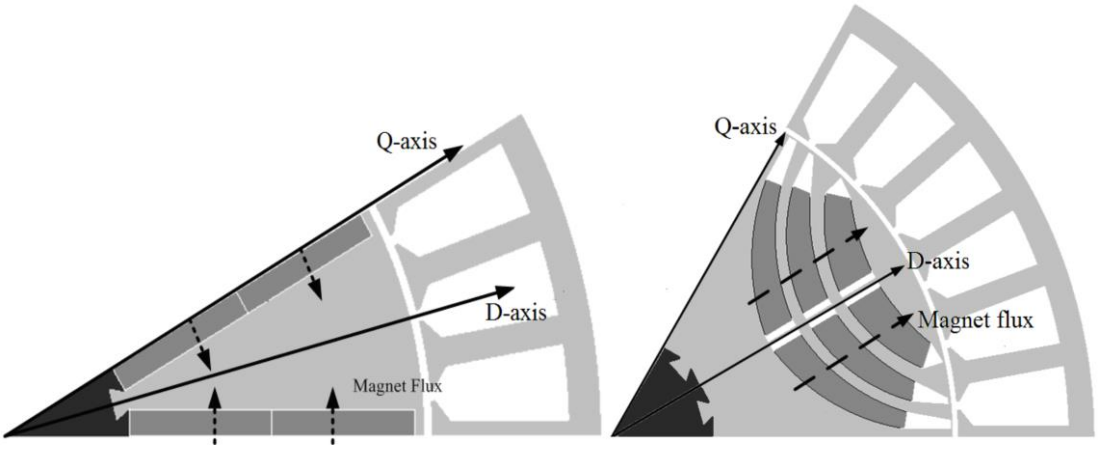
Společný trend pro všechny typy pohonných jednotek je bezkartáčové provedení motoru. Hlavním důvodem je zejména vysoká životnost a nízké nároky na údržbu. Ověřená technologie v podobě indukčního motoru (IM) byla zřejmá volba pro první modely BEV s velkým výkonem. Výhodou těchto motorů je využití dostupných konstrukčních materiálů jako je měď, železo a hliník. Toto provedení využívá hlavně Tesla ve svých prvních modelech. Jejich pohonné jednotky nabízejí bezkonkurenční výkonové poměry ve vozidlech, která svou cenou silně podtrhává výrobky tradičních značek jako BMW, Porsche, Audi a další. Nevýhodou IM je nutnost přivádět magnetický tok přes vzduchovou mezeru a vinutí statoru. Společně se ztrátami v rotoru pak celý stroj vychází podstatně hůře z hlediska hustoty výkonu a účinnosti.

S nově vytvořenou poptávkou, se všichni hlavní výrobci vydali na cestu elektrifikace svých vozových parků, a to zejména v sektorech s prémiovými modely. To vedlo k vývoji a zdokonalení provedení jak motoru, tak výkonových měničů pro pohonnou jednotku. Článek [1] v tabulce 2 porovnává, jak se parametricky vyvíjejí pohonné jednotky od roku 2010 do roku 2020. Poměr výkonu / hmotnosti a objemu celého systému (viz obrázek 2), vzrostl
o 40 %. Celková cena / kW klesla téměř na čtvrtinu. Vývoj v tomto odvětví značně pokročil a technická provedení pro další zlepšení budou pro řadu výrobců stále jedním z hlavních cílů. Řešení v podobě klasického třífázového systému ale má svá omezení. Tato práce má za cíl zaměřit se na nové možnosti a zlepšení, které nabízí pětifázový systém.

1.1.1 Pohony se synchronními motory

Díky nárůstu popularity elektrických vozidel u zákazníků, poslední dobou vzniká trend využití dražšího motoru v podobě synchronního stroje s permanentními magnety (PMSM) místo IM. Jejich nasazování bylo už v prvních verzích většiny hybridních vozidel, díky kompaktnosti a vysokému momentu se hodí jako doplněk k spalovacímu motoru v omezeném prostoru. Permanentní magnety v rotoru vytváří konstantní magnetické pole, statorové vinutí tak není zatěžované jeho tvorbou a účinnosti těchto strojů jsou výrazně lepší než v případě IM [8]. Pro provoz elektromobilů je účinnost hlavním parametrem, který určuje celkový dojezd vozidla. Eliminací ztrát narůstá dojezd bez nutnosti větší baterie, a tedy prodlužování dobíjecích časů. Pro řadu zákazníků jsou toto jedny z hlavních kritérií. Zaručení maximální účinnosti je cílem řídících algoritmů. Jeden možný přístup získání optimálních požadovaných akčních veličin elektrického stroje je zaměřením této práce.

Způsobem uložení a natočení permanentních magnetů rotoru měníme magnetické parametry stroje v závislosti na poloze rotoru. Při vložení magnetu, případně vzduchové mezery klesá magnetická vodivost, a tedy indukčnost stroje v ose, kde je magnet uložen. Vlivem rozdílných magnetických vodivostí na rotor působí společně s elektrodynamickým momentem, který vzniká interakcí dvou magnetických polí, také moment reluktanční. Oblasti s čistým železem jsou vtahovány do osy statorového pole. Osa, kde se pole permanentních magnetů shlukuje označme jako osu *d*. Oblast, kde se je magnetické pole nejslabší se označuje osou *q*.



Obr. 3 Osy rotoru pro různé uložení permanentních magnetů [9]

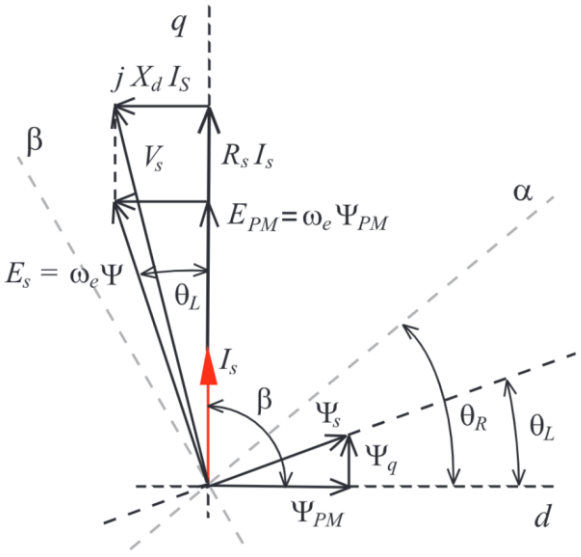
Pro řídící systém je důležité určit parametry indukčností v jednotlivých osách, aby bylo možné zajistit optimální řízení. Hlavním cílem různých uložení je zvýšení momentu v oblasti odbuzování, tedy vysokých otáčkách. Rotací permanentních magnetů se do statoru indukuje pohybové napětí. Omezená velikost napájecího napětí při vysokých otáčkách tak nemůže prohánět jmenovitý proud, který vytváří maximální moment. Řídící algoritmy v podobě vektorového řízení, které budou rozebrány detailně, umožnují působit proti toku permanentních magnetů a při vysokých otáčkách snížit velikost indukovaného napětí. Stroj je ale zatěžován přídavným proudem, který nevytváří moment. Z hlediska dimenzování stroje je amplituda proudu omezena a moment stroje klesá. Speciálně uložené magnety v rotoru dokáží využít reluktančního momentu pro dodatečné zvýšení celkového momentu a výkonu, pomocí proudu, který oslabuje magnetické pole při vysokých otáčkách [10]. Z hlediska optimalizace řízení je pak potřeba vyjádřit závislost mezi složkami proudu pro maximalizaci momentu při minimálním proudu MTPA charakteristikou.

Hlavním důvodem, tohoto provedení v případě elektromobilu je zvýšení maximální rychlosti vozidla bez nutnosti použití vícestupňové převodovky. Vnitřně uložené magnety také lépe odolávají působením odstředivých sil a motory tak zvládají vyšší otáčky něž

povrchově uložené magnety. Model motoru rozebíraný v této práci bude uvažován s povrchově uloženými magnety.

1.1.2 Vektorové řízení

Vysoká dynamika řízení je hlavním parametrem, který moderní elektromobily musí splňovat. Výkonové tranzistory umožňují využití PWM modulací na vysokých spínacích frekvencích. Díky tomu lze libovolně měnit frekvenci a amplitudu střední hodnoty napětí jednotlivých fází statoru. Vektorové řízení využívá transformačních výpočtů pro zjednodušení regulační struktury algoritmu. Transformace Clarkové převádí obecně n fázový systém s $\frac{2\pi}{n}$ fázovými posuny do ortogonálního souřadného systému o dvou složkách. Složení těchto dvou vektorů vytváří jeden pohybující se vektor v stojícím souřadném systému, který umožnuje reprezentaci všech úrovní jednotlivých fází. Parkova transformace využívá informaci o natočení vektoru a rotuje se souřadným systémem podle zavazbeného úhlu natočení [11].



Obr. 4 Fázorový diagram vektorového řízení pro maximální moment PMSM s povrchově uloženými magnety [12]

Díky tomu je možné využít informaci o poloze magnetického pole pro synchronizaci řídících regulátorů s harmonickými veličinami motoru. U PMSM je poloha magnetického toku fixní v ose rotoru podle uložení magnetů a natočením rotoru přímo určujeme polohu toku. Aktivní elektrické veličiny stroje se transformací převádí na stejnosměrné signály, které lze regulovat prostřednictvím dvojce jednoduchých PI regulátorů. Díky vazbě z čidla polohy rotoru lze proud rozdělit do složek, které jsou kolmo a v ose toku permanentních magnetů. Možnost regulace obou složek proudů I_d, I_q, umožňuje nezávislé řízení momentu

(I_q) a toku stroje (I_d). Nevýhodou vektorového řízení je nutnost určení přesné polohy rotoru a synchronizovat jí s polohou magnetů na rotoru. Využívají se absolutní čidlo polohy a resolvery. Řada publikací se také zaměřuje na určení polohy pomocí bez senzorových technik, jako je Kalmanův filtr, MRAS metody, anebo pozorovatele s PLL [13]–[15]. Cílem této práce je rozšířit základní algoritmy vektorového řízení popsané v [12] a implementovat je pro pětifázový PMSM, které nabízejí další stupeň volnosti v maximalizaci momentu při minimálních ztrátách.

1.2 Vícefázové pohonné systémy

Napájení z výkonových měničů umožňuje velikou volnost z hlediska nasazení počtu fází (n) pohonného systému. Třífázové systémy jsou stále dominantní zejména díky ověřeným a zvládnutým technikám řízení a způsobu výroby potřebných komponent pohonu. Jedním z problémů, které nízký počet fází způsobuje, je nízkofrekvenční pulzace momentu při obdélníkovém řízení. Frekvence pulzů odpovídá $2n \pm 1$ frekvenci napájecích proudů motoru. Pulzy mohou vybudit rezonanční frekvence v mechanických dílech, například převodovce a snižovat životnost. Nejvhodnějším řešením pro jejich snížení je zvýšení počtu fází [16]. Pro PWM modulaci se tato výhoda neuplatní.

Hlavní oblastí, kde jsou vícefázové systémy nasazovány jsou stále pohony nákladních lodí. Jejich hlavní výhodou je možnost rozdělení výkonu do vyššího počtu fází a získat tak co nejvyšší celkový výkon pohonu. Dále je pro tyto lodě výhodná možnost provozu i při výpadku fáze. I při poruše vzniká rotující magnetické pole i při výpadku jedné fáze, na rozdíl od třífázového motoru, kde vznikne pulzující pole, a tedy značné mechanické rázy, nárůst proudu ve zbylých fázích. To může vést k lokálnímu přetížení stroje, větví měniče a vyšší produkci jak akustického, tak elektromagnetického rušení do okolí [17], [18]. Vyšší stupeň volnosti v případě vícefázových systémů pak umožňuje upravit strategii řízení a stroj provozovat s omezeným výkonem, ale bez silně zvlněného momentu.

Rozdělením výkonu do více fází je možné využít méně dimenzované levnější komponenty výkonového měniče, které mohou vycházet pro sériovou výrobu levněji. To je výhoda, kterou může uplatnit odvětví elektromobility. Nasazení vícefázových strojů je tedy perspektivní do široké oblasti použití v celé škále výkonů.

Díky možnosti obecné transformace Clarkové, lze přistupovat k řízení vícefázových systémů stejnou regulační strukturou pro vektorové řízení. Vychází se tedy ze známého a dobře zvládnutého principu. Je zde ale potřeba řízení modifikovat, aby bylo možné řídit všechny stupně volnosti, které vícefázové pohony nabízí.

Obecný tvar transformace poté generuje počet ortogonálních systémů, který je roven (n-1)/2 pro lichý počet fází a (n-2)/2 pro sudý [19]. S vyšším počtem fází tak narůstá výpočetní náročnost všech transformací, nutnost vyššího počtu čidel proudu a převodníků řídící desky. Výrobci řídících desek a mikroprocesorů poskytují omezený počet výstupních PWM modulů a komplikace při implementaci vícefázových systémů s n>5 rychle narůstají. Problematika také spočívá v tom, jak efektivně nastavit jednotlivé složky pro konkrétní motor, když už realizujeme možnost jejich řízení. To vše vyžaduje podrobnou analýzu a simulaci systému.

Příspěvek od každého dalšího ortogonálního systému klesá s nepřímou úměrou počtu fází, a tedy z hlediska injektování vyšších harmonických vychází varianta s pěti fázemi velmi dobře, protože dominantní 3. harmonická je využitá nejen k produkci momentu, ale i lepší modulaci střídače. Zároveň se 5. harmonická na zátěži chová jako nulová složka a na fázích zátěže se neprojeví. Díky tomu se i filtrační zařízení mohou konstruovat s vyšší rezonanční frekvencí a vycházet tak rozměrově a hmotnostně menší. Na druhou stranu se 3. harmonické s proměnnou frekvencí mohou chovat rušivě, na ostatní zařízení v okolí. Řešením pak musí být dostatečné stínění.

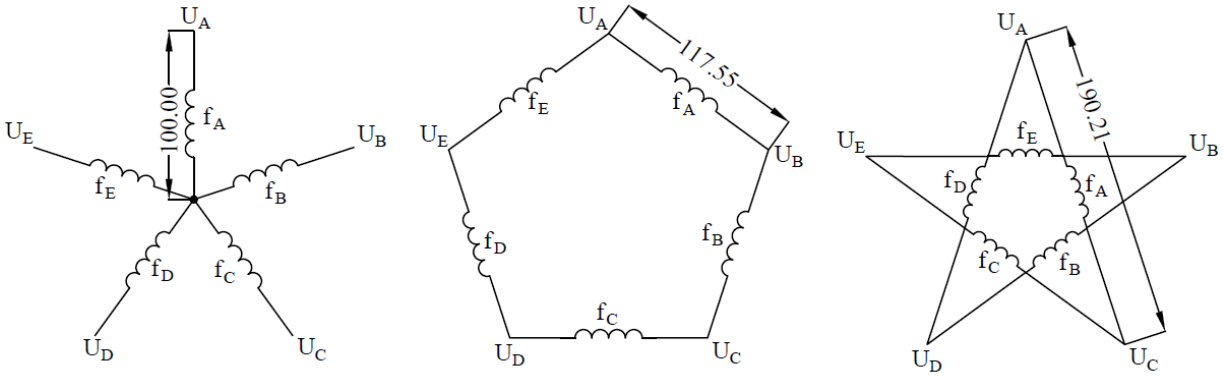
Kde mohou vícefázové pohony představovat omezení je z hlediska konstrukce statoru a uložení jeho vinutí. Sinusový tvar indukovaného napětí vyžaduje rozložení vinutí do více drážek. V případě čtyř pólového pětifázového stroje je potřeba minimálně čtyřicet drážek statorového vinutí, aby ho bylo možné specifikovat jako s rozloženým vinutím. Pro sedmifázový motor je minimum padesát šest drážek [19].

S větším počtem fází ve statoru roste také vzájemná indukčnost mezi fázemi z důvodu menší rozteče mezi nimi. V řade případů se indukované napětí vícefázových strojů přibližuje lichoběžníkovému tvaru. To je způsobené obsahem vyšších harmonických. Pro všechny liché harmonické, které jsou menší, než počet fází n je možné využít jejich interakci s indukovaným napětím pro produkci dodatečného momentu [19]. Na druhou stranu jsou zde nároky na řízení, z hlediska přizpůsobení řízení pro generování potřeného tvaru napětí. V případě třífázového stroje, žádné přídavné harmonické pro toto využití nejsou. Předložená modifikace vektorového řízení pětifázového motoru bude tuto vlastnost využívat k zvýšení momentu stroje a teoretické navýšení hustoty výkonu.

Z hlediska produkce momentu vychází BLDC velmi dobře díky jejích lichoběžníkovému tvaru indukovaného napětí. Na druhou stranu, jejich způsob řízení pomocí nabuzení a odbuzení cívek přináší značné omezení z hlediska maximální rychlosti a dimenzování řídící elektroniky [20]. V předloženém řešení je využito zvýšení momentu díky

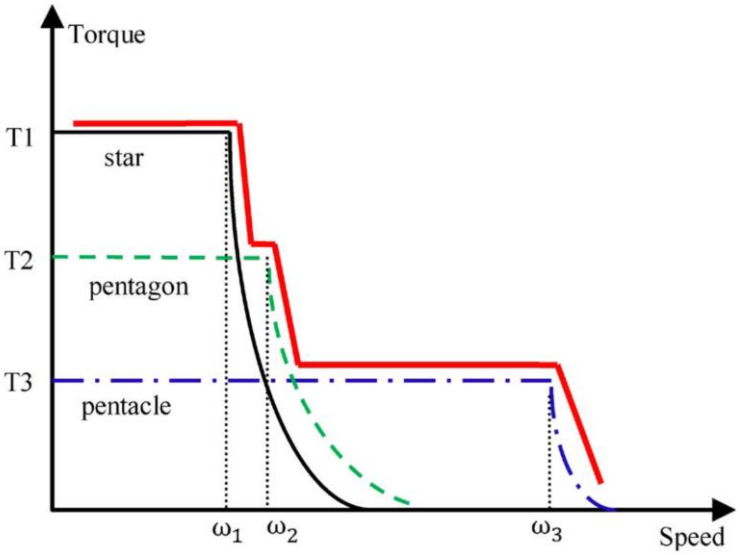
lichoběžníkovému tvaru indukovaného napětí a zároveň techniky vektorového řízení umožňují využít odbuzování pro dosažení vyšší maximální rychlosti. Kombinací výhod obou variant (vyšší moment a možnost odbuzování) společně s vyšší spolehlivostí díky možnosti provozu i při výpadku jedné fáze, se tato konfigurace jeví velmi perspektivně pro využití v elektromobilitě. Nutno podotknout, že v poruchovém stavu se mění uspořádání a počet fází stroje a nelze využívat metody pro injektování moment fungují po bezporuchový stav.

Další oblast, kde pětifázový motor nabízí vyšší stupeň volnosti je z hlediska zapojení jeho statorového vinutí. Oproti třífázovými se nabízí celkově tři způsoby, jak statorové vinutí propojit.



Obr. 5 Možné uspořádání statorového vinutí pětifázového motoru (hvězda, pentagon, pentagram)

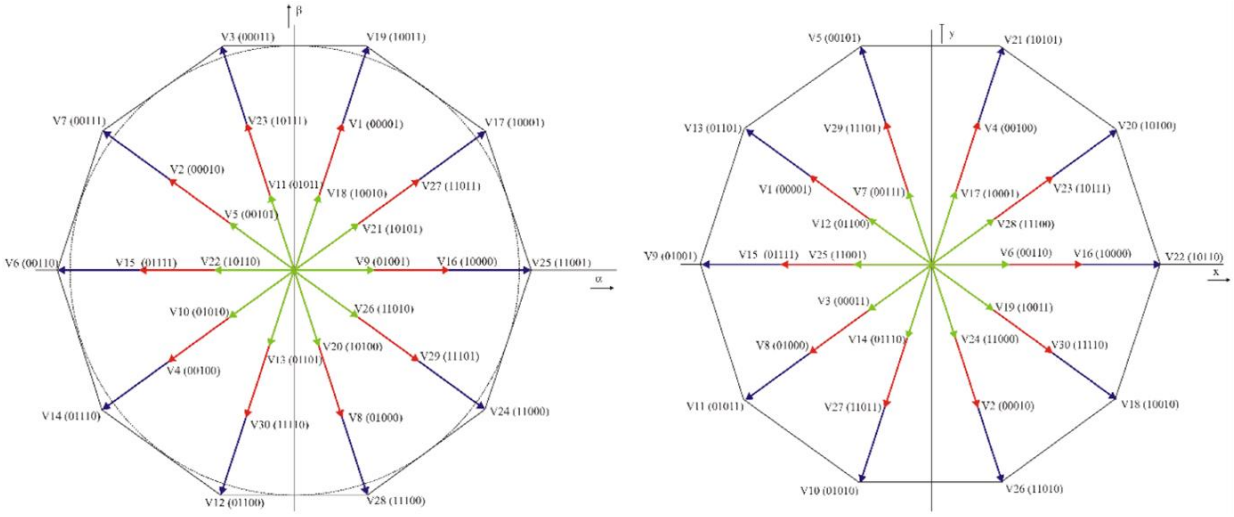
Dochází tak ke změně napětí na jednotlivých fázích. To lze využít pro získání vyšších otáček motoru i bez odbuzování stroje, protože v případě PMSM se tok stroje se nemění a je dán permanentními magnety [21]. Při stejném napětí větve střídače jsou fáze zátěže sice vystaveny většímu napětí, ale dochází k snížení proudu v jednotlivých fázích stroje vlivem propojení dvou fází k jedné větvi střídače. Z kót na obrázku 5 lze vidět, že v případě pětifázového motoru rozdíl mezi zapojením do hvězdy, nebo pentagonu (alternativa zapojení do trojúhelníku v třífázovém motoru) nepřináší moc pro zvyšování napětí, z důvodu menšího úhlu mezi sousedními fázemi. Velká změna je pro třetí případ (pentagram), kdy napětí mezi fázemi, které jsou ob jednu fázi vychází velikostně téměř dvojnásobné ($2\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)$). Tyto grafické předpoklady jsou pak znázorněny na obrázku 6 z článku [21]. Díky snížení proudu v jednotlivých fází se také zlepšuje účinnost motoru.



Obr. 6 Trakční momentové charakteristika pro různé zapojení statoru pětifázového motoru [21]

Další techniky, které jsou využívané pro navýšení maximálních otáček, při stejné konfiguraci zátěže (zapojení do hvězdy) využívají vektorovou modulaci.

Odlišnost pětifázového systému vzniká v počtu rovin, do kterých se prostorový vektor, reprezentující velikost napětí na zátěži, vykresluje. Vzniká pětidimenzionální prostor, a pro možnost reálného zakreslení, se využívá dvou ortogonálních dimenzí (αβ, xy) a jednorozměrného prostoru, který reprezentuje nulové vektory [22].



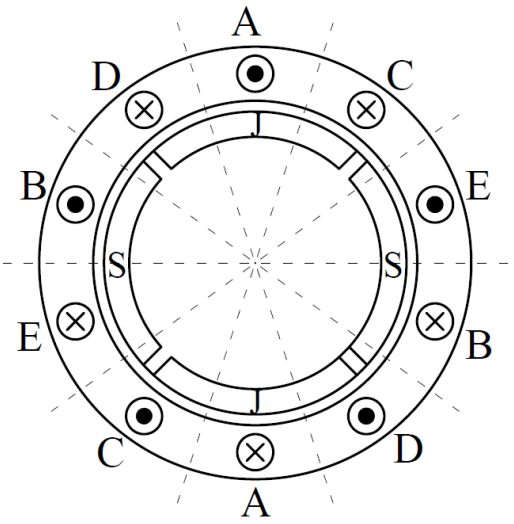
Obr. 7 Prostorové vektory pětifázového systému pro vektorovou PWM modulaci [23]

V obou systémech jsou obsaženy společné vektory. Z článku [22] vychází, že pokud je cílem dosáhnout maximálního napětí pomocí spínání velkých vektorů v αβ, dochází k vzniku složek v rovině xy [22]. Ze závěru článku [23] je pak zřejmý silný podíl 3. harmonické. Ta ovšem v případě pětifázového pohonu umožňuje zvýšení momentu.

Autoři v článku [22] se snaží získat maximální hodnotu 1. harmonické bez vzniku vyšších harmonických a maximalizovat tak napětí na zátěži. To je z hlediska elektromobility parametr, který přímo určuje maximální rychlost vozidla. Maximální hodnotu 1. harmonické, při spínání největších vektorů v daném sektoru, je možné získat 0.61554 U_{dc} [22].

2 Model pětifázového pohonu

V případě řízení vícefázových pohonů vycházejí regulační vektorového řízení ze stejného principu, jako třífázové motory. Rozdíly přináší vyšší stupeň volnosti z hlediska možností výběru fází a jejich vzájemného uspořádání na statoru. Třífázové motory, v zjednodušené podobě, mají pouze jednu vazbu na sousední fáze. To značně omezuje možnost jejich dalšího vývoje. Zde přichází perspektivní směr v podobě vícefázových motorů. Pro pětifázový motor je při správně zvoleném sledu fází možné vytvořit virtuální stroj, který rotuje trojnásobnou frekvencí vůči synchronní frekvenci. Rotor pro tento virtuální stroj má trojnásobný počet pól párů. Toto umožnuje produkci přídavného momentu díky interakci polí obou motorů polem permanentních.

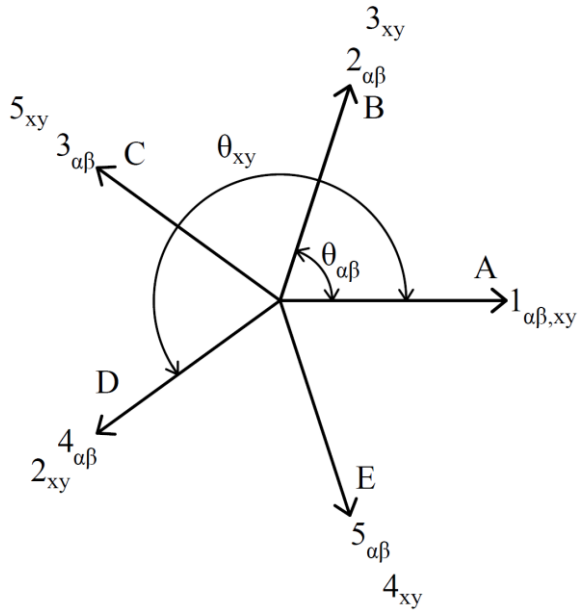


Obr. 8 Nákres PMSM s vyznačenou osou toku pro jednoltivé fází a toky tří fází

2.1 Rozšířená transformace Clarkové a Parkovo pro pětifázový systém

Rozšířená Clarkova tranfromace pro obecný vícefázový systém (n>3) využívá více možných variant, jak fáze transformovat do souřadného systému. Díky tomu jich vzniká několik v závislosti na počtu fází. Základní systém je vždy stejný a fáze jsou chronologicky převáděny. To je společné pro všechny vícefázové systémy. Pro další souřadné systémy je nutné dodržet stejný úhel mezi volenými fázemi. Ten si musíme nastavit tak, aby došlo k postupnému výběru všech fází stroje. Úhel musí být volen jako lichý násobek, který je menší než počet fází, základního úhlu mezi fázemi $\frac{2\pi}{n}$. Tím dojde k odlišnému pořadí výběru fází a žádná nebude vynechána. Postupné spínaní v těchto přídavných systémech rotuje zvýšenou rychlostí z hlediska mechanických souřadnic a chová se jako vyšší harmonická ve vtahu k základnímu souřadnému systému označeném na obrázku 9, jako αβ.

V pětifázovém uspořádání druhý souřadný systém, označený jako xy, rotuje s trojnásobnou frekvencí a chová se jako 3. harmonická.



Obr. 9 Pořadí výběru napěťových vektorů pro souřadné systémy αβ a xy

Transformační matice, které vyjadřují závislost mezi okamžitými hodnotami jednotlivých fází a prostorovými vektory v souřadných obou souřadných systémech má tvar

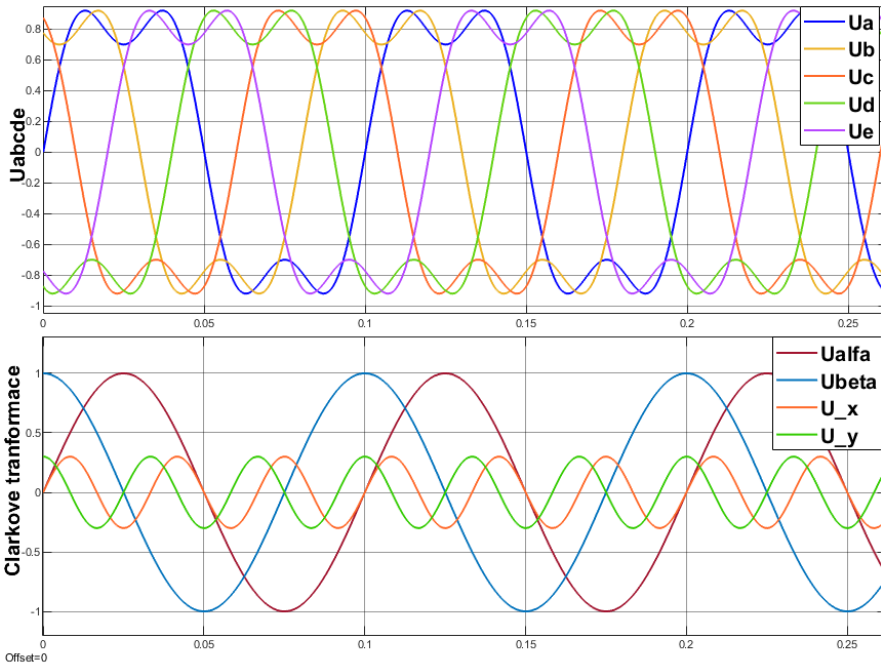
$$\boldsymbol{T_s} = k_p \begin{bmatrix} cos\,(0) & cos\,(\theta_{\alpha\beta}) & cos\,(2\theta_{\alpha\beta}) & cos\,(3\theta_{\alpha\beta}) & cos\,(4\theta_{\alpha\beta}) \\ sin\,(0) & sin\,(\theta_{\alpha\beta}) & sin\,(2\theta_{\alpha\beta}) & sin\,(3\theta_{\alpha\beta}) & sin\,(4\theta_{\alpha\beta}) \\ cos\,(0) & cos\,(3\theta_{\alpha\beta}) & cos\,(6\theta_{\alpha\beta}) & cos\,(9\theta_{\alpha\beta}) & cos\,(12\theta_{\alpha\beta}) \\ sin\,(0) & sin\,(3\theta_{\alpha\beta}) & sin\,(6\theta_{\alpha\beta}) & sin\,(9\theta_{\alpha\beta}) & sin\,(12\theta_{\alpha\beta}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \tag{2.1}$$

kde $\boldsymbol{T_s}$ je transformační matice, amplitudově invariantní konstanta kp $= \frac{2}{5}$ a úhel natočení $\theta_{\alpha\beta} = \frac{2\pi}{5}$.

Pro zpětnou transformaci platí inverzní matice

$$\boldsymbol{T_{s_{inv}}} = \boldsymbol{T_s^{-1}}. \tag{2.2}$$

Funkci transformace jsem si ověřil v rámci samotného bloku. Vstupem je pětifázový harmonický signál s 3. harmonickou o amplitudě tři desetiny. Základní harmonická má amplitudu jedna.



Obr. 10 Transfromace Clarkové pěti fází do dvou souřadých systémů αβ a xy

Z obrázku 10 je vidět, jak transformace odděluje amplitudy pětifázového signálu na čtyři složky. Na rozdíl od třífázového vektorového řízení jsou zde vyšší nároky na regulační strukturu z nutnosti regulovat všechny čtyři složky.

Součástí řízení je také Parkova transformace. Ta v případě pětifázového motoru musí zahrnovat oba souřadné systémy.

Rotační matice dq_1

$$T_{R_1}(\theta_{el}) = \begin{bmatrix} cos(\theta_{el}) & sin(\theta_{el}) \\ -sin(\theta_{el}) & cos(\theta_{el}) \end{bmatrix}, \tag{2.3}$$

Je nutné definovat odlišnou rychlost, se kterou bude rotovat matice pro souřadný systém xy. Její frekvence je trojnásobná a má tvar

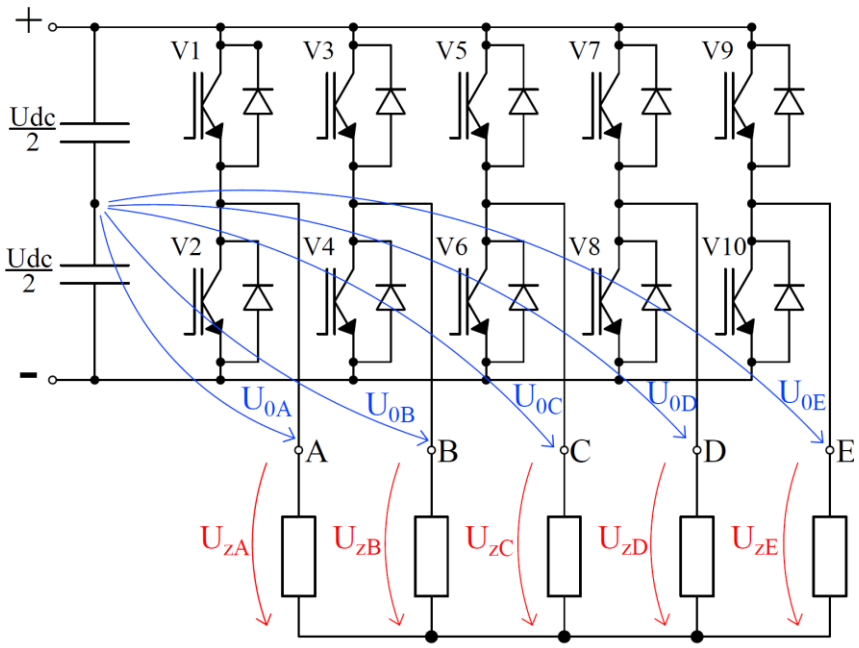
$$T_{R_3}(\theta_{el}) = \begin{bmatrix} cos(3\theta_{el}) & sin(3\theta_{el}) \\ -sin(3\theta_{el}) & cos(3\theta_{el}) \end{bmatrix}, \tag{2.4}$$

kde elektrický úhel natočení θ_{el} = ($\theta_m pp$) a θ_m je mechanická poloha.

Pro inverzní transformaci je využita změna znaménka elektrického úhlu.

2.2 Pětifázový střídač

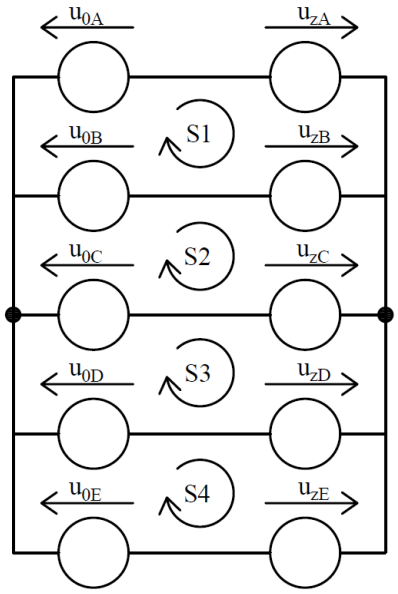
Uvažovaná konfigurace střídače je na obrázku 11. Zátěž je zapojená do hvězdy a výstupní úrovně jedné větve střídače jsou $\pm\frac{U_{dc}}{2}$. Počet spínacích kombinací je 2^5 = 32, kde jsou dvě spínací kombinace nulové vektory.



Obr. 11 Schématické zapojení pětifázového pohonu

Pro správný přepočet napětí na zátěži je nutné získat vztah mezi napětími zátěže a napětím na větvi střídače. K tomu je vhodné využít zjednodušené náhradní schéma zapojení na obrázku

To vychází ze schématického zapojení, které je na obrázku 11. Jednotlivé rovnice pro napěťové smyčky vychází z druhého Kirchhoffova zákona.



Obr. 12 Náhraní schéma obvodu pro výpočet napětí zátěže

Rovnice smyčky S1) je

$$u_{az} - u_{bz} = u_{a0} - u_{b0}, \tag{2.5}$$

kde u_{az}, u_{bz} jsou neznámé napětí zátěže a u_{a0}, u_{b0} napětí jednotlivých větví střídače.

Pro získání řešitelné soustavy o pěti neznámých je poslední rovnice vypočtena z podstaty zapojení zátěže do hvězdy

$$u_{az} + u_{bz} + u_{cz} + u_{dz} + u_{ez} = 0. \tag{2.6}$$

Výsledná soustava rovnic pro výpočet napětí má tedy tvar

$$\boldsymbol{A u_z = B u_0}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{az} \\ u_{bz} \\ u_{cz} \\ u_{dz} \\ u_{ez} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \\ u_{d0} \\ u_{e0} \end{bmatrix}, \tag{2.7}$$

kde **A** je matice soustavy a **B**·$\mathbf{u_0}$ reprezentuje vektor pravých stran.

Pro získání řešení soustavy je vztah upraven do podoby

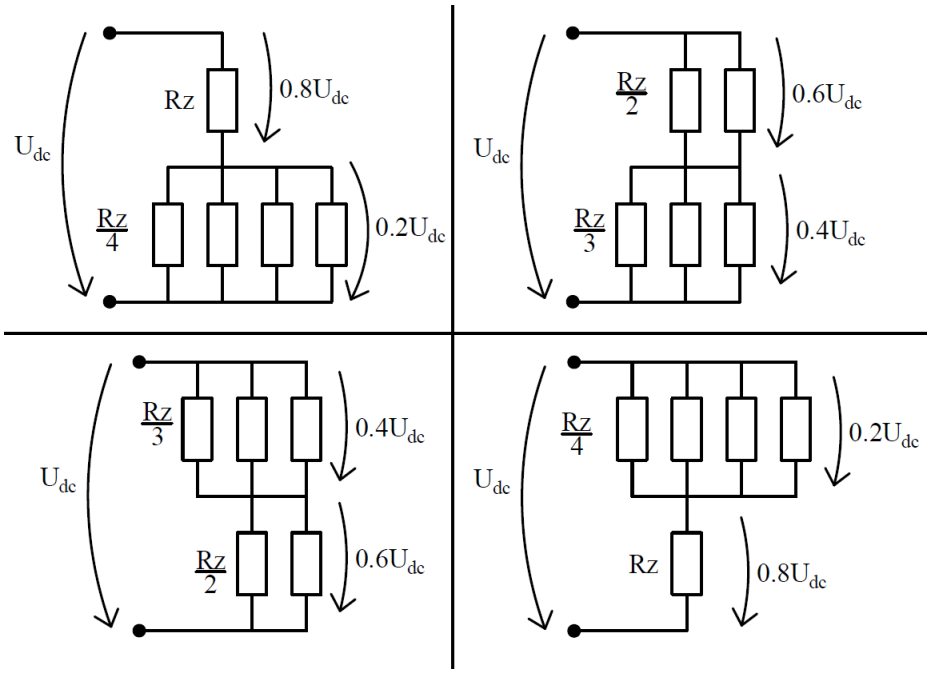
$$\boldsymbol{u_z = A^{-1} \cdot B \cdot u_0}. \tag{2.8}$$

Analytické vyjádření pro výpočet napětí zátěže popsané v článku [22] má tvar

$$\begin{aligned} u_{az} &= \frac{4}{5} u_{a0} - \frac{1}{5}(u_{b0} + u_{c0} + u_{d0} + u_{e0}) \\ u_{bz} &= \frac{4}{5} u_{b0} - \frac{1}{5}(u_{a0} + u_{c0} + u_{d0} + u_{e0}) \ldots \end{aligned} \tag{2.9}$$

kde pro ostatní fáze platí stejný vztah s indexem dané fáze u prvního členu.

Pro vizuální reprezentaci jsou na obrázku 13 zobrazeny možné aktivní hladiny na fázích zátěže, které jsme schopni vytvořit při pouze dvouúrovňovém řízení každé větvě střídače.

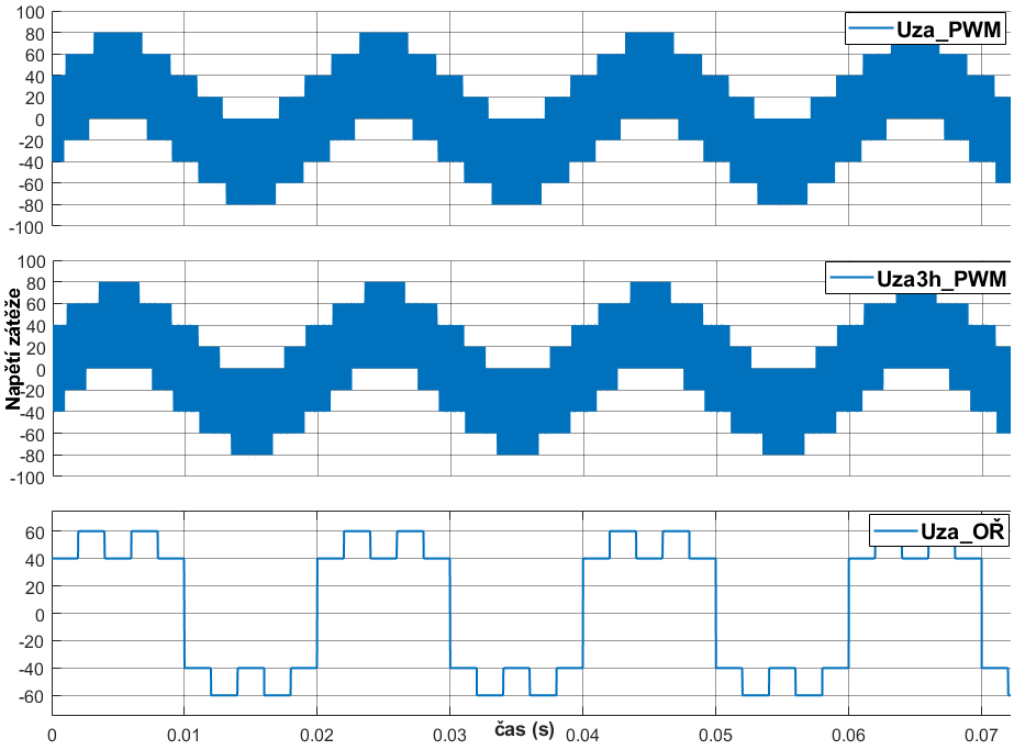


Obr. 13 Shématické znázornění možných hladin napětí jedné polarity na pětifázové zátěži zapojené do hvězdy

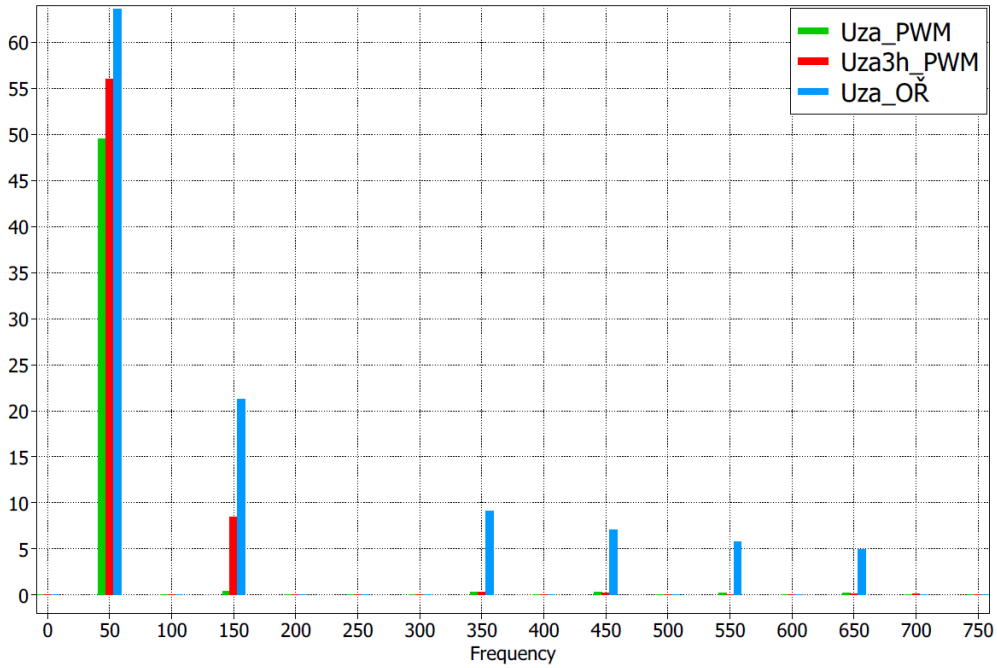
Zde je vidět poměrně značná výhoda v porovnání s klasickým třífázovým systémem, kdy díky většímu stupni volnosti v provedení sérioparalelní kombinace zapojení zátěže, dokážeme získat osm aktivních hladin a jednu nulovou.

Na obrázku 14 je jsou zobrazeny průběhy napětí na zátěži pro tři varianty modulace. Klasická verze bez injektování umožňuje maximální amplitudu napětí $\frac{U_{dc}}{2}$. Jsou zde vidět všechny aktivní hladiny v obou polaritách, které tato modulaci generuje. Druhá průběh je pro PWM s modulačním signálem, který obsahuje 3. harmonickou. Pro pětifázové pohony je tento signál přítomen z principu vektorového řízení ve dvou rovinách. Poslední průběh obdélníkového řízení je získaný zvýšením amplitudy řídícího signály nad pilu. Větev střídače je přepnutá dvakrát za periodu. To způsobuje snížení počtu hladin napětí na základě vztahu (2.9).

Pro přehlednou analýzu signálu jsou na obrázku 15 vynesená spektra jednotlivých signálů. Zde jsou pak vidět přesné hodnoty amplitud 1. harmonické pro jednotlivé modulace. Obdélníkové řízení má menší počet hladin, ale 1. harmonická je stále nejvyšší, co můžeme získat. Hodnota je shodná, jako při obdélníkovém řízení třífázového střídače $\frac{2U_{dc}}{\pi}$.



Obr. 14 Průběhy napětí jedné fáze zátěže pro sinusovou PWM, PWM s 3. harmonickou a obdelníkové řízení



Obr. 15 Spektrum napětí zátěže pro sinusovou PWM, PWM s 3. harmonickou a obdelníkové řízení

Celé spektrum i v okolí spínací frekvence je v příloze 2

Na rozdíl od třífázových pohonů se třetí harmonická uzavírá i na fázích zátěže. Její přítomnost ale lze využít ke generování momentu s pomocí rozšířeného metody vektorového řízení. V rámci pětifázového pohonu, jí tedy nelze považovat za rušivou složku. Toto je pak

nutné zohlednit ve vyhodnocování činitelů zkreslení THD, které svou definicí mohou zhoršovat hodnoty pro vícefázové systémy. Pro pětifázový pohon se hodí činitel zkreslení spočítat jako

$$THD = \frac{\sqrt{U^2 - U_{1h}^2 - U_{3h}^2}}{\sqrt{U_{1h}^2 + U_{3h}^2}}, \tag{2.10}$$

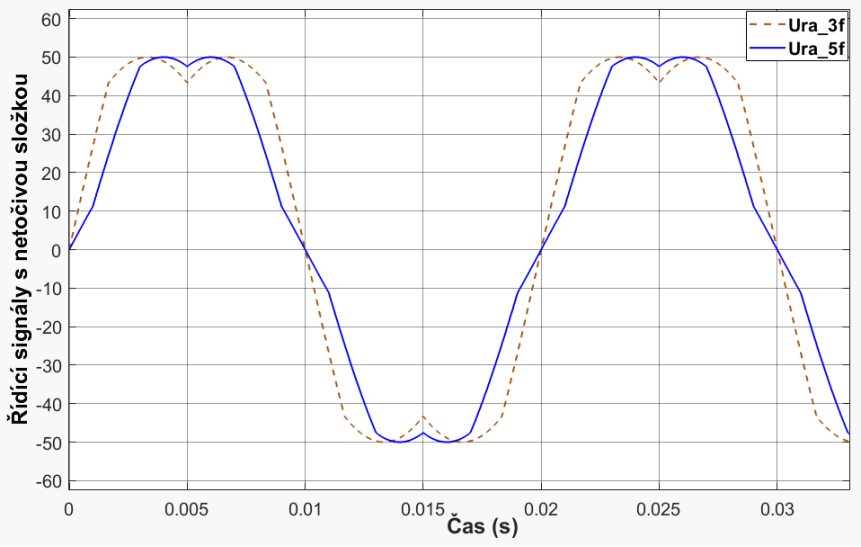
kde U celková efektivní hodnota všech harmonických složek, U_{1h} U_{3h} jsou efektivní hodnoty jednotlivých harmonických.

Podobně jako v třífázovém systému je možné využít pilového frekvenci n-tého řádu 1. harmonické. Tento signál se označuje jako netočivá složka. Pro získání pilového signálu platí stejný vztah pro oba systémy, s rozdílem počtu fází, ze kterých maximum a minimum hledáme a platí tedy

$$\begin{aligned} n_{03} &= \frac{max(\boldsymbol{u}_{abc}) + min\,(\boldsymbol{u}_{abc})}{2}, \\ n_{05} &= \frac{max(\boldsymbol{u}_{abcde}) + min\,(\boldsymbol{u}_{abcde})}{2}, \end{aligned} \tag{2.11}$$

kde n_{03} je netočivá složka třífázového systému, n_{05} pětifázového, u_{abc+de} jsou vektory všech okamžitých hodnot napětí v daném okamžiku.

Výsledná netočivá složka je pak odečtená od všech fázových napětí. Oříznutím maxima amplitudy vznikne možnost zadat modulátoru vyšší napětí 1.harmonické z nadřazeného řízení a zůstat v modulačním rozsahu pili s řídícími signály po znormování hodnotou $\frac{U_{dc}}{2}$. Výsledné řídící signály s odečtenou pilovou netočivou složkou jsou na obrázku 16.



Obr. 16 Řídící signály do modulátoru s pilovou netočivou složkou pro třífázový a pětifázový systém

Na první pohled je zřejmé, že oproti třífázovému systému je příspěvek netočivé složky do modulačního indexu menší. Amplituda první harmonické v pětifázovém řízení vzroste na $105{,}1\%\frac{U_{dc}}{2}$. Třífázový systém získává s netočivou složkou pilového tvaru $115{,}5\%\frac{U_{dc}}{2}$. Kompletní harmonická analýza je v příloze 2. Spektra jsou počítána z řídících napětí střídače. Obsahují tedy i netočivé složky, které se na zátěži neprojeví.

Omezení výstupních hodnot z regulátorů bude voleno tak, aby nedocházelo k přemodulování a částečnému přechodu do obdélníkového řízení. Vstupní řídící signály jsou nejprve normovány hodnotou napětí ve stejnosměrném obvodu, které bude uvažováno konstantní po celou dobu simulace. Signály jsou tedy v rozmezí ±1, aby byla možná komparace s pilovým signálem se stejným rozsahem pro získání spínacích signálů PWM. Injektování netočivé složky nebude využito na základě zde získaných poznatků. Tato práce se zaměřuje na velikosti proudů a momentu.

2.3 Model pětifázového motoru

V této části práce se zaměříme na sestavení vlastního modelu pětifázového elektrického stroje. Uvažovaný stroj bude synchronní motor s povrchově uloženými magnety a magneticky symetrickým rotorem. Statorové vinutí je zapojené do hvězdy. Tato kapitola popisuje dva přístupy, jak získat matematický popis. Z tohoto popisu prostřednictvím diferenciálních rovnic je možné vytvořit dynamický model a sledovat chování jeho veličin v čase. Tyto modely pak poskytují průběhy veličin, které se na reálném motoru obtížně měří. Umožňují tak hlubší nadhled do problematiky řízení a usnadňují návrh pohonu.

Odvození stavového popisu vychází ze obecné rovnice točivého stroje

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt}, \tag{2.12}$$

kde $\bar{u}_s$ jsou statorová napětí, R_s představuje statorový odpor, i_s statorové proudy a Ψ_s statorový magnetický tok.

Veličiny s pruhem reprezentují aktivní fázory, které rotují v stojícím souřadném systému

$$\bar{u}_s = |\overline{u_s}| e^{j(\omega t)}, \tag{2.13}$$

Kde ω je úhlová rychlost statorových aktivních veličin a t reprezentuje čas.

Statorový tok Ψ_s se skládá v případě PMSM s dvou složek

$$\bar{\Psi}_s = L_s \cdot i_s + \cdot \bar{\Psi}_{PM}, \tag{2.14}$$

kde L_s je statorová indukčnost a Ψ_{PM} je tok permanentních magnetů uložených na rotoru.

2.3.1 Matematický model pětifázového motoru v $dq_1 – dq_3$ souřadném systému

Tento způsob modelování popisuje pětifázový stroj odděleně pro jednotlivé souřadné systémy. Výsledné spojení pak vzniká sečtením dvou momentů. Stavy proudů, které se počítají jsou tedy nezávislé na sobě a mají charakteristický zápis, který respektuje oba souřadné systémy vzniklé transformacemi popsaných v kapitole 2.1. To tento model znevýhodňuje z důvodu zanedbání vazeb, které na reálném motoru působí. Ty jsou pak vyjádřeny pomocí vzájemných indukčností, které tento model nezohledňuje. Jeho výhodou, je pak analogie odvození, jako v případě třífázového motoru, ale pro dva souřadné systémy s odlišnou vzájemnou rychlostí, která se projeví v členech s indukovaným napětím a při výpočtu momentu.

Souřadný systém, ve kterém je model odvozen je spřažený s rotorem stroje a jeho polohou. Toho je docíleno jednoduchým dosazením pouze jedné složky toku od permanentních magnetů. Výsledný tvar dosazených složek

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= u_{sd} + ju_{sq}, \\ \bar{\imath}_s &= i_{sd} + ji_{sq}, \\ \bar{\Psi}_{PM} &= \Psi_d, \end{aligned} \tag{2.15}$$

kde veličiny s indexem d reprezentují reálné složky, index q imaginární a j označuje veličiny promítnuté do imaginární osy.

Po dosazení složek do diferenciální rovnice je vztah rozdělit na dvě rovnic. Jedna popisuje reálné složky a druhá imaginární. Vzniklé rovnice jsou diferenciální rovnice prvního řádu popisující závislost statorového proudu na statorové napětí a ostatních stavech. Rovnice pro proudy 1. harmonické jsou potom

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_{sd}}(u_{sd} - R_s i_{sd} + pp\omega_m L_{sq} i_{sq}), \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_{sq}}(U_{sq} - R_s i_{sq} - pp\omega_m L_{sd} i_{sd} - pp\omega_m \psi_{PM}), \end{aligned} \tag{2.16}$$

Kde i_{sd}, i_{sq} jsou složky proudů L_{sd}, L_{sq} jsou indukčnosti na statorovém vinutí v osách rotoru, pp je počet pól-párů a ω_m je mechanická rychlost motoru a Ψ_{PM} tok permanentních magnetů.

Pro modelování složek třetí harmonické je nutné nadefinovat další dva stavy proudů, které se budou promítat, jak do indukovaného napětí stroje, tak elektrodynamického momentu. Postup jejich odvození je identický s jedním rozdílem. Pro tento souřadný systém je nutné dosadit do vztahu (2.13) trojnásobnou mechanickou rychlost. Z hlediska interakce

s rotorem se tento „druhý motor“ chová jako dvanácti pólový stroj. To má pak dopady do rovnice pro výpočet momentu.

Stavové proměnné pro model motoru v souřadném systému dq_3

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd_3}}{dt} &= \frac{1}{L_{sd3}}(u_{sd_3} - R_s i_{sd_3} + 3pp\omega_m L_{sq3} i_{sq_3}), \\ \frac{di_{sq_3}}{dt} &= \frac{1}{L_{sq3}}(u_{sq_3} - R_s i_{sq_3} - 3pp\omega_m L_{sd3} i_{sd} - 3pp\omega_m \psi_{PM3}), \end{aligned} \tag{2.17}$$

kde u_{sd3}, u_{sq3} jsou transformované složky amplitudy 3. harmonické statorového napětí, L_{sd3}, L_{sq3}, jsou indukčnosti na statorovém vinutí dq_3 souřadný systém, i_{sd3}, i_{sd3} jsou složky proudy 3. harmonické a Ψ_{PM3} tok 3. harmonické stroje.

Aby bylo možné vyjádřit chování všech ostatních stavů, Je potřeba definovat elektrodynamický moment, který vzniká interakcí toku od proudů ve vinutí statoru a toku permanentních magnetů. Pro moment stroje platí obecný vztah

$$M = k_p pp Re\{j\bar{\Psi}_s \bar{\imath}_s^*\}, \tag{2.18}$$

kde k_p je konstanta zohledňující převod na prostorový vektor $\frac{5}{2}$, Re {} vybírá pouze reálnou část z komplexního tvaru rovnice, $\bar{\imath}_s^*$ je komplexně sdružený fázor proudu.

Dosazením vztahu (2.14) a složek ze vztahu (2.15) do rovnice (2.18), lze vyjádřit, jak jednotlivé složky proudů přispívají k tvorbě momentu stroje. Díky tomu, že je souřadný systém, ve kterém toto vyjadřujeme, svázaný s polohou rotoru, složka q je kolmá a složka d je rovnoběžná s tokem permanentních magnetů. Toto platí na základě toho, že tok permanentních magnetů v ose q je roven nule $\Psi_{PMq} = 0$.

Proud v ose q generuje elektrodynamický moment s maximálním možným záběrem díky natočení o 90° vůči toku permanentních magnetů. Proud v ose d může ovlivňovat velikost celkového toku stroje. Pro většinu motorů jsou magnety navrženy tak, aby magnetování železa bylo na maximu lineární oblasti sycení železa a nedocházelo k jeho přesycení. Umocňování toku kladnou složkou d tedy nemá význam, protože způsobí přídavné ztráty bez zisku toku a tedy momentu. Hlavním využitím je potlačení toku a indukovaného napětí v oblasti maximálních otáček, kde umožňuje získat větší otáčky při stejném napájecím napětí.

Rovnici (2.18) lze využít i pro vyjádření příspěvku momentu z druhého souřadného systému. Je nutné zohlednit, že systém dq_3 rotuje v mechanických souřadnicích trojnásobnou rychlostí a při výpočtu momentu z elektrických souřadnic se pp musí pře

násobit řádem souřadného systému, ze kterého moment počítáme. To se pak projeví trojnásobných velikostí u příspěvku i_{q3}

Výsledný vztah pro celkový moment vychází sloučením dvou dílčích momentů, které reprezentují příspěvky od jednotlivých souřadných systémů. V modelu bude zvažována magnetická symetrie rotoru a vztahy pro reluktanční moment nejsou vyjádřeny. Rovnice pro moment modelu pětifázového motoru je

$$M_e = k_p pp(i_{q1}\Psi_{PM} + 3i_{q3}\Psi_{PM3}), \tag{2.19}$$

kde M_e je elektrodynamický moment, I_{q1}, I_{q3} jsou složky proudů v rotujících souřadnicích, Ψ_{PM} Ψ_{PM3} reprezentují velikosti toku stroje, pp je počet pól párů a k_p je konstant pro amplitudově invariantní transformaci.

Moment stroje slouží k výpočtu pohybových rovnic, ze kterých získáme dva zbylé stavy, které doplní stavové rovnice proudů pro kompletní řešitelnost soustavy diferenciálních rovnic.

Pohybová rovnice rotačního systému

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(M_e - M_z), \tag{2.20}$$

kde ω_m je mechanická rychlost, J je celkový moment setrvačnosti rotačních částí a M_z moment zátěže.

Úhlová rychlost vyjadřuje změnu polohy, a tedy její velikost je rovná derivaci mechanického úhlu

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \tag{2.21}$$

kde θ_m mechanický úhel na točení rotoru.

Z mechanického úhlu se přes počet pól párů přepočítává úhel elektrický. Ten slouží k transformaci stavových proudů na harmonické pětifázové signály. Díky tomu je možné provádět jejich analýzu a připodobnění tak model k reálnému motoru.

Tento přístup modelování stroje je často využívaný díky své jednoduchosti a je možné ho využít pro podpůrné simulace, ke skutečné realizaci pohonu. Oddělený přístup přináší omezení z hlediska interakce statorových proudů v motoru. Jsou zde zanedbány vzájemné indukčnosti vinutí statoru. V případě pětifázových motorů jsou tyto vzájemné indukčnosti poměrně vysoké kvůli vyšší koncentraci drážek ve statoru.

2.3.2 Model motoru ve fázových souřadnicích

V případě, že nejsou využiti transformační vztahy, je nutné stavový popis provádět pro všechny fáze. Z praktického hlediska je nutné stavy zapsat v maticové podobě. Základní vztahy, ze kterých je model odvozen jsou tedy stejné. Úpravou vztahu (2.12), za obecný zápis fázorů dosadíme celý vektor aktivních fázorů, kde složky vektoru reprezentují jednotlivé fáze ve stroji

$$\boldsymbol{u_s} = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \\ u_{sd} \\ u_{se} \end{bmatrix}, \boldsymbol{i_s} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{sd} \\ i_{se} \end{bmatrix}, \boldsymbol{\Psi_s} = \boldsymbol{L}_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{sd} \\ i_{se} \end{bmatrix} + \boldsymbol{\Psi_{PM_{13}}}, \tag{2.22}$$

kde $\boldsymbol{L}_s$ je matice indukčností stroje a $\boldsymbol{\Psi_{PM13}}$ reprezentuje tok permanentních magnetů, který generuje indukované napětí s obsahem 1. a 3. harmonické.

$$\boldsymbol{\Psi_{PM13}} = \begin{bmatrix} \Psi_{PM}\, cos(pp\theta_m) \\ \Psi_{PM}\, cos\left(pp\theta_m - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \Psi_{PM}\, cos\left(pp\theta_m - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \Psi_{PM}\, cos\left(pp\theta_m + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \Psi_{PM}\, cos\left(pp\theta_m + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM3}\, cos(3pp\theta_m) \\ \Psi_{PM3}\, cos\left(3\left(pp\theta_m - \frac{2\pi}{5}\right)\right) \\ \Psi_{PM3}\, cos\left(3\left(pp\theta_m - \frac{4\pi}{5}\right)\right) \\ \Psi_{PM3}\, cos\left(3\left(pp\theta_m + \frac{4\pi}{5}\right)\right) \\ \Psi_{PM3}\, cos\left(3\left(pp\theta_m + \frac{2\pi}{5}\right)\right) \end{bmatrix}, \tag{2.23}$$

kde Ψ_{PM} , Ψ_{PM3} jsou amplitudy složek magnetického toku.

Pro řešitelnost úlohy a rovnost rovnice je nutné za definovat matici indukčností. Ta zahrnuje jednotlivé vlastní statorové indukčnosti, na hlavní diagonále matice a indukčnosti vzájemné ve zbylých prvcích matice. Obecný zápis matice pro pětifázový motor má tvar

$$\boldsymbol{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{ad} & L_{ae} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bd} & L_{be} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cd} & L_{ce} \\ L_{da} & L_{db} & L_{dc} & L_{dd} & L_{de} \\ L_{ea} & L_{eb} & L_{ec} & L_{ed} & L_{ee} \end{bmatrix}, \tag{2.24}$$

kde stejně indexované L_{xx} reprezentují hlavní indukčnost fáze a L_{xy} jsou pro vzájemné indukčnosti fází.

Ze symetrie stroje, která je patrná z obrázku 8 a vlastností vzájemných indukčností plyne, že pro prvky matice, kde figuruje stejný index fází jen v opačném pořadí budou skutečné hodnoty stejné. V matici indukčností tak vzniká symetrie v ose hlavní diagonály. Pro

velikosti vzájemných indukčností budou vyjádřeny pouze dvě číselné hodnoty, a to indukčnost mezi sousední fází a indukčnost sousedních fáze s jednou mezi. Pro celkové sestavení matice jsou tedy potřeba 3 hodnoty indukčností.

Postup pro vyjádření stavů je stejný, jako v případě modelu z kapitoly 2.3.1. Zápis výsledného stavového popisu statorových proudů v maticové podobě má tvar

$$\frac{d\boldsymbol{i_s}}{dt} = (\boldsymbol{L}_s)^{-1}(\boldsymbol{u_s} - \boldsymbol{R_s i_s} - \boldsymbol{u_i}), \tag{2.25}$$

kde $\boldsymbol{R}_s$ je diagonální matice statorového odporu a $\boldsymbol{u}_i$ představuje indukované napětí stroje.

Jeho výpočet vychází z derivace vztahu (2.23). V rámci této práce je uvažovaná konstantní hodnota toku obou permanentních magnetů a rovnice pro indukované napětí má tvar

$$\boldsymbol{u_i} = \begin{bmatrix} -pp\omega_m\Psi_{PM}\,sin(pp\theta_m) \\ -pp\omega_m\Psi_{PM}\,sin\left(pp\theta_m - \frac{2\pi}{5}\right) \\ -pp\omega_m\Psi_{PM}\,sin\left(pp\theta_m - \frac{4\pi}{5}\right) \\ -pp\omega_m\Psi_{PM}\,sin\left(pp\theta_m + \frac{4\pi}{5}\right) \\ -pp\omega_m\Psi_{PM}\,sin\left(pp\theta_m + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -3pp\omega_m\Psi_{PM3}\,sin(3pp\theta_m) \\ -3pp\omega_m\Psi_{PM3}\,sin\left(3pp\theta_m - \frac{2\pi}{5}\right) \\ -3pp\omega_m\Psi_{PM3}\,sin\left(3pp\theta_m - \frac{4\pi}{5}\right) \\ -3pp\omega_m\Psi_{PM3}\,sin\left(3pp\theta_m + \frac{4\pi}{5}\right) \\ -3pp\omega_m\Psi_{PM3}\,sin\left(3pp\theta_m + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix}. \tag{2.26}$$

Pro výpočet momentu je vhodné transformovat stavové proudy motoru dvou rotujících souřadných systémů. Zjednoduší se tak výpočet momentu stroje, který je vyjádřen stejným vztahem (2.19) jako pro model v dq_1 – dq_3 souřadnicích.

Rozdíl oproti předchozímu modelu přichází v pořadí, kdy se transformují veličiny proudu. Tento model reprezentuje vzájemné indukčnosti mezi fázemi a jsou zahrnuty pomocí matice indukčností $\mathbf{L}_s$ ve výpočtu stavů proudu. Pro výpočet transformace v rámci modelu je potřeba zavést proměnou pro elektrický úhel

$$\theta_{el} = pp\theta_m, \tag{2.27}$$

kde θ_{el} je úhel v elektrických souřadnicích a θ_m je mechanická poloha motoru.

Složky proudů v obou rotujících souřadných systémech jsou získané podle výrazu

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T_{sr13}} \boldsymbol{i_s}, \tag{2.28}$$

kde matice vznikla spojením obou transformacích rozebraných v kapitole 2.1, které lze vyjádřit transformačně rotační maticí

$$\boldsymbol{T_{sr13}} = k_p \begin{bmatrix} cos(\theta_{el}) & cos\left(\theta_{el} - \frac{2\pi}{5}\right) & cos\left(\theta_{el} - \frac{4\pi}{5}\right) & cos\left(\theta_{el} + \frac{4\pi}{5}\right) & cos\left(\theta_{el} + \frac{2\pi}{5}\right) \\ sin\,(\theta_{el}) & sin\left(\theta_{el} - \frac{2\pi}{5}\right) & sin\left(\theta_{el} - \frac{4\pi}{5}\right) & sin\left(\theta_{el} + \frac{4\pi}{5}\right) & sin\left(\theta_{el} + \frac{2\pi}{5}\right) \\ cos(3\theta_{el}) & cos\left(3\left(\theta_{el} - \frac{2\pi}{5}\right)\right) & cos\left(3\left(\theta_{el} - \frac{4\pi}{5}\right)\right) & cos\left(3\left(\theta_{el} + \frac{4\pi}{5}\right)\right) & cos\left(3\left(\theta_{el} + \frac{2\pi}{5}\right)\right) \\ sin(3\theta_{el}) & sin\left(3\left(\theta_{el} - \frac{2\pi}{5}\right)\right) & sin\left(3\left(\theta_{el} - \frac{4\pi}{5}\right)\right) & sin\left(3\left(\theta_{el} + \frac{4\pi}{5}\right)\right) & sin\left(3\left(\theta_{el} + \frac{2\pi}{5}\right)\right) \end{bmatrix}, \tag{2.29}$$

Z hlediska ostatních stavů je výpočet stejný. Pro moment, otáčky a polohu platí rovnice (2.19). Pro konečné simulační výsledky bude využitý tento model stroje.

Tento způsob výpočtu proudů ve fázových souřadnicích přináší vyšší přesnost vlivem respektování vzájemných statorových indukčností a zároveň využívá transformaci do rotujících souřadnic. Výpočet si tak stále zachovává svou jednoduchost. Důležitá je správná synchronizace směru rotace indukovaného napětí a napětí ze střídače, pro zajištění správné polarita záporné zpětné vazby.

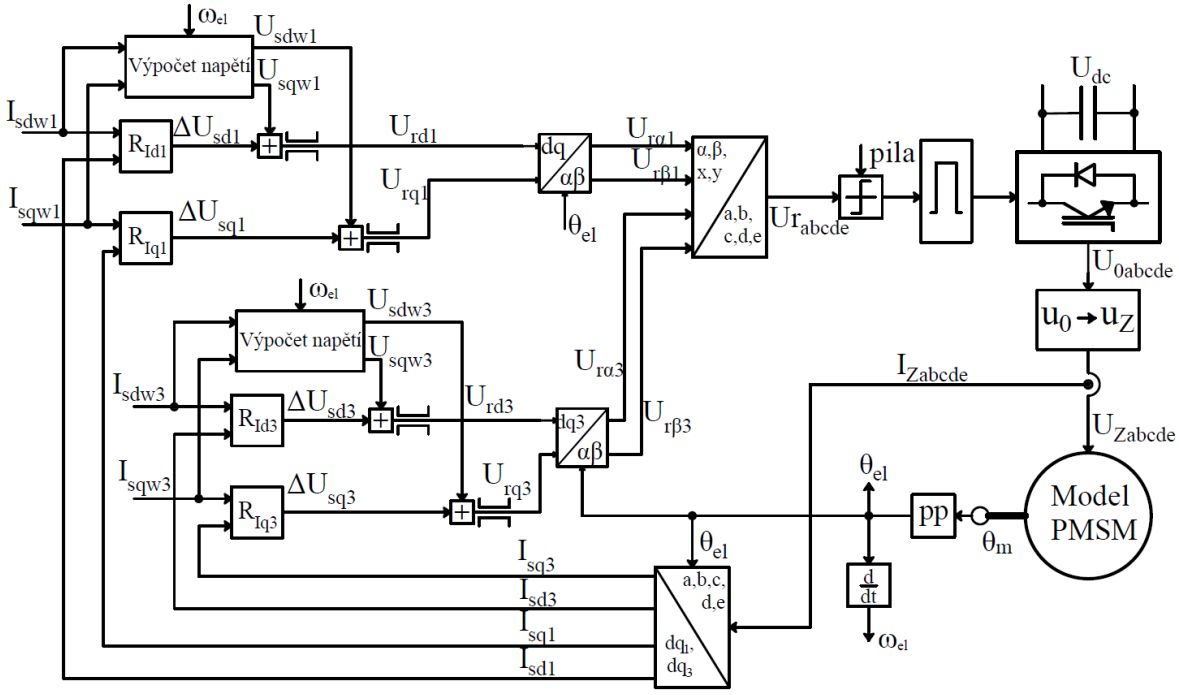
2.4 Vektorové řízení pětifázového pohonu

Vektorové řízení se pro koncepci pohonu s permanentními magnety napájeného ze střídače používá nejčastěji. Z důvodu transformace pěti fází do dvou souřadných systémů je nutné duplikovat regulační strukturu pro každý systém zvlášť. Jsou tedy vyšší nároky na snímaní proudu a počet regulátorů. Také vzniká otázka, jak zadávat požadavky na jednotlivé regulátory, když složky se stejným písemným indexem působí na motor podobným způsobem.

V případě třífázového systému jsou transformace prováděny do jednoho ortogonálního systému. Ten lze plně popsat pomocí dvou složek, které při přítomnosti reluktančního momentu mohou obě produkovat moment. Pro získání optimálního poměru se zde zavádí charakteristika MTPA. Ta zohledňuje parametry stroje a udává poměr mezi složkami I_q a I_d při různých požadavcích na moment.

Stejný přístup bude uvažován i v této práci. Je zde ale zjednodušení v zanedbání reluktančního momentu. Pro takový případ byla křivka pro třífázový pohon pouze přímka. V případě pětifázového motoru jsou zde dvě složky proudů I_{q1} a I_{q3}, které produkují moment.

Značení v této práci bude tedy stejné MTPA z důvodu podobné fyzikální podstaty, ale nejedná se o stejnou závislost, jako v případě třífázového motoru.



Obr. 17 Schéma vektorového řízení pro pětifázový motor

Na obrázku 17 jsou zapojeny všechny bloky do struktury vektorového řízení. Přes inverzní transformaci se výstupy regulátoru přes inverzní transformace generují sinusový signál. Díky vlastnosti zpětné transformace obsahuje 3. harmonickou na základě regulační odchylky. Pro vektorového řízení pětifázového motoru je potřeba řešit složky i v druhé rovině. To je společné pro všechny vícefázové systémy. Bez zavedené vazby na jejich velikost nelze generovat potřebný tvar napětí s 1. a 3. harmonickou. Vznikají tak zpětné proudy a stroj není možné efektivně řídit. Na druhou stranu je zde možnost využití těchto složek pro generování momentu což je patrné z rovnice (2.19).

Řízení dvou ortogonálních systémů vyžaduje zajistit poměr mezi požadavky na jednotlivé složky proudů tak, aby výsledný celkový podíl $\frac{M_e}{I_s}$ vycházel co nejvyšší. Stejně tak je možné uvažovat poměr toku a proudu z hlediska odbuzování v oblasti vysokých otáček s omezeným napětím. Tato práce se zaměřuje na oblast do jmenovitého napětí, a tedy složky proudu v ose toku (d) jsou rovné nule. Předmětem zkoumaní této práce bude ideální poměr mezi proudy I_{q1} a I_{q3} pro maximalizaci momentu na ampér pro pětifázový PMSM s povrchově uloženými magnety. Tento poměr je pak vhodný například při sestavení nadřazené regulace. V takovém případě je potřeba definovat poměr mezi zadávanými složkami proudu.

Ze schématu na obrázku 17 jsou vidět bloky dopředné vazby pro výpočet napětí. Ty na základě znalosti fyzikální podstaty systému, který chceme řídit, přičítají k výstupu hodnotu vypočtenou z velikosti vstupních požadavků. Jsou zde pro každou větev zvlášť z důvodu odlišných parametrů stoje v každém souřadném systému.

Blok poskytuje vyšší dynamiku regulace se sníženou hodnotou zesílení. To v reálném řízení zvyšuje odolnost proti rušení a šumu v regulační smyčce. I v případě, že se nemusí jednat o přesný výpočet, sumační složka regulačního obvodu zajistí doregulování odchylky na nulovou hodnotu. Výpočet napětí je v rotujícím souřadném systému, aby bylo možné přičítat tyto hodnoty přímo k výstupu regulátorů.

$$\begin{aligned} U_{sdw_1} &= R_s I_{dw_1} - I_{qw_1}\omega_m ppL_{sd}, \\ U_{sqw_1} &= R_s I_{qw_1} + I_{dw_1}\omega_m ppL_{sq} + \omega_m pp\psi_{PM}, \end{aligned} \tag{2.30}$$

a pro druhou větev

$$\begin{aligned} U_{sdw_3} &= R_s I_{dw_3} - I_{qw_3}\omega_m 3ppL_{sd3}, \\ U_{sqw_3} &= R_s I_{qw_3} + I_{dw_3}\omega_m 3ppL_{sq3} + \omega_m 3pp\psi_{PM3}, \end{aligned} \tag{2.31}$$

kde $U_{sdw_1}, U_{sqw_1}, U_{sdw_3}, U_{sqw_3}$ jsou výstupy boků dopředné vazby.

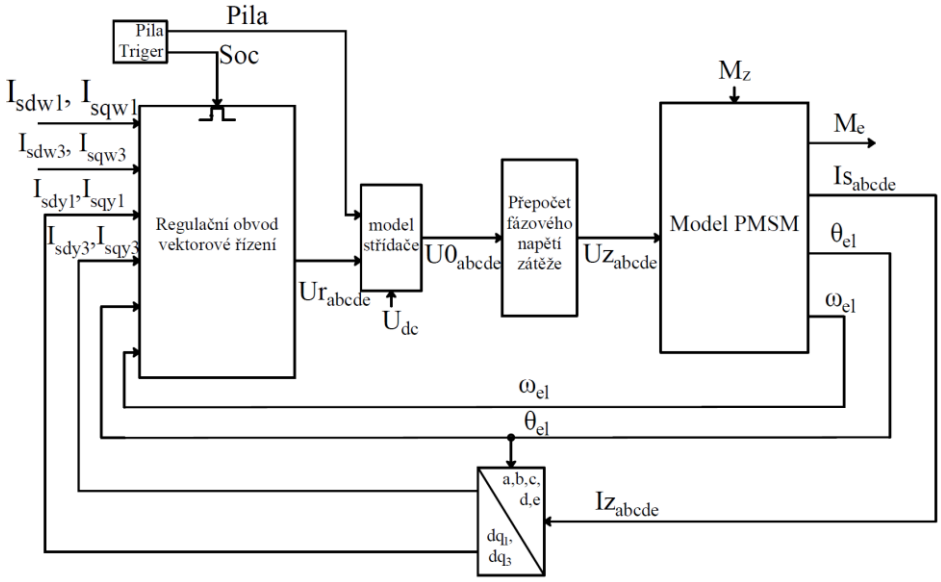
Dopředný model také potlačuje vzájemnou vazbu mezi složkami proudů motoru. Ta způsobuje, že při působení napětí pouze v jednom stavu proudu, narůstají i ostatní složky proudu. Vstupní napětí je dopředným modelem upraveno a tato vzájemná vazba potlačena. Přesnost modelu pak udává, jak moc je tato vzájemná přítomná.

3 Výsledky simulací

Spojením všech bloků, které byly popsány v kapitole 2, má za cíl rozebrat jednotlivé stupně volnosti, které pětifázový pohon nabízí. Prostředí pro vývoj simulace je Matlab Simulink přístupem sestavením vlastních funkčních bloků. Obě varianty modelu motoru budou počítány v diskrétní podobě, kdy pro řešení diferenciálních rovnic obou modelů bude využita Eulerova metoda pro numerickou integraci s vzorkovací periodou simulace T_{vz} = 2µs. Regulační struktura má vzorkovací periodu padesátinásobnou oproti periodě simulace s hodnotou T_{vzr} = 100µs. Odstup vzorkovacích period je pro připodobnění řízení k reálnému systému, kde regulace běží s definovanou vzorkovací periodou. Matematické modely motoru tak lze uvažovat jako spojitou fyzikální realitu a sledovat odezvy diskrétní regulace.

Podstatou bude zhodnotit průběhy obou modelů v ustálených a dynamických stavech. Pro to je nutné mít funkční vektorové řízení pro pětifázový stroj. Předmětem je tedy synchronizace a naladění regulace pro vektorové řízení obou souřadných systémů. Pro vyjádření podstaty regulace pětifázového motoru jsou porovnány stavy na motoru v případě klasického vektorového řízení v jednom souřadném systém a předložené verzi ve dvou systémech.

Simulace pak poslouží jako nástroj k získání funkční závislosti mezi složkami proudů, které tvoří moment, aby jejich zadávání bylo nejvíce efektivní z hlediska generování momentu. Zkoumaná oblast bude do plného napětí a techniky odbuzování nebudou v této práci zohledněny. Na obrázku 18 je zobrazené přehledové schéma zapojení simulace.



Obr. 18 Přehledové schéma simulace vektorového řízení pětifázového pohonu.

Regulační obvody jsou součástí volaného bloku, který je spuštěn ve špičce pilového signálu PWM. Regulace je tedy synchronizovaná s pilou střídače, podobně jako v řízení reálných měničů. Spínání je pouze v kladné špičce pilového signálu. Perioda PWM je tedy stejná jako T_{vzr}.

Pro sestavení dynamického modelu motoru byly využité parametry z 3D modelu pětifázového motoru, získaného pomocí FEM. Tyto parametry stroje byly poskytnuty vedoucím této práce ve spolupráci s nadřazenou katedrou. Pro model motoru v dq_1 – dq_3 souřadnicích, jsou parametry pouze skalární veličiny. V případě matematického modelu motoru ve fázových souřadnicích jsou veličiny zapsány maticově.

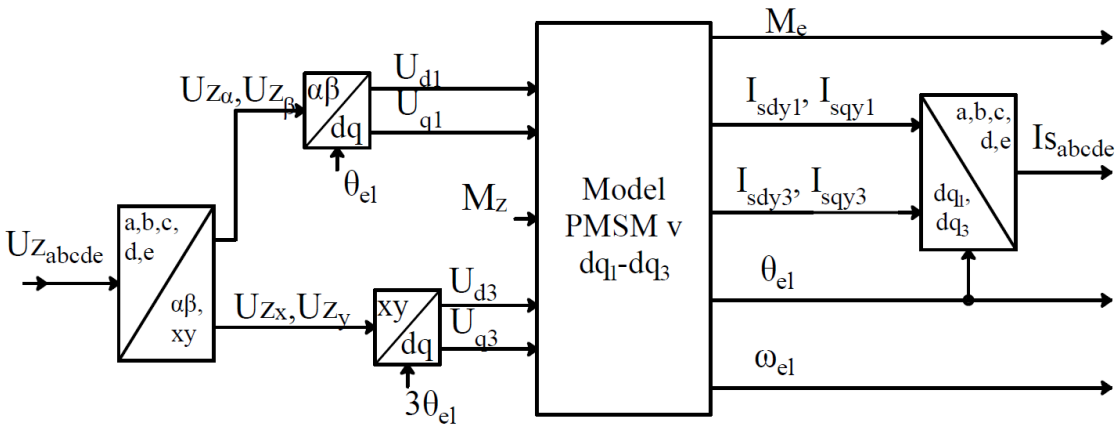
Tabulka 1 Parametry modelu motoru

Veličina	**Zkratka**	**Hodnota**	**Jednotka**
Jmenovitý výkon 1.harmonické	P_{1h}	10	(kW)
Jmenovitý výkon 3.harmonické	P_{3h}	2	(kW)
Jmenovitý proud	I_n	24	(A)
Napětí meziobvodu střídače	U_{dc}	150	(V)
Statorová indukčnost v ose d	L_{sd}	2,07	(mH)
Statorová indukčnost v ose q	L_{sq}	2,04	(mH)
Statorová indukčnost v ose d_3	L_{sd3}	0,66	(mH)
Statorová indukčnost v ose q_3	L_{sq3}	0,66	(mH)
Statorový odpor	R_s	0,05	(Ω)
Tok 1. harmonické	Ψ_{PM}	0,27	(Wb)
Tok 3.harmonické	Ψ_{PM3}	0,026	(Wb)
Pólpáry	pp	2	(-)
Transformační konstanta	k_p	$\frac{2}{5}$	(-)
Moment setrvačnosti	J	0,2	(kg·m2)
Matice indukčností	$\boldsymbol{L_s}$	$\begin{bmatrix} 1,2 & 0,15 & 0,47 & 0,47 & 0,15 \\ 0,15 & 1,2 & 0,15 & 0,47 & 0,47 \\ 0,47 & 0,15 & 1,2 & 0,15 & 0,47 \\ 0,47 & 0,47 & 0,15 & 1,2 & 0,15 \\ 0,15 & 0,47 & 0,47 & 0,15 & 1,2 \end{bmatrix}$	(mH)

Matice statorového odporu	$\boldsymbol{R_s}$	$\begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.05 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.05 \end{bmatrix}$	(Ω)

3.1 Simulace pohonu s dq_1-dq_3 modelem motoru

Z rovnic popsaných v kapitole 2.3.1 je byl sestaven simulační blok pro popsáním, jak dynamických, tak ustálených stavů.



Obr. 19 Schéma zapojení matematického modelu motoru v dq_1 – dq_3 souřacnicích

Z obrázku 19 je zřejmé, že pro vyjádření modelu tak, aby jeho veličiny měli harmonický pětifázový průběh, musí být na vstupu i výstupu transformační matice, které převádí stejnosměrné veličiny z rotujícího souřadného systému na harmonické veličiny ve fázovém souřadném systému. Také je zde vidět zdvojený přístup k modelu, kdy jsou dvě paralelní dvojce napětí na vstupu a proudů na výstupu, ale výstupní mechanické veličiny jsou vždy jedny.

K nastavování přesných stavových hodnot je motor napájen přes střídač s vektorovým řízení, které je popsané v kapitole 2.4. Zde je potřeba nastavit takové zesílení proporčně sumačních regulátorů, aby se průběhy stabilně ustalovaly na požadovaných hodnotách.

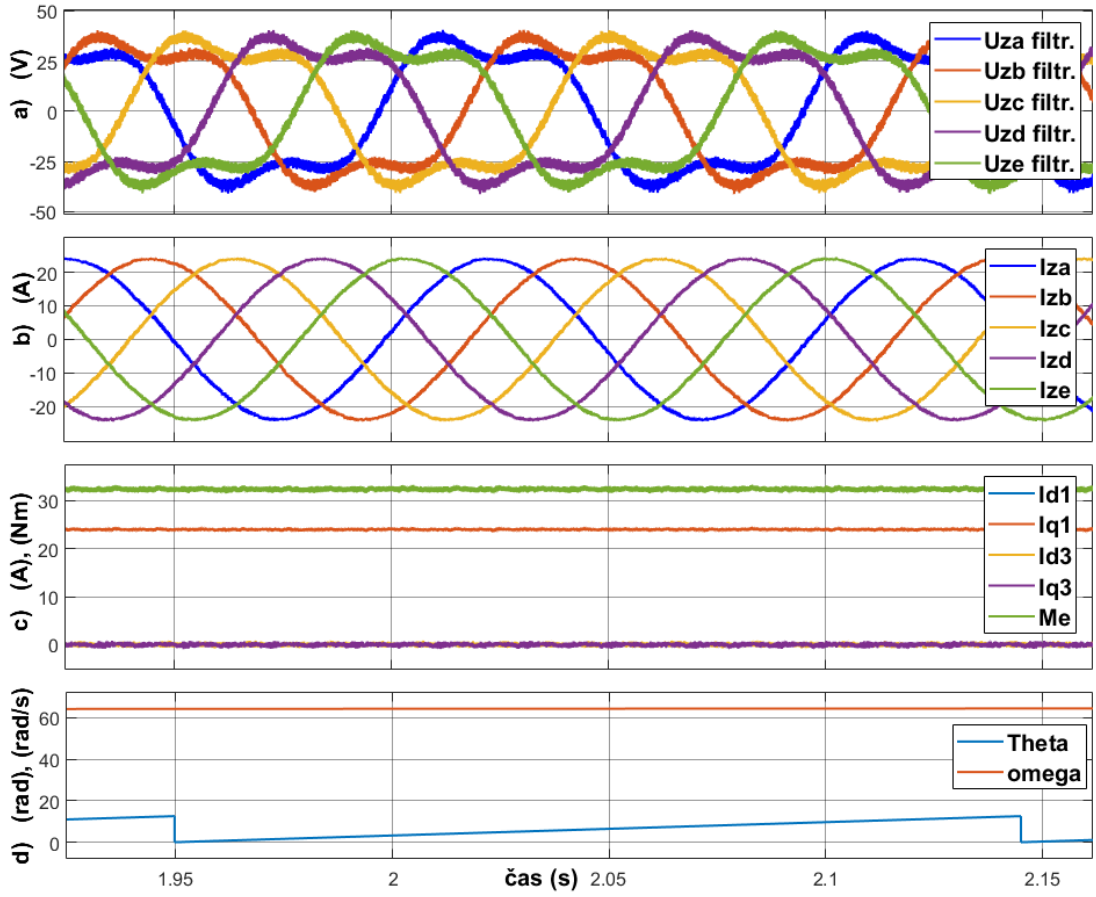
Zde se hodí tento přístup modelování motoru, který umožňuje zapojit regulátory přímo na vstupy a naladit regulační smyčku na konkrétní parametry motoru bez zapojených transformací. parametry motoru nejprve bez transformací a následně je přidávat do struktury a sledovat jejich individuální průběhy a případně opravovat znaménka a chyby.

Tento přístup se osvědčil jako robustní základ pro sestavování simulace. Bylo tak možné jednoznačně získat stabilní zpětnovazebnou smyčku a sledovat její překmit přímo na stejnosměrných veličinách, ze kterých vektorové řízení vychází. Získané rozmezí stabilní regulace se následně osvědčilo, jako poměrně dobrý odhad, který bylo potřeba doladit

v případě plné simulace se všemi transformacemi a modelem měniče, který může přinášet značné rušení proudu vlivem PWM. Výsledné nastavení regulátorů pro účely simulace ze série rozběhů s odlišnými parametry vyšlo v případě proporční složky $P_r = 5.62$ a časová konstanta sumační složky $\tau_s = 0.05$.

3.1.1 Průběhy ustáleného stavu pro model v $dq_1 – dq_3$ souřadném systému

Pro získání stáleného stavu a mít protékaný proud je potřeba mít zátěžný moment na stroji. Pro jednoduchost byla využitá lineární závislost momentu zátěže na otáčkách $M_z = 0.5\omega_m$. Motor se tedy ustálí na různých otáčkách, z důvodů odlišné produkce momentu od složek proudu, ale amplitudy proudů budou odpovídat nastaveným veličinám. Průběhy napětí jsou výstupy z měniče a přepočítané na napětí zátěže. Je zde použitý číslicový filtr prvního řádu s časovou konstantou $\tau_f = 0.25$ms

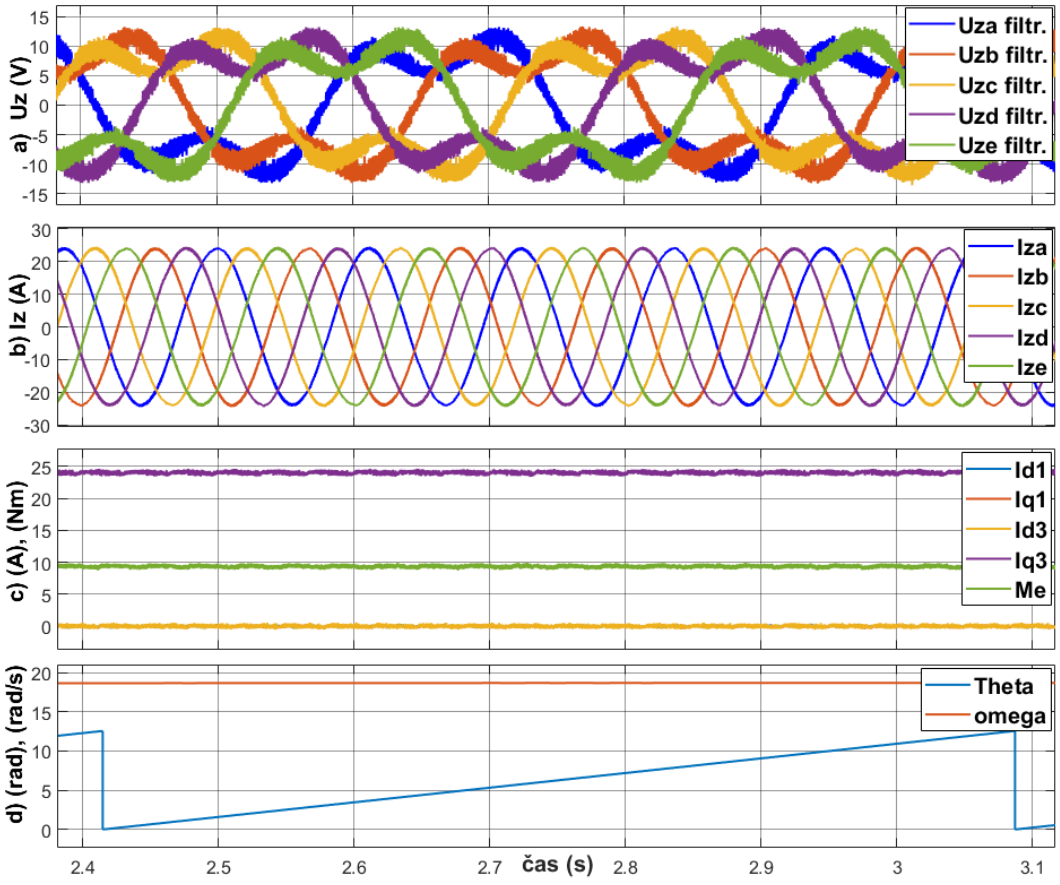


Obr. 20 Simulace ustáleného stavu modelu v $dq_1 – dq_3$ souřadnicích při I_{q1}=24 A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Z obrázku 20 je zobrazený průběh při ustálení otáček. Napětí v hodní části je v simulaci s PWM, ale pro vykreslení jej bylo nutné filtrovat z důvodu přehlednost. Průběh je pro všech pět fází. Požadavek na proud má hodnotu $I_{q1} = 24$ A. Dále jsou vidět všechny ostatní složky

proudů, které jsou regulované na nulu. Mechanická rychlost je ustálena a z časového hlediska je vykreslena přibližně jedna a půl mechanické otáčky. V napětí je obsažená třetí harmonická, které umožňuje vytvářet sinusový tvar proudu. Je vhodné si všimnout, při požadavku v tomto souřadném systému je tvar napětí deformován v první čtvrtině periody vyšší amplitudou a následně se snižuje. Takové deformace jsou způsobeny vzájemným posunem mezi harmonickými.

Pro požadavek na proud I_{q3} = 24 A jsou průběhy veličin zobrazeny na obrázku 21.



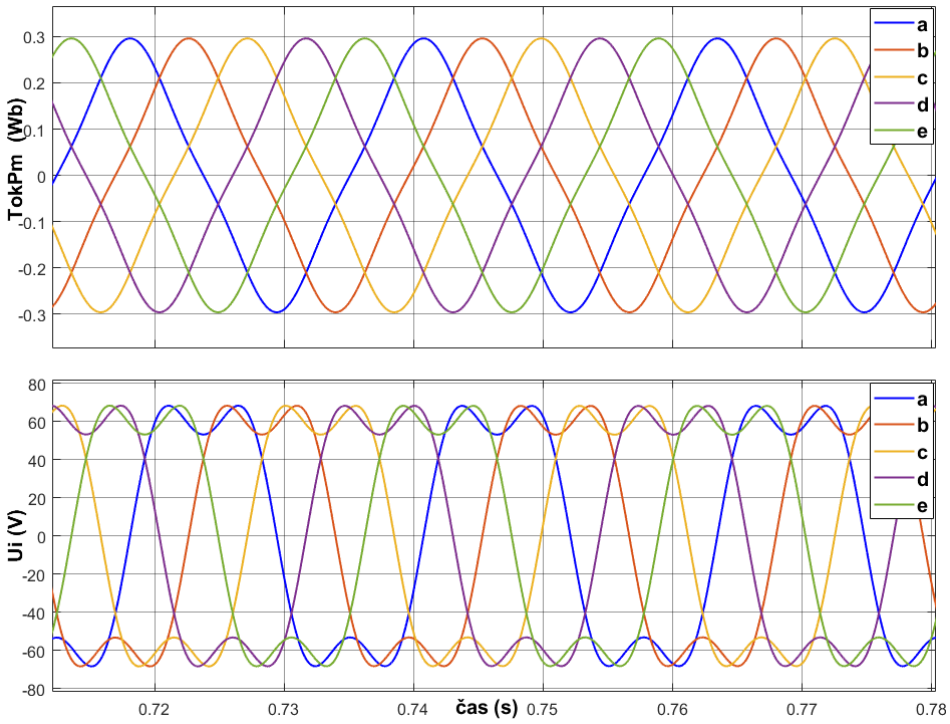
Obr. 21 Simulace ustáleného stavu modelu v dq_1 – dq_3 souřadnicích při I_{q3}= 24 A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Zde je patrné, že tato složka proudu neprodukuje takový moment. Motor se tedy roztáčí při stejném zatížení na nižší otáčky. Jelikož je ale časová osa vztažená na přibližně jednu mechanickou otáčku, je zřejmá trojnásobná frekvence v průběhu proudu. Výsledný moment lze vyčíst z třetího průběhu a v porovnání s obrázkem 20 je jeho hodnota téměř třetinová při stejné amplitudě proudu. Z hlediska průběhů napětí jsou jejich amplitudy menší, ale relativní frekvence vztažená k poloze rotoru je stejná. Zvýšenou frekvenci řízení generuje pomocí odlišné deformace napětí. Z průběhu je zřejmé, že se zaměnilo pořadí větší a menší amplitudy v průběhu jedné půlperiody.

Tento model prezentuje vzájemnou provázanost mezi souřadnými systémy a jejich příspěvek do výsledného transformovaného průběhu. Díky vyšší přesnosti bude pro zbytek výsledků použitý model ve fázovém souřadném systému.

3.2 Simulace pohonu s modelem ve fázových souřadnicích

Průběhy této simulace věrohodněji reprezentují realitu zahrnutím všech vzájemných indukčností ve stroji na rozdíl od předchozího modelu. Také z jeho popisu vychází, že ve výpočtu je i tok permanentních magnetů a indukované napětí v každé fázi.

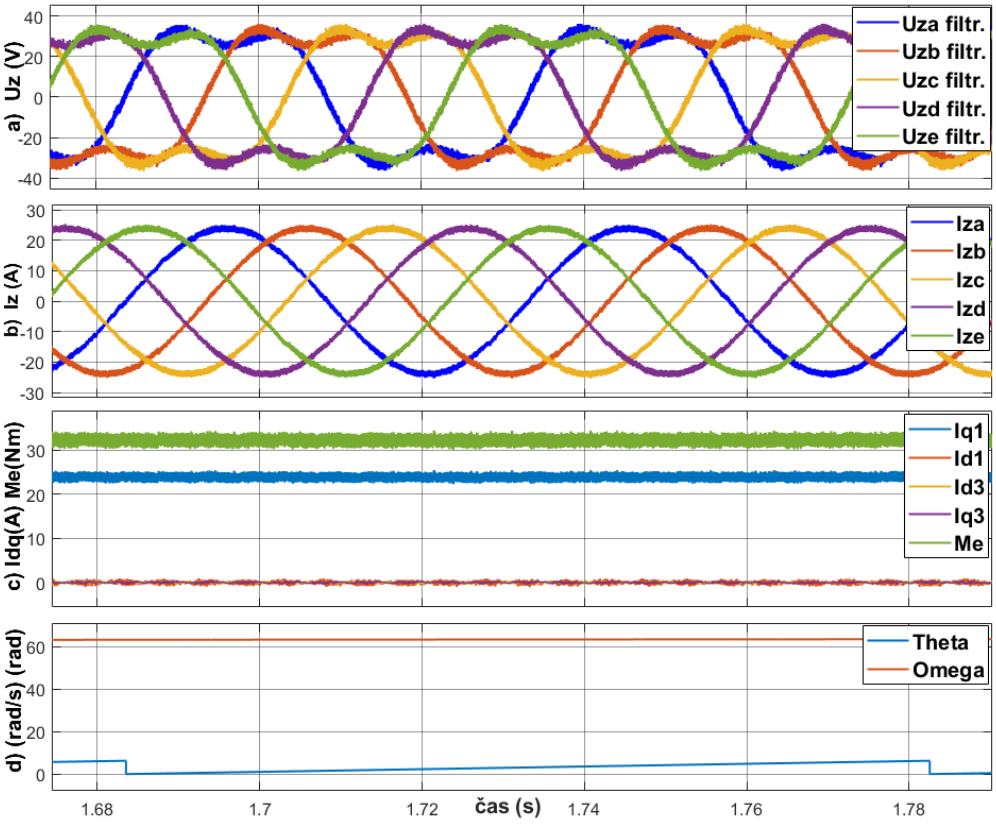


Obr. 22 Průběh toku permanentích mangetů a indukovaného napětí matematického modelu v pěti fázích při ω_m = 138 rad/s

Z obrázku 22 lze vidět, že tvar toku permanentních magnetů má více jehlovitý tvar. Na základě indukčního zákona tento tvar toku vytváří indukované napětí, které má tvar, který se přibližuje lichoběžníku díky zastoupení 3. harmonické.

3.2.1 Průběhy ustáleného stavu pro model ve fázových souřadnicích

V ustáleném stavu je možné porovnat chování mezi modely motoru. Opět je motor zatížen stejnou zátěží. Z výpočtu pro moment jsou v modelu počítány složky I_{dq1}, I_{dq3}. Mohou tedy být porovnány s předchozím modele. V tomto modelu se jejích výpočet ale vytváří až po vypočtení stavů v pěti fázích se všemi indukčnostmi.

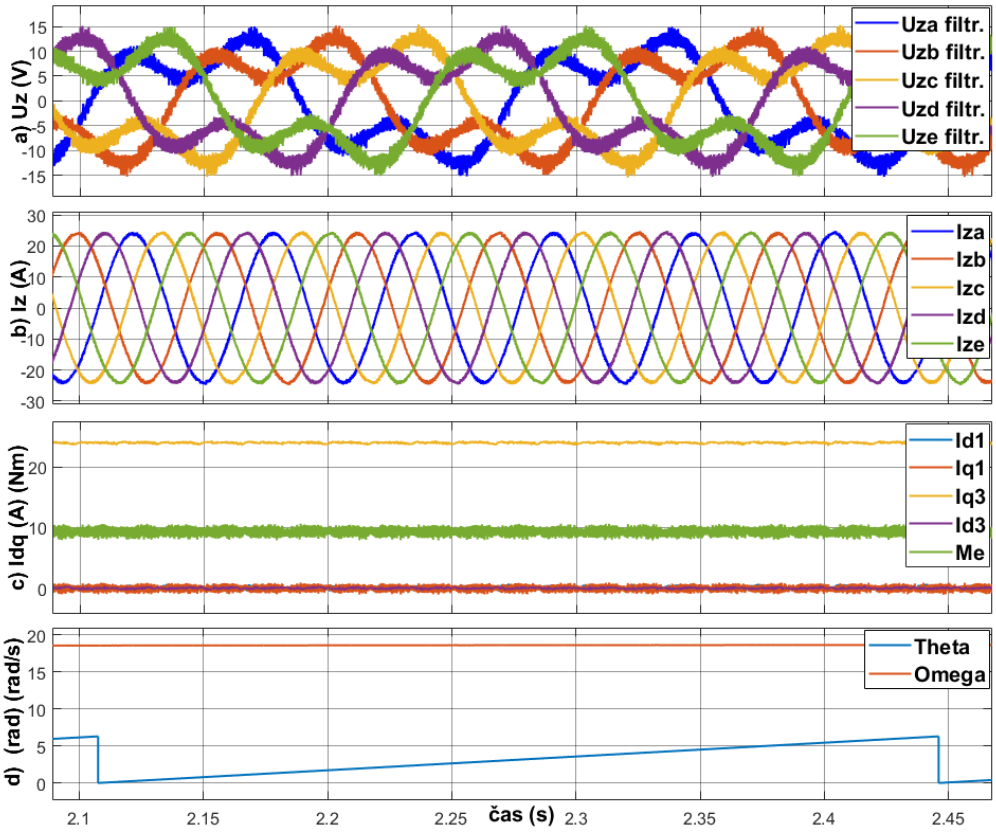


Obr. 23 Simulace ustáleného stavu modelu v pěti fázích při I_{q1} = 24 A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Průběhy na obrázku 23 jsou svým tvarem i velikostí podobné těm získaným z modelu v dq_1 – dq3 souřadném systému. Je zde vidět větší zvlnění, jak v proudu, tak zejména v momentu, než v průběhu b) na obrázku 20. Zesílení regulátorů je v obou případech ale stejné. V tomto modelu je pulzní napětí ze střídače přímo počítáno ve stavech proudu, zatímco model dq_1 – dq_3 má na vstupu ještě transformace do rotujících souřadných systémů, které mohou šum zkreslovat. Také je na obrázku 23 a) méně patrná deformace napětí v první čtvrt periodě při požadavku na stejnou hodnotu Iq_1 v porovnání s obrázkem 20.

Z hlediska mechanických veličin modely chovají stejně. Ustálená hodnota otáček je stejná. Zvýšený podíl šumu v průběhu proudů b) se pak propisuje do momentu motoru c) je výrazně více zvlněný, ale jeho hodnota se pohybuje ve stejném rozmezí jako u modelu v dq_1 – dq_3

Pro úplné porovnání obou modelů jsou na obrázku 24 zobrazeny průběhy s požadavkem na Iq_3.

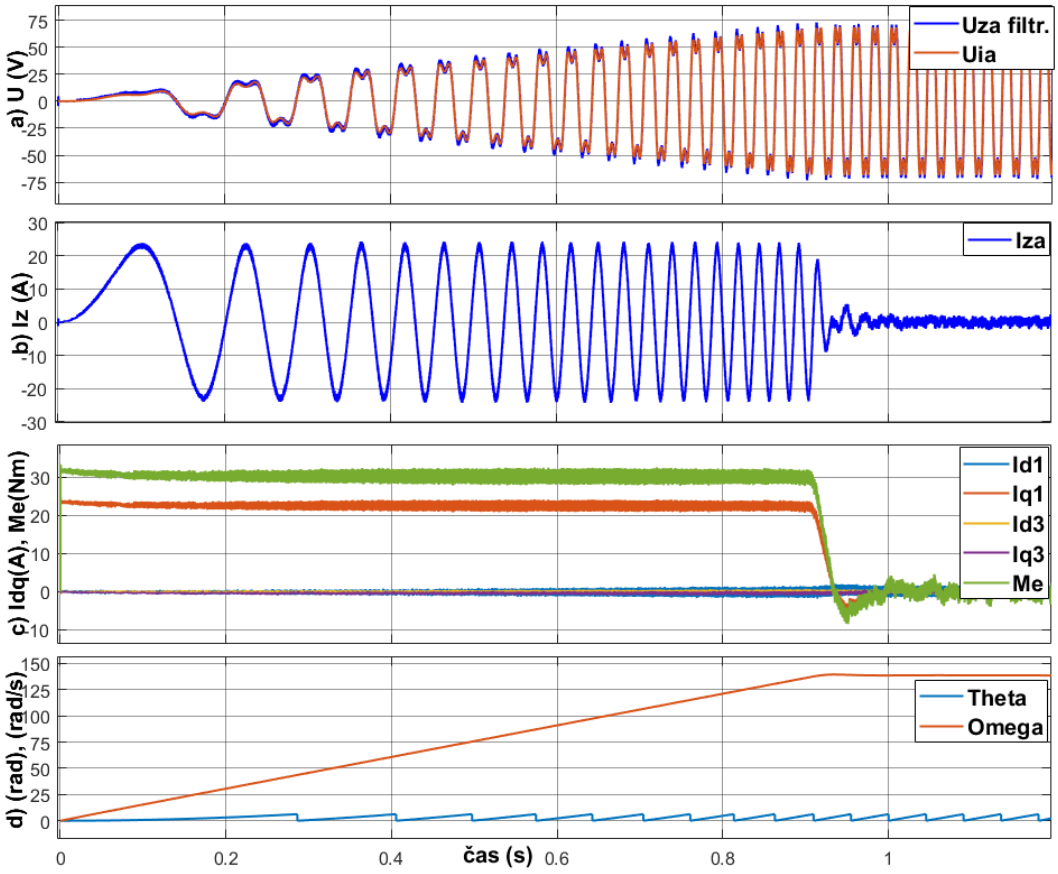


Obr. 24 Simulace ustáleného stavu modelu ve fázových souřadnicích při I_{q3} = 24 A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Průběhy b), c), d) na obrázku 24 se shodují tvarem s ustáleným stavem modelu dq_1 – dq_3 na obrázku 21. Z průběhu a) je vidět potřeba mírně vyššího napětí, aby motor protékal stejný proud. Vliv zahnutých indukčností je zde patrný a v případě 3. harmonické se projevuje vyšší amplitudou napětí pro stejné průběhy proudu.

3.2.2 Dynamické průběhy modelu ve fázových souřadnicích

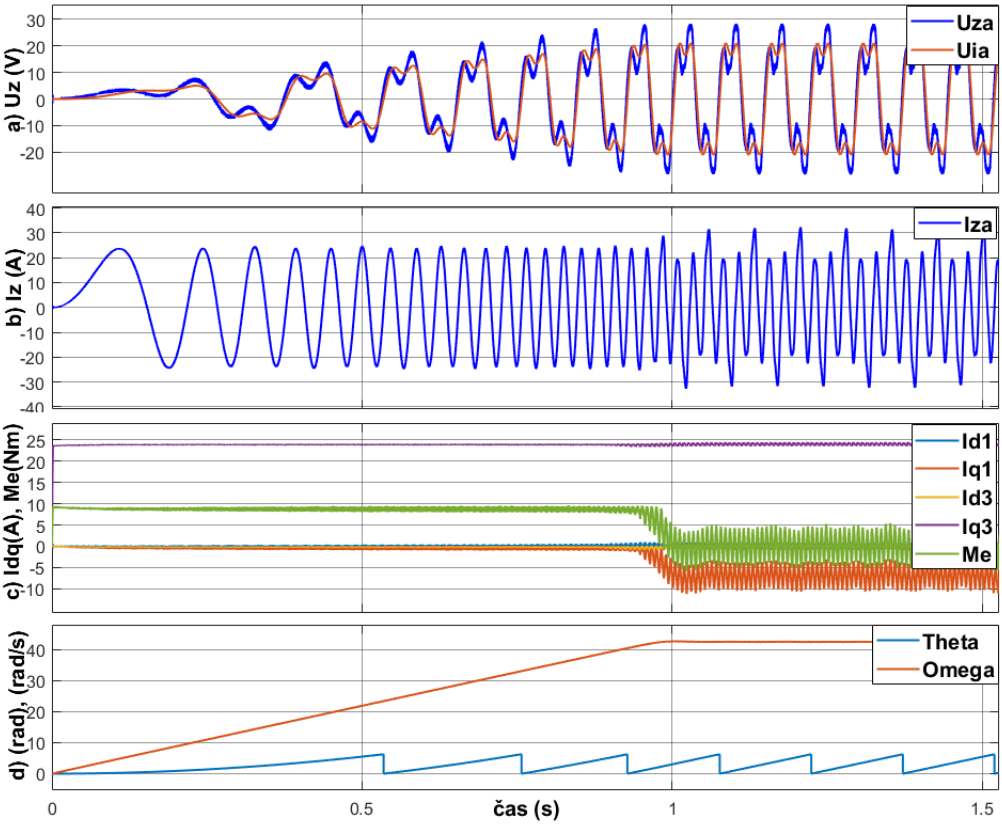
Pro ověření dynamiky pohonu společně s regulací jsou v simulaci využity skokové změny požadavku proud na obě polarity. V jedné simulaci bude měněná pouze jedna složka I_q. Motor je v této podkapitole bez zátěže a sleduje se odezva proudu na akceleraci stroje do plného napětí. Požadavek na složky I_d pro všechny případy roven nule a stroj není v režimu odbuzování. Pro přehlednost jsou vykresleny veličiny pouze jedné fáze, výpočet ovšem probíhá ve všech



Obr. 25 Simulace rozběhu modelu ve fázových souřadnicích při I_{q1}= 24 A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Z průběhů na obrázku 25 je zřejmá vysoká dynamika, kterou vektorové řízení nabízí. Moment stroje v průběhu b) narůstá v tomto rozlišení téměř okamžitě na maximální hodnotu a je konstantní s obsahem šumu od PWM, po celou dobu rozběhu. Průběh a) zobrazuje napětí indukované ve stroji a napětí ze střídače. Z jejich rozdílu pak vzniká proud na průběhu b). Při dosažení maxima napětí se ustálí na hodnotě indukovaného a proud klesá k nule, protože stroj není zatížen. Tento okamžik je zřejmý z ustálení otáček na průběhu d).

Při využití složky I_{q3} pro rozběh stroje jsou průběhy na obrázku 26. Z hlediska vykreslení je problematické získat vhodné rozlišení pro čitelnost průběhů. Tento rozběh je se sníženým napájecím napětím U_{dc} = 50 V. Motor se tak roztočí na nižší otáčky a harmonické průběhy veličin jsou s menší frekvencí. Z hlediska chování jsou průběhy stejné, ale dosahuje se nižších hodnot otáček a menšího napětí.



Obr. 26 Simulace rozběhu modelu ve fázových souřadnicích při I_{q3}= 24 A a U_{dc} = 50V, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Na obrázku 26 je vidět, že chování při konstantním požadavku na proud I_{q3} dochází k odlišenému chování. Při dosažení maximálních otáček složka I_{q3} na průběhu c) stále konstantní. Naopak dochází nárůstu I_{q1} do záporných hodnot i bez změny požadavku. Výsledný moment klesá k nule a rychlost se ustálí, ale amplitudy proudů jsou větší než při rozběhu, což je vidět z průběhu b). Je tedy zřejmé, že regulátor se vzájemně ovlivňují a působí proti sobě. Stroj takto pracuje s nulovou účinností a je přetížen. V reálném řízení nesmí k takovému režimu dojít a nadřazené regulační smyčky musí zajistit, že požadavky na systém dq3 klesnou k nule dosažení maximální rychlosti.

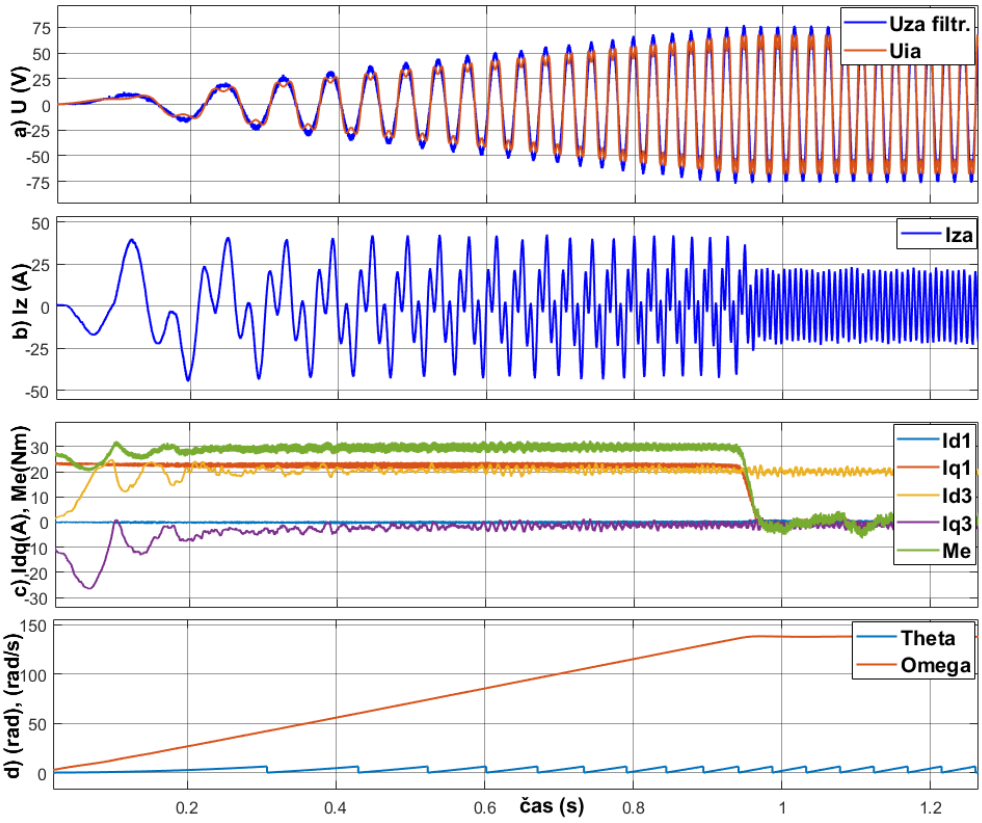
Při ustálených stavech se tento jev neprojevuje z důvodu zatížení stroje, kde požadovaný proud generuje ekvivalent k momentu zátěže. Problém nastává při nezatíženém stroji a požadavku na 3. harmonickou proudu. Z průběhu a) na obrázku 26 je vidět, jak řízení upravuje napětí zátěže postavené proti indukovanému napětí.

3.2.3 Řízení pětifázového motoru pouze v jednom ortogonálním systému

Pro představu o důležitosti řízení vícefázových strojů ve všech ortogonálních systémech, do kterých mohou být jejich fáze transformovány, je v této podkapitole ukázaný průběh ze

simulace, kde ve vektorovém řízení byla rozpojená vazba od regulátorů I_{d3} a I_{q3}. Řídící napětí z regulace tak neobsahuje 3. harmonickou, ale model motoru ano.

Rozběh motoru při běžném vektorovém řízení v jednom souřadném systému je na obrázku 27.



Obr. 27 Simulace rozběhu modelu ve fázových souřadnicích s základním vektorovým řízením jednom systému dq a požadavkem na I_{q1} = 24 A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

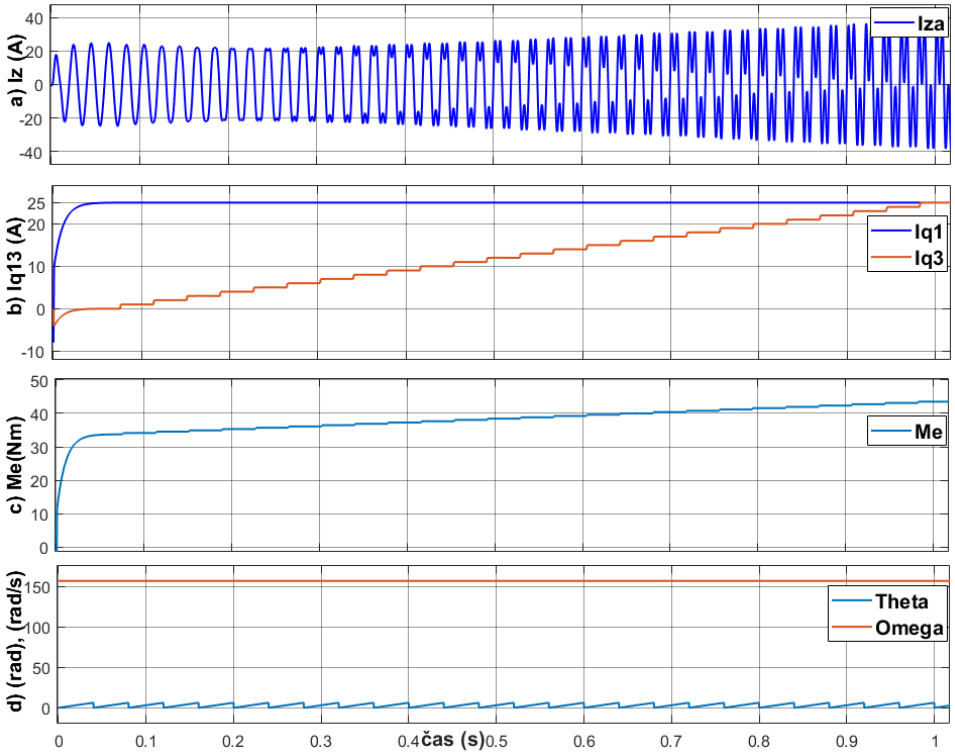
Na obrázku 27 jsou vidět značné nedostatky, které způsobuje regulace pouze základní harmonické. Z průběhu a) je vidět, jak regulace generuje napětí pouze 1. harmonické. V průběhu proudu b) pak vzniká silný podíl třetí harmonické a jeho amplituda je neřízená. Při rozboru složek z průběhu c) je pak vidět, že moment stroje narůstá na podobnou hodnotu, jako při řízení ve dvou souřadných systémech, ale jeho dynamika je podstatně horší. Také je vidět podstatné zvlnění momentu při přechodovém ději. Složky I_{q3} a zejména I_{d3} neřízeně narůstají a zatěžují stoj. Tento způsob motor řídit umožňuje, ale je velmi neefektivní s horší dynamikou.

3.3 Optimální zadávání proudu

V přechozích kapitole byly rozebrané statické i dynamické krajní meze zadávání požadavků na proudy I_{q1} a I_{q3}. Oba požadavky slouží k stejnému účelu, kdy vytváří jeden

společný elektrodynamický moment stroje. Tato kapitola se zaměří na výpočet závislosti mezi složkami proudu I_{q1} a I_{q3}. Pro efektivní zadání požadavků motoru je stanovené základní kritérium pro poměr mezi momentem a efektivní hodnotou proudu zátěže $\left(\frac{M_e}{I_z}\right)$.

S využitím simulace vektorového řízení pro model ve fázových souřadnicích jsou v rámci cyklu spouštěny sekvence požadavků na regulátory proudu. Motor je zatížen stejným momentem, který generuje při konstantních otáčkách $\omega_m = 138$ rad/s. Amplitudy proudů tedy mohou narůstat, ale jejich perioda zůstává stejná. V každém cyklu je spouštěna jedna simulace s nastavenou složkou I_{q1} konstantní a složka Iq3 se stupňovitě zvyšuje až do krajních hodnot, které jsou zvoleny na 25 ampér. Ukázka jedné simulace je na obrázku 28.



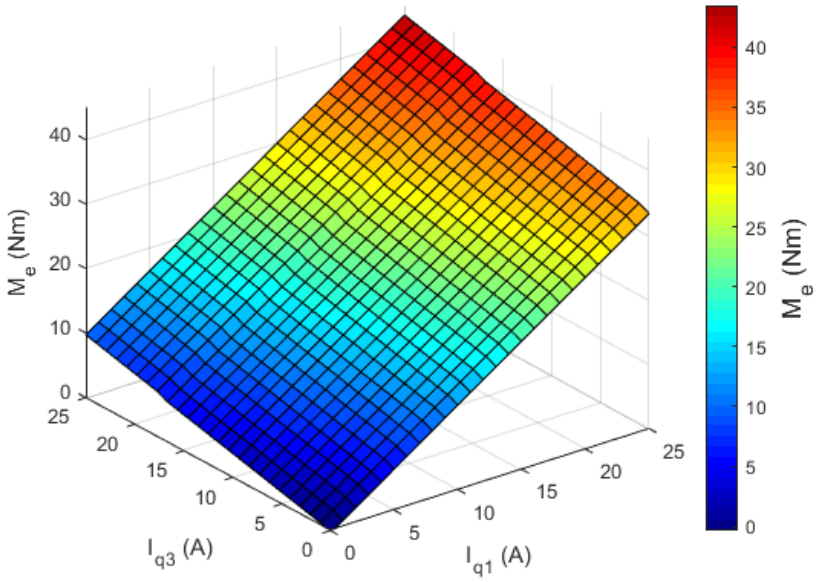
Obr. 28 Průběh jedné simulace pro nalezení optima řízení, a) proud zátěží a, b) složky proudu, c) moment stroje, d) poloha rychlost

Výstupem z celého cyklu simulací jsou všechny kombinace možných proudů s rastrem jednoho ampéru. Pro každou kombinaci je zaznamenána hodnota momentu a výpočet efektivní hodnoty jedné periody ustáleného proudu zátěže na průběhu a) podle vztahu

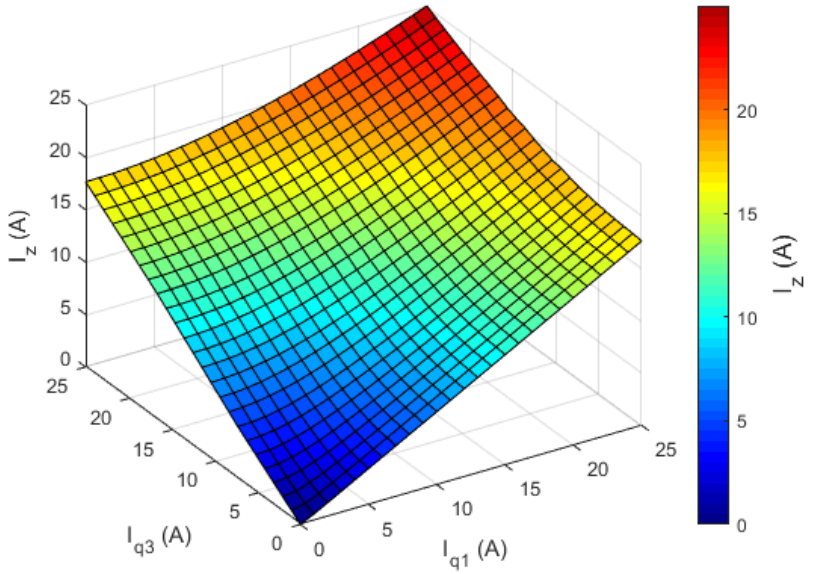
$$I_z = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{k} i_{zi}^2}{k}}, \tag{3.1}$$

kde i_{zi} je okamžitá hodnota proudu v k-tém vzorku.

Následně jsou data ze simulace zpracována do matic, s jednou konkrétní hodnotou pro každý prvek, kde jeho index pozice v matici odpovídá kombinaci složek proudů I_{q1}, I_{q3}.



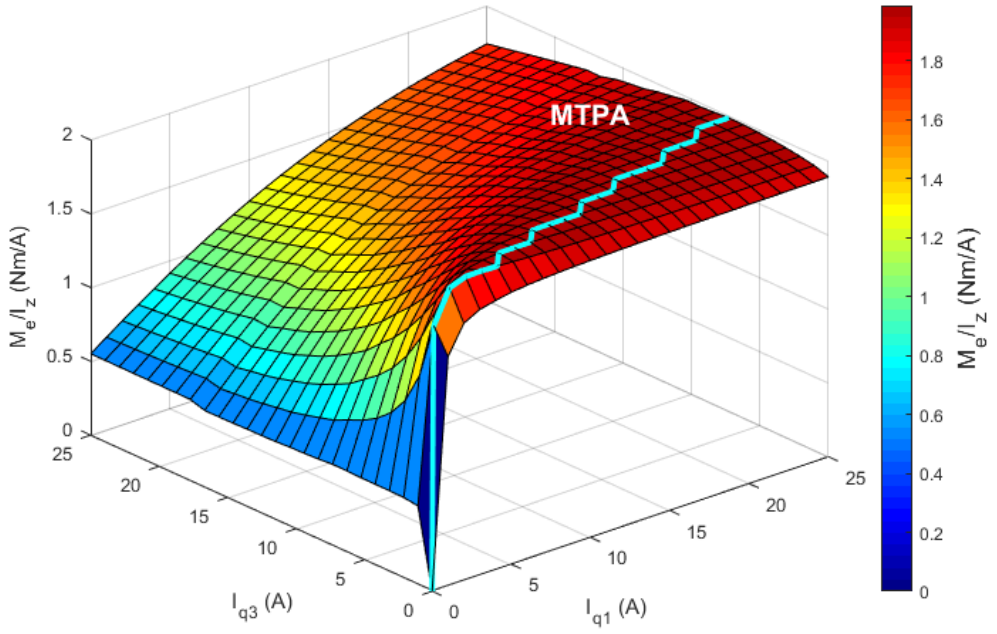
Obr. 29 Závislost momentu stroje, na složkách proudu I_{q1} I_{q3}



Obr. 30 Závislost efektivní hodnoty proudu, na složkách proudu I_{q1} I_{q3}

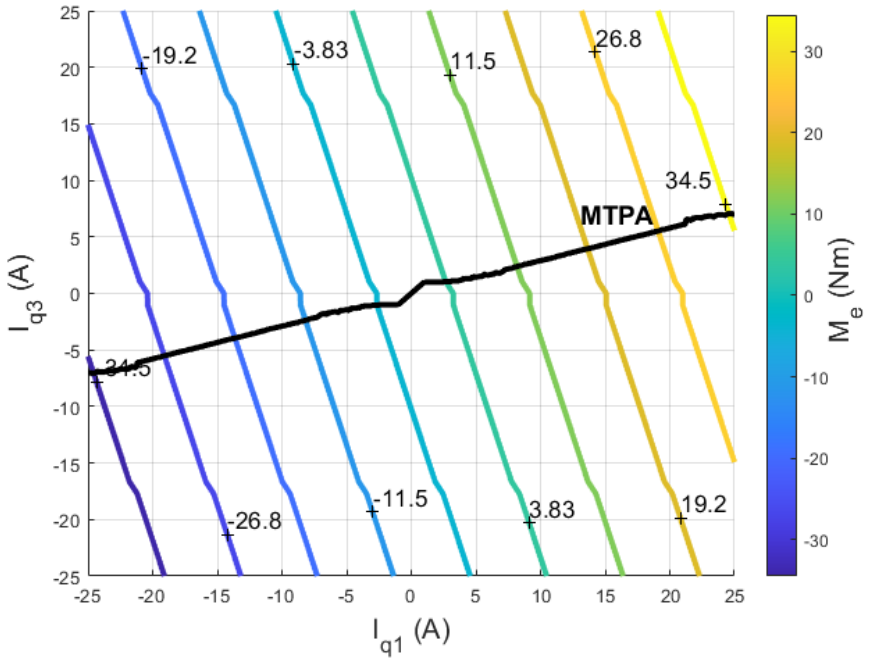
Z vynesených závislostí na obrázku 29 a 30, je nutné vyjádřit jejich poměr. Z vyneseného poměru se pak už snadno najdou lokální maxima. Z matice poměru $\left(\frac{M_e}{I_z}\right)$ se pro jednotlivé sloupce indexovala maximální. Vyneseným funkční hodnoty poměru momentu a proudy na daném indexu vznikla křivka, kterou lze uvažovat jako MTPA charakteristiku. Je důležité

říci, že v případě třífázového stroje se tato charakteristika vynáší při respektování reluktančních momentů a má smysl zejména v oblasti odbuzování. Pro pětifázový motor tak jak byl řešen v této práci jsou složky proudu I_{q1}, I_{q3}, které přispívají k momentu. Ty jsou v definované konfiguraci stroje jako jediné, co vytváří moment. Označení MTPA vychází ze základní fyzikální podstaty hledání optimálního momentu za minimální ztráty, ale oblasti odbuzování nejsou řešeny.



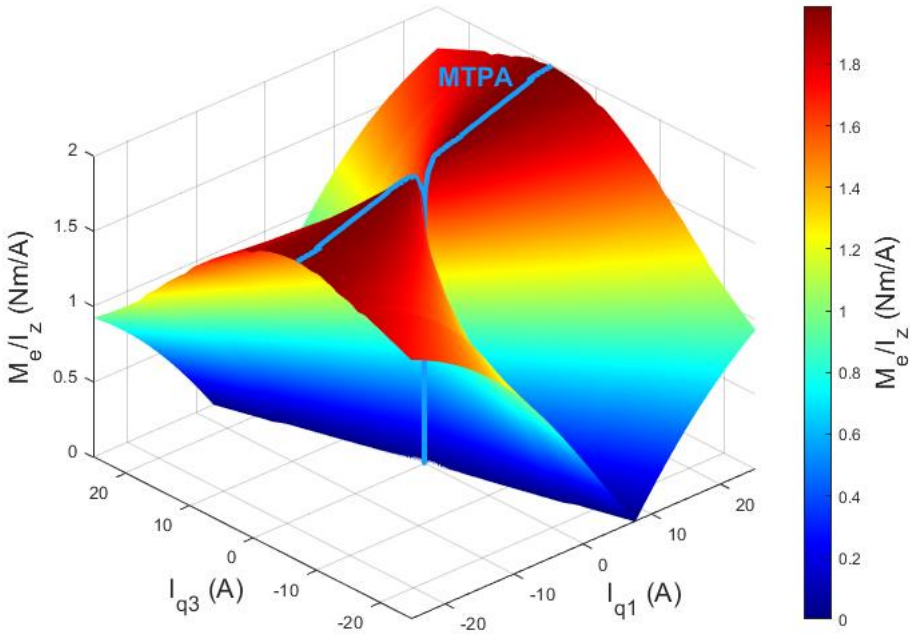
Obr. 31 Závislost momentu / proudu na složkách proudu I_{q1} I_{q3}

Z obrázku 31 je vidět, že oblast maxima je zřetelně definovaná průběh křivky lze aproximovat přímkou. Pro přehlednější interpretaci lze křivku MPTA i vynést do protilehlého kvadrantu a zakreslit křivky konstantního momentu.



Obr. 32 Přímka MTPA s konturovou mapou konstatních momentů

Na obrázku 32 je lépe názorná lineárnost MTPA křivky. Velmi zřetelné je také to, že kolmo protíná kontury konstantních momentů. Jejich sklon je pak závislý na poměru mezi toky stroje, což vychází z rovnice (2.19). Z důvodů poměrně vysoké hrubosti dat získané ze simulace byla závislost $\left(\frac{M_e}{I_z}\right)$ interpolována pro lepší aproximaci křiky. Ta je vykreslena na obrázku 33.



Obr. 33 Interpolovaná mapa TPA s vyznačenou MTPA

V okolí MTPA jsou hodnoty velmi podobné lokálnímu maximu. Z tohoto důvodu vznikají mírná zvlnění, a to zejména v okolí malých a velkých amplitud proudu. Přesto se charakteristika drží stejného trendu a lze jí aproximovat přímkou z obecného vztahu

$$\Delta y = K\Delta x + q, \tag{3.2}$$

kde Δ označuje diferenci, y závislou veličinu, K směrnice přímky, x je vstupní veličina a q je odsazení.

V prostřední části MTPA vytváří lineární trend. Vyjádření strmosti souřadnic Iq_3 v závislosti na Iq_1 dosazením do vztahu (3.2) vychází

$$K_{MPTA} = \frac{I_{q3_2} - I_{q3_1}}{I_{q1_2} - I_{q1_1}}, \tag{3.3}$$

kde $Iq3_2$, $Iq3_1$, $Iq1_2$, $Iq1_1$ jsou krajní souřadnice lineární oblasti.

Výsledná hodnota pro lineární oblast vychází podle tabulky. Použité body jsou vykresleny v příloze 3.

Tabulka 2 Hodnoty linearizace souřadnic MTPA

Index	**I_{q1}**	**I_{q3}**	**K_{MTPA}**
1	7.88	2.4	0.2952
2	20.38	6.13	

Poměr K_{MPTA} je pak možné využít k maximalizaci momentu při zadávání požadavku na rozběh motoru. Při zadávání do simulace je pak nutné zajisti správnou celkovou efektivní hodnotu proudu, která při uvažování nulových složek I_{d1}, I_{d3} je vypočtená ze vztahu

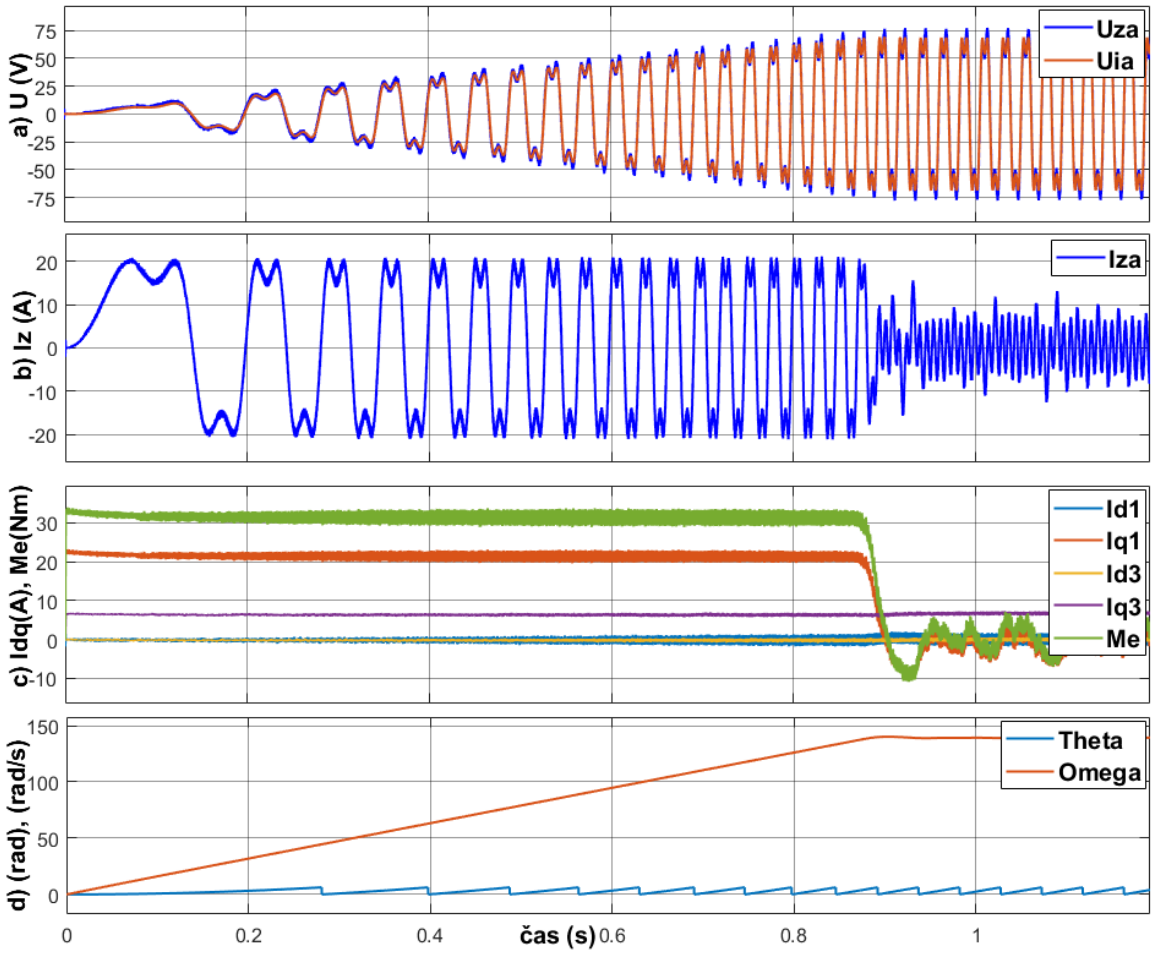
$$I_q = \sqrt{I_{q1}^2 + I_{q3}^2} = \sqrt{I_{q1}^2 + \left(K_{MTPA} I_{q1}\right)^2}, \tag{3.4}$$

kde Iq je celková efektivní hodnota složek proudu pro moment.

V simulaci je ze vztahu (3.4) vyjádřená závislost I_{q1} na I_q. Ta má obecný tvar

$$I_{q1} = \sqrt{\frac{I_q^2}{1 + K_{MTPA}^2}}, \tag{3.5}$$

Dále je pak hodnota I_{q3} získána proporcionálním zesílením z I_{q1}. Zadávání proudu je jednou hodnotou, která reprezentuje celkovou amplitudu, ale regulátory dostávají požadavek s optimálními hodnotami. Na obrázku je rozběh pětifázového motoru s optimálně zadanými požadavky proudu získané z charakteristiky MTPA.



Obr. 34 Simulace modelu ve fázových souřadnicích při rozběhu s optimálizovaným řízením I_{q1} = 23.09A I_{q3} = 6,79A, a) filtrované napětí na zátěži, b) proud zátěží, c) proudy ve složkách a moment, d) otáčky a poloha

Z průběhu b) na obrázku 34 je vidět obsaženou třetí harmonickou ve fázovém proudu zátěže. Z momentu na průběhu c) vlivem šumu není vidět žádný přírůstek, ale ze střední hodnoty vyšel moment při rozběhu optimalizovaném rozběhu M_{eopt} =31,41 Nm. Průběhy momentu z obrázku 25 tedy při zadání amplitudy pouze I_{q1} dosahovaly efektivní hodnoty M_e=30,18 Nm. Došlo tedy zvýšení o 4 % momentu pouhou úpravou požadavku.

Závěr

Tato práce popisuje a simuluje rozšířenou metodu vektorového řízení pro systém s pětifázovým pohonem a využívá jí k nalezení optimálního zadávání požadavků pro maximalizaci momentu. Všechny cíle této práce byly splněny. Jsou zde předloženy dva způsoby pro sestavení matematického modelu pětifázového synchronního stroje s permanentními magnety. Jsou zhodnoceny výhody obou variant modelů a s přesnější variantou modelu ve fázových souřadnicích je provedena řada simulací v ustálených i dynamických stavech.

Pro řízení modelu motoru byla implementována rozšířená verze vektorového řízení pro injektování třetí harmonické s cílem zvýšení momentu pětifázového stroje.

Z rozšířeného stupně volnosti se dále vytvořila série simulací s cílem naleznout optimální poměr zadávání první a třetí harmonické. Optimalizační kritérium pro maximalizací poměru momentu a efektivní hodnoty proudu vyneslo křivku MTPA.

Z aproximace je vynesena konstanta pro přepočet z jedné amplitudy na dvě složky v optimalizovaném poměru, které je možné dále zadávat regulátorům. Regulační smyčka tak má na vstupu jeden požadavek a optimalizuje ho pro dílčí regulátory ve dvou rovinách rozšířeného vektorového řízení pro pětifázový motor.

Literatura

[1] I. López, E. Ibarra, A. Matallana, J. Andreu, and I. Kortabarria, "Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 114. Elsevier Ltd, Oct. 01, 2019. doi: 10.1016/j.rser.2019.109336.

[2] I. Husain *et al.*, "Electric Drive Technology Trends, Challenges, and Opportunities for Future Electric Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1039–1059, Jun. 2021, doi: 10.1109/JPROC.2020.3046112.

[3] "EV-Volumes - The Electric Vehicle World Sales Database." https://www.ev-volumes.com/country/total-world-plug-in-vehicle-volumes/ (accessed Apr. 12, 2022).

[4] A. Dik, S. Omer, and R. Boukhanouf, "Electric Vehicles: V2G for Rapid, Safe, and Green EV Penetration," *Energies*, vol. 15, no. 3. MDPI, Feb. 01, 2022. doi: 10.3390/en15030803.

[5] "History of the Electric Car: 1828 - 1912, from Trouve to Morrison." https://web.archive.org/web/20111113023143/http://factoidz.com/history-of-the-electric-car-1828-1912-from-trouve-to-morrison/ (accessed Apr. 13, 2022).

[6] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design."

[7] C. T. P. Nguyen, B. H. Nguyễn, J. P. João, and M. C. Ta, "Optimal drivetrain design methodology for enhancing dynamic and energy performances of dual-motor electric vehicles," *Energy Conversion and Management*, vol. 252, Jan. 2022, doi: 10.1016/j.enconman.2021.115054.

[8] J. Wu, J. Wang, C. Gan, Q. Sun, and W. Kong, "Efficiency Optimization of PMSM Drives Using Field-Circuit Coupled FEM for EV/HEV Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 15192–15201, Mar. 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2813987.

[9] E. E. Montalvo-Ortiz, S. N. Foster, J. G. Cintron-Rivera, and E. G. Strangas, "Comparison between a spoke-type PMSM and a PMASynRM using ferrite magnets," in *Proceedings of the 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2013*, 2013, pp. 1080–1087. doi: 10.1109/IEMDC.2013.6556230.

[10] J. M. Mun, G. J. Park, S. H. Seo, D. W. Kim, Y. J. Kim, and S. Y. Jung, "Design characteristics of IPMSM with wide constant power speed range for EV traction," Jan. 2017. doi: 10.1109/CEFC.2016.7816407.

[11] Microsemi, "UG0607 User Guide FOC Transformations v4.1 About Microsemi," 2016. [Online]. Available: www.microsemi.com

[12] M. Marekˇ, M. *-V. Hrabovcová, and * -Marek Franko, "PERMANENT MAGNETS SYNCHRONOUS MOTOR CONTROL THEORY," 2007.

[13] O. C. Kivanc and S. B. Ozturk, "Sensorless PMSM Drive Based on Stator Feedforward Voltage Estimation Improved with MRAS Multiparameter Estimation," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1326–1337, Jun. 2018, doi: 10.1109/TMECH.2018.2817246.

[14] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1741–1747, Nov. 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.818991.

[15] C. Lascu and G. D. Andreescu, "PLL position and speed observer with integrated current observer for sensorless PMSM drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5990–5999, Jul. 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.2972434.

[16] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.

[17] A. Suti, G. di Rito, and R. Galatolo, "Fault-tolerant control of a three-phase permanent magnet synchronous motor for lightweight uav propellers via central point drive," *Actuators*, vol. 10, no. 10, Oct. 2021, doi: 10.3390/act10100253.

[18] T. Li, R. Ma, and Z. Zhang, "Diagnosis of open-phase fault of five-phase permanent magnet synchronous motor by harmonic current analysis," *Microelectronics Reliability*, vol. 126, Nov. 2021, doi: 10.1016/j.microrel.2021.114205.

[19] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.

[20] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Five-phase permanent-magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 30–37, Jan. 2005, doi: 10.1109/TIA.2004.841021.

[21] S. Sadeghi, L. Guo, H. A. Toliyat, and L. Parsa, “Wide operational speed range of five-phase permanent magnet machines by using different stator winding configurations,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2621–2631, Jun. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2164771.

[22] A. Iqbal and E. Levi, “Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter,” in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, vol. 2005. doi: 10.1109/epe.2005.219194.

[23] T. Glasberger, “Vektorová PWM pro pětifázový napěťový střídač Space vector PWM for five-phase voltage source inverter.”

Přílohy

Příloha 1. Celé spektrum napětí zátěže pro obdélníkového řízení a PWM

harm5fU_full.pdf

Příloha 2. Spektrum signálů třífázového a pětifázového řízení s netočivými složkami

3-5f_Ura_n0_spektra.pdf

Příloha 3. Souřadnice MTPA

MPTA_DATA.pdf