

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A BIOMECHANIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

NÁVRH ZAŘÍZENÍ PRO POWER HIL SIMULACI STEJNOSMĚRNÉHO MOTORU

DESIGN OF UNIT FOR POWER HIL SIMULATION OF DC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

Bc. JAN CHALUPA

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR

doc. Ing. ROBERT GREPL, Ph.D.

BRNO 2014

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

student(ka): Bc. Jan Chalupa

který/která studuje v magisterském navazujícím studijním programu

obor: Mechatronika (3906T001)

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Návrh zařízení pro Power HIL simulaci stejnosměrného motoru

v anglickém jazyce:

Design of unit for Power HIL simulation of DC motor

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Standardní HIL simulace umožňuje testování funkcionality řídicích jednotek s využitím řídicích analogových i digitálních vstupně/výstupních signálů. V praxi se však objevuje i požadavek na testování kompletní elektroniky zahrnující řídicí i výkonovou část. Typickým příkladem je řídicí jednotka palivové pumpy v osobním automobilu.

Pro realizaci tohoto požadavku musíme mít k dispozici výkonovou elektroniku, která je schopna odebírat i dodávat energii z/do testované soustavy a to takovým způsobem, jakým by to prováděl reálně připojený DC motor. Napětí i proud na simulovaném motoru můžeme měnit dle požadavků a realizovat tak různé režimy provozu.

Tato práce se bude zabývat návrhem zařízení, které je určeno pro Power HIL simulační testování DC motorů do výkonu 250 W. Odpor a indukčnost vinutí motoru bude reálná, úkolem navržené elektroniky bude simulovat indukované napětí a to včetně takových efektů jako je zvlnění proudu vlivem přepínání na komutátoru.

Zařízení je navrhování na základě konkrétních požadavků průmyslového partnera, ale bude obecně použitelné pro danou třídu problémů.

Cíle diplomové práce:

1) Rešerše v oblasti simulace a real-time řízení PHIL soustav.

2) Simulace PHIL jednotky v prostředí Matlab/Simulink.

3) Návrh, výroba a testování výkonové části zařízení.

4) Návrh řízení pro výkonovou část, implementovat a testovat na platformě dSPACE, v případě potřeby využít FPGA modul.

5) PHIL simulace konkrétní palivové pumpy, měření provozních vlastností navrženého zařízení, vyhodnocení.

Seznam odborné literatury:

- Valášek, M.: Mechatronika, Vydavatelství ČVUT 1995
- Noskievič: Modelování a identifikace systémů
- Horáček, P.: Systémy a modely, ČVUT 1999

Vedoucí diplomové práce: doc. Ing. Robert Grepl, Ph.D.

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2013/2014.

V Brně, dne 22.11.2013

L.S.

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc. Ředitel ústavu prof. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc., dr. h. c. Děkan fakulty

Abstrakt

Tato práce se zabývá analýzou a realizací Power-HIL systému, který je určen k simulaci reálného stejnosměrného motoru s komutátorem a permanentními magnety. K analýze problému byly využity simulace reálných komponent v prostředí Matlab/Simulink. Elektronické části systému byly simulovány pomocí knihovny SimElectronic. Na základě výsledků byly navrženy a realizovány jednotlivé hardwarové komponenty. Výstupem práce je výkonový elektronický simulátor reálného stejnosměrného motoru, který je implementován na platformě dSPACE. Systém umožňuje softwarově nastavit parametry a chování motoru, toho lze využít pro testování elektroniky řídících jednotek stejnosměrných motorů.

Klíčová slova

PHIL simulátor, DC motor, real-time, simulace, dSPACE, výkonová elektronika, měření proudu, zvlnění proudu

Abstract

This thesis deals with analysis and implementation of Power-HIL system that is designed to simulate real DC motor with comutator and permanent magnets. For problem analysis were used simulations of real components in Matlab / Simulink. The electronic parts of system were simulated with using the SimElectronic library. Idividual hardware components were designed according to simulation results. The outcome of this thesis is a power electronic simulator of real DC motor, which is implemented on dSPACE platform. The system allows software to setup parameters and behavior of simulated motor. The final system can be used for testing DC motor ECU (electronic control units).

Keywords

PHIL simulator, DC motor, real-time, simulation, dSPACE, power electronics, current measurement, current ripple

Bibliografická citace práce

CHALUPA, J. Návrh zařízení pro Power HIL simulaci stejnosměrného motoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2014. 91 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Robert Grepl, Ph.D..

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl všechny použité prameny a literaturu.

V Brně dne

Jan Chalupa

Seznam obrázků

1.1	Palivové čerpadlo (vlevo), nádržový modul s čerpadlem (vpravo)[1] $\ .$.	16
2.1	Princip fungování DC motoru [2]	17
2.2	Řez pláštěm DC motoru [3]	18
2.3	Zatěžovací charakteristiky DC motoru [4]	19
2.4	Schéma DC motoru včetně elektromechanické vazby [4]	20
2.5	Proud protékající R L obvodem zabrzděného motoru	22
2.6	Rotor s měděným komutátorem [5]	23
2.7	Jednotlivé fáze komutace [6]	24
2.8	Graf zvlnění proudu vlivem komutace	25
2.9	Závislost třecí síly na relativní úhlové rychlosti povrchů: a) Coulom-	
	bovo b) viskózní c) statické tření	27
2.10	Závislost součinitele tření na Gümbelově čísle [8]	28
2.11	Možnosti čtyřkvadrantového měniče napětí [9]	29
2.12	Měnič s meziobvodem a brzdným odporem [4]	29
2.13	Unipolární a bipolární řízení měniče [4]	30
2.14	Obecný HIL simulátor	32
2.15	Obecný PHIL simulátor	33
2.16	Řídící jednotka s reálným stejnosměrným motorem	34
2.17	Řídící jednotka s PHIL simulátorem DC motoru	35
2.18	Diskrétní simulační krok [10]	36
2.19	Míra platnosti výsledků Firm RT a Soft RT [11]	36
2.20	Metody vzorkování [12]	37
0.1		20
3.1	Struktura PHIL simulatoru DC motoru	39
4.1	Matematický submodel mechanické části motoru z obr. 4.2	42
4.2	Matematický model mechanické části motoru a tření	43
4.3	Elektrický model motoru	44
4.4	Testování kompletního modelu motoru	44
4.5	Graf rozběhu matematicky simulovaného motoru	45
4.6	Graf rozběhu mat. simulovaného motoru detail	46

4.7	Časový průběh výsledného třecího momentu	46
4.8	Simulovaný H-můstek	47
4.9	SimElectronics model výkonového operačního zesilovače	48
4.10	Submodel PHIL simulátoru (SimElec. generátor)	50
4.11	PHIL simulátor v testovacím zapojení	50
4.12	Graf rozběhu PHIL simulátoru	51
4.13	Graf rozběhu PHIL simulátoru detail	51
4.14	Submodel PHIL simulátoru s OZ	52
4.15	PHIL simulátor v testovacím zapojení	52
4.16	Graf rozběhu PHIL simulátoru	53
4.17	Graf rozběhu PHIL simulátoru detail	53
4.18	Submodel PHIL simulátoru s H-můstkem	54
4.19	PHIL simulátor v testovacím zapojení	54
4.20	Graf rozběhu PHIL simulátoru	55
4.21	Graf rozběhu PHIL simulátoru detail	55
4.22	Výrazné zvlnění proudu vlivem H-můstku II. $(f_{PWM}=10 \text{kHz})$	56
4.23	Detail zvlnění proudu způsobeného H-můstkem I. $(f_{PWM}=100 \text{kHz})$.	56
4.24	Princip fungování čidla LEM [15]	57
4.25	Schéma zapojení analogového obvodu pro měření proudu (napájecí	
	části skryté)	58
4.26	Schéma ovládacího obvodu pro relé	59
4.27	Schéma obvodu operačního zesilovače LM4780	60
4.28	Schéma H-můstku s budičem ISL 83204 (napájecí části skryté) $[13]$	61
4.29	Výkonový paralelní stabilizátor	62
4.30	Schéma generátoru PWM (napájecí části skryté)	63
4.31	Podrobné schéma zapojení soustavy PHIL simulátoru, včetně d SPACE $$	66
4.32	Foto hardwarové jednotky	67
4.33	Struktura pro generování zvlnění napětí	68
4.34	Model pro experimentální PHIL simulátor s operačním zesilovačem $% \mathcal{A}$.	69
4.35	Graf rozběhu HW PHIL simulátoru	70
4.36	Graf rozběhu HW PHIL simulátoru detail	70
4.37	Model pro experimentální PHIL simulátor s H-můstkem	71
4.38	Graf rozběhu HW PHIL simulátoru	72
4.39	Graf rozběhu HW PHIL simulátoru detail	72
4.40	Graf rozběhu SW PHIL simulátoru s OZ, H-můstkem a SimElectronic	
	generátorem	73
4.41	Graf rozběhu SW PHIL simulátoru OZ, H-můstek a SimElectronic	
	detail	74
4.42	Graf rozběhu HW PHIL simulátoru s OZ a H-můstkem	75
4.43	Graf rozběhu HW PHIL simulátoru s OZ a H-můstkem detail	76
4.44	Graf zvlnění proudu reálného a simulovaného motoru	77

4.45	Ovládací software pro PHIL s H-můstkem I	•	•	•	78
7.1	Rozvětvená struktura bloku pro H-můstek I				87
7.2	Rozvětvená struktura bloku pro H-můstek II				88
7.3	Rozvětvená struktura bloku výkonového operačního zesilovače .				89
7.4	Rozvětvená struktura bloku ovládání relé				90
7.5	Rozvětvená struktura bloku snímání proudu				91

Seznam tabulek

4.1	Kalibrační údaje k obvodu měření proudu	65
4.2	Kalibrační údaje k výkonovému OZ	65
4.3	Módy PHIL simulátoru dle stavu selektorů	67

Obsah

1	Úvo	d	15
2	Reš	erše	17
	2.1	DC motor s permanentními magnety	17
		2.1.1 Základy o konstrukci	18
		2.1.2 Charakteristika a provozní stavy motoru	18
		2.1.3 Matematický model DC motoru	20
		2.1.4 Experimentální určení $R L$ parametrů \ldots	22
		2.1.5 Zvlnění proudu vlivem otáčení kotvy	23
		2.1.6 Typy tření v mechanické soustavě	27
	2.2	Ctyřkvadrantový měnič	29
	2.3	HIL/PHIL simulátory	31
		2.3.1 Obecný HIL simulátor	31
		2.3.2 Obecný PHIL simulátor	32
	2.4	Obecná řídící jednotka s reálným DC motorem	34
	2.5	Obecná řídící jednotka s PHIL simulátorem DC motoru	35
	2.6	Simulace dynamických systémů	36
3	For	mulace problému a cílů práce	38
	3.1	Definice funkce simulátoru	38
	3.2	Definice struktury simulátoru	39
	3.3	Výkonový hardware	40
	3.4	Měření proudu	40
	3.5	Real-time simulace	41
4	Pos	tup práce	42
	4.1	Matematická simulace DC motoru v simulinku	42
		4.1.1 Mechanický model	42
		4.1.2 Elektrický model	44
		4.1.3 Simulace připojeného motoru	44
		4 1 4 Výsledky simulace motoru	45
			10

 4.4 4.5 4.6 4.7 Záv Pou 	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovn 4.6.1 4.6.2 4.6.3 Ovládz ěr žité zd	Kalibrace	65 66 68 69 71 73 73 75 77 78 79 81
 4.4 4.5 4.6 4.7 Záv 	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovn 4.6.1 4.6.2 4.6.3 Ovláda	Kalibrace	 65 66 68 69 71 73 73 75 77 78 79
4.44.54.64.7	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovi 4.6.1 4.6.2 4.6.3 Ovláda	Kalibrace	65 66 68 69 71 73 73 75 75 77 78
4.4 4.5 4.6	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovn 4.6.1 4.6.2 4.6.3	Kalibrace	65 66 68 69 71 73 73 75 77
4.4 4.5 4.6	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovi 4.6.1 4.6.2	Kalibrace	65 66 68 69 71 73 73 75
4.4 4.5 4.6	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovi 4.6.1	Kalibrace	 65 66 68 69 71 73 73
$4.4 \\ 4.5 \\ 4.6$	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2 Porovi	Kalibraceení experimentální hardwarové jednotkyime modelování experimentálního PHIL simulátoruRT model PHIL simulátoru s OZRT model PHIL simulátoru s H-můstkema zhodnocení výsledků všech simulací	 65 66 68 69 71 73
4.4 4.5	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1 4.5.2	Kalibrace	65 66 68 69 71
$4.4 \\ 4.5$	4.3.9 Sestav Real t 4.5.1	Kalibrace	65 66 68 69
$4.4 \\ 4.5$	4.3.9 Sestav Real t	Kalibrace	65 66 68
4.4	4.3.9 Sestav	ní experimentální hardwarové jednotky	65 66
	4.3.9	Kalibrace	65
		17 11	0F
	4.3.8	Selektor II.	64
	4.3.7	Selektor I	64
	4.3.6	PWM generátor	63
	4.3.5	H-můstek II.	62
	4.3.0	H-můstek I	61
	4.3.2	Výkonový operační zesilovač	- 60
	4.3.1		50
4.3	Realiz	ace nardwarovych komponent	57
4.9	4.2.7	Simulace PHIL's H-mustkem	54
	4.2.6	Símulace PHIL s operačním zesilovačem	52
	4.2.5	Simulace PHIL se zdrojem napětí (SimElectronics)	50
	4.2.4	Nastavení kroku simulace	49
	4.2.3	H-můstek jako generátor U_{ind} (HB I.)	48
	4.2.2	Operační zesilovač jako generátor U_{ind}	48
	4.2.1	Testovací H-můstek (HB II.)	47
4.2	Offline	e simulace PHIL zařízení v prostředí simulink	47
	4.2	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	4.2Offline simulace PHIL zařízení v prostředí simulink4.2.1Testovací H-můstek (HB II.)4.2.2Operační zesilovač jako generátor U_{ind} 4.2.3H-můstek jako generátor U_{ind} (HB I.)4.2.4Nastavení kroku simulace4.2.5Simulace PHIL se zdrojem napětí (SimElectronics)4.2.6Simulace PHIL s operačním zesilovačem4.2.7Simulace PHIL s H-můstkem4.3Realizace hardwarových komponent4.3.1Proudové čidlo4.3.2Spínací relé4.3.3Výkonový operační zesilovač4.3.4H-můstek I.4.3.5H-můstek II.4.3.6PWM generátor4.38Selektor II

1 Úvod

Softwarové simulace umožňují rychlé a snadné testování prototypu, který je možné optimalizovat již v raném stádiu vývoje. Simulace jsou především výhodné pro ověření návrhu konstrukčně nebo finančně náročného systému. Mnohdy se jedná o aplikace, kdy je hotový systém použit bez možnosti předchozích testů v reálném pracovním prostředí. Důvodem může být například časové nebo materiální omezení.

V závislosti na typu systému si můžeme dovolit určité zjednodušení simulace. U offline simulací lze zohlednit i děje, které mají vysokou výpočetní náročnost. Množství parametrů a vstupů působících na systém, může způsobit značné zpomalení výpočtu. U simulací probíhajících v reálném čase je tomu zpravidla jinak.

Hardware In the Loop (HIL) je elektronické zařízení emulující senzorické signály, které jsou za normálních podmínek snímány v reálné soustavě. Princip spočívá v aktualizaci signálových výstupů na základě virtuálního modelu soustavy, který je spuštěn v jádře HIL simulátoru. Někdy je nezbytné tento model zjednodušit tak, aby jeho běh splňoval požadavky real-time simulace. Perioda výpočtů závisí na schopnostech výpočetního zařízení, a také na časové konstantě dějů v soustavě probíhajících.

Zařízení typu Power-HIL, rozšiřuje jednotku HIL o výkonovou elektroniku a reálné senzory. Takovým systémem mohou protékat reálné proudy, což u standardního HIL simulátoru není možné. V případě PHIL simulátoru DC motoru by neměl uživatel poznat rozdíl mezi tím, zda byl k řídící jednotce připojen reálný motor, nebo právě PHIL simulátor. Průběhy proudu a otáček budou v každé soustavě totožné. To platí pro jakýkoliv definovaný stav zatížení. Záměna reálného motoru za PHIL simulátor je klíčová pro testování řídících jednotek palivových čerpadel firmy BOSCH. Dosavadní testy probíhají na palivových modulech (obr. 1.1), které jsou ponořené v pohonných hmotách. Na takovéto soustavě se obtížně simulují provozní stavy, jelikož je motor uzavřen v plastovém pouzdře a navíc je okolní prostředí silně výbušné. Simulátor má sloužit jako variabilní a bezpečný testovací nástroj.



Obrázek 1.1: Palivové čerpadlo(vlevo), nádržový modul s čerpadlem (vpravo)[1]

Byly vytvořeny dva hardwarové koncepty, které jsou v práci analyzovány. K ověření bylo použito offline simulací modelu motoru a elektronických komponentů. Analýzy mají za úkol ověřit funkčnost plánovaných koncepcí PHIL zařízení a na základě výsledků zvolit nejlepší možnou variantu.

Simulace real-time modelu bude spuštěna na platformě dSPACE, která disponuje širokou paletou periferii a ethernet rozhraním, skrze které bude možné nastavovat parametry motoru a průběh jeho zatížení. Vše pomocí připojeného počítače s rozhraním ControlDesk.

2 Rešerše

2.1 DC motor s permanentními magnety

Stejnosměrný motor je stroj přeměňující elektrickou energii na mechanickou. Z obr. 2.1 je zřejmý princip fungování jednoduchého rotačně komutujícího stroje. Magnetické pole rotoru se periodicky mění, podle směru toku proudu cívkou. Přepínání zajišťuje lamelový komutátor, který je pevně spojen s osou rotace. Lamely se dotýkají kartáčů připojených ke zdroji napětí.



Obrázek 2.1: Princip fungování DC motoru [2]

V této práci bude věnovaná pozornost pouze kartáčovým DC motorům s permanentními magnety, protože výskyt a použití motorů s cizím buzením je relativně ojedinělý.

2.1.1 Základy o konstrukci

Konstrukce kartáčového DC motoru mívá nejčastěji podobu viz. obr. 2.2, kde rotor je složen z hřídele, rotorových plechů, komutátoru a vinutí. Hřídel je uložená v kluzných či kuličkových ložiscích, které jsou zalisována v čelech statoru. Plášť statoru je vyroben z magneticky vodivého materiálu. Vnitřní povrch pláště je vyložen permanentními magnety, které tvoří N pólových párů.



Obrázek 2.2: Řez pláštěm DC motoru [3]

2.1.2 Charakteristika a provozní stavy motoru

Podle směru toku energie rozeznáváme dva provozní režimy stejnosměrného stroje. Motorický režim: přiváděné napětí je větší, než napětí indukované ve vinutí kotvy a proud teče ze zdroje do motoru. Režim generátorický: přiváděné napětí je menší než napětí indukované, což způsobí změnu směru proudu, který v tomto případě teče z kotvy motoru do napájecího zdroje. V obou případech se motor otáčí stejným směrem. Stejná úvaha pak platí pro opačný směr otáčení: obě napětí i moment budou mít opačná znaménka než v prvním případě. Stejnosměrný motor umožňuje čtyřkvadrantový provozní režim, pokud napájecí zdroj stejnosměrného napětí a proudu je rovněž čtyřkvadrantový, zdroj [4].



Obrázek 2.3: ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY DC MOTORU [4]

Možné provozní stavy motoru:

- Rozběh
- Dynamické brzdění
- Brzda
- Generátor
- Chod na prázdno
- Chod se zátěží

2.1.3 Matematický model DC motoru

Pro stejnosměrný motor platí základní rovnice:

$$u_i = C\phi\omega \tag{2.1}$$

$$m_i = C\phi i \tag{2.2}$$

Při otáčení rotoru úhlovou rychlostí ω se ve vinutí kotvy indukuje napětí u_i dle rovnice 2.1. Působením proudu *i* a magnetického toku se vytváří indukovaný moment dle rovnice 2.2, kde *C* je konstanta motoru (napěťová, momentová), ϕ je magnetický tok a *i* je proud tekoucí kotvou. Převzato a upraveno z [4].



Obrázek 2.4: Schéma DC motoru včetně elektromechanické vazby [4]

Matematický model popisuje elektrické i mechanické chování motoru. Obr. 2.4 znázorňuje elektromechanické pojetí soustavy. Při jejím popisu vycházíme ze dvou základních diferenciálních rovnic. Rovnice 2.3 je napěťová a rovnice 2.4 je momentová.

$$u = R_a i + L_a \frac{di}{dt} + u_i \tag{2.3}$$

$$m_i = C\phi i = J\frac{d\omega}{dt} + m_z \tag{2.4}$$

Rovnici 2.4 je možné rozšířit o moment viskózního tření $B\omega$ a moment m_0 způsobený Coulombovým třením, na rovnici 2.5.

$$m_i = C\phi i = J\frac{d\omega}{dt} + m_z + m_0 + B\omega$$
(2.5)

Přehled proměnných užitých v kapitole 2.1.3

- u svorkové napětí motoru
- u_i indukované napětí
- C konstanta stroje
- ϕ magnetický tok
- ω úhlová rychlost
- *i* proud
- R_a odpor vinutí
- L_a indukčnost vinutí
- Jsuma momentů setrvačností rotujících částí
- $B {\rm koeficient}$ viskózního tření
- m_i indukovaný moment
- m_z zátěžný moment
- m_o moment tření

2.1.4 Experimentální určení R L parametrů

Schématický obvod DC motoru z obr. 2.4 je tvořen reálnou indukčností L_a , která má svůj parazitní ohmický odpor R_a . Další odpor vzniká na přechodu kartáč-lamela. Na svorkách motoru je napětí u. V případě zabrzděného motoru považujeme u_i za nulové a nahradíme jej zkratem.

Rovnici rovnováhy napětí 2.3 upravíme na rovnici 2.6, která slouží k výpočtu odporu zabrzděného motoru, pro čas $t >> \tau$.

Z napětí na svorkách, maximální hodnoty proudu (obr. 2.5) a upravené rovnice 2.6 určíme hodnotu R_a . Z průběhu proudu určíme časovou konstantu, ze které vyjádříme indukčnost cívky dle rovnice 2.7.

$$R_a = \frac{u}{i_{(t)}} \tag{2.6}$$

$$L_a = \tau \cdot R_a \tag{2.7}$$



Obrázek 2.5: Proud protékající R L obvodem zabrzděného motoru

V softwarovém prostředí může být zaimplementován algoritmus pro automatické vyhodnocení mechanických a elektronických parametrů motoru.

2.1.5 Zvlnění proudu vlivem otáčení kotvy

Při otáčení rotoru dochází k periodickým změnám směru toku proudu v cívkách rotorového vinutí, tento jev se nazývá komutace. Vlivem magnetických a mechanických dějů dochází ke zvlnění proudu. Zvlnění je z podstatné části závislé na mechanických vlastnostech systému.



Obrázek 2.6: Rotor s měděným komutátorem [5]

Hlavní faktory:

- konstrukce komutátoru (počet a šířka lamel)
- počet sběracích kartáčů
- úhlová rychlost
- momentu zatížení
- indukčnost a odpor vinutí

Komutace

V komutující cívce dochází ke změně toku proudu. Přejíždí-li kartáč z jedné lamely na druhou, rozhoduje o rozdělení proudu na jednotlivé lamely pouze velikost plochy kartáče, která na lamelu dosedá. Průběh komutace je znázorněn na obr. 2.7. Jako výchozí stav zvolme okamžik, kdy kartáč dosedá celou svou plochou na lamelu (1), komutace je ukončena v okamžiku, kdy kartáč dosedá celou plochou na sousední lamelu (2). Šířka kartáče je rovna šířce lamely. Převzato a upraveno z [6].



Obrázek 2.7: Jednotlivé fáze komutace [6]

Graf na obr. 2.8 znázorňuje zvlnění proudu, které bylo experimentálně naměřeno na reálném osmi pólového motoru, se čtyřmi kartáči. V prvním případě byl motor bez zátěže napájen 2V, v druhém případě byl motor mírně zatížen neurčitým momentem při napětí 8V, ve třetím případě byl motor nezatížen při napětí 8V.



Obrázek 2.8: Graf zvlnění proudu vlivem komutace

Nízkofrekvenční složka s výraznou amplitudou vzniká komutací. Z grafů je zřejmé, že průběh zvlnění je značně závislý na rychlosti otáčení a na velikosti středního proudu, případně momentu dle rovnice 2.2. Vyšší frekvenční složka může být způsobena proměnným třecím momentem, případně geometrickými nepřesnostmi ve styku kartáč-lamela.

Pohonné systémy, bez polohové zpětné vazby, mohou získat informaci o rychlosti otáčení ze zvlnění proudu a znalosti konstrukčního uspořádání motoru. Toto řešení je úsporné a elegantní. Není však vhodné pro každou aplikaci. Níže jsou popsány výhody a nevýhody metody určování otáček ze zvlnění proudu.

Výhody x nevýhody:

- + měření proudu v jakémkoliv místě výkonového obvodu, nejčastěji v ŘJ
- $+\,$ není nutné do motoru konstrukčně zasahovat
- + prostorově i finančně úsporné řešení, není potřeba enkodéru
- s rostoucím opotřebením se mění tvar zvlnění
- zvlnění je závislé na napájecím napětí
- možnost zkreslení výsledku vlivem nestabilního zátěžného momentu
- nutnost implementovat do ŘJ složitější algoritmus (např.: FFT)
- nevhodné pro regulaci rychlých dynamických dějů

Aktualizace konstanty stroje C v čase (rovnice 2.8) je dle zdroje [7] nejvhodnější metoda, jak simulovat zvlnění proudu.

$$C = C_0 + \Delta C_{max} \cdot \sin(z\Theta + \varphi_0) \tag{2.8}$$

$$\Theta = \int \omega \, dt \tag{2.9}$$

,kde

Caktuální konstanta stroje

 C_0 střední hodnota konstanty stroje

 ΔC_{max} amplituda změny konstanty

- z dvojnásobek počtu lamel stroje
- Θ úhlové natočení hřídele
- φ_0 počáteční natočení hřídele
- ω úhlová rychlost hřídele

2.1.6 Typy tření v mechanické soustavě

Coulombovo tření

Pokud jsou styčné povrchy vůči sobě v klidu, Coulombovo tření je nulové. V případě nenulové rychlosti je tření nenulové a působí vždy proti směru pohybu. Tření je nezávislé na relativní rychlosti styčných povrchů. Viz. rovnice 2.10.

Statické tření

Speciální případ smykového tření, vzniká na styku dvou nepohybujících se povrchů. Součinitel statického tření je vyšší než součinitel smykového tření. Pokud jsou styčné povrchy vůči sobě v pohybu, statické tření rychle zaniká. Viz. rovnice 2.11.

Viskózní tření

Je lineárně závislé na relativní rychlosti dvou styčných povrchů. S rostoucí rychlostí roste vliv tření na soustavu. Viz.rovnice 2.12.

$$F_C = f_C \cdot F_N \cdot sgn(v) \tag{2.10}$$

$$F_S = f_S \cdot F_N, \ (v = 0)$$
 (2.11)

$$F_V = f_V \cdot v \tag{2.12}$$

, kde f_x - koeficient daného tření, v- relativní rychlost, F_N - normálová síla.



Obrázek 2.9: Závislost třecí síly na relativní úhlové rychlosti povrchů: A) Coulombovo B) viskózní C) statické tření

Stribeckovo tření

Tento typ tření vychází z kombinace typů předchozích a platí i pro soustavy, které užívají viskózních maziv. Koeficient tření μ je reprezentován nelineární funkční závislostí na Gümbelově čísle $\eta \omega / p$, kde η je dynamická viskozita maziva, ω je úhlová rychlost čepu a p je tlak, zdroj [8].



Obrázek 2.10: Závislost součinitele tření na Gümbelově čísle [8]

Rovnice 2.13. popisuje působení Stribeckova tření v závislosti na relativní rychlosti styčných povrchů. F_C - Coulombovo tření, F_S - statické tření, F_V - viskózní tření, v- relativní rychlost povrchů, v_{Str} - Stribeckova rychlost.

$$F_{Str} = F_C + (F_S - F_C)e^{-(v/v_{Str})} + F_V$$
(2.13)

Modelování tření v mechanických soustavách je nezbytné pro dosažení kvalitního a přesného řízení. Mnohdy je však náročné stanovit hodnotu koeficientů tření, neboť mají často stochastický charakter. Proto je hojně užívána metoda estimace parametrů. V tomto případě nebyla metoda estimace použita, z důvodu nedostupnosti palivové pumpy ponořené v pohonné hmotě. V případě použití jiné tekutiny by mohly být výsledky vzdálené realitě.

2.2 Čtyřkvadrantový měnič

Čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič je schopen dávat na vstupu oba směry proudu a obě polarity napětí (obr. 2.11), je tedy vhodný pro napájení stejnosměrných servopohonů pro polohové řízení, případně i pro dynamicky náročné pohony v otáčkové vazbě. Tranzistorový pulsní měnič je měnič napěťový, t.j. je napájen ze zdroje napětí, v ideálním případě s nulovou vnitřní impedancí. Měnič umožňuje tok energie oběma směry viz. obr. 2.11. Při brzdění pohonu je kinetická energie vracena zpět do stejnosměrného meziobvodu. Zkráceno z [4]



Obrázek 2.11: Možnosti čtyřkvadrantového měniče napětí [9]

Elektronické schéma tranzistorového pulsního měniče, určeného pro stejnosměrný servopohon, je na obr. 2.12.



Obrázek 2.12: Měnič s meziobvodem a brzdným odporem [4]

Měniče mohou být řízeny bipolárně nebo unipolárně (obr. 2.13), v závislosti na tom v jakém kvadrantu chceme motor provozovat. Inteligentní řídící algoritmy automaticky přepínají mezi těmito režimy. Výhoda unipolárního řízení je menší zvlnění proudu a menší přepínací ztráty. Nevýhodou je, že motor nemůže vracet energii do meziobvodu. V případě bipolárního řízení můžeme energii vracet do mezi obvodu avšak dochází k větším přepínacím ztrátám a zvlnění proudu je dvojnásobné.



Obrázek 2.13: Unipolární a bipolární řízení měniče [4]

Frekvence řídícího PWM signálu je libovolná, volíme ji v závislosti na požadovaném zvlnění proudu. V praxi se užívají frekvence v jednotkách až stovkách kHz. U systému, s velkým výkonem, bývá frekvence PWM zpravidla nižší. Důvodem je snaha o snížení přepínacích ztrát ve výkonových tranzistorech.

2.3 HIL/PHIL simulátory

Při vývoji nebo testování řídících jednotek, pro jakákoliv zařízení, je výhodné užívat HIL/PHIL simulátoru. Simulátory umožňují testovat různé provozní či havarijní stavy v reálném čase.

Pokud se při testování řídících jednotek používají reálné komponenty, např.: motor nebo solenoid, dochází k jejich zahřívání nebo opotřebení, které se projeví změnou parametrů, což může být nežádoucí jev při testování větších sérii.

Dlouhodobá stabilita parametrů, zaručuje opakovatelnost testování nebo měření dané ŘJ.

Podstatnou výhodou je možnost měnit zásadní parametry simulovaného zařízení bez mechanických či elektrických změn systému. Vše je ovládáno přes softwarové rozhraní. Na jednom pracovišti lze testovat širokou škálu ŘJ pro různé DC motory.

Přístup k testování řídících jednotek lze rozděli do dvou základních skupin.

2.3.1 Obecný HIL simulátor

Standardní Hardware In the Loop simulace pracuje v real-time režimu. HIL simulátor je připojen k signálovým či sběrnicovým periferiím TJ. Periferie mají standardně digitální nebo analogové vstupy/výstupy.

Mezi TJ a simulátorem nedochází k výměně energie, proudy vznikající přenášením senzorických a řídících informací zanedbáváme. Takovéto simulátory slouží primárně k testování algoritmů ŘJ.

Pro zajištění kvalitní zpětné vazby je nutné znát napěťové úrovně periferii ŘJ a frekvenci s jakou ŘJ vyhodnocuje příchozí údaje.

Struktura simulátoru vyobrazena na obr. 2.14.



Obrázek 2.14: Obecný HIL simulátor

2.3.2 Obecný PHIL simulátor

Stejně jako HIL simulátor pracuje v real-time režimu. Jelikož je v systému obsažena i výkonová elektronika dochází k výměně energie mezi soustavami. TJ zpravidla obsahuje senzoriku pro kontrolování vlastního výkonového výstupu, např.: napěťové nebo proudové čidlo.

PHIL simulátor musí být schopný pojmout, případně dodat energii, kterou TJ do výkonového obvodu dodává/odebírá.

Simulátor může dodávat do TJ zpětnovazebné informace v signálové podobě nebo pomocí simulované sběrnice. U DC motoru získáváme údaje například o poloze z enkodéru nebo jiného polohového senzoru.

Struktura simulátoru je vyobrazena na obr. 2.15.



Obrázek 2.15: Obecný PHIL simulátor

PHIL simulátor sestává z

- Reálných senzorů pro snímání toku energie mezi TJ a PHIL simulátorem.
- Výkonové elektroniky, která slouží jako simulovaná zátěž, případně zdroj (v závislosti na provozním stavu).
- Real-time modelu řízeného systému, který ovládá výkonovou elektroniku a zpracovává senzorická data.
- Simulátoru senzorů, který vytváří signály pro kontrolu, nebo pro zpětnou vazbu do TJ.

2.4 Obecná řídící jednotka s reálným DC motorem

ŘJ stejnosměrného motoru, bez polohové zpětné vazby, je vyobrazená na obr. 2.16. Některé ŘJ využívají proudovou zpětnou vazbu, ze které můžeme získat údaje o momentu a otáčkách. Otáčky je možno určit ze zvlnění proudu.



Obrázek 2.16: Řídící jednotka s reálným stejnosměrným motorem

Popis jednotlivých bloků

- μC- mikrokontrolér s řídícím algoritmem a vstupem pro nastavení žádané hodnoty. Žádané hodnoty mohou být rychlost, moment a poloha. V některých případech nemá ŘJ nadřazený systém a funguje samostatně.
- meziobvod- stejnosměrný meziobvod, zajišťuje stabilitu napájení a případné maření přebytečné energie v brzdném odporu.
- H-můstek- výkonová část v podobě polovičního nebo plného H-můstku, který může být spínán v různých režimech.
- č.proudu- čidlo založené na Hallově jevu, případně snímač s bočníkem.
- DC motor- reálný stejnosměrný kartáčový motor s proměnlivou zátěží. Zátěž je realizovaná skrz mechanickou vazbu na hřídel.

2.5 Obecná řídící jednotka s PHIL simulátorem DC motoru

Spojením ŘJ a PHIL simulátoru, který obsahuje real-time model DC motoru, získáváme kompletní sestavu k provádění testů ŘJ a její výkonové elektroniky. Tato konfigurace je opět bez polohové zpětné vazby. Výsledná struktura je vyobrazena v obr. 2.17, který vychází z obr. 2.16. Reálný DC motor je nahrazen PHIL simulátorem.



Obrázek 2.17: Řídící jednotka s PHIL simulátorem DC motoru

Real-time model DC motoru je spuštěn na výpočetním zařízení (dSPACE), vstupem do tohoto modelu je hodnota reálného proudu protékajícího výkonovým obvodem.

Na základě vstupního proudu a aktuálním stavu bežícího modelu je H-můstek řízen tak, aby proud v obvodu odpovídal průběhu proudu reálným DC motorem.

Parametry modelu motoru a jeho virtuální mechanické zatížení lze nastavit přes ovládací software.

2.6 Simulace dynamických systémů

U spojitých dynamických systémů, které se obvykle popisují soustavou diferenciálních rovnic, se hodnoty stavových proměnných mění spojitě. Nicméně

i v tomto případě se počítají hodnoty stavových proměnných v určitých diskrétních časových okamžicích daných velikostí kroku zvolené integrační metody. Tyto okamžiky pak mají pro spojitou simulaci stejný význam jako okamžiky, v nichž se realizují události v diskrétní simulaci [10].

Simulaci lze považovat za real-time, v případě, že je výsledek korektní z hlediska logického i časového.





Dle bezpečnostních požadavků můžeme RT simulace rozdělit do tříd:

- Hard RT- nedodržení deadline vede na úplné selhání systému
- Firm RT- občasné nedodržení deadline lze tolerovat, ale může dojít ke zhoršení kvality simulace. Po uplynutí deadline je platnost výsledku kroku nulová.
- Soft RT- platnost výsledku kroku, po nedodržení deadline, postupně klesá, může dojít ke zhoršení kvality simulace



Obrázek 2.19: Míra platnosti výsledků Firm RT a Soft RT [11]
Důležitým parametrem je časový krok simulace. Volíme jej podle charakteru soustavy nebo podle schopností dostupného HW. V systému vyhledáme časové konstanty, a zvážíme jejich vliv na simulaci. Poté zvolíme adekvátní simulační krok. Mnohdy je nutné optimalizovat délku simulačního kroku v závislosti na charakteru a složitostí modelu, tak aby byl výsledný systém stabilní.

V případě, že má real-time model nějaký signálový vstup z okolí, je nutné stanovit vhodnou vzorkovací frekvenci, aby rekonstrukce signálu proběhla adekvátně.

Jestliže máme možnost zavést synchronizaci např.: ADC převodník s PWM generátorem, můžeme vzorkovat řádově nižší frekvencí. Ovšem v našem případě nelze provést synchronizaci. Proto je nutné použít oversampling metodu viz. obr. 2.20.



Obrázek 2.20: Metody vzorkování [12]

3 Formulace problému a cílů práce

Kapitola 2.5 nejvěrněji popisuje koncepci zařízení, které má být výstupem této diplomové práce. Jedná se o velmi komplexní systém, který souvisí s širokou škálou vědních oborů. Cílem práce je zvážit všechny okolnosti vyplývající ze zadání, navrhnout, optimalizovat a následně realizovat nejvhodnější řešení.

3.1 Definice funkce simulátoru

Simulátor má sloužit k testování výkonových řídících jednotek, které jsou určeny k pohánění kartáčových DC motorů. Jednotky zpravidla obsahují mikrokontrolér s regulačním algoritmem a výkonovou elektroniku realizovanou čtyřkvadrantovým H-můstkem. Test řídící jednotky a kvalitu její regulace můžeme provádět pomocí reálného DC motoru, který má rotační mechanickou vazbu na dynamo, motor s momentovou regulací nebo na mechanickou brzdu.

Další možností je vyřazení všech mechanický prvků a DC motor nahradit elektronickým PHIL simulátorem, který má dvě svorky stejně jako DC motor. Svorky připojíme na testovanou řídící jednotku, tím získáme kompletní testovací sestavu.

V této konfiguraci dokážeme simulovat provozní stav na základě softwarového požadavku. Může být naprogramovaná přesná testovací sekvence, která bude mít dobrou opakovatelnost i po delším časovém úseku. Sekvence může být tvořená různými hodnotami momentů působících na virtuální motor.

Výhodou oproti mechanickým testům je možnost simulace mnohem rychlejších dějů, např.: vada komutátorové lamely nebo poškozené ložisko, které způsobuje prudké změny momentu ve velmi krátkém čase.

Další podstatnou funkcí zařízení je možnost simulace zvlnění proudu. Informace o průběhu zvlnění může slouží k určování otáček motoru. V případě, že neexistuje polohová zpětná vazba, je toto jedna z možností, jak otáčky určit.

3.2 Definice struktury simulátoru

Primární představa je vytvořit simulátor vycházející ze základního tvaru elektrického schéma stejnosměrného motoru viz. obr. 2.4. Kde zdroj indukovaného napětí nahradíme výkonovou elektronikou, která bude generovat napětí v závislosti na aktuálních otáčkách virtuálního stroje.

Dále do obvodu zařadíme reálné *RL* prvky, které mohou být realizovány pomocí diskrétních součástek s odpovídajícími hodnotami nebo pomocí reálného motoru, který má zabrzděný rotor. Výhodou diskrétních součástek je nízká cena (oproti DC motoru). Součástky mohou být navíc nastavitelné, což zvýší variabilitu simulátoru.

Elektrické děje probíhající v *RL* obvodu jsou natolik rychlé, že z hlediska simulace mechanických stavů motoru nemají většího významu. Nedílnou součástí obvodu je čidlo proudu popsané v kapitole 4.3.1.



Obrázek 3.1: Struktura PHIL simulátoru DC motoru

Zařízení dSPACE slouží jako hlavní výpočetní jednotka s HW rozhraním. V jádře CPU je spouštěn real-time model DC motoru. Na základě stavu modelu je obsluhována I/O karta s digitálními a analogovými periferiemi, které ovládají generátor napětí a snímají proud obvodem.

Pomocí ethernet rozhraní je dSPACE spojen s PC, kde může uživatel aktivně ovlivňovat parametry a zatížení virtuálního motoru.

3.3 Výkonový hardware

V úvahu přichází tři možné varianty pro systém generování napětí U_{ind} .

- 1. čtyřkvadrantový H-Můstek
- 2. výkonový operační zesilovač (dále jen OZ)
- 3. koncový audio zesilovač pracující ve třídě D

Pro každou z těchto variant je třeba vytvořit offline model PHIL simulátoru, aby bylo možné přístupy porovnat. Při simulacích byl využit SimElectronics toolbox, který obsahuje modely elektronických součástek.

Na začátku práce byl k dispozici pouze H-můstek, bylo proto nutné navrhnout a realizovat dva zbylé obvody, aby mohli být provedeny reálné testy, které potvrdí, případně vyvrátí výsledky simulací.

3.4 Měření proudu

Stěžejním bodem práce je měření proudu ve výkonovém obvodu. Měření je věnována velká pozornost, protože hodnota proudu je hlavní vstupní veličinou real-time modelu.

Bylo vybráno čidlo LEM založené na Hallově efektu. Jeho signálový výstup je však nevhodný pro použití s dSPACE I/O kartou. Musí být použit obvod analogového přizpůsobení, který je třeba navrhnout a vyrobit.

3.5 Real-time simulace

Základem všech simulací je matematický model motoru odvozený z diferenciální rovnice stejnosměrného stroje.

Cílem je v reálném čase simulovat pouze změny vlivem mechanických dějů, které jsou řádově pomalejší, než děje elektrické. Proto nejsou elektrické děje simulovány, probíhají však na fyzické vrstvě (reálné RL prvky).

Efekt elektrických dějů je uvažován jen v offline simulacích experimentálního PHIL zařízení. Tyto simulace slouží především k ověření kvalit a funkčnosti dané koncepce.

V jádře dSPACE bude spuštěn real-time model mechanické části DC motoru, který obsahuje model tření a model zvlnění proudu vlivem otáčení komutátoru. Hlavním vstupem do real-time modelu je aktuální hodnota proudu ve výkonovém obvodu. Podle diferenciální rovnice rovnováhy momentů popsané v kapitole 2.1.3 se působením proudu vytváří indukovaný moment, který způsobí roztočení virtuálního motoru.

Na základě hodnoty úhlové rychlosti jsou pak vypočítány tři typy momentů tření, které působí na soustavu. Zvlnění proudu je taktéž modelováno z úhlové rychlosti. Výstupem modelu zvlnění je harmonický průběh napětí o malé amplitudě, které moduluje napětí U_{ind} .

Součástí práce je i testování maximální možné rychlosti výpočtu RT modelu motoru na platformě dSPACE.

4 Postup práce

Postup práce je členěn chronologicky do jednotlivých kapitol.

4.1 Matematická simulace DC motoru v simulinku

4.1.1 Mechanický model

Celá mechanická část motoru je namodelovaná dle rovnice 2.5. V případě, že je hodnota momentu m_Z kladná, motor je zatěžován, v opačném případě je motor poháněn. Tato konvence platí pro oba směry otáčení.



Obrázek 4.1: Matematický submodel mechanické části motoru z obr. 4.2

Integrátor v obr. 4.1 je zdola i z hora omezen tak, aby úhlová rychlost, nemohla překročit určitou stanovenou mez.

Gain motor_k_EMF představuje hodnotu konstanty stroje $C\phi$.

V modelu jsou uvažovány tři druhy tření. Statické v kombinaci s Coulombovým třením a samostatně tření viskózní viz. kapitola 2.1.6.

Statické tření je modelováno pomocí absolutní hodnoty z úhlové rychlosti, která je saturovaná v rozmezí (0.2 - 1). Funkční blok z něj udělá převrácenou hodnotu. Ta je následně vynásobena koeficientem tření. Pokud se otáčky začnou mírně zvyšovat, dojde k saturaci a na motor pak působí pouze moment o konstantní velikosti S_friction, tedy Coulombovo tření. Moment způsobený viskózním třením je stále přítomný a závislý na otáčkách.



Obrázek 4.2: Matematický model mechanické části motoru a tření

Soubor modelu:

06_DSpace_modely_komponentu/dspace_model_motoru/motor_model.mdl



4.1.2 Elektrický model

Obrázek 4.3: Elektrický model motoru

Elektrický model je obsažen pouze v offline simulacích.

4.1.3 Simulace připojeného motoru

Simulace byla provedena pro rozběh motoru. Schéma použitého modelu je na obr. 4.4. Napájení motoru je simulované pulsním generátorem s nastavitelnou střídou.



Obrázek 4.4: Testování kompletního modelu motoru

Soubor modelu:

04_simulace/SW_simulace_DC_motoru/model_R2010a_test_DC_motor.mdl

4.1.4 Výsledky simulace motoru

Při rozběhu motoru dochází k naproudění cívky, krátky vodorovný úsek v grafu úhlové rychlosti obr. 4.6. Délka tohoto úseku je závislá na velikosti indukčnosti L_a . Poté začne obvodem protékat proud, který vytváří indukovaný moment m_i . Moment setrvačnosti hřídele je velmi malý, proto je děj roztočení relativně rychlý. Proud pozvolna klesá na hodnotu, kde vytváří ind. moment takové velikosti, aby se vyrovnal působení třecího a zátěžného momentu.



Obrázek 4.5: Graf rozběhu matematicky simulovaného motoru



Z detailu je patrné zvlnění proudu vlivem PWM modulace.

Obrázek 4.6: Graf rozběhu mat. simulovaného motoru detail

Graf na obr. 4.7 zobrazuje časový průběh výsledného momentu tření. Skok je způsoben změnou statického momentu, pozvolné nárůstání je zapříčiněno momentem viskózním.



Obrázek 4.7: Časový průběh výsledného třecího momentu

4.2 Offline simulace PHIL zařízení v prostředí simulink

Pro simulace reálných součástek bylo využito knihovny SimElectronics, která obsahuje modely tranzistoru, operačního zesilovače, odporu a indukčnosti. Dále jsou použité bloky pro měření napětí a proudu v obvodech.

Všechny modely PHIL simulátoru jsou napájeny z H-můstku, který je realizovaný SimElectronic komponenty.

4.2.1 Testovací H-můstek (HB II.)

Tento můstek má představovat ŘJ a reprezentovat její elektronické vlastnosti. Struktura je stejná jako v obr. 2.12. ŘJ však nemá žádnou složitější regulační strukturu. Při simulacích je hodnota střídy pevně stanovená na 40%. V modelu je možné přepínat směr polarity výstupního napětí. Řízení jednotlivých tranzistorů není pro přehlednost uvedeno.



Obrázek 4.8: Simulovaný H-můstek

Parametry H-můstku

$R_{DSON} = 0.07 \ \Omega$	odpor sepnutého tranzistoru
$U_{FWD} = 0.6 \text{ V}$	úbytek napětí na diodě v propustném směru
$U_d = 20 \text{ V}$	napětí meziobvodu
$f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$	modulační frekvence
$PWM_{duty} = 40 \%$	střída

4.2.2 Operační zesilovač jako generátor U_{ind}

Signálové napětí je vytvářeno blokem nastavitelného zdroje napětí a přivedeno na pozitivní vstup zesilovače. Operační zesilovač je zapojen jako sledovač. Napětí je výkonově posíleno, neboli impedančně odděleno.



Obrázek 4.9: SimElectronics model výkonového operačního zesilovače

Parametry výkonového OZ

$Z_{in} = 1 \ \mathrm{M}\Omega$	vstupní impedance
$Z_{out} = 10 \text{ m}\Omega$	výstupní impedance
$U_d = \pm 20 \text{ V}$	napájecí napětí
Gain = 1000 [-]	zesílení bez zpětné vazby

4.2.3 H-můstek jako generátor U_{ind} (HB I.)

Můstek je stejně koncipovaný jako v obr. 4.8. I parametry diskrétních součástek jsou shodné. Liší se napájecím napětím a modulační frekvencí, která je nastavená na 100kHz, tak aby bylo zvlnění proud co nejmenší. Můstek je vždy provozován v bipolárním režimu.

Parametry H-můstku

 $U_d = 15.7 \text{ V}$ napětí meziobvodu $f_{PWM} = 100 \text{ kHz}$ modulační frekvence

4.2.4 Nastavení kroku simulace

Důležitým parametrem je časový krok simulace, krok volíme podle charakteru soustavy, nebo podle schopností dostupného HW. V systému vyhledáme nejkratší časovou konstantu, a na základě této hodnoty zvolíme adekvátní krok.

V případě offline simulace si můžeme dovolit krok řádově jemnější a sledovat detailnější průběhy veličin než u RT simulace. Níže je uveden seznam časových konstant vyskytujících se v systému. Některé z nich jsou experimentálně určeny, nebo vypočteny ze známých údajů.

Seznam časových konstant

$$\tau_{mech} = \frac{J}{b} = \frac{0.001}{0.005} = 200 \ [ms] \tag{4.1}$$

$$\tau_{elmech} = \frac{R_a \cdot J}{C^2} = \frac{1.475 \cdot 0.001}{0.2^2} = 37.87 \ [ms] \tag{4.2}$$

$$\tau_{elmag} = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0.001684}{1.475} = 1.44 \ [ms] \tag{4.3}$$

$$\tau_{HBII.} = 2 \cdot \frac{1}{f_{(PWM \ HB \ II.)}} = \frac{2}{10000} = 200 \ [\mu s] \tag{4.4}$$

$$\tau_{HBI.} = 2 \cdot \frac{1}{f_{(PWM \ HB \ I.)}} = \frac{2}{100000} = 20 \ [\mu s] \tag{4.5}$$

kde

$ au_{mech}$ -	mechanická	časová	konstanta	stroje
1100010				./

 τ_{elmech} - elektromechanická časová konst. stoje

 τ_{elmag} - elektromagnetická časová konst. stroje

 $\tau_{HB I}$ - elektrická časová konst. měniče

 $\tau_{HB~II.}$ - elektrická časová konst. měniče

Casová konstanta H-můstku I. je nejmenší. Proto v offline simulacích, kde se vyskytuje H-můstek I. volíme krok 20 ns, aby jsme s dostatečnou přesností sledovali i zvlnění proudu (a jeho hrany) vlivem vysoké modulační frekvence. U ostatních offline simulací je krok nastaven na 1 μs .

4.2.5 Simulace PHIL se zdrojem napětí (SimElectronics)

Zdrojem indukovaného napětí je nastavitelný napěťový zdroj, který má nulovou impedanci. Dílčí schéma modelu je znázorněno na obr.4.10. Submodel, zde použitý je popsán v kapitole 4.1.1. Výsledné schéma pro simulaci je na obr. 4.11.



Obrázek 4.10: Submodel PHIL SIMULÁTORU (SIMELEC. GENERÁTOR)



Obrázek 4.11: PHIL SIMULÁTOR V TESTOVACÍM ZAPOJENÍ

Soubor modelu:

04_simulace/SW_simulace_HIL_zarizeni/model_power_HIL_R2009a_ chalupa_V17.mdl

Výsledek simulace



Obrázek 4.12: Graf rozběhu PHIL simulátoru



Obrázek 4.13: Graf rozběhu PHIL simulátoru detail

4.2.6 Simulace PHIL s operačním zesilovačem

Zdrojem indukovaného napětí je operační zesilovač (kap.4.2.2). Dílčí schéma modelu je znázorněno na obr.4.14 . Submodel, zde použitý je popsán v kapitole 4.1.1. Výsledné schéma pro simulaci je na obr. 4.15.



Obrázek 4.14: Submodel PHIL simulátoru s OZ



Obrázek 4.15: PHIL SIMULÁTOR V TESTOVACÍM ZAPOJENÍ

Soubor modelu:

04_simulace/SW_simulace_HIL_zarizeni/model_power_HIL_R2009a_ chalupa_V16.mdl



Výsledek simulace

Obrázek 4.16: Graf rozběhu PHIL simulátoru



Obrázek 4.17: Graf rozběhu PHIL simulátoru detail

4.2.7 Simulace PHIL s H-můstkem

Zdrojem indukovaného napětí je výkonový H-můstek popsaný v kapitole 4.2.3. Dílčí schéma modelu je znázorněno na obr.4.18. Skládá se z modelu uvedeného v kapitole 4.1.1, tranzistorového H-můstku a řídící logiky. Vstupem do řídící logiky je napětí, které je převedeno pomocí PWM modulace na sérii řídících pulsů pro jednotlivé tranzistory. Výsledné schéma pro simulaci je na obr. 4.19.



Obrázek 4.18: Submodel PHIL simulátoru s H-můstkem



Obrázek 4.19: PHIL SIMULÁTOR V TESTOVACÍM ZAPOJENÍ

Soubor modelu:

04_simulace/SW_simulace_HIL_zarizeni/model_power_HIL_R2009a_ chalupa_V15.mdl



Výsledek simulace

Obrázek 4.20: Graf rozběhu PHIL simulátoru



Obrázek 4.21: Graf rozběhu PHIL simulátoru detail



Detail zvlnění proudu vlivem H-můstků I. a II. je vidět na obrázcích 4.22 a 4.23.

Obrázek 4.22: Výrazné zvlnění proudu vlivem H-můstku II. $(f_{PWM}{=}10{\rm kHz})$



Obrázek 4.23: Detail zvlnění proudu způsobeného H-můstkem I. $(f_{PWM}=100 \mathrm{kHz})$

4.3 Realizace hardwarových komponent

4.3.1 Proudové čidlo

K měření proudu slouží galvanicky oddělený senzor LEM s přizpůsobující elektronikou. Zařízení je napájeno 5V, obsahuje obvod pro vytváření napětí ± 12 V pro analogové zesilovače.

Cidlo LEM funguje na principu konstantního toku v magnetickém obvodu, který je tvořen toroidním jádrem, snímaným vodičem, cívkou a hallovým elementem obr. 4.24.

Proud I_P protékající vodičem vytváří konstantní či proměnlivé magnetické pole, které vyvolává změnu magnetického toku v toroidním jádře. Tok jádrem je snímán pomocí hallova elementu a napětí na tomto elementu řídí operační zesilovač. Výstup operačního zesilovače je posílen tranzistory, které dodávají potřebný proud I_S tak, aby se kompenzovala změna magnetického toku. Proud I_S prochází cívkou, která je namotaná na toroidním jádře. Tento proud slouží k vyhodnocování velikosti proudu I_P . Výstupy jednotlivý typů čidel můžou být proudové nebo napěťové.



Obrázek 4.24: Princip fungování čidla LEM [15]

Výstup čidla LEM je v rozsahu $0.5\ldots 2.5\ldots 4.5V$ pro $-25\ldots 0\ldots +25A.$ Vstupní rozsah ADC převodníku dSPACE je -10 .. 0 .. +10V.

Pro využití celého rozsahu převodníku je nutné signál přizpůsobit pomocí operačních zesilovačů viz. níže uvedené schéma.



Obrázek 4.25: Schéma zapojení analogového obvodu pro měření proudu (napájecí části skryté)

Napěťový výstup čidla LEM je filtrován proti VF složkám. Signál je následně diferenciálně zesílen oproti referenci. Zesílení je jednotkové. Následuje kaskáda dvou neinvertujících zesilovačů s dvojnásobným zesílením. Použitím dvou zesilovačů za sebou docílíme větší šířky pásma.

Výstupem zařízení je napětí -10 .. 0 .. +10 V pro proudy -20 .. 0 .. +20 A. Ustálené pracovní proudy budou v rozmezí 0 .. ± 15 A. Proudové čidlo je proto předimenzované tak, aby bylo možné zachytit i vysoké proudové špičky.

Proudové čidlo má svůj dílčí simulinkovský model viz. příloha 7.5.

4.3.2 Spínací relé

Relé sloužící ke spojování a rozpojování výkonového obvodu. Hlavní důvod pro umístění relé byl problém s nedefinovaným stavem řídící struktury dSPACE v průběhu kompilování a nahrávání nového modelu. Během nahrávání docházelo k náhodnému sepnutí či vypnutí jednotlivých výkonových komponent.

Výhodou relé je pohodlné připojování a odpojování jednotky "UNDER TEST". Relé je napájeno 20-24V, spínané je optočlenem, kvůli galvanickému oddělení.



Pozor, před kompilací a nahráváním nového modelu je nutné relé vypnout.

Obrázek 4.26: Schéma ovládacího obvodu pro relé

Relé má svůj dílčí simulinkovský model viz. příloha 7.4.

4.3.3 Výkonový operační zesilovač

Slouží jako generátor U_{ind} vlivem otáčení rotoru. Jedná se o dvoukanálový výkonový operační zesilovač LM4780. Zapojení OZ je neinvertující s DC couplingem. Signál pro oba kanály je vyveden z analogového výstupu DACH2 na vstup INA+. Výkonové výstupy jsou paralelně spojeny přes malý odpor. Pro maximální přesnost byla provedena kalibrace. Zesílení je cca 2.32x. Výběr OZ generátoru pomocí selektoru II. (poloha II.).



Obrázek 4.27: Schéma obvodu operačního zesilovače LM4780

Signál je připojen na INA+. Kondenzátory C12,C13,C14 jsou nahrazeny vodičem (DC coupling). Uzel mezi C15 a R15 je propojen s uzlem mezi C14 a R16. C15,C16 se neosazuje. Trimry R9, R10 jsou seřízené tak, aby bylo zesílení "identické". Ke každému výstupu A+ i B+ je připojen odpor 0.1Ω . Druhé vývody odporů jsou spojeny v jeden výstup (není uvedeno ve schématu).

Operační zesilovač má svůj dílčí simulinkovský model viz. příloha 7.3.

4.3.4 H-můstek I.

Určen ke generování U_{ind} . Můstek musí pracovat v bipolárním režimu, aby byl schopný dodávat i spotřebovávat energii. Díky tomu je nižší rozlišení střídy PWM, střída se tedy pohybuje od 0 .. 0.5 .. 1. Při střídě 0.5 se na výstupu můstku generuje napětí 0V.

Bipolárního řízení docílíme tak, že řídící pin PWM nastavíme trvale do log.1 a generované PWM přivádíme na pin DIR (přepínání polarity).



Obrázek 4.28: Schéma H-můstku s budičem ISL83204 (napájecí části skryté) [13]

Napájení tohoto můstku musí být dostatečně dimenzované. Zdroj nebo meziobvod musí být schopen pojmout přebytečnou energii. Jelikož použitý zdroj neumí pojmout energii byla do meziobvodu přidána Zenerova dioda posílená tranzistory (paralelní stabilizátor) obr. 4.29. Můstek musí být napájen napětím přesně 15,7 [V], nejen kvůli paralelnímu stabilizátoru, ale také kvůli přesnosti výstupního napětí, které je kalibrované právě pro tuto hodnotu.



Obrázek 4.29: Výkonový paralelní stabilizátor

Výběr můstku provádíme pomocí selektoru II. (poloha I.).

H-Můstek I. má svůj dílčí simulinkovský model viz. příloha 7.1.

4.3.5 H-můstek II.

Primárně slouží k testování PHIL jednotky, pokud není připojena externí jednotka "UNDER TEST". Řízení může být bipolární či unipolární. Frekvence PWM v rozsahu 0.5-25 kHz.

Zapojení je stejné jako v kapitole předchozí (4.3.4). Řízení můstku je během testování vždy unipolární.

Výběr můstku pro testování provádíme pomocí selektoru I. (poloha I.).

H-Můstek II. má svůj dílčí simulinkovský model viz. příloha 7.2.

4.3.6 PWM generátor

Z důvodu omezeného rozlišení generátoru PWM platformy dSPACE, bylo nutné vytvořit zařízení schopné generovat PWM s velmi jemným laděním střídy. Požadavek na zařízení byl následující, napájení 5V a ovládání pomocí napěťového signálu 0-10V.

Bylo navrženo zařízení:



Obrázek 4.30: Schéma generátoru PWM (napájecí části skryté)

Popis zapojení

Proudový zdroj: pomocí trimru POT3 se nastavuje velikost konstantního proudu, který protéká CE přechodem tranzistoru Q1.

Obvod NE555: generuje periodicky se opakující rampový signál. Kondenzátor C2 je periodicky nabíjen proudovým zdrojem a vybíjen bipolárním tranzistorem obvodu NE555. Frekvence signálu závisí na kapacitě kondenzátoru C2 a na velikosti nabíjecího proudu. Napěťová úroveň počátku vybíjení (sepnutí tranzistoru v NE555) je definovaná trimrem POT2 a napěťová úroveň konce vybíjení (vypnutí tranzistoru v NE555) je definovaná trimrem POT1.

OZ IC5A slouží ke sledování napětí na kondenzátoru C2. A IC5B sleduje napětí na děliči R3/R4, kde je přiváděno řídící napětí. V případě zarušeného řídícího napětí by bylo vhodné osadit k R3 paralelně kondenzátor (např.: 1-10nF). OZ musí být kvalitní s vysokou hodnotou slew rate, proto byl vybrán čtyř kanálový zesilovač TLC274D, slew rate cca $4V/\mu s$.

IC3B je komparátor s hysterezí a výstupem ve formě open collector, proto je nutné použít pullup odpor R9.

Výstup komparátoru je přiveden na logické hradlo, které má paralelně spojeny 4 kanály. Tím snižuje výstupní impedanci PWM generátoru.

Zařízení bylo kalibrováno s připojeným H-můstkem I., který pracoval v bipolárním režimu.

4.3.7 Selektor I.

16A dvoupolohový přepínač pro výběr "DEVICE UNDER TEST".

- Poloha I.: testovaný je onboard H-můstek II.
- Poloha II.: testována je externí jednotka připojená na svorky

4.3.8 Selektor II.

16 A dvoupolohový přepínač pro výběr zařízení k vytváření
 U_{ind}

- Poloha I.: U_{ind} generováno pomocí H-můstku I.
- Poloha II.: U_{ind} generováno pomocí výkonového OZ

4.3.9 Kalibrace

Proudové čidlo je nutné kalibrovat, pro dosažení maximální přesnosti. Z důvodu omezení proudu laboratorního zdroje byla kalibrace provedena jen v rozsahu ± 10 [A]. Závislost je lineární, proto budeme uvažovat stejnou směrnici přímky i pro vyšší proudy.

Proud [A]	Napětí[V]
10	4.952
5	2.489
1	0.533
0	0.012
-1	-0.527
-5	-2.456
-10	4.883

Tabulka 4.1: Kalibrační údaje k obvodu měření proudu

Kalibrace výkonového OZ byla provedena pro dSPACE normalizovaný výstup, kde do bloku DAC převodníku byly vkládány hodnoty -0.8..+0.8. Výstup OZ byl odečítán z multimetru. Charakteristika je rovněž lineární.

dSPACE norm. [-]	OZ out [V]
0.8	18.56
0.4	9.28
0.1	2.32
0	0.012
-0.1	-2.32
-0.4	-9.28
-0.8	-18.57

Tabulka 4.2: Kalibrační údaje k výkonovému OZ

4.4 Sestavení experimentální hardwarové jednotky

Finální jednotka je sestavena dle schématu na obr. 4.31. Skládá se z výše popsaných součástí. Schéma detailně popisuje připojení zařízení k platformě dSPACE, zároveň popisuje zapojení výkonového obvodu, viz legenda. Pro snadnější změnu módu zařízení jsou zde umístěny selektory. Všechny digitální signály jsou galvanicky oddělené. Výkonová elektronika má galvanicky oddělené napájení, realizované pomocí laboratorních zdrojů Statron. Pro připojení testované řídící jednotky slouží svorky, které jsou vyvedené na předním panelu zařízení.



Obrázek 4.31: Podrobné schéma zapojení soustavy PHIL simulátoru, včetně dSPACE



Obrázek 4.32: Foto hardwarové jednotky

Analogové obvody jsou připojeny na svorkovnici P1A, kde jsou vyvedeny ADC a DAC kanály dSPACE. Připojení digitálních obvodu je realizováno pomocí P2B svorkovnice, která zároveň poskytuje napájení 5V pro galvanické oddělovače, PWM generátor a čidlo proudu.

Ke svorkovnici P1A je připojen pasivní antialia
singový filtr, který má hodnoty $R=4.7\Omega$, $C=100nF\Rightarrow f_o=339kHz$. Filtr částečně odstraní vyšší harmonické složky a kondenzátor poskytne dostatečné množ
ství náboje pro samplovací kondenzátory převodníku d
SPACE.

Funkce jednotky lze snadno měnit pomocí selektorů:

$Sel_{I.}$	$Sel_{II.}$	funkce
I.	I.	H-můstek II. testován na H-můstku I.
I.	II.	H-můstek II. testován na operačním zesilovači
II.	I.	externí jednotka testována na H-můstku I.
II.	II.	externí jednotka testována na operačním zesilovači

Tabulka 4.3: Módy PHIL simulátoru dle stavu selektorů

4.5 Real time modelování experimentálního PHIL simulátoru

RT simulace probíhá na soustavě experimentálního PHIL zařízení popsaného v kapitole 4.4. Typ řešiče byl nastaven ode1 (Euler) s fixním krokem délky $10\mu s$. Rychlost byla zvolena nejvyšší možná, při zjemňování kroku software upozornil na to, že simulaci nelze spustit v RT režimu. V každém kroku simulace je snímána hodnota ADC převodníku a přepočítána na aktuální hodnotu proudu.

Nově oproti offline simulacím, je do systému zahrnuto i generování zvlnění proud pomocí jednoduchého schématu na obr. 4.33.



Obrázek 4.33: Struktura pro generování zvlnění napětí

V kapitole 2.1.5 bylo uvedeno, že nejvhodnějším způsobem modelování zvlnění je pomocí aktualizace hodnoty C, tedy konstanty stroje. Při pokusu takto modelovat zvlnění docházelo k zvyšování výpočetní náročnosti, což vedlo k prodloužení simulačního kroku, proto bylo zvlnění modelováno z aktuální hodnoty úhlové rychlosti. Výsledky dosažené touto metodou jsou velmi uspokojivé.



4.5.1 RT model PHIL simulátoru s OZ

Obrázek 4.34: Model pro experimentální PHIL simulátor s operačním zesilovačem

Modře zabarvené bloky reprezentují návaznost na hardware simulátoru. Obsahují funkce pro úpravu signálů, které následně putují z/do bloků rozhraní platformy dSPACE. Matematické modely jsou značeny černobíle. Okrovou barvou jsou pak zabarveny konstanty, které je možné měnit ve skriptu, nebo přímo za běhu simulace z prostředí ControlDesk.

V modelu je obsažen i generátor zvlnění napětí jehož submodel je na obr. 4.33.

Grafy, uvedené níže, popisují průběh dvou veličin. Úhlovou rychlost, která je virtuální a je vytvářena modelem motoru a druhou veličinou je reálný proud obvodem, který je snímaný čidlem proudu.

Soubor modelu:

/04_simulace/HW_simulace_HIL_DSpace/dspace_PHIL_OP_AMP+BJV_H_Brid ge_II_zvlneni_proudu/model_DSpace_PHIL_R2008b_OP_AMP_BJV_Hbridge.mdl



Výsledky simulace na experimentálním PHIL zařízení

Obrázek 4.35: Graf rozběhu HW PHIL simulátoru



Obrázek 4.36: Graf rozběhu HW PHIL simulátoru detail

Příčina oscilací úhlové rychlosti v obr. 4.36 je popsána v kapitole4.6.2.



4.5.2 RT model PHIL simulátoru s H-můstkem

Obrázek 4.37: Model pro experimentální PHIL simulátor s H-můstkem

Model je téměř identický s modelem uvedeným v kap. 4.5.1. Operačná zesilovač je však nahrazen H-můstkem I. Je zde obsažen i generátor zvlnění napětí jehož submodel je na obr. 4.33.

Při testech bylo nutné, nahradit zabrzděný motor firmy BOSCH motorem jiným, protože velmi nízká indukčnost způsobovala neúnosné zvlnění proudu, i ve stavu, kdy oba můstky generovali 0V.

Důvodem je neustálé bipolární přepínání H-můstku I. $(U_{out} \approx \pm 15V)$. Dle rovnice proudu v cívce $i = \int dU/L \ dt$. Lze tento problém vyřešit vyšší hodnotou indukčnosti. Proto byl vyměněn zabrzděný motor za nový, který měl téměř 10ti násobnou indukčnost. Hodnota odporu obvodu zůstala téměř stejná.

Soubor modelu:

/04_simulace/HW_simulace_HIL_DSpace/dspace_PHIL_BJV_H_Bridge_I_ and_II_zvlneni_proudu/model_DSpace_PHIL_R2008b_Hbridge_I_and_II.mdl



Výsledky simulace na experimentálním PHIL zařízení

Obrázek 4.38: Graf rozběhu HW PHIL simulátoru



Obrázek 4.39: Graf rozběhu HW PHIL simulátoru detail

Příčina oscilací úhlové rychlosti v obr. 4.39 je popsána v kapitole 4.6.2.
4.6 Porovnání a zhodnocení výsledků všech simulací

Rekapitulace a porovnání výsledků simulací. Graf je vždy okomentován

4.6.1 Porovnání výsledků offline simulace PHIL



Obrázek 4.40: Graf rozběhu SW PHIL simulátoru s OZ, H-můstkem a SimElectronic generátorem

Z grafu (obr. 4.40) je patrné, že simulace OZ a SimElectronics generátoru jsou naprosto shodné, takže není pochyb o funkčnosti systému s operačním zesilovačem. U H-můstkového generátoru však vzniká problém. Díky malé indukčnosti cívky a prudké změny dU/dt rychle narůstá proud v obvodu. Důvodem velmi prudké změny napětí je H-můstek I. pracující v bipolárním režimu. Tato problematika je popsána v kapitole 4.5.2.

Z grafu na obr. 4.40 je však patrné, že se hodnoty proudu a úhlové rychlosti po rozběhu téměř shodují, delší průběh zde není vyobrazen kvůli zachování stejného rozsahu časové osy jako v předchozích grafech.



Obrázek 4.41: Graf rozběhu SW PHIL simulátoru OZ, H-můstek a SimElectronic detail

Na obr. 4.41 je patrné zvlnění proud vlivem spínání H-můstku II. U OZ je však zvlnění podstatně nižší. Díky rychlému nárůstu proudu se jednotka s H-můstkem roztočí rychleji. V ustáleném stavu však dosáhne stejné hodnoty úhlové rychlosti jako jednotka s OZ. Střední hodnota proud v ustáleném stavu je rovněž totožná s proudem jaký teče obvodem s OZ.



4.6.2 Porovnání výsledků simulace na experimentálním PHIL zařízení

Obrázek 4.42: Graf rozběhu HW PHIL simulátoru s OZ a H-můstkem

Výsledky porovnání obou metod generování napětí jsou vynikají. Minimální odchylka v přechodovém stavu, kdy je simulace nejkritičtější. Dochází k velkým změnám napětí a proudů v krátkém časovém okamžiku. Tvar průběhu veličin je téměř identický. Ustálená hodnota proudu a úhlové rychlosti je po krátkém časovém intervalu stejná. Z grafu na obr. 4.42 je patrné, že H-můstek nedosahuje proudové špičky jako OZ, důvodem může být odchylka reálně generovaného napětí od žádané hodnoty, nebo vliv odporu tranzistorů v propustném směru. Případně změna impedance obvodu vlivem přítomnosti vysoké frekvence PWM.



Obrázek 4.43: Graf rozběhu HW PHIL simulátoru s OZ a H-můstkem detail

Graf na obr. 4.43, popisuje detail počátku přechodového jevu, kdy cívkou začíná procházet proud. Proud ale není dostatečně velký, aby vytvořil indukovaný moment, který by překonal statický moment.

Jak je vidět na grafu úhlové rychlosti, dochází k oscilacím způsobeným modelováním momentu. Jelikož je směr působení statického a Coulumbova momentu definován na základě znaménka úhlové rychlosti, dochází k rychlému přepínání momentů. Oscilace s takto malou amplitudou můžeme zanedbat. Tak je zajištěno, že se motor chová jako reálný a stojí.

V případě, že obvodem protéká dostatečný proud dojde k překonání třecích momentů a motor se začíná roztáčet.



4.6.3 Srovnání zvlnění proudu

Obrázek 4.44: Graf zvlnění proudu reálného a simulovaného motoru

Zvlnění proud, vlivem komutace, naměřené na reálném motoru mělo amplitudu cca 15-25 mA. Amplituda se mírně mění v závislosti na rychlosti otáčení a momentu zátěže. Tvar zvlnění se mění výrazně se změnou rychlosti. Proto by bylo vhodně tento jev podrobit dalšímu zkoumání. Poté bychom mohli stanovit přesnější závislost na rychlosti otáčení a velikosti zátěžného momentu. Proto byl koeficient zvlnění nastaven experimentálně během chodu PHIL simulátoru.

4.7 Ovládací software RT PHIL simulátoru

Uživatelské rozhraní PHIL simulátoru bylo vytvořeno v programu ControlDesk. GUI slouží k ovládání veškerého HW, lze v něm nastavovat níže uvedené veličiny. Dále slouží pro sledování grafů a jejich případné ukládání. Rozhraní na obr. 4.45 je určeno pro ovládán PHIL simulátoru s H-můstkem I., rozhraní pro PHIL s OZ je téměř totožné, chybí pouze ovládání H-můstku I. .



Obrázek 4.45: Ovládací software pro PHIL s H-můstkem I.

Prvky GUI

- ovládání H-můstku II. (PWM,DIR,ON/OFF)
- ovládání H-můstku I. (ON/OFF)
- nastavení a zobrazení zátěžného momentu (M_load)
- nastavení koeficientu zvlnění proudu (RIPPLE_SET)
- ovládání relé (ON/OFF)
- $\bullet\,$ grafy pro zobrazení ind. napětí, proudu, PWM a zátěžného momentu

5 Závěr

Cílem práce bylo realizovat funkční prototyp elektronického Power-HIL simulátoru, kterým je možné nahradit mechanický DC motor. V tomto případě má být nahrazen DC motor palivového čerpadla, za účelem testování a hodnocení kvality řídících jednotek firmy BOSCH. Tento cíl byl splněn v plném rozsahu.

Simulátor byl zkonstruován a implementován na platformě dSPACE. Výkonové a měřící obvody byly navrženy a realizovány na základě dosavadních zkušeností s vývojem elektrotechnických zařízení.

S PHIL simulátorem odpadá nutnost užití veškerých mechanických součástí, což značně zvyšuje spolehlivost a eliminuje náklady na vytváření mechanického zkušebního zařízení. Pomocí softwarového rozhraní je možné měnit zásadní parametry virtuálního motoru jako jsou: moment setrvačnosti J, počet lamel, nebo součinitele tření. Dále je možné softwarově aplikovat libovolné momentové zatížení. Simulátor vytvoří totožnou proudovou odezvu, jakou by měl reálný motor, který by byl shodně mechanicky zatížen.

V případě použití nastavitelných RL součástek může být systém velmi variabilní. Můžeme jej snadno adaptovat pro jiný druh řídící jednotky, která má být testována. Díky stálým parametrům součástek je zaručená výborná opakovatelnost testovacích sekvencí.

Tento komplexní systém byl optimalizován pro simulaci motoru čerpadla firmy BOSCH, které se používá v dieselových a benzínových osobních automobilech. V praxi je možné vyžít simulátoru k ověřování funkčnosti řídících jednotek,testování kvality jejich řízení, nebo k navození provozních či havarijních stavů. Což může být velmi užitečné při testování diagnostiky vozu, nebo pro vývojáře ŘJ. Další využití bychom našli v procesu testování kvality řídících jednotek během, nebo na konci sériové výroby. Systém byl otestován pro různé provozní stavy, v této práci jsem se však soustředil hlavně na rozběh motoru, což je nejkritičtější fáze simulace. Parametry PHIL simulátoru byly konfigurovány pro více typů motorů. Proběhly i testy s robustnějším virtuálním motorem, kterým protékal ustálený proud 15A. Krátkodobě tekly obvodem proudy přes 22A, zejména při rozběhu a při generátorickém brzdění. Tím bylo dokázáno, že systém dokáže bezpečně fungovat i s vyšší proudovou zátěží.

V práci jsou použité dvě metody generování napětí. Konfigurace s operačním zesilovačem je vhodná pro simulace menších motorů, kterými tečou proudy do 6A. Zesilovač dokáže dlouhodobě disipovat příkon až 120W. Pro tuto metodu je potřeba robustně dimenzovaných symetrických zdrojů. Operační zesilovač negeneruje strmé změny napětí, jak je tomu u generátoru s H-můstkem, proto je vhodný pro motory s nízkou indukčností vinutí.

Konfigurace s H-můstkem zvládne mnohem větší proudy. Maximální možné proudy však nebyly testovány. Dle dokumentace by měl být H-můstek schopný pohánět motory o výkonu až 700W. Příkon, který je možné pojmout je však omezen velikostí chladiče tranzistorů v meziobvodu. Ten byl navržen pouze na krátkodobé zatížení velkým proudem. Pro vyšší dlouhodobý příkon by bylo třeba chladič lépe dimenzovat.

V automotive prostředí je kladen důraz na nízkou cenu a vysokou spolehlivost výrobků, proto se v pohonech téměř nevyskytuje senzorika pro polohovou zpětnou vazbu. Zpětná vazba může být realizována pomocí sledování zvlnění proudu, proto byla u všech konfigurací experimentálního PHIL simulátoru použitá funkce generování zvlnění proudu, aby mohla testovaná jednotka vyhodnotit informaci o rychlosti otáčení virtuálního stroje.

6 Použité zdroje

- [1] Bosch gasoline systems, ALOK DIESEL:, http://www.alok-diesel.com/ boschgasolinesystem.html, 2013
- [2] Elektromotor, WIKIPEDIA:, http://cs.wikipedia.org/wiki/Elektromotor, 2014-05
- [3] A New Look at an Old Motor, DESIGNWORLD:, http://www. designworldonline.com/a-new-look-at-an-old-motor/, 2011-04
- [4] SKALICKÝ, J.: Elektrické servopohony, FEKT, VUT v Brně, ISBN 80-214-1978-4, 2002
- [5] Automotive application DC electric motor, DIRECTINDUSTRY:, http://www.directindustry.com/prod/chiaphua-components/ automotive-applications-dc-electric-motors-61070-575157.html, 2014-05
- [6] SOKOL, J.: Stejnosměrné stroje, SPŠE DOBRUŠKA :, http://www.spse. dobruska.cz/download/sokol/ss.pdf, 2014-02
- [7] TAKASHI KENJO, TATSUYA KIKUCHI, MASATOSHI KUBO .: Developing Educational Software for Mechatronics Simulation, IEEE:, http://www.ewh. ieee.org/soc/es/May2001/08/Begin.htm, 2001-05
- [8] HARTL, M.: Měření a studium velmi tenkých mazacích filmů, VUTIUM, Brno, ISBN 80-214-2224-6, 2002
- [9] YVES THUREL Switched Mode Converters (4 Quadrants), CERN :, https://cas.web.cern.ch/cas/Warrington/PDF/Thurel.pdf, 2004-05

- [10] IVAN KŘIVÝ, EVŽEN KINDLER Simulace a modelování 1, PŘÍRODOVĚDECKÁ FAKULTA OSTRAVSKÁ UNIVERZITA:, http://prf.osu.cz/doktorske_ studium/dokumenty/Modeling_and_Simulation_1.pdf, 2003
- [11] RAJIB MALL: Real-Time Systems: Theory and Practice, Pearson Education India, ISBN-13: 9788131700693, 2006-09
- [12] CHRISTIAN GRAF, JÜRGEN MAAS, THOMAS SCHULTE, JOHANNES WEISE-EMDE - Real-time HIL-Simulation of Power Electronics, IEEE:, http:// ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4758407, 2008
- [13] VEJLUPEK, J.: Development of electronics for traction control of experimental vehicle, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2005
- [14] VOREL, P.: Synchronní stroje s permanentnímy magnety, Akademické nakladatelství CERM, Brno, ISBN 80-7204-417-6, 2005
- [15] Closed Loop Hall Effect Current Transducers, POWERGURU:, http://www. powerguru.org/closed-loop-hall-effect-current-transducers/, 2012

Přehled použitých zkratek

HIL	Hardware In the Loop	zařízení ve smyčce
PHIL	Power Hardware In the Loop	výkonové zařízení ve smyčce
ŘJ	řídící jednotka	
TJ	Testovaná Jednotka	
RT	RealTime	reálný čas
SW	SoftWare	
HW	HardWare	
DC	Direct Current	stejnosměrný proud
РМ	Permanentní Magnet	
I/O	Input/Output	vstup/výstup
CPU	Central Processing Unit	centrální procesor
GUI	Graphical User Interface	grafické uživatlské rozhraní
ADC	Analog Digital Converter	analogově digitální převodník
DAC	Digital Analog Converter	digitálně analogový převodník
VF	Vysoko Frekvenční	
ΟZ	Operační Zesilovač	
PWM	Pulse Width Modulation	pulsně šířková modulace
DIR	Direction	Směr

Přehled proměnných

f_C	koeficient Coulombovo tření	
f_S	koeficient statického tření	
f_V	koeficient viskózního tření	
F_C	síla Coulombova tření	
F_S	síla statického tření	
F_V	síla viskózního tření	
F_N	normálová síla	
m_i	indukovaný moment	
m_z	zátěžný moment	
m_o	třecí moment	
J	moment setrvačností	
В	viskózního tření	
v	relativní rychlost povrchů	
v_{Str}	Stribeckova rychlost	
ω	úhlová rychlost	
Θ	úhlové natočení	
$arphi_0$	počáteční natočení	
C	konstanta stroje	
C_0	střední hodnota konstanty stroje	
ΔC_{max}	amplituda změny konstanty stroje	
z	dvojnásobek počtu lamel stroje	
ϕ	magnetický tok	
η	dynamická viskozita maziva	
p	tlak	
$ au_{mech}$	mechanická časová konstanta stroje	
$ au_{elmech}$	elektromechanická časová konst. stroje	

$ au_{elmag}$	elektromagnetická časová konst. stroje
$ au_{HB\ I}$	elektrická časová konst. měniče
$ au_{HB \ II.}$	elektrická časová konst. měniče
u	svorkové napětí motoru
u_i	indukované napětí
U_{FWD}	prahové napětí diody
U_d	napětí meziobvodu
U_{out}	výstupní napětí
i	proud
R_a	odpor vinutí
L_a	indukčnost vinutí
Z_{in}	vstupní impedance
Z_{out}	výstupní impedance
R_{DSON}	odpor sepnutého tranzistoru
f_{PWM}	frekvence PWM
PWM_{duty}	střída PWM
Gain	zesílení
f_0	mezní frekvence

7 Přílohy



Obrázek 7.1: Rozvětvená struktura bloku pro H-můstek I.



Obrázek 7.2: Rozvětvená struktura bloku pro H-můstek II.



Obrázek 7.3: Rozvětvená struktura bloku výkonového operačního zesilovače



Obrázek 7.4: Rozvětvená struktura bloku ovládání relé



Obrázek 7.5: Rozvětvená struktura bloku snímání proudu