

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Konduktivní proudy trakčního pohonu
s vektorovým řízením**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2014/2015

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Václav KORANDA**
Osobní číslo: **E13N0126P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Konduktivní proudy trakčního pohonu s vektorovým řízením**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

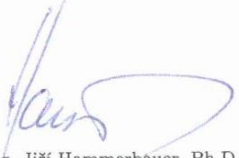
1. Sestavte simulační model pohonu s asynchronním motorem a zvoleným typem vektorového řízení.
2. Provedte analýzu proudu odebíraného pohonem ze stejnosměrné troleje v závislosti na parametrech regulátorů pohonu.
3. Provedte analýzu proudu odebíraného pohonem ze stejnosměrné troleje v závislosti na použitém modelu motoru.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky a srovnajte je s výsledky dosaženými při použití skalárního řízení.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

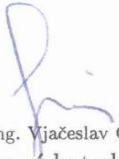
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Martin Janda, Ph.D.**
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2014**
Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2015**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

Abstrakt

Cílem této práce je přiblížit problematiku konduktivních proudů trakčních pohonů s vektorovým řízením. Nejprve se seznámíme s touto problematikou a poté se v další kapitole zaměříme na regulaci a napájení trakčního asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Třetí kapitola je zaměřena na model pohonu pro simulaci konduktivních proudů. V dalších dvou kapitolách se představí simulace trakčního pohonu se skalárním a vektorovým řízením, kterou následně porovnáme. K simulaci je využit matematický výpočetní program Matlab.

Klíčová slova

Konduktivní proudy, elektrický pohon, trakční pohon, asynchronní motor, skalární řízení, vektorové řízení, napěťový střídač, vstupní filtr, stejnosměrná trolej, trakční vozidlo, trolejbus.

Abstract

The aim of this work is to bring the issue of conductive currents of traction drives with vector control. First acquainted with this issue, and then in the next chapter will focus on the regulation and supply of traction squirrel cage induction motor. The third chapter is focused on drive model to simulate conductive currents. The next two chapters will present a simulation of traction drive with scalar and vector control, which are then compared. The simulation uses mathematical computing software Matlab.

Key words

Conductive current, electric drive, traction drive, induction motor, scalar control, vector control, voltage inverter, DC circuit, DC trolley line, traction vehicle, trolleybus.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 10.5.2015

.....

Václav Koranda

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu práce panu Ing. Martinu Jandovi Ph.D. za pomoc, věcné rady a cenné informace potřebné pro zpracování této práce. Dále bych chtěl poděkovat svým rodičům a nejbližším za podporu během celého studia.

Obsah

ÚVOD.....	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	10
1. PROBLEMATIKA KONDUKTIVNÍCH PROUDŮ.....	12
2. REGULACE A NAPÁJENÍ TRAKČNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	14
2.1. Možnosti regulace asynchronního trakčního motoru.....	14
2.1.1. Skalární regulace.....	15
2.1.2. Vektorová regulace.....	15
2.1.3. Přímé řízení momentu.....	16
2.2. Napájení asynchronního trakčního motoru s kotvou nakrátko na stejnosměrné troleji.....	16
2.2.1. Vstupní filtr vozidla a trolej.....	16
2.3. Skalární regulace asynchronního motoru.....	17
2.4. Vektorové řízení.....	19
3. MODEL POHONU PRO SIMULACI KONDUKTIVNÍCH PROUDŮ.....	21
3.1. Parametry motoru.....	21
3.1.1. Matematický model motoru.....	21
3.2. Parametry vstupního filtru vozidla.....	22
3.2.1. Matematický popis vstupního filtru.....	23
3.3. Parametry střídače.....	23
3.3.1. Matematický model střídače.....	23
4. SIMULACE TRAKČNÍHO POHONU SE SKALÁRNÍM ŘÍZENÍM.....	24
5. SIMULACE TRAKČNÍHO POHONU S VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM.....	25
5.1. Regulátory R_{id} a R_{iq} ve vektorovém řízení.....	26

6. VYHODNOCENÍ DAT ZE SIMULACÍ SE SKALÁRNÍM ŘÍZENÍM.....	27
7. VYHODNOCENÍ DAT ZE SIMULACÍ S VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM.....	29
7.1. Integrace modelu motoru Eulerovo metodou.....	29
7.1.1. Spektrum I_z při $U_c = \text{konst}$	29
7.1.2. Spektrum I_z při plovoucím U_c	30
7.1.3. Porovnání výsledků $U_c = \text{konst}$ a plovoucí U_c	31
7.2. Vliv zesílení regulátorů	31
7.3. Integrace modelu motoru metodou Adams - Bashforth 4. Řádu.....	35
7.3.1. Spektrum I_z při $U_c = \text{konst}$	35
7.3.2. Spektrum I_z při plovoucím U_c	36
7.3.3. Vliv integrační metody Adams – Bathforth při $U_c = \text{konst}$. a plovoucím U_c	37
7.4. Reálný řídicí systém.....	37
7.4.1. Vzorkování 1x za T_{pwm}	38
7.4.2. Vzorkování 2x za T_{pwm}	38
7.4.3. Porovnání vzorkování v Compare registru 1x a 2x za T_{pwm}	39
7.4.4. Vliv při vzorkování v každém kroku výpočtu a 2x za T_{pwm}	41
8. POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ ZE SKALÁRNÍHO A VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ.....	43
ZÁVĚR.....	46
9. LITERATURA	47
10. PŘÍLOHY.....	48
10.1. Seznam obrázků	48
10.2. Seznam grafů.....	48

Úvod

Tato práce je zaměřena na analýzu konduktivních proudů u trakčního pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Vliv vektorového řízení na konduktivní proudy bude porovnáván s pohonem se skalárním řízením.

Konduktivní proudy pohonu mohou mít velký vliv na bezpečnost provozu dopravy. Z hlediska zabezpečovacích drážních zařízení se jedná o oblast nízko frekvenčního rušení – energetické rušení. Při rušení komunikačních sítí se zase jedná o vysoko frekvenční rušení. Tyto vlivy pohonů se musí omezovat na maximální přípustné hodnoty, které jsou dané normou nebo provozovatelem železniční sítě.

Konduktivní proudy lze omezovat různými způsoby. Způsobem řízení pohonu, přídatným kompenzačním zařízením nebo omezením výkonu pohonu v místě, kde dané rušení pohonu může ohrožovat bezpečnost provozu.

Jako přídatné kompenzační zařízení se využívají zejména sériové a paralelní aktivní filtry. Paralelní aktivní filtry odstraňují harmonické proudy odebírané ze sítě. Oproti tomu sériové aktivní filtry se využívají k úpravě napětí na požadovaný průběh. Díky tomu je možné odstranit požadované harmonické. Tento filtr může vyrovnávat poklesy i špičky napětí.

Seznam symbolů a zkratek

f_s, f_r, f_m	Frekvence statoru, frekvence rotoru, frekvence mechanická [Hz]
$\omega_s, \omega_r, \omega_m$	Úhlová rychlost statoru, rotoru, mechanická [rad/s]
R_s, R_r	Odpor statoru, odpor rotoru [Ω]
I_r, I_s	Proud statoru, proud rotoru [A]
L_σ, X_σ	Rozptylová indukčnost [H], rozptylová reaktance [Ω]
M	Moment [N.m]
p_p	Počet pól párů [-]
n	Otáčky motoru [1/min]
$L_h, L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$	Indukčnost hlavní, rozptylová statoru, rozptylová rotoru [H]
$X_h, X_{s\sigma}, X_{r\sigma}$	Reaktance hlavní, rozptylová statoru, rozptylová rotoru [Ω]
U_a	Fázové napětí statoru [V]
U_c	Napětí na vstupním filtru [V]
U_N	Jmenovité napětí motoru [V]
f_N	Jmenovitá frekvence napájecího napětí motoru [Hz]
f_{sw}	Požadovaná frekvence napájecího napětí [Hz]
ψ_s	Elektrický tok [V.s; Wb]
$I_{s(1)}$	Proud 1. harmonické [A]
$u_t(t)$	Trolejové napětí [V]
$i_t(t)$	Proud odebíraný z troleje [A]
$i_z(t)$	Proud odebíraný z LC filtru střídačem [A]
$i_{zf}(t)$	Proud odebíraný z LC filtru střídačem filtrován AAF [A]
AAF.....	Anti – aliasing filter
ZZ.....	Zabezpečovací zařízení
LZB.....	Liniový zabezpečovací systém
PZB.....	Bodový zabezpečovací systém
EMC.....	Elektromagnetická kompatibilita
EMU.....	Elektrická příměstská jednotka (Electrical multiple unit)
DTC.....	Takahashiho metoda přímé řízení momentu
DSC.....	Depenbrockova metoda přímého řízení momentu
PWM.....	Pulzní šířková modulace
MHD.....	Městská hromadná doprava

<i>ČR</i>	Česká republika
<i>LC filtr</i>	Vstupní filtr vozidla složen z kondenzátoru a tlumivky
<i>IGBT</i>	Výkonový tranzistor s izolovaným hradlem
<i>VŘ</i>	Vektorové řízení
μP	Mikroprocesor
<i>A/D</i>	Převodník analogového signálu na digitální signál
T_{pwm}	Perioda pilového signálu
f_{pwm}	Frekvence pilového signálu
f_{vz}	Vzorkovací frekvence

1. Problematika konduktivních proudů

V této práci se zaměříme na problematiku konduktivních proudů v drážní dopravě. Pro zajištění bezpečného provozu se používají různé zabezpečovací systémy: liniové zabezpečovací systémy (LZB) - kolejové obvody, bodové zabezpečovací systémy (PZB) - čítače náprav a přejezdová zabezpečovací zařízení. Činnost těchto zařízení nesmí být rušena provozem trakčních vozidel.

Rušení těchto zařízení může být vytvářeno vozidly závislé i nezávislé trakce (hlavně vysokofrekvenční rušení). Každý typ trakčních vozidel vytváří specifické rušení. Rušení je dané hlavně typem pohonu a elektrickou výzbrojí vozidla. Zdrojem rušení můžou být různé dopravní prostředky s elektrickým pohonem jako elektromobily, lokomotivy, elektrické jednotky pro příměstskou a dálkovou dopravu (EMU), tramvaje, trolejbusy a nově autobusy s elektrickým pohonem.

Konduktivní proudy nejsou novodobý technický problém jen u moderních vozidel, ale i u vozidel starších konstrukcí, kdy byla regulace vozidel realizována stupňovou regulací. Ve stejnosměrné trakci s odporovou regulací, kdy se postupně vyřazoval rozjezdový odporník, nebo ve střídavé trakci, kdy se přepojovaly odbočky na regulačním auto-transformátoru. U těchto vozidel se jednalo o impulzní rušení a vzniklé rušení nemělo vliv na zabezpečovací zařízení.

Vozidla, která měla pulzní regulaci stejnosměrného motoru s cizím buzením, vytvářela také konduktivní proudy, které byly způsobeny odběrem neharmonických proudů z troleje. U těchto vozidel se vhodnou volbou spínacích frekvencí eliminovaly konduktivní proudy na frekvencích, které jsou vyhrazeny pro činnost zabezpečovacích zařízení.

Vhodná volba spínacích frekvencí byla realizována u vozidel vyrobených ve Škodových závodech pod továrním označením 69E (363, 362) a 71E (163, 162). U těchto vozidel byla realizována pulzní regulace stejnosměrného cize buzeného motoru. Pro pulzní měnič byly zvoleny spínací frekvence tak, aby při provozu těchto strojů nebyla rušena správná činnost zabezpečovacích zařízení. U těchto vozidel jsou využity tři spínací frekvence: 33,3 Hz (pro rozjetí do cca 5 km/h), 100 Hz, 300 Hz a 100 Hz. Spínací frekvence 100 Hz byla využita dvakrát, ale vždy s jinou střídou sepnutí tzv. dolní a horní stovka.

Největším zdrojem rušení pro zabezpečovací systémy jsou moderní vozidla s asynchronním trakčním pohonem, která jsou napájena z polovodičových měničů a vstupního

filtru vozidla, který se dobíjí neharmonickými proudy odebíraných z troleje. Tato vozidla vytváří rušení v širokém spektru frekvencí a rušivé složky proudu mohou ovlivnit správnou funkčnost různých elektronických zařízení, která pracují v nízkofrekvenční oblasti i vysokofrekvenční oblasti. Rušení ve vysokofrekvenční oblasti (komunikačních zařízení, rozhlas, ...) je způsobeno rychlým spínáním polovodičových prvků v měniči. Spínací frekvence měničů se pohybují v rozmezí 600 Hz až 10 kHz. Záleží na výkonu měniče a typu součástek, z kterých je sestaven.

Asynchronní motory moderních vozidel jsou často dimenzovány na vyšší jmenovitou statorovou frekvenci než běžné motory. Lokomotiva 109E (Škoda Transportation) má trakční asynchronní motory dimenzovány na jmenovitou statorovou frekvenci $f_{SN}=90$ Hz a lze je odbuzovat až na dvojnásobek jmenovité statorové frekvence. Tím že se motory napájí těmito statorovými frekvencemi (0 ÷ 180 Hz) se jejich rušení vyskytuje na frekvencích, které jsou potřebné pro správně a bezpečně pracující zabezpečovací zařízení. Provoz těchto zařízení probíhá na frekvencích 25 Hz, 75 Hz a 275 Hz na tratích střídavé trakce. Na tratích stejnosměrné trakce pracují zabezpečovací zařízení na 50 Hz, 75 Hz a 275 Hz.

Největší problémem s kompatibilitou je u více systémových vozidel, která jsou provozována u více železničních správ. Každá železniční správa má svoje zabezpečovací zařízení liniové ZZ, bodové ZZ a různé ZZ na přejezdech. Proto tato vozidla musí splňovat spoustu kritérií v oblasti EMC, aby vozidla nerušila správnou činnost ZZ.

2. Regulace a napájení trakčního asynchronního motoru

Pro plynulou regulaci musí být asynchronní motor napájen z proudového nebo napětového střídače. Oba typy napájení mají své výhody i nevýhody. Důraz je také kladen na správnou volbu parametrů motoru.

Pro napětový střídač je zdrojem energie kondenzátor ve stejnosměrném meziobvodu. Trakční pohon na střídavém napájecím systému má meziobvod napájený z diodového usměrňovače nebo z napětového pulzního usměrňovače. Pod stejnosměrnou trolejí je trakční pohon připojen pomocí vstupního LC filtru ke stejnosměrné troleji

Pro proudový střídač je zdrojem energie tlumivka umístěna ve stejnosměrném meziobvodu. Trakční pohon na střídavém napájecím systému má meziobvod napájený z plně řízeného tyristorového usměrňovače nebo z proudového pulzního usměrňovače. Na stejnosměrném napájecím systému je meziobvod napájen z pulzního měniče. U pohonu s proudovým střídačem je nutné, aby rozptylové reaktance motoru byly co nejmenší. Důvodem je rychlá komutace polovodičů v proudovém střídači.

V 80. letech byly první experimenty s trakčními asynchronními pohony. Jednalo se o pohony proudového typu. Mezi lokomotivy, které měly tento typ pohonu, patří lokomotiva 85E vyrobená ve společnosti Škoda Plzeň. Lokomotiva 85E měla dvě varianty podvozků. První varianta byla vybavena normálním asynchronním motorem a nápravovou převodovkou. Na rozdíl od druhé varianty, která byla již bez nápravové převodovky a motor byl nahrazen pomaloběžným asynchronním motorem. Trakční motory v jednom podvozku byly napájeny paralelně z proudového střídače, který byl regulován z dvoufázového pulzního měniče.

Ve společnosti Škoda dopravní technika (Škoda Plzeň) byla během 90. let vyrobena posunovací lokomotiva 90E. Ta již byla vybavena napětovým střídačem, ze kterého jsou paralelně napájeny čtyři asynchronní motory.

2.1. Možnosti regulace asynchronního trakčního motoru

Asynchronní motor s kotvou nakrátko je technicky složité plynule regulovat. V dnešní době se k plynulé regulaci asynchronních motorů využívají mikroprocesorové řídicí systémy, které jsou většinou dvou procesorové. Jeden procesor zajišťuje řízení a druhý procesor diagnostiku a komunikaci. Tyto mikroprocesorové řídicí systémy mají obrovský výpočetní

výkon, protože musí řešit složité regulační algoritmy a obsluhují spoustu dalších zařízení ve vozidle.

Pro plynulou regulaci asynchronních motorů existují tři možné způsoby, a každý z nich má mnoho variant. Většina regulačních schémat potřebuje pro správnou funkci čidlo otáček, ale existují i různé modifikace těchto schémat, která čidlo otáček nepotřebují. Mezi tři základní způsoby řízení patří:

- skalární regulace
- vektorová regulace
- přímé řízení momentu

V dnešních moderních trakčních pohonech se používá vektorové řízení a přímé řízení momentu. Výhoda vektorové regulace oproti přímému řízení momentu je pevná spínací frekvence. Z tohoto důvodu se lépe odstraňují problémy v oblasti EMC. Přímé řízení momentu má proměnou spínací frekvenci a tím může vznikat rušení na různých frekvencích, které se mění v závislosti na aktuální spínací frekvenci. Existují i regulační schémata přímého řízení momentu, která mají pevnou spínací frekvenci.

2.1.1. Skalární regulace

Skalární regulace je v dnešní době nejjednodušší způsob regulace pohonu s asynchronním motorem. Není však příliš vhodný pro pohony, kde je kladen velký důraz na dynamiku a kde jsou velké a rychlé změny zatížení.

Tato regulace je vhodná pro pohony, kde nedochází k rychlé změně zatížení. V trakci se skalárního principu využívá k řízení pomocných pohonů, jako jsou ventilátory, kompresory a čerpadla. Lze ho využít i pro trakční pohon v trolejbusu nebo elektromobilu, kde není tak velké nebezpečí skluzu nebo smyku při špatných adhezních podmínkách.

2.1.2. Vektorová regulace

Pomocí vektorové regulace asynchronního motoru dosáhneme podobných vlastností jako u regulace pohonu s cize buzeným stejnosměrným motorem, kde se reguluje budicí a kotevní proud odděleně.

Této oddělené regulace se u asynchronního motoru dosáhne pomocí oddělené regulace složky proud, která vytváří magnetický tok ve stroji (regulace magnetického toku) a složka proudu, která vytváří moment na hřídeli stroje (regulace momentu). To je realizováno v řízení

pohonu. Tento typ řízení je zaměřen na rotorové veličiny (rotorový magnetický tok a vnitřní moment stroje).

- I_{sd} – složka proudu, která vytváří tok ve statoru stroje
- I_{sq} – složka proudu, která vytváří moment na hřídeli

Za dobu, po kterou je vektorové řízení využíváno pro regulaci asynchronních pohonů, prošlo velkým vývojem a lze dohledat velké množství blokových schémat z různých období.

2.1.3. Přímé řízení momentu

Přímé řízení momentu vychází ze stejné myšlenky jako vektorové řízení. Z oddělené regulace momentu a magnetického toku. Existují různé varianty přímého řízení momentu, mezi nejznámější patří Takahashiho metoda – DTC a Depenbrockova metoda – DSC. [6]

Přímé řízení momentu je zaměřeno na regulaci statorového magnetického toku. Tato metoda regulace je snazší na realizaci než vektorové řízení, ale její nevýhodou je proměnná spínací frekvence. Tím, že spínací frekvence není konstantní, vzniká rušení na frekvencích, které se mění se spínací frekvencí a není jednoduché řešit eliminaci tohoto rušení.

Existují varianty přímého řízení momentu, které mají konstantní spínací frekvenci. Toho je dosaženo generováním zapínacích pulzů pomocí PWM modulace střídače.

2.2. Napájení asynchronního trakčního motoru s kotvou nakrátko na stejnosměrné troleji

Napájení trakčního vozidla ze stejnosměrné troleje, je realizováno v MHD na tramvajových a trolejbusových drahách, ve většině případů napětím 600V a dráhy metra jsou napájeny napětím 750V.

V ČR se na železnici používají dva systémy napájení 1,5kV (dnes už jen trať Tábor - Bechyně) a 3kV (sever a východ ČR). Tyto způsoby napájecí jsou dány rozvojem elektrické trakce a elektrifikace na území ČR.

2.2.1. Vstupní filtr vozidla a trolej

Každé trakční vozidlo (trolejbusy, tramvaje, metra, EMU, lokomotivy) má na stejnosměrné trolejové síti vstupní LC filtr. Vstupní filtr vozidla se skládá z pravidla ze vstupní indukčnosti a akumulací kapacity. Jako celek je toto označováno jako „vstupní LC filtr“. Tyto filtry mohou být proudového typu, jako zdroj konstantního proudu pro proudový

střídač a pulzní měnič nebo napět'ového typu, jako zdroj konstantního napětí pro napět'ový střídač.

Vstupní filtr má několik základních vlastností a funkcí.

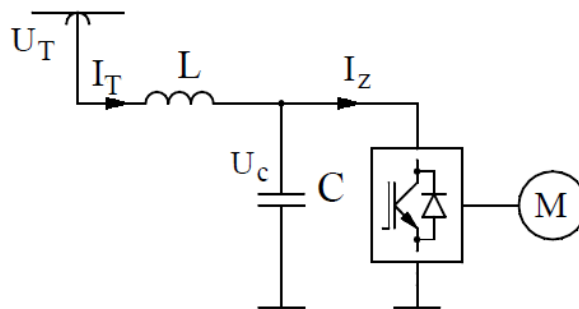
Funkce vstupního LC filtru:

- Stabilizuje napětí na vstupu do střídače (vytváří napět'ový zdroj)
- Tlumí proudové odběry z troleje (proudové špičky)
- Omezuje odebírané harmonické ze sítě
- Omezuje vliv kolísání indukčnosti v napájení
- Omezuje přepětí na vstupu do střídače

Vlastnosti vstupního LC filtru:

- Nízký rezonanční kmitočet vstupního filtru
- Při skoku trolejového napětí kmitá na vlastním kmitočtu

Filtr vozidla je zdrojem napětí pro napět'ový střídač a má akumulaci funkci. Ta spočívá ve vyrovnávání napětí na filtru vozidla a tlumení proudových rázů odebíraných z trakční troleje.



Obr. 1: Vstupní LC filtr [8]

2.3. Skalární regulace asynchronního motoru

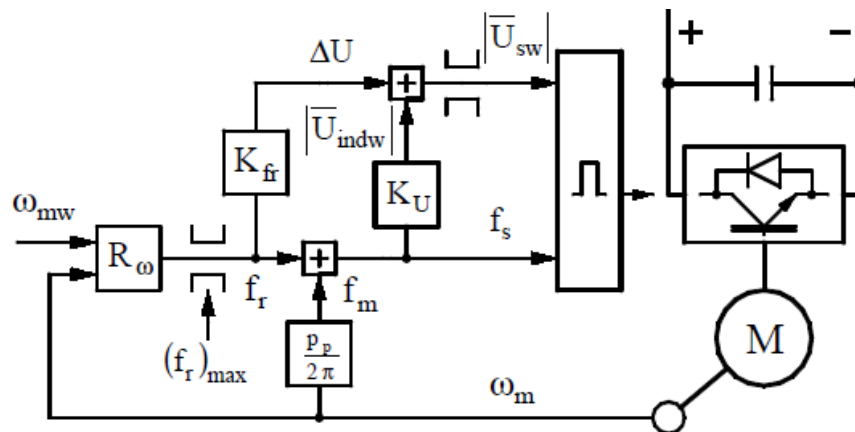
Pro trakční účely je využitelná skalární regulace s čidlem otáček, protože se již jedná o velmi kvalitní regulaci. Lze o ní říci, že se téměř vyrovná vektorové regulaci nebo přímé regulaci momentu, ale nemá dokonalé dynamické vlastnosti v oblasti nízkých otáček. Její hlavní nevýhodou je nutnost velmi přesného čidla otáček, které nám předává informace o aktuální mechanické rychlosti motoru, viz blokové schéma na *Obr. 2*.

V bloku K_U se z rovnice (1) spočítá přibližné indukované napětí ve stroji.

$$K_U = \frac{U_{(sN)ef} \cdot \sqrt{2}}{f_{sN}} \quad (1) [6]$$

V bloku K_{fr} se z rovnice (2) spočítá relativně přesně úbytek napětí na statorovém vinutí, který se sečte s přibližným indukovaným napětím. Tím se zpřesní výpočty pro regulaci a zlepší se dynamické vlastnosti pohonu. Zásahem bloku K_{fr} se zlepší odezva momentu i rychlost dosažení požadované hodnoty rychlosti. [5]

$$K_{fr} = \frac{U_{(sN)ef} \cdot \sqrt{2} \cdot R_s}{R_r \cdot f_{sN}} \quad (2) [6]$$

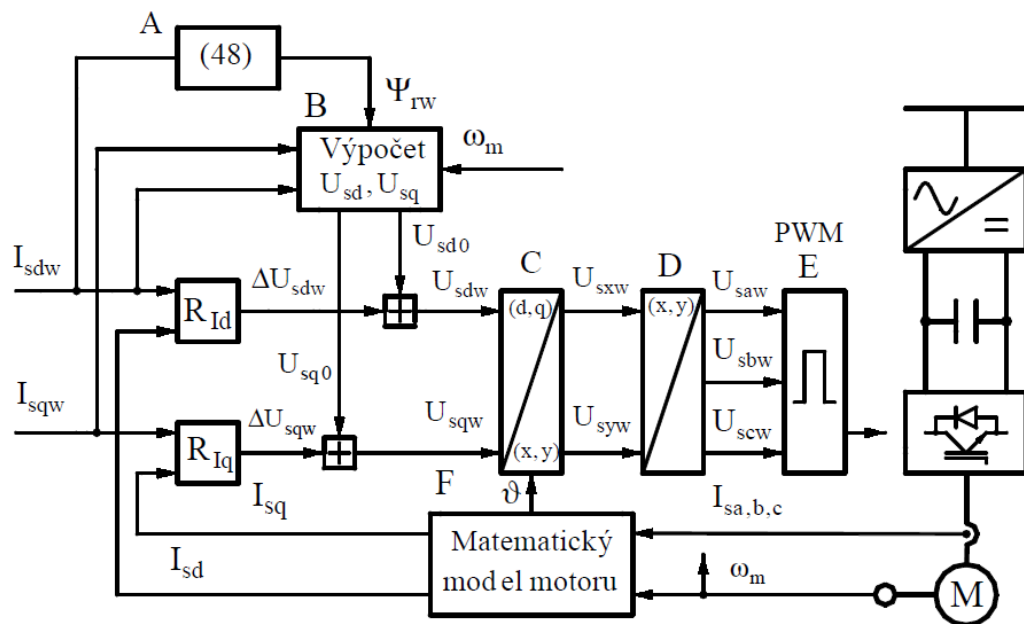


Obr. 2: Blokové schéma skalárního řízení asynchronního motoru s čidlem otáček [6]

2.4. Vektorové řízení

Vektorová regulace asynchronního motoru je zaměřena na regulaci magnetického toku a vnitřního elektromagnetického momentu. Tyto veličiny nejsou měřitelné, proto se pomocí zvoleného matematického modelu počítají z měřitelných veličin, jako jsou otáčky, proud a napětí statoru. Magnetický tok a vnitřní moment stroje je počítán z diferenciálních rovnic matematického modelu motoru. [7]

Při použití proudového matematického modelu motoru se měří statorové proudy (stačí znát dva proudy, třetí lze dopočítat) a otáčky. Z těchto veličin se dopočítají proudy I_{sd} a I_{sq} motoru, které se vyhodnocují v regulátorech R_{Id} a R_{Iq} se zadanými požadovanými I_{sdw} a I_{sqw} , jak je možné vidět na Obr. 3.



Obr. 3: Blokové schéma vektorového řízení s proudovým matematickým modelem[6]

V bloku A se z požadovaného I_{sdw} počítá z rovnice (3) požadované Ψ_{rw} .

$$\Psi_{rw} = I_{sdw} \cdot L_h \quad (3) [6]$$

V bloku B se počítají požadované složky napětí v souřadném systému rotorového toku d, q. Pro výpočet se využívají požadované hodnoty I_{sdw} a I_{sqw} .

$$U_{sd0} = R_s \cdot I_{sdw} - p_p \cdot \omega_m \cdot (L_{s\sigma} + L_{r\sigma}) \cdot I_{sq} \quad (4) [6]$$

$$U_{sq0} = R_s \cdot I_{sqw} + p_p \cdot \omega_m \cdot (L_{s\sigma} + L_{r\sigma}) \cdot I_{sd} + p_p \cdot \omega_m \cdot \Psi_{rw} \quad (5) [6]$$

Blok C přepočítává požadované hodnoty U_{sdw} a U_{sqw} ze souřadného systému rotorového toku do souřadného systému statorového toku.

$$U_{sxw} = \frac{U_{sdw} \cdot \Psi_{rx} - U_{sqw} \cdot \Psi_{ry}}{\Psi_r} \quad (6) [6]$$

$$U_{syw} = \frac{U_{sdw} \cdot \Psi_{ry} + U_{sqw} \cdot \Psi_{rx}}{\Psi_r} \quad (7) [6]$$

V bloku D se realizuje zpětná transformace ze souřadného systému statorového toku do 3f systému.

$$U_{saw} = U_{sxw} \quad (8) [6]$$

$$U_{sbw} = -\frac{1}{2}U_{sxw} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{syw} \quad (9) [6]$$

$$U_{scw} = -\frac{1}{2}U_{sxw} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{syw} \quad (10) [6]$$

V další literatuře se dají dohledat jiné varianty vektorového řízení, proudového i napěťového typu.

3. Model pohonu pro simulaci konduktivních proudů

Pro zjištění induktivních proudů byl sestaven skript pro simulaci pohonu ve výpočetním matematickém programu Matlab. Skript byl napsán pro dvě varianty řízení, pro skalární řízení s čidlem otáček a vektorové řízení, aby bylo možné porovnat vliv řízení na konduktivní proudy pohonu odebíraného ze vstupního filtru.

Výpočty vektorového řízení byly provedeny s kroky výpočtu $dt=10^{-6}s$ a $dt=10^{-7}s$ a u skalárního řízení byly realizovány s kroky $dt=10^{-7}s$ a $dt=10^{-8}s$. Tyto kroky výpočtu se zvolily proto, aby se mohlo posoudit, zda má krok výpočtu vliv na přesnost a obsah harmonických ve výstupních veličinách střídače. Vypočtená data se ukládala se vzorkovací frekvencí $f_{vz}=10^6$ Hz.

Vypočtený proud I_z byl filtrován pomocí anti-aliasing filtru se zlomovou frekvencí 40 kHz s útlumem 60 dB/dek, aby se odfiltroval šum způsobený krátkým krokem výpočtu

3.1. Parametry motoru

Pro potřeby simulace byl vybrán motor z trolejbusu ŠKODA Tr21AC. Jedná se o trolejbus výroby ŠKODA, ve kterém byl použit trakční pohon s asynchronním motorem.

$P_N = 120$ [kW]	$R_s = 0,015$ [Ω]	$R_r = 0,0082$ [Ω]
$M_N = 780$ [N.m]	$L_{s\sigma} = 0,1786$ [mH]	$L_{r\sigma} = 0,139$ [mH]
$n_N = 1470$ [ot/min]	$L_\sigma = 0,3176$ [mH]	$L_h = 3,75$ [mH]
$U_{sN} = 296$ [V]	(sdružené napětí)	

3.1.1. Matematický model motoru

Pro simulaci byl využit proudový matematický model. Nebyla využita rovnice pro výpočet ω_m , protože simulace se provádí při $\omega_m = \text{konst.}$

$$\frac{di_{sx}}{dt} = -\alpha \cdot i_{sx} + \beta \cdot \Psi_{rx} + \gamma \cdot \omega_m \cdot \Psi_{ry} + \delta \cdot u_{sx} \quad (11) \quad [6]$$

$$\frac{di_{sy}}{dt} = -\alpha \cdot i_{sy} + \beta \cdot \Psi_{ry} - \gamma \cdot \omega_m \cdot \Psi_{rx} + \delta \cdot u_{sy} \quad (12) \quad [6]$$

$$\frac{d\Psi_{rx}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sx} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{rx} - p_p \cdot \omega_m \cdot \Psi_{ry} \quad (13) \quad [6]$$

$$\frac{d\Psi_{ry}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sy} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{ry} + p_p \cdot \omega_m \cdot \Psi_{rx} \quad (14) \quad [6]$$

Konstatnty matematického motoru vycházející z parametrů motoru:

$$\lambda = L_{s\sigma} + L_{r\sigma} \cdot \frac{L_h}{L_r} = 0,043 \quad (15) \quad [6]$$

$$\alpha = \frac{R_s + R_r \frac{L_h^2}{L_r^2}}{\lambda} = 3,70 \quad (16) \quad [6]$$

$$\beta = \frac{R_r \frac{L_h}{L_r^2}}{\lambda} = 0,0477 \quad (17) \quad [6]$$

$$\gamma = \frac{L_h}{L_r} p_p = 45,30 \quad (18) \quad [6]$$

$$\delta = \frac{1}{\lambda} = 23,49 \quad (19) \quad [6]$$

3.2. Parametry vstupního filtru vozidla

Pro potřeby simulace je vstupní filtr připojen přímo k troleji bez vstupního měniče, který se u moderních trolejbusů používá pro správnou polarizaci filtru. U mnoha případů nelze zajistit správnou polaritu troleje u trolejbusových i tramvajových drah. Z toho důvodu se u moderních trakčních výzbrojí používá vstupní čtyř-kvadrantový měnič, který vhodným řízením zajišťuje správnou polaritu vstupního filtru.

Pro simulaci byly použity parametry vstupního filtru z trolejbusu ŠKODA Tr21AC. Parametry vstupního filtru mají tyto hodnoty:

$$L_f = 1 \text{ [mH]} \quad R_f = 10 \text{ [m}\Omega\text{]}$$

$$C_f = 8 \text{ [mF]}$$

Rezonanční frekvence nezatíženého vstupního LC filtru je:

$$f_{\text{rez}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_f \cdot C_f}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^{-3}}} = 56,3 \text{ Hz} \quad (20)$$

3.2.1. Matematický popis vstupního filtru

Vstupní LC filtr vozidla je popsán těmito diferenciálními rovnicemi a jsou využity v simulaci pro zjištění proudu odebíraného z troleje. V simulaci jsou tyto diferenciální rovnice počítány Eulerovou metodou.

$$u_t(t) = R \cdot i_t(t) + L_f \cdot \frac{di_t(t)}{dt} + u_c(t) \quad (21)$$

$$\frac{di_t(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (u_t(t) - R \cdot i_t(t) - u_c(t)) \quad (22)$$

$$i_t(t) = C_f \frac{du_c(t)}{dt} + i_z(t) \quad (23)$$

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_t(t) - i_z(t)] \quad (24)$$

3.3. Parametry střídače

Střídač simulovaného pohonu je osazen IGBT tranzistory a je modulován PWM modulací. Parametry trakčního střídače simulovaného pohonu jsou:

- $f_{pwm} = 2 \text{ kHz}$
- $t_q = 8 \text{ } \mu\text{s}$ (mrtvé časy mezi sepnutími)

Ideální napěťový střídač nemá mrtvé časy mezi přepnutími horního a dolního prvku v jedné větvi (fázi). Reálný napěťový střídač má mezi přepnutími prvků v jedné větvi mrtvý čas, který zajistí, aby nedošlo ke zkratování kondenzátoru vstupního LC filtru u vozidla stejnosměrné trakce nebo stejnosměrného meziobvodu u střídavé trakce.

Tyto mrtvé časy, mezi přepnutími prvků mají vliv na obsah harmonických ve výstupním napětí střídače, proudu statoru i proudu odebíraného z LC filtru.

3.3.1. Matematický model střídače

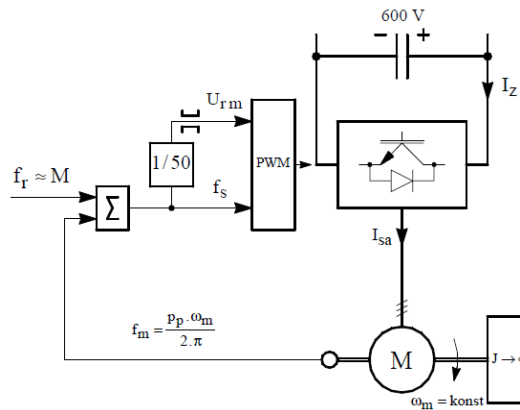
$$U_{sa} = \frac{2 \cdot U_{10} - U_{20} - U_{30}}{3} \quad (25) \quad [6]$$

$$U_{sb} = \frac{2 \cdot U_{20} - U_{10} - U_{30}}{3}$$

$$U_{sc} = \frac{2 \cdot U_{30} - U_{10} - U_{20}}{3}$$

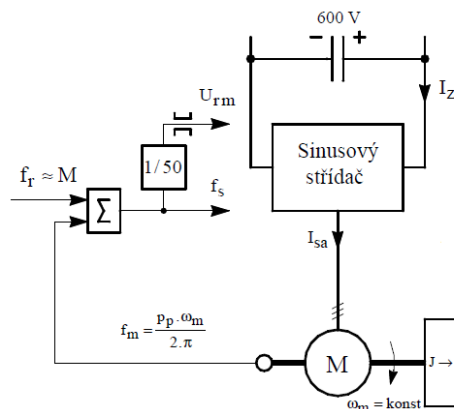
4. Simulace trakčního pohonu se skalárním řízením

Pro simulaci trakčního pohonu se skalárním řízením je využito schéma idealizovaného trakčního pohonu se skalárním řízením *Obr. 4*.



Obr. 4: Idealizovaný trakční pohon se skalárním řízením[8]

Simulace trakčního pohonu se skalárním řízením byla realizována pomocí dvou skriptů. První byl nadřazený, inicializoval systém, potřebné proměnné a spouštěl druhý skript, který realizoval skalární řízení a ukládal výstupní data do vytvořeného vektoru. Po skončení výpočtů pro statorovou frekvenci byla data uložena nadřazeným skriptem na disk pro další analyzování. Důležitý je správný běh prvního skriptu, během kterého se opakovaně spouští podřazený skript, který provádí výpočty skalárního řízení pro požadovanou frekvenci.



Obr. 5: Idealizovaný trakční pohon se skalárním řízením a sinusovým střídačem [8]

Pro zjištění požadovaných proudů I_{sdw} a I_{sqw} pro vektorové řízení je využito obdobné schéma. Je zde však místo střídače s PWM modulací využito sinusového střídače, jak je vidět na *Obr. 5*. Když byl pohon v ustáleném stavu, byly zjištěny požadované proudy I_{sdw} a I_{sqw} pro každou statorovou frekvenci.

5. Simulace trakčního pohonu s vektorovým řízením

Simulace vektorového řízení je v této práci realizována dle blokového schéma na *Obr. 3*. Samotná simulace vektorového řízení je tvořena pomocí dvou skriptů. První skript je nadřazený druhému, který řeší vektorové řízení.

Nadřazený skript pro vektorové řízení inicializuje celý systém a potřebné proměnné pro simulaci. Pro výpočty VŘ v podřazeném skriptu se získávají požadované proudy I_{sdw} a I_{sqw} z vektoru, který se vytváří spuštěním nadřazeného skriptu. Po dokončení běhu druhého skriptu dojde k uložení dat na disk počítače, do předem nadefinovaného názvu. Lze tedy snadno analyzovat potřebná data uložená ve vektoru, který je definován na začátku nadřazeného skriptu.

Simulace trakčního pohonu byly experimentálně provedeny s dvěma kroky výpočtu $dt=10^{-6}s$ a $dt=10^{-7}s$. Zjišťovalo se, zda má krok výpočtu vliv na přesnost a obsah harmonických ve výstupních hodnotách střídače.

Pro výpočty matematického modelu motoru byly v simulaci trakčního pohonu také provedeny experimenty s dvěma metodami výpočtu. Dvě metody byly zvoleny proto, aby se dalo zjistit, zda má vliv na přesnost výpočtu i metoda, která počítá matematický model motoru. Pro výpočty byly zvoleny tyto dvě metody:

- 1) Eulerova metoda – Jednokroková metoda pro řešení diferenciálních rovnic.
- 2) Adams-Bashforth 4. Řádu – Vícekroková metoda pro řešení diferenciálních rovnic, která pro výpočet nového stavu využívá hodnot předchozích stavů. Je náročnější na výpočetní výkon, ale je přesnější než Eulerova jednokroková metoda.

Simulace s krokem $dt=10^{-7}s$ byly provedeny pro různé nastavení zesílení regulátorů R_{Id} a R_{Iq} . Pro nastavení byly zvoleny tři hodnoty, na kterých se pozorovalo jejich chování a vliv na regulaci pohonu a obsah harmonických.

Simulace s krokem $dt=10^{-6}s$ byla provedena pro zesílení regulátorů $K_{rId}=0,2$ a $K_{rIq}=0,2$ a s lepší metodou integrace.

5.1. Regulátory R_{Id} a R_{Iq} ve vektorovém řízení

Regulátory R_{Id} a R_{Iq} vyhodnocují zadané proudy I_{sdw} a I_{sqw} a proudy získané z matematického modelu motoru I_{sd} a I_{sq} přepočítané z měřených proudů tekoucích do statoru. V praxi se měří dva proudy a třetí se dopočítává, protože v μP lze měřit, resp. realizovat, současně dva převody v A/D převodníku. Tím získáme hodnotu dvou proudů ve stejném okamžiku a reálná regulace se dopouští pouze chyby, která vzniká v A/D převodníku a během výpočtů.

V A/D převodnicích může docházet k chybám jednak kvantizace, nebo vlivem offsetu převodníku. Offset může způsobit chybné vyhodnocení měřených proudů, a proto může v matematickém modelu dojít ke špatnému vyhodnocování proudů. Toto zhoršené vyhodnocení zanáší do regulace nepřesnosti a projeví se to vyšším obsahem harmonických ve výstupních veličinách střídače.

Bloky A a B mohou vyhodnocovat:

- 1) Zadané proudy I_{sdw} a I_{sqw}
- 2) Skutečné proudy I_{sd} a I_{sq} , které byly vyhodnocené matematickým modelem motoru.

Při využití vstupů I_{sdw} a I_{sqw} je blok B chápán jako pomocník regulátorů. Tato možnost vyhodnocování zajistí dostatečně přesný výpočet složek napětí a nezpůsobuje žádné komplikace. [6]

Využití vstupů I_{sd} a I_{sq} zavádí do regulace další zpětné vazby a to může negativně ovlivňovat dynamické vlastnosti regulovaného systému. Vylepšení je možné provést zapojením filtrů do zpětných vazeb I_{sd} a I_{sq} . [6]

Zesílení regulátorů R_{Id} a R_{Iq} má vliv na průběh přechodových dějů i na dynamické vlastnosti pohonu. Pohon s popisovaným řízením na *Obr. 3* je stabilní i při velkých zesíleních regulátorů. Velké zesílení regulátorů může mít vliv na zvlnění signálů U_{saw} , U_{sbw} , U_{scw} , během kterého bude docházet k náhodnému spínání tranzistorů ve střídači. Tento vliv lze odstranit také zapojením filtrů do zpětné vazby z matematického modelu (filtrace I_{sd} a I_{sq}), ale zhorší se tím dynamika pohonu. [6]

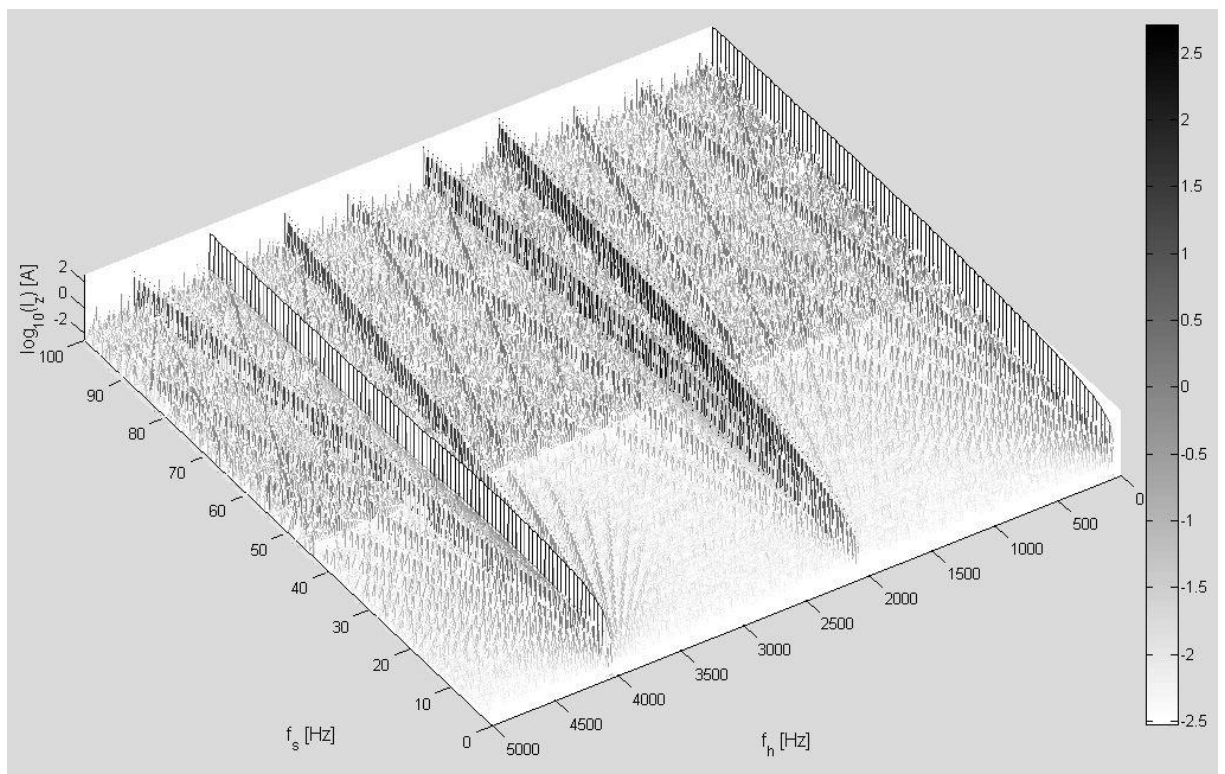
6. Vyhodnocení dat ze simulací se skalárním řízením

Simulace byla provedena s dvěma kroky $dt=10^{-7}$ s a $dt=10^{-8}$ s, aby se mohlo porovnat, zda má vliv krok výpočtu na obsah harmonických a přesnost výpočtů. Simulace s krokem $dt=10^{-7}$ s byla provedena pro statorovou frekvenci od 0 do 100 Hz a s krokem 10^{-8} s byla provedena pro statorovou frekvenci pouze od 0 do 50 Hz. Harmonická analýza získaných průběhů proudu I_z byla provedena pro frekvence od 0 Hz do 5 kHz. Pro výpočet harmonické analýzy byla zvolena délka okna $T=1$ s a vzorkovací frekvence pro ukládání dat $f_{vz}=1$ MHz.

Pro anti-aliasing filtr byly zvoleny následující parametry

- Zlomová frekvence $f=40$ kHz
- Útlum 60 dB/dek

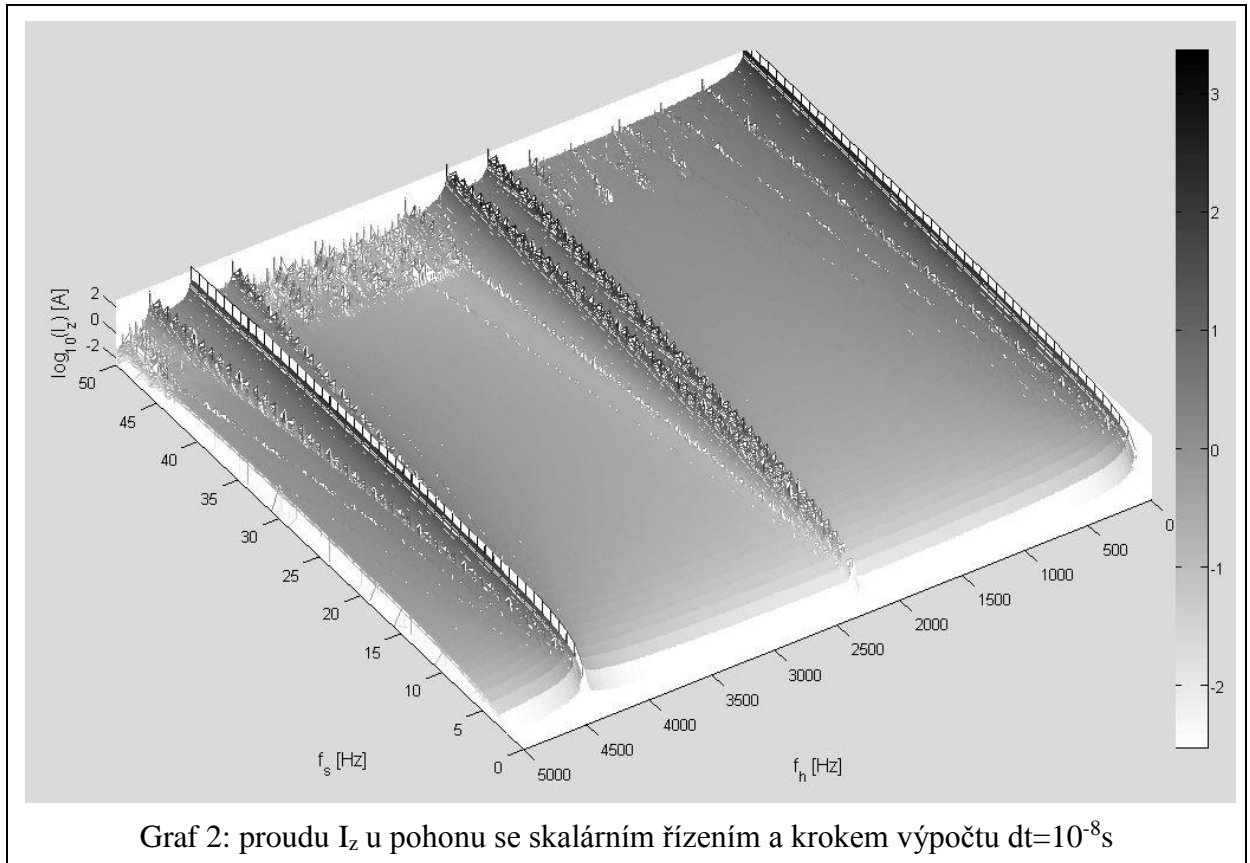
Parametry pro výpočet harmonické analýzy a anti-aliasing filtru jsou stejné i pro simulace s vektorovým řízením.



Graf 1: Spektrum proudu I_z u pohonu se skalárním řízením a krokem výpočtu $dt=10^{-7}$ s

Na *grafu 1* lze vidět, že v oblasti $f_n=0$ Hz je stejnosměrná složka proudu I_z , která je odebírána z kondenzátoru filtru a lze vidět výraznou složku $f \sim 0+9 \cdot f_s$ a $f \sim 0 \pm 15 \cdot f_s$. V oblasti spínací frekvence $f_{pwm}=2$ kHz je patrné, že je potlačené spektrum od spínací frekvence a

můžeme pozorovat výrazné spektrum vycházející od statorové frekvence $f_h \sim f_{pwm} \pm 3 \cdot f_s$, $f_h \sim f_{pwm} \pm 9 \cdot f_s$ a $f_h \sim f_{pwm} \pm 15 \cdot f_s$. V oblasti $f \sim 2 \cdot f_{pwm}$ můžeme zaznamenat podobné zobrazení jako u předchozího případu $f_h \sim f_{pwm} \pm 6 \cdot f_s$, $f_h \sim f_{pwm} \pm 12 \cdot f_s$ a $f_h \sim f_{pwm} \pm 18 \cdot f_s$ s doplněním o výraznou složku vycházející ze spínací frekvence. Tyto spektrální čáry se vyskytují na všech spektrech proudu I_z u skalárního i vektorového řízení. Spektra proudu I_z se liší pouze v amplitudách harmonických.



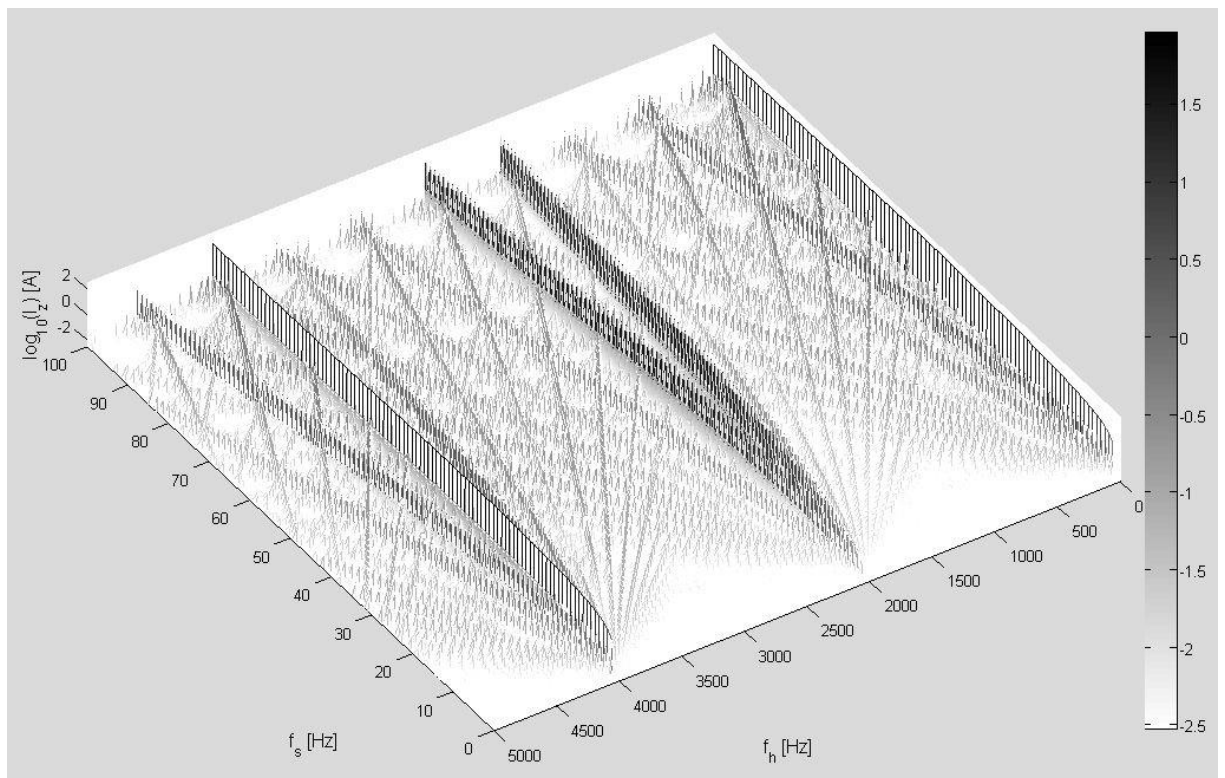
Na *grafu 2* lze vidět obdobné spektrum proudu I_z jako u předešlé simulace s krokem $dt=10^{-7}s$. Je však patrné, že kratší krok výpočtu zlepšil přesnost modelu i harmonických proudu I_z . Během simulace však došlo k mírnému znehodnocení dat, protože blok pro počítání pilového signálu nebyl dostatečně ošetřen a při krátkém kroku výpočtu $dt=10^{-8}s$ se zvýšila spínací frekvence z $f_{pwm}=2\text{kHz}$ na $f_{pwm}=2,2\text{kHz}$.

7. Vyhodnocení dat ze simulací s vektorovým řízením

7.1. Integrace modelu motoru Eulerovo metodou

Při řešení matematického modelu motoru Eulerovou metodou byl analyzován vliv napětí filtru na obsah harmonických proudů I_z . V jedné simulaci nebylo potřeba napětí na LC filtru počítat, protože bylo zadáno pevné napětí troleje 600 V. V druhé simulaci se pro vstupní LC filtr počítalo napětí filtru diferenciálními rovnicemi (22) a (24).

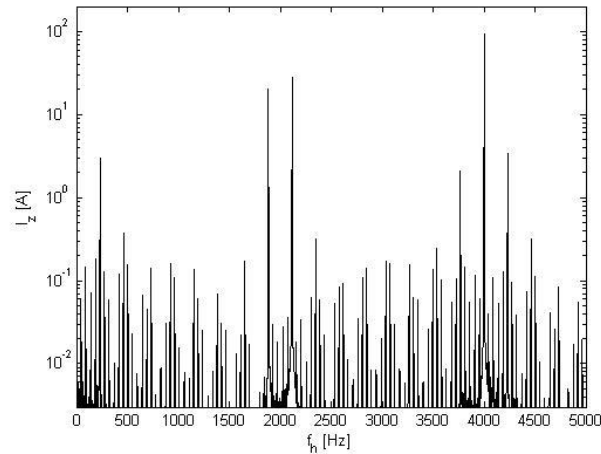
7.1.1. Spektrum I_z při $U_c = \text{konst}$



Graf 3: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,2[-]$, $U_c=\text{konst}$, $dt=10^{-7}\text{s}$

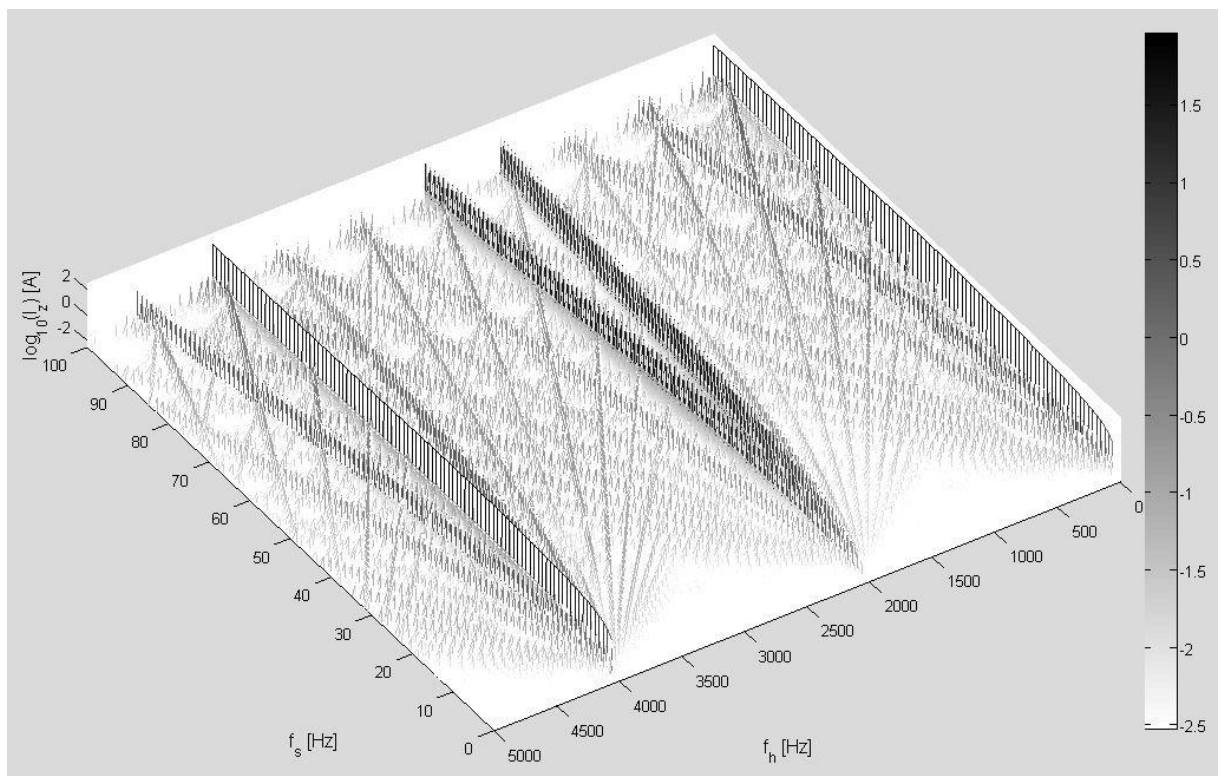
Na *grafu 3* je zobrazeno spektrum proudu z harmonické analýzy I_z pro statorovou frekvenci od 0 do 100 Hz a při $U_c=\text{konst}$. Napětí vstupního LC filtru se v modelu nepočítalo. Zesílení regulátorů bylo nastaveno na $K_r=0,2 [-]$. Můžeme zde vidět stejné rozložení spektrálních čar jako u skalárního řízení.

Na *grafu 4* lze vidět harmonickou analýzu odebíraného proudu I_z střídačem z LC filtru vozidla při konstantním napětí. Harmonická analýza je provedena pro $f_s=40$ Hz.



Graf 4: Harmonická analýza proudu I_z , $K_r=0,2$ [-], $U_c=\text{konst}$, $f_s=40$ Hz

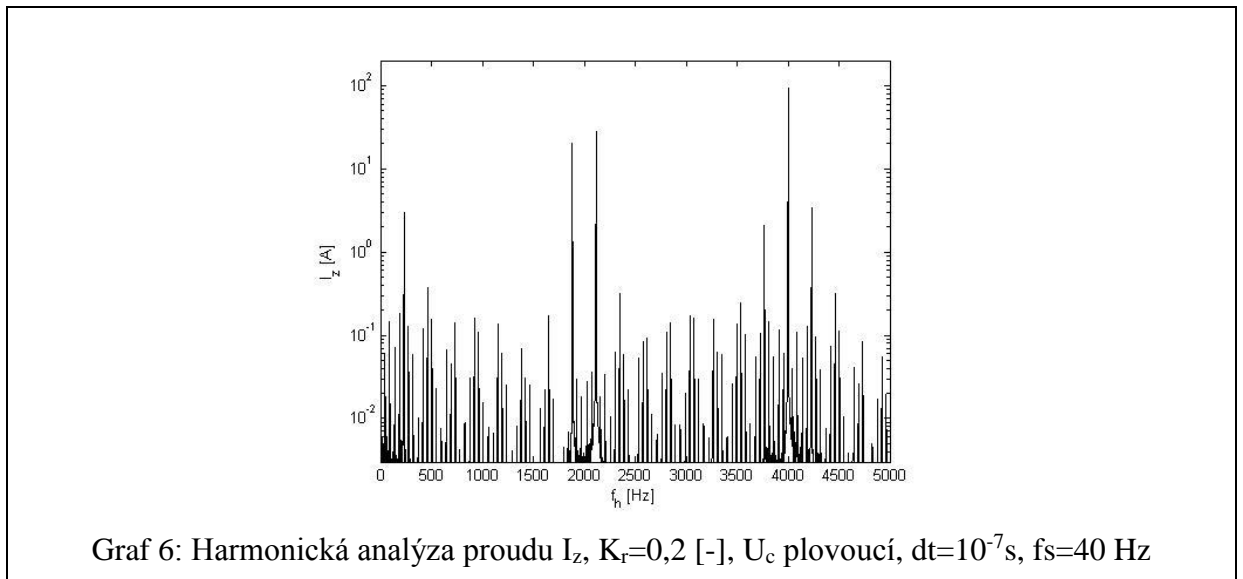
7.1.2. Spektrum I_z při plovoucím U_c



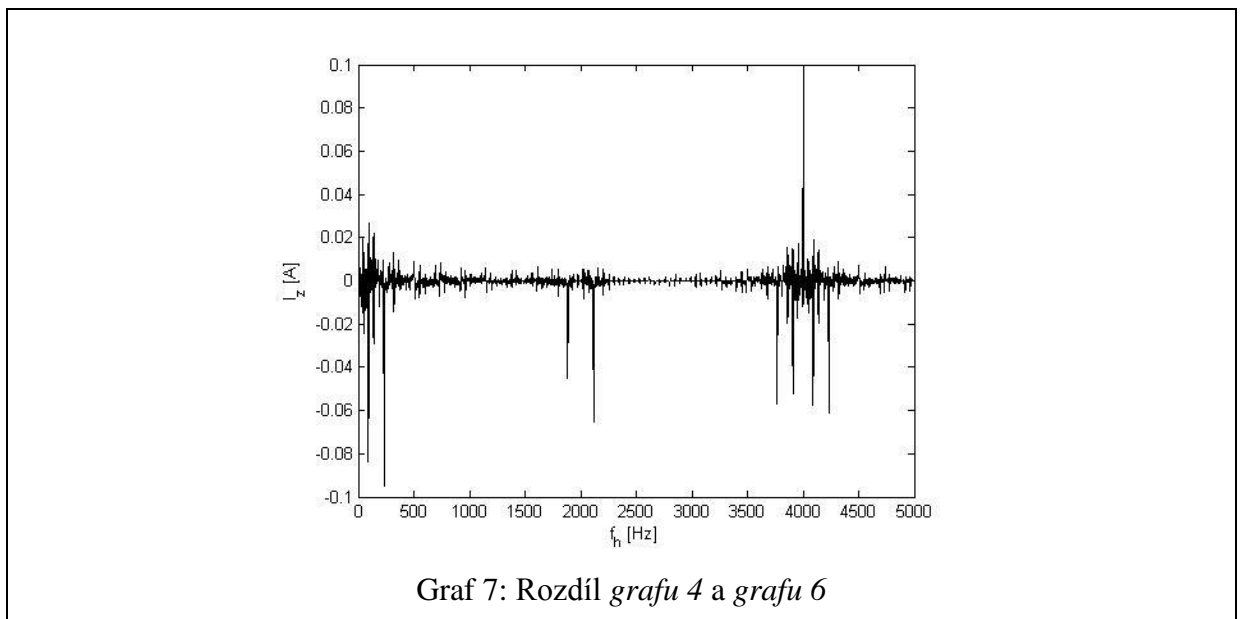
Graf 5: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,2$ [-], $U_c=\text{konst}$, $dt=10^{-7}$ s

Na *grafu 5* je zobrazeno spektrum proudu z harmonické analýzy proudu I_z pro statorovou frekvenci od 0 do 100 Hz a při plovoucím U_c . Napětí vstupního LC filtru se v modelu počítalo z rovnic (22) a (24) a zesílení regulátorů bylo nastaveno na $K_r=0,2$ [-].

Na *grafu 6* lze vidět harmonickou analýzu odebíraného proudu I_z střídačem z LC filtru vozidla při plovoucím napětí. Harmonická analýza je provedena pro $f_s=40$ Hz.



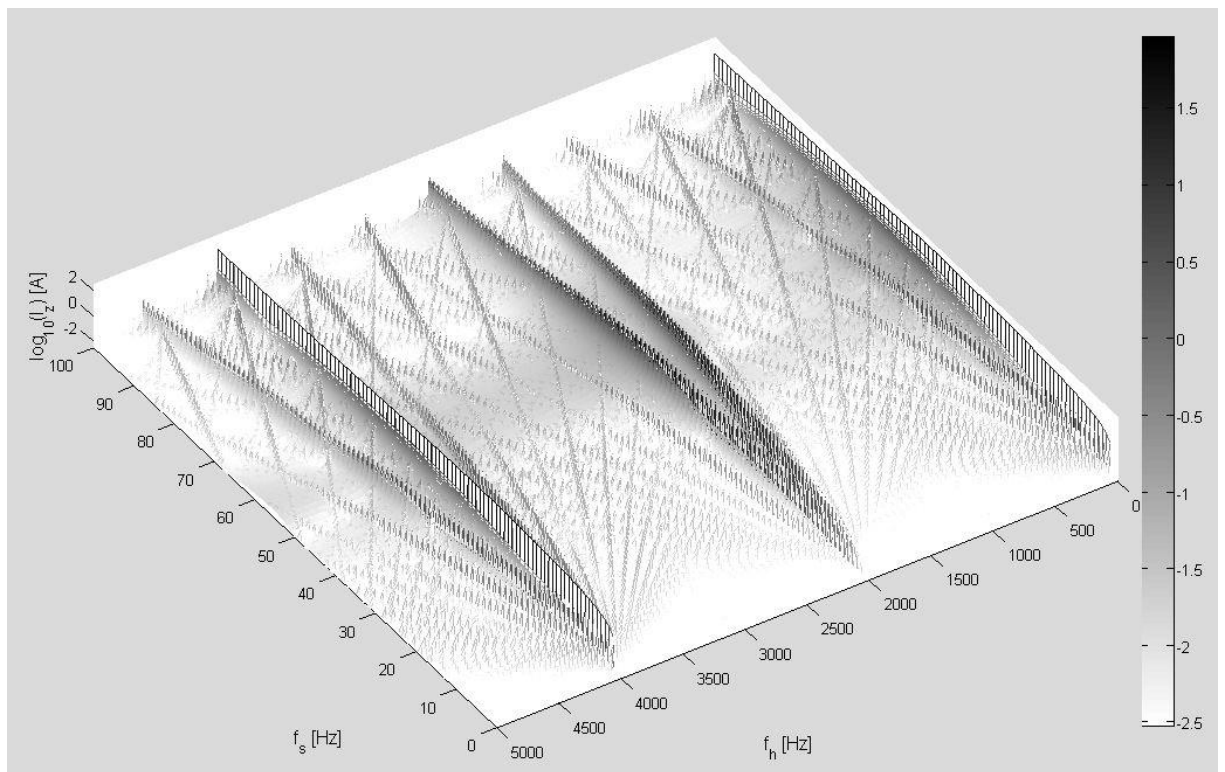
7.1.3. Porovnání výsledků $U_c=\text{konst}$ a plovoucí U_c



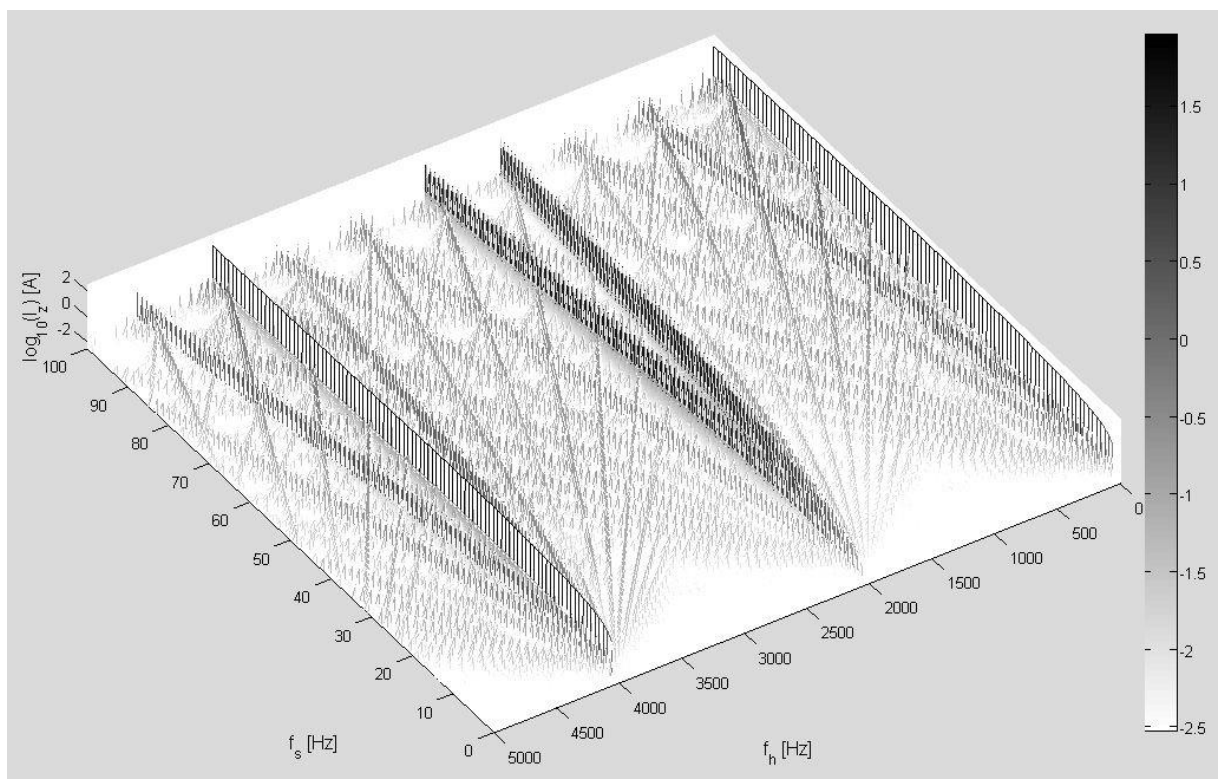
Na Graf 7 lze vidět porovnání *Graf 4* a *Graf 6*. Z *Graf 7* je patrné, že pevné a plovoucí napětí vstupního LC filtru nemá velký vliv a rozdíl amplitud harmonických proud I_z je minimální při rozdílném napětí filtru.

7.2. Vliv zesílení regulátorů

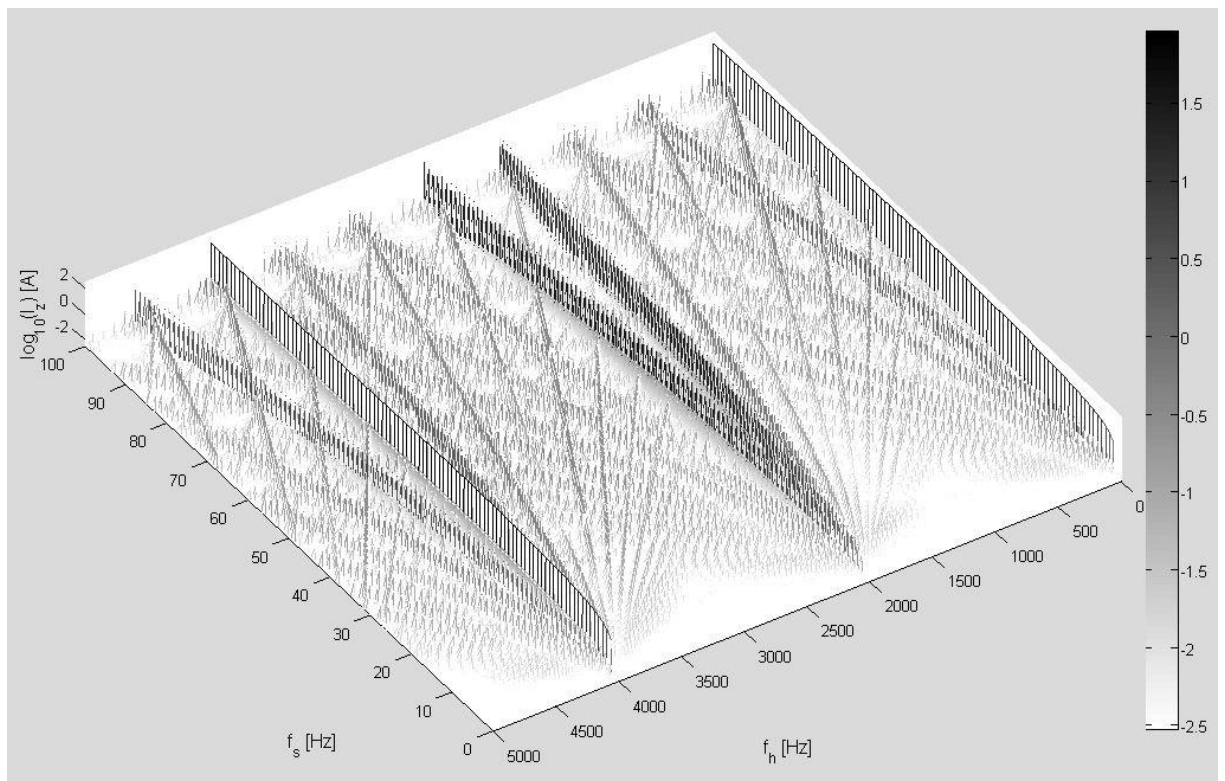
Na následujících třech grafech (*grafu 8, 9 a 10*) lze vidět vliv zesílení regulátorů na spektrum odebíraného proudu I_z , které je odebíráno střídačem ze vstupního filtru.



Graf 8: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,05[-]$, $U_c=plovoucí$, $dt=10^{-7}s$



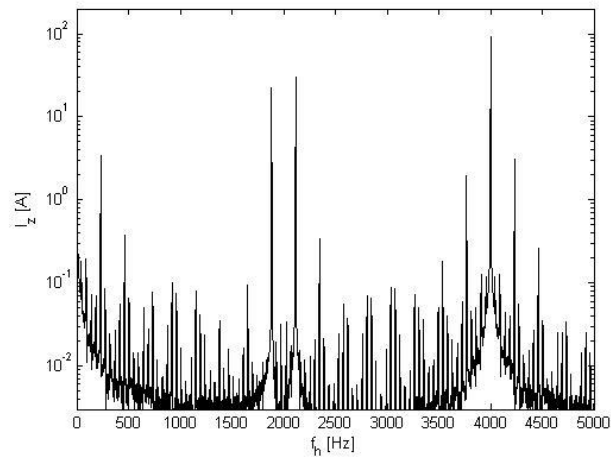
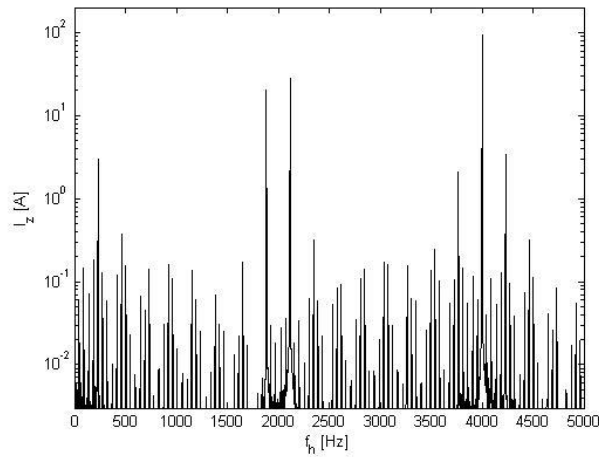
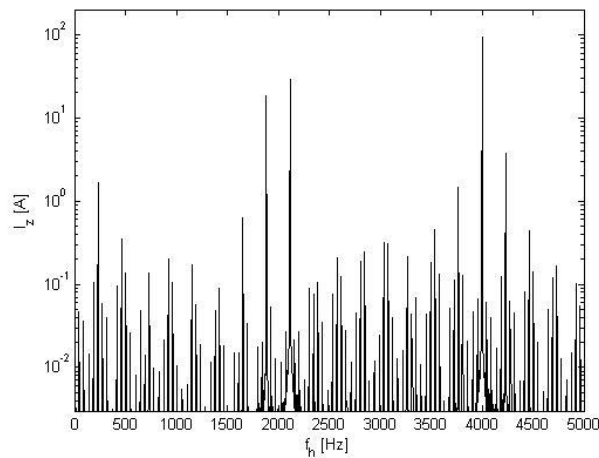
Graf 9: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,2[-]$, $U_c=plovoucí$, $dt=10^{-7}s$



Graf 10: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,8[-]$, $U_c=\text{plovoucí}$, $dt=10^{-7}\text{s}$

Na *grafu 11*, *grafu 12* a *grafu 13* můžeme porovnat vliv harmonických na různá zesílení regulátorů. Z *grafu 12* je navíc patrné, že nejlepší skladba harmonických je při nastavení zesílení regulátorů $K_r=0,2[-]$. Při zesílení regulátorů $K_r=0,05[-]$ dochází ke zvýšení harmonických v oblasti odbuzování motoru. U regulátorů se zesílením $K_r=0,8[-]$ však ke zvýšení harmonických v této oblasti nedochází.

V těchto případech je patrné, že lépe vychází obsah harmonických při zesílení $K_r=0,2[-]$ a $K_r=0,8[-]$. Při zesílení $K_r=0,05[-]$ je možné vidět, že má vhodný obsah harmonických pro chod motoru do jmenovité statorové frekvence, ale v režimu odbuzování dochází ke zvýšení harmonických, které jsou odebírány ze vstupního LC filtru.

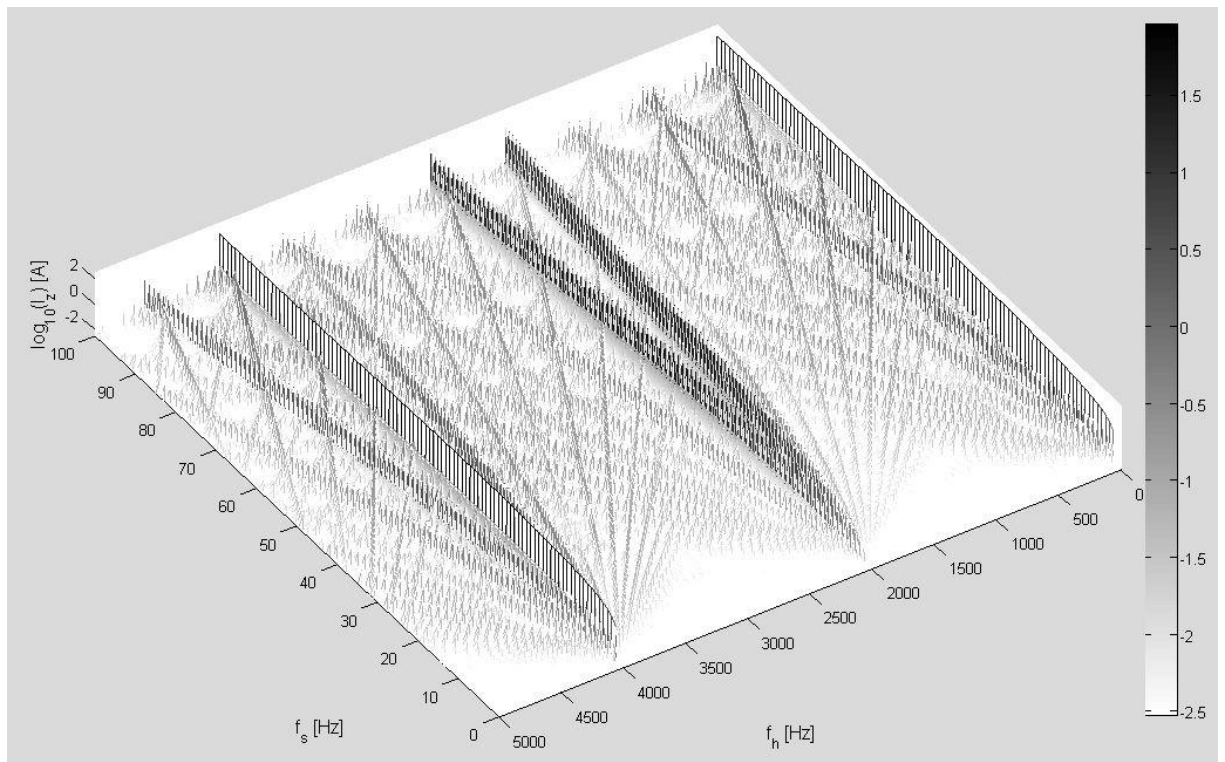
Graf 11: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,05$, $dt=10^{-7}s$, $f_m=39\text{Hz}$ Graf 12: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$, $dt=10^{-7}s$, $f_m=39\text{Hz}$ Graf 13: Harmonická analýza se proudu I_z zesílením regulátorů $K_r=0,8$, $dt=10^{-7}s$, $f_m=39\text{Hz}$

7.3. Integrace modelu motoru metodou Adams - Bashforth 4. Řádu

Matematický model motoru je počítán integrační metodou Adams-Bathforth 4. řádu. Simulace pohonu byla provedena pro dva případy:

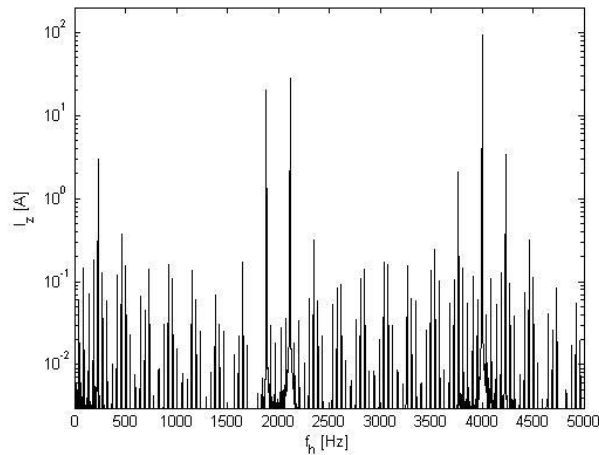
- 1) $U_c = \text{kont.}$
- 2) U_c plovoucí, $u_c(t)$ počítáno z diferenciálních rovnic (22) a (24)

7.3.1. Spektrum I_z při $U_c = \text{konst.}$



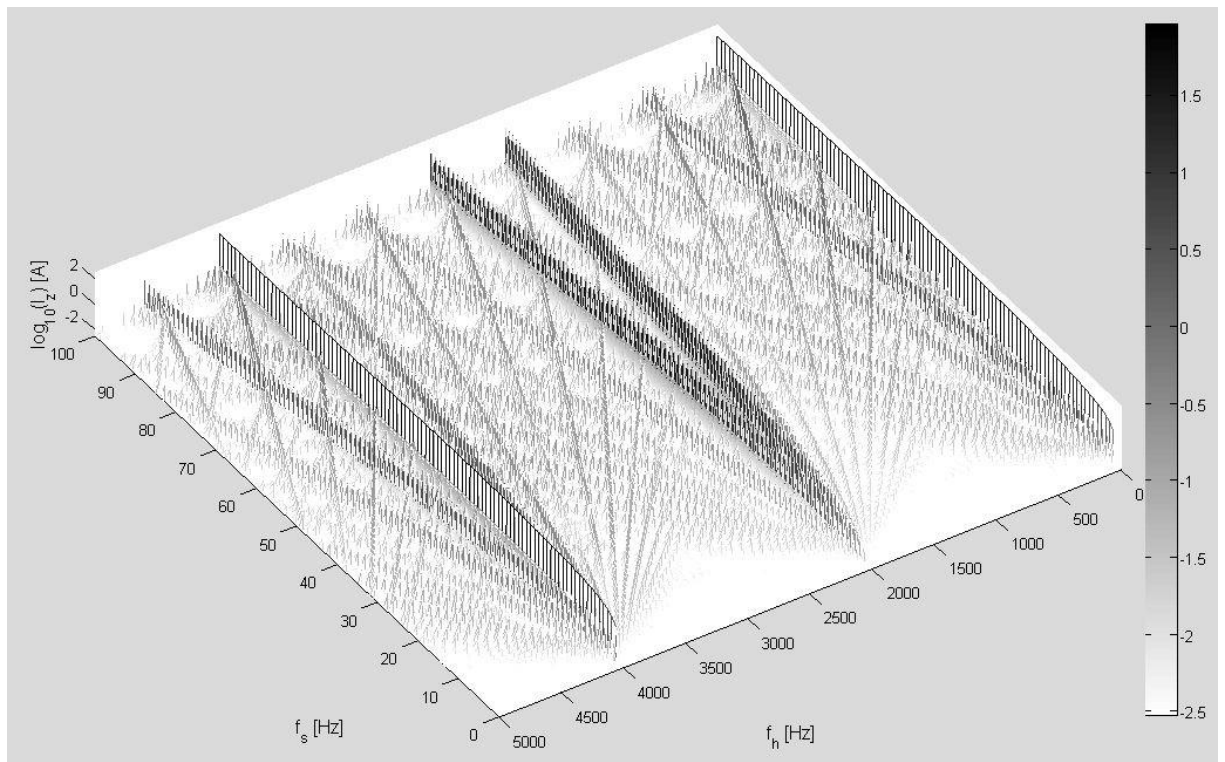
Graf 14: Spektrum proudu I_z s integrací Adams-Bashforth, $K_r=0,2 [-]$, $U_c = \text{konst.}$, $dt=10^{-6}s$

Na *grafu 14* je možné vidět spektrum proudu I_z při plovoucím napětí vstupního LC filtru. Spektrum proudu I_z bylo provedeno pro statorovou frekvenci od 0 do 100 Hz.



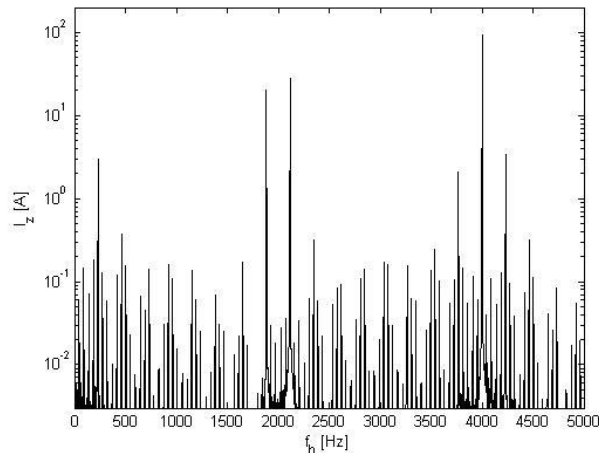
Graf 15: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$, $dt=10^{-6}s$, $f_m=39\text{Hz}$

7.3.2. Spektrum I_z při plovoucím U_c



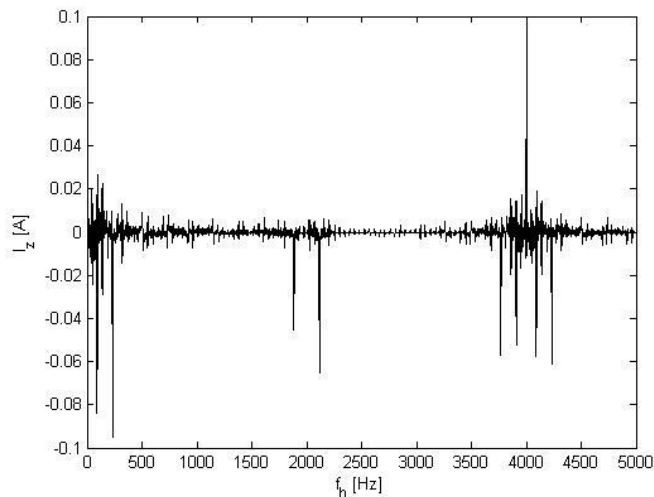
Graf 16: Spektrum proudu I_z s integrací Adams-Bashforth, u_c plovoucí, $dt=10^{-6}s$

Na *grafu 16* je možné vidět spektrum proudu I_z při plovoucím napětí vstupního LC filtru. Spektrum proudu I_z bylo provedeno pro statorovou frekvenci od 0 do 100 Hz.



Graf 17: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$, $dt=10^{-6}s$, $f_m=39Hz$

7.3.3. Vliv integrační metody Adams – Bathforth při $U_c=\text{konst.}$ a plovoucím U_c



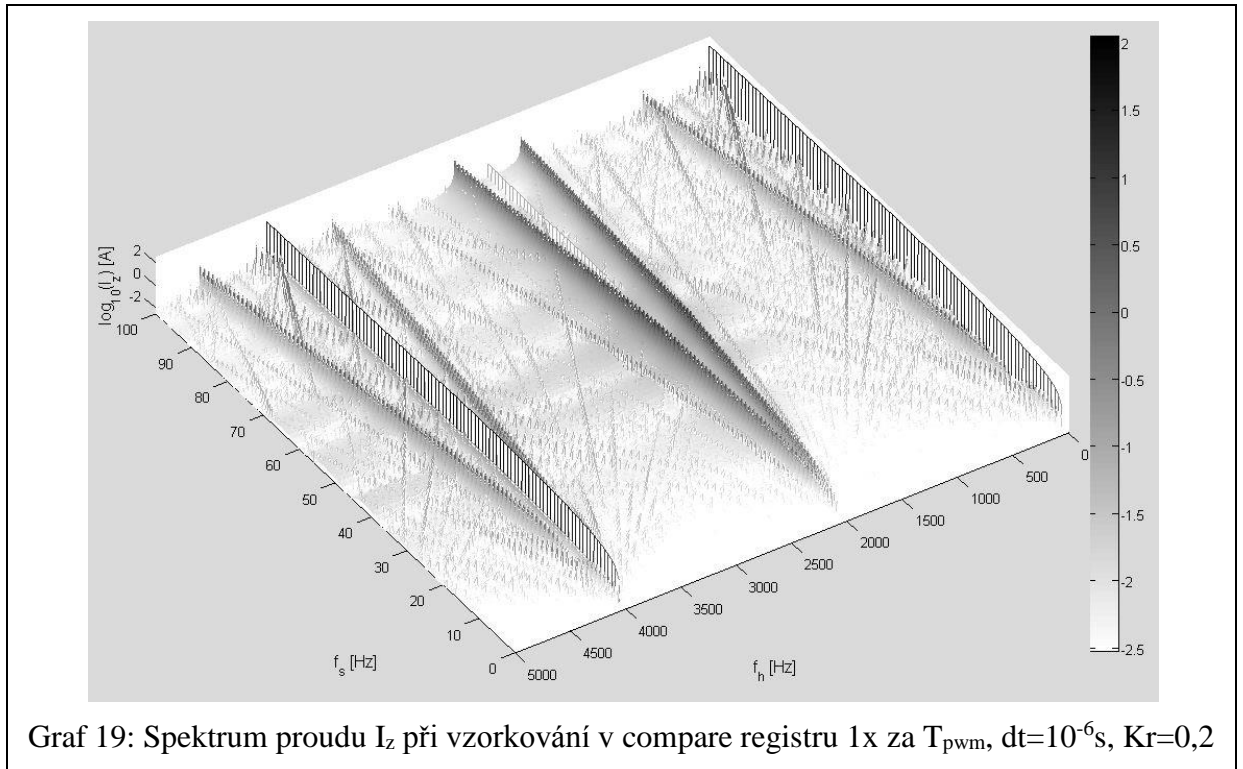
Graf 18: Rozdíl grafu 15 a grafu 17

Na grafu 18 lze vidět porovnání grafu 15 a grafu 17. Z Grafu je patrné, že pevné a plovoucí napětí vstupního LC filtru nemá velký vliv při lepší metodě a větším kroku. Rozdíl amplitud je minimální

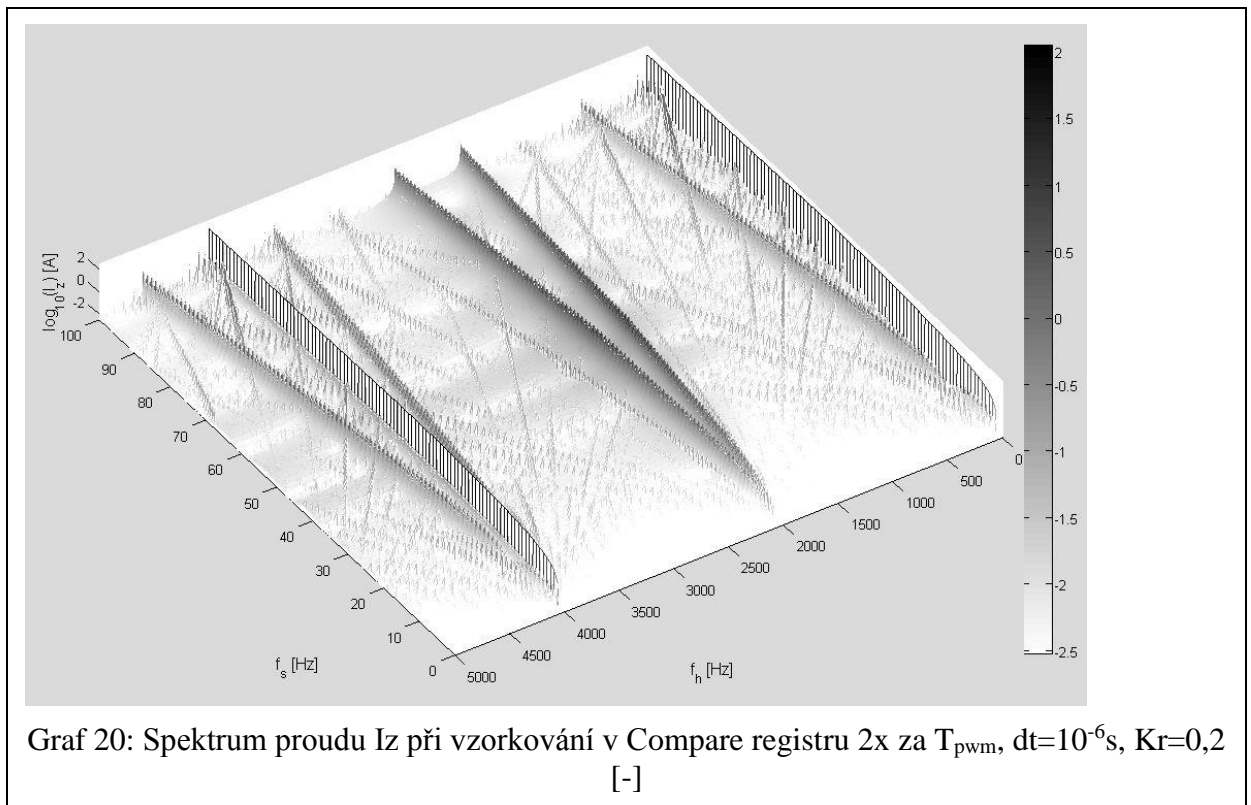
7.4. Reálný řídicí systém

Na rozdíl od analogových řídicích systémů, v mikroprocesorovém řídicím systému není možné reagovat na každou změnu okamžitě. Mikroprocesory vzorkují hodnoty jednou nebo dvakrát za periodu v Compare registru podle jeho výpočetních možností. Simulaci jsem provedl pro oba případy. Integrace modelu motoru byla provedena integrační metodou Adams-Bathforth 4. řádu.

7.4.1. Vzorkování 1x za T_{pwm}



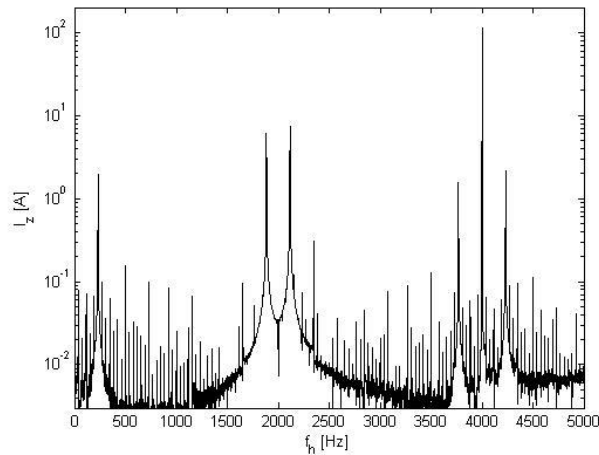
7.4.2. Vzorkování 2x za T_{pwm}



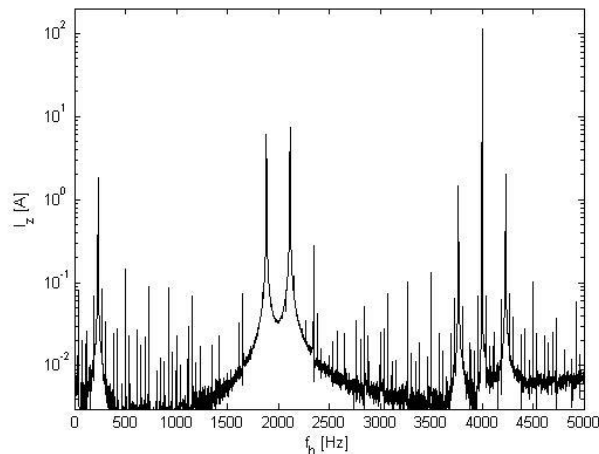
7.4.3. Porovnání vzorkování v Compare registru 1x a 2x za T_{pwm}

Na *grafu 19* a *grafu 20* Graf 20 je možné vidět spektrum harmonických pro statorovou frekvenci od 0 do 100 Hz. Z grafů je na první pohled patrné, že při vzorkování dvakrát za periodu T_{pwm} , vychází lépe obsah harmonických a jejich amplitudy.

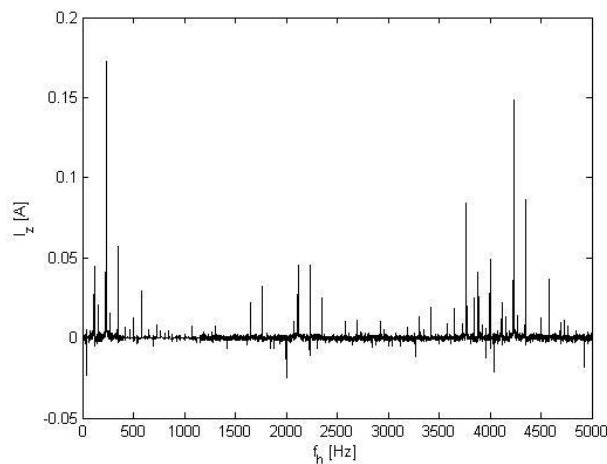
Na *grafu 21* a *grafu 22* je provedena harmonická analýza pro $f_m=39$ Hz. V *grafu 23* je možné vidět, vliv má vzorkování na obsah harmonických a z *grafu 23* lze vyvodit závěr, že vzorkování dvakrát za periodu T_{pwm} je výhodnější, protože amplitudy harmonických vycházejí menší, než při vzorkování jednou za T_{pwm} .



Graf 21: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$ [-], $dt=10^{-6}$ s, $f_m=39$ Hz, vzorkování signálu jedenkrát za T_{pwm}



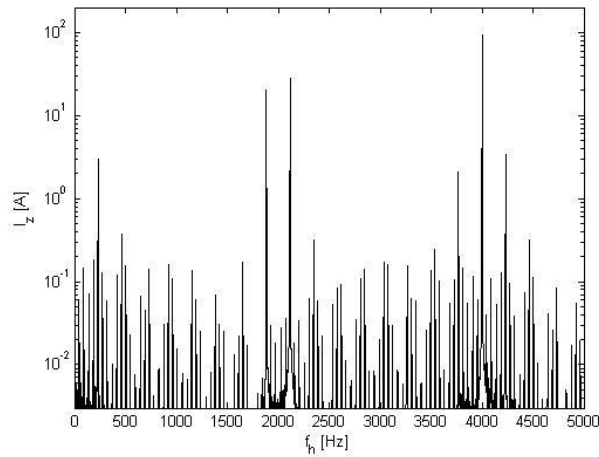
Graf 22: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$ [-], $dt=10^{-6}$ s, $f_m=39$ Hz, vzorkování signálu dvakrát za T_{pwm}



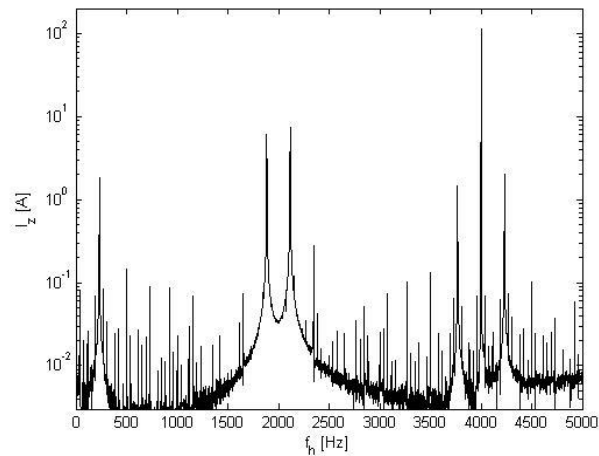
Graf 23: Rozdíl grafu 21 a grafu 22 se zesílením regulátorů $K_r=0,2$ [-], $f_m=39$ Hz

7.4.4. Vliv při vzorkování v každém kroku výpočtu a 2x za T_{pwm}

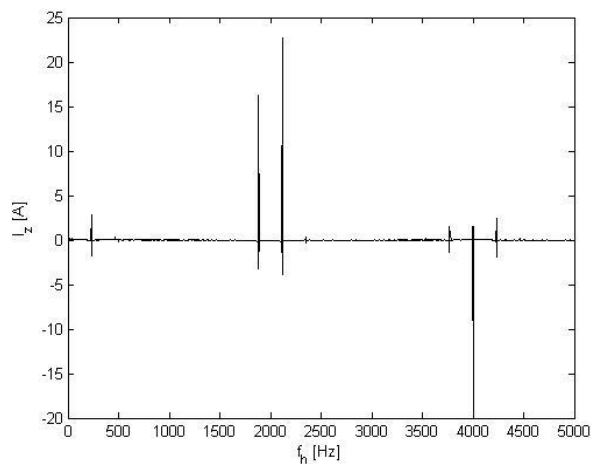
Na *grafu 24* a *grafu 25* můžeme vidět harmonickou analýzu proudu I_z odebíraného střídačem ze vstupního LC filtru vozidla. Na *grafu 24* je zobrazená harmonická analýza proudu I_z při vzorkování v každém kroku výpočtu. V *grafu 25* při vzorkování dvakrát za T_{pwm} . Vzorkování dvakrát za periodu T_{pwm} má v tomto případě vliv na obsah harmonických, jak můžeme pozorovat na *grafu 26*.



Graf 24: Harmonická analýza proudu I_z s integrační metodou Adams-Bashforth 4. Řádu, $K_r=0,2$ [-], $dt=10^{-6}s$, vzorkování každý krok výpočtu



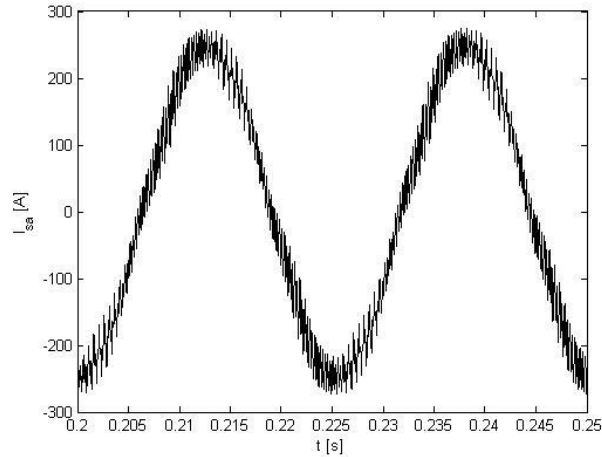
Graf 25: Harmonická analýza proudu I_z s integrační metodou Adams-Bashforth 4. Řádu, $K_r=0,2$ [-], $dt=10^{-6}s$, vzorkování 2x za T_{pwm}



Graf 26: Rozdíl grafu 24 a grafu 25

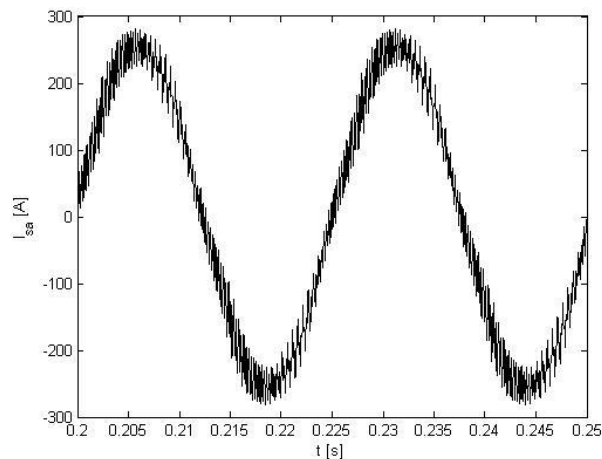
8. Porovnání výsledků ze skalárního a vektorového řízení

Při porovnání *Graf 1* a *Graf 8* můžeme říci, že vektorové řízení je lepší z hlediska obsahu harmonických v odebíraném proudu I_z z LC filtru vozidla.

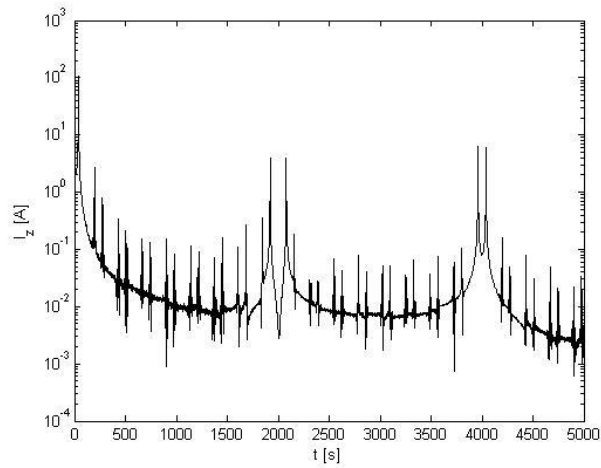


Graf 27: Průběh statorového proudu I_{sa} se skalárním řízením

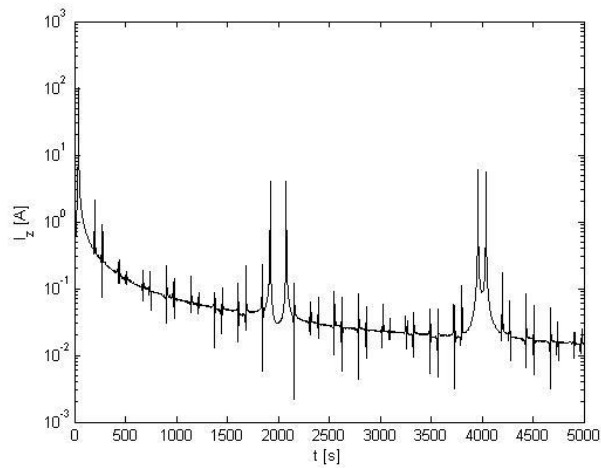
Na následujících obrázcích je vidět průběh statorového proudu I_{sa} se skalárním řízením (*graf 27*) a s vektorovým řízením (*graf 28*). Z těchto grafů lze pohledem vyvodit, že u skalárního řízení není statorový proud úplně sinusový. Při průchodu proudu nulou dochází k deformaci signálu.



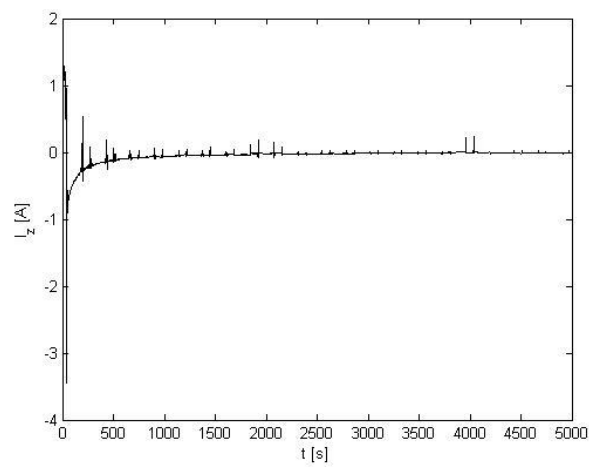
Graf 28: Průběh statorového proudu I_{sa} s vektorovým řízením



Graf 29: Harmonická analýza statorového proudu I_{sa} se skalárním řízením, $f_m=39$ Hz



Graf 30: Harmonická analýza statorového proudu I_{sa} s vektorovým řízením, $f_m=39$ Hz



Graf 31: Rozdíl grafu 29 a grafu 30

Při vektorovém řízení má výstupní proud střídače více sinusový průběh, než je tomu u řízení skalárního. Tyto rozdíly můžeme porovnat na *grafu 27* a *28*.

Dále na *grafech 29* a *30* máme harmonickou analýzu statorového proudu I_{sa} se skalárním a vektorovým řízením. Rozdíl mezi nimi pozorujeme na *grafu 31*. Rozdíl mezi nimi je zejména v nižších amplitudách harmonických u vektorového řízení.

Závěr

V průběhu zpracovávání práce jsem vyvodil ze získaných dat poznatky, které bych rád zrekapituloval. Mezi tyto získané poznatky patří:

- 1) Vliv napětí filtru na obsah harmonických v proudu I_z
- 2) Vliv zesílení regulátorů na obsah harmonických v proudu I_z
- 3) Vliv metody výpočtu matematického modelu na obsah harmonických v proudu I_z
- 4) Vliv vzorkování na obsah harmonických v proudu I_z

Vliv napětí LC filtru nemá velký vliv na obsah harmonických a velikost jejich amplitud v proudu I_z . Důkaz tohoto závěru lze vidět v *grafu 7* a *18*. V *grafu 7* byl matematický model motoru řešen Eulerovou metodou a v *grafu 18* metodou Adams-Beshforth 4. řádu.

Nastavení zesílení regulátorů má nepatrný vliv na obsah harmonických v proudu I_z . Větší vliv má zesílení regulátorů na chování pohonu v ustáleném stavu a v přechodových dějích. Tato práce se vlivem zesílení regulátorů na dynamiku přechodových dějů přímo nezabývá. Dá se však z mých poznatků vyvodit, že pohon bude stabilní v ustálených stavech i přechodových dějích pro rozsah zesílení $K_r=(0,1\div 0,8)$. Při větších zesíleních regulátorů může docházet k nepravidelnému spínání tranzistorů vlivem velkého zvlnění signálů U_{saw} , U_{sbw} a U_{scw} . V simulacích docházelo při $K_r=0,05$ k nestabilitě v oblasti při začátku odbuzování motoru.

Vliv výpočtu matematického modelu má, dle mých výsledků vliv v případě, že se počítá s velkým krokem. Při stejném kroku výpočtu nemá lepší metoda vliv.

Počet vzorkování za periodu T_{pwm} má vliv na obsah harmonických v odebíraném proud ze vstupního filtru. Obsah harmonických vychází lépe u dvou zásahů do řízení za jednu periodu T_{pwm} . Při vzorkování dvakrát za periodu T_{pwm} dochází ke vzorkování vždy, když pila dosáhne maximální i minimální hodnoty. U vzorkování jednou za T_{pwm} dochází k zásahu do řízení pouze jednou za T_{pwm} . K zásahu v tomto případě dojde pouze v maximální nebo minimální hodnotě pily.

9. Literatura

- [1] Jiří Danzer, Elektrická trakce I., Plzeň, 2000
- [2] Jiří Danzer, Elektrická trakce II., Plzeň, 2001
- [3] Jiří Danzer, Elektrická trakce III., Plzeň, 2003
- [4] Jiří Danzer, Jiří Šašek, Elektrická trakce IV., Plzeň, 2007
- [5] Interoperabilita hnacích vozidel a zabezpečovacích systémů, Železničář 8/2007
- [6] K. Zeman, Z. Peroutka, M. Janda, Automatická regulace pohonů s Asynchronními motory, Plzeň, 2007
- [7] J. Javůrek, Regulace moderních elektrických pohonů, Praha, 2003
- [8] K. Zeman, Automatická regulace pohonů - Výtah z přednášek
- [9] K. Zeman, Dynamické vlastnosti asynchronních motorů, napájených frekvenčními měniči, strukturální schémata řídicích a regulačních obvodů., Plzeň, 2006

10. Přílohy

10.1. Seznam obrázků

Obr. 1: Vstupní LC filtr [8]	17
Obr. 2: Blokové schéma skalárního řízení asynchronního motoru s čidlem otáček [6]	18
Obr. 3: Blokové schéma vektorového řízení s proudovým matematickým modelem[6]	19
Obr. 4: Idealizovaný trakční pohon se skalárním řízením[8].....	24
Obr. 5: Idealizovaný trakční pohon se skalárním řízením a sinusovým střídačem [8]	24

10.2. Seznam grafů

Graf 1: Spektrum proudu I_z u pohonu se skalárním řízením a krokem výpočtu $dt=10^{-7}s$	27
Graf 2: proudu I_z u pohonu se skalárním řízením a krokem výpočtu $dt=10^{-8}s$	28
Graf 3: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,2[-]$, $U_c=\text{konst}$, $dt=10^{-7}s$	29
Graf 4: Harmonická analýza proudu I_z , $K_r=0,2[-]$, $U_c=\text{konst}$, $f_s=40\text{ Hz}$	30
Graf 5: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,2[-]$, $U_c=\text{konst}$, $dt=10^{-7}s$	30
Graf 6: Harmonická analýza proudu I_z , $K_r=0,2[-]$, U_c plovoucí, $dt=10^{-7}s$, $f_s=40\text{ Hz}$	31
Graf 7: Rozdíl <i>grafu 4</i> a <i>grafu 6</i>	31
Graf 8: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,05[-]$, U_c plovoucí, $dt=10^{-7}s$	32
Graf 9: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,2[-]$, U_c plovoucí, $dt=10^{-7}s$	32
Graf 10: Spektrum proudu I_z s vektorovým řízením, $K_r=0,8[-]$, U_c plovoucí, $dt=10^{-7}s$	33
Graf 11: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,05$, $dt=10^{-7}s$, $f_m=39\text{Hz}$	34
Graf 12: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$, $dt=10^{-7}s$, $f_m=39\text{Hz}$	34
Graf 13: Harmonická analýza se proudu I_z zesílením regulátorů $K_r=0,8$, $dt=10^{-7}s$, $f_m=39\text{Hz}$	34
Graf 14: Spektrum proudu I_z s integrací Adams-Bashforth, $K_r=0,2[-]$, $U_c=\text{konst}$, $dt=10^{-6}s$	35
Graf 15: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$, $dt=10^{-6}s$, $f_m=39\text{Hz}$	36
Graf 16: Spektrum proudu I_z s integrací Adams-Bashforth, u_c plovoucí, $dt=10^{-6}s$	36
Graf 17: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2$, $dt=10^{-6}s$, $f_m=39\text{Hz}$	37
Graf 18: Rozdíl <i>grafu 15</i> a <i>grafu 17</i>	37
Graf 19: Spektrum proudu I_z při vzorkování v compare registru 1x za T_{pwm} , $dt=10^{-6}s$, $K_r=0,2$	38
Graf 20: Spektrum proudu I_z při vzorkování v Compare registru 2x za T_{pwm} , $dt=10^{-6}s$, $K_r=0,2[-]$	38
Graf 21: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2[-]$, $dt=10^{-6}s$, $f_m=39\text{Hz}$, vzorkování signálu jedenkrát za T_{pwm}	40
Graf 22: Harmonická analýza proudu I_z se zesílením regulátorů $K_r=0,2[-]$, $dt=10^{-6}s$, $f_m=39\text{Hz}$, vzorkování signálu dvakrát za T_{pwm}	40

Graf 23: Rozdíl <i>grafu 21</i> a <i>grafu 22</i> se zesílením regulátorů $K_r=0,2$ [-], $f_m=39\text{Hz}$	40
Graf 24: Harmonická analýza proudu I_z s integrační metodou Adams-Bashforth 4. Řádu, $K_r=0,2$ [-], $dt=10^{-6}\text{s}$, vzorkování každý krok výpočtu	42
Graf 25: Harmonická analýza proudu I_z s integrační metodou Adams-Bashforth 4. Řádu, $K_r=0,2$ [-], $dt=10^{-6}\text{s}$, vzorkování $2x$ za T_{pwm}	42
Graf 26: Rozdíl <i>grafu 24</i> a <i>grafu 25</i>	42
Graf 27: Průběh statorového proudu I_{sa} se skalárním řízením	43
Graf 28: Průběh statorového proudu I_{sa} s vektorovým řízením.....	43
Graf 29: Harmonická analýza statorového proudu I_{sa} se skalárním řízením, $f_m=39\text{ Hz}$	44
Graf 30: Harmonická analýza statorového proudu I_{sa} s vektorový, řízením, $f_m=39\text{ Hz}$	44
Graf 31: Rozdíl <i>grafu 29</i> a <i>grafu 30</i>	44