

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA STROJNÍ

Ústav výrobních strojů a zařízení



Diplomová práce

**Vliv velikosti frekvence pulzní šířkové modulace na kvalitu regulace
pohybové osy**

2021

Bc. David Kunc

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kunc** Jméno: **David** Osobní číslo: **419982**
Fakulta/ústav: **Fakulta strojní**
Zadávatel katedra/ústav: **Ústav výrobních strojů a zařízení**
Studijní program: **Průmysl 4.0**
Studijní obor: **bez oboru**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Vliv velikosti frekvence pulzní šířkové modulace na kvalitu regulace pohybové osy

Název diplomové práce anglicky:

Influence of the pulse width modulation frequency on the quality of feed axis control

Pokyny pro vypracování:

Proveďte průzkum rozsahů nastavení velikosti pulzní šířkové modulace u průmyslových měničů. Sestavte spojité a diskrétní modely pohybové osy s důrazem na modelování regulace proudu. Sestavte modely dopravního zpoždění pulzní šířkové modulace. Pro vybrané motory na modelech ověřte vliv pulzní šířkové modulace na kvalitu jejich řízení. Výsledek práce má napomoci orientaci uživatele při volbě soustavy měnič-motor a má být vodítkem pro vhodné nastavení řízení proudu; Rozsah textové části: 60-80 stran;

Seznam doporučené literatury:

[1] SOUČEK, Pavel. Servomechanismy ve výrobních strojích. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. 210 s. ISBN 80-01-02902-6.; [2] SOUČEK, Pavel. Pohony výrobních zařízení: servomechanismy. 1. vyd. Praha: ČVUT, 1997. 163 s.; [3] SOUČEK, Pavel a Antonín BUBÁK. Vybrané statě z kmitání v pohonech výrobních strojů. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, Nakladatelství ČVUT, 2008. 152 s. ISBN 978-80-01-04048-5.; [4] Souček, Pavel., Vložené převody v pohonech NC strojů a robotů. 2019.; [4] BOLDEA, Ion a S. A. NASAR. Electric drives. Third Edition. New York: CRC Press, [2017]. ISBN 978-1-4987-4820-9.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Jan Moravec, Ph.D., ústav výrobních strojů a zařízení FS

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

Ing. Lukáš Novotný, Ph.D., ústav výrobních strojů a zařízení FS

Datum zadání diplomové práce: **29.04.2021**

Termín odevzdání diplomové práce: **25.07.2021**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

Ing. Jan Moravec, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

Ing. Matěj Sulitka, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Michael Valášek, DrSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

_____ Datum převzetí zadání

_____ Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl v příloženém seznamu veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací, vydaným ČVUT v Praze 1. 7. 2009.

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu § 60 Zákona č.121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze dne 25.7.2021

.....

podpis

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Moravcovi, Ph.D. za odborné rady a věcné poznámky. Díky patří i mé rodině a nejbližším za podporu při studiu.

Anotace

Autor:	Bc. David Kunc
Název diplomové práce	Zkoumání vlivu pulzní šířkové modulace na kvalitu regulace pohybové osy
Rozsah práce:	82 stran
Akademický rok:	2021
Škola:	ČVUT – Fakulta strojní
Ústav:	Ú12135 – Ústav výrobních strojů a zařízení
Vedoucí:	Ing. Jan Moravec, Ph.D.
Zadavatel:	ČVUT – Fakulta strojní
Klíčová slova:	Pulzní šířková modulace, PWM, frekvenční měnič
Anotace:	Diplomová práce se zabývá zkoumáním vlivu pulzní šířkové modulace na kvalitu regulace. V rešeršní části je rozebírána problematika frekvenčních měničů, včetně průzkumu dostupných měničů na trhu se zaměřením na rozsah nastavení pulzní šířkové modulace. Pozornost je věnována i negativním vlivům vyšší frekvence PWM na ztráty v tranzistorech. V druhé části jsou sestaveny matematické modely pro různé typů motorů, na kterých jsou zkoumány dosažitelné regulační parametry v rámci proudové a rychlostní regulační smyčky.

Anotation

Author:	Bc. David Kunc
Title of diploma thesis:	Influence of the pulse width modulation frequency on the quality of feed axis control
Extent:	82 pages
University:	CTU – Faculty of Mechanical Engineering
Department:	Ú12135 – Department of Production Machines and Equipment
Supervisor:	Ing. Jan Moravec, Ph.D.
Submitter of the theme:	CTU – Faculty of Mechanical Engineering
Key words:	Pulse width modulation, PWM, Frequency convertor
Annotation:	<p>The diploma thesis focuses primarily on study of the influence of pulse width modulation on the quality of regulation. The research part discusses the issue of frequency converters, including a survey of available converters on the market with a focus on the range of pulse width modulation settings. It also studies the negative effects of higher PWM frequency on losses in transistors. In the second part, mathematical models for various types of motors are created, which are used to investigate the achievable control parameters within the current and speed control loop.</p>

Obsah

1	Úvod.....	10
2	Pulzní šířková modulace (PWM).....	10
2.1	Metoda trojúhelníkového nosiče	12
2.2	Modulace s dvojitou hranou (Double Edge Modulation).....	13
2.3	Modulace s jedinou hranou (Single Edge Modulation).....	13
3	Frekvenční Měniče.....	14
3.1	Princip frekvenčních měničů.....	14
3.2	Průzkum trhu s frekvenčními měniči	16
3.2.1	Frekvenční měnič b maXX 1000 Baumüller.....	16
3.2.2	Frekvenční měnič Yaskawa A1000.....	16
3.2.3	Commander C200 – Control Techniques.....	16
3.2.4	Frekvenční měniče Triamec	17
3.3	Tranzistory ve frekvenčních měničích	18
3.3.1	Princip a využití tranzistorů v řízení motorů.....	18
3.3.2	MOSFET.....	19
3.3.3	IGBT	19
3.3.4	Srovnání IGBT a MOSFET	19
3.3.5	GaN HEMT.....	20
3.3.6	Ztrátový výkon při spínání tranzistorů.....	20
4	Dopravní zpoždění	24
4.1.1	Taylorův rozvoj do mocninné řady	24
4.1.2	Padého rozvoj [3].....	25
5	Ladění regulátorů	26
5.1	Proudová smyčka	26
5.2	Rychlostní smyčka	29
5.3	Polohová smyčka	30
6	Diskretizace.....	30
6.1	Diskretizační metody	30

6.1.1	Zero Order Hold.....	30
6.1.2	First-Order Hold.....	31
6.1.3	Tustinova metoda [7].....	32
7	Matematický model.....	33
7.1	Volba vhodné aproximace dopravního zpoždění.....	34
8	Parametrická studie vlivu PWM.....	38
8.1	Vliv PWM na proudovou smyčku.....	39
8.1.1	Vliv vysoké frekvence PWM.....	40
8.1.2	Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126.....	42
8.1.3	Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7.....	43
8.1.4	Rotační stejnosměrný servomotor HSM 150.....	45
8.1.5	Prstencový (Momentový) synchronní motor VUES – ROL530881D.....	48
8.1.6	Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384.....	49
8.1.7	Analýza dat proudové regulace.....	51
8.2	Proudová regulace pro diskrétní model.....	53
8.2.1	Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126.....	54
8.2.2	Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7.....	55
8.2.3	Prstencový synchronní motor VUES – ROL530881D.....	56
8.2.4	Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384.....	57
8.3	Vliv PWM na rychlostní smyčku.....	58
8.3.1	Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126.....	60
8.3.2	Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7.....	62
8.3.3	Prstencový (Momentový) synchronní motor VUES – ROL530881D.....	66
8.3.4	Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384.....	69
8.4	Simulace regulace pohybové osy.....	71
9	Závěr.....	74

Přehled použitých zkratk

D	Střída
f_M	Frekvence pulzní šířkové modulace
$F_M(s)$	Přenosová funkce dopravního zpoždění
FOH	First Order Hold
GaN	Gallium Nitride
HEMTs	High electron Mobility Transistors
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
J_M	Moment setrvačnosti
K_E	Napěťová konstanta
K_F	Silová konstanta
K_M	Momentová konstanta
K_P	Proporcionální zesílení rychlostního regulátoru
K_{PI}	Proporcionální zesílení proudového regulátoru
L	Indukčnost
m	Hmotnost
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PI	Proporcionálně integrační regulátor
PWM	Pulzně šířková modulace (Pulse width modulation)
R	Odpor
t	Čas
T	Perioda
T_M	Perioda pulzní šířkové modulace
T_N	Integrační časová konstanta rychlostního regulátoru
T_{NI}	Integrační časová konstanta proudového regulátoru
T_s	Vzorkovací perioda
U_E	Vnitřní indukované napětí
ZOH	Zero Order Hold
τ	Délka pulzu
v	Úhlová rychlost kotvy
ω	Mechanické otáčky motoru

1 Úvod

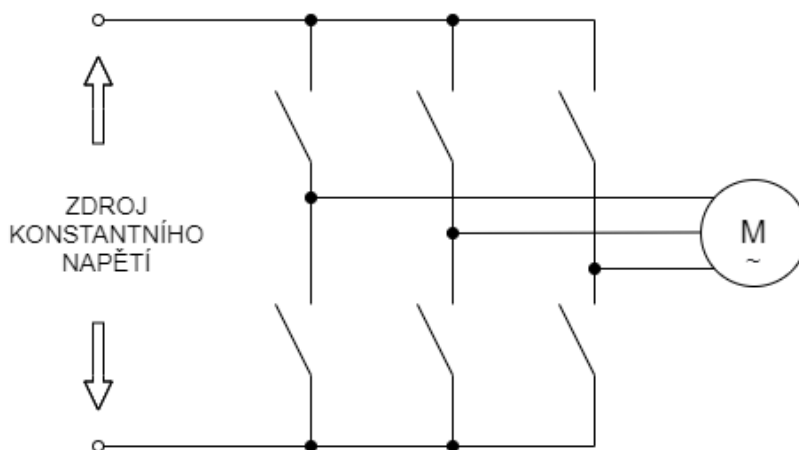
Principu pulzní šířkové modulace je dnes často využíváno v oblasti výkonové elektroniky pro řízení velikosti proudu do motoru. Požadovanou změnu proudu nelze provést okamžitě, ale až v následující kladné půlčlenně modulační frekvence, a vzniká tak dopravní zpoždění. Tato skutečnost značně ovlivňuje dynamické vlastnosti pohonu. Požadavky na regulační pohony v NC obráběcích strojích jsou vysoké, zejména v oblasti dynamiky a přesnosti posuvů NC strojů. Předmětem této diplomové práce je zkoumání celkového vlivu frekvence pulzní šířkové modulace na řízenou soustavu reprezentovanou samotným motorem s uvažováním jeho hmotnosti či momentu setrvačnosti. Pozornost je nejprve zaměřena na oblast frekvenčních měničů v oblasti řízení výrobních strojů se zaměřením na dostupné modely měničů na trhu a jejich rozsahy použitelných frekvencí PWM. Dále jsou posuzovány tranzistory a jejich vlastnosti v oblasti spínacích frekvencí a jaký vliv mají na řízení proudu.

Pro praktický výzkum byly sestaven matematický model kaskádní regulace pohybové osy a na tento model byly postupně navázány technické parametry různých typů motorů pro zjištění jejich vlastností v rámci různé frekvence PWM. Konkrétně byl posuzován vliv frekvence PWM na dynamiku regulace proudu a rychlosti a dosažitelné hodnoty regulačních parametrů.

2 Pulzní šířková modulace (PWM)

Moderní pohony napájené střídavým proudem využívají v nějaké formě pulzní šířkovou modulaci k řízení napětí přiváděného na svorky motoru.

Můstkové zapojení měniče, viz Obrázek 1, se v zásadě skládá ze tří spínačů, které spojují každou svorku motoru s kladnou nebo zápornou stranou stejnosměrného zdroje s konstantním napětím. Základní princip je neměnný v závislosti na použití spínacího zařízení, ale spínací frekvence zařízení je důležitým faktorem při určování strategie přivádění střídavého proudu do motoru [4].

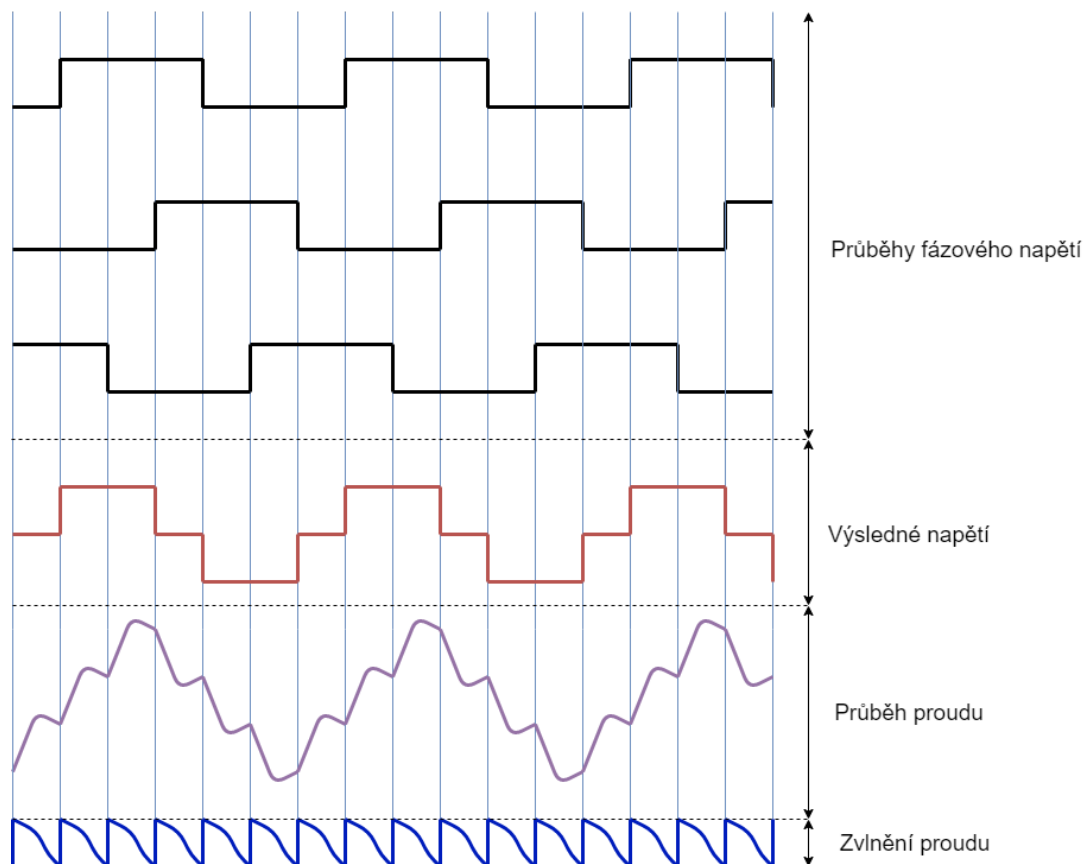


Obrázek 1 Můstkové zapojení měniče

Dříve používané tyristory jsou výrazně omezeny spínací rychlostí, avšak novější typy tranzistorů (MOSFET či IGBT) umožňují rychlejší spínání s nižšími ztrátami a tím i efektivnější řízení proudu přiváděného do motoru.

Nejjednodušší typ střídačů napětí využívá principu modifikované sinusové vlny na výstupu. Toho docílí jedinou spínací operací na jeden cyklus výstupní frekvence, čímž na motor aplikují sadu tří obdélníkových pulzů, viz Obrázek 2. Výsledný napěťový signál je součtem třech dílčích signálů a tvoří modifikovanou sinusovou vlnu. Výstupní napětí musí mít rovněž správnou hodnotu vzhledem k aktuální fázi výstupní frekvence a v tomto případě musí být regulováno změnou napětí stejnosměrné sběrnice. To vyžaduje regulační stupeň napětí na vstupu do měniče.

Přestože je preferováno aplikovat na motor hladký sinusový průběh signálu jako v případě střídavého napětí ze sítě, v některých případech lze uspokojivě použít i obdélníkový tvar signálu. Hlavní nevýhodou této metody je pulzace točivého momentu. K tomuto jevu dochází při každém sepnutí spínače. Při nižších rychlostech se projevuje změnami rychlosti a „cukáním“ výstupního hřídele. Při vyšších rychlostech jsou rychlostní změny zanedbatelné, avšak vyvstávají problémy vibrací a hluku. Příмым důsledkem je také zvlnění proudu, jehož průběh se zřetelně odchyluje od ideálního tvaru sinusové křivky, a to způsobuje nadměrné ohřívání vinutí motoru [4].



Obrázek 2 Charakteristika obdélníkového měniče (square wave inverter)

Při aplikaci pulzní šířkové modulace (PWM) pro řízení můstkového zapojení měniče (inverter bridge) lze dosáhnout ke značnému zvýšení efektivity. S využitím PWM je výstupní napětí regulováno bez nutnosti měnit napětí stejnosměrné sběrnice, což umožňuje, aby byl na vstupu měniče pouze jednoduchý usměrňovač. Při efektivním využití PWM lze dosáhnout hladšího sinusového průběhu proudu do motoru, což redukuje vliv jevů jako jsou pulzace točivého momentu, ztráty v rámci motoru či akustický hluk. Jednotlivé metody PWM lze posuzovat podle několika kritérií.

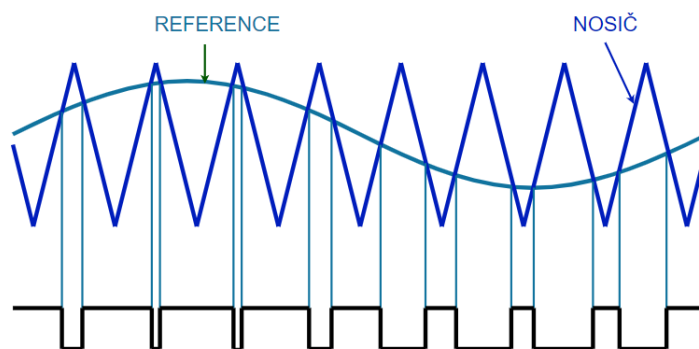
2.1 Metoda trojúhelníkového nosiče

Jedná se o koncepčně jednoduchou metodu, na jejíž základní princip je navazováno v dalších metodách. V rámci této metody je porovnáván nosný signál v podobě trojúhelníkových pulzů (vysokofrekvenční) vůči referenčnímu signálu v podobě sinusové vlny (nízkofrekvenční). Na základě toho jsou spínány tranzistory jednotlivých větví střídače. Hodnota amplitudy signálu je v přenosu zakódována jako poměr mezi stavy „vypnuto“ a „zapnuto“. Tento poměr je nazýván jako střída. Může se uvádět v procentech nebo jen v poměrných hodnotách a spočítá se dle následujícího vztahu

$$D = \frac{\tau}{T} \quad (2.1)$$

kde τ je délka pulzu při které je hodnota napětí maximální a T je délka periody.

Obrázek 3 zachycuje princip metody a z charakteristiky výstupních pulzů lze vypočítat závislost na referenčním signálu.

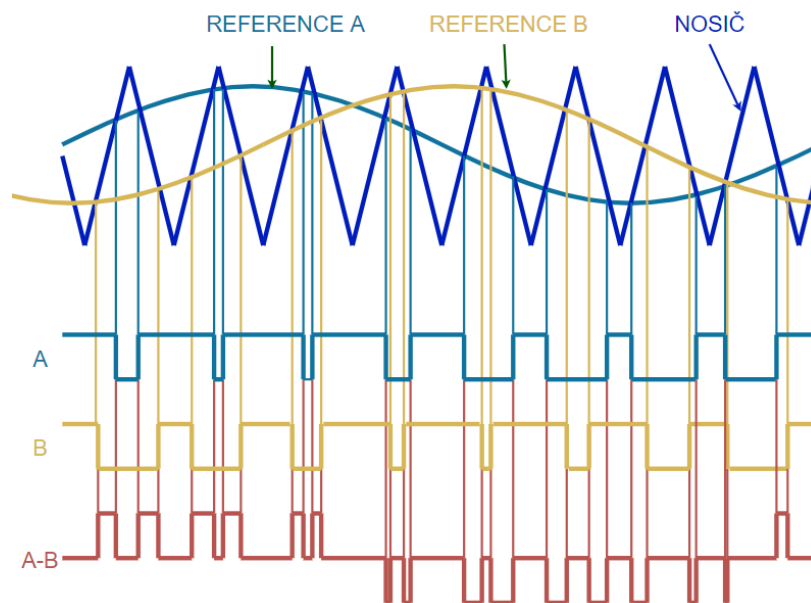


Obrázek 3 Princip pulzní šířkové modulace s využitím metody trojúhelníkového nosiče

Praktickou implementací tohoto schématu je obvykle digitální systém využívající čítače up-down pro realizaci trojúhelníkového průběhu a vyhledávací tabulky k určení referenční hodnoty v kterémkoli bodě [4].

2.2 Modulace s dvojitou hranou (Double Edge Modulation)

Jedná se o logické rozšíření metody trojúhelníkového nosiče. V třífázovém měničích jsou signály pro všechny spínače odvozeny od společného nosného signálu, viz Obrázek 4. Referenční sinusové vlny jsou oproti sobě posunuty ve fázi. Motor detekuje pouze rozdíl napětí mezi svorkami, nikoli fázové napětí pro každou svorku. To znamená, že vinutí motoru detekuje pulz na vzestupné i sestupné hraně každého spínacího cyklu způsobený rozdílem v načasování změny napětí na každé svorce. V důsledku toho se harmonická složka frekvence nosného signálu ruší a ponechává mnohem nižší harmonickou složku na dvojnásobku nosné frekvence. Tato metoda je v praxi často používána [4].



Obrázek 4 Princip modulace s dvojitou hranou

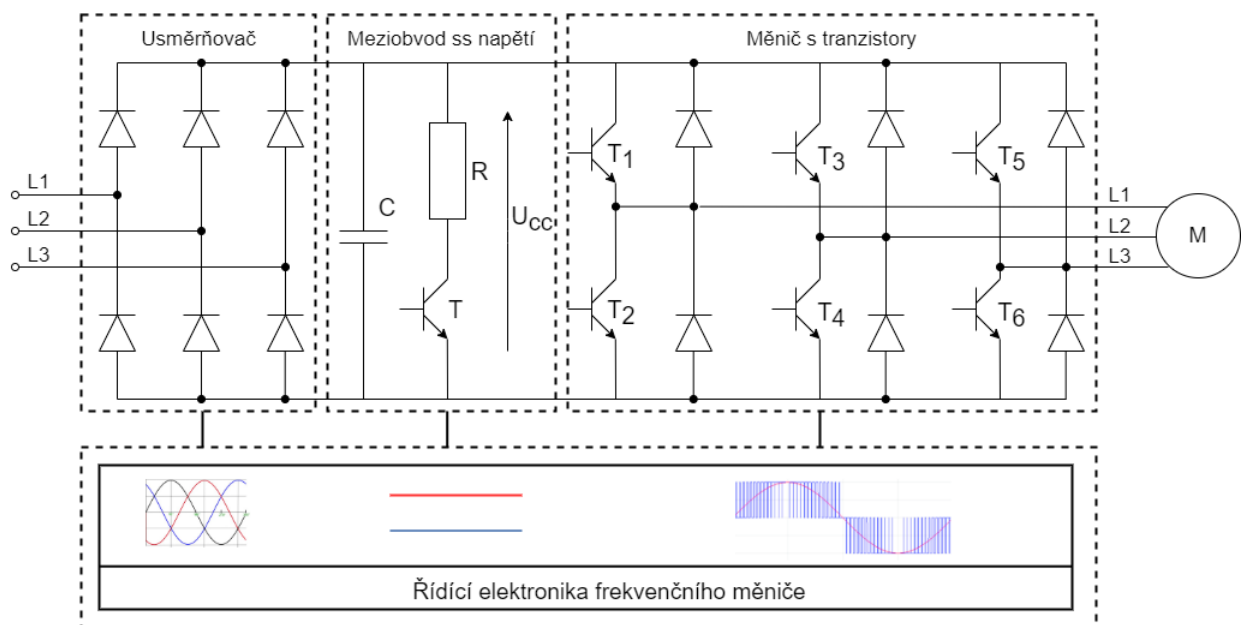
2.3 Modulace s jedinou hranou (Single Edge Modulation)

Tato metoda vychází ze zjednodušeného modelu předchozí metody modulace se společným nosným signálem a spočívá v použití pilového nosného signálu namísto trojúhelníkového. Digitálním ekvivalentem toho je generovat tři časová zpoždění, která se odvíjí od počátku periody nosného signálu. Výsledkem je hlavní harmonická složka na nosné frekvenci. Ačkoliv lze hardware s využitím tohoto schématu zjednodušit, výstupní výkonové stupně musí spínat s dvojnásobnou frekvencí, aby dosažena stejná kvalita výstupního průběhu jako u modulace s dvojitou hranou [4].

3 Frekvenční Měniče

3.1 Princip frekvenčních měničů

V zařízení, které pracují se stejnosměrnými motory, a které vyžadují regulaci otáček, se využívá polovodičových regulátorů. Častým typem takových regulátorů jsou frekvenční měniče. Frekvenční měniče slouží k plynulé regulaci otáček točivých pohonů při zachování vysokého záběrového momentu. Principiálně frekvenční měnič mění napětí konstantní amplitudy a frekvenci napájecí sítě na stejnosměrné napětí, a to následně s pomocí výkonových elektrických prvků převádí na střídavé napájecí napětí pohonu, viz Obrázek 5. Výkonovými elektrickými prvky jsou nejčastěji IGBT tranzistory, které jsou spínané řadou PWM signálů a tím řídí střední hodnotu stejnosměrného napětí. Řídicí elektronika ovládá funkci jednotlivých částí frekvenčního měniče.



Obrázek 5 Princip funkce frekvenčního měniče

Pulzně šířkové modulace je v oblasti výkonové elektroniky využíváno pro řízení velikosti proudu nebo napětí. S ohledem na průzkum dostupných měničů na trhu (viz kapitola 3.2) bylo zjištěno, že frekvence PWM u většiny průmyslových frekvenčních měničů je nastavitelná a pohybuje se zpravidla v rozsahu od 1 do 16 kHz. Ve speciálních případech dosahují až 100 kHz. V oblasti aplikací výrobních strojů se nejčastěji pracuje s frekvencemi kolem 5 kHz.

Z hlediska počtu hladin topologie měničů lze pulzně šířkovou modulaci dělit dle úrovní. Více hladin má obecně lepší průběhy napětí a proudu na zátěži. V praxi se lze setkat například i s pětiúrovňovým PWM, které odpovídá pěti hladinami v rámci, kterých se napětí či proud v průběhu času pohybuje, viz Obrázek 6 vpravo. V případě dvouúrovňového PWM lze detekovat zahřívání i v případě stojícího motoru bez jakéhokoliv působení točivého momentu. Trvalé

přepínání mezi dvěma napěťovými hladinami (otáčení znaménka aplikovaného napětí motoru v každém cyklu PWM) má za následek určité zvlnění proudu [6].

Maximální zvlnění proudu (peak-to-peak) závisí na různých faktorech:

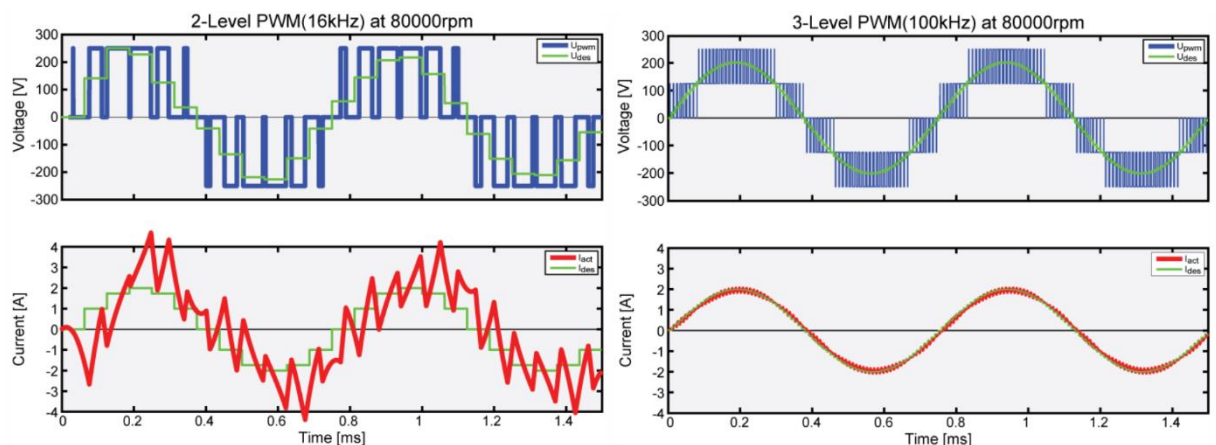
- **Napájecí napětí**
Čím vyšší je napájecí napětí, tím vyšší je zvlnění proudu.
- **Celková indukčnost vinutí motoru**
Čím vyšší je indukčnost, tím nižší je zvlnění proudu.
- **Frekvence PWM**
Čím vyšší je frekvence PWM, tím nižší je zvlnění proudu.

Toto zvlnění proudu motoru vytváří tok proudu vinutími, které není relevantní pro výstup točivého momentu, ale zahřívá vinutí motoru.

Opatření vedoucí ke snížení zvlnění proudu:

- Snížení napájecího napětí
- Zvýšení celkové indukčnosti
- Použití frekvenčního měniče s vysokou frekvencí PWM
- Použití frekvenčního měniče s víceúrovňovým PWM schématem

Víceúrovňový měnič v kombinaci s PWM frekvencí 100 kHz výrazně snižuje ztrátový výkon. Na obrázku níže je v horních dvou grafech zobrazeno srovnání proudů vinutí řízených tříúrovňovým měničem s frekvencí modulace 16 kHz a pětiúrovňovým měničem s frekvencí modulace 100 kHz. Spodní dva grafy zobrazují průběh proudů na motoru frézovacího vřetene (6 kW) při 80 000 otáčkách za minutu. (zelená křivka je žádaná hodnota)



Obrázek 6 Srovnání víceúrovňového frekvenčního měniče firmy Triamec s konvenčním tříúrovňovým [19]

Ze závislosti je patrné, že nízká frekvence PWM vede k výrazným překmitům. Pětiúrovňový měnič v kombinaci s vysokou frekvencí PWM aproximuje požadovanou hodnotu mnohem

přesněji. To má za následek výrazné snížení zvlnění vinutí proudu, což snižuje ztráty v motoru, rotor se otáčí plynuleji a ložiska jsou méně namáhána.

Vyšší frekvence PWM zároveň zlepšuje řízení proudu, rychlosti a polohy, což přináší výhody nejen vřetenům, ale i všem přímo poháněným systémům, které mají vyšší tuhost, lepší tlumení a polohování.

3.2 Průzkum trhu s frekvenčními měniči

V současnosti se na trhu pohybuje velké množství firem vyrábějící frekvenční měniče. Z širokého portfolia nabízených měničů na trhu jsou v této kapitole vyzdvíženy měniče, které jsou typické pro aplikace výrobních strojů, případně firmy, které vyrábí frekvenční měniče s vysokou dosažitelnou frekvencí PWM. Od zmíněných výrobců jsou vybrány konkrétní modely v rámci, kterých jsou popsány technické parametry.

3.2.1 Frekvenční měnič b maXX 1000 Baumüller

Společnost Baumüller je významným výrobcem elektrických automatizačních a pohonných systémů. Mimo jiné se specializuje na oblast vývoje spínací techniky a řídicích zařízení. V rámci série produktů b maXX vyrábí frekvenční měniče. Rozsah výkonů vyráběných zařízení dosahuje až 315 kW. Řada frekvenčních měničů b maXX 1000 disponuje nastavitelnou pulzní šířkovou modulací od 1 do 15 kHz s rozsahem otáček 0,1 až 400 Hz [2].

3.2.2 Frekvenční měnič Yaskawa A1000

Společnost Yaskawa je předním světovým výrobcem v oblasti měničů střídavého proudu, servopohonů, řídicí technologie a robotiky. Ve svém portfoliu nabízí mnoho typů frekvenčních měničů pro vysokou škálu aplikací.

Jejich nejvýkonnější řady frekvenčních měničů dosahují výkonů až 630 kW. Dobrým příkladem měniče pro průmyslové řešení je například model CIMR-AC4A0515AAA řady A1000, který při vstupním napájení 400 V dosahuje výkonu motoru 250 kW. Frekvence pulzní šířkové modulace se u modelů značky Yaskawa z pravidla pohybuje od 2 kHz do 15 kHz [16].

3.2.3 Commander C200 – Control Techniques

V případě Control Techniques se jedná o společnost, která se primárně zaměřuje na vývoj a výrobu průmyslových frekvenčních měničů. Nabízí měniče odlišných parametrů a vlastností. Od těch jednodušších po měniče vyznačující se vysokou flexibilitou či zaměřených na vysoký výkon a otáčky. Zástupcem vyráběných frekvenčních měničů je například řada Commander C200, která poskytuje výkon v rozsahu 0,25 až 132 kW a modulační frekvence je nastavitelná od 0,67 do 16 kHz [3].


 Obrázek 7 b maXX 1000
Baumüller [17]


Obrázek 8 Yaskawa A1000 [16]


 Obrázek 9 Commander C200 –
Control Techniques [18]

3.2.4 Frekvenční měniče Triamec

Firma Triamec se vyznačuje tím, že vyrábí frekvenční měniče s dosažitelnou frekvencí pulzní šířkové modulace až 100 kHz. Řada TSP od firmy Triamec má integrované napájení střídavým proudem a výrobce na stránkách uvádí, že dosahuje významného snížení ztrátového výkonu pomocí více-úrovňové technologie řízení proudu s frekvencí 100 kHz PWM, což snižuje tepelné zatížení motoru vřetena a zvyšuje celkovou přesnost. Řada TSD kombinuje dva kompletní servopohony v jednom krytu s proudovými a polohovými regulátory pracujícími synchronizovaně [19].

Tabulka 1 Technické parametry měničů firmy Triamec řady TSD [19]

TSD Series: Dual Axis 1.2-7.3 kW per Axis

	# axes	PWM	VDC nominal	Power supply	Arms per Axis	Apeak per Axis	Motor kW AC	Dimensions wxhxd mm
TSD80-10	2	2 Level 100 kHz	80	24-85VDC	10	20	1.2	51x230x170
TSD80-15					15	30	1.7	
TSD130-10			10	20	1.8	68x262x230		
TSD350-10			10	20	4.8			
TSD350-15*			15	30	7.3			

Tabulka 2 Technické parametry měničů firmy Triamec řady TSP [19]

TSP Series: Single Axis with AC Power Supply 9.3-36 kW

	# axes	PWM	VDC nominal	Power supply	Arms per Axis	Apeak per Axis	Motor kW AC	Dimensions wxhxd mm
TSP350-20*	1	3 Level 100 kHz	350	3x100-230V AC	20	30	9.3	68x315x291
TSP350-30*					30	40	14.0	
TSP700-10			700	3x208-480V AC	10	20	9.3	200x400x320
TSP700-15*					15	30	14.0	
TSP700-30*					30	60	24.0	
TSP700-45*					45	90	36.0	

3.3 Tranzistory ve frekvenčních měničích

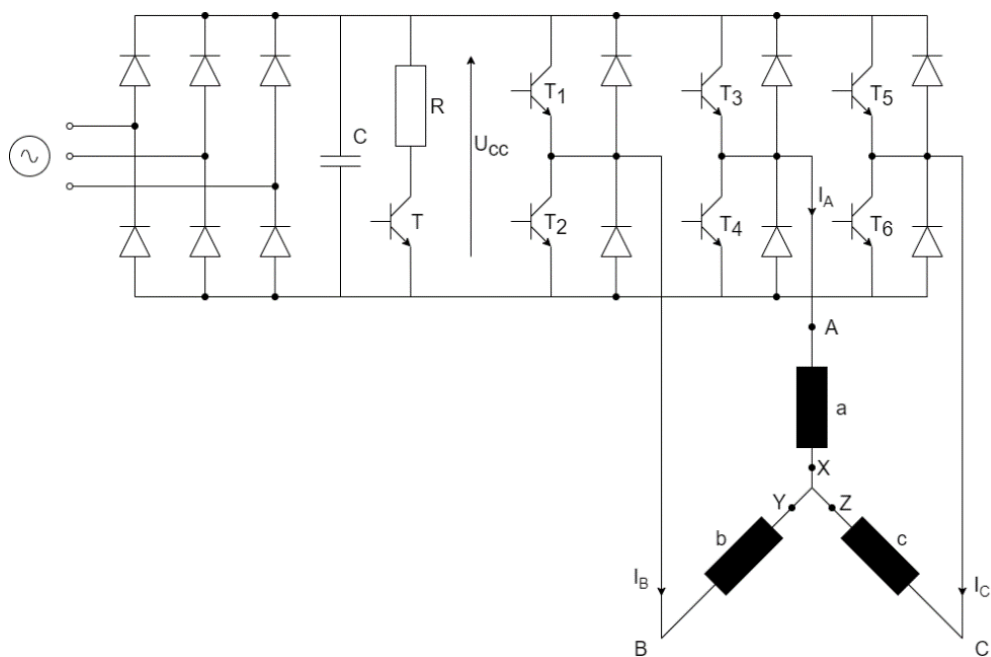
Poslední zmíněné frekvenční měniče pracují s velmi vysokou frekvencí PWM, je nutné se tedy podívat, jaký může mít tato frekvence vliv na tranzistor, a zda vysoká frekvence PWM nebude mít spíše negativní vliv na celý regulační systém. Principálně pracují tranzistory pouze ve dvou stavech – rozepnuto a sepnuto, to je způsobené tím, že analogové řízení proudu je značně nevýhodné z důvodů výkonových ztrát a ohřevu tranzistorů.

3.3.1 Princip a využití tranzistorů v řízení motorů

Tranzistor má tři svorky: Báze, emitor a kolektor. Ke každé z oblastí je zapojen vývod. Při vhodném zapojení je velikost elektrického proudu tekoucího mezi emitorem a kolektorem řízena malými změnami proudu tekoucího mezi bází a emitorem. Vzhledem k této vlastnosti lze tranzistory využít jako zesilovače, spínače či invertory [10].

Důležitá je role tranzistorů v řízení motorů. V oblasti řízení elektronicky komutovaných rotačních motorů nahrazuje tranzistorový měnič mechanický přepínač (komutátor s kartáči) kde je obdobně využíván k přepínání proudu do cívek statoru (případně rotoru). Řízení spínaných tranzistorů je odvozeno od okamžité polohy rotoru vůči statoru. Důležitá je při něm synchronizace komutace s Hallovými snímači natočení rotoru. Podle natočení enkodéru je realizováno řízení proudu jednotlivými vinutími.

Princip bezkartáčového (elektricky komutovaného) motoru s využitím tranzistorového měniče je zobrazen ve schématu na obrázku 10.



Obrázek 10 Princip řízení bezkartáčového motoru

Bezkartáčové motory jsou vybaveny třemi shodnými cívkami statoru a, b, c , nejčastěji zapojenými do hvězdy (viz schéma). Pro zjednodušení je zde zobrazen pouze princip řízení dvoupólového stroje. Motor má tři aktivní svorky A, B, C a tranzistorový měnič se třemi spínači, což odpovídá 6 tranzistorům ($T_{1,2,3,4,5,6}$) se zpětnými diodami. Napájení zajišťuje šestipulzní neřízený usměrňovač připojený na třífázovou síť, doplněný sběracím kondenzátorem C a srážecím odporem R se spínačem T . Na svorkách A, B, C se při požadovaném momentu postupně střídají tři velikosti proudu $+I, 0, -I$ a v každém okamžiku jsou oživeny pouze dvě svorky motoru pomocí čtyř spínacích tranzistorů [1].

Do 70. let 20. století převažovaly ve výkonových aplikacích bipolární tranzistory BJT. I přes četné nedostatky se používají dodnes z důvodu nízké ceny, ale v pokročilejších zapojeních s pracovními kmitočty nad 10 kHz se stále častěji používají tranzistory MOSFET (unipolární tranzistor s izolovaným hradlem) nebo IGBT (bipolární tranzistor s izolovaným hradlem). Tranzistory MOSFET a IGBT jsou řízeny napětím, což znamená, že vyžadují průtok proudu v obvodu hradla pouze při přepínání (nabíjení / vybíjení vstupní kapacity). Nejčastěji mohou ovládat proudy několika desítek, či dokonce stovek A, blokovat napětí překračující 1 kV a být spínány kmitočtem stovek kHz. I přes tyto podobnosti se tranzistory v mnoha věcech odlišují, pro optimální použití je nutné znát jejich výhody a nevýhody [8].

3.3.2 MOSFET

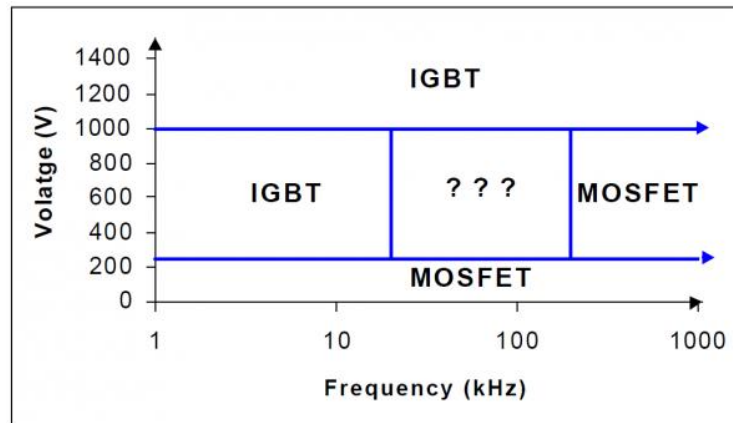
V určitém rozmezí mají kladný teplotní koeficient, což znamená, že více zatížený (zahřátý) tranzistor sám omezuje proud. To má zvlášť velký význam při paralelním spojování mnoha součástek. Kanál tranzistoru má odporový charakter, což znamená, že úbytek napětí na něm je úměrný protékajícímu proudu (což je ve většině případů nevýhodné). U tranzistorů MOSFET však nenastává jev „doznívání proudu“, což v praxi znamená, že je lze velmi rychle vypínat. Projeví se to snížením spínacích a vypínacích výkonových ztrát [8].

3.3.3 IGBT

Jsou spojením unipolárního tranzistoru (vstup) a bipolárního tranzistoru (výstup), což přináší řadu důsledků. Při vypínání se vyskytuje jev „doznívání proudu“ (proud kolektoru zaniká pomalu), což ovlivňuje maximální dosažitelné spínací frekvence. Mohou však spínat značné proudy a mohou pracovat i při velkých napětích.

3.3.4 Srovnání IGBT a MOSFET

Při výběru vhodného tranzistoru se často hledí na dvě kritéria, kterými jsou pracovní frekvence a napětí. Následující graf, uváděný mnoha výrobci, popisuje vztah mezi těmito parametry.



Obrázek 11 Oblast využitelnosti tranzistorů MOSFET a IGBT [9]

V grafu je uvedeno, že součástky IGBT jsou vhodné pro aplikace s vysokým napětím přesahujícím i 1000 V a pracujícím s velkými výkony (nad 5 kW), zatímco tranzistory MOSFET se lépe osvědčují při vysokých pracovních frekvencích i nad 200 kHz, avšak při napětích nepřevyšujících 250 V a v obvodech s menším výkonem. Je však nutné poznamenat, že technologie se velmi rychle zdokonaluje a některé modely již dosahují vyšších parametrů, než které zde byly popsány. V oblasti označené třemi otazníky je pak obtížné říci, který z dvou typů tranzistorů je lepší. Proto se například v oblasti frekvenčních měničů setkáváme s obojím. V případě vyšších frekvencí pulzní šířkové modulace v oblastech kolem 100 kHz však ani jedna varianta není ideální. IGBT pracuje lépe na nižších frekvencích a IGBT je vhodnější pro méně výkonově náročné aplikace. Následkem toho dochází k vysokým ztrátám a nižší účinnosti [8].

V poslední době se však objevují nové druhy tranzistorů, které mají potenciál nahradit dva předešlé typy. Jedná se zejména o tranzistory GaN HEMT. Zatímco výše popsané typy se používaly na bázi křemíku (typ SiC). GaN tranzistor (Gallium Nitrid) je tranzistor na bázi Galia Nitridu.

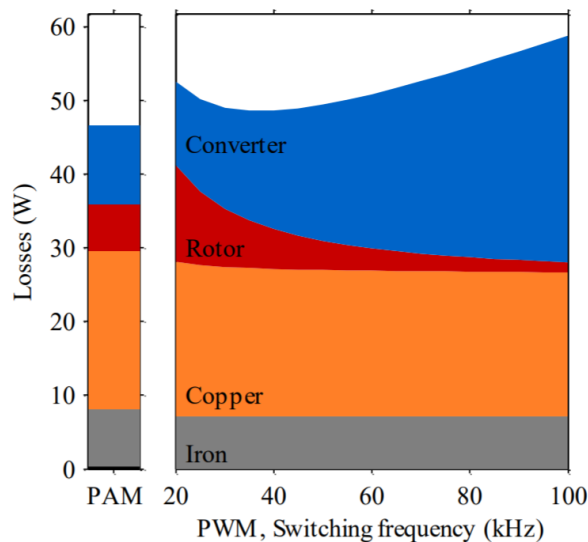
3.3.5 GaN HEMT

Tranzistory E-HEMT (tranzistor s vysokou pohyblivostí elektronů, obohacovací typ) na bázi GaN patří mezi moderní polovodičové součástky. Ve srovnání s křemíkovými tranzistory (MOSFET) dosahují řádově lepších parametrů, umožňují vysoké frekvence spínání a konstrukci měničů s vysokou účinností. K hlavním výhodám patří snadné buzení hradla, nízký RDS(on), rychlé spínání, vynikající vlastnosti základní diody (nízká hodnota V_f) a stabilní spínání [11].

3.3.6 Ztrátový výkon při spínání tranzistorů

Při spínání velkých napětí a proudů při vysokých frekvencích hrají ve spínacím procesu velkou roli dynamické děje, které jsou příčinou velkých ztrát a druh tranzistoru značně ovlivňuje parametry výstupního proudu, proto je velmi důležitá správná volba tranzistoru ve frekvenčním

měníči. Následující graf popisuje celkové ztráty v systému synchronního motoru řízeného frekvenčním měničem. Jedná se o průzkum [12], který zkoumá méně výkonné aplikace v porovnání s výrobními stroji a ztráty ve Watech se oproti těm v oblastí výrobních strojů řádově liší, ovšem domnívám se, že výsledný graf dobře ilustruje rozložení ztrát napříč jednotlivými částmi řízeného systému (měnič rotor, měď a železo) v závislosti na zvyšující se frekvenci PWM a principiálně se od obráběcích strojů neliší.



Obrázek 12 Vliv frekvence PWM na celkové ztráty soustavy frekvenčního měniče a motoru [12]

Výsledné hodnoty pro modulaci PWM nasvědčují tomu, že ztráty v rámci měniče výrazně rostou se zvyšující se frekvencí PWM, zatímco ztráty na rotoru se snižují. To je dáno tím, že s vyšší frekvencí PWM je možné dosáhnout plynulejšího průběhu proudu, a tím zredukovat zvlnění proudu, které má negativní vliv na ztráty na rotoru, zároveň však klade vyšší zátěž na tranzistory, které při vyšších spínacích frekvencích snižují svou účinnost.

V následující tabulce jsou zobrazeny hodnoty ztrát ve Watech, pro frekvence PWM 50 kHz a 100 kHz. Konkrétně jsou porovnávány ztráty na motoru a v měniči při 100 000 otáčkách za minutu při výstupním výkonu 314 W. Ve frekvenční měniči byl použit konvenční tranzistor MOSFET na bázi křemíku.

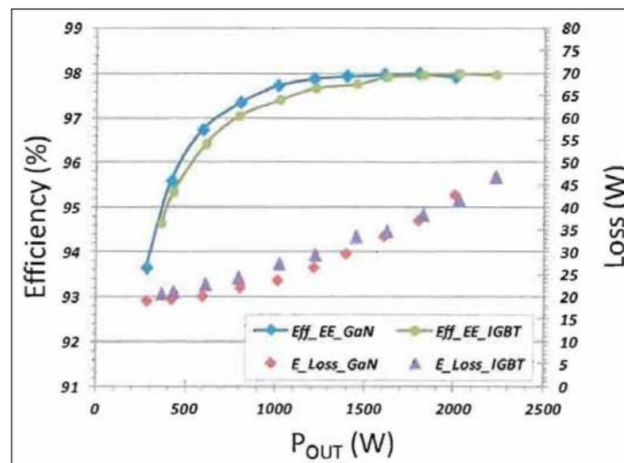
TABLE 2
MACHINE AND CONVERTER LOSSES AND OVERALL EFFICIENCIES
AT THE SPEED OF 100 KRPM AND OUTPUT POWER OF 314 W

		Machine Losses (W)	Converter Losses (W)	Overall Efficiency (%)
Slotted	PWM 50 kHz	30.9	18.5	84.3
	PWM 100 kHz	28.1	30.8	81.2

Tabulka 3 Ztráty měničů a motoru pro dvě různé frekvence PWM [12]

Z výsledných hodnot je patrné, že zvýšením frekvence PWM se snížily ztráty na motoru o 2,8 W, avšak ztráty v měniči se zvýšily o 12,3 W a celková účinnost klesla z 84,3 % na 81,2 %. V tomto případě se jeví zvýšení frekvence PWM jako nevhodný krok v optimalizaci systému, ale je nutné podotknout, že výstupní výkon je pouhých 314 W. V případě frekvenčních měničů výrobních strojů se pohybujeme v řádově vyšších hodnotách a použitím efektivnějšího tranzistoru by se také mohlo dosáhnout příznivějších hodnot [12].

V rámci výzkumu v testovacích laboratořích firmy Yaskawa byly porovnávány účinnosti tranzistorů na bázi křemíku – IGBT (A 1,000 series, model CIMR– AU2A0012FA) s tranzistorem na bázi nitridu Galia – GaN HEMT. Měnič s IGBT pracoval na frekvenci PWM 15 kHz a měnič s GaN na 100 kHz [13].



Obrázek 13 Srovnání účinnosti GaN a IGBT v závislosti na velikosti zátěže [13]

Přestože GaN pracoval na 7násobné PWM frekvenci, shodoval se s účinností měniče IGBT při 2 kW výkonu a při nižší zátěži IGBT překonával.

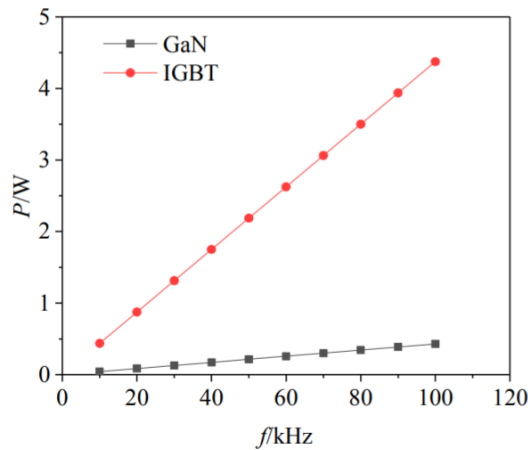
Následující studie byla opět zaměřená na porovnání vlastností IGBT a GaN. Pro studií byly použity součástky uvedené na obrázku níže.

Device	Rated Voltage	Rated Current	Conduction Characteristic	Reverse Conducting Voltage Drop (V_F)
GS66516T	650 V	60 A	$R_{DS(on)} = 25 \text{ m}\Omega$	5.28 V ($V_{GS} = -3 \text{ V}$) 0.2 V ($V_{GS} = 6 \text{ V}$)
FS50R06W1E3	600 V	50 A	$V_{CE} = 1.60 \text{ V}$	1.50 V



Obrázek 14 tranzistory (a) GaN HEMT – CS66516T, (b) IGBT – FS50R06W1E3 [14]

Článek představuje srovnávací studii se stejnými hodnotami GaN HEMT a IGBT. Experimentálně jsou hodnoceny ztráty, výkon a účinnosti měniče. [14]



Obrázek 15 Srovnání spínacích ztrát IGBT a GaN [14]

Z grafu lze vyčíst, že spínací ztráty GaN HEMT jsou v tomto případě až 10krát nižší než ztráty se zapojením IGBT. Jinými slovy spínací frekvence může být až 10krát vyšší při zachování stejných ztrát, což je významná výhoda pro zlepšení šířky pásma řízení.

Celkově se tranzistory GaN HEMT jeví jako ideální volba pro vysokofrekvenční a výkonově náročné aplikace, například pro řízení pohonů výrobních strojů. Jedná se ovšem o relativně mladou technologii, je tedy zatím obtížné zhodnotit, zda se tato technologie v dané oblasti skutečně uplatní, výhody oproti konvenčním tranzistorům jsou však nesporné.

4 Dopravní zpoždění

Dopravní zpoždění v regulačních obvodech vyjadřuje zpoždění, které má za následek, že systém nereaguje na změnu žádané veličiny okamžitě, ale až po určité časové prodlevě. V našem případě je uvažováno dopravní zpoždění pulzní šířkové modulace. V případě PWM je prodleva způsobena tím, že v pracovním režimu tranzistoru lze požadovanou změnu stavu proudu promítnout do soustavy nejdříve v následující kladné půlkně řídicí frekvence.

Funkce $g(t)$ časově zpožděnou o čas T vzhledem k funkci $f(t)$ lze zapsat:

$$g(t) = f(t - T) \quad (4.1)$$

Kde $f(t)=0$ pro každou hodnotu $t < 0$.

To lze vyjádřit Laplaceovou transformací následovně

$$G(s) = e^{-sT} F(s) \quad (4.2)$$

Z toho lze vytvořit operátorový přenos rovnice (4.3).

$$F_M = \frac{G(s)}{F(s)} = e^{-sT} \quad (4.3)$$

Vzniklou transcendentní přenosovou funkci dopravního zpoždění lze aproximovat několika způsoby. Volba vhodné aproximace je velmi důležitý aspekt, protože aproximovaný přenos musí co nejlépe zachovávat dominantní chování a dynamiku původního systému. V jaké míře zvolená aproximační metoda zachovává tato kritéria lze posuzovat z hlediska několika měřítek. Dobrým ukazatelem je například chování regulačního obvodu při skokové změně žádané hodnoty výstupu nebo posouzení průběhu frekvenčních charakteristik. Zároveň je žádoucí dodržet co nejmenší počet členů rozvoje přenosu (neboli co nejnižší řád aproximace), aby nebyl přenos příliš komplikovaný a tím pádem složitost potřebných výpočtů nebyla moc vysoká. Důležitou podmínkou aproximace je také to, aby stupeň čitatele byl maximálně stejně velký jako stupeň jmenovatele.

Mezi možné volby aproximace se řadí:

- Taylorův rozvoj do mocninné řady
- Padého rozvoj
- Limitní aproximace

4.1.1 Taylorův rozvoj do mocninné řady

Taylorův rozvoj do mocninné řady, zvaný též Maclaurinův rozvoj (Taylorův rozvoj v okolí bodu 0), je rozvoj, který rozvíjí danou funkci jako mocninnou řadu v rámci následujícího vztahu.

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \quad (4.4)$$

Funkci e^{-Ts} o proměnné s lze upravit do tvaru.

$$e^{-T \cdot s} = \frac{e^{-\frac{T}{2} \cdot s}}{e^{+\frac{T}{2} \cdot s}} \quad (4.5)$$

Následně je rozvinut čitatel i jmenovatel a výsledkem je podíl dvou nekonečných řad.

$$e^{-sT} \approx \frac{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-T \cdot s)^n}{2^n \cdot n!}}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(+T \cdot s)^n}{2^n \cdot n!}} = \frac{1 - \frac{T \cdot s}{2} + \frac{(T \cdot s)^2}{8} - \frac{(T \cdot s)^3}{48} + \dots}{1 + \frac{T \cdot s}{2} + \frac{(T \cdot s)^2}{8} + \frac{(T \cdot s)^3}{48} + \dots} \quad (4.6)$$

Maximální hodnota n určuje řád Taylorovy aproximace. Nejčastěji se používá aproximace do druhého řádu, tedy lineární a kvadratická. [3]

4.1.2 Padého rozvoj

Je známo, že Padého rozvoj dává přesnější výsledky. Obdobně jako v případě Taylorova rozvoje, funkce e^{-Ts} je upravena do podílového tvaru, následně je však čitatel i jmenovatel počítán skrze koeficienty c_k dle následujícího vzorce [3]:

$$e^{-T \cdot s} = \frac{e^{-\frac{T}{2} \cdot s}}{e^{+\frac{T}{2} \cdot s}} \approx \frac{Pn(s)}{Qn(s)} \quad (4.7)$$

, kde

$$Pn(s) = \sum_{k=0}^n (-1)^k \cdot c_k \cdot (Ts)^k$$

$$Qn(s) = \sum_{k=0}^n c_k \cdot (Ts)^k \quad (4.8)$$

kde koeficienty c_k jsou:

$$c_k = \frac{(2n - k)! n!}{2n! k! (n - k)!}$$

Nejedná se tedy o podíl dvou nekonečných řad, jako v případě Taylorova rozvoje. Jednotlivé členy Padého rozvoje jsou závislé na konečném řádu dané aproximace. Tabulka 4 zobrazuje podobu jednotlivých členů čitatele pro prvních pět řádů Padého rozvoje.

Tabulka 4 Členy Padého rozvoje

Řád	$P_n(s)$
$n=0$	1
$n=1$	$1 - \frac{T \cdot s}{2}$
$n=2$	$1 - \frac{Ts}{2} + \frac{(Ts)^2}{12}$
$n=3$	$1 - \frac{Ts}{2} + \frac{(Ts)^2}{10} - \frac{(Ts)^3}{120}$
$n=4$	$1 - \frac{Ts}{2} + \frac{(Ts)^2}{28} - \frac{(Ts)^3}{84} + \frac{(Ts)^4}{1680}$
$n=5$	$1 - \frac{Ts}{2} + \frac{(Ts)^2}{9} - \frac{(Ts)^3}{72} + \frac{(Ts)^4}{1680} - \frac{(Ts)^5}{7560}$

Lze si povšimnout, že obě aproximace Taylorova rozvoje a Padého rozvoje mají stejný tvar pro případ lineární aproximace, tedy jejich první řád.

5 Ladění regulátorů

Struktura kaskádní regulace vyžaduje postupné ladění jednotlivých regulačních smyček. Nejprve je řešena vnitřní proudová smyčka, následně rychlostní a jako poslední je řešena smyčka polohová. Pulzní šířková modulace je součástí proudové smyčky a její vliv na tuto smyčku je zásadní, ovšem zasahuje i do smyčky rychlostní. Vliv PWM na smyčku polohovou bude považován za zanedbatelný.

5.1 Proudová smyčka

Přínosem proudové zpětné smyčky je rychlé a přesné řízení proudu, potlačení indukovaného napětí a urychlení náběhu proudu ve vinutí. Přenos měniče se v této sekci nahrazuje aproximační funkcí dopravního zpožděním. U vnitřní proudové regulační smyčky je hlavním požadavkem nulová regulační odchylka a rychlá odezva. To je primárně zajištěno proudovým proporcionalně integračním (PI) regulátorem. Dále je požadováno co nejrychlejší přechodný děj a aby překmit nedosahoval hodnoty vyšší než 120% žádané hodnoty proudu. V případě návrhu řízení servomotorů pomocí kaskádní regulace se také klade za cíl ladění šířky propustného pásma

Teorie regulace definuje propustné pásmo jako největší frekvenci sinusového vstupního signálu, při kterém amplituda výstupního signálu neklesne pod hodnotu -3 dB a při které fázový

posun neklesne pod -90° . Velikost propustného pásma vytyčuje pásmo frekvencí, pro které nedochází k výraznému útlumu a fázovému posunu.

Princip chování motoru v rámci proudové smyčky bude popsán na modelu stejnosměrného rotačního motoru pro jeho jednoduchost. Vliv rozložení napětí na kotvě lze diferenciální rovnicí popsat následovně:

$$U = U_E + RI + L \frac{dI}{dt} \quad (5.1)$$

Kde:

U	Napětí v obvodu kotvy
R	Odpor kotvy
L	indukčnost kotvy
I	proud v obvodu kotvy
U_E	vnitřní indukované napětí $U_E = K_E v$
K_E	napěťová konstanta [Vs/rad]
v	úhlová rychlost kotvy [rad/s]

Moment kotvy získáme ze vztahu.

$$M_K = K_M I \quad (5.2)$$

Kde:

K_M	momentová konstanta [Nm/A]
-------	--------------------------------

Momentová rovnováha na kotvě

$$M_K - M_Z = J_M \frac{dv}{dt} \quad (5.3)$$

Kde:

M_Z	Vnější zátěžný moment
J_M	Celkový redukovaný moment setrvačnosti rotujících dílů motoru a ovládané části stroje

Vzhledem k tomu, že principiálně se rotační EC motory a synchronní motory neliší, lze předešlé vzorce s drobnými změnami uplatnit i pro lineární variantu na model synchronního stroje.

Synchronní motory pracují na principu současného řízení amplitudy a frekvence všech tří svorkových harmonických proudů s využitím PWM, je tedy nutné zohlednit současné silové působení všech tří cívek. [1]

$K_M [Nm/A]$ / $*K_F [N/A]$	K_F	silová konstanta jediné cívky motoru
$K_E [Vs/m]$	K_E	napěťová konstanta jediné cívky motoru
$J_M [kgm^2]$ / $*m [kg]$	m	hmotnost pohyblivé části motoru se suportem
	R, L	odpor, resp. indukčnost jediné cívky motoru

(* platí pro lineární motory)

Všechny zmíněné veličiny mají vzhledem k symetrickému uspořádání motoru stejnou velikost pro všechny tři cívky.

Přenos proudové smyčky lze zapsat v tomto tvaru:

$$F_I(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (5.4)$$

Přenos PI regulátoru proudové smyčky:

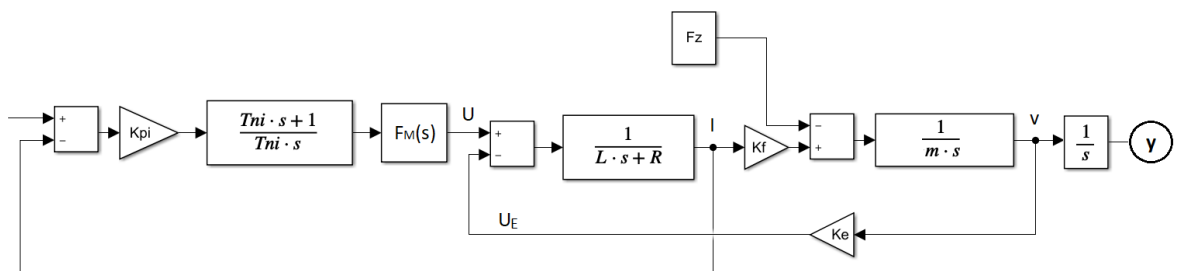
$$F_{PI}(s) = K_{PI} \frac{1 + T_{NI}s}{T_{NI}s} \quad (5.5)$$

Kde:

K_{PI} proporcionální zesílení proudového regulátoru [V/A]

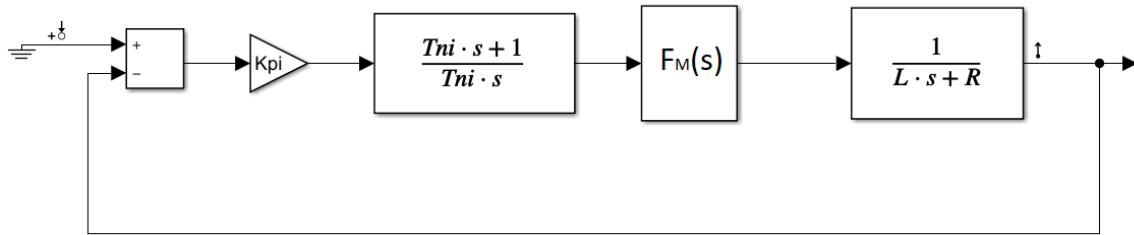
T_{NI} integrační časová konstanta [s]

S využitím předešlých vztahů lze kreslit blokové schéma spojitého modelu synchronního motoru s regulací a s aproximační funkcí dopravního zpoždění $F_M(s)$ [1].



Obrázek 16 Blokové schéma synchronního motoru s regulací a s aproximační dopravního zpoždění

Proudová regulace je laděna na výstupu proudu při zamezení zpětného vlivu od indukovaného napětí. (při stojícím motoru)



Obrázek 17 Schéma ladění proudové regulace matematického modelu v Simulinku

5.2 Rychlostní smyčka

Účelem rychlostní zpětné smyčky je přesné sledování žádané rychlosti. Rychlostní regulátor je tvořen proporcionálně integračním (PI) regulátorem. V rámci ladění rychlostní smyčky je posuzována odezva na skok žádané rychlosti. Parametry regulátoru jsou voleny tak, aby překmit odezvy na skok žádané rychlosti nepřekračoval 20 %. Na výstupu rychlostního regulátoru je žádaný proud.

Důležité informace z hlediska kvality seřízení rychlostní smyčky dává frekvenční charakteristika a z ní zjistitelná šířka propustného pásma, která by měla být co nejvyšší. Nutné je ovšem podotknout, že v rámci matematického modelu je řešen pouze jednohmotový systém (dokonale tuhý stroj). Reálný systém obráběcího stroje s pohybovými osami obsahuje více hmot, které vnášejí do frekvenční charakteristiky vícero vlastních frekvencí, které způsobují rezonanční špičky, případně antirezonance. V důsledku mají negativní vliv na chování celého systému. Tvar a poloha těchto rezonančních špiček v rámci frekvenčního spektra závisí na mechanické stavbě stroje a na velikosti vzájemných tuhostí příslušných komponent. Tento aspekt je však v modelu zanedbán a řešeny jsou primárně vlastnosti motoru, nikoli mechanické stavby pohybové osy.

Přenos PI regulátoru rychlostní smyčky:

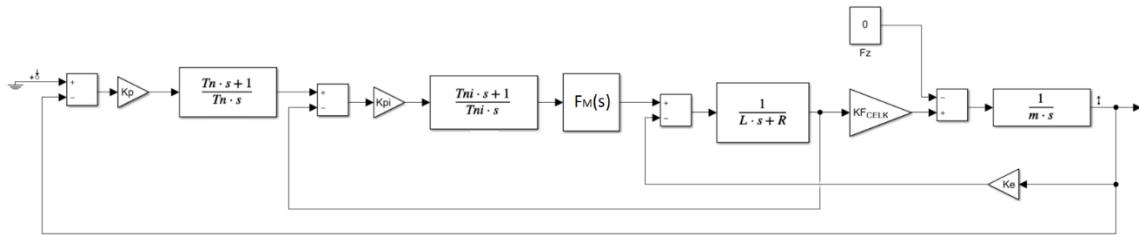
$$F_p(s) = K_p \frac{1 + T_N s}{T_N s} \quad (5.6)$$

Kde:

K_p proporcionální zesílení rychlostního regulátoru, lin. [A/m/s], rot. [A/rad/s]

T_N integrační časová konstanta [s]

Proudová regulace je laděna v Simulinku dle schématu na obrázku č. 18.



Obrázek 18 Schéma ladění proudové regulace matematického modelu v Simulinku

5.3 Polohová smyčka

Z hlediska kaskádní struktury je polohová smyčka nejnadřazenější ze smyček a uzavírá v sobě smyčku rychlostní a polohovou a jejím cílem je přesné řízení polohy. Pro polohovou smyčku se používá regulátor pouze typu P, protože překmit skutečné polohy, vůči žádané je zde nežádoucí. V rámci ladění této smyčky je posuzována velikost propustného pásma a rychlost odezvy na rampovitý průběh žádané hodnoty polohy.

Vliv pulzně šířkové modulace na polohovou smyčku je vysoce nevýrazný, a z toho důvodu parametrická studie regulačních parametrů není na tuto smyčku aplikována.

6 Diskretizace

Diskrétní model vznikne převedením našeho regulačního obvodu na diskrétní regulační obvod. Ten se vyznačuje tím, že alespoň jedna veličina má tvar posloupnosti diskrétních hodnot vytvořených v pravidelně se opakujících okamžicích T . Hodnota T se nazývá vzorkovací perioda a frekvence, s jakou se tyto hodnoty vytváří se nazývá vzorkovací frekvence.

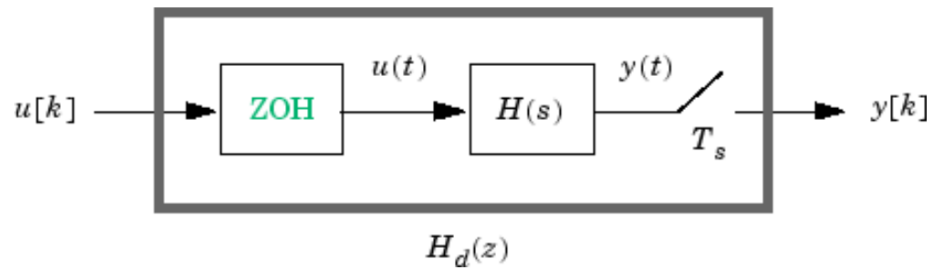
6.1 Diskretizační metody

Diskretizace zkoumaného regulačního obvodu je prováděna v programu Matlab. Matlab nabízí několik diskretizačních a interpolačních metod pro převod dynamických modelů systému mezi spojitým a diskrétním časem a pro převzorkování diskrétních modelů. Některé metody mají tendenci poskytovat lepší shodu ve frekvenční doméně mezi původním a převedeným systémem, zatímco jiné poskytují lepší shodu v časové doméně.

6.1.1 Zero Order Hold

Metoda Zero-Order Hold (ZOH) poskytuje přesnou shodu mezi systémy spojitého a diskrétního času v časové oblasti pro nelineární (schodovité) vstupy.

Následující blokové schéma ilustruje ZOH diskretizaci $H_d(z)$ lineárního modelu $H(s)$ se spojitým časem.



Obrázek 19 schéma diskretizace dle ZOH [7]

Blok ZOH generuje vstupní signál spojitého času $u(t)$ tak, že udržuje každou hodnotu vzorku $u(k)$ konstantní po jednu vzorkovací periodu:

$$\begin{aligned} u(t) &= u[k] \\ kT_s &\leq t \leq (k+1)T_s \end{aligned} \quad (6.1)$$

Signál $u(t)$ je vstupem do spojitého systému $H(s)$. Výstup $y[k]$ je výsledkem vzorkování $y(t)$ pro každou periodu T_s .

Metodu ZOH lze použít k diskretizaci modelů spojitého času s časovým zpožděním. Metoda ZOH přináší přesnou diskretizaci pro systémy se zpožděním vstupu, výstupu nebo s dopravním zpožděním [7].

6.1.2 First-Order Hold

Metoda First-Order Hold (FOH) poskytuje přesnou shodu mezi systémy spojitého a diskrétního času v časové oblasti pro po částech lineární vstupy.

FOH se liší od ZOH základním mechanismem zadržování. Aby se vstupní vzorky $u[k]$ změnil na spojité vstup $u(t)$, používá FOH lineární interpolaci mezi vzorky:

$$\begin{aligned} u(t) &= u[k] + \frac{t - kT_s}{T_s} (u[k+1] - u[k]) \\ kT_s &\leq t \leq (k+1)T_s \end{aligned} \quad (6.2)$$

Obecně je tato metoda přesnější než ZOH pro systémy řízené plynulými vstupy. Metoda FOH lze rovněž použít k diskretizaci modelů spojitého času s časovým zpožděním. Metoda FOH zpracovává časová zpoždění stejným způsobem jako metoda ZOH [7].

6.1.3 Tustinova metoda [7]

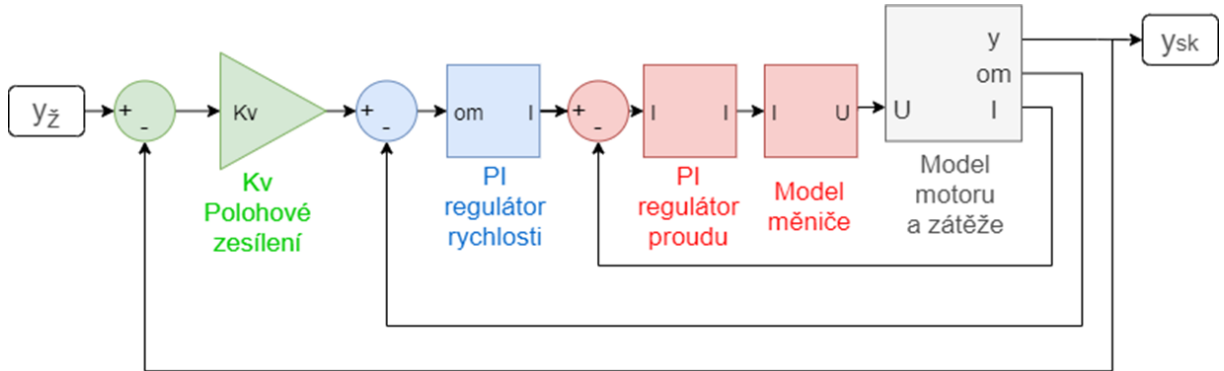
Tustinova neboli bilineární transformace poskytuje nejlepší shodu ve frekvenční oblasti mezi systémy spojitého a diskrétního času. Tato metoda spojuje přenosové funkce s-domény a z domény pomocí aproximace:

$$z = e^{sT_s} \approx \frac{1 + sT_s/2}{1 - sT_s/2} \quad (6.3)$$

Tustinovu metodu lze použít k diskretizaci modelů spojitého času s časovým zpožděním. Ve výchozím nastavení metoda Tustin zaokrouhlí jakékoli časové zpoždění na nejbližší násobek vzorkovacího času. Proto pro jakékoli časové zpoždění τ se celočíselná část zpoždění, $k * T_s$, mapuje na zpoždění k vzorkovacích period v diskretizovaném modelu. Tento přístup ignoruje zbytkové zpoždění, $\tau - k * T_s$ [7].

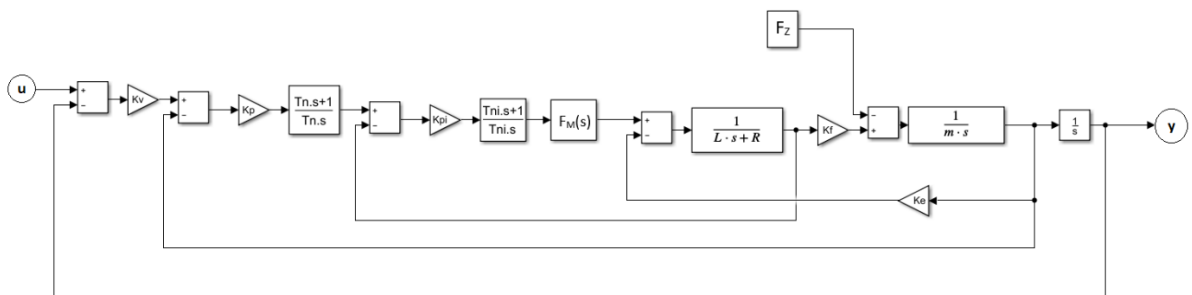
7 Matematický model

Pro účely simulace a ladění konkrétního pohonu je nutné vytvořit matematický model polohové kaskádní regulace pohybové osy. K tomuto účelu byl využit software Matlab Simulink. V tomto softwaru byl vytvořen model kaskádní regulace. Zjednodušené schéma kaskádního modelu je zobrazeno na obrázku 20.



Obrázek 20 Schéma kaskádní regulace

Model kaskádní regulace v Simulinku byl vytvořen na základě reálných parametrů pohonů. Pro zpřesnění matematického modelu bylo zavedeno dopravní zpoždění. Mechanika osy je modelována jednodmotovým systémem. To znamená, že veškeré hmoty pohybové osy stroje jsou redukovány na hřídel motoru. V modelu také nejsou uvažovány nelineární prvky, přičemž z hlediska elektromotorů se jedná zejména o jevy nasycení (omezení proudů, napětí, magnetických doků, hystereze, rozptylové toky atd.) a z hlediska mechanických prvků jsou rovněž zanedbávány nelineární prvky typu necitlivost, hystereze, vůle či skokové změny třecích sil [1].



Obrázek 21 Blokové schéma regulace polohy (motor zjednodušen) [1]

Výsledný spojitý model se zahrnutím PWM vytvořený v Simulinku je zobrazen na obrázku 21.

Do schématu byly dosazeny parametry jediné cívky L , R , K_E . U silové konstanty K_F je však třeba dosadit hodnotu $K_{FCELK} = \frac{3}{2} K_F$, aby bylo zohledněno společné působení všech tří cívek.

Přenos proudového regulátoru:

$$K_{PI} \frac{1 + T_{NI}s}{T_{NI}s} \quad (7.1)$$

K_{PI} [V/A] či [A/rad/s] je proporcionální zesílení proudového regulátoru a T_{NI} [s] je integrační časová konstanta.

Přenos rychlostního regulátoru:

$$K_P \frac{1 + T_N s}{T_N s} \quad (7.2)$$

K_P [A/m/s] je proporcionální zesílení rychlostního regulátoru a T_N [s] je integrační časová konstanta.

Přenos polohového regulátoru tvoří pouze proporcionální zesílení K_V .

$F_M(s)$ značí přenosovou funkci dopravního zpoždění a její tvar aproximace bude řešen v kapitole 7.1. Kmitočet pulzní šířkové modulace $f_M = 1/T_M$ obsažený v přenosové funkci $F_M(s)$. Dopravní zpoždění kolísá v intervalu $(0, T_M)$, takže výsledný parametr kmitočtu pro matematický model je $T_0 = T_M/2$.

7.1 Volba vhodné aproximace dopravního zpoždění

V rámci nalezení optimální aproximace pro co nejpřesnější popsání virtuálního modelu systému ovlivněného pulzní šířkovou modulací byla v rámci kaskádního modelu vytvořena přenosová funkce pro daný typ aproximace.

Taylorova aproximace řádu 2. řádu

$$F_M(s) = \frac{\frac{T_0^2 s^2}{8} - \frac{T_0 s}{2} + 1}{\frac{T_0^2 s^2}{8} + \frac{T_0 s}{2} + 1} \quad (7.3)$$

Taylorova aproximace řádu 3. řádu

$$F_M(s) = \frac{-\frac{T_0^2 s^2}{48} + \frac{T_0^2 s^2}{8} - \frac{T_0 s}{2} + 1}{\frac{T_0^2 s^2}{48} + \frac{T_0^2 s^2}{8} + \frac{T_0 s}{2} + 1} \quad (7.4)$$

Aproximace Padého rozvoje 1. řádu:

$$F_M(s) = \frac{-\frac{T_0 s}{2} + 1}{\frac{T_0 s}{2} + 1} \quad (7.5)$$

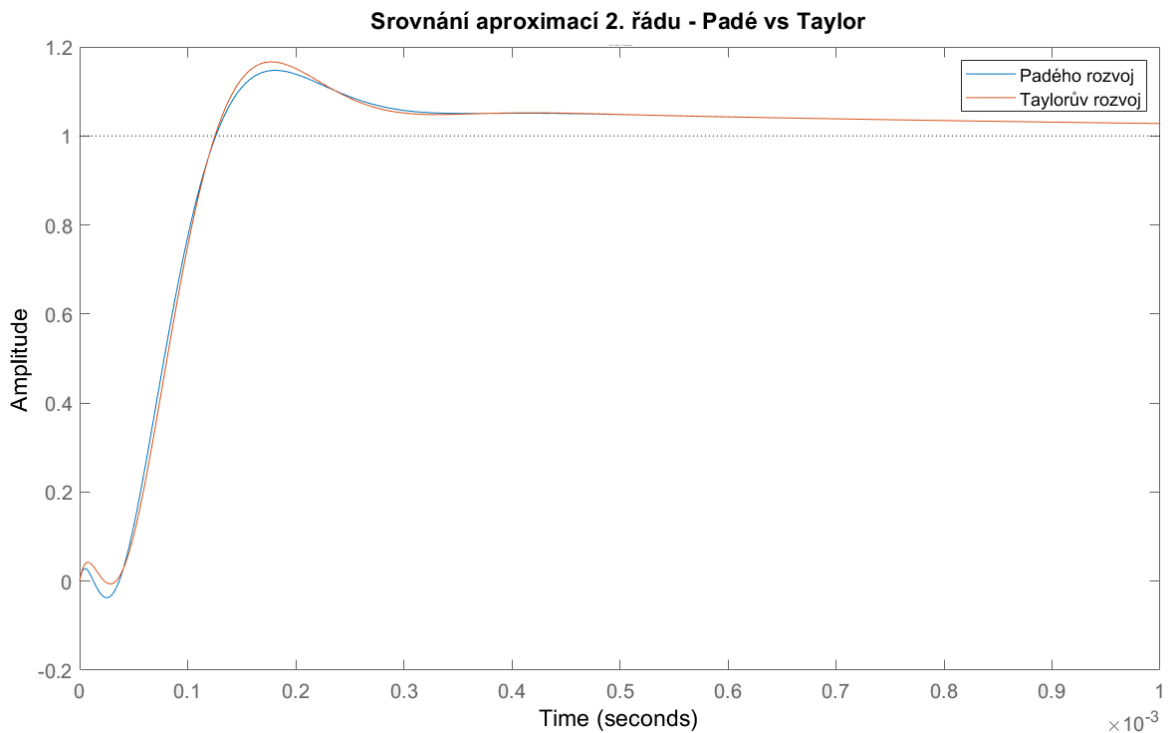
Aproximace Padého rozvoje 2. řádu:

$$F_M(s) = \frac{\frac{T_0^2 s^2}{12} - \frac{T_0 s}{2} + 1}{\frac{T_0^2 s^2}{12} + \frac{T_0 s}{2} + 1} \quad (7.6)$$

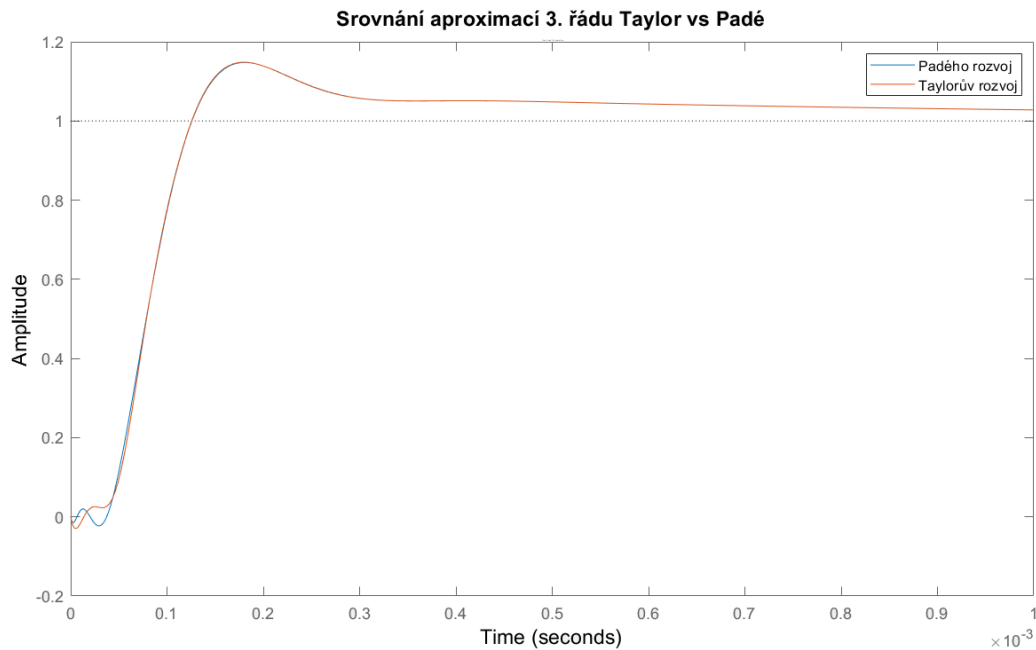
Aproximace Padého rozvoje 3. řádu:

$$F_M(s) = \frac{-\frac{T_0^3 s^3}{120} + \frac{T_0^2 s^2}{10} - \frac{T_0 s}{2} + 1}{\frac{T_0^3 s^3}{120} + \frac{T_0^2 s^2}{10} + \frac{T_0 s}{2} + 1} \quad (7.7)$$

Na obrázcích 22 a 23 je zobrazeno srovnání reakce naladěného systému na skokovou změnu proudu při aproximaci dopravního zpoždění Padého rozvojem a Taylorovým rozvojem druhého a třetího řádu. Srovnání bylo provedeno na spojitém modelu proudové regulace motoru 1FN1 126 s parametry: $T_0=0,00025$ s ($f_M=2000$ Hz), $K_{PI}=40$ V/A, $T_{NI}=0,004$ s



Obrázek 22 Srovnání Padého a Taylorovy aproximace 2. řádu

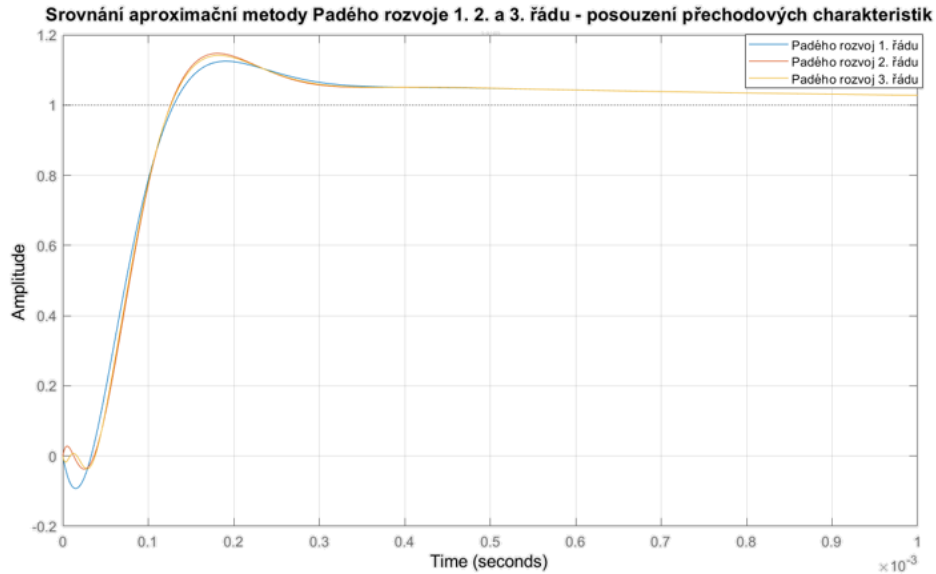


Obrázek 23 Srovnání Padého a Taylorovy aproximace 3. řádu

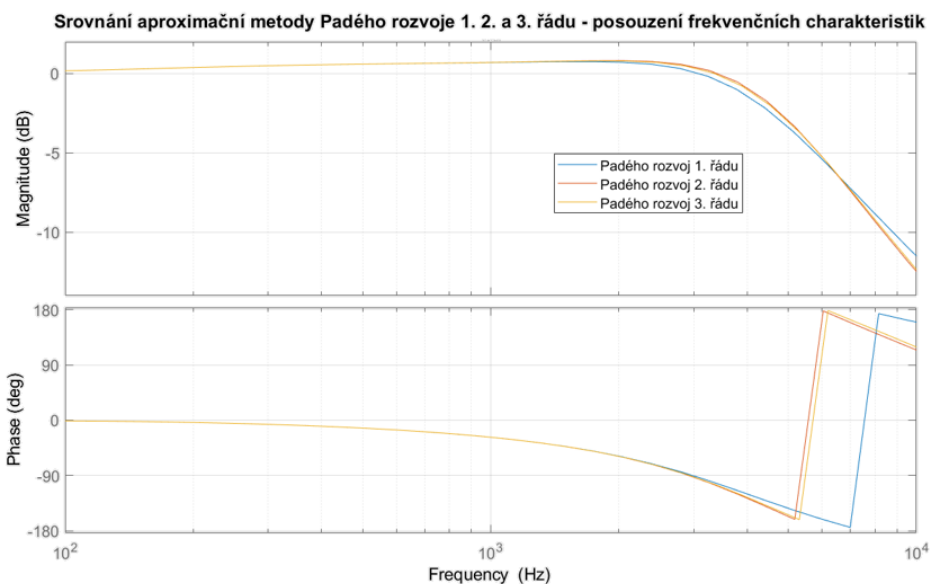
Z výsledků lze usuzovat, že aproximace 2. řádu vykazují zaznamatelné rozdíly, v amplitudě překmitu se jedná o dvouprocentní rozdíl. Srovnání 3. řádů vykazuje větší shodu. Obě aproximace jdou však nejprve do záporných hodnot a dochází tak k podkmitu.

Dále byla zkoumána Padého aproximace a její vliv na systém při zvyšujícím se řádu aproximace. Konkrétně byla posuzována aproximace 1., 2. a 3. řádu. Vzorce v podílovém tvaru pro daný řád aproximace jsou uvedeny v rovnicích (7.5)(7.6)(7.7). Opět byl použit spojitý model motoru 1FN1 126 s parametry: $T_0=0,00025$ s ($f_M=2000$ Hz), $K_{PI}=40$ V/A, $T_{NI}=0,004$ s

Tyto řády Padého rozvoje jsou zkoumány při reakci systému na skokovou změnu v rámci přechodové charakteristiky a dodatečně je zkoumána i frekvenční charakteristika v rámci Bode diagramu.



Obrázek 24 Přechodové charakteristika Padého rozvoj - 1. 2. 3. řád



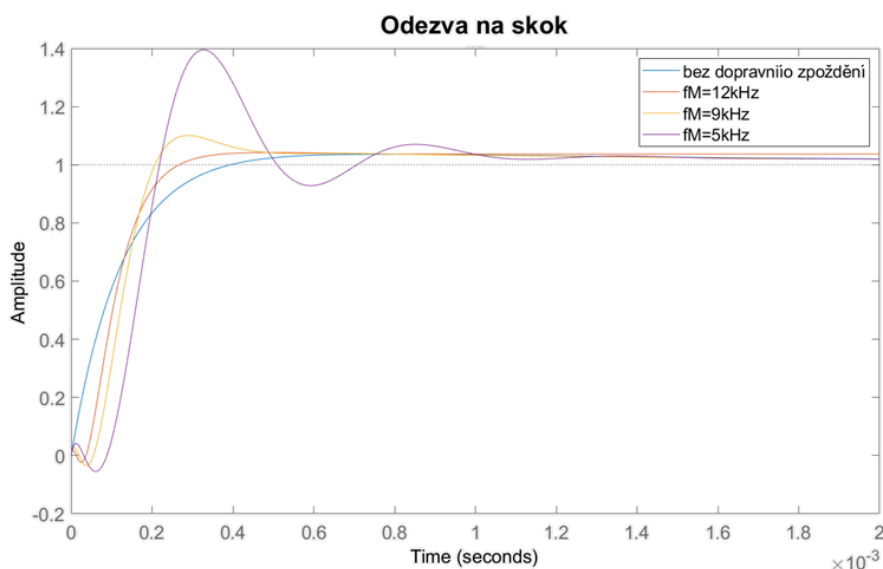
Obrázek 25 Bode diagram pro Padého rozvoj - 1. 2. 3. řád

Z výsledků je patrné, že první a druhý řád se liší značně, a to z hlediska amplitudy překmitu až o 2 %. V 2. a 3. řádu je rozdíl téměř zanedbatelný, konkrétně se jedná o 0.4 % rozdílů v amplitudě překmitu. Z hlediska frekvenční charakteristiky je rozdíl obdobný a lze zde pozorovat fázový posuv, který je v rámci jednotlivých řádů podobný jako u amplitudy překmitu.

Pro další práci s matematickým virtuálním modelem byla zvolena aproximace funkcí Padého rozvoje 2. řádu, protože velmi přesně vystihuje vlastnosti původního přenosu a oproti vyššímu řádu disponuje méně komplikovanými výpočty při zachování dostatečné přesnosti.

8 Parametrická studie vlivu PWM

Hodnota frekvence pulzní šířkové modulace značně ovlivňuje chování celého systému. Pro ilustraci je na obrázku 26 zobrazena přechodová charakteristika odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty proudu v závislosti na velikosti frekvence modulace. Zobrazené charakteristiky jsou pro motor 1FN1 126 s parametry motoru $L = 18 \text{ mH}$, $R = 1,8 \Omega$ a s regulačními parametry $K_{pi} = 150 \text{ VA}^{-1}$ a $T_{NI} = 0,001 \text{ s}$.



Obrázek 26 Přechodová charakteristika pro parametry $K_{pi} = 150 \text{ VA}^{-1}$ $f_M = 5$ až 12 kHz

V rámci studie vlivu pulzně šířkové modulace byly zkoumány různé typy motorů. Vliv PWM u různých typů motorů se může lišit v závislosti na technických parametrech posuzovaných motorů. Přínos tohoto výzkumu spočívá v tom, že některé motory mohou mít pozitivnější přínos vyšších frekvencí PWM než jiné. Snaha studie spočívala v získání přehledu jednotlivých motorů v závislosti na chování při proměnlivé frekvenci pulzně šířkové modulace a následném zhodnocení, zda vyšší frekvence představuje přínos pro systém, či zda se naopak nejedná o negativní vliv v podobě příliš vysokých ztrát způsobených spínací rychlostí tranzistorů. Zkoumané motory byly zvoleny, tak aby byly zastoupeny různé typy motorů používaných v oblasti pohybových os výrobních strojů.

Zkoumanými motory jsou:

- Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126
- Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7
- Rotační stejnosměrný servomotor HSM 150
- Prstencový (Momentový) synchronní motor VUES – ROL530881D
- Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384

Pro získání směrodatných dat byl dodržován obdobný postup pro všechny zkoumané typy motorů. Pro zjištění vlivu velikosti pulzní šířkové modulace na kvalitu regulace byla nejprve naladěna regulace na konkrétní charakteristiku a po zavedení dopravního zpoždění o různých hodnotách byly posuzovány parametry, kterých lze dosáhnout při stejné charakteristice odezvy systému v závislosti na změně frekvence pulzní šířkové modulace. Tento postup byl aplikován pro nastavení proudové a rychlostní smyčky.

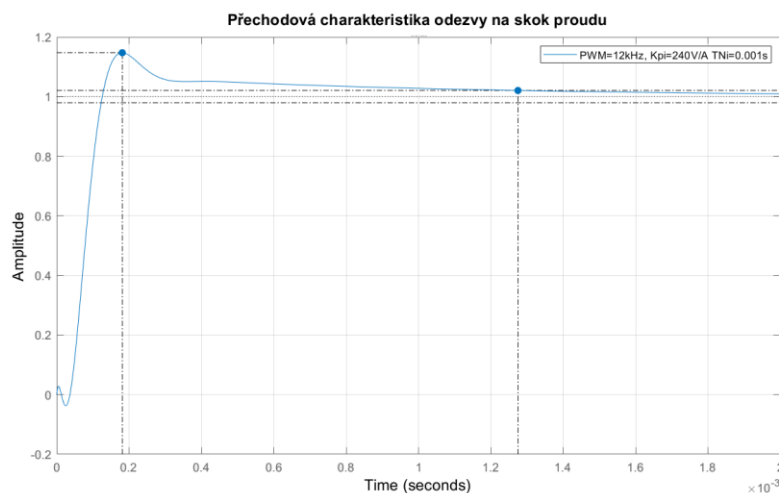
8.1 Vliv PWM na proudovou smyčku

Pro zjištění skutečného vlivu frekvence PWM byla v případě proudové smyčky normována odezva na 15% překmit a blízkou hodnotu ustálení. Systém s rozdílnými hodnotami frekvence PWM byl laděn změnami proudového zesílení a integrační časové konstanty na daný, normovaný překmit.

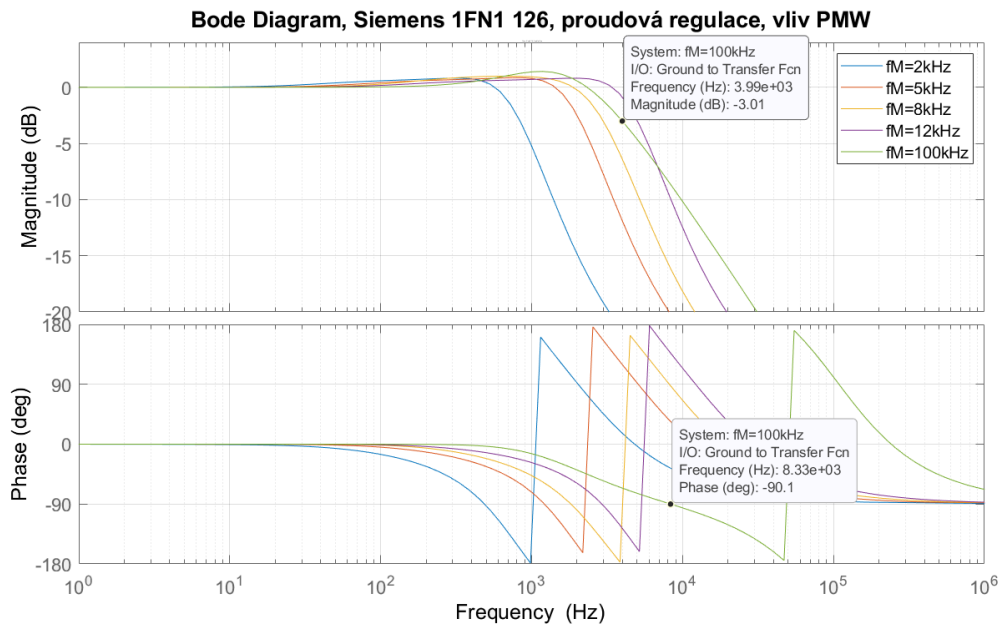
Posuzované parametry jsou:

- K_{Pi} – Zesílení proudové regulační smyčky
- T_{Ni} – Integrační časová konstanta proudového PI regulátoru
- Propustné pásmo

Na obrázku 27, je zobrazena zmíněná normovaná odezva pro konkrétní nastavení frekvence PWM 12kHz, proudové zesílení $K_{Pi} = 240V/A$ a integrační časovou konstantu $T_{Ni} = 0,001s$. Pozorovatelná je i doba ustálení, která činí $1,27 \cdot 10^{-3}s$. Obrázek 28 zobrazuje Bode diagram, s jehož využitím, lze zkoumat frekvenční charakteristiku systému. Z Bode diagramu lze také odečíst hodnotu propustného pásma odpovídající příslušné frekvenci. Obrázek 28 také zobrazuje odečtení propustného pásma ve fázi a v amplitudě. Výsledná data zohledňují nižší hodnotu propustného pásma v rámci obou případů.



Obrázek 27 Přechodová charakteristika odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty proudu pro na nastavení s frekvencí PWM 12kHz

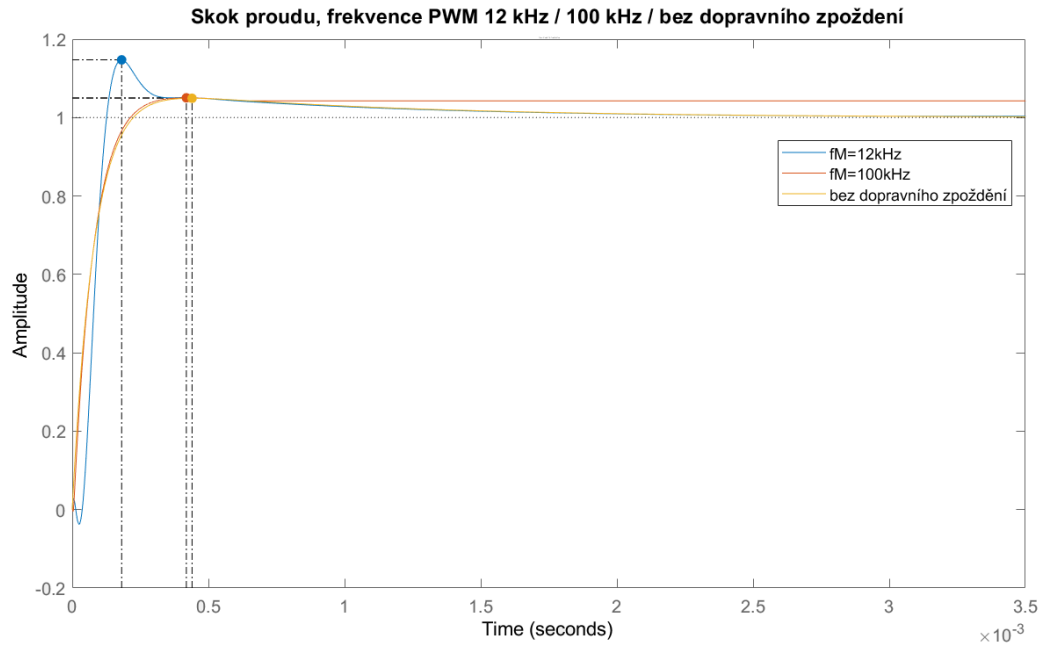


Obrázek 28 Bode diagram pro různá nastavení frekvence PWM (Siemens 1FN1 126)

8.1.1 Vliv vysoké frekvence PWM

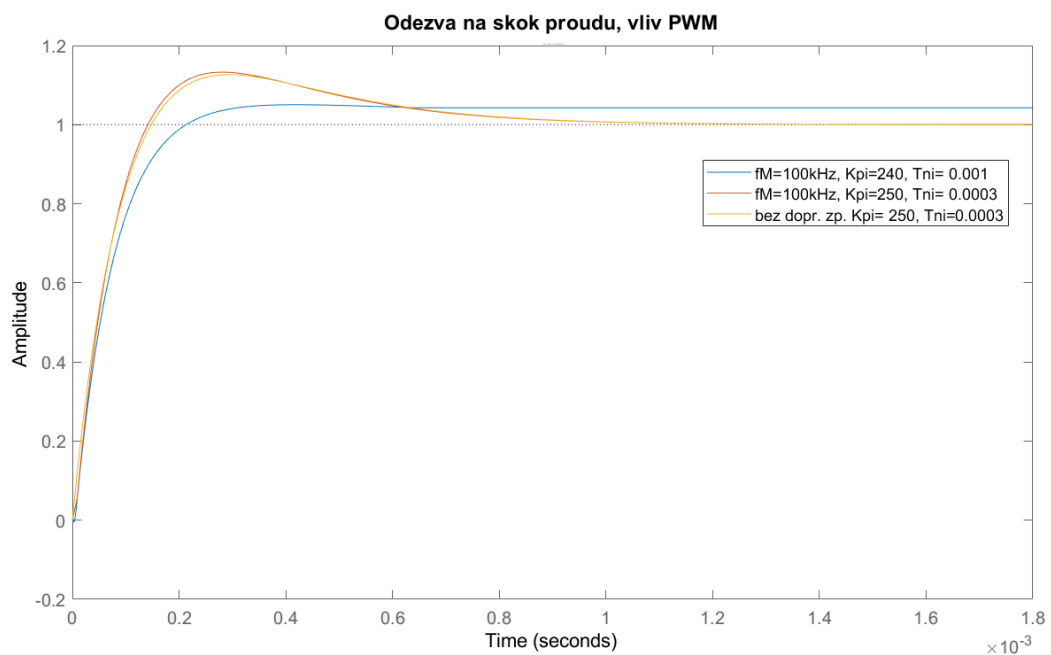
Vyšší frekvence PWM umožňuje mnohem plynulejší a hladší průběh žádaného proudu do motoru a jak již bylo zmíněno v úvodu diplomové práce, vyšší frekvence má za následek nižší zvlnění proudu a tím pádem nižší zahřívání motoru, také přispívá k lepší stabilitě a všeobecně napomáhá řízení proudu, rychlosti a polohy. V této kapitole je posuzován vliv frekvence až 100kHz, což odpovídá frekvenci, kterou v současné době již nabízejí někteří výrobci frekvenčních měničů.

V grafu na obrázku 29 je zobrazena odezva na jednotkový skok proudu pro tři různá nastavení frekvence PWM. Modrá křivka značí nastavení systému s frekvencí PWM 12kHz. Pro shodná nastavení parametrů je zobrazena odezva systému při pouhém zvýšení frekvence PWM na 100 kHz a dodatečně je zobrazena křivka bez uvažování dopravního zpoždění.



Obrázek 29 Přechodová charakteristika

Z výsledného grafu je patrné, že vysoká frekvence PWM má výrazný vliv na utlumení překmitu a téměř se shoduje s případem, kdy je dopravní zpoždění úplně zanedbáváno.



Obrázek 30 Ladění frekvence PWM 100 kHz na normovanou odezvu

Při snaze o naladění parametrů proudové regulace na normovaný překmit 15 % a obdobné doby ustálení se dostáváme na třetinovou hodnotu integrační časové konstanty, což ve výsledku odpovídá případu bez dopravního zpoždění. Lze tedy říci, že chování systému s frekvencí 100 kHz odpovídá chování jako při neuvažování dopravního zpoždění.

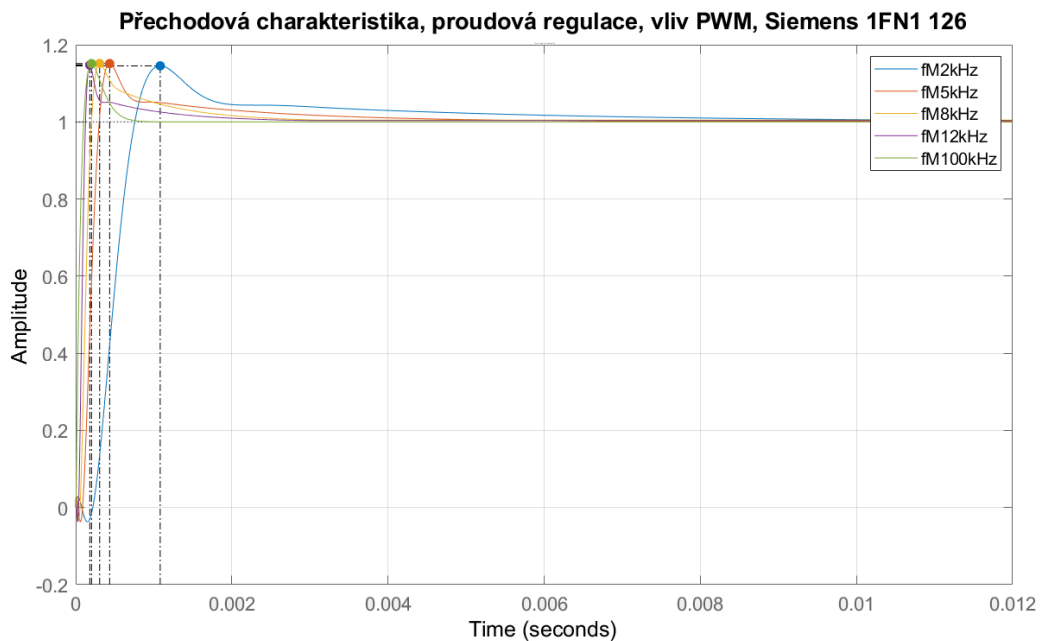
8.1.2 Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126

Nejprve byly získány technické parametry pro variantu pohonu na stránkách výrobce. Tabulka 5 zobrazuje parametry použité v matematickém modelu určeném k ladění proudové regulace v rámci Simulinku.

Odpor jedné cívky při 20 °C	$R=1,8\Omega$
Indukčnost jedné cívky	$L=18\text{mH}$

Tabulka 5 Katalogové parametry motoru

Následně byly zkoumány dosažitelné hodnoty zesílení K_{PI} a časové integrační konstanty T_{NI} pro normovaný překmit. Obrázek 31 zobrazuje odezvy pro různé frekvence PWM. S výjimkou odezvy pro frekvenci 2 kHz bylo dosaženo poměrně vysoké shody napříč všemi frekvencemi. Bode diagram je zobrazen na obrázku 28.



Obrázek 31 Proudová regulace – reakce na skok proud pro motor Siemens 1FN1 126

V tabulce 6 jsou zobrazeny dosažené parametry zesílení proudové smyčky, integrační časové konstanty a propustného pásma pro hodnoty PWM od 2 kHz do 100 kHz.

Tabulka 6 Parametrická studie proudové smyčky motoru 1FN1 Siemens

Frekvence PWM	K_{PI} [V/A]	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	40	0.004	486
5 kHz	100	0.002	1210
8 kHz	146	0.001	1820
12 kHz	240	0.001	2920
100 kHz	325	0.0002	3990

Případ pro frekvenci 100 kHz vykazuje hodnoty integrační časové konstanty, které nejsou běžné a v praxi se s takto nízkou hodnotou časové konstanty pravděpodobně nesetkáme a spíše narazíme na jiné limity, ale hodnota zde byla uvedena pro srovnání rozsahu parametrů, které jsou potřeba pro dosažení normované odezvy a pro demonstraci vlivu frekvence PWM.

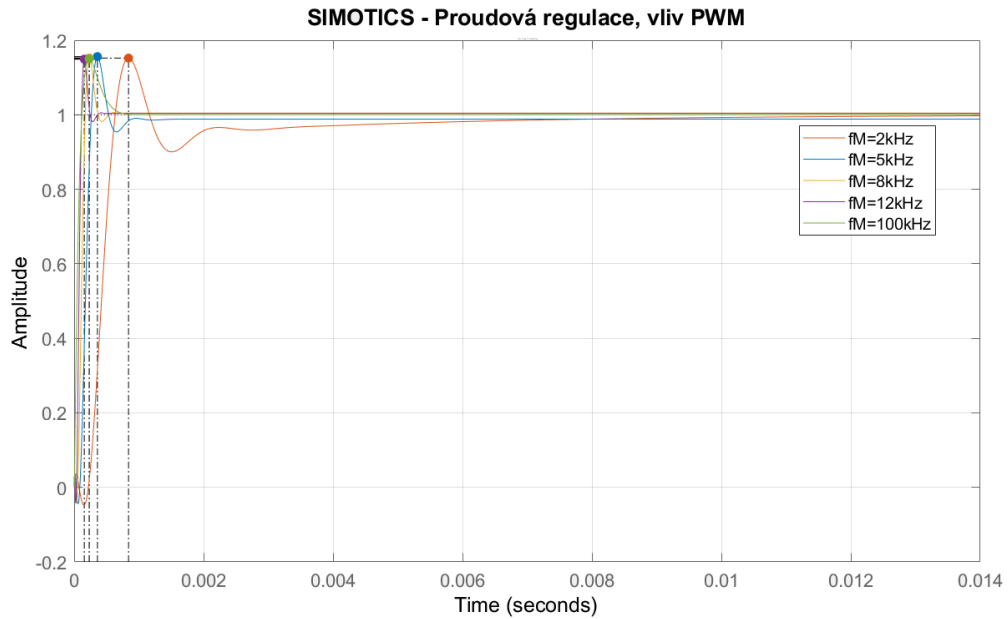
8.1.3 Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7

Pro rotační synchronní motor Siemens byl nejprve vytvořen model v Simulinku a následně byly zjištěny hodnoty parametrů. Pro proudovou smyčku byly zásadní parametry indukčnosti a odporu vinutí. Tyto hodnoty byly vyčteny z katalogu motoru na stránkách Siemens [22] a dosazeny do zdrojového souboru v Matlabu.

Projekční parametry / Engineering data		Mechanické parametry / Mechanical data	
Jmenovitá otáčky (100 K) <i>Rated speed (100 K)</i>	6000 ot/min	Druh motoru <i>Motor type</i>	Synchronní motor s buzením permanentními magnety <i>Permanent magnet synchronous motor</i>
Počet pólů <i>Number of poles</i>	6	Typ motoru <i>Motor type</i>	Compact
Jmenovitý moment (100 K) <i>Rated torque (100 K)</i>	0,6 Nm	Výška osy <i>Shaft height</i>	28
Jmenovitý proud <i>Rated current</i>	1,4 A	Chlazení <i>Cooling</i>	Samostatné chlazení <i>Natural cooling</i>
Moment v klidu (60 K) <i>Static torque (60 K)</i>	0,70 Nm	Tolerance vystředění <i>Radial runout tolerance</i>	0,035 mm
Moment v klidu (100 K) <i>Static torque (100 K)</i>	0,8 Nm	Tolerance souososti <i>Concentricity tolerance</i>	0,08 mm
Proud v klidu (60 K) <i>Stand current (60 K)</i>	1,50 A	Tolerance axiálního házení <i>Axial runout tolerance</i>	0,08 mm
Proud v klidu (100 K) <i>Stand current (100 K)</i>	1,80 A	Úroveň amplitudy vibrací <i>Vibration severity grade</i>	Úroveň A <i>Grade A</i>
Moment setrvačnosti <i>Moment of inertia</i>	0,280 kgcm ²	Velikost konektoru <i>Connector size</i>	1
Účinnost <i>Efficiency</i>	86,0 %	Druh krytí <i>Degree of protection</i>	IP64 IP64
Fyzikální konstanty / Physical constants		Konstrukce podle kódu I <i>Design etc. to Code I</i>	IM B5 (IM V1,IM V3)
Momentová konstanta <i>Torque constant</i>	0,46 Nm/A	Kontrola teploty <i>Temperature monitoring</i>	Snímač teploty Pt1000 <i>Pt1000 temperature sensor</i>
Napěťová konstanta při 20°C <i>Voltage constant at 20°C</i>	29,0 V/1000*min ⁻¹	Elektrické připojení <i>Electrical connectors</i>	Konektor pro signálové kabely a sílové vodiče, otočný <i>Connectors for signal and power rotatable</i>
Odpor vinutí při 20°C <i>Winding resistance at 20°C</i>	4,20 Ω	Barva krytu <i>Color of the housing</i>	bez <i>without</i>
Indukčnost pole <i>Rotating field inductance</i>	9,1 mH	Zastavovací brzda <i>Holding brake</i>	bez zastavovací brzdy <i>without holding brake</i>
Elektrická časová konstanta <i>Electrical time constant</i>	2,20 ms	Konec hřídele <i>Shaft extension</i>	Hladký hřídel <i>Plain shaft</i>
Mechanická časová konstanta <i>Mechanical time constant</i>	1,70 ms	Systém snímače <i>Encoder system</i>	Encoder AM20DQ: snímač absolutní hodnoty 20 bitů (rozlišení 1048576, interní 512 SR) + 12 bitů Multiturn (rozsah pohybu 4096 otáček) <i>Encoder AM20DQ: absolute encoder 20 bits (resolution 1048576, encoder internal 512 SR) + 12 bits multi-turn (traversing range 4096 revolutions)</i>
Teplotná časová konstanta <i>Thermal time constant</i>	18 min		
Torzní pevnost hřídele <i>Shaft torsional stiffness</i>	3000 Nm/rad		
Čistá hmotnost motoru <i>Net weight of the motor</i>	1,8 kg		

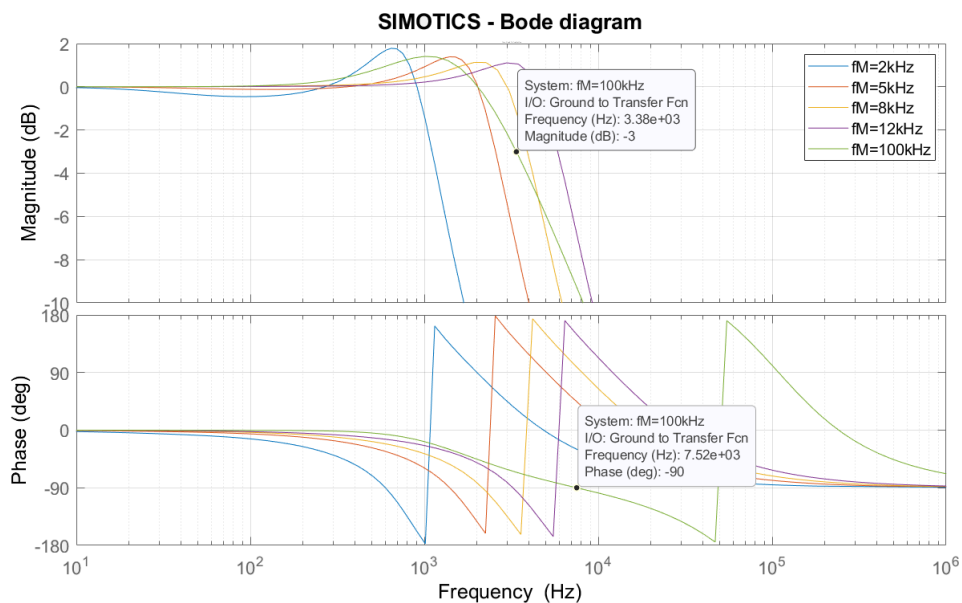
Obrázek 32 List s parametry motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7 [22]

Následně byla posuzována odezva systému na skok proudu. Opět byla snaha o dosažení normované odezvy 15% překmitu. Obrázek 33 zobrazuje výsledný tvar odezvy pro nastavené hodnoty zesílení K_{PI} a časové integrační konstanty T_{NI} . Z grafu je patrné, že odezvy pro různé hodnoty frekvence PWM se mírně liší. Primárně byla řešen 15% překmit. Doba ustálení se mírně liší, přesto byla snaha o co nejshodnější hodnotu.



Obrázek 33 Proudová regulace – odezva na skok proudu (SIMOTICS)

Bode diagram je zobrazen na obrázku 34. Z obrázku je zároveň patrné, že zatímco pro rozsah frekvencí 2 až 12 kHz je propustné pásmo omezeno ve fázi, pro frekvenci 100 kHz je propustné pásmo omezené v amplitudě.



Obrázek 34 Frekvenční charakteristika a zkoumání propustného pásma motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7

Tabulka 7 zobrazuje dosažené hodnoty parametrů pro zkoumaný motor SIMOTICS.

Tabulka 7 Parametrická studie proudové smyčky motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7

Frekvence PWM	K _{PI} [V/A]	T _{Ni} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	26,5	0,004	598
5 kHz	61	0.003	1400
8 kHz	93	0,002	2160
12 kHz	139	0.002	3220
100 kHz	139	0.0002	3380

8.1.4 Rotační stejnosměrný servomotor HSM 150

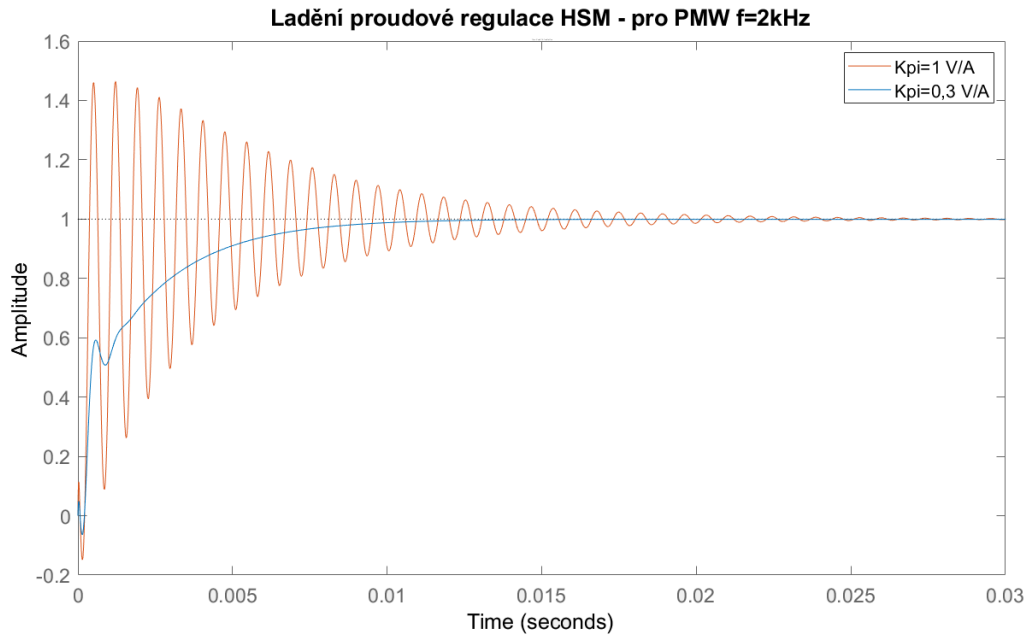
Parametry byly odečteny z technického katalogu výrobce motoru HSM 150, který je zobrazen níže, viz Tabulka 8. Zvýrazněny jsou hodnoty, které byly použity v rámci ladění proudové regulace.

Tabulka 8 Technické parametry servomotoru HSM 150 [20]

Technické údaje			
Jmenovité parametry			
Parametr	Jednotka	HSM 150	HSM 150 C
Napětí U _N	V	24	24
Moment M _N	Nm	≥ 0,39	≥ 0,52
Otáčky n _N	min ⁻¹	~ 3650	3300
Proud I _N	A	~ 8,5	~ 11
Výkon P _N	W	≥ 140	≥ 180
Účinnost	%	≥ 70	≥ 70
Tlak chladicího vzduchu	Pa		~ 80

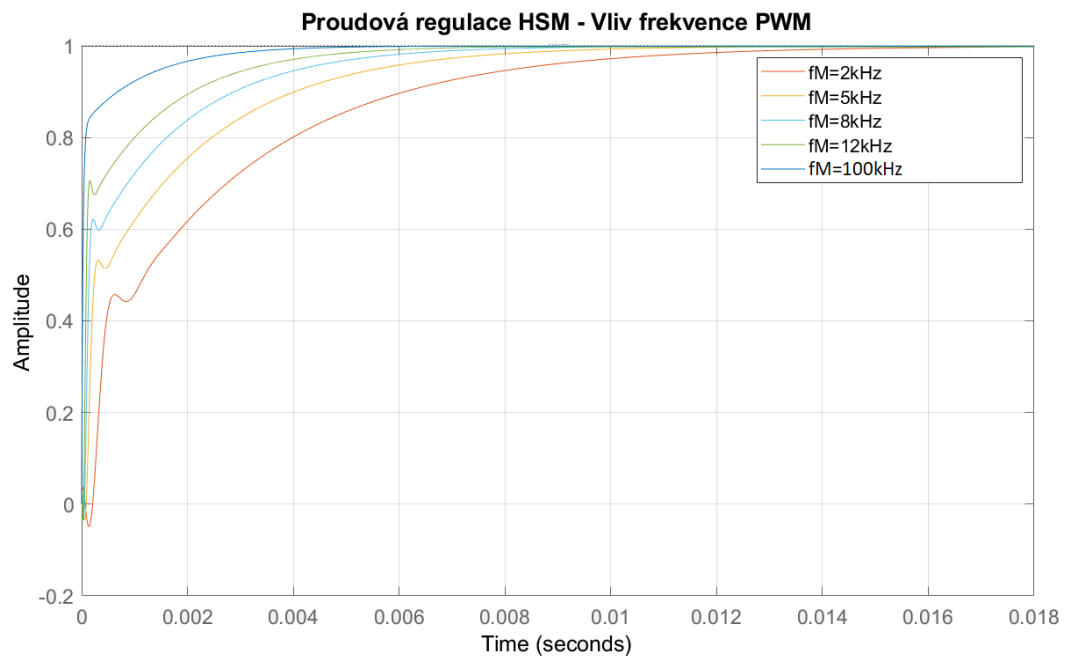
Ostatní parametry		
Parametr	Jednotka	HSM 150
Provozní napájecí napětí	V	U _N ± 50%
Otáčky naprázdno	min ⁻¹	~ 4600
Maximální otáčky	min ⁻¹	7000 (při 36V)
Maximální moment (při U _N)	Nm	≥ 2,2
Maximální špičkový proud	A	40 (při 24V)
Moment setrvačnosti rotoru	kgm ²	≤ 130 · 10 ⁻⁷
Elektrická časová konstanta	μs	≤ 140
Elektromechanická časová konstanta	ms	≤ 2,9
Celkový odpor při 20 °C	Ω	≤ 0,7
Proud naprázdno	A	≤ 0,8
Ztráty naprázdno	W	≤ 24
Indukčnost	μH	≤ 90
Otáčková konstanta	rad/V.s	20 ^{+1.16} _{-1.02}
Moment statického tření	Nm	≤ 0,016
Maximální úhlové zrychlení	rad/s ²	≥ 169 000
Součinitel růstu výkonu	kW/s ²	≥ 372
Vlastní mechanická rezonance	Hz	≥ 1700
Teplota rotoru	°C	≤ 130
Teplota pláště statoru	°C	~ 70
Tepelný odpor mezi rotorem a statorem	°C/W	≤ 0,7
Tepelný odpor mezi statorem a okolím	°C/W	≤ 0,6

Ladění servomotoru HSM 150 se ukázalo jako více problematické. Zejména proto, že výsledný systém měl výrazné sklony k nestabilitě a pro určité nastavení parametrů vznikaly trvalé regulační odchylky. Nestabilita při reakci na skok proudu pro specifická nastavení zesílení K_{PI} je zobrazena na obrázku 35.



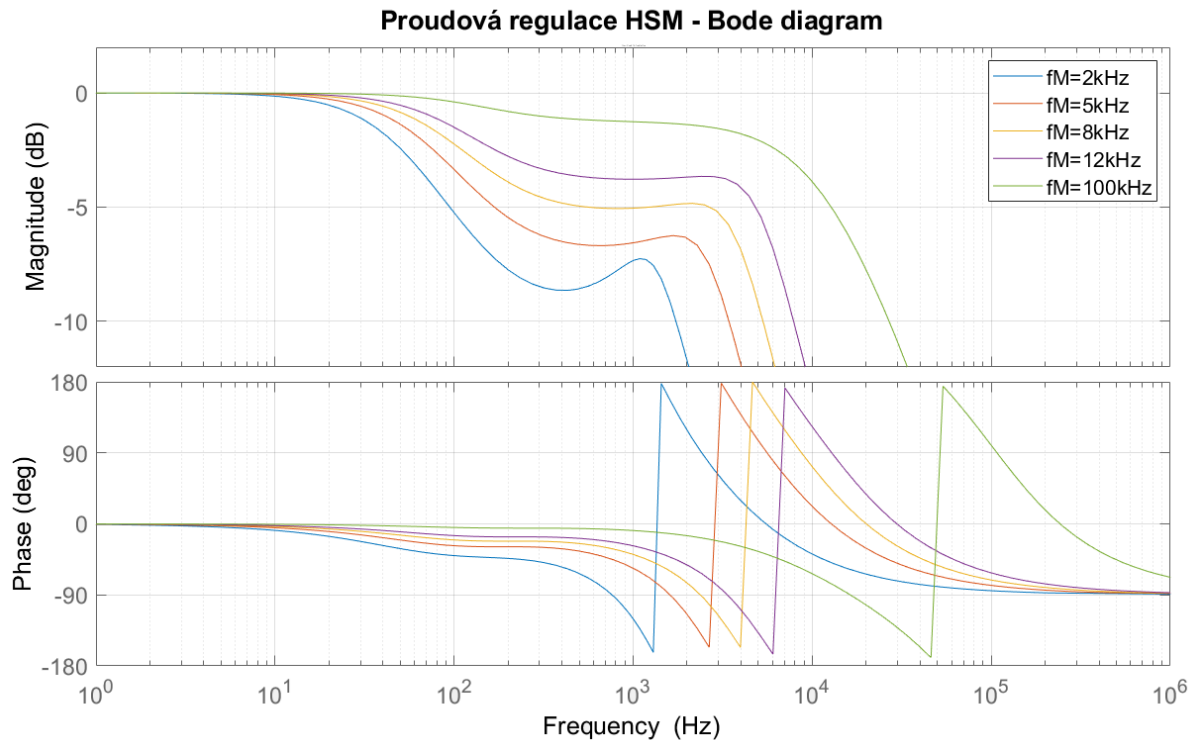
Obrázek 35 Ladění proudové regulace HSM – sklony k nestabilitě

Vzhledem k předchozím skutečnostem bylo zároveň obtížné dosáhnout obdobné odezvy na skok proudu. Výsledné odezvy byly normovány na konstantní výšku podkmitu, ovšem při frekvenci 100 kHz k podkmitu nedocházelo.



Obrázek 36 Proudová regulace HSM – Vliv frekvence PWM

Obrázek 37 zobrazuje frekvenční charakteristiku v podobě Bode diagramu. Frekvenční pásmo je pro veškeré hodnoty frekvencí PWM omezeno v amplitudě.



Obrázek 37 Bode diagram – frekvenční analýza servomotoru HSM 150

Tabulka 9 zobrazuje dosažené hodnoty K_{PI} a T_{NI} . Při změně integrační časové konstanty T_{NI} v průběhu ladění docházelo ke odezvám s trvalou regulační odchylkou případně velmi rozdílných odezvám napříč různými frekvencemi PWM, z toho důvodu nebyly hodnoty T_{NI} měněny. Výsledné hodnoty propustného pásma se jeví jako velmi nízké. Odlišné chování proudové regulace modelu servomotoru HSM 150 je pravděpodobně způsobeno nízkou hodnotou indukčnosti.

Tabulka 9 parametrická studie proudové smyčky servomotoru HSM 150

Frekvence PWM	K_{PI} [V/A]	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)
2 kHz	0,3	0.001	58
5 kHz	0,5	0.001	90,1
8 kHz	0,75	0.001	135
12 kHz	1,1	0.001	233
100 kHz	4	0.001	7710

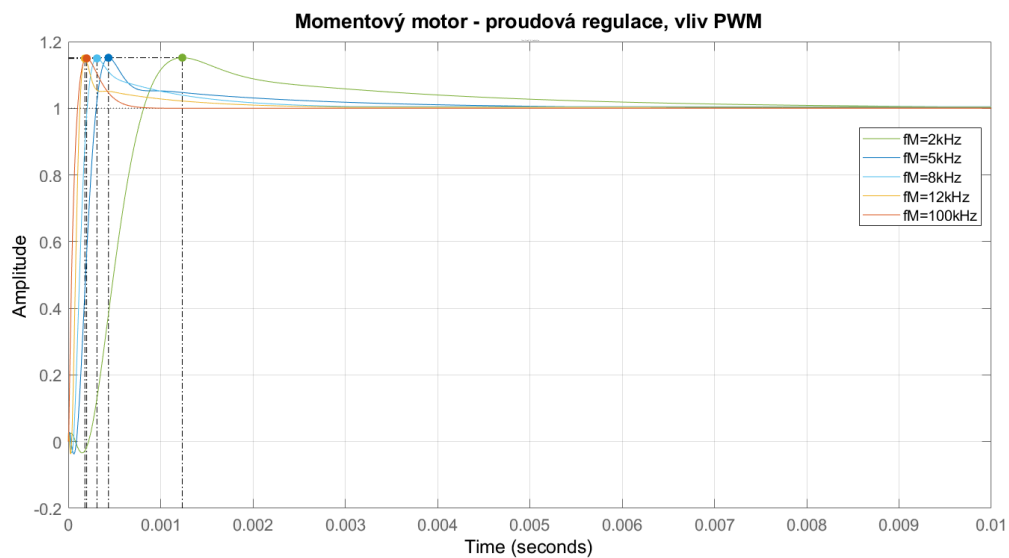
8.1.5 Prstencový (Momentový) synchronní motor VUES – ROL530881D

Parametry pro momentový motor od značky VUES byly získány z katalogového listu výrobce a potřebné hodnoty konstant jsou zobrazeny v tabulce 10.

Tabulka 10 Katalogové parametry prstencového motoru VUES ROL530881D

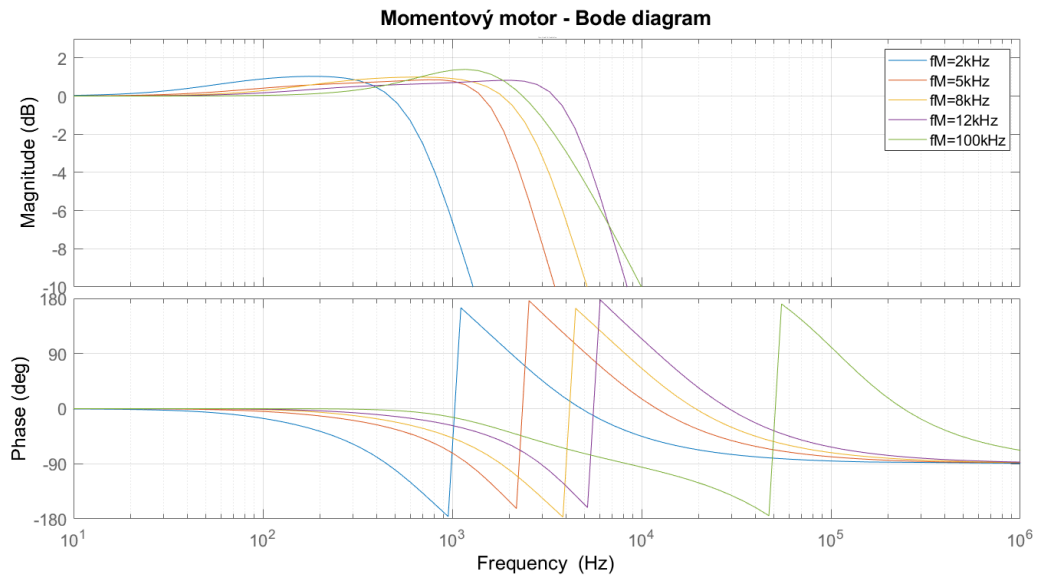
Indukčnost	0,01046 H
Odpor	0,99 Ω
Momentová konstanta	21,86 Nm/Aeff
Napěťová konstanta	1321,8 Veff/1000ot/min
Moment setrvačnosti	1,36 kgm ²

V rámci proudové regulace momentového motoru VUES bylo dosaženo relativně dobré shody, s výjimkou odezvy pro frekvenci 2 kHz, která se mírně lišila v době ustálení, viz Obrázek 38.



Obrázek 38 Proudová regulace, vliv PWM – Momentový motor (VUES)

Obrázek 39 zobrazuje frekvenční charakteristiku pro model momentového motoru (VUES).



Obrázek 39 Bode diagram – Momentový motor (VUES)

Tabulka 11 zobrazuje dosažené hodnoty K_{PI} a T_{NI} a propustného pásma.

Tabulka 11 Parametrická studia proudové smyčky momentového motoru VUES

Frekvence PWM	K_{PI} [V/A]	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	21	0.003	451
5 kHz	58	0.002	1210
8 kHz	84	0.001	1810
12 kHz	140	0.001	2920
100 kHz	192	0.0002	4040

8.1.6 Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384

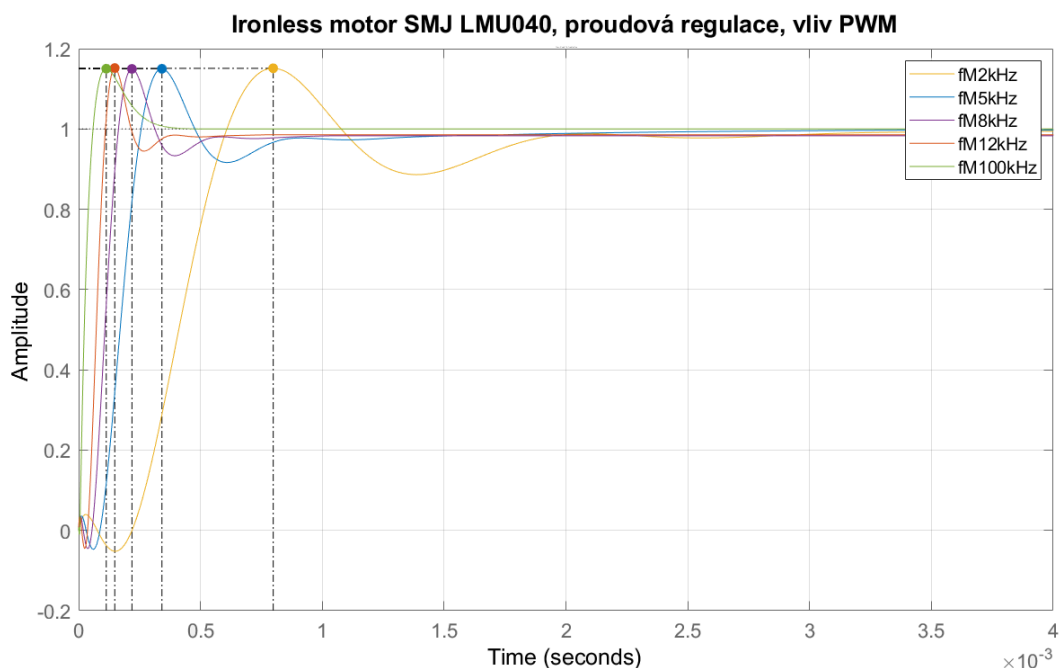
Jedná se o synchronní lineární motor a označení „Ironless“ v názvu vyjadřuje, že neobsahuje železné jádro. Na rozdíl od motorů se železným jádrem dosahují stabilnějšího pohybu a vyšší přesnosti polohování. Absence železného jádra se také vyznačuje vyšším zrychlením a zpomalením. Tyto výhody jsou však vykoupeny obecně nižším výkonem.

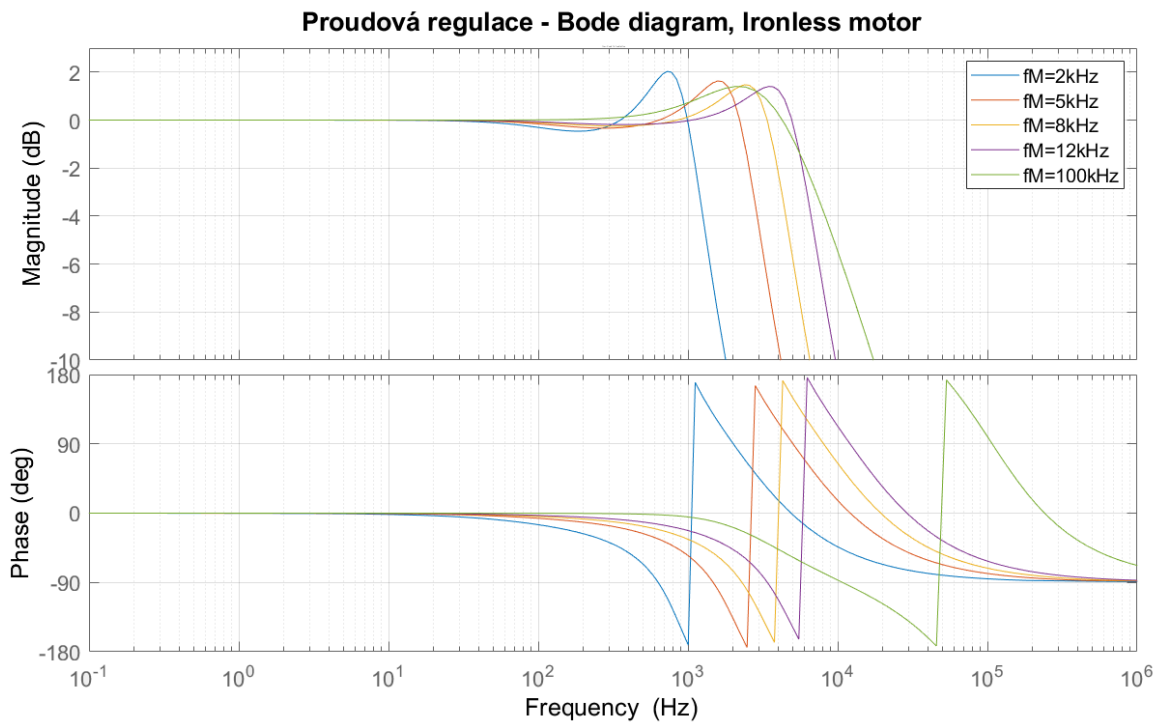
V katalogovém listu výrobce (Tabulka 12) byla v rámci dostupných modelů motorů zvolena varianta CP384 (zvýrazněna červenou barvou). Při volbě varianty motoru byla snaha o řádově podobné hodnoty dosažitelné působící síly jako v případě lineárního synchronního motoru se železným jádrem (Siemens 1FN1 126)

Tabulka 12 Katalogový list lineárního synchronního motoru SMJ LMU040 [21]

Parameters												
Parameter	Unit	LMU040-CP144		LMU040-CP204		LMU040-CP264		LMU040-CP384		LMU040-CP504		
		A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	
Performance Specifications												
Continuous Force	N	200		250		335		440		600		
Peak Force	N	1400		1750		2345		3080		4200		
Electrical Specifications												
BEMF Constant(line-line,peak)	V/(m/s)	73.51	36.76	110.27	55.14	147.02	73.51	110.27	55.14	147.02	73.51	
Continuous Current	Arms	2.21	4.42	1.84	3.69	1.85	3.70	3.24	6.49	3.32	6.64	
Peak Current,Stall	Arms	15.48	30.97	12.90	25.80	12.97	25.93	22.71	45.41	23.22	46.45	
Force Constant	N/Arms	90.42	45.21	135.63	67.82	180.84	90.42	135.63	67.82	180.84	90.42	
Motor Constant	N/√W	21.47		24.01		27.76		28.34		32.57		
Resistance,25°C (line-line)	Ω	14.16	3.54	21.24	5.31	28.32	7.08	10.62	2.66	14.16	3.54	
Inductance,(line-line)	mH	9.6	2.4	15.2	3.8	18.4	4.6	7.2	1.8	10.8	2.7	
Thermal Resistance	°C/W	0.89		0.78		0.58		0.42		0.3		
Maximum Bus Voltage	VDC	340		340		340		340		340		
Mechanical Specifications												
Coil Weight	kg	1.1		1.6		2.1		3.1		4.2		
Coil Length	mm	144		204		264		384		504		
Magnet Track Weight	kg/m	21.8										
Magnetic Pole Pitch (NN)	mm	60										

Obrázek 40 zobrazuje výsledné tvary normovaných odezev na 15 % překmit, pro které byly odečítány hodnoty konstant K_{PI} a T_{NI} a obrázek 41 znázorňuje frekvenční charakteristiku, ze které byly odečteny šířky propustných pásem pro příslušné frekvence PWM. Měřítka osy Bodeho diagramu bylo voleno ve prospěch čitelnosti propustných pásem.


Obrázek 40 Proudová regulace, vliv PWM – Ironless motoru SMJ LMU040 CP384



Obrázek 41 Bode diagram proudové regulace ironless motoru SMJ LMU040 CP384

Tabulka 13 zobrazuje dosažené hodnoty regulačních konstant.

Tabulka 13 parametrická studia proudové smyčky Ironless motoru SMJ LMU040 CP384

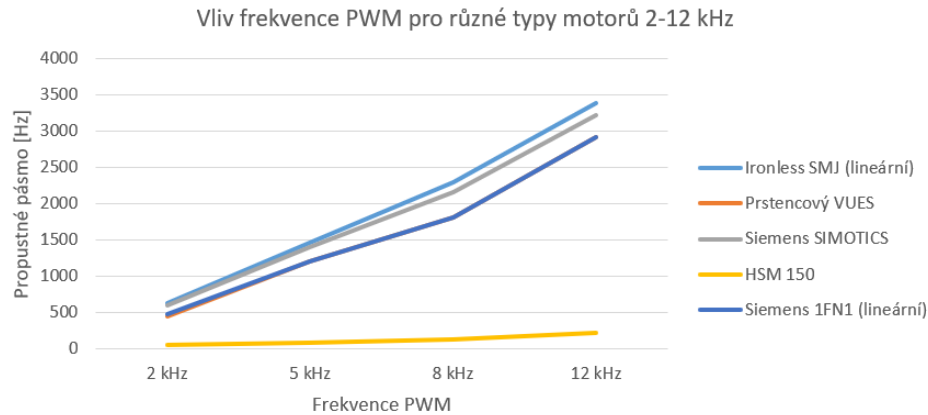
Frekvence PWM	K_{PI} [V/A]	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz]
2 kHz	22,9	0.001	633
5 kHz	51,5	0.001	1470
8 kHz	79,5	0.001	2300
12 kHz	117	0.001	3390
100 kHz	215	0.0001	7170

Odlíšné hodnoty integračních časových konstant způsobovaly při seřizování regulace výrazné rozdíly tvarů překmitů, proto byly pro frekvence 2 až 12 kHz ponechány konstantní ve snaze o co nejpodobnější odezvy. Z tabulkových hodnot je mimo jiné patrný výrazný nárůst šířky propustného pásma.

8.1.7 Analýza dat proudové regulace

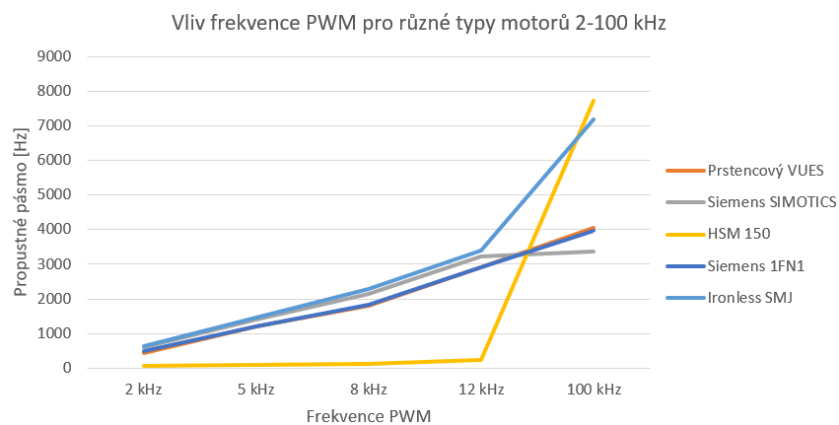
Pro pochopení problematiky vlivu pulzní šířkové modulace, byla data parametrických studií pro jednotlivé motory seskupena a následně byly posuzovány trendy. Vzhledem k důležitému významu propustného pásma na výsledné vlastnosti regulace byla zkoumána šířka propustného pásma pro různé frekvence PWM. Obrázek 42 zobrazuje graf, vyjadřující vliv frekvence PWM v rámci různých motorů pro běžnou škálu frekvencí PWM od 2 do 12 kHz. Ze závislosti lze

vypořádat, že šířka propustného pásma se zvyšuje lineárně s rostoucí frekvencí PWM. Téměř u všech zkoumaných motorů roste šířka propustného pásma se stejnou intenzitou (směrnicí), s výjimkou servomotoru HSM, který pravděpodobně kvůli své nízké indukčnosti dosahuje nižších hodnot propustného pásma.



Obrázek 42 Vliv frekvence PWM pro různé typy motorů 2-12 kHz

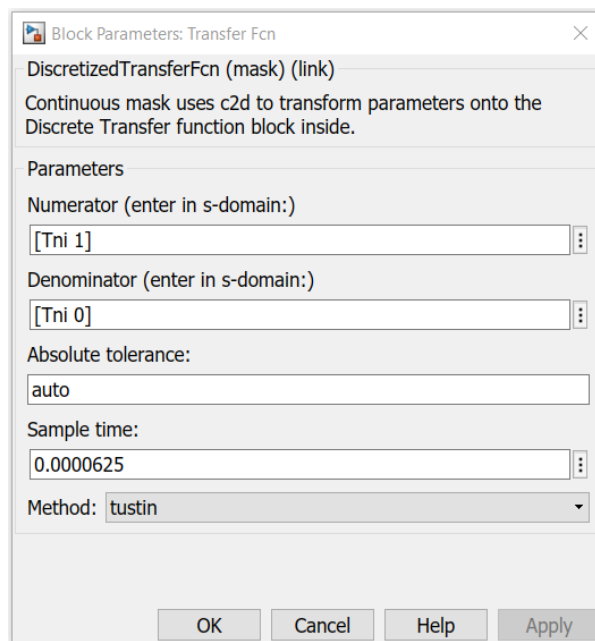
Zajímavá je závislost frekvence PWM pro různé typy motorů na šířce propustného pásma pro frekvence 12 až 100 kHz. V úvodní části diplomové práce bylo ukázáno, že na trhu existují frekvenční měniče, které umožňují dosahovat frekvencí PWM až 100 kHz. Ovšem vysoké frekvence mají tu nevýhodu, že způsobují znatelné ztráty v rámci spínání tranzistorů. Je tedy nutné zhodnotit, zda vysoká frekvence PWM má skutečně přínos při zohlednění případných zvýšených ztrát v elektronice. Z grafu, viz Obrázek 43, je patrné, že největší přínos vyšší frekvence se jeví u motoru HSM 150. Lineární Ironless motor SMJ také umožňuje výrazné zvýšení šířky propustného pásma, zatímco motory lineární a rotační motory značky Siemens, včetně motoru prstencového (VUES), vykazují pouze velmi mírný nárůst šířky propustného pásma a tím pádem, zvyšování frekvence PWM na 100 kHz nejvíce jako přínosné. Nutné zmínit, že vodorovná osa v grafu (Obrázek 43) není v lineárním ani v logaritmickém měřítku, hodnoty propustných pásem jsou zde pouze přiřazeny k příslušným frekvencím PWM.



Obrázek 43 Vliv frekvence PWM pro různé typy motorů 12-100 kHz.

8.2 Proudová regulace pro diskretní model

V případech, kdy je prováděna podrobná analýza regulačního obvodu, optimálním řešením je provést diskretizaci přenosu soustavy. Tím lze získat přesnější a směřodatnější náhled na regulovanou soustavu. Je to dáno tím, že elektronické řídicí systémy pracují s digitálními (číslicovými) systémy, které pracují na určitých taktech. V našem případě je spojitý přenos soustavy $G_s(s)$ převeden na přenos v diskretním tvaru $G_s(z)$. Pro matematický model zkoumaných motorů je tohoto docíleno v rámci softwaru Simulink s využitím funkce *Model Discretizer*. Tato funkce umožňuje diskretizaci jednotlivých přenosových funkcí tvořících regulační obvod s využitím zvolené metody a vzorkovací frekvence. Nastavení diskretizace přenosové funkce s využitím *Model Discretizer* je zobrazeno na obrázku 44.



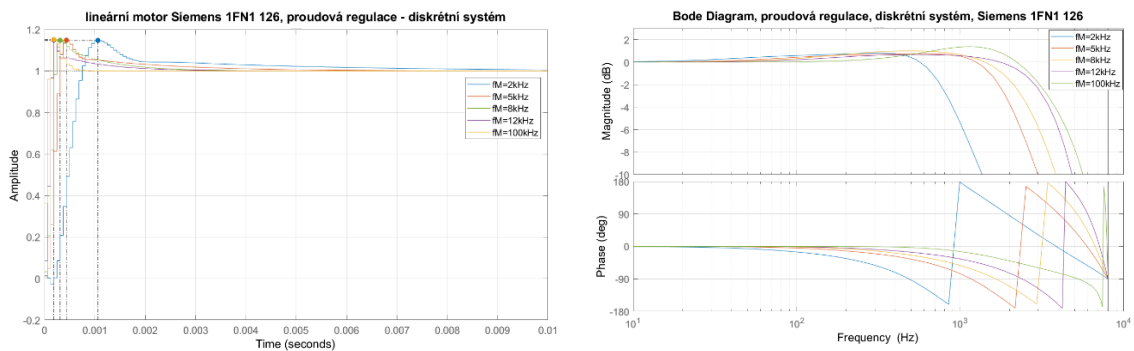
Obrázek 44 Nastavení *Model Discretizer* pro přenosovou funkci [7]

Pro účely matematického modelu byla zvolena Tustinova diskretizační metoda a vzorkovací frekvence byla nastavena dle polohy přenosové funkce v regulačním obvodu. Vzorkovací perioda přenosových funkcí v oblasti proudové smyčky byla nastavena na $T_{s_proud} = 62,5 \mu s$ a pro oblast rychlostní smyčky bylo nastaveno $T_{s_rychlost} = 125 \mu s$.

Po převodu spojitého přenosu soustavy na přenos v diskretním tvaru, byly následně zkoumány vlastnosti výsledného systému pro různé typy motorů v oblasti přenosové charakteristiky a frekvenční charakteristiky a výsledky byly srovnávány s předešlými výsledky vycházejícími ze spojitého modelu.

8.2.1 Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126

Pro zjištění vztahu mezi spojitým a diskretním modelem byla opět laděna proudová regulace. Hodnoty integrační časové konstanty byly ponechány shodné pro příslušné frekvence PWM seřizování spojitého modelu. Odezva systému byla následně normována na 15% překmit. Obrázek 45 zobrazuje frekvenční a přechodovou systému normovaného na 15% překmit. Tabulka 14 zachycuje dosažené parametry proporcionálního zesílení K_{PI} a hodnoty šířek propustného pásma. Tabulka 15 zobrazuje výsledné srovnání diskretního a spojitého modelu v oblasti šířek propustného pásma.



Obrázek 45 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model motoru Siemens 1FN1 126

Tabulka 14 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model motoru Siemens 1FN1 126

Frekvence PWM	K_{PI}	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	40	0.004	829	485
5 kHz	96	0.002	1890	1170
8 kHz	132	0.001	2370	1650
12 kHz	195	0.001	3190	2390
100 kHz	334	0.0002	3440	5250

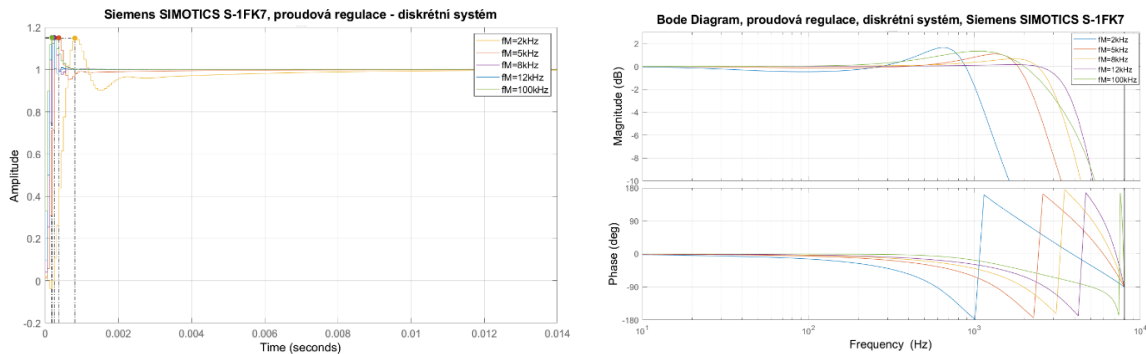
Tabulka 15 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (Siemens 1FN1 126)

Frekvence PWM	Propustné pásmo [Hz]		Procentuální změna
	Spojité systém	Diskretní systém	
2 kHz	486	485	99,8 %
5 kHz	1210	1170	96,7 %
8 kHz	1820	1650	90,7 %
12 kHz	2920	2390	81,8 %
100 kHz	3980	3440	86,4 %

Z výsledků lze soudit, že rozdíl mezi spojitým a diskretním modelem je zaznamatelný, zejména v rozsahu vyšších frekvencí PWM a pro přesnost simulace je vhodnější používat model diskretní.

8.2.2 Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7

Obrázek 46 zobrazuje přechodovou a frekvenční charakteristiku transformovaného diskretního modelu rotačního motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7. Tabulka 16 zachycuje dosažené parametry proporcionálního zesílení K_{PI} a hodnoty šířek propustného pásma. Tabulka 17 zobrazuje srovnání diskretního a spojitého modelu v oblasti šířek propustného pásma.



Obrázek 46 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7

Tabulka 16 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7

Frekvence PWM	K_{PI}	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	26,2	0,004	1080	591
5 kHz	59	0.003	2310	1340
8 kHz	87	0,002	3160	1980
12 kHz	118	0.002	3850	2670
100 kHz	148	0.0002	3111	5070

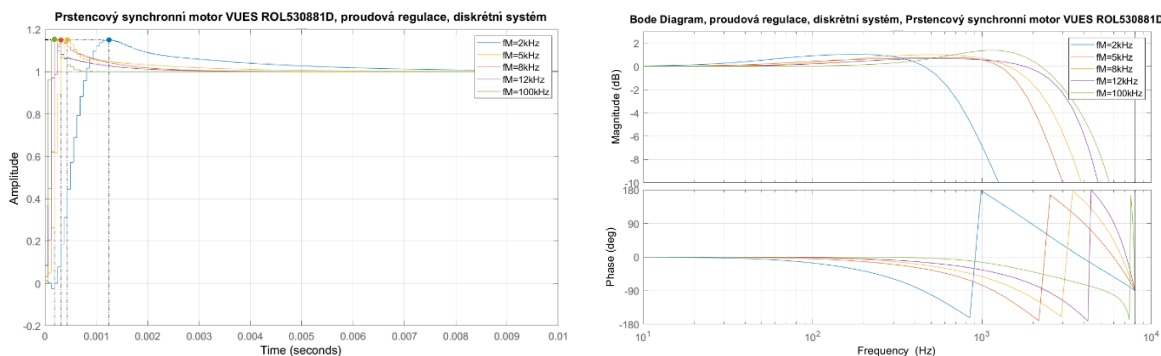
Tabulka 17 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (Siemens SIMOTICS S-1FK7)

Frekvence PWM	Propustné pásmo [Hz]		Procentuální změna
	Spojité systém	Diskretní systém	
2 kHz	598	591	98,8 %
5 kHz	1400	1340	95,7 %
8 kHz	2160	1980	91,7 %
12 kHz	3220	2670	82,9 %
100 kHz	3380	3111	92,0 %

Opět je pozorovatelný nezanedbatelný rozdíl spojitého a diskretního modelu v oblasti šířek propustného pásma. Tento rozdíl zpravidla narůstá v závislosti na frekvenci PWM.

8.2.3 Prstencový synchronní motor VUES – ROL530881D

Obrázek 47 zobrazuje přechodovou a frekvenční charakteristiku transformovaného diskretního modelu rotačního motoru Siemens. Tabulka 18 zachycuje dosažené parametry proporcionálního zesílení K_{PI} a hodnoty šířek propustného pásma. Tabulka 19 zobrazuje srovnání diskretního a spojitého modelu v oblasti šířek propustného pásma.



Obrázek 47 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model prstencového motoru VUES ROL530881D

Tabulka 18 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model prstencového motoru VUES ROL530881D

Frekvence PWM	K_{PI}	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	20,8	0.003	722	447
5 kHz	56	0.002	1900	1170
8 kHz	77	0.001	2380	1650
12 kHz	113	0.001	3210	2390
100 kHz	195	0.0002	3450	5250

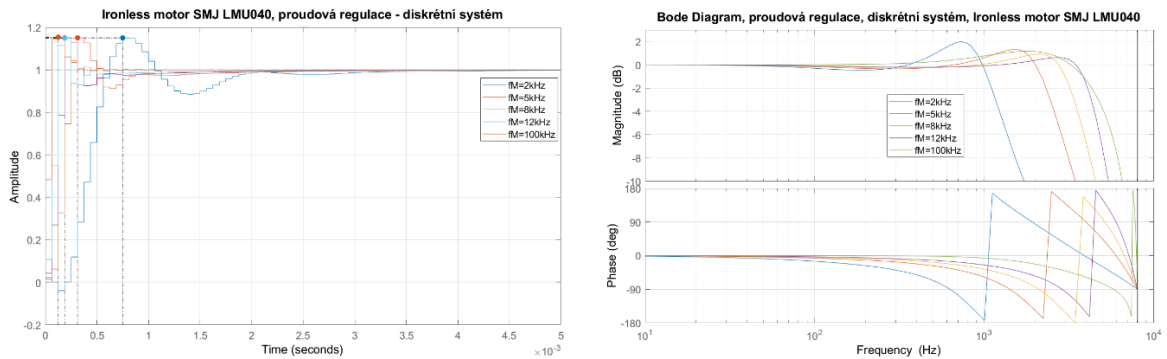
Tabulka 19 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (prstencový motor VUES ROL530881D)

Frekvence PWM	Propustné pásmo [Hz]		Procentuální změna
	Spojitého systému	Diskretní systém	
2 kHz	451	447	99,1 %
5 kHz	1210	1170	96,7 %
8 kHz	1810	1650	91,2 %
12 kHz	2920	2390	81,8 %
100 kHz	4040	3450	85,4 %

I v případě prstencového motoru VUES lze zaznamenat rozdíly propustných pásem spojitého a diskretního modelu, přestože v oblasti frekvence PWM 2 kHz je rozdíl zanedbatelný.

8.2.4 Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384

Obrázek 48 zobrazuje přechodovou a frekvenční charakteristiku transformovaného diskretního modelu lineárního motoru SMJ LMU040-CP384. Tabulka 20 zachycuje dosažené parametry proporcionálního zesílení K_{PI} a hodnoty šířek propustného pásma. Tabulka 21 zobrazuje srovnání diskretního a spojitýho modelu v oblasti šířek propustného pásma.



Obrázek 48 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model lineárního Ironless motoru LMU040

Tabulka 20 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model lineárního Ironless motoru LMU040

Frekvence PWM	K_{PI}	T_{NI} [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	22,8	0.001	1170	629
5 kHz	50	0.001	2450	1410
8 kHz	75	0.001	3380	2100
12 kHz	107	0.001	4270	2880
100 kHz	210	0.0001	4700	5770

Tabulka 21 Srovnání propustných pásem spojitýho a diskretního modelu (lineární Ironless motor LMU040)

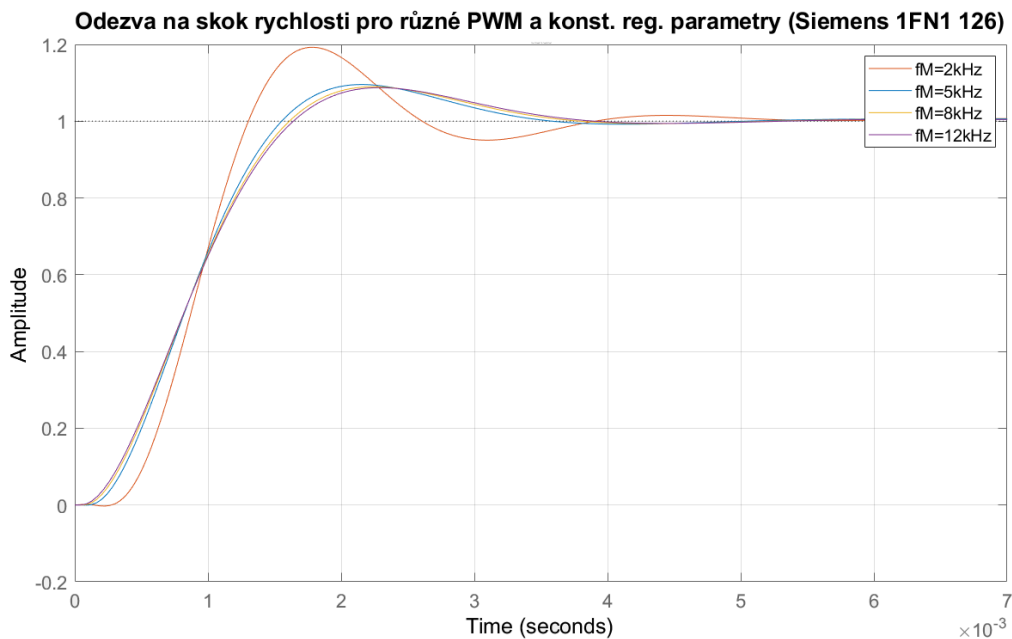
Frekvence PWM	Propustné pásmo [Hz]		Procentuální změna
	Spojitý systém	Diskretní systém	
2 kHz	633	629	99,4 %
5 kHz	1470	1410	95,9 %
8 kHz	2300	2100	91,3 %
12 kHz	3390	2880	85,0 %
100 kHz	7170	4700	65,6 %

Rotační stejnosměrný motor HSM 150 byl ze studie diskretních systémů vyloučen, neboť tvar odezvy na skok proudu se jevil jako příliš obtížný na přesné normování. V důsledku toho by nepřesnosti normování zastínily skutečné rozdíly mezi diskretním a spojitým modelem a výsledky by tím pádem byly zkreslené.

Výsledné hodnoty získané v rámci diskretního modelu jsou nadále brány jako přesnější.

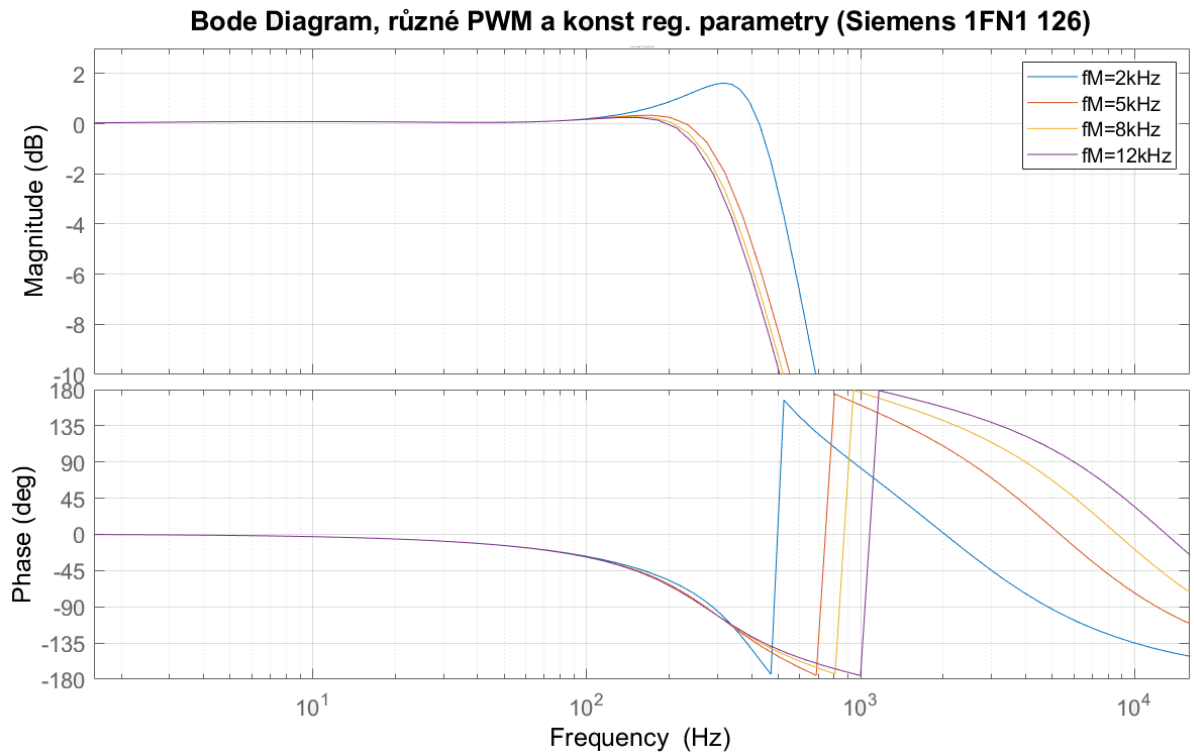
8.3 Vliv PWM na rychlostní smyčku

Je zřejmé, že vliv měnící se frekvence PWM je nejvýraznější ve smyčce proudové, avšak z hlediska kaskádního uspořádání je nutné hledět i na podřadnou smyčku rychlostní. V rámci studie míry vlivu PWM bylo ještě před samotným laděním rychlostní smyčky zkoumáno, jak výrazně se bude lišit přechodová charakteristika rychlostní smyčky v případě, že regulační parametry zůstanou konstantní a parametrizována bude pouze frekvence PWM. Pro tento pokus byly využity parametry motoru Siemens 1FN1 126. Parametry rychlostního regulátoru byly zvoleny následující: $K_P=550 \text{ As/m}$, $T_N=0,074 \text{ s}$. Výsledná přechodová charakteristika zobrazující skok rychlosti je zobrazena na obrázku 49.



Obrázek 49 Odezva na skok rychlosti pro různá nastavení PWM, $K_P=550 \text{ As/m}$, $T_N=0,076 \text{ s}$

Výsledné křivky naznačují, že vliv frekvence PWM je v rychlostní smyčce výrazně nižší, avšak je zaznamatelný a tím pádem ho nelze zanedbat. Jak je tato změna výrazná lze lépe pozorovat z hlediska frekvenční charakteristiky.



Dosažené hodnoty propustného pásma jsou zobrazeny v tabulce 22.

Tabulka 22 Hodnoty propustného pásma pro rychlostní smyčku

frekvence PWM	propustné pásmo (omezeno ve fázi)	Propustné pásmo (omezeno v amplitudě)
2 kHz	288 Hz	507 Hz
5 kHz	272 Hz	350 Hz
8 kHz	269 Hz	328 Hz
12 kHz	268 Hz	317 Hz

Získaná data z předchozího kroku byly především ilustrační. Dávají přehled o tom, v jakých řádech lze pozorovat vliv různé frekvence PWM z hlediska rychlostní smyčky. V rámci určení skutečného vlivu frekvence PWM na rychlostní smyčku je v následujících krocích zkoumána přechodová a frekvenční charakteristika různých motorů při dosazení naladěných regulačních parametrů proudové regulace. Následně jsou posuzovány dosažitelné parametry rychlostní regulace při normované odezvě systému na skok rychlosti.

Pro sestavení matematického modelu použitelného k ladění regulace bylo nutné získat potřebné parametry motoru, které často uvádí výrobce v katalogu příslušného motoru.

Konkrétně se jedná o následující parametry:

- Napěťová konstanta K_E
- Silová konstanta K_F , případně Momentová konstanta K_M
- Hmotnost pohyblivé části motoru m , případně moment setrvačnosti J_M

Nutné je dosazovat parametry jedné cívky. Katalogové hodnoty těchto parametrů se často uvádí vztažené na hodnoty efektivní, avšak pro účely regulačního modelu je nutné dosazovat hodnoty maximální (napětí i proudy v klidovém stavu motoru jsou stejnosměrné) a v některých případech jsou udávány jiné jednotky, to vše vyžaduje jejich přepočítání. Hodnoty parametrů proudové regulace jsou převzaty z předešlé kapitoly a pro model rychlostní smyčky jsou shodné.

V rámci ladění rychlostní regulace byly zkoumány dosažitelné hodnoty proporcionálního zesílení rychlostního regulátoru K_P a integrační časové konstanty rychlostního regulátoru T_N . V závislosti na těchto parametrech byla následně odečítána šířka propustného pásma z amplitudově fázové charakteristiky.

8.3.1 Lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126

Katalogové hodnoty parametrů využitelných pro model rychlostní smyčky jsou zobrazeny v tabulce 23.

Tabulka 23 Katalogové hodnoty motoru Siemens 1FN1 126 pro účely modelu rychlostní smyčky

Napěťová konstanta jedné cívky	$K_E=44,4 \text{ Veff/m/s}$
Silová konstanta celého motoru při třífázovém napájení	$K_F=133,3 \text{ N/Aeff}$
Hmotnost primárního dílu	41 kg

Jak již bylo zmíněno, tyto hodnoty je nutné přepočítat. Hodnota napětí konstanty K_E je udána jako fázová.

$$K_E = 44,4 \cdot \sqrt{2} = 62,8 \text{ V}_{SS}/\text{m/s} \quad (8.1)$$

Rovněž je nutné přepočítat silovou konstantu K_F .

$$K_F = 133 \cdot \frac{2}{3\sqrt{2}} = 62,8 \text{ N/A}_{SS} \quad (8.2)$$

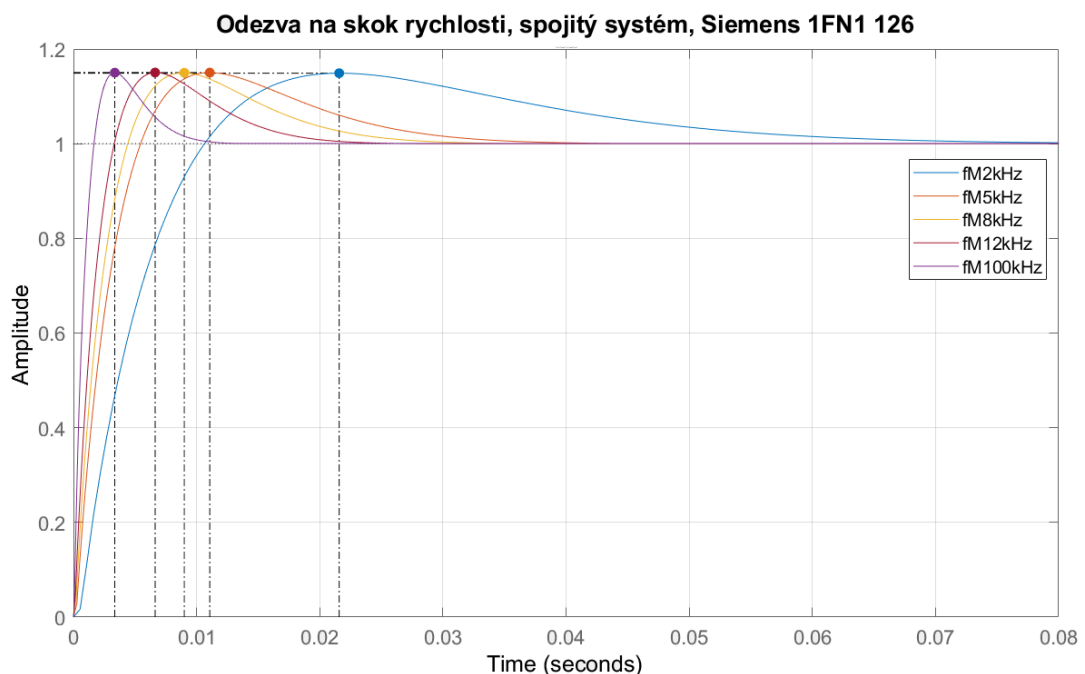
Přepočítané hodnoty silové a napěťové konstanty vykazují v mnoha případech velmi podobné hodnoty a znalost této skutečnosti je užitečná pro kontrolu správnosti výpočtu.

Do výsledného schématu matematického modelu je třeba dosadit jedenapůlnásobek silové konstanty K_F ($K_{FCELK} = \frac{3}{2} K_F$) pro zohlednění společného působení všech tří cívek.

Model v Simulinku měl podobu schématu zobrazeného na obrázku 16 a byly do něj dosazeny parametry příslušného motoru.

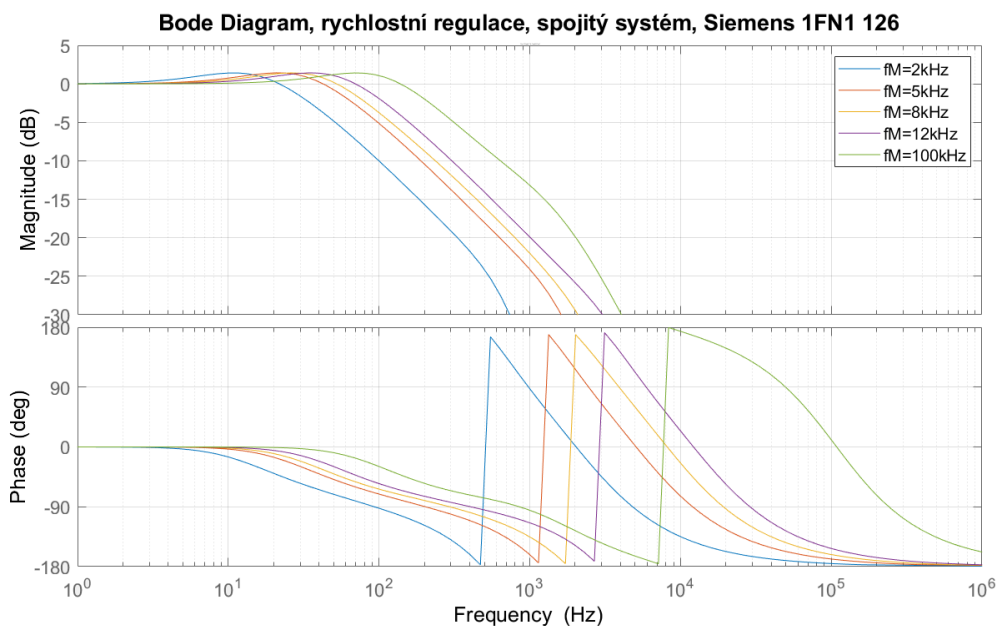
Původně byla plánována transformace systému ze spojité oblasti do oblasti diskrétní pro zpřesnění matematického modelu rychlostní regulace. Z důvodu výrazně pomalé odezvy na skokovou změnu rychlosti pro motor Siemens 1FN1 126 však nemá smysl diskretizovat tento systém, neboť při standardních hodnotách vzorkovacích frekvencí (v řádech mikrosekund) by odezva diskretizovaného systému byla téměř shodná s odezvou systému spojitého.

Nejprve byla zkoumána reakce na skokovou změnu rychlost v rámci přechodové charakteristiky rychlostní smyčky spojitého systému. Obrázek 50 zobrazuje přechodovou charakteristiky pro různé hodnoty frekvence PWM, zároveň je zde patrná normovaná odezva, která byla zvolena pro 15% překmit a podobnou dobu ustálení.



Obrázek 50 Přechodová charakteristika rychlostní smyčky pro motor Siemens 1FN1 126

Obrázek 51 zobrazuje amplitudově-fázovou charakteristiku rychlostní smyčky.



Obrázek 51 Bode diagram rychlostní smyčky pro různé frekvence PWM motoru Siemens 1FN1 126

Tabulka 24 zobrazuje dosažené hodnoty regulačních parametrů a příslušné šířky propustného pásma.

Tabulka 24 Dosažené hodnoty parametrů pro motor lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126

Frekvence PWM	K_P [A/m/s]	T_N [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	76	0,020	38	93
5 kHz	147	0,010	73	203
8 kHz	184	0,008	90	292
12 kHz	244	0,006	118	407
100 kHz	490	0,003	235	849

Z výsledných hodnot je patrné, že vliv frekvence PWM rozhodně není zanedbatelný. Hodnota šířky propustného pásma se při zvýšení ze 2 kHz na relativně běžnou frekvenci 12 kHz zvýší na 300 % původní hodnoty a při zvýšení na frekvenci 100 kHz dojde k nárůstu o téměř 100 %.

8.3.2 Rotační synchronní motor Siemens SIMOTICS S-1FK7

V rámci přípravy modelu rotačního synchronního motoru SIMOTICS bylo opět nutné získat katalogové parametry motoru. Protože je nyní zkoumán rotační motor, některé konstanty a jejich jednotky se budou mírně lišit od předchozího případu lineárního motoru.

Tabulka 25 Katalogové hodnoty motoru Siemens SIMOTICS pro účely modelu rychlostní smyčky

Napěťová konstanta jedné cívky	$K_E=29 \text{ Veff}/1000\text{ot}/\text{min}$
Momentová konstanta	$K_M=0,46 \text{ Nm}/\text{Aeff}$
Moment setrvačnosti	$0,0028 \text{ kgm}^2$

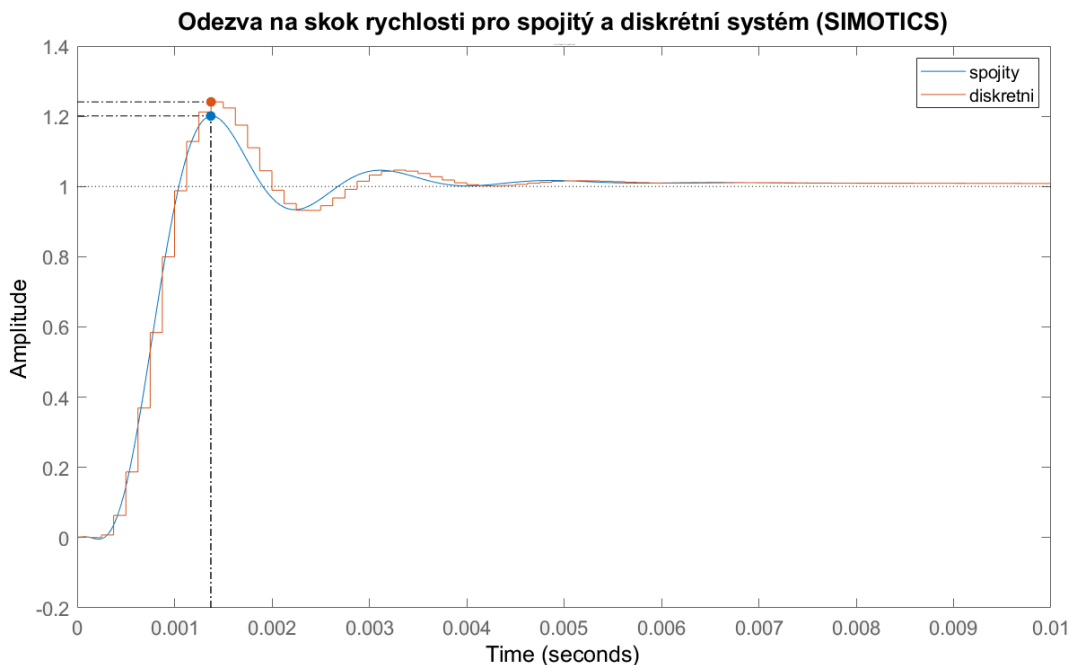
Přepočítání napěťové konstanty K_E bylo provedeno následovně:

$$K_E = 29 \cdot \frac{60\sqrt{2}}{1000 \cdot 2\pi\sqrt{3}} = 0,226 \text{ V}_{SS}/\text{rad}/\text{s} \quad (8.3)$$

Zároveň je nutné přepočítat momentovou konstantu K_M .

$$K_M = 0,46 \cdot \frac{2}{3\sqrt{2}} = 0,217 \text{ Nm}/\text{A}_{SS} \quad (8.4)$$

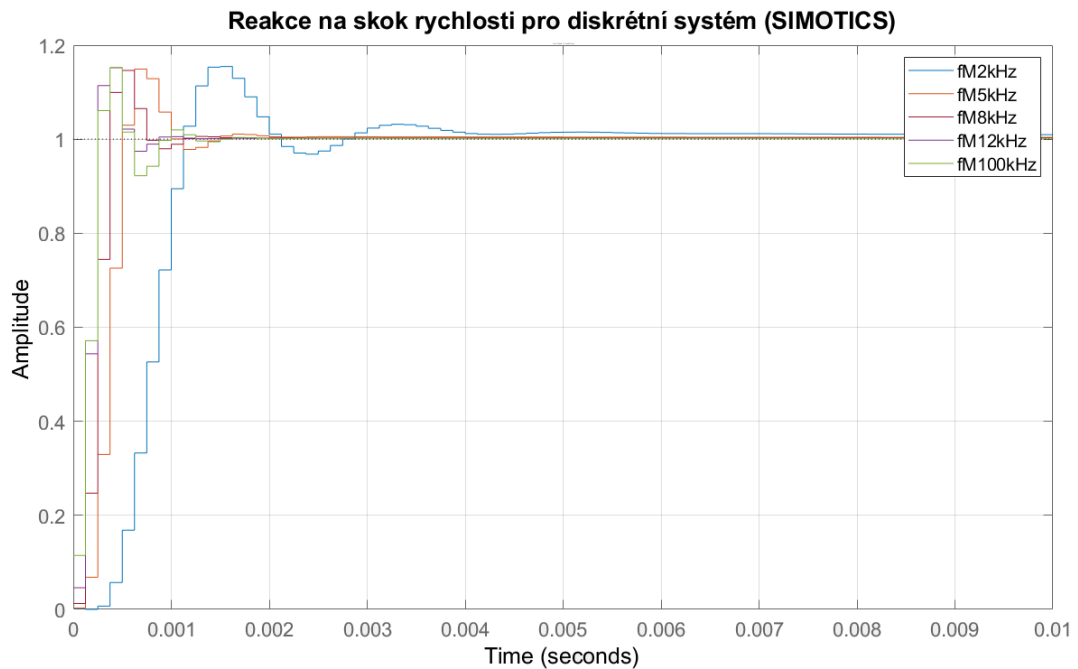
Při následném ladění rychlostní smyčky bylo postupováno obdobně jako v předchozím případě. Při ladění rychlostní regulace byl již na počátku převeden spojitý model na model diskretní s využitím bilineární (Tustin) aproximace. Vzorkovací frekvence v oblasti proudové smyčky byla nastavena na hodnotu $62,5 \mu\text{s}$ a podřazená větev rychlostní smyčky běžela na vzorkovacím taktu o hodnotě $125 \mu\text{s}$. Obrázek 52 zobrazuje rozdíl mezi původním spojitým a transformovaným diskretním systémem.



Obrázek 52 Srovnání přechodové charakteristiky spojitého a diskretního systému pro parametry motoru SIMOTICS

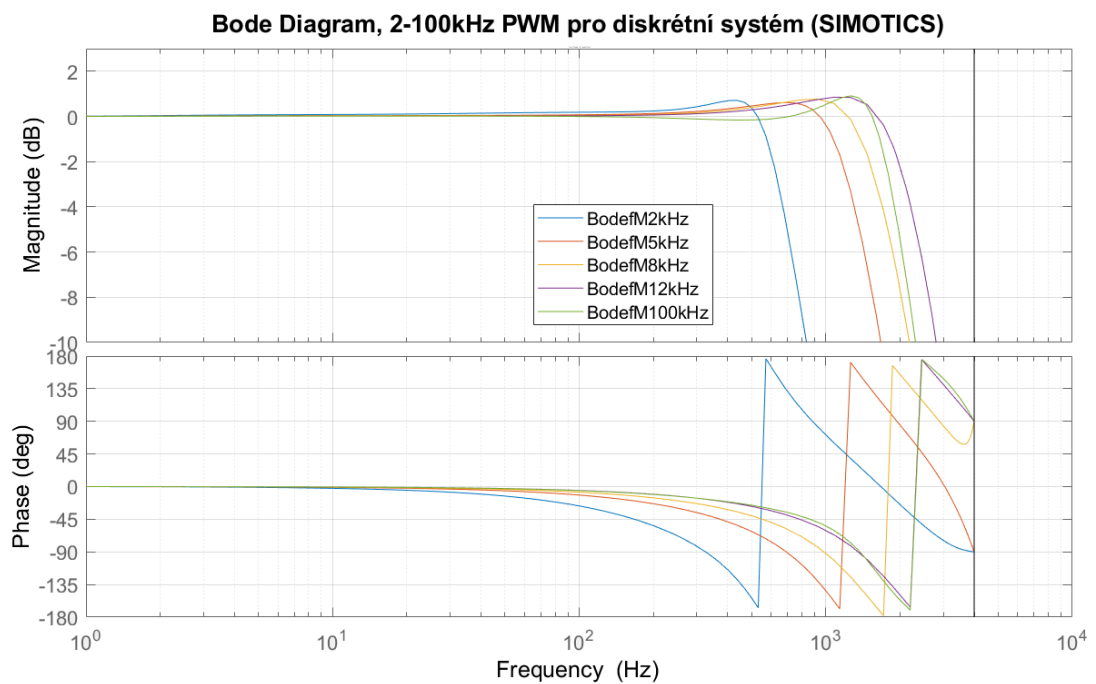
Z rozdílu diskretního a spojitého systému je patrné, že při uvažování pouze spojitých systémů v číslicově řízených aplikacích se lze dopustit značné chyby. Diskretní systém v tomto případě lépe vystihuje skutečné průběhy regulační odezvy na skokové změny řídicích veličin, proto následné

ladění již probíhalo v oblasti diskretní. Obrázek 53 zobrazuje přechodové charakteristiky rychlostní smyčky různých frekvencí PWM v diskretní oblasti pro rotační motor Siemens SIMOTICS.



Obrázek 53 Přechodová charakteristika rychlostní smyčky v diskretní oblasti pro rotační motor SIMOTICS

Obrázek 54 zobrazuje amplitudově-fázovou charakteristiku rychlostní regulace.



Obrázek 54 Bode diagram rychlostní smyčky pro různé frekvence PWM motoru Siemens SIMOTICS

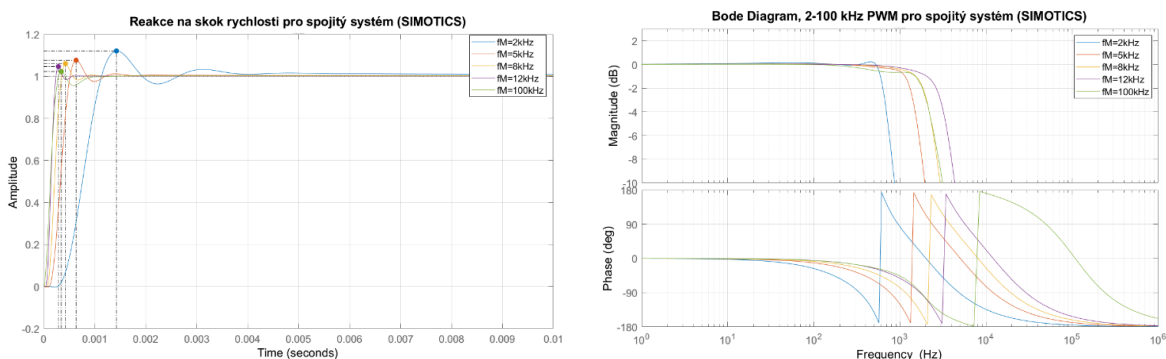
Tabulka 26 zobrazuje dosažené hodnoty regulačních parametrů a příslušné šířky propustného pásma.

Tabulka 26 Dosažené hodnoty parametrů pro rotační motor Siemens SIMOTICS S-1FK7

Frekvence PWM	K_P [A/m/s]	T_N [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	18	0.074	325
5 kHz	39	0.074	691
8 kHz	58	0.074	982
12 kHz	85	0.074	1350
100 kHz	81	0.074	1380

Hodnoty integrační konstanty byly záměrně ponechány na konstantní hodnotě, protože ve srovnání s konstantou proporcionálního zesílení K_P , měla časová konstanta velmi nevýrazný vliv na výsledný systém. Pozorovatelný je značný nárůst šířky propustného pásma, což nahrává vyšším frekvencím PWM, ovšem ne moc vysokým. Rozdíl mezi 12 kHz a 100 kHz je v oblasti šířky propustného pásma minimální, frekvence 12 kHz se tak zdá být ideální pro daný motor.

Pro detailnější porozumění rozdílu mezi spojitou a diskrétní oblastí bylo v rámci regulace motoru SIMOTICS provedena ještě rozdílová analýza. V rámci této analýzy byly zkoumány přechodové a frekvenční charakteristiky spojitého systému nastaveného s regulačními parametry získanými naladěním diskrétního systému (viz Tabulka 26). Obrázek 55 zobrazuje zmíněné přechodové a frekvenční charakteristiky spojitého systému.



Obrázek 55 Přechodová a frekvenční charakteristika spojitého systému (SIMOTICS)

Přestože byl původní diskrétní systém naladěný na normovanou odezvu s konstantním 15% překmitem, při přechodu zpět do spojitě oblasti je patrné, že překmit se výrazně snižuje. Je to pravděpodobně způsobené tím, že čím rychlejší je náběh, tím hůře lze v rámci omezené vzorkovací periody zachytit tvar dané křivky, a to má za následek výraznější překmit v diskrétní oblasti. Tabulka 27 zobrazuje srovnání mezi spojitým a diskrétním systémem z hlediska šířky propustného pásma.

Tabulka 27 Hodnoty šířky propustného pásma pro spojitý a diskrétní systém (SIMOTICS)

	Diskrétní systém	Spojité systém
Frekvence PWM	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	325	340
5 kHz	691	768
8 kHz	982	1170
12 kHz	1350	1710
100 kHz	1380	1750

Přestože byly použity shodné regulační konstanty, z výsledných hodnot je patrný výrazný rozdíl mezi oběma systémy. Například pro frekvenci 12 kHz je rozdíl v šířce propustného pásma mezi spojitým a diskrétním systémem téměř 27 %.

8.3.3 Prstencový (Momentový) synchronní motor VUES – ROL530881D

Jedná se o motor rotační, použité parametry motoru a jejich přepočítání bude tedy podobné jako v předchozím případě.

Tabulka 28 Katalogové hodnoty prstencového synchronního motoru VUES pro účely modelu rychlostní smyčky

Napěťová konstanta jedné cívky	$K_E=1321,8 \text{ Veff}/1000\text{ot}/\text{min}$
Momentová konstanta	$K_M=21,86 \text{ Nm}/\text{Aeff}$
Moment setrvačnosti	$1,36 \text{ kgm}^2$

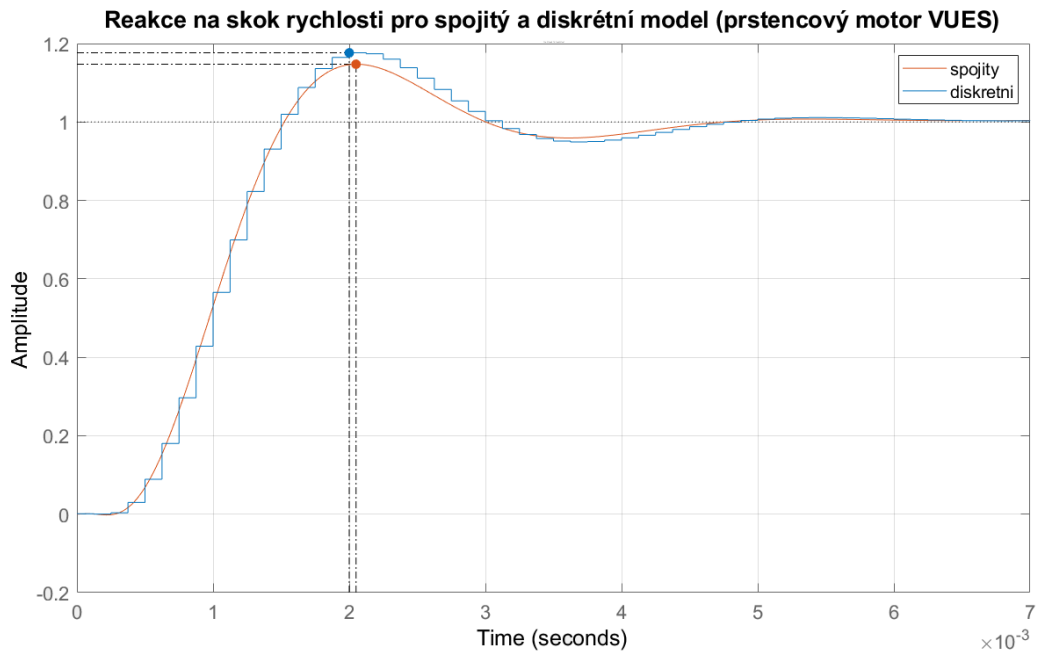
Přepočítání napěťové konstanty K_E :

$$K_E = 1321,8 \cdot \frac{60\sqrt{2}}{1000 \cdot 2\pi\sqrt{3}} = 10,30 \text{ V}_{SS}/\text{rad}/\text{s} \quad (8.5)$$

Přepočítání momentové konstanty K_M .

$$K_M = 21,86 \cdot \frac{2}{3\sqrt{2}} = 10,31 \text{ Nm}/\text{A}_{SS} \quad (8.6)$$

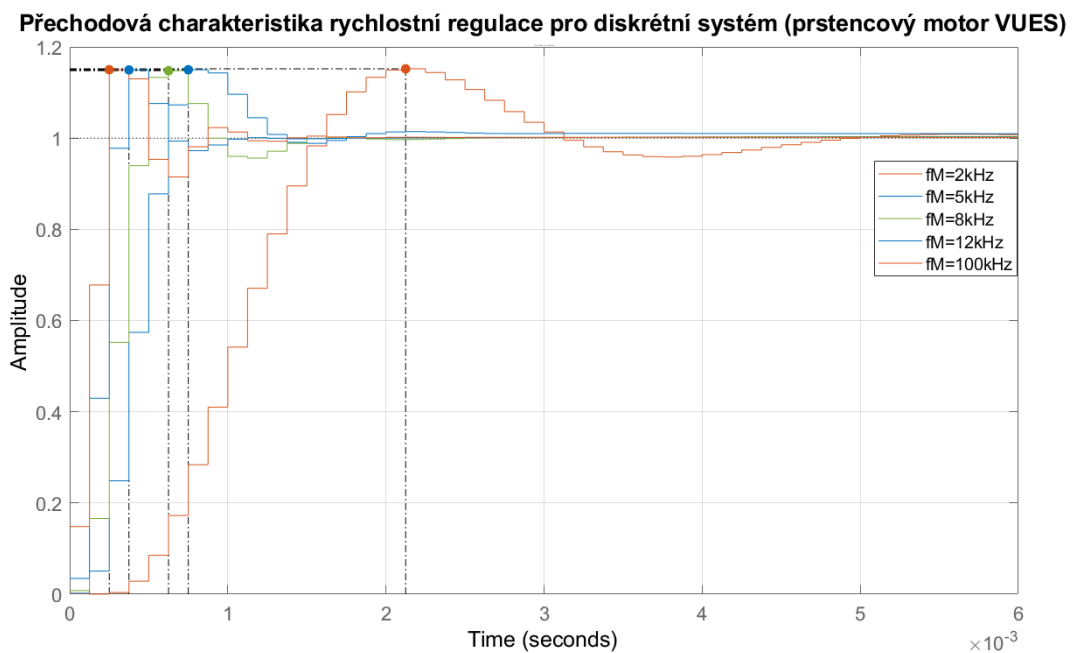
Pro potřeby ladění rychlostní smyčky byl nejprve převeden spojitý systém na diskrétní. Vzorkovací frekvence proudové regulační smyčky byla nastavena na hodnotu 62,5 μs a pro rychlostní smyčku činila 125 μs . Obrázek 56 zobrazuje srovnání diskrétního a spojitého systému.



Obrázek 56 Přechodová charakteristika rychlostní regulace ($f_M=2$ kHz) – srovnání spojitého a diskretního systému

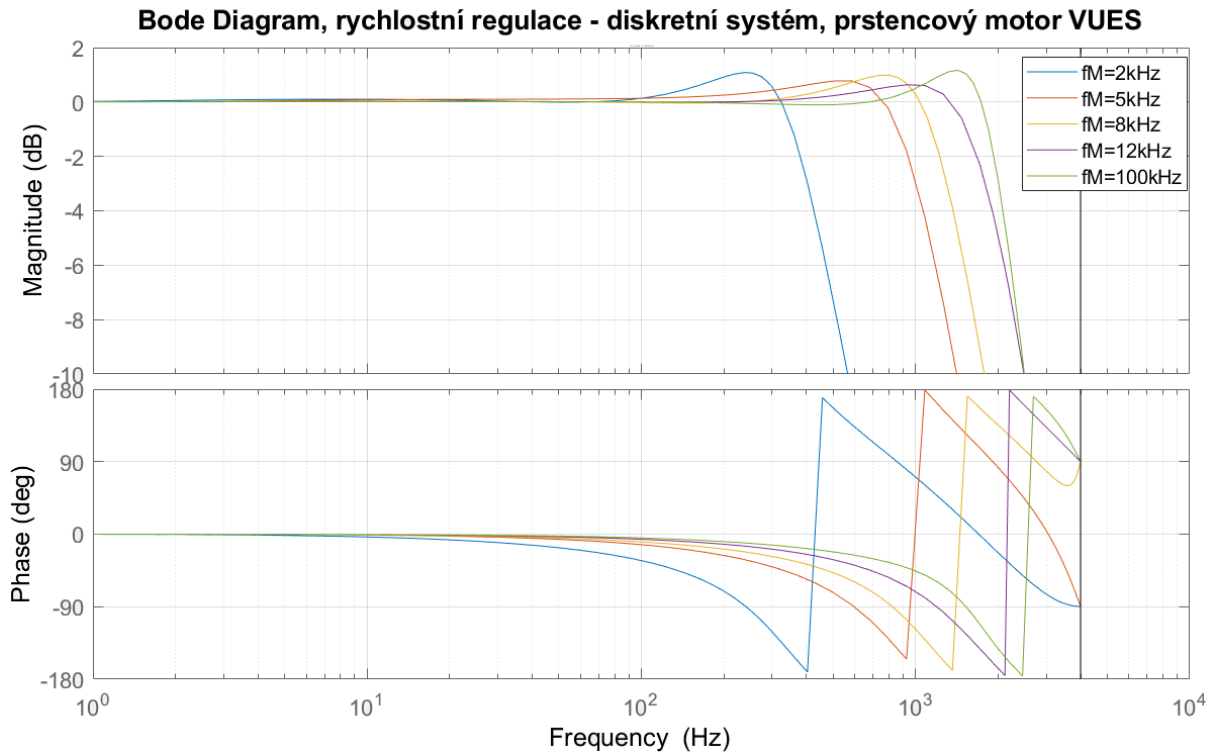
Rozdíl spojitého a diskretního systému v případě prstencového motoru VUES se jeví jako výrazný. Pro zobrazenou přechodovou charakteristiku při frekvenci PWM 2 kHz je rozdíl v překmitu odezvy pro shodné nastavení všech regulačních konstant téměř 3 %, nelze tedy tento rozdíl zanedbávat. Následné ladění již opět probíhalo v oblasti diskretní.

Obrázek 57 zobrazuje přechodové charakteristiky rychlostní smyčky různých frekvencí PWM v diskretní oblasti pro prstencový motor VUES.



Obrázek 57 Přechodová charakteristika rychlostní regulace pro diskretní systém prstencového motoru VUES

Obrázek 58 zobrazuje amplitudově-fázovou charakteristiku rychlostní regulace.



Obrázek 58 Bode diagram rychlostní smyčky pro různé frekvence PWM prstencového motoru VUES

Tabulka 29 zobrazuje dosažené hodnoty regulačních parametrů a příslušné šířky propustného pásma.

Tabulka 29 Dosažené hodnoty parametrů pro prstencový motor VUES

Frekvence PWM	K_P [A/m/s]	T_N [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	134	0,074	240
5 kHz	365	0,074	596
8 kHz	480	0,074	824
12 kHz	735	0,074	1190
100 kHz	1020	0,074	1530

Nutno podotknout, že hodnoty proporcionálního zesílení K_P úplně neodpovídají standardním hodnotám, přesto byly uvedené hodnoty použity pro docílení normovaného překmitu 15 %. Integrační časová konstanta T_N rovněž neměla výrazný vliv, byla tedy ponechána na konstantní hodnotě 0,074 s. Opět je pozorovatelný nárůst šířky propustného pásma i pro případ prstencového motoru, což prospívá vyšším frekvencím PWM.

8.3.4 Lineární Ironless motor SMJ LMU040-CP384

Jedná se o lineární motor jako v případě motoru Siemens 1FN1 126, avšak tento typ motoru se oproti zmíněnému liší absencí železa v jádře. Tato vlastnost by se z hlediska rychlostní regulace měla projevit vyšší dynamičností pohonu.

Výrobce v katalogu technických parametrů (Tabulka 12) uvádí napětí v rámci napěťové konstanty jako sdružené maximální a silovou konstantu jako sílu celého motoru vztaženou na efektivní hodnotu proudu v jedné fázi. Je tedy opět nutný přepočít. Katalogové hodnoty potřebné pro účely modelu rychlostní regulace jsou zobrazeny v tabulce 30.

Tabulka 30 Katalogové hodnoty lineárního ironless motoru SMJ pro účely modelu rychlostní smyčky

Napěťová konstanta	$K_E=110,27 \text{ V}_{\text{eff}}/(\text{m/s})$
Silová konstanta	$K_F=135,63 \text{ N/A}_{\text{eff}}$
Hmotnost cívky	3,1 kg

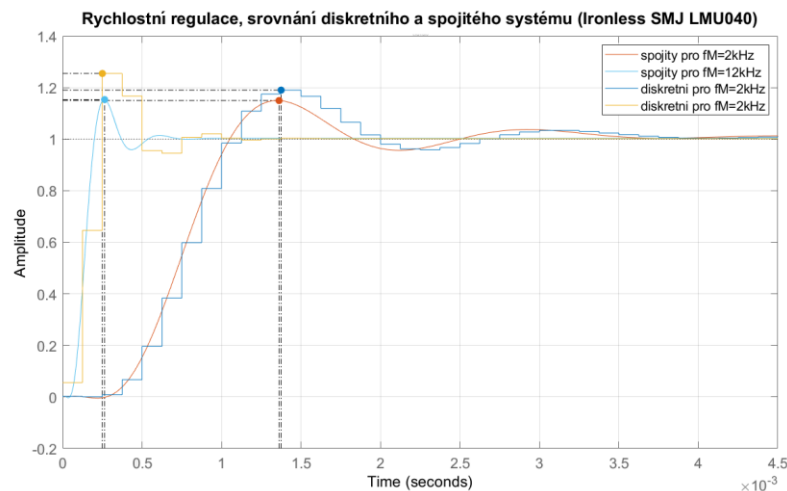
Přepočít napěťové konstanty K_E :

$$K_E = 110,27 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 63,66 \text{ V}_{SS}/\text{m/s} \quad (8.7)$$

Přepočít momentové konstanty K_M .

$$K_F = 135,63 \cdot \frac{2}{3\sqrt{2}} = 63,93 \text{ N/A}_{SS} \quad (8.8)$$

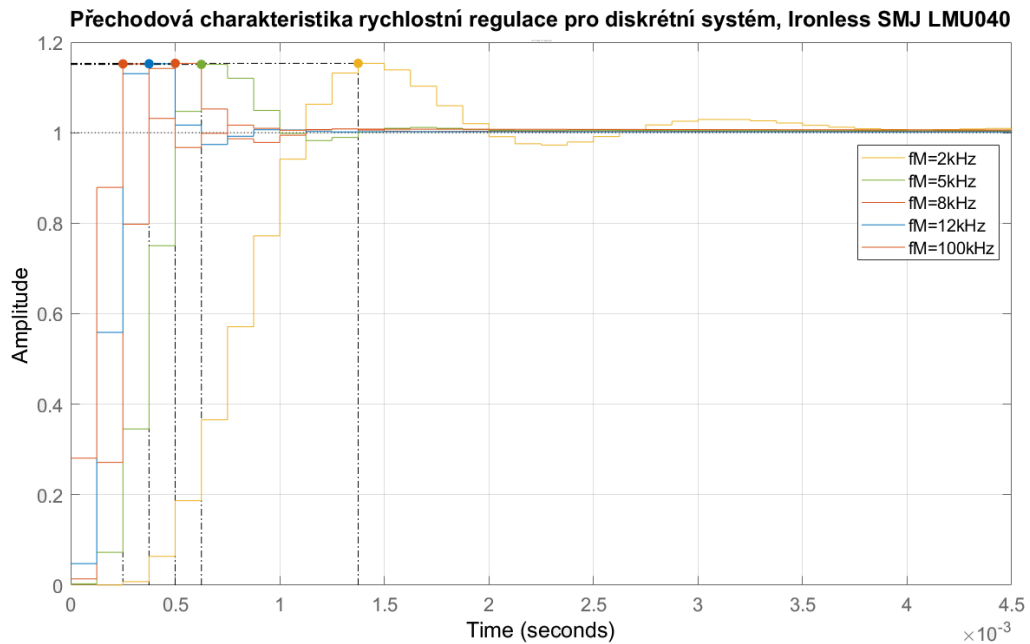
V první řadě bylo zkoumáno, zda převod do diskrétní oblasti poskytne vyšší přesnost. K tomuto zjištění byl nejprve model spojité regulace naladěn pro frekvence 2 a 12kHz a následně byl model převeden do diskrétní oblasti s využitím Tustinovy diskretizační metody ($T_{s_proud} = 62,5 \mu\text{s}$, $T_{s_rychlost} = 125 \mu\text{s}$). Výsledek je zobrazen na obrázku 59.



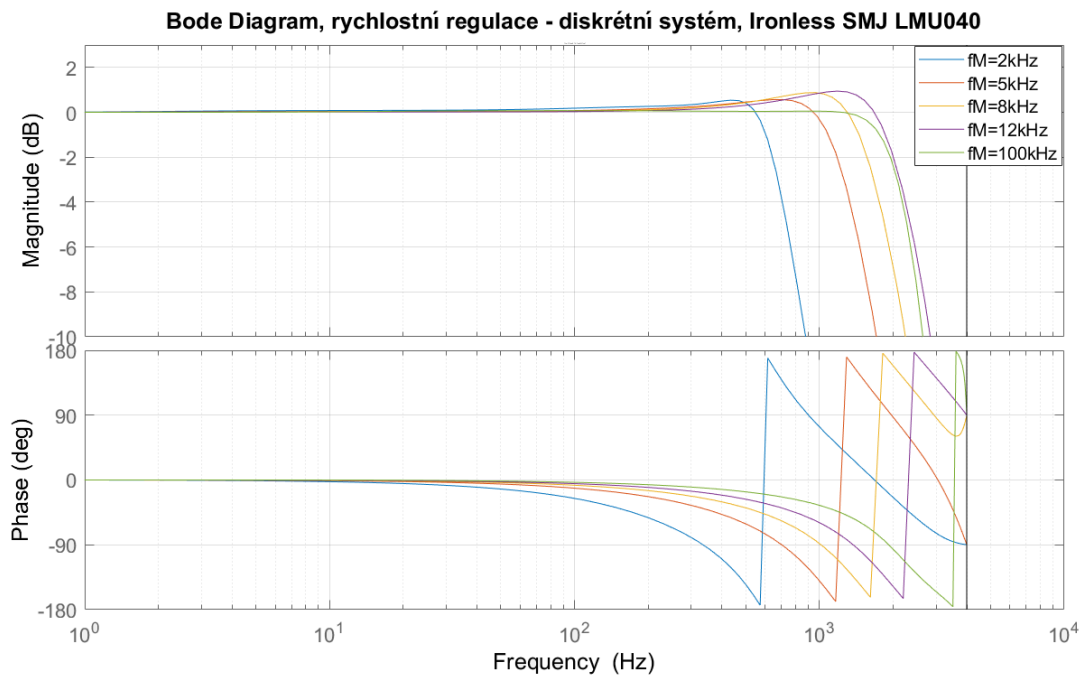
Obrázek 59 Srovnání spojitého a diskrétního systému (Ironless SMJ LMU040)

Z grafu přechodové charakteristiky je zřejmé, že diskretní systém se v tomto případě značně odchyluje od spojitého systému a pro dosažení vyšší přesnosti simulace regulace bude výhodnější seřizovat regulaci v oblasti diskretní. Rozdíl překmitů v rámci systému pro frekvenci 2 kHz činil 4 % a pro frekvenci 12 kHz dokonce 10 %.

Obrázek 60 zobrazuje seřizování rychlostní regulace v diskretní oblasti a obrázek 61 znázorňuje frekvenční charakteristiku pro příslušná nastavení regulačních parametrů.



Obrázek 60 Přechodová charakteristika rychlostní regulace pro diskretní systém Ironless (SMJ LMU040)



Obrázek 61 Bode diagram rychlostní regulace – diskretní systém (Ironless SMJ LMU040)

Tabulka 31 zobrazuje dosažené hodnoty regulačních parametrů a příslušné šířky propustného pásma.

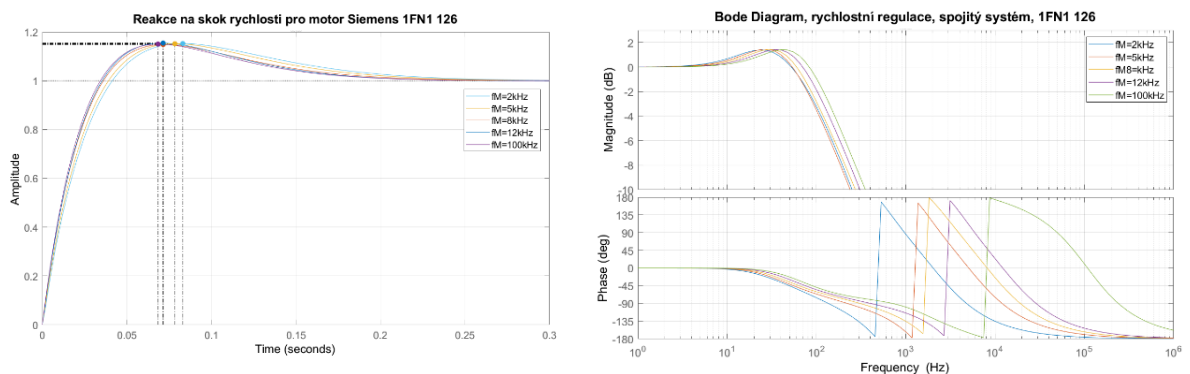
Tabulka 31 Dosažené hodnoty parametrů pro Ironless motor SMJ LMU040

Frekvence PWM	K_P [A/m/s]	T_N [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	51	0,074	676	335
5 kHz	108	0,074	1260	702
8 kHz	165	0,074	1670	1020
12 kHz	234	0,074	2130	1370
100 kHz	355	0,074	2080	1920

Jak bylo předpokládáno, lineární motor bez železného jádra vykazuje vyšší dynamičnost rychlostní regulace a vyšší hodnoty šířek propustného pásma, zároveň lze pozorovat vyšší procentuální nárůst šířky propustného pásma se zvyšující se frekvencí PWM. Vliv železného jádra způsobuje, že během posunu dochází k pravidelné změně síly potřebné k posunutí a dochází tak pulzaci síly. K tomuto efektu u Ironless motorů nedochází, avšak mají výrazně vyšší cenu, obecně nižší výkony a tuhost.

8.4 Simulace regulace pohybové osy

Zatím byly v oblasti nastavení regulace uvažovány pouze motory. Pro simulaci regulačního obvodu obráběcího stroje je nutno uvažovat motor v rámci pohybové osy stroje. Při následné studii je vycházeno z reálné osy X stroje MCFV5050LN, který se nachází v dílnách Ústavu výrobních strojů a zařízení (ČVUT v Praze). Celková hmotnost pohyblivých částí v ose X je zhruba 250 kg. Do hmotnosti je uvažována i pohyblivá část lineárního motoru Siemens 1FN1 126, kterým je tato osa zároveň řízena. Tato pohybová osa byla následně použita jako referenční ve výzkumu vlivu její hmotnosti na kvalitu regulace regulačního obvodu vycházejícího z parametrů motoru 1FN1. Seřizování regulace opět probíhalo pro normovanou odezvu skoku rychlosti při 15% překmitu. Výsledek ladění je zobrazen na obrázcích č. 62.



Obrázek 62 Ladění rychlostní regulace pohybové osy (Siemens 1FN1 126)

Měřítka osy Bodeho diagramu bylo voleno ve prospěch čitelnosti propustných pásem.

Tabulka 32 uvádí hodnoty dosažených parametrů pro regulační obvod pohybové osy s motorem Siemens 1FN1 126.

Tabulka 32 Dosažené hodnoty parametrů pro regulační obvod pohybové osy s motorem Siemens 1FN1 126

Frekvence PWM	K_P [A/m/s]	T_N [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	1000	0.01	96,2	136
5 kHz	1100	0.008	92,4	222
8 kHz	1270	0.007	102	309
12 kHz	1500	0.006	120	407
100 kHz	1800	0.005	139	716

Z výsledných hodnot je patrné snížení šířky propustného pásma. Z přechodové charakteristiky je rovněž znatelné výrazné zpomalení náběhu rychlosti a doby ustálení způsobené navýšením hmoty.

V rámci studie vlivu různých motorů byla testována implementace do pohybové osy i pro lineární Ironless motor SMJ LMU040. Pro získání porovnatelných výsledků byl normován poměr silové konstanty K_F ku celkové hmotnosti pohyblivých částí osy.

Hodnoty použité při výpočtu:

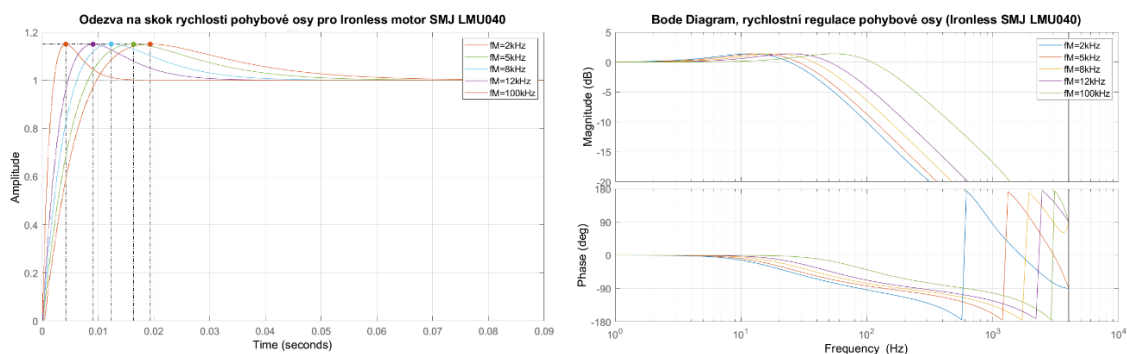
$$m_{osa_1FN1} = 250 \text{ kg}$$

$$K_{F_1FN1} = 62,84 \text{ NA}_{ss}$$

$$K_{F_LMU} = 63,94 \text{ NA}_{ss}$$

$$m_{osa_LMU} = K_{F_LMU} \frac{m_{osa_1FN1}}{K_{F_1FN1}} = 254,4 \text{ kg} \quad (8.9)$$

Rychlostní regulace je byla následně seřízena na modelu Ironless motoru s hmotností 254,4 kg. Obrázek 63 dokumentuje ladění pohybové osy pro motor SMJ LMU040 a tabulka 33 zobrazuje dosažené parametry rychlostní regulace, včetně šířky propustného pásma.



Obrázek 63 Ladění rychlostní regulace pohybové osy (SMJ LMU040)

Tabulka 33 Dosažené hodnoty parametrů pro regulační obvod pohybové osy s Ironless motorem SMJ LMU040

Frekvence PWM	K_P [A/m/s]	T_N [s]	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno v amplitudě)	Propustné pásmo [Hz] (Omezeno ve fázi)
2 kHz	508	0,02	42	88
5 kHz	608	0,016	48	139
8 kHz	802	0,012	64	194
12 kHz	1080	0,009	85	264
100 kHz	2350	0,004	185	612

Hodnoty propustného pásma ve v případě lineárního Ironless motoru SMJ liší a vykazují obecně nižší hodnoty než pro lineární motor Siemens 1FN1. Zároveň je však znatelný výrazný procentuální nárůst se zvyšující se frekvenci PWM. Z výsledných hodnot se tedy jeví vyšší frekvence PWM přínosnější pro lineární Ironless motor SMJ LMU040.

Přestože silové a napěťové konstanty byly téměř totožné pro oba typy motorů a tím pádem i hmotnost regulované soustavy po přepočtu byla shodná, kvalita regulace se poměrně lišila. Domnívám se, že hlavní rozdíl je v tomto případě způsobený odlišným poměrem odporu a indukčnosti motorů.

9 Závěr

Cílem této diplomové práce bylo zkoumání vlivu PWM na kvalitu regulace pohybové osy. Pro tento účel bylo nejprve důležité seznámit se s problematikou frekvenčních měničů určených pro oblast výrobních strojů. V úvodní části byl proveden průzkum dostupných frekvenčních měničů na trhu se zaměřením na dostupné frekvence PWM. Bylo zjištěno, že v současnosti průmyslově vyráběné frekvenční měniče nejčastěji dosahují rozmezí frekvencí PWM od 2 do 16 kHz, ale v některých speciálních případech dosahují až 100 kHz.

Významnou součástí problematiky frekvenčních měničů byl také průzkum spínací výkonové elektroniky v rámci, kterého byly popsány používané typy tranzistorů ve frekvenčních měničích. Primárně byly posuzovány tranzistory IGBT a MOSFET a jejich oblasti využití, ale zároveň byla pozornost zaměřena na nové typy tranzistorů, které lépe zvládají vysoké frekvence spínání. Po studování několika výzkumů byl nalezen tranzistor s označením GaN HEMT, jenž má potenciální využití v oblasti frekvenčních měničů výrobních strojů. Následně byly prezentovány klady a zápory jednotlivých typů tranzistorů, včetně vzájemného srovnání ztrátových charakteristik. Obecně lze říci, že kvalitě regulace prospívá vyšší frekvence pulzní šířkové modulace. S vyšší frekvencí ale rostou tepelné ztráty na tranzistorech a snižuje se dovolený proud. Klíčem je tedy nalezení vhodného kompromisu. Tranzistor GaN HEMT dosahuje při vyšších spínacích frekvencích obecně nižších tepelných ztrát než u konvenčních tranzistorů IGBT či MOSFET, ovšem není zatím rozšířený a má výrazně vyšší pořizovací cenu.

V další části bylo zkoumáno dopravní zpoždění. Konkrétně bylo uvažováno dopravní zpoždění vycházející z pulzní šířkové modulace, které vyjadřovalo prodlevu v rámci pracovního režimu tranzistoru způsobenou tím, že požadovanou změnu stavu proudu lze promítnout do soustavy nejdříve v následující kladné půlvlně řídicí frekvence. Přenosovou funkci dopravního zpoždění lze aproximovat několika způsoby. V rámci problematiky byly primárně posuzovány aproximace Padého rozvoje a Taylorova rozvoje do mocninné řady. Aproximace s využitím Padého rozvoje se později ukázala jako vhodnější pro účely matematického modelu a byla do něj následně implementována.

Následující část již obsahovala informace o regulaci a o postupu tvorby matematického modelu určeného ke zkoumání vlivu PWM v oblastech proudové a rychlostní regulace. Vliv frekvence PWM byl zkoumán pro vybrané typy motorů. Konkrétně se jednalo o lineární synchronní motor Siemens, rotační synchronní motor Siemens, rotační stejnosměrný servomotor HSM, prstencový synchronní motor VUES a lineární Ironless motor SMJ. Pro každý zkoumaný motor byl vytvořen matematický model v Simulinku s přiřazenými příslušnými katalogovými parametry motorů. Na základě matematických modelů byla dále provedena parametrická studie vlivu PWM. Konkrétně byly posuzovány dosažitelné parametry proporcionálního zesílení a integračních konstant pro

normovaný tvar odezvy systému a v rámci frekvenční analýzy byly zkoumány dosažitelné hodnoty šířky propustného pásma. Z výsledné studie proudové regulace vyplynulo, že až na výjimku motoru HSM, šířka propustného pásma v oblasti běžných frekvencí PWM (2-12 kHz) roste s téměř stejnou intenzitou pro všechny typy vybraných motorů. Zajímavá je však frekvenční závislost PWM na šířce propustného pásma pro vyšší pásma frekvencí (12-100 kHz), kde lineární Ironless motor SMJ a servomotor HSM vykazuje výrazné zvýšení šířky propustného pásma, zatímco lineární a rotační motory značky Siemens, včetně motoru prstencového (VUES), vykazují pouze velmi mírný nárůst šířky propustného pásma, a tím pádem, zvyšování frekvence PWM na 100 kHz se nejeví jako velmi přínosné. Přestože z rešeršní části vyplývá, že 100 kHz je dnes použitelná frekvence v rámci dostupných měničů na trhu, stále s sebou vyšší frekvence PWM nese nevýhody například v podobě tepelných ztrát ve výkonové elektronice a zatím se v praxi spíše nevyužívá. V závěru kapitoly proudové regulace byl spojitý regulační model převeden na diskrétní s využitím bilineární transformace v Simulinku a výsledný systém byl znovu seřízen na normovanou odezvu. V rámci frekvenční charakteristiky byly odečteny hodnoty šířek propustného pásma a výsledky byly srovnávány s předešlými výsledky vycházejícími ze spojitého modelu. Výsledky vykazovaly výrazný rozdíl mezi oběma modely a využití diskrétního modelu bylo nadále považováno za vhodnější.

V závěrečné části byla zkoumána regulace rychlostní. Opět byly pro matematické modely posuzovány dosažitelné regulační parametry včetně šířky propustného pásma. Zároveň byly modely spojitých systémů převedeny do oblasti diskrétní. Diskrétní systém lépe vystihoval skutečné průběhy reakcí na skokové změny řídicích veličin s ohledem na skutečnost, že regulátory motorů jsou ovládány diskrétním řídicím systémem. V rámci rychlostní vazby byl v úplném závěru převeden model motoru na simulační model pohybové osy obráběcího stroje, na kterém byla zkoumáno, s jakou mírou se přidaná hmotnost pohyblivých částí osy promítne do kvality regulace.

V rámci diplomové práce byl vyzkoumán vliv frekvence PWM na omezené množství řešených motorů. Nelze tak s jistotou prohlásit jaký má daný parametr vliv na kvalitu regulace, neboť mnohdy záleží na poměru jednotlivých veličin. Jako logické pokračování práce se dle mě jeví vypracování citlivostní analýzy vstupních proměnných, zejména odporu a indukčnosti (případně jejich poměr), na kvalitu seřízení regulace, kterou by šlo následně aplikovat na různé typy motorů.

Seznam použité literatury

- [1] SOUČEK, Pavel. Servomechanismy ve výrobních strojích. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-02902-6.
- [2] SOUČEK, Pavel, Pohony výrobních zařízení: servomechanismy. 1. vyd. Praha: ČVUT, 1997. 163 s.
- [3] SOUČEK, Pavel a Antonín BUBÁK. Vybrané statě z kmitání v pohonech výrobních strojů. V Praze: České vysoké učení technické, 2008. ISBN 978-80-01-04048-5.
- [4] RICHMOND, Alan William. Drives and Servos Year Book. April 1, 1990. St. Giles, Regne Unit: Control Techniques Drives Plc., 1990.
- [5] POLJAK, Ladislav. Vektorová PWM pro tříúrovňový měnič s upínacími diodami. 2013.
- [6] WAGENBACH, Jürgen. PWM, PWM scheme (2 level, 3 level), Current ripple, Motor heating [online]. 20.04.2020 [cit. 2021-03-03].
- [7] Continuous-Discrete Conversion Methods. MathWorks [online]. [cit. 2021-03-03]. Dostupné z: <https://uk.mathworks.com/help/control/ug/continuous-discrete-conversion-methods.html>
- [8] GOŁASZEWSKI, Jerzy. MOSFET vs. IGBT: vědomá volba [online]. 21. Květen 2014 [cit. 2021-04-02]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/vykonove-obvody/mosfet-vs-igbt-vedoma-volba.html>
- [9] BLAKE, Carl a Chris BULL. IGBT or MOSFET: Choose wisely. *EE Publishers* [online]. April 16th, 2018 [cit. 2021-04-02]. Dostupné z: <https://www.ee.co.za/article/igbt-or-mosfet-choose-wisely.html>
- [10] CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I* [online]. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita, [2008] [cit. 2021-04-02]. ISBN 978-80-248-1485-8.
- [11] NOVÁK, Radek. *Měření průběhu napětí UDS tranzistorů na bázi nitridu gallia ve výkonových obvodech měničů* [online]. [cit. 2021-04-02]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11025/26464>. Konferenční příspěvek. Západočeská univerzita v Plzni.
- [12] SCHWAGER, Lukas, Arda TUYSUZ, Christof ZWYSSIG a Johann W. KOLAR. Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High-Speed Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2014, **50**(2), 995-1006 [cit. 2021-04-02]. ISSN 0093-9994. Dostupné z: doi:10.1109/TIA.2013.2272711
- [13] Y-F. WU, D. KEBORT, J. GUERRERO, S. YEA, J. HONEA, K. SHIRABE a J. KANG. High-Frequency, GaN Diode-Free Motor Drive Inverter with Pure Sine Wave Output. *Power Transmission Engineering* [online]. October 2012 [cit. 2021-04-02]. Dostupné z: https://www.powertransmission.com/articles/1012/High-Frequency_GaN_Diode-Free_Motor_Drive_Inverter_with_Pure_Sine_Wave_Output/

- [14] WANG, Baochao, Shili DONG, Shanlin JIANG, Chun HE, Jianhui HU, Hui YE a Xuezen DING. A Comparative Study on the Switching Performance of GaN and Si Power Devices for Bipolar Complementary Modulated Converter
Legs. Energies [online]. 2019, **12**(6) [cit. 2021-04-02]. ISSN 1996-1073. Dostupné z: doi:10.3390/en12061146
- [15] KŮS, Václav: Elektrické pohony a výkonová elektronika. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2006. ISBN 80-7043-422-8
- [16] *Yaskawa Europe GmbH: AC drives* [online]. [cit. 2021-04-16]. Dostupné z: <https://www.yaskawa.eu.com/products/ac-drives>
- [17] Frekvenční měnič b maXX 1000. In: Baum Mueller.com [online]. [cit. 2020-11-23]. Dostupné z: <https://www.baumueller.com/cs/produkty/elektronika-pohonu/frekvencni-menic>
- [18] *Nidec Motor Corporation: Control techniques – AC Drives and Motors* [online]. [cit. 2021-04-16]. Dostupné z: <https://acim.nidec.com/drives/control-techniques/products/ac-drives?sel=t>
- [19] TRIAMEC: Servo drives [online]. [cit. 2021-01-11]. Dostupné z: <https://www.triamec.com/en/servo-drives.html#tsp-series>
- [20] Stejnoseměrný servomotor HSM 150. In: REGULACE – AUTOMATIZACE BOR, spol. s.r.o. [online]. [cit. 2021-7-20]. Dostupné z: http://www.regulace.cz/CZ/HSM/hsm_150.html
- [21] LMU040 Ironless Linear Motor. In: Shanghai Mindong Mechanism Electron Co., Ltd [online]. [cit. 2021-7-20]. Dostupné z: <https://www.smj-motor.com/LMU040-Ironless-Linear-Motor.html>
- [22] 1FK7022-5AK71-1LG0: SIMOTICS S Synchronous servo motor 1FK7. In: Mall.industry.siemens.com [online]. [cit. 2021-7-21]. Dostupné z: <https://mall.industry.siemens.com/mall/cs/cz/Catalog/Product/1FK7022-5AK71-1LG0>

Seznam obrázků

Obrázek 1 Můstkové zapojení měniče	10
Obrázek 2 Charakteristika obdélníkového měniče (square wave inverter).....	11
Obrázek 3 Princip pulzně šířkové modulace s využitím metody trojúhelníkového nosiče.....	12
Obrázek 4 Princip modulace s dvojitou hranou	13
Obrázek 5 Princip funkce frekvenčního měniče	14
Obrázek 6 Srovnání víceúrovňového frekvenčního měniče firmy Triamec s konvenčním tříúrovňovým [19].....	15
Obrázek 7 b maXX 1000 Baumüller [17]	17
Obrázek 8 Yaskawa A1000 [16]	17
Obrázek 9 Commander C200 – Control Techniques [18].....	17
Obrázek 10 Princip řízení bezkartáčového motoru	18
Obrázek 11 Oblast využitelnosti tranzistorů MOSFET a IGBT [9].....	20
Obrázek 12 Vliv frekvence PWM na celkové ztráty soustavy frekvenčního měniče a motoru [12]	21
Obrázek 13 Srovnání účinnosti GaN a IGBT v závislosti na velikosti zátěže [13]	22
Obrázek 14 tranzistory (a) GaN HEMT – CS66516T, (b) IGBT – FS50R06W1E3 [14].....	23
Obrázek 15 Srovnání spínacích ztrát IGBT a GaN [14]	23
Obrázek 16 Blokové schéma synchronního motoru s regulací a s aproximací dopravního zpoždění	28
Obrázek 17 Schéma ladění proudové regulace matematického modelu v Simulinku	29
Obrázek 18 Schéma ladění proudové regulace matematického modelu v Simulinku	30
Obrázek 19 schéma diskretizace dle ZOH [7]	31
Obrázek 20 Schéma kaskádní regulace.....	33
Obrázek 21 Blokové schéma regulace polohy (motor zjednodušen) [1]	33
Obrázek 22 Srovnání Padého a Taylorovy aproximace 2. řádu	35
Obrázek 23 Srovnání Padého a Taylorovy aproximace 3. řádu.....	36
Obrázek 24 Přechodové charakteristika Padého rozvoj - 1. 2. 3. řád.....	37
Obrázek 25 Bode diagram pro Padého rozvoj - 1. 2. 3. řád	37
Obrázek 26 Přechodová charakteristika pro parametry $K_{Pi} = 150 VA - 1 fM = 5 až 12 kHz$	38
Obrázek 27 Přechodová charakteristika odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty proudu pro na nastavení s frekvencí PWM 12kHz	39
Obrázek 28 Bode diagram pro různá nastavení frekvence PWM (Siemens 1FN1 126).....	40
Obrázek 29 Přechodová charakteristika.....	41
Obrázek 30 Ladění frekvence PWM 100 kHz na normovanou odezvu.....	41

Obrázek 31 Proudová regulace – reakce na skok proud pro motor Siemens 1FN1 126.....	42
Obrázek 32 List s parametry motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7.....	43
Obrázek 33 Proudová regulace – odezva na skok proudu (SIMOTICS).....	44
Obrázek 34 Frekvenční charakteristika a zkoumání propustného pásma motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7.....	44
Obrázek 35 Ladění proudové regulace HSM – sklony k nestabilitě.....	46
Obrázek 36 Proudová regulace HSM – Vliv frekvence PWM.....	46
Obrázek 37 Bode diagram – frekvenční analýza servomotoru HSM 150.....	47
Obrázek 38 Proudová regulace, vliv PWM – Momentový motor (VUES).....	48
Obrázek 39 Bode diagram – Momentový motor (VUES).....	49
Obrázek 40 Proudová regulace, vliv PWM – Ironless motoru SMJ LMU040 CP384.....	50
Obrázek 41 Bode diagram proudové regulace ironless motoru SMJ LMU040 CP384.....	51
Obrázek 42 Vliv frekvence PWM pro různé typy motorů 2-12 kHz.....	52
Obrázek 43 Vliv frekvence PWM pro různé typy motorů 12-100 kHz.....	52
Obrázek 44 Nastavení Model Discretizer pro přenosovou funkci.....	53
Obrázek 45 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model motoru Siemens 1FN1 126.....	54
Obrázek 46 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7.....	55
Obrázek 47 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model prstencového motoru VUES ROL530881D.....	56
Obrázek 48 Frekvenční a přechodová charakteristika pro diskretní model lineárního Ironless motoru LMU040.....	57
Obrázek 49 Odezva na skok rychlosti pro různá nastavení PWM, $K_P=550$ As/m, $T_N=0,076$ s.....	58
Obrázek 50 Přechodová charakteristika rychlostní smyčky pro motor Siemens 1FN1 126.....	61
Obrázek 51 Bode diagram rychlostní smyčky pro různé frekvence PWM motoru Siemens 1FN1 126.....	62
Obrázek 52 Srovnání přechodové charakteristiky spojitého a diskretního systému pro parametry motoru SIMOTICS.....	63
Obrázek 53 Přechodová charakteristika rychlostní smyčky v diskretní oblasti pro rotační motor SIMOTICS.....	64
Obrázek 54 Bode diagram rychlostní smyčky pro různé frekvence PWM motoru Siemens SIMOTICS.....	64
Obrázek 55 Přechodová a frekvenční charakteristika spojitého systému (SIMOTICS).....	65
Obrázek 56 Přechodová charakteristika rychlostní regulace ($f_M=2$ kHz) – srovnání spojitého a diskretního systému.....	67

Obrázek 57 Přejchodová charakteristika rychlostní regulace pro diskretní systém prstencového motoru VUES.....	67
Obrázek 58 Bode diagram rychlostní smyčky pro různé frekvence PWM prstencového motoru VUES	68
Obrázek 59 Srovnání spojitého a diskretního systému (Ironless SMJ LMU040).....	69
Obrázek 60 Přejchodová charakteristika rychlostní regulace pro diskretní systém Ironless (SMJ LMU040)	70
Obrázek 61 Bode diagram rychlostní regulace – diskretní systém (Ironless SMJ LMU040).....	70
Obrázek 62 Ladění rychlostní regulace pohybové osy (Siemens 1FN1 126)	71
Obrázek 63 Ladění rychlostní regulace pohybové osy (SMJ LMU040).....	72

Seznam tabulek

Tabulka 1 Technické parametry měničů firmy Triamec řady TSD [19].....	17
Tabulka 2 Technické parametry měničů firmy Triamec řady TSP [19]	17
Tabulka 3 Ztráty měničů a motoru pro dvě různé frekvence PWM [12]	22
Tabulka 4 Členy Padého rozvoje	26
Tabulka 5 Katalogové parametry motoru	42
Tabulka 6 Parametrická studie proudové smyčky motoru 1FN1 Siemens	42
Tabulka 7 Parametrická studie proudové smyčky motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7	45
Tabulka 8 Technické parametry servomotoru HSM 150 [20]	45
Tabulka 9 parametrická studie proudové smyčky servomotoru HSM 150	47
Tabulka 10 Katalogové parametry prstencového motoru VUES ROL530881D	48
Tabulka 11 Parametrická studia proudové smyčky momentového motoru VUES.....	49
Tabulka 12 Katalogový list lineárního synchronního motoru SMJ LMU040 [21].....	50
Tabulka 13 parametrická studia proudové smyčky Ironless motoru SMJ LMU040 CP384.....	51
Tabulka 14 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model motoru Siemens 1FN1 126.....	54
Tabulka 15 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (Siemens 1FN1 126)54	
Tabulka 16 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model motoru Siemens SIMOTICS S-1FK7	55
Tabulka 17 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (Siemens SIMOTICS S-1FK7)	55
Tabulka 18 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model prstencového motoru VUES ROL530881D	56
Tabulka 19 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (prstencový motor VUES ROL530881D)	56
Tabulka 20 Dosažené parametry proudové regulace pro diskretní model lineárního Ironless motoru LMU040	57
Tabulka 21 Srovnání propustných pásem spojitého a diskretního modelu (lineární Ironless motor LMU040)	57
Tabulka 22 Hodnoty propustného pásma pro rychlostní smyčku	59
Tabulka 23 Katalogové hodnoty motoru Siemens 1FN1 126 pro účely modelu rychlostní smyčky	60
Tabulka 24 Dosažené hodnoty parametrů pro motor lineární synchronní motor Siemens 1FN1 126.....	62
Tabulka 25 Katalogové hodnoty motoru Siemens SIMOTICS pro účely modelu rychlostní smyčky	63

Tabulka 26 Dosažené hodnoty parametrů pro rotační motor Siemens SIMOTICS S-1FK7	65
Tabulka 27 Hodnoty šířky propustného pásma pro spojitý a diskrétní systém (SIMOTICS).....	66
Tabulka 28 Katalogové hodnoty prstencového synchronního motoru VUES pro účely modelu rychlostní smyčky	66
Tabulka 29 Dosažené hodnoty parametrů pro prstencový motor VUES	68
Tabulka 30 Katalogové hodnoty linárního ironless motoru SMJ pro účely modelu rychlostní smyčky	69
Tabulka 31 Dosažené hodnoty parametrů pro Ironless motor SMJ LMU040	71