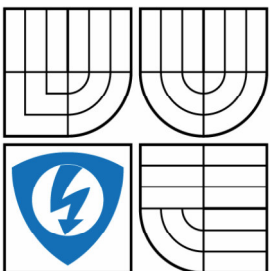


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ŘÍZENÍ STEJNOSMĚRNÉHO MOTORU

DIPLOMOVÁ PRÁCE

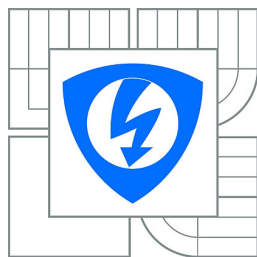
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Jan Šálek

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Jan Šálek

ID: 125314

Ročník: 2

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Řízení stejnosměrného motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. V návaznosti na semestrální projekt sestavte teplotně závislý matematický model stejnosměrného kartáčového motoru. Zvažte možnosti měření teploty rotoru a statoru a zvolte vhodnou metodu.
2. Ve vývojovém prostředí LabVIEW realizujte navržený model (viz bod 1. zadání) a navrhnete regulaci pro tří – poziční a proporcionální řízení tohoto motoru.
3. Na externím pracovišti Honeywell, spol. s r. o. ověřte na reálném servopohonu (ML5410 nebo N10010/N05010) funkce navržených řízení daného motoru a diskutujte vliv napájecího napětí, teploty, zátěže a opotřebení motoru na kvalitu regulace.
4. Dosažené výsledky vyhodnoťte a prezentujte. Dbejte pokynů konzultanta a vedoucí práce.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Skalický, J: Elektrické servopohony, Skriptum VUT Brno, 2. vydání, 2001, ISBN 80-214-1978-4.
[2] Products Honeywell. Servopohony pro ventily.[online], 2010, Dostupné z
URL:<http://products.ecc.emea.honeywell.com/cz/ecatdata/pdf_m5410_m5410c1001.html>.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 19.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce: Ing. Václav Prajzner, Honeywell

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá bezsenzorovým řízením stejnosměrného kartáčového motoru na základě jeho matematického modelu. Toto řešení bude použito pro aktuátory firmy Honeywell (typu ML5410 a N10010/N05010). Cílem této diplomové práce je zjistit, jestli je možné v budoucnu reálně použít tento typ řízení stejnosměrného motoru a nahradit tak stávající způsob řízení využívající Hallův snímač otáček motoru.

Abstract

This diploma thesis is focused on sensorless DC motor control based on its mathematical model. This solution will be used for Honeywell actuators (type ML5410 and N10010/N05010). The aim of this thesis is to find out if there is a possibility to use this type of motor control for future to replace the existing type of motor control using Hall sensor for measuring speed of motor.

Bibliografická citace:

ŠÁLEK, J. *Řízení stejnosměrného motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 65s. Vedoucí diplomové práce byla Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma Řízení stejnosměrného motoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne: **19.května 2014**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	12
2	Aktuátory firmy honeywell	13
2.1	Seznámení s aktuátorem N05010.....	13
2.2	Typy řízení aktuátorů	14
3	Stejnoseměrné pohony	15
3.1	Druhy stejnosměrných motorů.....	16
3.1.1	Stejnoseměrné motory s cizím buzením	16
3.1.2	Stejnoseměrný motor se sériovým buzením	17
3.1.3	Stejnoseměrný motor s derivačním buzením	17
3.1.4	Stejnoseměrný motor se sdruženým buzením.....	18
3.2	Princip a konstrukce stejnosměrného motoru s permanentními magnety	19
3.2.1	Princip činnosti.....	20
3.3	Matematický model stejnosměrného motoru	21
3.3.1	Stejnoseměrný motor v ustáleném stavu.....	21
3.3.2	Přechodný děj stejnosměrného motoru	23
3.4	Možnosti snímání rychlosti a polohy motoru.....	25
3.4.1	Optické senzory.....	25
3.4.2	Magnetický senzor využívající Hallova jevu	26
3.4.3	Metody bezsenzorového řízení stejnosměrného motoru	26
3.5	Princip regulace otáček stejnosměrného motoru.....	30
4	Sestavení matematického modelu	32
4.1	Měření teploty	36
4.1.1	Měření teploty motoru pomocí zjištění odporu vinutí.....	36
4.2	Kaskádní regulace stejnosměrného motoru.....	42
4.2.1	Regulace proudu.....	44
4.2.2	Regulace otáček	45
4.2.3	Regulace polohy	46
4.3	Přebuzení integrační složky	47
4.4	Implementace řídicího algoritmu v prostředí LabVIEW	48
4.4.1	Vývojový diagram řídicího algoritmu realizovaného v LabVIEW	48
4.4.2	Ovládání stejnosměrného motoru pomocí LabVIEW	50
4.4.3	Implementace v prostředí LabVIEW	51
4.5	Ověření algoritmu řízení na reálném aktuátoru.....	53

5	Závěr.....	55
---	------------	----

Seznam obrázků

Obrázek 1.1.1: řídící elektronika aktuátoru [zdroj vlastní]	12
Obrázek 2.1.1: Aktuátor firmy Honeywell (typ: N05010, Krouticí moment: 10Nm) [zdroj vlastní]	13
Obrázek 3.1.1: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru s cizím buzením [3]	16
Obrázek 3.1.2: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru se sériovým buzením [3]	17
Obrázek 3.1.3: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru s derivačním buzením [3]	18
Obrázek 3.1.4: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru se sdruženým buzením [3]	19
Obrázek 3.2.1: Princip motoru s permanentními magnety a jedním závitem rotoru [4]	20
Obrázek 3.3.1: Závislost úhlové rychlosti DC motoru na zatěžovacím momentu [2]	22
Obrázek 3.3.2: Náhradní schéma stejnosměrného motoru [2]	23
Obrázek 3.3.3: Blokové schéma matematického modelu stejnosměrného motoru s permanentními magnety [2]	25
Obrázek 3.4.1: Příklad kotoučků inkrementálního enkodéru [6]	25
Obrázek 3.4.2: Princip snímače otáček založeném na Hallově jevu [8]	26
Obrázek 3.4.3: Průběh el. proudu (na obr. reprezentovaný el. napětím) procházejícího stejnosměrným motorem RK-370CA zobrazený na osciloskopu [10]	27
Obrázek 3.4.4: zobrazení komutátoru se sběracími kartáči [12]	28
Obrázek 3.4.5: reálné měření proudu motorem na rezistoru v H-můstku	28
Obrázek 3.4.6: Blokové schéma řízení soustavy na základě jejího matematického modelu [11]	29
Obrázek 3.4.7: Obvod kompenzující přítomnost dopravního zpoždění v regulované soustavě [11]	30
Obrázek 3.5.1: Elektronické schéma čtyřkvadrantového pulzního měniče [17]	31
Obrázek 4.0.1: Obecné regulační schéma matematického modelu stejnosměrného motoru s permanentními magnety ve statoru	34
Obrázek 4.0.2: Porovnání odezvy na jednotkový skok vypočteného matematického modelu motoru a naměřené odezvy reálného motoru RK-370CA	35
Obrázek 4.1.1: Dvě možnosti, které mohou nastat při měření el. odporu stejnosměrného motoru RK-370CA	37

Obrázek 4.1.2: Závislost el. odporu vinutí DC motoru RK-370CA na teplotě, srovnání naměřených hodnot a hodnot vypočtených.....	39
Obrázek 4.1.3: Závislost oteplení vinutí motoru RK-370CA na čase při konstantním protékajícím el. proudu	41
Obrázek 4.2.1: Regulační schéma kaskádní regulace (nahore s překříženou vazbou, ve spodní části s upravenými přímými zpětnými vazbami) [18].....	43
Obrázek 4.2.2: Frekvenční charakteristiky pro návrh regulátoru proudu R_i	45
Obrázek 4.2.3: Frekvenční charakteristiky pro návrh regulátoru otáček R_ω	46
Obrázek 4.2.4: Frekvenční charakteristiky pro návrh regulátoru proudu R_ϕ	47
Obrázek 4.3.1: Schéma zajišťující omezení integrační složky regulátoru R_i [12]	48
Obrázek 4.4.1: Vývojový diagram programu pro řízení aktuátoru	49
Obrázek 4.4.2: Část schématu řídicí desky aktuátoru, na kterém je realizován driver stejnosměrného motoru - H-můstek	50
Obrázek 4.4.3: Upravená řídicí elektronika aktuátoru, pro možnost řízení pomocí prostředí LabVIEW	50
Obrázek 4.4.4: Výsek programu realizace regulační smyčky	51
Obrázek 4.4.5: Ukázka simulace z prostředí Labview - 3-polohové řízení	52
Obrázek 4.4.6: Ukázka simulace z prostředí LabVIEW - proporcionální řízení	53
Obrázek 4.5.1: Rozložení vstupů a výstupů měřicí karty NI USB-6211	53
Obrázek 4.5.2: Vzájemné propojení měřicí karty NI USB-6211, PC a řídicí desky aktuátoru N10010.....	54

Seznam tabulek

Tabulka 1: Naměřené hodnoty indukčnosti a odporu vinutí stejnosměrného motoru RK-370CA	32
Tabulka 2: Měření el. odporu vinutí stejnosměrného motoru ... v závislosti na teplotě - sériová kombinace dvou vinutí	37
Tabulka 3: Měření el. odporu vinutí stejnosměrného motoru RK-370CA v závislosti na teplotě - sériová kombinace dvou vinutí	38
Tabulka 4: Měření ohřevu a chlazení stejnosměrného motoru RK-370CA	40

Seznam symbolů a zkratk

CW	- po směru hodinových ručiček (clockwise)
CCW	- proti směru hodinových ručiček (counter clockwise)
DC	- stejnosměrný (direct control)
DIR	- přímý směr (direct)
DPS	- deska plošných spojů
IGBT	- bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	- polem řízený tranzistor se strukturou kov-oxid-polovodič (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
P	- přepínač typu řízení aktuátoru
PN	- polovodičový přechod PN
PWM	- pulzně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
REV	- opačný směr (reversible)
B	- magnetická indukce [T]
$C\phi$	- magneto-elektrická konstanta motoru [$N \cdot m \cdot A^{-1}$]
d	- průměr motoru [m]
F	- mechanická síla [N]
I	- el. proud [A]
J	- moment setrvačnosti [kgm^2]
l	- délka [m]
m	- hmotnost [kg]
M	- moment motoru [Nm]
n	- otáčky motoru [rad/s]
R	- el. odpor [Ω]
U	- el. napětí [V]
Vac	- střídavý zdroj napětí [V]
Vdc	- stejnosměrný zdroj napětí [V]
ω	- rychlost otáčení motoru [rad/s]
em(t)	- regulační odchylka matematického modelu
M(p)	- matematický model v operátorovém tvaru
R(p)	- regulátor v operátorovém tvaru
S(p)	- regulovaná soustava v operátorovém tvaru
x(t)	- akční veličina
y(t)	- výstup regulačního obvodu
ym(t)	- výstup matematického modelu

1 ÚVOD

V některých aplikacích v praxi není vždy optimální nebo příliš praktické, aby pro řízení a regulaci motoru byl použit snímač otáček. Z tohoto důvodu se hledají další možnosti, jak snímač nahradit. Existuje několik možných řešení, jak řídit DC motor s cizím buzením bezsenzorově. V této práci se budu zabývat bezsenzorovým řízením stejnosměrného motoru na základě jeho matematického modelu.

Firma Honeywell vyvíjí aktuátory typu ML5410 a N10010/N05010 již několik let a snaží se je stále zdokonalovat. Pro ilustraci je na obr. 1.1.1 zobrazena řídicí elektronika aktuátoru N10010. Základní myšlenkou této diplomové práce je prozkoumat, zda by bylo možné odstranit stávající senzor otáček stejnosměrného motoru, jenž je realizován snímačem na fyzikálním principu Hallova jevu. Na hřídeli motoru je umístěn magnetický kotouč, který obsahuje střídavě pólové permanentní magnety. Při jeho otáčení Hallův senzor detekuje změnu magnetického pole a na výstupu snímače můžeme sledovat průběh podobný průběhu sinusovému. Jednoduchých zpracováním takového signálu se vyhodnocuje rychlost otáčení motoru. Toto řešení je sice funkčně plně vyhovující pro tuto aplikaci, ale jeho nevýhodou je značná část výrobní ceny celého aktuátoru. Z tohoto důvodu je cílem této práce vyhodnotit, zda by bylo vhodné a dostatečně přesné nahradit toto řešení bezsenzorovým řízením na základě matematického modelu použitého stejnosměrného motoru.



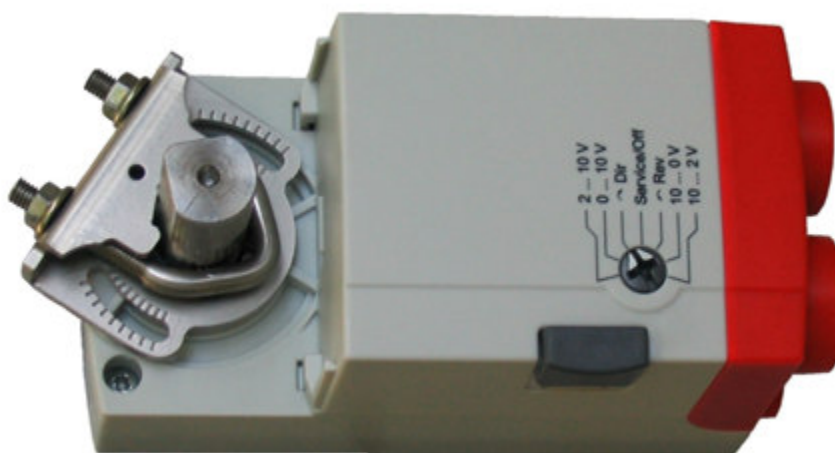
Obrázek 1.1.1: řídicí elektronika aktuátoru [zdroj vlastní]

2 AKTUÁTORY FIRMY HONEYWELL

Aktuátory jsou mechatronické soustavy, které převádí elektrickou energii na mechanickou. Používají se např. k ovládání žaluzií, klimatizačních jednotek a obecně ve vzduchotechnice k ovládání klapkových systémů. Aktuátor se skládá z mechanické převodové soustavy, stejnosměrného motoru malého výkonu a elektronické řídicí jednotky. Existuje velká řada aktuátorů pro různé druhy praktických použití. Z mechanického hlediska se dělí podle vykonávaného pohybu. Aktuátor může vykonávat lineární nebo rotační pohyb. Podle velikosti a sestavení převodů se také dělí podle síly, kterou můžeme aktuátor zatížit. Některé typy aktuátorů v sobě obsahují pružinu a chovají se tak, že z výchozí polohy se pohybuje pomocí motorku, při změně směru nebo při odpojení napájení se aktuátor vrací do výchozí polohy pomocí pružiny. Aktuátory ML5410 a N10010/N05010 jsou rotační, bez pružiny a mají točivý moment 5 nebo 10 Nm. [zdroj vlastní]

2.1 Seznámení s aktuátorem N05010

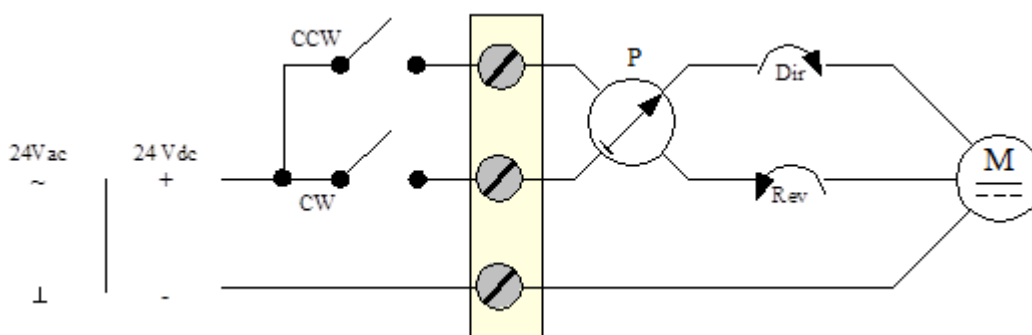
Na obrázku 2.1.1 je zobrazen aktuátor N05010. Jedná se o klapkový pohon bez pružiny. Umožňuje proporcionální a 3-poziční regulaci v aplikacích s klapkami do 1m². Vyrábí se 5Nm a 10Nm verze. Aktuátor je možno napájet stejnosměrným nebo střídavým napětím 24V nebo speciální verze pro to určená může být napájena síťovým napětím 230V. Tento aktuátor má příkon 2 W, rotační zdvih 95°±3° a doba chodu pro 90° je 90–110 vteřin (v závislosti na frekvenci střídavého napájení). [1]



Obrázek 2.1.1: Aktuátor firmy Honeywell (typ: N05010, Krouticí moment: 10Nm) [zdroj vlastní]

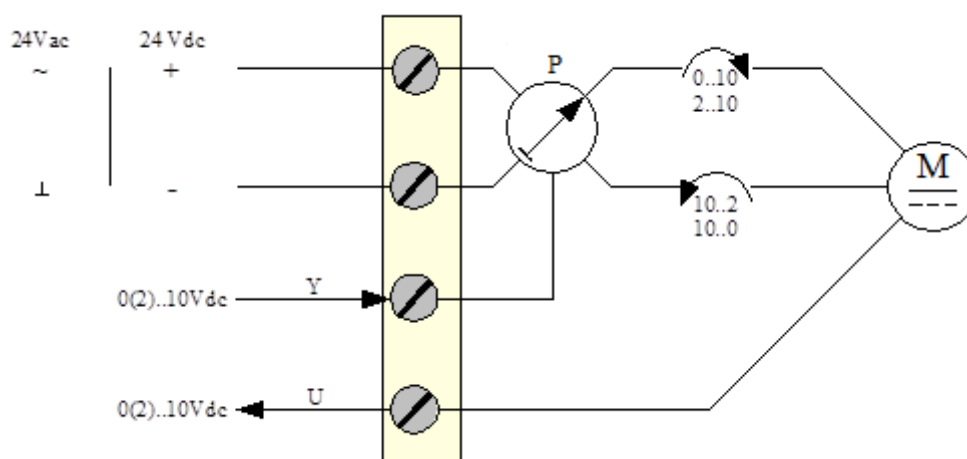
2.2 Typy řízení aktuátorů

Na obr. 2.2.1 si můžeme všimnout otočného přepínače, kterým uživatel může volit typ řízení aktuátoru. Řízení aktuátorů se dělí na dva základní typy - 3-polohové a proporcionální. Řízení 3-polohové je jednodušší a jde o regulaci typu vypnuto/zapnuto. Na obrázku 2.2.1 je vyobrazeno funkční schéma tohoto typu řízení. Podle toho, na který vstup CW/CCW připojíme napájení, se aktuátor točí buď po směru, nebo proti směru hodinových ručiček. Záleží na volbě otočného přepínače P, který určuje směr otáčení. Na obr. 2.2.1 Dir označuje přímý směr a Rev opačný směr otáčení motoru. Odpojením napájení aktuátor zůstane v aktuální poloze.



Obrázek 2.2.1: Principiální schéma 3-polohového řízení aktuátoru [1]

Druhým základním typem, je proporcionální řízení aktuátoru. Nastavením otočného přepínače do polohy 0-10V nastavíme proporcionální regulaci. Při této volbě aktuátor nejprve vykoná jeden cyklus mezi krajními polohami zdvihu hřídele a zastaví se v krajní poloze, která je realizována mechanickým dorazem. Přivedením stejnosměrného řídicího napětí v rozsahu 0-10V se pohybuje po celém rozsahu zdvihu. (0V odpovídá počáteční krajní poloze, 5V odpovídá polovině zdvihu a 10V odpovídá koncové krajní poloze). Analogicky funguje řízení v rozsahu 2-10V. Můžeme také nastavit, kterou krajní polohu budeme brát jako výchozí. (10..0V, 10..2V). Přesný typ řízení se nastavuje na řídicí desce aktuátoru přepínačem P viz. obr. 2.2.2. Funkční schéma zapojení proporcionálního řízení je na obr. 2.2.2. Zpětná vazba značena U, udává pomocí el. napětí aktuální polohu aktuátoru. [1]



3 STEJNOSMĚRNÉ POHONY

V této kapitole se nejprve krátce seznámíme s různými typy stejnosměrných motorů. Stejnosměrné motory jsou historicky nejstarší, jejich základní princip byl objeven již v první polovině 19. století. Pro své specifické vlastnosti se ale motory používají dodnes. Jejich zvláštností i výhodou je, že pohon můžeme použít buď jako motor nebo generátor.

Stejnoseměrný motor se skládá ze tří základních částí:

Stator = pevná nepohyblivá část motoru, obvykle jej tvoří magnetický obvod, tj. permanentní magnet nebo dynamoplechy, ve kterých jsou drážky s cívkami a ty vytvářejí statorové dynamické pole.

Rotor = pohyblivá část motoru. Rotor vždy tvoří cívky, do nichž přivádíme elektrickou energii, která následně vyvolá magnetické pole. Toto magnetické pole následnou interakcí s magnetickým polem statoru vytváří rotační pohyb celého rotoru.

Rotační přenosové ústrojí = tzv. komutátor se skládá z řady vzájemně izolovaných vodivých lamel, na něž doléhají většinou grafitové kartáče. Toto uspořádání zajišťuje přepínání směru protékajícího proudu cívkami v rotoru tak, aby byla napájena vždy cívka pod aktivním pólem a bylo dosaženo co nejlepší účinnosti otáčení motoru. Nevýhodou komutátoru jsou právě jeho kartáče, ty se v průběhu času opotřebovávají, a tím motor mění své vlastnosti. Komutátory jsou také zdrojem vysokofrekvenčních rušení. Tyto nežádoucí jevy potom snižují účinnost motoru. Ovšem to u motorů, které nejsou v nepřetržitém provozu a nevyžaduje se u nich vysoká konstantní přesnost a stálost, úplně nevadí. Pro ovládání žaluzií či klimatizačních jednotek je stejnosměrný motor použitý v aktuátoru plně dostačující.

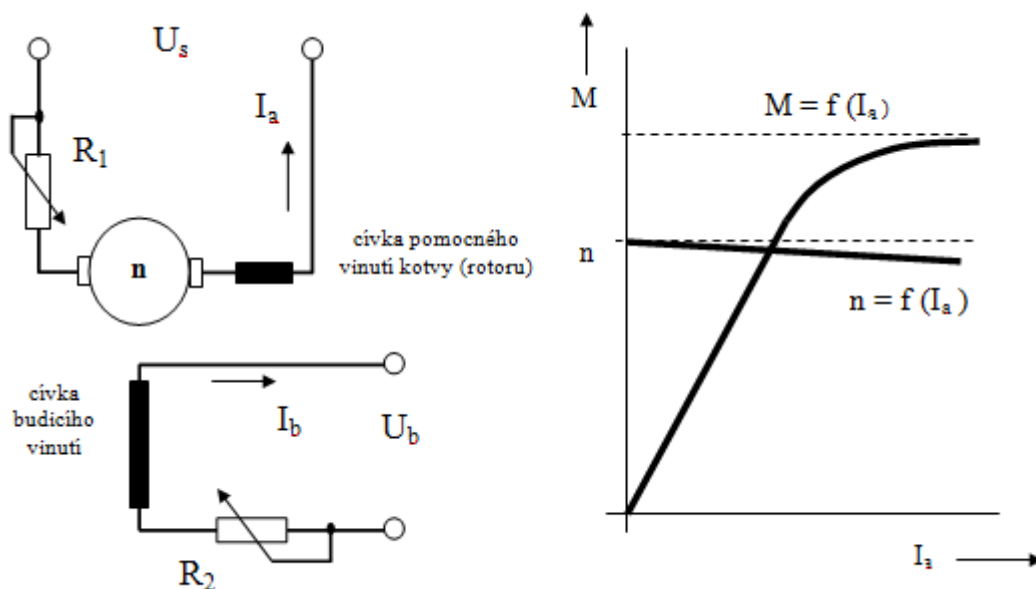
3.1 Druhy stejnosměrných motorů

Podle způsobu buzení magnetického pole, dělíme stejnosměrné motory na několik následujících typů ve dvou základních skupinách. Používají se motory s cizím nebo vlastním buzením. V této kapitole jsem použil k vypracování literaturu [3].

3.1.1 Stejnosměrné motory s cizím buzením

Buzení vinutí ve statoru je u těchto motorů realizováno připojením vnějšího elektrického zdroje (jiného než který napájí rotor) nebo je magnetické pole statoru realizováno permanentními magnety. Tím je zaručeno stálé buzení a tím i velikost statorového elektromagnetického pole v prostoru rotoru.

Rotorové magnetické pole je závislé pouze na napájecím napětí rotoru U_b , což umožňuje jednoduchou regulaci takového motoru. Otáčky rotoru n závisí pouze na velikosti napětí U_b a moment motoru M je dán protékajícím proudem rotorem I_b . U velkých motorů se ke statorovému vinutí přidává sériový el. odpor R_1 , díky němuž lze regulovat rozběh motoru. Otáčky n takového motoru prakticky nejsou závislé na zátěži motoru, moment M roste až do stavu nasycení. Obecná charakteristika těchto závislostí je zobrazena na obr. 3.1.1. Změnu směru otáčení motoru lze realizovat pouhým přepólováním statorového budícího vinutí U_s .

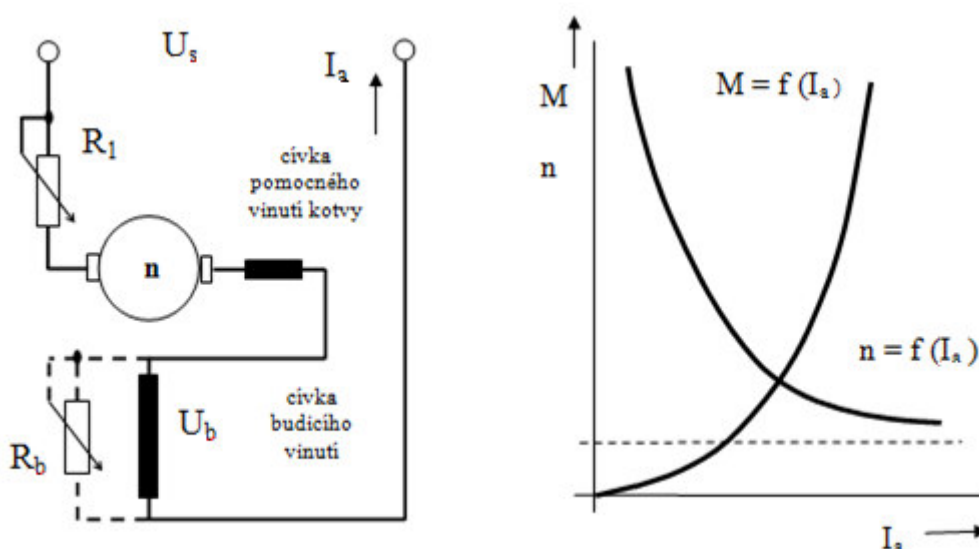


Obrázek 3.1.1: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru s cizím buzením [3]

3.1.2 Stejnosměrný motor se sériovým buzením

Vinutí statoru je připojeno sériově na stejný zdroj el. energie U_s jako je rotorové vinutí. Tím je svázáno buzení statorového magnetického pole a tedy jeho velikost v prostoru rotoru s rotorovým magnetickým polem. Vlastnosti při rozběhu lze řídit sériovým odporem R_1 v kotvě motoru. Moment motoru M závisí na el. proudu I_a , který rotorem prochází.

Otáčky motoru n jsou dobře řiditelné pomocí odporu R_b zapojeného sériově k vinutím statoru a rotoru - zvětšováním odporu R_b se zeslabuje statorové magnetické pole. Při rozběhu musí mít sériový odpor nulovou hodnotu. Otáčky při zvětšující se zátěži klesají. Změnu smyslu otáčení lze realizovat stejně jako u motoru s cizím buzením pouhým přepólováním (přepojením přívodu) konců statorového budícího vinutí v zapojení. Tím se změní smysl statorového budícího magnetického toku. Principiální zapojení a charakteristika motoru jsou zobrazeny na obr. 3.1.2.



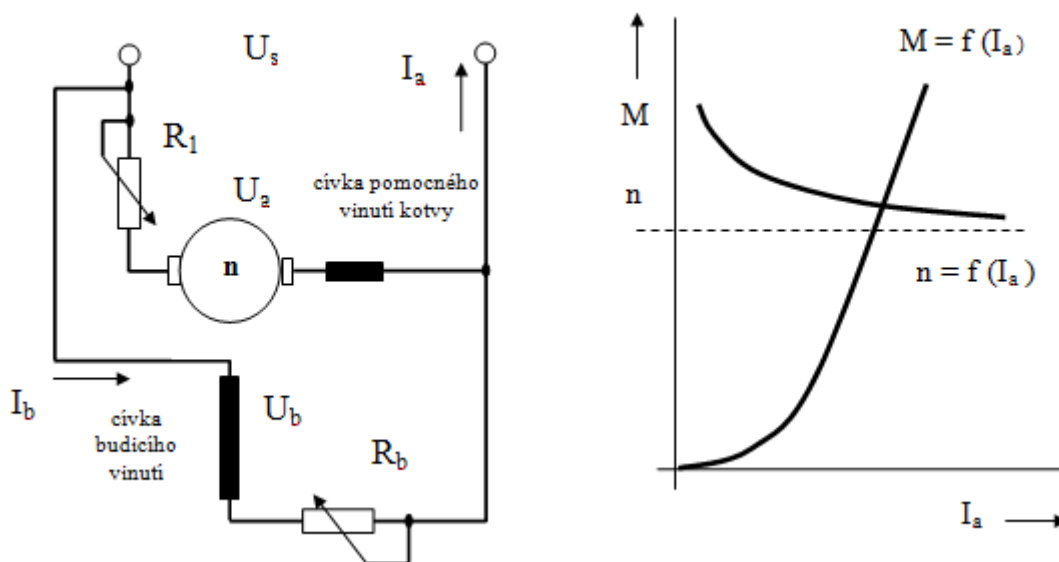
Obrázek 3.1.2: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru se sériovým buzením [3]

3.1.3 Stejnosměrný motor s derivačním buzením

Vinutí statoru je připojeno paralelně na stejný zdroj el. energie U_s jako je rotorové vinutí. Tím je svázáno buzení statorového a rotorového magnetického pole a tedy velikost elektromagnetického pole v prostoru rotoru. Otáčky rotoru n závisí na velikosti napětí U_a přivedeného na rotorové cívký. Moment M závisí na proudu I_a , který rotorem prochází a je velice stálý. Pokud není statorový magnetický tok ve stavu nasyceném (jmenovitém – tj. při nižším napájecím napětí) je otáčkovou charakteristikou hyperbola

a momentovou parabola (moment je závislý na kvadrátu procházejícího proudu). Otáčky se zatížením tedy následně klesají – otáčková charakteristika je „měkká“. V nasyceném stavu již otáčky n se zatížením téměř neklesají a momentová charakteristika se napřimuje. Záběrový moment je velký - proto se používá k pohonům s velmi častými rozběhy a to rozběhy s velkou zátěží (např. jeřáby - dělicí stroje, dopravní pásy atd.). Otáčky motoru n se řídí jednoduše pomocí odporu R_b zapojeného sériově k budicímu vinutí statoru, čímž se zeslabuje statorové magnetické pole. Sériovým odporem R_b lze otáčky pouze snižovat.

Tyto derivační motory se nesmí použít tam, kde by se mohla při chodu odpojit zátěž. Vlivem tvaru charakteristik, viz. obrázek 3.1.3, by se motor roztočil „nade všechny meze (nebo alespoň na hodnotu otáček, které by mohly ohrozit mechanickou stabilitu rotujících částí)“ a mohlo by dojít k mechanické havárii rotoru. Zátěž musí být připojena přes pevnou spojku nebo zubový převod.



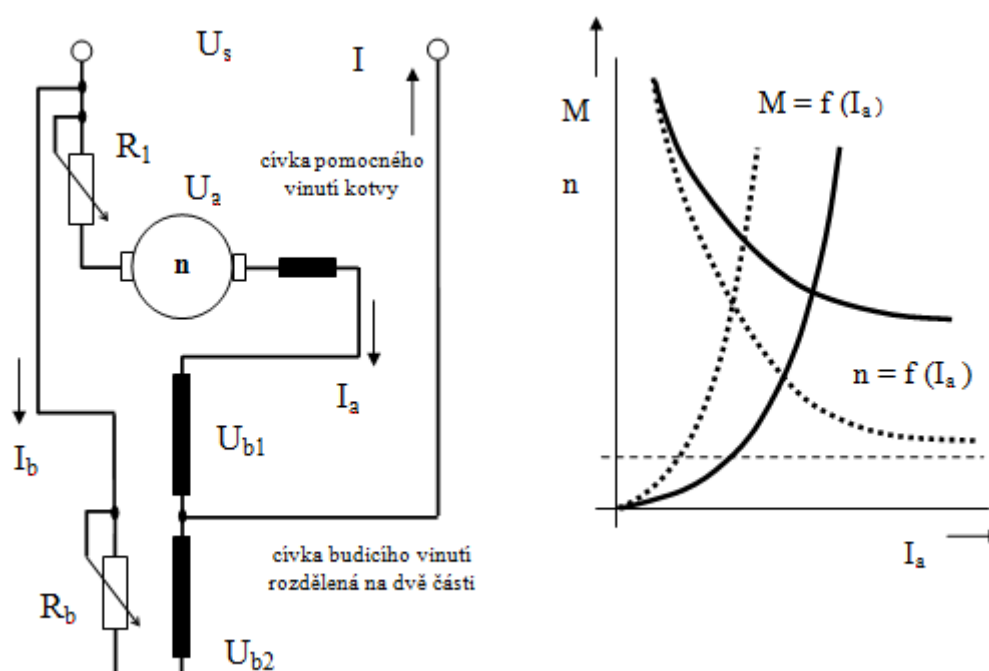
Obrázek 3.1.3: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru s derivačním buzením [3]

3.1.4 Stejnosměrný motor se sdruženým buzením

Vinutí statoru je rozděleno na dvě části - připojeno sériově a paralelně na stejný zdroj el. energie U_s jako je rotorové vinutí. Tím je buzení statorového magnetického pole a tedy jeho velikost v prostoru rotoru vázáno na obě budicí části. Podle toho, které z budicích vinutí působí „silněji“ jsou určeny charakteristické vlastnosti tohoto typu motoru. Moment motoru M i otáčky n mají charakter bližší sériového motoru. Působí-li obě části budicího vinutí souhlasně, má motor větší záběrový moment M než derivační a otáčky n tolik neklesají. Nebezpečí „přetočení“ při odlehčení ale není malé. Působí-li

obě části vinutí proti sobě, má motor velmi tvrdé otáčky při změnách zatížení. Přičemž při vzrůstu zatížení otáčky n klesají a tím pádem sériovou částí vinutí prochází větší el. proud I_a . Tento jev způsobí zeslabení buzení – výsledkem je, že otáčky n opět o trochu stoupnou. Nebezpečí „přetočení“ při odlehčení stoupá.

Otáčky motoru n se řídí dobře pomocí odporu R_b zapojeného paralelně k budicímu vinutí statoru, čímž se zeslabuje statorové magnetické pole. Tyto sériové motory se stejně jako motory s derivačním buzením nesmí použít tam, kde by se mohla při chodu odpojit zátěž. Vlivem tvaru charakteristik by se motor roztočil „nade všechny meze“ a mohlo by dojít k mechanické havárii rotoru. Zátěž musí být připojena přes pevnou spojku nebo zubový převod. Tvar charakteristik a principiální zapojení je vyobrazeno na obr. 3.1.4.



Obrázek 3.1.4: Principiální zapojení a charakteristiky stejnosměrného motoru se sdruženým buzením [3]

3.2 Princip a konstrukce stejnosměrného motoru s permanentními magnety

Tato práce se zabývá řízením stejnosměrného motoru s permanentními magnety, proto si v této kapitole detailněji vysvětlíme jeho princip a popíšeme mechanické a elektrické vlastnosti.

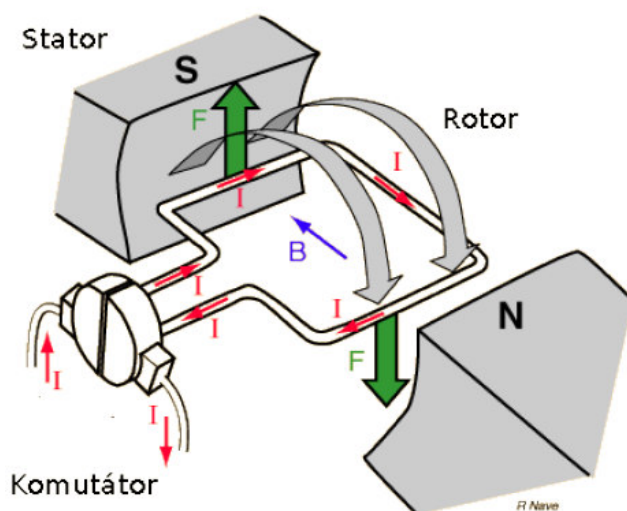
3.2.1 Princip činnosti

Princip motoru s permanentními magnety si lze nejlépe představit na elementárním ústrojí, kde je rotor zastoupen pouze jedním závitem cívky, viz. obrázek 3.2.1. Ve chvíli, kdy tímto závitem rotoru prochází el. proud I , působí na něj síla F podle následujícího vztahu:

$$F = B * I * l \quad , \text{kde:} \quad (1)$$

F	síla [N]
B	magnetická indukce [T]
I	el. proud protékající vodičem [A]
l	délka vodiče v magnetickém poli [m]

Směr vzniklé síly F lze určit podle pravidla levé ruky, kde palec ukazuje směr el. proudu I a prsty směr síly F .



Obrázek 3.2.1: Princip motoru s permanentními magnety a jedním závitem rotoru [4]

Pro děje ve stejnosměrném motoru platí tyto dvě základní rovnice:

$$U_i = C\Phi * \omega \quad (2)$$

$$M = C\Phi * i \quad , \text{kde:} \quad (3)$$

U_i	napětí motoru [V]
$C\Phi$	konstanta motoru [$\text{Nm} \cdot \text{A}^{-1}$]
ω	úhlová rychlost [$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$]
M	moment síly [$\text{N} \cdot \text{m}$]
i	el. proud procházející motorem [A]

První rovnice říká, že při otáčení úhlovou rychlostí ω se ve vinutí rotoru indukují el. napětí U_i . C je konstanta motoru, Φ je magnetický tok. Z druhé rovnice lze vyčíst vznik momentu síly M , který je závislý na konstantě motoru C , magnetickém poli Φ a el. proudu I procházejícího motorem.

Práci motoru v ustáleném stavu popisuje následující rovnice:

$$\omega = \frac{U}{C\Phi} - \frac{Ra}{(C\Phi)^2} * M \quad , \text{kde:} \quad (4)$$

ω	úhlová rychlost motoru [$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$]
U	el. napětí motoru [V]
$C\Phi$	konstanta motoru [$\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1}$]
R_a	el. odpor vinutí motoru [Ω]
M	moment síly motoru [$\text{N} \cdot \text{m}$]

Pomocí proměnných, které obsahuje tato rovnice lze řídit úhlovou rychlost motoru ω – změnou odporu R_a v obvodu rotoru, změnou magnetického toku Φ nebo změnou napájecího napětí U . V praxi se však používá, téměř ve všech případech řízení motorů s permanentními magnety pouze řízení pomocí změny napájecího napětí. Magnetický tok B je dán pevně permanentními magnety. Pro jeho změnu by zde musel obsahovat stator budící vinutí. Odpor kotvy by bylo možné měnit přidáním sériového odporu, ale při větších výkonech by zde vznikaly velké ztráty a proto se toto řízení téměř nepoužívá. Změnou el. napětí U můžeme dosáhnout plynulé změny rychlosti otáčení motoru v celém rozsahu. Ztráty jsou u tohoto typu řízení velmi malé a můžeme snadno dosáhnout změny směru otáčení pouhým přepólováním el. napětí motoru.[5]

3.3 Matematický model stejnosměrného motoru

V této podkapitole popíši fyzikálními rovnicemi ustálený stav a přechodný děj stejnosměrného motoru s permanentními magnety. Z těchto rovnic následně sestavím obecný matematický model stejnosměrného motoru. Teoretické informace této podkapitoly jsem čerpal z literatury [2].

3.3.1 Stejnosměrný motor v ustáleném stavu

Jak již bylo řečeno, magnetický tok motoru s permanentními magnety je konstantní, jeho velikost je dána použitými magnety a konstrukcí magnetického obvodu. Otáčky

tedy budeme řídit změnou el. napětí kotvy, pro které platí v ustáleném stavu motoru následující rovnice:

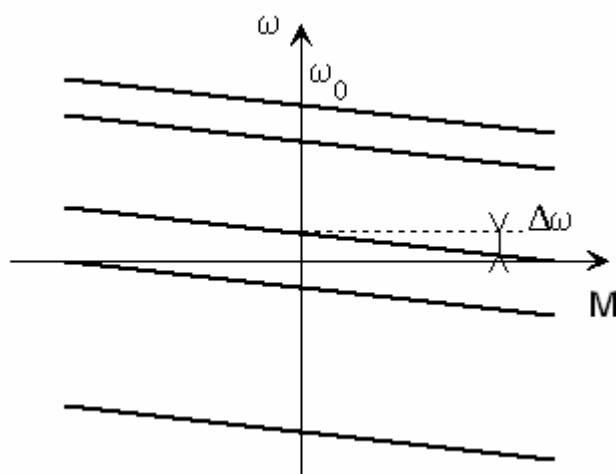
$$U = R_a I_a + C\Phi \omega \quad , \text{kde:} \quad (5)$$

U	napětí motoru [V]
R _a	el. odpor vinutí [Ω]
I _a	el. proud tekoucí motorem [A]
ω	úhlová rychlost motoru [rad·s ⁻¹]
CΦ	konstanta motoru [N·m·A ⁻¹]

Z následujícího vztahu jsem odvodil statickou zatěžovací charakteristiku motoru, což je závislost úhlové rychlosti na zatěžovacím momentu motoru:

$$\omega = \frac{U}{c_\phi} - \frac{R_a}{(c_\phi)^2} M = \omega_0 - kM \quad (6)$$

ω₀ jsou ideální otáčky naprázdno, jejichž velikost určuje poměr napájecího napětí U a magneto-elektrické konstanty CΦ. Konstanta k je směrnice charakteristiky, která určuje její "tvrdost" (pokles otáček při zatížení). Soustava statických zatěžovacích charakteristik s parametrem U je nakreslena na obr. 3.3.1.

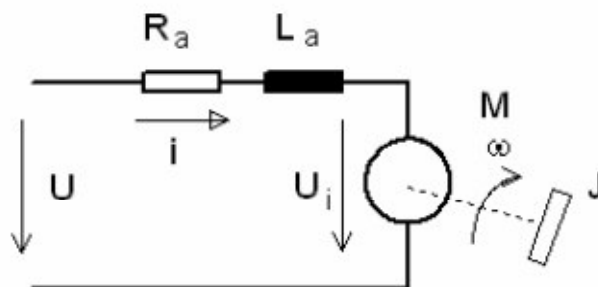


Obrázek 3.3.1: Závislost úhlové rychlosti DC motoru na zatěžovacím momentu [2]

Podle směru toku energie motorem rozeznáváme dva provozní režimy stejnosměrného motoru. Motorický režim se vyznačuje tím, že převádí elektrickou energii na mechanickou práci. Tzn. přivedením el. napětí na kotvu motoru se rotor roztočí. Generátorický režim popisuje opačný jev a to přeměnu mechanické energie na elektrickou energii.

3.3.2 Přechodný děj stejnosměrného motoru

Stejnoseměrný motor jako dynamický systém je popsán soustavou diferenciálních rovnic, které jsem odvodil z náhradního schématu stejnosměrného motoru (viz. obr. 3.3.2). V něm jsou vlastnosti vinutí motoru označeny jako R_a odpor vinutí, L_a indukčnost vinutí, dále J jako moment setrvačnosti rotoru a ω reprezentuje otáčky rotoru za předpokladu přivedeného el. napětí U .



Obrázek 3.3.2: Náhradní schéma stejnosměrného motoru [2]

Podle obr. č. 11 tedy můžu odvodit rovnice:

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + c_\phi \omega \quad (6)$$

$$C_\phi i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + M_0 \quad , \text{kde:} \quad (7)$$

u_a	el. napětí na motoru [V]
R_a	el. odpor vinutí motoru [Ω]
i_a	el. proud procházející motorem [A]
ω	rychlost otáčení motoru [rad/s]
C_ϕ	konstanta motoru [$N \cdot m \cdot A^{-1}$]
J	celkový moment setrvačnosti na hřídeli motoru [kgm^2]
B	koefficient viskosního tření [-]
M_0	moment odporu [Nm]

První rovnice představuje rovnováhu napětí v obvodu kotvy, druhá rovnice určuje rovnováhu momentů na hřídeli motoru. Použitím Laplaceovy transformace jsem z těchto rovnic odvodil přenosovou funkci. Dosazením $C_\phi \omega = u_i$ jsem dostal rovnici rovnováhy napětí v operátorovém tvaru:

$$U_a = R_a I_a + p L_a I_a + U_i \quad (8)$$

Přenos $F_I(p)$ je poměr výstupu ku vstupu, v tomto případě je výstupem proud I_a a vstupem rozdíl přiváděného napětí na kotvu U_a a napětí indukovaného U_i . Dostávám tedy první část matematického modelu stejnosměrného motoru:

$$F_1(p) = \frac{I_a}{U_a - U_i} = \frac{1}{R_a + pL_a} = \frac{\frac{1}{R_a}}{1 + p\tau_a} \quad (9)$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (10)$$

Dalším součástí matematického modelu stejnosměrného motoru je proporcionální člen, který vyjadřuje závislost momentu motoru na el. proudu kotvy $m = C\Phi i_a$, kde m je moment motoru, v operátorovém tvaru tedy získávám:

$$M = C\Phi I_a \quad (11)$$

Operátorový přenos tohoto členu zapíši jako:

$$F_2(p) = \frac{M}{I_a} = c_\Phi \quad (12)$$

Rovnice rovnováhy momentů po zanedbání viskosního tření B má v operátorovém tvaru zápis:

$$M = pJ\omega + M_0 \quad (13)$$

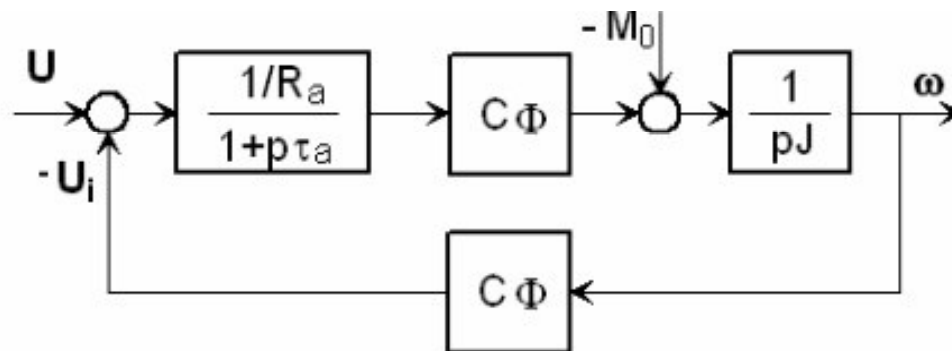
Přenos členu s momentem setrvačnosti J má integrační charakter, proto jsem jej zapsal ve tvaru:

$$F_3(p) = \frac{1}{pJ} \quad (14)$$

Závislost mezi indukovaným napětím v kotvě a úhlovou rychlostí je lineární, tím dostávám přenos proporcionálního charakteru:

$$F_4(p) = \frac{U_i}{\omega} = C_\Phi \quad (15)$$

Odvodil jsem všechny operátorové přenosy, z kterých můžu sestavit matematický model stejnosměrného motoru s permanentními magnety ve statoru. Blokové sestavení matematického modelu je na obr. 3.3.3.



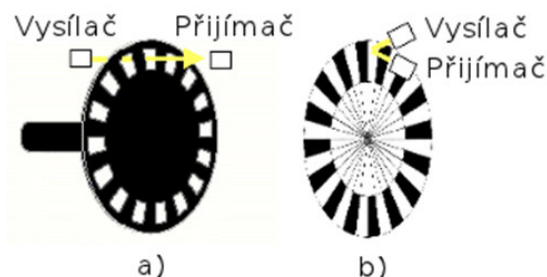
Obrázek 3.3.3: Blokové schéma matematického modelu stejnosměrného motoru s permanentními magnety [2]

3.4 Možnosti snímání rychlosti a polohy motoru

V této podkapitole jsem shrnul, jaké se naskytují možnosti snímání rychlosti a polohy stejnosměrných motorů. Zaměřil jsem se zvláště na způsoby, které by bylo možné použít pro snímání rychlosti v aktuátorech.

3.4.1 Optické senzory

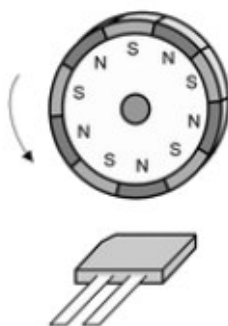
Optický rotační enkodér je elektromechanický převodník, který zajišťuje převod rotačního pohybu na sekvence digitálních impulzů. Většinou je realizován diskem, který obsahuje posloupnosti optiky průhledných a neprůhledných otvorů (někdy také odrazných a neodrazných plošek). Snímání zajišťuje optický vysílač (svítivá dioda), který vysílá světlo ve viditelném nebo infračerveném spektru a optický snímač (fotodioda nebo fototranzistor), který snímá tyto digitální impulzy (světlo se buď odrazí na PN přechod fotodiody nebo ne). Na obrázku 3.4.1 můžeme vidět a) disk s průhlednými otvory b) disk s odraznými ploškami. Optický přijímač převádí dopadající světlo na elektrické impulzy, v čase potom dostáváme obdélníkový signál, jehož frekvence je úměrná otáčkám motoru. Počítáním pulzů potom můžeme určit úhel natočení motoru. Inkrementální enkodér většinou generuje dva signály navzájem posunuté o 90° , což umožňuje vyhodnocovat i směr otáčení motoru. [7]



Obrázek 3.4.1: Příklad kotoučků inkrementálního enkodéru [6]

3.4.2 Magnetický senzor využívající Hallova jevu

Tato skupina snímačů využívá Hallova jevu. Působením magnetického pole, které působí kolmo na snímač, jímž prochází el. proud, naměříme na jeho stranách malé kladné nebo záporné napětí. Právě snímače založené na tomto principu využívá firma Honeywell v aktuátorech. Na obr. 3.4.2 můžeme vidět princip snímače otáček založeného právě na Hallově jevu. [8]



Obrázek 3.4.2: Princip snímače otáček založeném na Hallově jevu [8]

Magnetický kotouč obsahuje střídavě pólové permanentní magnety. Při jeho otáčení Hallův senzor detekuje změnu magnetického pole a na výstupu snímače můžeme sledovat průběh podobný sinusovému. Pro lepší detekci a následné zpracování bývá tento signál převeden na obdélníkový (to většinou bývá realizováno už v samotném senzoru). Princip vyčítání otáček a polohy je v podstatě stejný jako u inkrementálního enkodéru. Pro detekci směru otáčení jsou použity dva Hallovy snímače vedle sebe. Nevýhodou oproti enkodérům je menší rozlišení, kvůli potřebě vybudování snímače.[9]

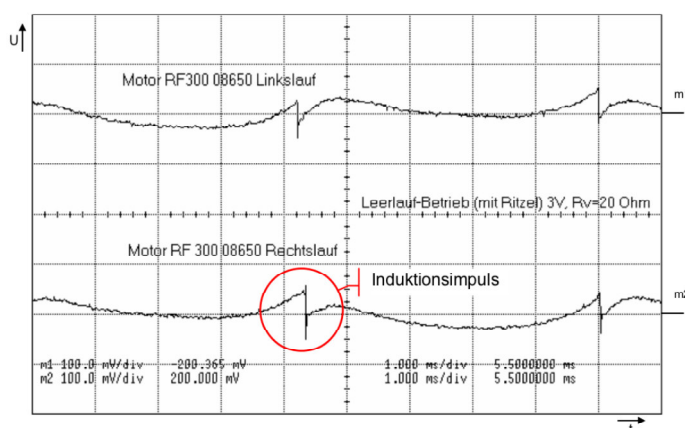
Jak již bylo řečeno, firma Honeywell využívá tyto snímače v aktuátorech. Bohužel cena snímače a požadavky na umístění (snímač musí být umístěn na speciální DPS, která je kolmo vsazena k hlavní DPS, tak aby snímač mohl být blízko hřídeli motoru) prodražují aktuátor o významnou část celkové výrobní ceny, proto se firma Honeywell začala zajímat o alternativní způsoby vyhodnocování otáček a polohy motoru.

3.4.3 Metody bezsenzorového řízení stejnosměrného motoru

V této podkapitole se zaměřím na možnosti bezsenzorového řízení stejnosměrných motorů. Firma Honeywell momentálně zkouší dvě následující metody. První je založena na detekci komutačních pulzů. Druhá, kterou se zabývá tato práce, je založena na řízení stejnosměrného motoru za pomoci jeho matematického modelu.

3.4.3.1 Detekce komutačních pulzů

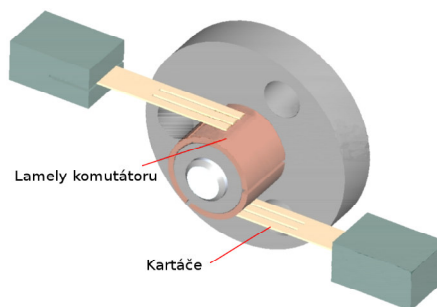
Jedná se o metodu, kdy je snímán el. proud procházející motorem. Dá se zde využít hlavní nevýhody stejnosměrných motorů. Tím jsou sběrací kartáče (hlavně jejich postupné opotřebení), které jsou v kontaktu s komutátorem. Přeskakováním kartáčů po lamelách komutátoru dochází k deformaci průběhu procházejícího el. proudu a v těchto okamžicích vznikají proudové zákmity. Na obr. 3.4.3 je vidět snímek z osciloskopu při měření proudu reálným motorem. Jsou zde dobře viditelné proudové zákmity. Tvar signálu s komutačními pulzy závisí na konstrukci daného motoru a u některých motorů nejsou komutační pulzy ze signálu patrné. [10]



Obrázek 3.4.3: Průběh el. proudu (na obr. reprezentovaný el. napětím) procházejícího stejnosměrným motorem RK-370CA zobrazený na osciloskopu [10]

U této metody je náročné zpracování signálu, ale v konečné fázi se jedná o velmi účinnou metodu. Po zpracování zákmitů signálu na obdélníkový průběh můžeme se signálem pracovat stejně jakou u inkrementálních snímačů. Rozlišení je sice omezeno počtem lamel komutátoru, ale v případě, kdy se motor otáčí v řádech tisíců otáček za minutu v aplikaci aktuátorů je vyhovující. Nevýhodou je však působení různých vlivů, které způsobují chybné vyhodnocování takového signálu. [10]

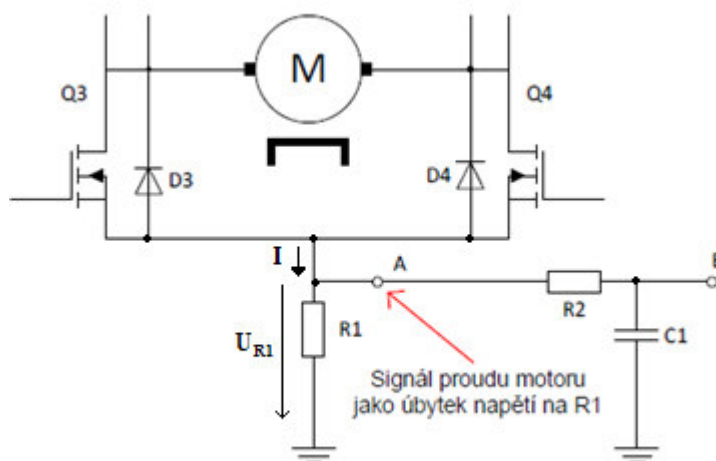
Na obr. 3.4.4 je znázorněna konstrukce komutátoru se sběracími kartáči. Kartáče doléhají na lamely komutátoru a zajišťují tak stálý kontakt s vinutím motoru, změnu polaritu vinutí a tím funkci motoru. Motory malých výkonů mají ve statoru typicky tři vinutí, proto i lamely komutátoru jsou tři. [10]



Obrázek 3.4.4: zobrazení komutátoru se sběracími kartáči [12]

Při přechodu sběracího kartáče přes lamely komutátoru se v jeden okamžik dotýká dvou lamel najednou. Tím ve vinutí dochází k rychlému zkratu a v zápětí obrácení směru proudu. Tento jev se projeví komutačními pulzy na průběhu proudu motorem. Velikost těchto pulzů závisí na indukčnosti vinutí a zatížení motoru. [10]

Na obr. 3.4.5 je znázorněno odečítání proudu I procházejícího motorem. Přesně řečeno snímáme úbytek napětí U_{R1} na rezistoru $R1$, který je sériově připojen k motoru. Při takovémto měření proudu si musíme dát pozor, na to jak velký proud rezistorem běžně poteče, aby nedošlo k jeho přetížení. Tento způsob snímání el. proudu (až za H-můstkem) zajišťuje, že bude zachycován kladný signál nezávisle na směru otáčení motoru. [10]



Obrázek 3.4.5: reálné měření proudu motorem na rezistoru v H-můstku

Pro napájení H-můstku se používá PWM o frekvenci přibližně 7kHz. Tento signál je namodulován na průběh signálu proudu, proto je potřeba tuto rušivou frekvenci odstranit např. dolní propustí (viz. obr. 3.4.5 $R2$, $C1$). Filtrovaný signál se potom dále zpracovává.

3.4.3.2 Řízení motoru na základě jeho matematického modelu

Systémy s modelem regulované soustavy se používají hlavně v adaptivních obvodech, mohou však zlepšit i kvalitu regulace v jednoduchém regulačním obvodu. V mém případě, by se toto řízení dalo využít v kombinaci s metodou detekce komutačních zákmitů, kterou jsem v předchozí podkapitole popisoval. Známa aktuální informace o poloze motoru by se průběžně porovnávala s matematickým modelem motoru a tím by se dosáhlo zkvalitnění regulace.

Blokové schéma rozvětveného obvodu je na obrázku č. 3.4.6. Akční veličina $x(t)$ působí jak na regulovanou soustavu $S(p)$, tak na model $M(p)$. Rozdíl výstupů $y(t) - y_m(t)$ tvoří pomocnou odchylku $e_m(t)$, kterou zpracovává regulátor $R_M(p)$.

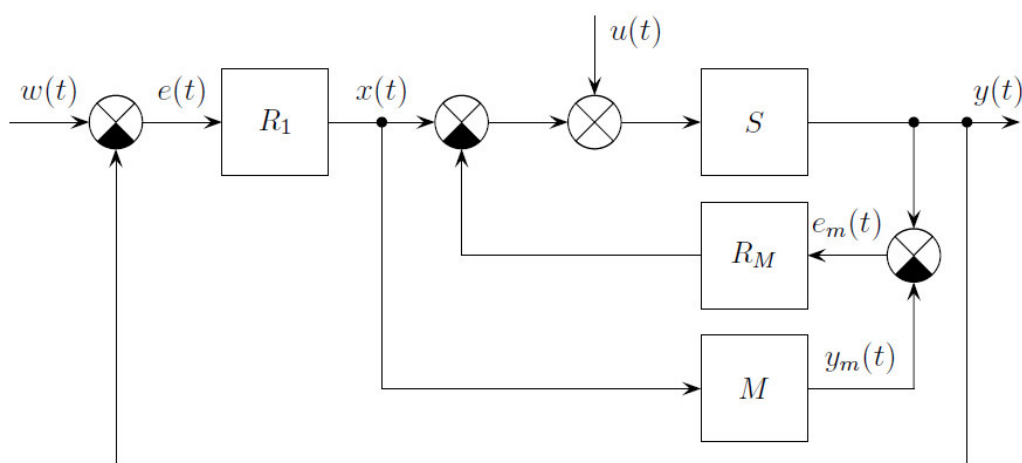
Přenos řízení je:

$$F_w(p) = \frac{Y(p)}{W(p)} = \frac{R_1(p)S(p) + R_1(p)S(p)R_M(p)M(p)}{1 + R_1(p)S(p) + S(p)R_M(p) + R_1(p)S(p)R_M(p)M(p)} \quad (16)$$

Přenos poruchy je:

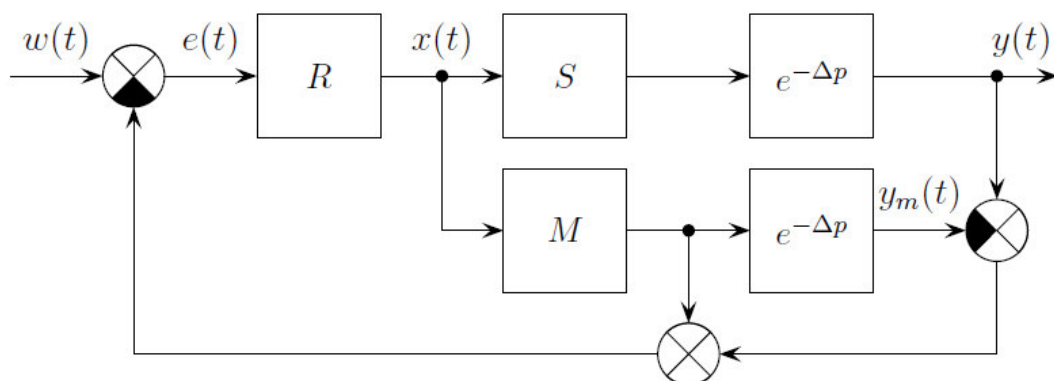
$$F_u(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{S(p)}{1 + R_1(p)S(p) + S(p)R_M(p) + R_1(p)S(p)R_M(p)M(p)} \quad (17)$$

Hlavním přínosem zavedení této pomocné vazby je značná necitlivost kvality regulace na změny parametrů regulované soustavy. Tuto vlastnost zabezpečuje regulátor $R_M(p)$, který vyrovnává rozdíly mezi soustavou a jejím modelem. [11]



Obrázek 3.4.6: Blokové schéma řízení soustavy na základě jejího matematického modelu[11]

Speciálním případem rozvětveného obvodu s modelem regulované soustavy je obvod kompenzující přítomnost dopravního zpoždění v regulované soustavě. Jeho blokové schéma je na obrázku 3.4.7. [11]



Obrázek 3.4.7: Obvod kompenzující přítomnost dopravního zpoždění v regulované soustavě [11]

Předpokládáme, že součástí soustavy je článek s dopravním zpožděním o velikosti Δ . Model obsahuje stejný článek, mimo to je však k dispozici nezpožděný výstup modelu. Přenos řízení tohoto rozvětveného obvodu je:

$$F_{\omega}(p) = \frac{Y(p)}{W(p)} = \frac{R(p)S(p)e^{-\Delta p}}{1 + R(p)S(p)} \quad (18)$$

V charakteristickém polynomu se nevyskytuje člen s dopravním zpožděním, což přispívá ke stabilitě systému. Praktická realizace modelu a dopravního zpoždění ve spojitě variantě by byla velmi nákladná, proto se při realizaci používá diskretní model ve struktuře s diskretním regulátorem.[11]

3.5 Princip regulace otáček stejnosměrného motoru

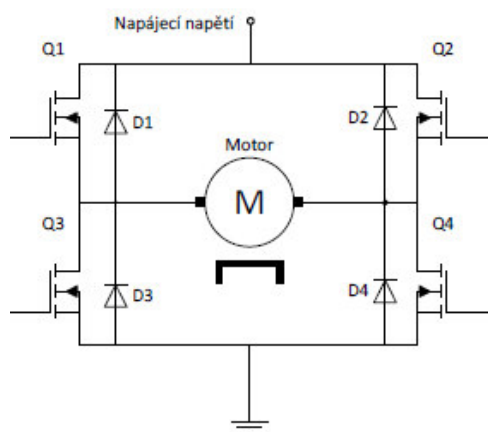
Pro řízení stejnosměrného motoru je tedy nejvhodnější regulace otáček pomocí změny napájecího napětí. Řízení čistě stejnosměrným napětím způsobuje výkonové ztráty v motoru (při nízkém napětí tj. malých otáčkách a velkém zatěžovacím momentu by motorem tekla velký el. proud), což je samozřejmě po všech stranách nevýhodné. Proto je mnohem výhodnější napájet motor pulzním napětím a samotnou regulaci zajišťovat šířkou těchto napěťových pulzů. Tato metoda se označuje jako PWM (pulse width modulation nebo-li pulzně šířková modulace).

Pro řízení tímto způsobem se používají tranzistory jako spínače – jejich spínáním určujeme frekvenci i šířku pulzů dodávaného napětí do motoru. Pro nízkovýkonové aplikace se používají většinou unipolární tranzistory MOSFET pro vyšší výkony se používají tranzistory IGBT nebo tyristory. Jedná se potom o tranzistorový stejnosměrný pulzní měnič. Řízení motoru se dá rozdělit do čtyř kvadrantů. Vodorovná osa vyjadřuje výstupní proud (moment síly), svislá osa výstupní napětí (úhlovou rychlost).

Jednokvadrantový měnič (I.) dovoluje jen jeden směr proudu a jednu polaritu napětí, tzn. chod motoru jen v jednom směru otáčení.

Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV. kvadrantu dovoluje při jednom směru proudu měnit polaritu napětí, dvoukvadrantový měnič pracující v I. a II. kvadrantu pak dovoluje měnit směr proudu při jediné polaritě napětí.

Čtyřkvadrantový měnič dovoluje oba směry proudu při obou polaritách napětí. I. a III. kvadrant potom představují tok energie ze zdroje (měniče) do zátěže (motoru), tedy otáčení motoru na jednu či druhou stranu. II. a IV. kvadrant představuje opačný tok – rekuperaci energie ze zátěže zpět do obvodu měniče (např. při brzdění motoru), jinak také generátorický chod. Čtyřkvadrantovému tranzistorovému stejnosměrnému měniči se také říká *H-můstek* a pro svou četnou používanost se běžně vyrábí jako integrovaný obvod v jednom pouzdře. Příklad H-můstku je na obr. 3.5.1. Chceme-li aby se motor točil jedním směrem, musí být spínány prvky (tranzistory) Q1 a Q4. Budeme-li spínat prvky Q2 a Q3, motor se bude točit opačným směrem. V případě, že teď např. Q3 vypneme, motor bude v generátorickém chodu – proud poteče přes zpětnou diodu u tranzistoru Q1 a bude se vracet zpět přes otevřený tranzistor Q2 zpět do motoru. Takto je možno ovládat pracovní oblast motoru spínáním tranzistorů Q1 až Q4. Tranzistory v takových měničích spínají na frekvencích desítky až stovky kHz. [17]



Obrázek 3.5.1: Elektronické schéma čtyřkvadrantového pulzního měniče [17]

4 SESTAVENÍ MATEMATICKÉHO MODELU

V této kapitole provedeme výpočet konstant pro sestavení matematického modelu reálného motoru RK-370CA.

Výpočet momentu setrvačnosti

Na základě následujícího vztahu jsem z konstrukčních parametrů motoru RK-370CA vypočítal moment setrvačnosti:

$$J = \frac{1}{2} m \left(\frac{d}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} 20,19 \left(\frac{17,98}{2} \right)^2 = 8,158 * 10^{-7} \text{kg} * \text{m}^2 \quad , \text{kde: (19)}$$

J moment setrvačnosti [kgm²]

m hmotnost rotoru [g]

d průměr kotvy rotoru [mm]

Měření indukčnosti a odporu vinutí motoru pro 25°C

Na základě několika měření jsem stanovil průměrnou hodnotu indukčnosti L a odporu R motoru:

Tabulka 1: Naměřené hodnoty indukčnosti a odporu vinutí stejnosměrného motoru RK-370CA

Indukčnost a odpor motoru (měřeno při 100Hz)		
číslo měření	L[mH]	R[Ω]
1	127,5	115,1
2	127,5	116,1
3	127,1	114,7
4	127,3	114,5
5	127,6	113,3
6	124,4	115,7
7	124,8	116,5
8	125	115,9
9	125,4	114,5
10	125,8	115,8
11	126	115,2
12	127,9	115,1
Arit. průměr:	126,4	115,2

Ze známosti závislosti el. odporu mědi na teplotě, mohu určit teplotně závislý el. odpor vinutí motoru jako:

$$R = R_{25}[1 + \alpha_{25} (\vartheta - \vartheta_{25})] = 115,2[1 + 0,00392(\vartheta - 25)] = \\ = 115,2 + 0,4516(\vartheta - 25) = 103,91 + 0,4516 * \vartheta \quad , \text{ kde: } \quad (20)$$

R el. odpor vinutí motoru při teplotě ϑ [Ω]

R_{25} el. odpor vinutí motoru při 25°C [Ω]

α_{25} teplotní součinitel mědi [1/K]

ϑ aktuální teplota [°C]

ϑ_{25} teplota, při které je známa hodnota R_{25} , v tomto případě 25°C

Výpočet konstanty C_Φ

V této části provedu výpočet $\mathcal{C}\Phi_{BEMF}$ konstanty, která bude sloužit k vytvoření matematického modelu motoru viz. podkapitola 3.3.2, kde jsem uvedl potřebné veličiny pro sestavení matematického modelu motoru. Jak již bylo řečeno v úvodu, pro výpočet konstanty $\mathcal{C}\Phi$ použijeme vzorec, který obsahuje všechny proměnné.

$$\omega = \frac{U}{C_\Phi} - \frac{R_a I_0}{C_\Phi} - \frac{R_a}{(C_\Phi)^2} M \quad (21)$$

Hodnota momentu má nulovou hodnotu: za předpokladu, že hodnota momentu je rovna nule, víme, že má motor maximální otáčky – tzv. otáčky naprázdno. Tím lze vzorec upravit do tvaru:

$$\omega = \frac{U}{C_\Phi} - \frac{R_a I_0}{C_\Phi} \rightarrow C_{\Phi_{BEMF}} = \frac{U - R_a I_0}{\omega} \quad (22)$$

Do této rovnice jsem dosadil známé konstanty pro 25°C:

$$R_a = 115,2 \Omega$$

$$\omega_{\max} = 276,8 \text{ rad/s}$$

$$U = 17 \text{ V}$$

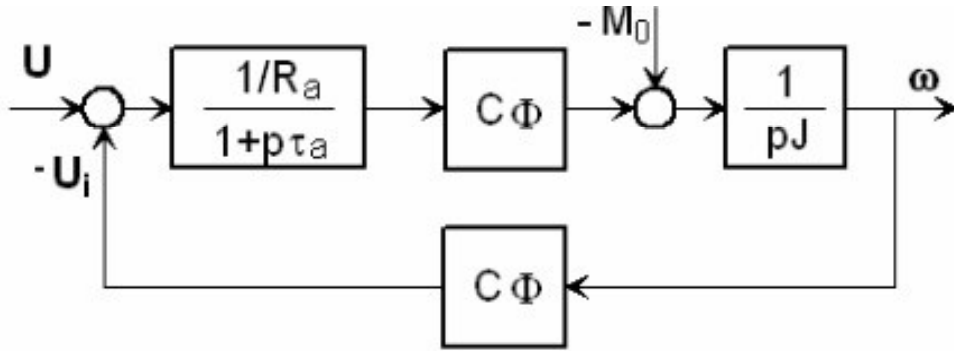
$$I_0 = 12 \text{ mA}$$

$$C_{\Phi_{BEMF}} = \frac{U - R_a I_0}{\omega} = \frac{17 - 115,3 * 0,012}{276,8} = 0,0568 \quad (23)$$

Tato hodnota platí pouze pro teplotu 25°C, pro teplotně závislou konstantu $\mathcal{C}\Phi$ mohu tedy napsat:

$$\begin{aligned}
C_{\phi_{\text{BEMF}}} &= \frac{U - R_{25}[1 + \alpha_{25}(\vartheta - \vartheta_{25})]I_0}{\omega} = \\
&= \frac{17 - 115,2[1 + 0,00392(\vartheta - 25)] * 0,012}{276,8} = \\
&= 0,05981 - 0,000115 * \vartheta
\end{aligned} \tag{24}$$

V této chvíli známe všechny potřebné konstanty a můžeme sestavit matematický model motoru. Podle obr. 3.6.1 jsem dosadil jednotlivé operátorové přenosy a určil matematický model motoru Mabuchi RK-370CA.



Obrázek 4.0.1: Obecné regulační schéma matematického modelu stejnosměrného motoru s permanentními magnety ve statoru

Pro získání matematického modelu motoru, už stačí jen dosadit do rovnic, které jsem odvodil v teoretické podkapitole 4.0.1:

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \tag{25}$$

$$F1 = \frac{\frac{1}{R_a}}{1 + p\tau_a} \tag{26}$$

$$F2 = F4 = C\phi \tag{27}$$

$$F3 = \frac{1}{pJ} \tag{28}$$

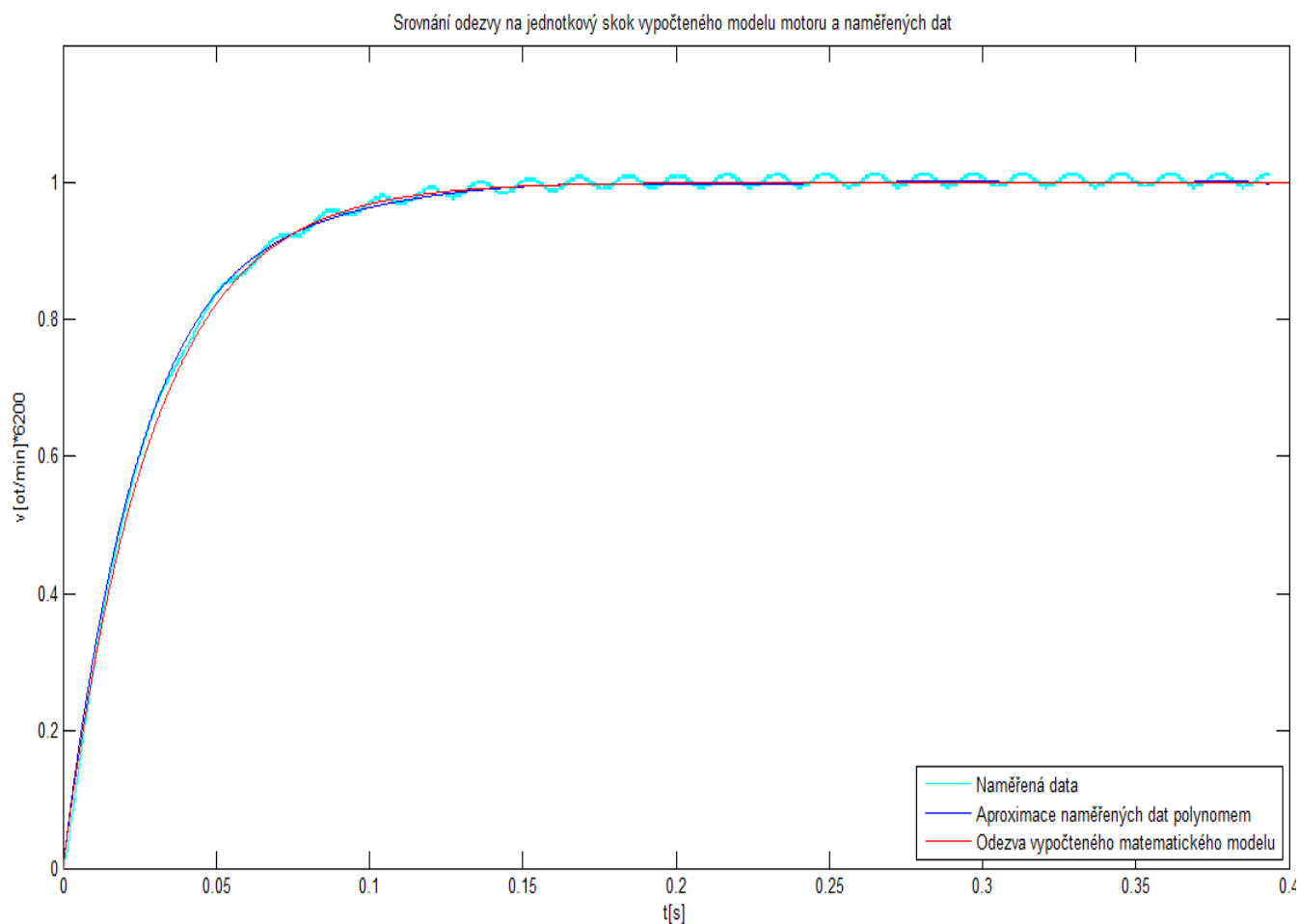
$$\begin{aligned}
F_w = \frac{\omega}{U} &= \frac{F1 * F2 * F3}{1 + F1 * F2 * F3 * F4} = \frac{\frac{1}{R_a} * C\phi * \frac{1}{pJ}}{1 + \frac{1}{R_a} * C\phi * \frac{1}{pJ}} = \frac{\frac{C\phi}{pJRa + p^2JR_a\tau_a}}{1 + \frac{(C\phi)^2}{pJRa + p^2JR_a\tau_a}} \\
&= \frac{C\phi}{p^2JR_a\tau_a + pJRa + (C\phi)^2} = \\
&= \frac{566}{0,001031p^2 + 1,616p + 32,040}
\end{aligned} \tag{29}$$

Tento vypočítaný matematický model platí pouze pro 25°C, pro získání teplotně závislého matematického modelu, stačí jen dosadit teplotně závislé veličiny R_a a $\mathcal{L}\Phi$:

$$Fw = \frac{\omega}{U}$$

$$= \frac{0,05981 - 0,000115 * \vartheta}{p^2 * 8,158 * 10^{-7} * \frac{(103,91 + 0,4516 * \vartheta)^2}{126,4 * 10^{-3}} + p * 8,158 * 10^{-7} * (103,91 + 0,4516 * \vartheta) + (0,05981 - 0,000115 * \vartheta)^2}$$

Pro ověření správnosti určení matematického modelu, jsem pomocí měřicí LabVIEW karty změřil odezvu na jednotkový skok reálného motoru RK-370CA. (Použil jsem encoder *HEDS-9100-a00* a kódovací kolečko *HEDS-5120-a06*). Výsledný průběh jsem v programu MATLAB porovnal se simulací vypočteného matematického modelu.



Obrázek 4.0.2: Porovnání odezvy na jednotkový skok vypočteného matematického modelu motoru a naměřené odezvy reálného motoru RK-370CA

Výsledné průběhy jsou zobrazeny na obr. 4.0.2. Světle modře jsou vykresleny reálné data. Na těchto datech se projevilo mírné zvlnění, které bylo zřejmě způsobeno tím, že nebylo možné dosáhnout stejné vzdálenosti kódovacího kolečka od enkodéru v celém rozhahu. (Kódovací kolečko není možné přišroubovat k hřídeli motoru tak, aby bylo absolutně kolmo a při rotaci nemělo žádnou vertikální odchylku). Proto jsem tyto data proložil polynomicí křivkou - tmavě modrá. Simulací v programu MATLAB-Simulink jsem získal odezvu na jednotkový skok vypočítaného matematického modelu, tuto odezvu v obr. 4.0.2 znázorňuje červená křivka. Z vykreslených průběhů je vidět, že výpočet téměř přesně odpovídá skutečnosti.

4.1 Měření teploty

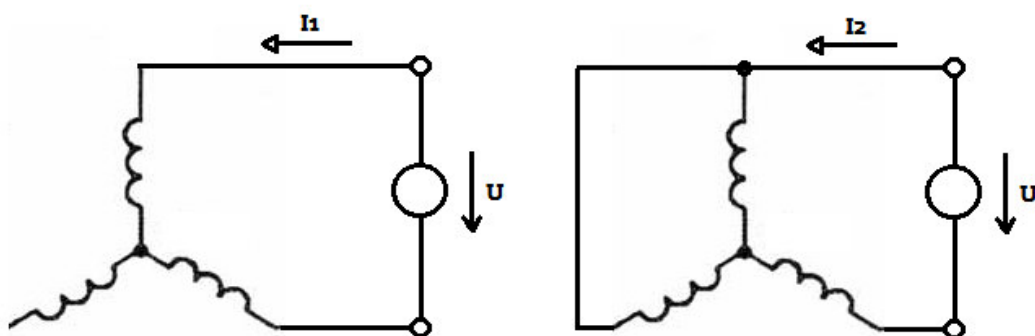
Protože se aktuátory používají k ovládání klapkových ventilů, mohou být vystavovány různým teplotním podmínkám. Vlivem teplotních změn se budou měnit i vlastnosti stejnosměrného motoru RK-370CA. Největší vliv bude teplota mít na el. odpor vinutí motoru a jeho magneto-elektrické konstanty $C\Phi$. Z těchto důvodů je potřeba s těmito změnami počítat při sestavování matematického modelu motoru. Mohlo by se totiž stát, že by se značně zhoršila přesnost proporcionálního typu řízení aktuátoru. V této podkapitole popíši nejvhodnější princip pro zjištění teploty motoru. V druhé části potom vyhodnotím měření teplotních závislostí stejnosměrného motoru RK-370CA.

4.1.1 Měření teploty motoru pomocí zjištění odporu vinutí

Tato metoda se zdá jako nejjednodušší a zároveň nejúčinnější pro danou aplikaci. El. odpor stejnosměrného motoru za běhu je díky uhlíkovým kartáčům téměř neměřitelný. Proto jsem se rozhodl, že bude nejvhodnější provést odečet teploty v klidovém stavu motoru. V reálném procesu by to potom mohlo vypadat tak, že ve chvíli, kdy aktuátor dostane požadavek na změnu polohy, se připojí na stejnosměrný motor malé napětí, které jej nedokáže roztočit. Z měřeného procházejícího el. proudu, by se potom Ohmovou metodou dal určit el. odpor vinutí motoru a díky znalosti závislosti určit teplotu. Po této fázi, by se aktualizovali hodnoty matematického modelu motoru a byl by povolen rozběh aktuátoru na požadovanou polohu. Protože el. odpor vinutí každého stejnosměrného motoru je mírně odlišný, bylo by potřeba, aby každý aktuátor měl v sobě uloženou informaci o hodnotě el. odporu svého motoru při referenční hodnotě teploty.

Při reálném měření na stejnosměrném motoru můžeme naměřit dvě různé hodnoty el. odporu. Tento jev je způsoben tím, jak doléhají kartáče motoru na lamely komutátoru. Na obr. 4.1.1 jsou zakresleny dvě varianty, kterých můžeme při měření

dosáhnout. Buď změříme el. odpor mezi dvěma sériově připojenými vinutími, to je varianta vlevo nebo varianta vpravo ukazuje stav, kdy k jednomu vinutí jsou připojeny sériově zbylé dvě vinutí v paralelní kombinaci.



Obrázek 4.1.1: Dvě možnosti, které mohou nastat při měření el. odporu stejnosměrného motoru RK-370CA

V tabulce č. 2 jsou reálně změřené hodnoty el. odporu, který jsem změřil multimetrem FLUKE 178 stejnosměrného motoru RK-370CA v závislosti na teplotě. Teplotu jsem nastavoval v teplotní komoře WEISS WT340. Měření jsem prováděl tak, že jsem vždy pootočil hřídel motoru a změřil hodnotu el. odporu. Podle toho v jaké poloze se motor zastavil, jsem měřil buď sériové spojení dvou vinutí, tyto hodnoty jsou uvedeny v tabulce č. 2 nebo se hřídel zastavila v poloze, kdy k jednomu vinutí byla sériově připojena paralelní kombinace zbylých dvou vinutí. Tyto hodnoty jsem zaznamenal do tabulky č. 3. Hodnoty el. odporu jsem měřil v rozsahu od 0 do 50 °C, což je deklarovaná provozní teplota aktuátorů ML5410 a N10010/N05010.

Tabulka 2: Měření el. odporu vinutí stejnosměrného motoru ... v závislosti na teplotě - sériová kombinace dvou vinutí

	0 °C	10 °C	20 °C	24,7 °C	30 °C	40 °C	50 °C
Číslo měření [-]	R1 [Ω]	R1 [Ω]	R1 [Ω]	R1 [Ω]	R1 [Ω]	R1 [Ω]	R1 [Ω]
1	104,0	108,4	113,9	114,7	117,8	122,4	128,9
2	105,6	108,6	114,4	115,5	117,6	120,1	127,3
3	104,8	109,6	113,0	115,3	117,9	122,3	127,1
4	105,7	108,6	113,1	116,2	118,3	122,8	126,0
5	103,0	108,7	113,4	116,4	116,4	121,6	126,8
6	104,1	108,5	113,2	114,6	116,4	120,6	126,4
7	103,5	107,7	112,6	115,1	119,7	120,7	127,5
8	104,3	109,2	113,7	116,1	117,4	121,6	127,0
9	104,3	108,3	113,5	114,7	117,0	123,2	126,7
10	103,9	108,7	113,4	114,5	117,3	122,7	126,8
11	104,3	108,8	113,5	113,3	118,1	120,1	127,0
12	103,7	108,4	112,5	115,7	118,4	122,4	127,7
13	105,5	109,3	114,0	116,5	117,0	120,2	126,2

14	104,7	109,1	113,4	115,7	119,2	121,0	129,8
15	103,2	108,1	113,2	115,9	116,5	122,0	127,5
16	104,7	109,0	112,4	114,5	116,6	121,4	127,4
17	104,3	108,1	113,0	115,8	117,0	123,7	126,6
18	104,7	109,4	112,9	115,2	116,1	121,1	126,8
19	103,7	108,0	112,6	115,1	117,8	120,6	127,2
20	104,3	109,4	113,0	116,1	119,2	119,7	127,3

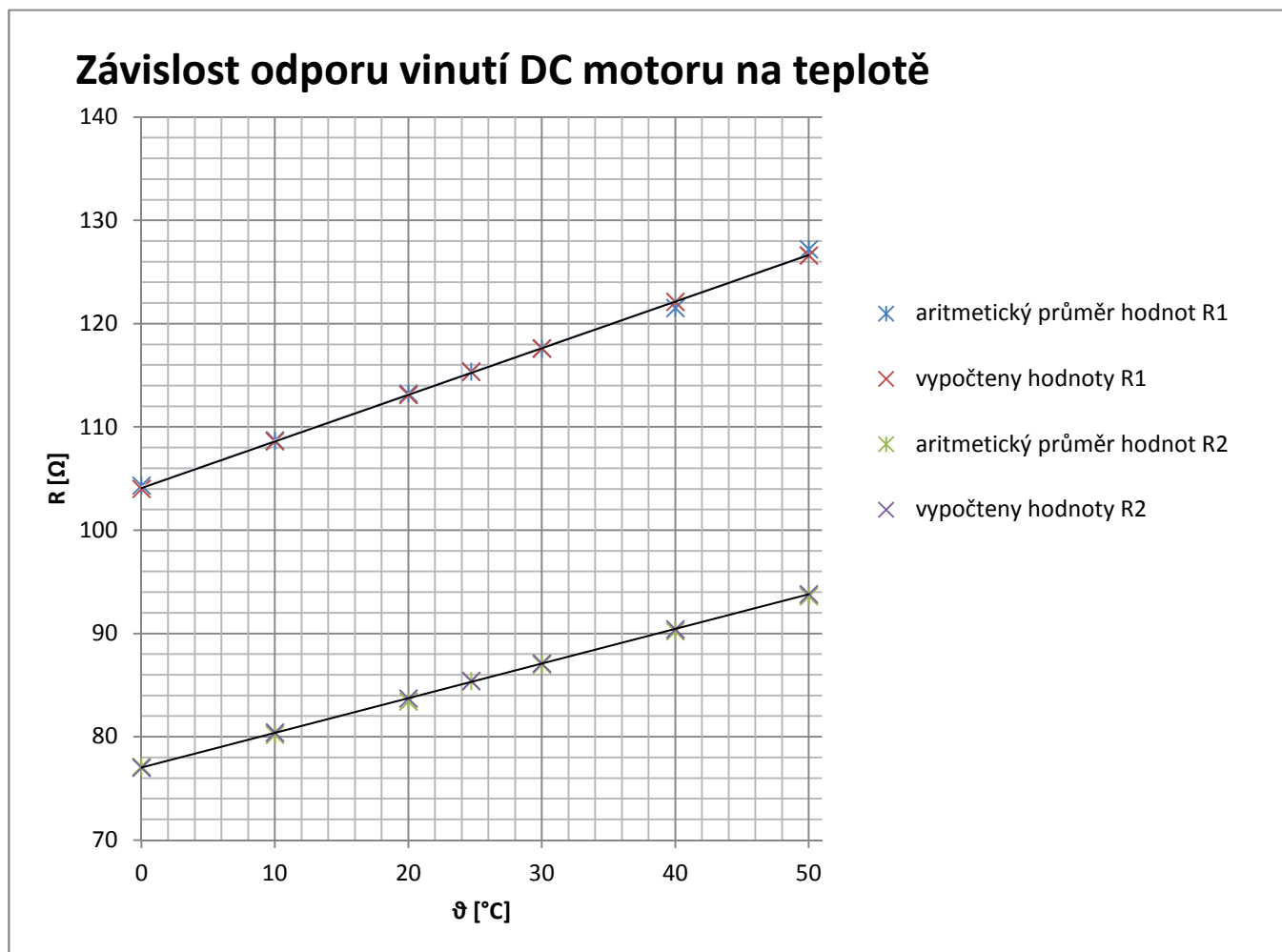
Aritmetický průměr:	104,3	108,7	113,2	115,3	117,6	121,5	127,2
Vypočtená hodnota:	104	108,6	113,1	115,3	117,6	122,1	126,6
Odchylka:	0,3	0,1	0,1	0,0	0,0	-0,6	0,6

Tabulka 3: Měření el. odporu vinutí stejnosměrného motoru RK-370CA v závislosti na teplotě - sériová kombinace dvou vinutí

	0 °C	10 °C	20 °C	24,7 °C	30 °C	40 °C	50 °C
Číslo měření [-]	R2 [Ω]	R2 [Ω]	R2 [Ω]	R2 [Ω]	R2 [Ω]	R2 [Ω]	R2 [Ω]
1	75,8	80,2	83,5	85,5	87,8	90,0	93,9
2	77,6	79,7	84,2	85,7	86,5	90,6	93,0
3	77,9	80,2	82,9	86,2	87,0	89,6	93,5
4	76,1	81,3	83,7	85,4	87,3	89,2	93,4
5	76,5	79,3	83,6	86,5	87,5	90,4	93,2
6	77,2	79,1	83,0	84,1	86,4	90,5	92,8
7	76,9	80,5	82,5	84,6	86,6	90,4	93,0
8	76,8	81,4	81,4	85,6	86,9	89,7	94,0
9	77,6	79,8	83,9	85,3	86,4	89,9	94,2
10	76,6	79,9	84,0	84,9	86,6	90,0	92,9
11	78,0	81,5	83,4	86,2	86,6	90,7	93,4
12	76,8	80,2	83,4	85,4	86,2	90,2	93,4
13	76,9	80,5	83,7	86,0	87,0	89,2	93,9
14	77,1	79,4	83,9	84,7	87,1	89,8	93,4
15	77,2	80,8	84,0	85,7	87,0	91,0	94,3
16	77,5	80,5	84,4	84,9	87,4	90,8	94,5
17	77,4	80,4	83,6	85,1	87,5	90,8	94,0
18	78,2	80,0	83,5	84,3	87,9	90,5	93,7
19	77,3	79,6	82,7	86,2	87,1	90,8	93,5
20	76,8	79,4	83,1	85,6	86,9	89,9	93,9

Aritmetický průměr:	77,1	80,2	83,4	85,4	87,0	90,2	93,6
Vypočtená hodnota:	77	80,4	83,7	85,4	87,1	90,4	93,8
Odchylka:	0,1	-0,2	-0,3	0,0	-0,1	-0,2	-0,2

Z naměřených hodnot je vidět, že pro první případ se hodnoty v tomto teplotním rozsahu pohybují v rozsahu 104,3 - 127,2Ω a v druhém případě v rozsahu 77,1 - 93,6Ω. Z tohoto měření vyplývá, že náhodným měřením můžeme detekovat, ve které poloze (tedy zapojené kombinaci vinutí se motor nachází) a z toho následně správně detekovat teplotu. V grafu, který je vyobrazen na obr. 4.1.2 jsem vyobrazil srovnání naměřených hodnot el. odporu vinutí a hodnot vypočtených podle závislosti el. odporu mědi na teplotě. Z vykreslených průběhů je vidět, že měření bylo poměrně přesné a tedy i určení teploty by se blížilo reálné teplotě.



Obrázek 4.1.2: Závislost el. odporu vinutí DC motoru RK-370CA na teplotě, srovnání naměřených hodnot a hodnot vypočtených

Další potřebnou informací, kterou je potřeba zjistit, pro správnou funkčnost této metody je změření závislosti oteplení na čase běhu motoru a jeho zatížení. Pro získání této informace jsem vyřadil z funkce kartáče motoru, to proto, že při nezatíženém motoru po proběhnutí přechodného děje, je el. proud tekoucí motorem nulový a tedy nepředpokládám, že by se vinutí motoru mohlo nějak znatelně oteplít. Připojil jsem tedy přímo na vinutí motoru el. napětí $U=10,5\text{V}$ a sledoval změnu protékajícího proudu.

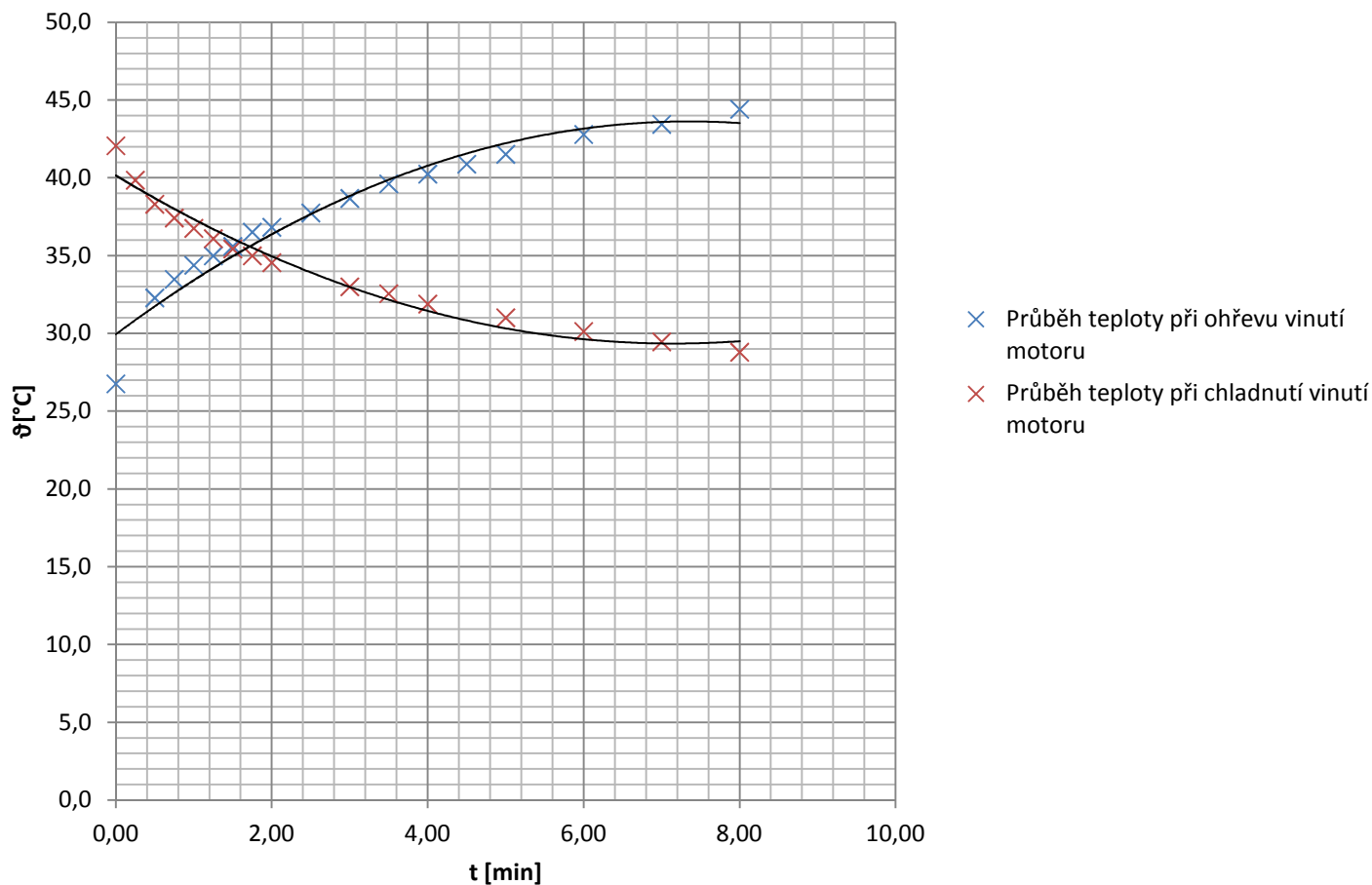
Podle Ohmova zákona jsem poté vypočítal teplotu, o jakou se motor oteplil za daný čas. Výsledky tohoto měření jsou v tabulce 4. Pro lepší představu naměřených hodnot jsem závislost oteplení a následně i samovolného ochlazování v závislosti na čase vynesl v grafu, který je zobrazen na obr. 4.1.3.

Tabulka 4: Měření ohřevu a chladnutí stejnosměrného motoru RK-370CA při konstantním el. napětí $U=10,5V$

Ohřev					Chladnutí		
Číslo měření [-]	t [min]	I [mA]	R [Ω]	ϑ [$^{\circ}C$]	t [min]	R [Ω]	ϑ [$^{\circ}C$]
1	0,00	90,3	116,3	26,8	0,00	123,2	42,1
2	0,50	88,4	118,8	32,3	0,25	122,2	39,8
3	0,75	88,0	119,3	33,5	0,50	121,5	38,3
4	1,00	87,7	119,7	34,4	0,75	121,1	37,4
5	1,25	87,5	120,0	35,0	1,00	120,8	36,8
6	1,50	87,3	120,3	35,6	1,25	120,5	36,1
7	1,75	87,0	120,7	36,5	1,50	120,2	35,4
8	2,00	86,9	120,8	36,8	1,75	120,0	35,0
9	2,50	86,6	121,2	37,7	2,00	119,8	34,5
10	3,00	86,3	121,7	38,7	3,00	119,1	33,0
11	3,50	86,0	122,1	39,6	3,50	118,9	32,6
12	4,00	85,8	122,4	40,2	4,00	118,6	31,9
13	4,50	85,6	122,7	40,9	5,00	118,2	31,0
14	5,00	85,4	123,0	41,5	6,00	117,8	30,1
15	6,00	85,0	123,5	42,8	7,00	117,5	29,5
16	7,00	84,8	123,8	43,4	8,00	117,2	28,8
17	8,00	84,5	124,3	44,4	10,00	116,7	27,7

Aktuátory, jak již bylo řečeno, se používají k ovládání klapkových systémů. V praxi se potom jejich funkce vyznačuje tak, že se klapka nastaví na požadovanou polohu, ve které nějakou dobu setrvává. Jedná se tedy spíše o krátkou dobu provozu, kdy maximálně se pootočí o celý svůj rozsah, který má trvat 90s a potom delší dobu v této poloze setrvává - tzn, motor je odpojen od napájení. Z předchozích naměřených výsledků je vidět, že za 10min provozu se motor oteplil jen minimálně. Proto můžeme tento vliv změny teploty zanedbat. Bude totiž plně stačit, když na začátku každého pohybu se aktualizuje teplota podle předchozího postupu a změnu teploty během takto krátkého provozu již nemusíme uvažovat.

Závislost teploty vinutí stejnosměrného motoru RK-370CA na čase



Obrázek 4.1.3: Závislost oteplení vinutí motoru RK-370CA na čase při konstantním protékajícím el. proudu

4.2 Kaskádní regulace stejnosměrného motoru

Z požadavku aby byla možnost řídit aktuátor 3-polohově a proporciálně vyplývá, že je potřeba regulovat nejen otáčky, ale hlavně i polohu stejnosměrného motorku. Pro zajištění regulace polohy se používají tři kaskádně řazené regulátory za sebou. Na obr. 4.2.1 jsem zobrazil regulační schéma takové kaskády. První s nejrychlejší časovou konstantou pro regulaci a omezení proudu, tento regulátor je označen jako Ri . Druhý regulátor $R\omega$ zajišťuje přesné nastavení požadovaných otáček. Poslední regulátor $R\varphi$ potom zajišťuje regulaci polohy, tento regulátor má nejpomalejší časovou konstantu. V levé části obr. 4.2.1 je schéma v němž v části matematického modelu, kde vystupuje el. proud i_a procházející motorem vzniká překřížená vazba. Pro možnost dále pracovat s tímto regulačním obvodem jsem toto schéma překreslil dle pravidel používaných v oblasti řízení a regulace. V pravé části obr. 4.2.1 je již vidět výsledně překreslený obvod bez překřížené vazby. V této fázi je již možné navrhnout jednotlivé regulátory. Pro správnou funkčnost je potřeba provádět návrh od vnitřní smyčky po vnější.

Potřebné veličiny pro sestavení kaskádní regulace podle obr. 4.2.1:

$$C\Phi = 0.05981 - 0.000115 \cdot \vartheta \text{ [NmA}^{-1}\text{]}$$

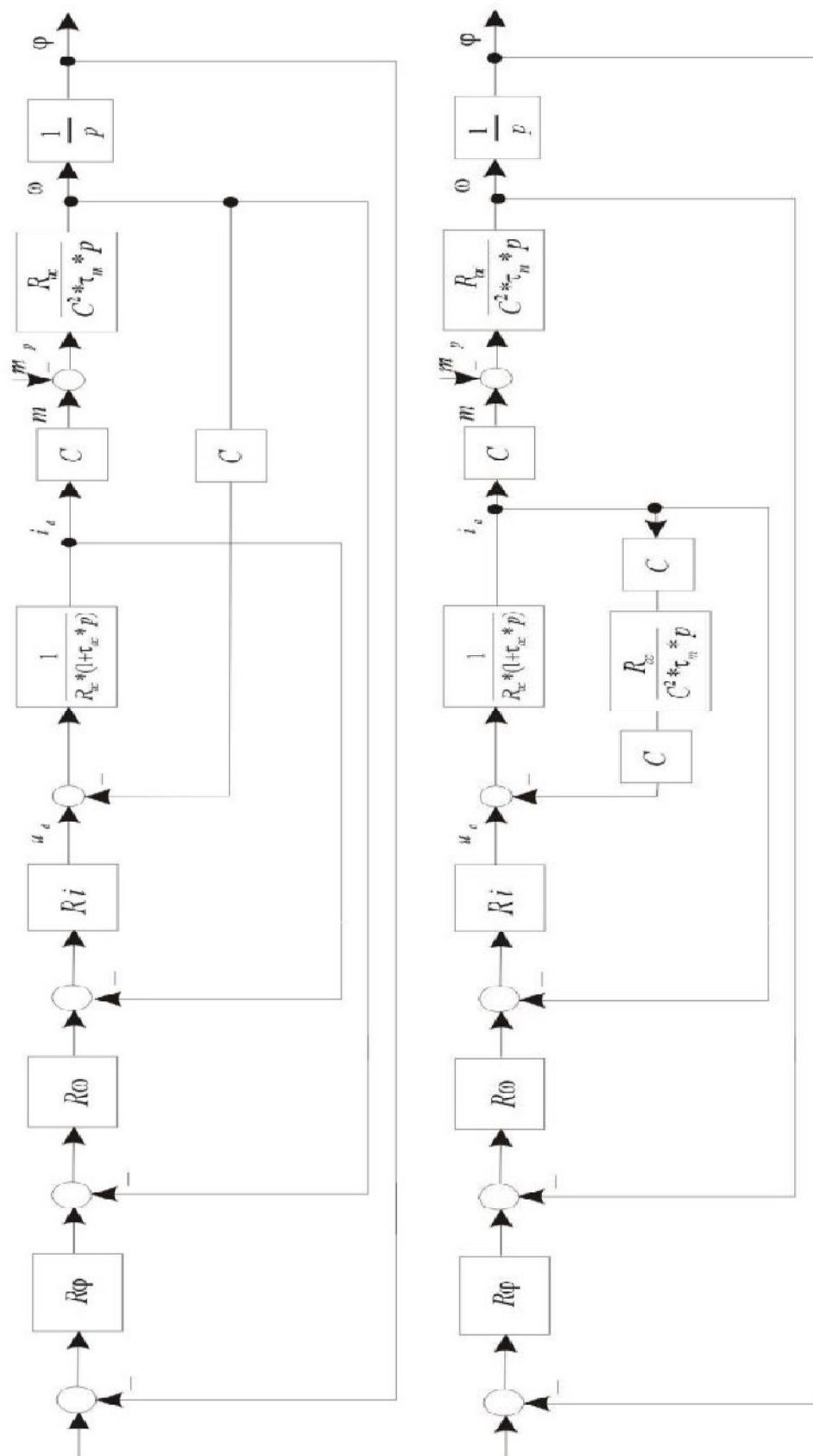
$$R_a = 115.3 \cdot [1 + 0.00392 \cdot (\vartheta - 25)] \text{ } [\Omega]$$

$$J = 8.158 \cdot 10^{-7} \text{ [kgm}^2\text{]}$$

$$L_a = 0.1264 \text{ [H]}$$

$$\tau_m = \frac{R_a \cdot J}{C\Phi^2} = \frac{198.3 \cdot 8.158 \cdot 10^{-7}}{(59.81 \cdot 10^{-3})^2} = 50,5 \cdot 10^{-3} \text{ [s]} \quad (31)$$

$$\tau_a = \frac{R_a}{L_a} = \frac{198,3}{126,4 \cdot 10^{-3}} = 6,374 \cdot 10^{-4} \text{ [s]} \quad (32)$$



Obrázek 4.2.1: Regulační schéma kaskádní regulace (vlevo s překříženou vazbou, vpravo části s upravenými přímými zpětnými vazbami) [11]

4.2.1 Regulace proudu

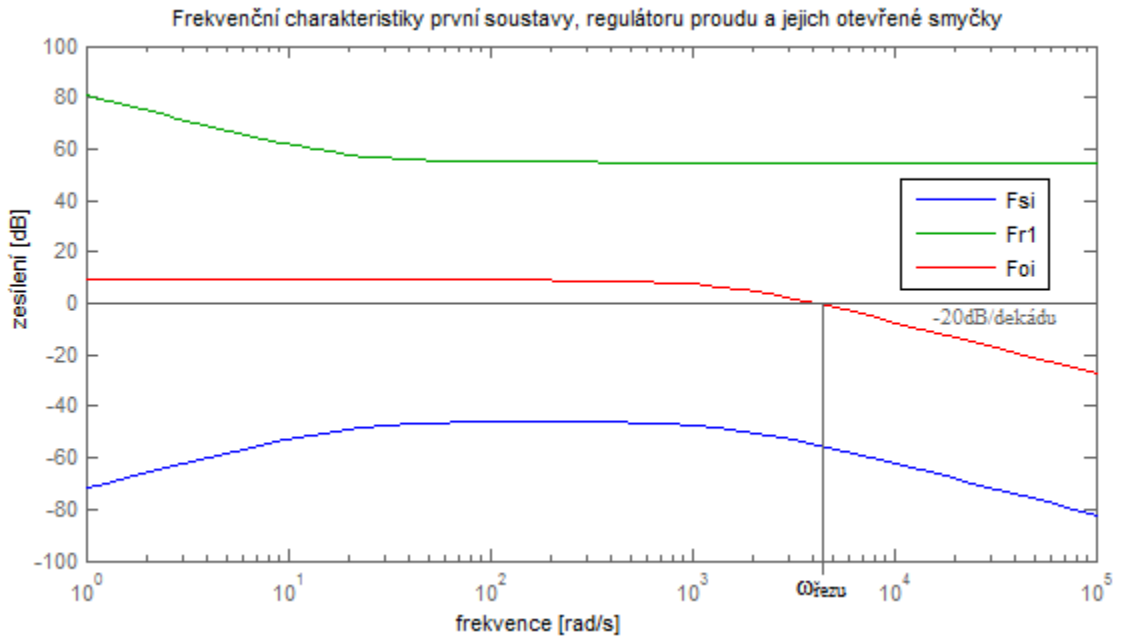
Z obrázku 4.2.1 jsem odvodil rovnici č. 33 pro určení regulační soustavy F_{si} v proudové smyčce. Pro vyčíslení této rovnice jsem vypočetl časové konstanty motoru τ_m a τ_a . Výpočet těchto konstant jsem provedl v rovnicích č. 31 a 32. Pomocí programu Matlab a příkazu $[z,p,k]=tf2zp(cit,jmen)$ jsem zjistil póly soustavy F_{si} v bodě -20,1 a v bodě -15385. Regulator proudu Ri jsem navrhl metodou frekvenčních charakteristik. Základní myšlenkou této metody je, aby frekvenční charakteristika otevřené smyčky regulátoru a soustavy procházela bodem v 0dB při sklonu -20dB/dekádu. Proto jsem nulu PI regulátoru Ri nastavil do pólu -20,1. Pomocí nástroje Matlab SISOTOOL jsem nastavil zesílení regulátoru Ri tak, aby byly splněny teoretické požadavky. Výsledný přenos regulátoru F_{ri} je zapsán v rovnici č. 34. Do obr. 4.2.2 jsem vykreslil frekvenční charakteristiky potřebné pro tento návrh. Přenos soustavy F_{si} je vykreslen modře. Zeleně je vyobrazena frekvenční charakteristika proudového regulátoru F_{ri} a červeně je zobrazena frekvenční charakteristika přenosu vzniklé otevřené smyčky F_{oi} , která je také vypočtena v rovnici č. 35. Pro další postup a návrh regulátoru otáček F_{ro} jsem v rovnici č. 36 vypočetl přenos řízení F_{wi} této proudové smyčky.

$$F_{si} = \frac{\frac{1}{Ra(1+p\tau_a)}}{1 + \frac{Ra}{p\tau_m} \cdot \frac{1}{Ra(1+p\tau_a)}} = \frac{p\tau_m}{Ra\tau_m\tau_ap^2 + Ra\tau_mp + Ra} = \frac{0,0505p}{6,3830 \cdot 10^{-3}p^2 + 10,01p + 198,3} = \frac{0,0505p}{(0,05p+1) \cdot (6,5 \cdot 10^{-5}p+1)} \quad (33)$$

$$F_{ri} = k \frac{(tp+1)}{p} = 11051 \cdot \frac{0,05p+1}{p} \quad (34)$$

$$F_{oi} = F_{si} \cdot F_{ri} = \frac{0,0505p}{(0,05p+1) \cdot (6,5 \cdot 10^{-5}p+1)} \cdot \frac{0,05p+1}{p} \cdot 11051 = \frac{558,076}{6,5 \cdot 10^{-5}p+1} \quad (35)$$

$$F_{wi} = \frac{F_{oi}}{1+F_{oi}} = \frac{\frac{558,076}{6,5 \cdot 10^{-5}p+1}}{1 + \frac{558,076}{6,5 \cdot 10^{-5}p+1}} = \frac{558,076}{6,5 \cdot 10^{-5}p + 1117} \quad (36)$$



Obrázek 4.2.2: Frekvenční charakteristiky pro návrh regulátoru proudu R_i

4.2.2 Regulace otáček

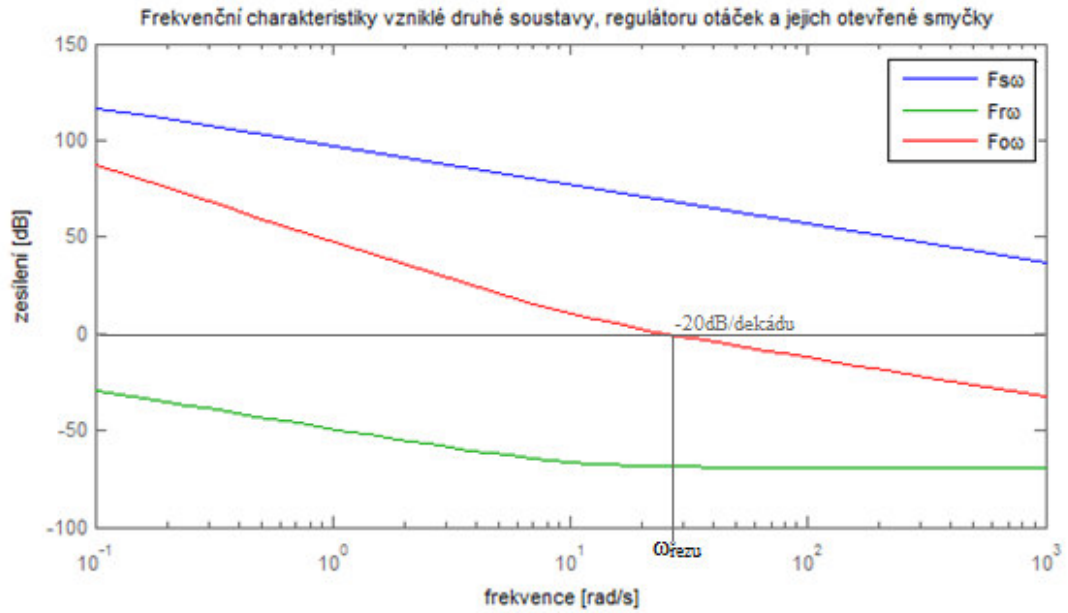
Ze schématu kaskádní regulace na obr. č. 4.2.1 jsem vypočítal v rovnici č. 37 přenos soustavy $F_{s\omega}$, která slouží pro výpočet otáčkové regulační smyčky. Návrh regulátoru otáček R_ω jsem provedl stejným způsobem jako u regulátoru proudu R_i . Použil jsem PI regulátor a jeho nulu umístil tak, aby frekvenční charakteristika přenosu otevřené smyčky protínala $\omega_{\text{řezu}}$ sklonem -20dB/dekádu a zároveň časová konstanta regulátoru otáček R_ω byla pomalejší než časová konstanta regulátoru proudu R_i . Na obr. 4.2.3 je tento postup vyobrazen graficky. Frekvenční charakteristika přenosu soustavy $F_{s\omega}$ je vykreslena modře. V této části má charakteristika sklon -40dB/dekádu . Proto jsem přenos regulátoru R_ω (jehož frekvenční charakteristika je vykreslena zeleně) nastavil tak, aby výsledný přenos otevřené smyčky $F_{o\omega}$ odpovídal již zmíněným požadávkům. Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{o\omega}$ je vykreslena červeně a je také vypočítána v rovnici č. 39. Zápis výsledné podoby přenosu regulátoru $F_{r\omega}$ je potom v rovnici č. 38. Pro návrh regulace polohy budu potřebovat přenos řízení $F_{w\omega}$ této otáčkové smyčky, proto jsem jej vypočítal v rovnici č. 40.

$$F_{s\omega} = F_{wi} * \frac{Ra}{C\phi\tau_m p} = \frac{558,076}{6,5 \cdot 10^{-5} p + 1117} * \frac{198,3}{59,81 \cdot 10^{-3} * 50,5 \cdot 10^{-3} p} = \frac{1,107 \cdot 10^5}{1,858 \cdot 10^{-7} p + 3,193} \quad (37)$$

$$F_{r\omega} = k \frac{(tp+1)}{p} = 6,53 * 10^{-3} * \frac{0,1p+1}{p} \quad (38)$$

$$F_{o\omega} = F_{s\omega} * F_{r\omega} = \frac{1,107 \cdot 10^5}{1,858 \cdot 10^{-7} p^3 + 3,193} * \frac{0,1p+1}{p} * 6,53 * 10^{-3} = \frac{72,29p+722,9}{1,858 \cdot 10^{-7} p^3 + 3,193p^2} \quad (39)$$

$$F_{w\omega} = \frac{F_{o\omega}}{1+F_{o\omega}} = \frac{\frac{72,29p+722,9}{1,858 \cdot 10^{-7} p^3 + 3,193p^2}}{1 + \frac{72,29p+722,9}{1,858 \cdot 10^{-7} p^3 + 3,193p^2}} = \frac{72,29p+722,9}{1,858 \cdot 10^{-7} p^3 + 3,193p^2 + 72,29p+722,9} \quad (40)$$



Obrázek 4.2.3: Frekvencní charakteristiky pro návrh regulátoru otáček $R\omega$

4.2.3 Regulace polohy

Z fyzikální teorie je známo, že polohu můžeme získat integrací pohybu, v mém případě se jedná o rotační pohyb. Proto je pro získání polohové soustavy $F_{s\varphi}$ potřeba integrovat otáčkový systém popsáný operátorovým přenosem $F_{w\omega}$. V rovnici č. 41 je tato soustava $F_{s\varphi}$ přepočítána v operátorovém tvaru. Návrh regulátoru polohy $R\varphi$ jsem provedl podobně jako v předchozím případě. Frekvencní charakteristiky návrhu jsem zobrazil v obr. 4.2.4. Frekvencní charakteristika přenosu polohové soustavy $F_{s\varphi}$ je vykreslena modře. Časovou konstantu PI regulátoru $R\varphi$ jsem zvolil tak, aby byla pomalejší než je časová konstanta regulátoru otáček $R\omega$. Zesílení regulátoru $R\omega$ zase zajišťuje průchod 0dB při sklonu -20dB/dekádu frekvencní charakteristiky vzniklé otevřené smyčky $F_{o\varphi}$. Výsledná podoba přenosu regulátoru polohy $F_{r\varphi}$ je napsána v rovnici č. 42. Přenos $F_{o\varphi}$ vzniklé otevřené smyčky polohového systém je vypočítán v rovnici č. 43.

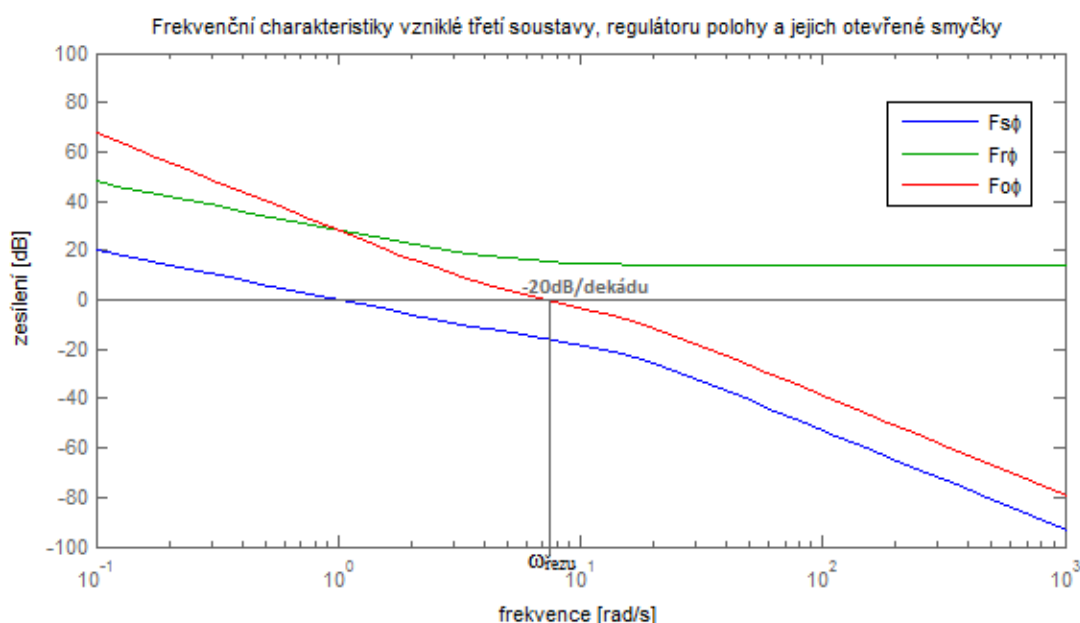
$$F_{s\varphi} = F_{w\omega} * \frac{1}{p} = \frac{72,29p+722,9}{1,858*10^{-7}p^3+3,193p^2+72,29p+722,9} * \frac{1}{p} =$$

$$= \frac{72,29p+722,9}{1,858*10^{-7}p^4+3,193p^3+72,29p^2+722,9p} \quad (41)$$

$$F_{r\varphi} = k \frac{(tp+1)}{p} = 24,89 * \frac{0,2p+1}{p} \quad (42)$$

$$F_{o\varphi} = F_{s\varphi} * F_{r\varphi} = \frac{72,29p+722,9}{1,858*10^{-7}p^4+3,193p^3+72,29p^2+722,9p} * \frac{0,2p+1}{p} * 24,89 =$$

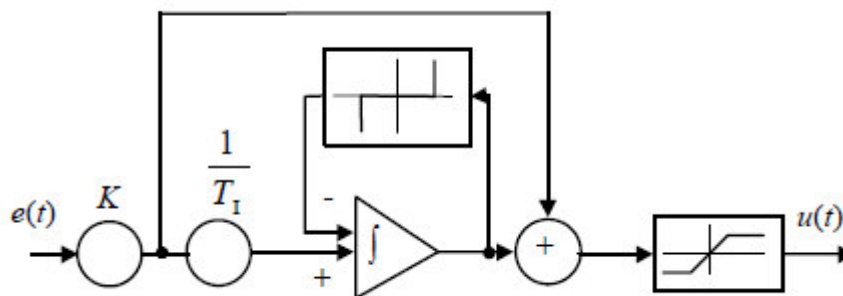
$$= \frac{359,8p^2+5398p+17990}{1,858*10^{-7}p^5+3,193p^4+72,29p^3+722,9p^2} \quad (43)$$



Obrázek 4.2.4: Frekvencní charakteristiky pro návrh regulátoru proudu $R\varphi$

4.3 Přebuzení integrační složky

Použití integrační složky v regulátoru může nepříznivě prodlužovat přechodový děj. K tomu dojde tehdy, jestliže napětí na integrátoru dosáhne větší hodnoty než je hodnota signálu, kterou je ještě akční člen schopen zpracovávat. Napětí na integrátoru přitom může dále růst. Teprve když se po nějaké době změní znaménko odchylky, začne napětí na integrátoru klesat. Tento jev se označuje jako přebuzení (windup) regulátoru. Abych tento jev eliminoval a zároveň omezil maximální procházející proud motorem, jsem použil schéma na obr. 4.3.1 a implementoval ho na regulátor proudu v kaskádním systému regulace. [12]



Obrázek 4.3.1: Schéma zajišťující omezení integrační složky regulátoru R_i [12]

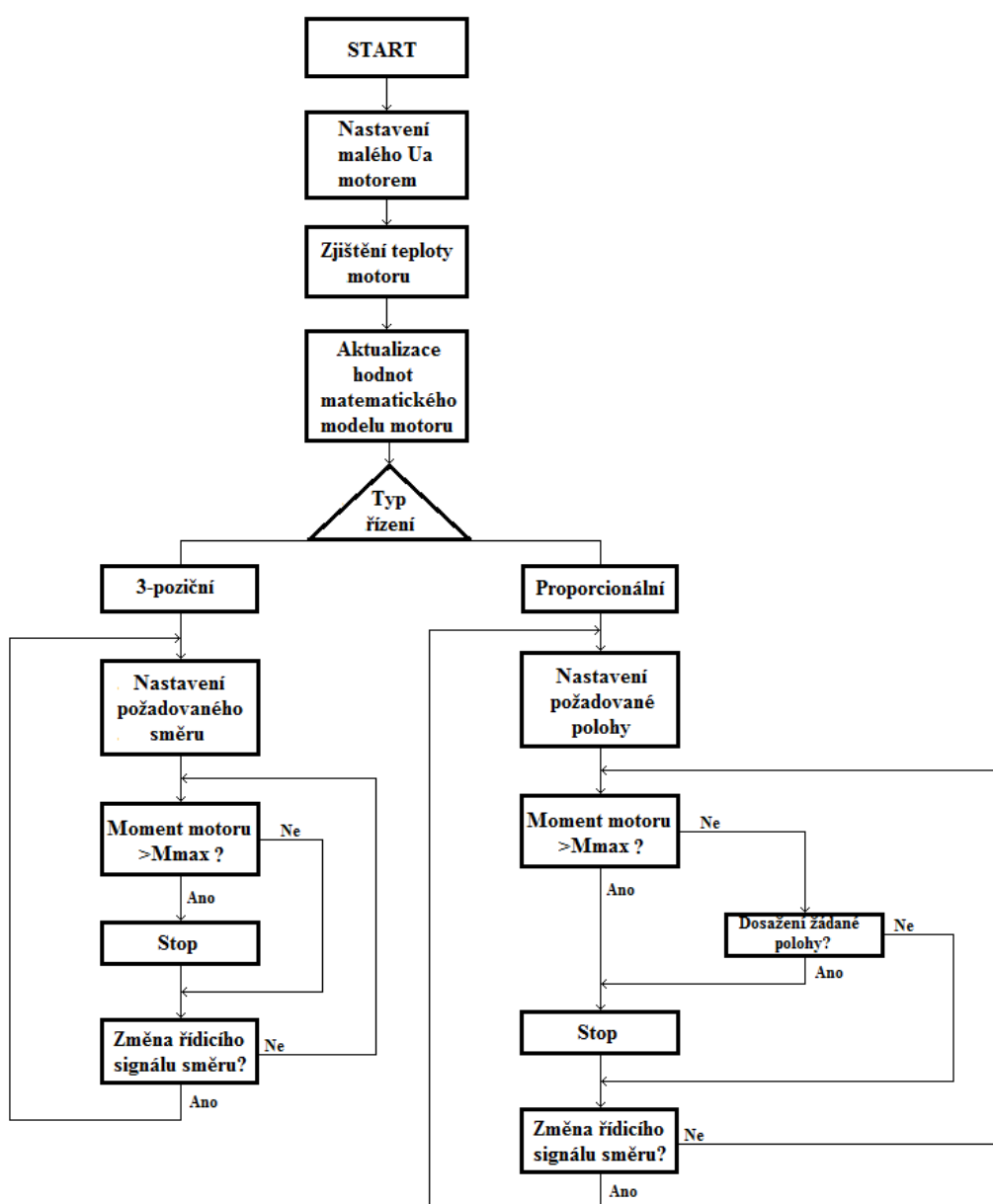
4.4 Implementace řídicího algoritmu v prostředí LabVIEW

V této podkapitole postupně popíšeme jednotlivé fáze implementace řídicího algoritmu v prostředí LabVIEW a jeho následnou aplikaci na reálný proces a odzkoušení funkčnosti regulace.

4.4.1 Vývojový diagram řídicího algoritmu realizovaného v LabVIEW

Na obrázku 4.4.1 jsem znázornil vývojový diagram programu realizovaného v LabVIEW. Po spuštění programu se nejprve zjišťuje teplota motoru. Pro zjištění této hodnoty slouží postup podrobně popsán již v kapitole 4.1. Nastaví se malé el. napětí (2V), které neroztočí motor a pomocí snímání procházeného el. proudu motorem se zjistí el. odpor vinutí motoru. Díky zjištěným závislostem z kapitoly 4.1 se vyhodnotí teplota vinutí motoru. Tato teplota se dosadí do matematického modelu motoru, se kterým se dále pracuje. Dalším krokem, je zjištění typu řízení. V případě 3 - pozičního řízení pokračuje algoritmus nastavením požadovaného směru otáčení aktuátoru. To je v programu zajištěno zadáním konstantní žádané hodnoty pro otáčkovou regulační smyčku. Pro kladnou žádanou hodnotu se motor otáčí v CW směru, pro zápornou hodnotu v CCW směru. Přitom program neustále kontroluje zatěžovací moment, který je vyčítán pomocí hodnot zjištěných z procházejícího proudu motorem a aktuálním napětím na motoru. Jestliže motor překročí maximální povolený krouticí moment, zastaví se. Tento jev je realizován omezením procházejícího proudu motorem v proudové regulační smyčce. Jestliže se zatěžovací moment motoru sníží, motor se opět roztočí. Většinu stavů v praxi, kdy motor překročí maximální krouticí moment, vychází ze stavu, kdy se aktuátor dostane do své krajní polohy rozsahu a zastaví jej mechanický doraz. Z tohoto stavu se dostane ve chvíli, kdy přijde řídicí

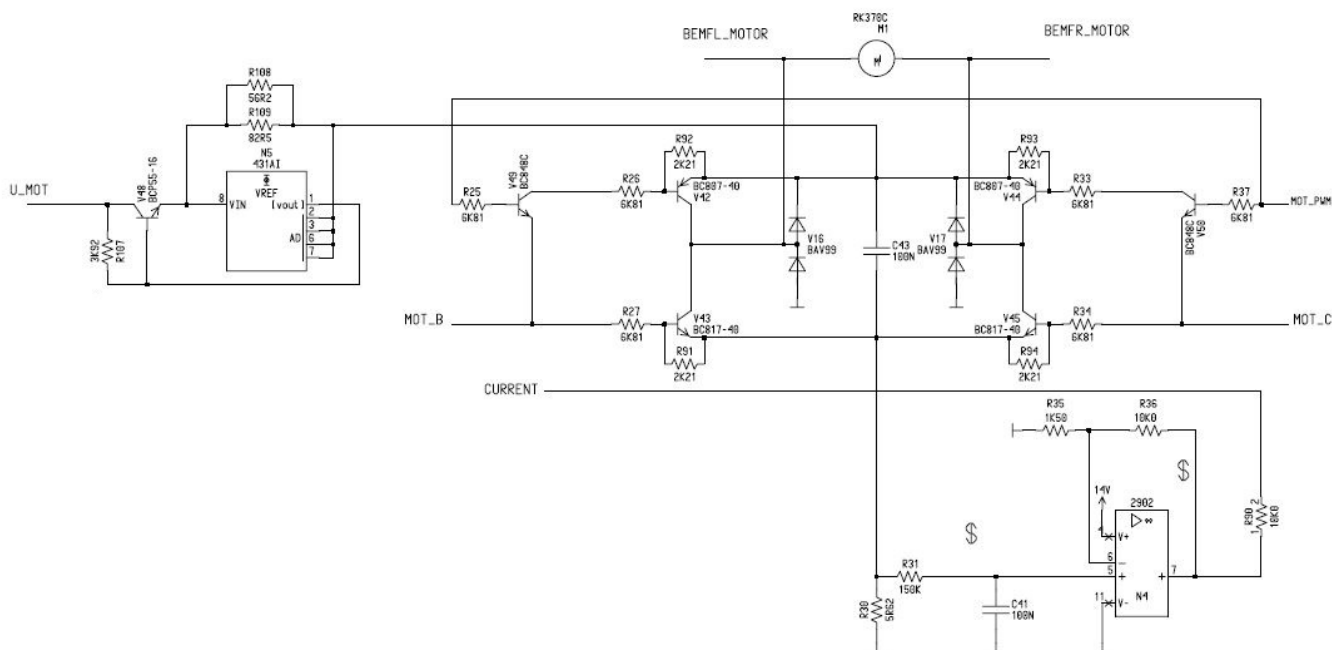
signál ovládající změnu směru otáčení. Aktuátor tak může cyklovat mezi dvěma mechanickými dorazy podle požadovaného směru nebo je v určité poloze odpojen od napájení. Proporcionální řízení funguje velmi podobně. Podle uživatelského nastavení požadované polohy se určí žádaná hodnota pro polohovou regulační smyčku. Během průběhu, než se aktuátor natočí na požadovanou polohu se zase kontroluje, aby nebyl překročen maximální povolený krouticí moment motoru. Matematický model motoru se aktualizuje vždy při novém rozběhu aktuátoru. Z důvodů uvedených v kapitole 4.1 není potřeba matematický model aktualizovat přímo za běhu, protože během 90s, což je deklarovaná doba než se aktuátor stihne dostat z jedné krajní polohy do druhé, se nedokáže vinutí motoru znatelně ohřát, aby ovlivnilo správný běh řídicího cyklu.



Obrázek 4.4.1: Vývojový diagram programu pro řízení aktuátoru

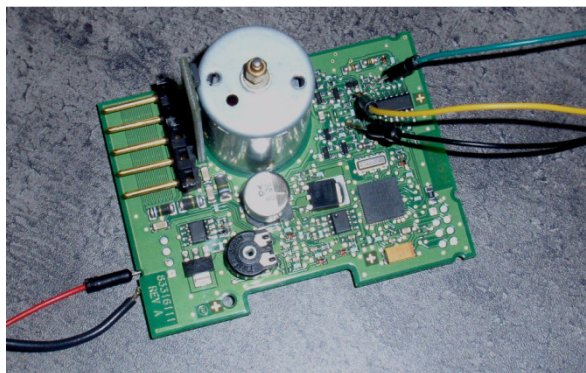
4.4.2 Ovládání stejnosměrného motoru pomocí LabVIEW

Pro možnost reálného vyzkoušení řídicího algoritmu realizovaného v LabVIEW jsem se rozhodl využít část stávající řídicí elektroniky. Na obr. 4.4.2 je elektronické schéma zapojení H-můstku, tedy části, která ovládá stejnosměrný motor.



Obrázek 4.4.2: Část schématu řídicí desky aktuátoru, na kterém je realizován driver stejnosměrného motoru - H-můstek

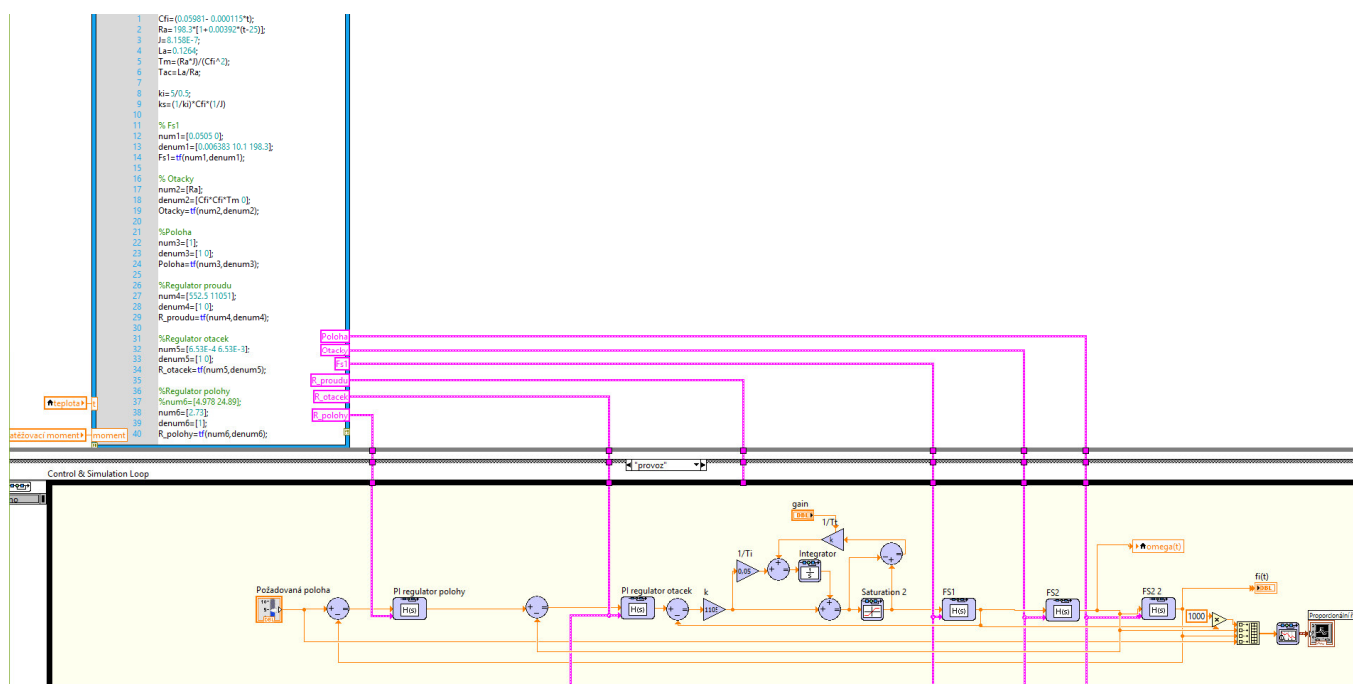
Nejdůležitější signály jsou U_{MOT} , kde je potřeba přivést napájení 24V. Signál MOT_PWM je připojen na pulzní výstup LabVIEW karty a přímo určuje rychlost otáčení motoru, signály MOT_B a MOT_C potom udávají směr otáčení stejnosměrného motoru. Signál $CURRENT$ udává aktuální procházející el. proud motorem. Na obr. 4.4.3 je vyfocena řídicí deska s připájenými drátky uvedených signálů.



Obrázek 4.4.3: Upravená řídicí elektronika aktuátoru, pro možnost řízení pomocí prostředí LabVIEW

4.4.3 Implementace v prostředí LabVIEW

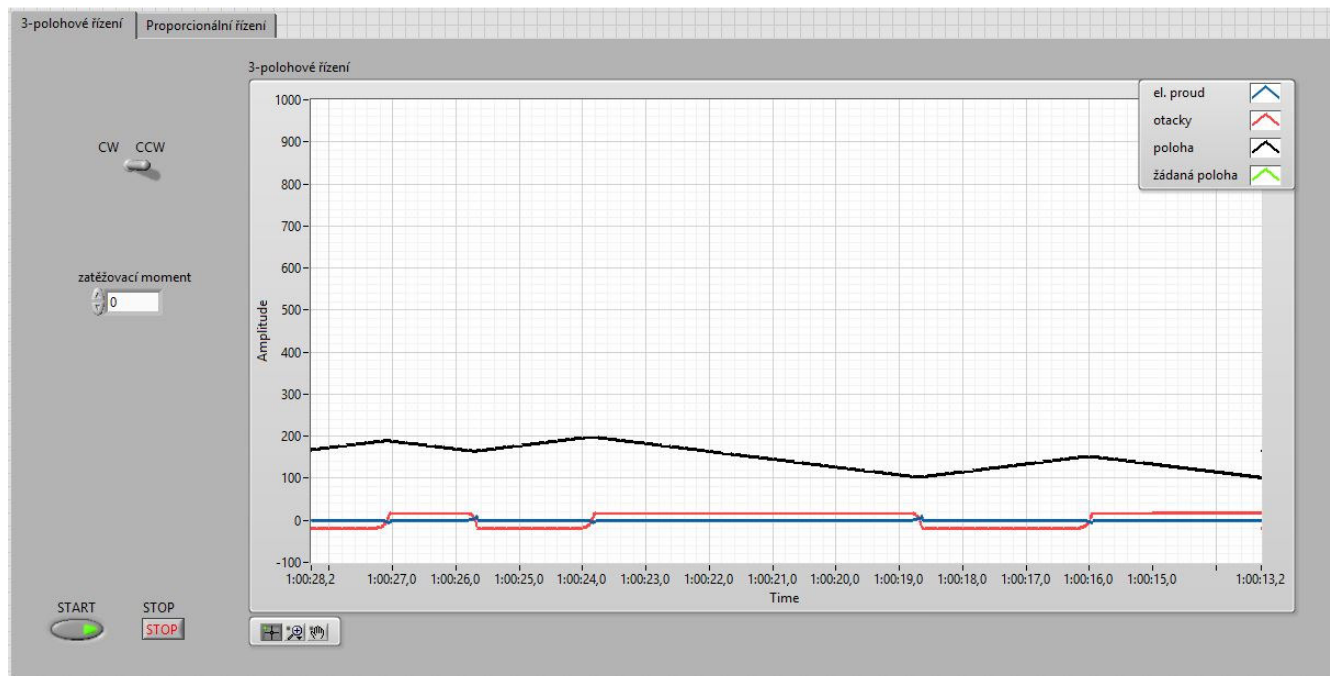
Pro realizaci této práce jsem použil nastavbu LabVIEW pro zápis matematických rovnic MathScript a pro simulace řídicích a regulačních obvodů Control Design & Simulation. Algoritmus řídicího programu se skládá z několika částí. Na obr. 4.4.4 jsem zobrazil část zdrojového kódu programu. Do MathScript části vstupuje jako proměnná teplota, která byla v prvotní části zjištěna podle metody popsané v kapitole 4.1. Podle této proměnné se dynamicky mění rovnice, ze kterých se následně sestaví matematický model motoru. Poté jsou sestaveny jednotlivé operátorové přenosy regulátorů a soustav, které z MathScript vystupují jako výstupní proměnné. Jednotlivé operátorové přenosy potom vstupují do kaskádní regulační smyčky sestavené podle kapitoly 4.2. Hodnota výstupu otáčkové smyčky je přenášena pomocí lokální proměnné do vyhodnocující části, která ovládá PWM a podle znaménka řídí směry otáčení stejnosměrného motoru. Ze zjištěného procházejícího el. proudu se určuje zatěžovací moment motoru a ten následně vstupuje jako chyba do regulační smyčky.



Obrázek 4.4.4: Výšek programu realizace regulační smyčky

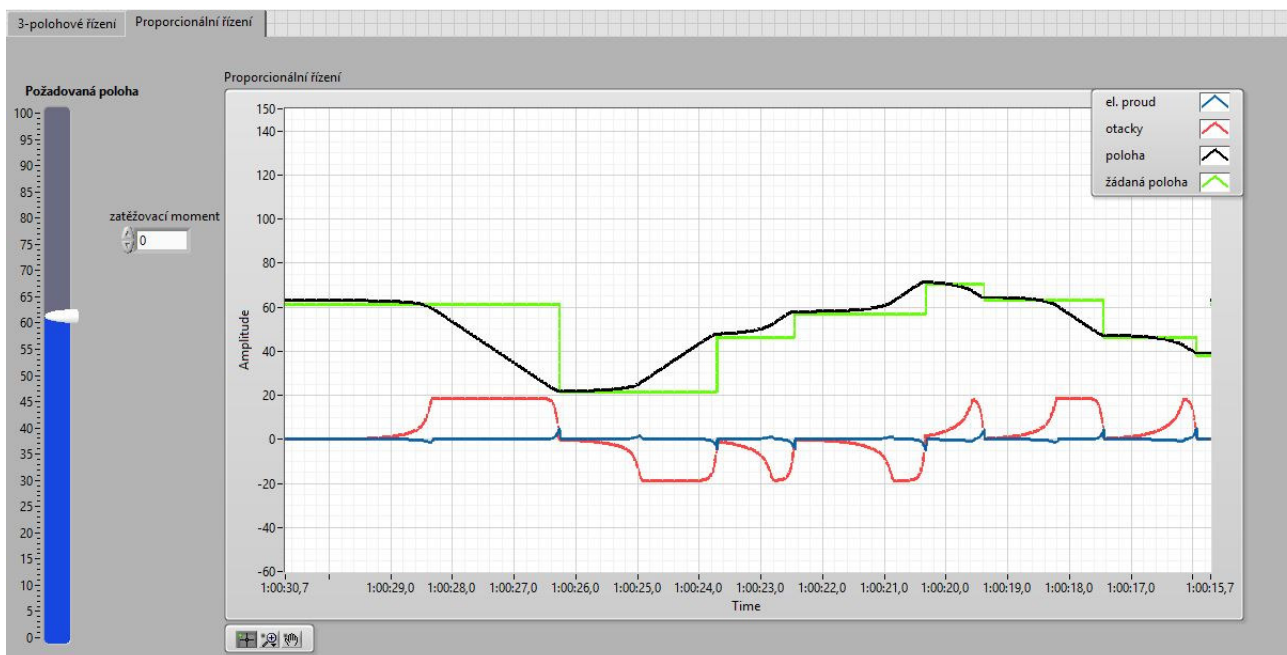
V programu LabVIEW jsem vytvořil prostředí pro simulaci a ovládání aktuátoru. Skládá se ze dvou záložek, kdy si uživatel může vybrat ze dvou základních typů ovládání. Jedná se o 3 - pozici viz obr. 4.4.5 a proporcionální řízení obr 4.4.6. Při 3 - polohovém řízení může uživatel pouze řídit směry otáčení aktuátoru přepínačem CW/CCW. Na obr. 4.3.5 jsou v grafu vykresleny průběhy veličin. Modře je vykreslen průběh, el. proudu, který jak je vidět podle předpokladů při nezatíženém aktuátoru

má špičkové hodnoty ve chvíli, kdy se mění směr otáčení, jinak je po ustálení přechodného jevu nulový. Červeně je vykreslen průběh otáček motoru a černě je potom zobrazena aktuální poloha stejnosměrného motoru.



Obrázek 4.4.5: Ukázka simulace z prostředí Labview - 3-polohové řízení

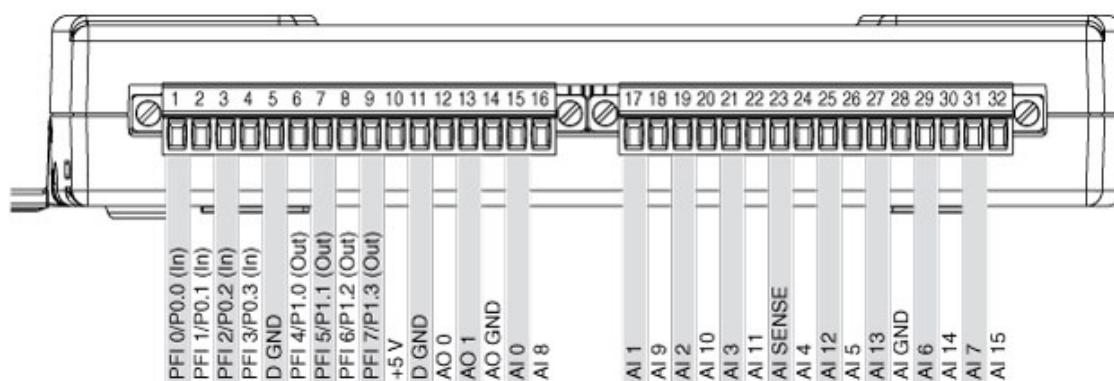
Na obr. 4.3.6 jsem vykreslil průběh programu pro proporcionální typ řízení. Posuvný slider slouží k nastavení požadované polohy motoru. Tato žádaná hodnota polohy se do grafu vykresluje zeleně. Analogicky, jako v 3 - pozičním ovládání, je zde procházející el. proud vykreslen modře, rychlost otáčení červeně a aktuální poloha motoru černě. Z průběhu grafu je vidět, že navržené regulátory jsou navrženy v pořádku a poloha se reguluje na nulovou ustálenou odchylku.



Obrázek 4.4.6: Ukázka simulace z prostředí LabVIEW - proporcionální řízení

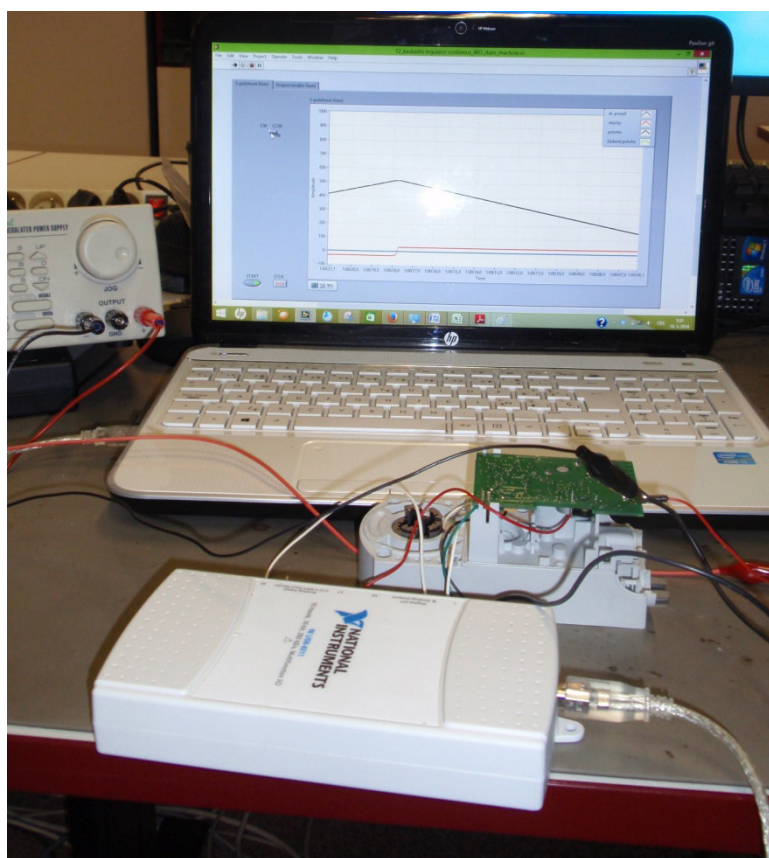
4.5 Ověření algoritmu řízení na reálném aktuátoru

Pro ověření funkčnosti navržené regulace jsem použil měřicí kartu National Instruments NI USB 6211. Na obr. 4.5.1 jsem zobrazil rozložení vstupů a výstupů této měřicí karty. Pro generování PWM jsem použil výstup PFI4/P1.0 nastavený jako pulzní výstup, jedná se o signál MOT_PWM na řídicí desce aktuátoru. Zapojení je podrobně popsáno v podkapitole 4.4.2. Piny PFI5/P1.1 a PFI6/P1.2 jsem nastavil jako výstupní digitální výstup a použil jsem je pro řízení směru otáčení. Jedná se o signály MOT_B a MOT_C na řídicí desce aktuátoru. Signál CURRENT vstupuje jako analogový vstup AI1 a udává pomocí el. napětí hodnotu procházejícího el. proudu motorem.



Obrázek 4.5.1: Rozložení vstupů a výstupů měřicí karty NI USB-6211

Na reálném aktuátoru jsem ověřil funkčnost kaskádně navržené regulace. Na obr. 4.5.2 je fotografie celého zapojení. Bohužel z časových důvodů jsem nestihl provést měření, která by vypovídala, jak přesně mnou navržená regulace funguje. Zda se regulační vlastnosti liší v různých teplotách a jak se budou lišit průběhy při použitých různě opotřebovaných motorů. Tyto testy budou dalším předmětem vývoje bezsenzorového řízení aktuátorů. Vzhledem k tomu, že dnes již je prototypově odzkoušeno bezsenzorové řízení pomocí vyhodnocování komutačních zákmitů, které jsem popsal v podkapitole 3.4.3.1, tak navrhuji, aby se spojily tyto dvě metody dohromady. Využitím regulačního schématu a popisu z podkapitoly 3.4.3.2 by mohlo být dosaženo nejpřesnějších výsledků v oblasti bezsenzorového řízení aktuátorů.



Obrázek 4.5.2: Vzájemné propojení měřicí karty NI USB-6211, PC a řídicí desky aktuátoru N10010

5 ZÁVĚR

V této diplomové práci jsem zpracoval problematiku bezsenzorového řízení stejnosměrného kartáčového motoru s permanentními magnety. Konkrétně jsem tuto práci zaměřil na použití DC motoru (MabuchiMotor RK-370CA) v aktuátorech typu N05010 firmy Honeywell. Práce se skládá ze tří hlavních částí. První část se zabývá důležitou teorií, která je potřebná pro detailní pochopení problematiky této závěrečné práce. V druhé části jsem sestavil teplotně závislý matematický model reálného DC motoru RK-370CA. V poslední části jsem tento model sestavil v prostředí LabVIEW a navrhl kaskádní servoregulaci. Vytvořil jsem uživatelské prostředí pro simulaci a reálné odzkoušení regulace na aktuátoru.

V teoretické části jsem se zaměřil na aktuátory firmy Honeywell, na jejich dva základní typy řízení a na jejich použití v praxi. Významnou část jsem věnoval vypracování literární rešerše zaměřenou na stejnosměrný kartáčový motor. Nejprve jsem popsal všechny typy těchto motorů a jejich principiální činnosti, hlavně DC motoru s permanentními magnety, který je předmětem této práce. Dále jsem se zabýval fyzikálními vlastnostmi a možnostmi matematického popisu motoru. Teoreticky jsem odvodil popis motoru jako dynamické soustavy, vyjádřené operátorovým přenosem. V závěru teoretické části jsem se věnoval bezsenzorovému řízení stejnosměrného kartáčového motoru. Popisuji zde dvě základní metody takového řízení. Pomocí detekce komutačních pulzů a řízení motoru na základě jeho matematického modelu.

Za pomoci informací vypracované v teoretické části jsem sestavil matematický model motoru RK-370CA. Pomocí změřených fyzikálních vlastností motoru jsem byl schopen odvodit jeho operátorový přenos. Pro kontrolu správnosti odvození přenosu motoru, jsem použil identifikaci pomocí odezvy na jednotkový skok. Kdy jsem porovnal odezvu vypočteného matematického modelu s reálným měřením, které jsem provedl pomocí inkrementálního snímače otáček. Potvrdilo se, že oba přenosy jsou v podstatě identické.

Dále jsem se zabýval možnostmi měření teploty motoru. Navrhl jsem v praxi využitelnou metodu jak teplotu správně určit. Vždy před rozběhem aktuátoru se nastaví malé napětí na motoru, které jej neroztočí a z procházejícího proudu se zjistí el. odpor vinutí motoru. Z této hodnoty se pomocí fyzikální závislosti el. odporu na teplotě určí teplota vinutí motoru. Z následujících měření jsem zjistil, že při běžných podmínkách a při normálním použití aktuátorů v praxi nedojde k zásadnímu oteplení vinutí motoru během samotného pohybu aktuátoru. Proto se teplota měří a aktualizuje matematický model motoru pouze před rozběhem aktuátoru.

V další části této práce jsem sestavil matematický model motoru RK-370CA v prostředí LabVIEW a metodou frekvenčních charakteristik jsem navrhl PI regulátory pro kaskádní regulaci motoru. Sestavil jsem prostředí pro simulaci 3 - pozičního a proporcionálního řízení motoru. Z naměřených průběhů je vidět, že regulace otáček i polohy funguje správně.

Poslední částí diplomové práce mělo být měření a vyhodnocení kvality regulace závislé na teplotě okolí a napájecím napětí. Z časových důvodů se mi podařilo pouze ověřit funkčnost 3 - pozičního řízení aktuátoru, kde aktuátor jede požadovanou rychlostí na mechanický doraz, kde se zastaví. Proporcionální řízení na první pohled fungovalo (řízení na určitou polohu, kde se aktuátor zastavil), ale nestihl jsem provést měření, které by vyhodnotilo, přesnost této metody.

I přes absenci detailního testování, bych metodu vyhodnotil jako funkční a pro nejlepší dosažené výsledky dalšího vývoje bezsenzorového řízení aktuátorů bych doporučil kombinaci dvou typů řízení. Jedná se o metodu odečítání komutačních pulzů tj. zpracování signálu procházejícího el. proudem motorem. Při přechodu sběracích kartáčů stejnosměrného motoru přes lamely komutátoru dochází k zákmitům signálu el. proudu a z této informace se dá určit rychlost otáčení motoru. Nevýhodou této metody je náchylnost na různé typy rušení. Proto by bylo vhodné kombinovat tuto metodu s řízením aktuátoru pomocí matematického modelu. Takto kombinovanou metodu jsem z regulačního hlediska rozepsal v teoretické části. Určitě by se tak dosáhlo vyšší kvality regulace, než kdyby byly metody použity pouze samostatně.

Literatura

- [1] Products.ecc.emea.honeywell.com [online katalogový list]. 2008 [cit. 13. 1. 2014]. N05010/N10010 – Klapkové pohony bez vratné pružiny pro modulační a 3/2 polohovou regulaci. Dostupné z URL: <<http://products.ecc.emea.honeywell.com/cz/pdf/n0510010cz01r0408.pdf>>.
- [2] SKALICKÝ, J. *Elektrické servopohony*. 2. vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2001. 86 s. ISBN 80-214-1978-4.
- [3] RADA, V. *Stejnoseměrné pohony*. [online]. 2011 [cit. 19. 5. 2014]. Dostupné z URL: <<http://www.fce.vutbr.cz/tst/rada.v/ELTECH/EL-MOTT-SS.DOC>>
- [4] Hyperphysics: *DC Motor Operation*. [online]. c2011 [cit. 13. 1. 2014]. Dostupné z URL: <<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/motdc.html>>.
- [5] BENEŠ, Pavel, et al. *Automatizace a automatizační technika III: Prostředky automatizační techniky*. Brno: CP Books, 2005. 280 s. ISBN 80-251-0795-7.
- [6] Alex Brown's Robotics Page: *Using Encoders*. [online]. 2001 [cit. 13. 1. 2014]. Dostupné z URL: <http://abrobotics.tripod.com/Ebot/using_encoder.htm>.
- [7] Jonatan: *Princip optických enkodérů polohy pro řízení motorů*. [online]. [cit. 13. 1. 2014]. Dostupné z URL: <http://jonatan.spse.pilsedu.cz/~mazanec/opticke_ekodery.htm>.
- [8] VOJÁČEK, Antonín. Automatizace.hw.cz: *Integrované AMR senzory magnetického pole*. [online]. 12. 5. 2011 [cit. 13. 1. 2014]. Dostupné z URL: <<http://automatizace.hw.cz/integrované-amr-senzory-magnetickeho-pole>>.
- [9] VOJÁČEK, Antonín. Automatizace.hw.cz: *Magnetické senzory s Hallovým efektem – 2. použití*. [online]. 9. 12. 2007 [cit. 13. 1. 2014]. Dostupné z URL: <<http://automatizace.hw.cz/magneticke-senzory-s-hallovym-efektem-2-pouziti>>.
- [10] BUBSER, Holger. *Untersuchung von Auswertungsmethoden für die Positionsbestimmung in Ventiltrieben mit einem Gleichstrommotor*. Heilbronn, 2000. 124 s. Diplomarbeit. Fachhochschule Heilbronn
- [11] VAVŘÍN, P. - JURA, P.: *Systémy, procesy a signály II*. Skriptum VUT. PC-DIR, Brno, 1996.

- [12] PIVONKA, P. *Číslicová řídicí technika*. 1. vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2003. 151 s.

Seznam příloh

Příloha 1:

- Katalogové parametry a charakteristiky motoru RK-370CA
- Použité měřicí přístroje
- Specifikace měřicí karty NI USB-6211

Příloha 2 - CD:

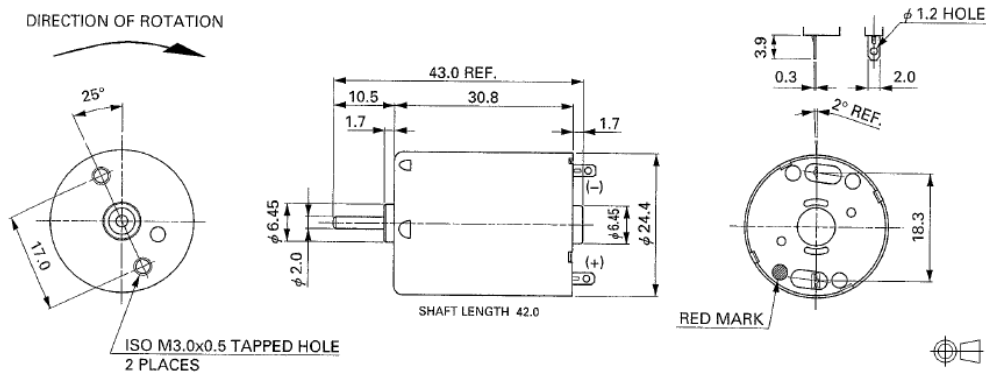
- Program pro řízení aktuátoru v LabVIEW
- eElektronická verze diplomové práce

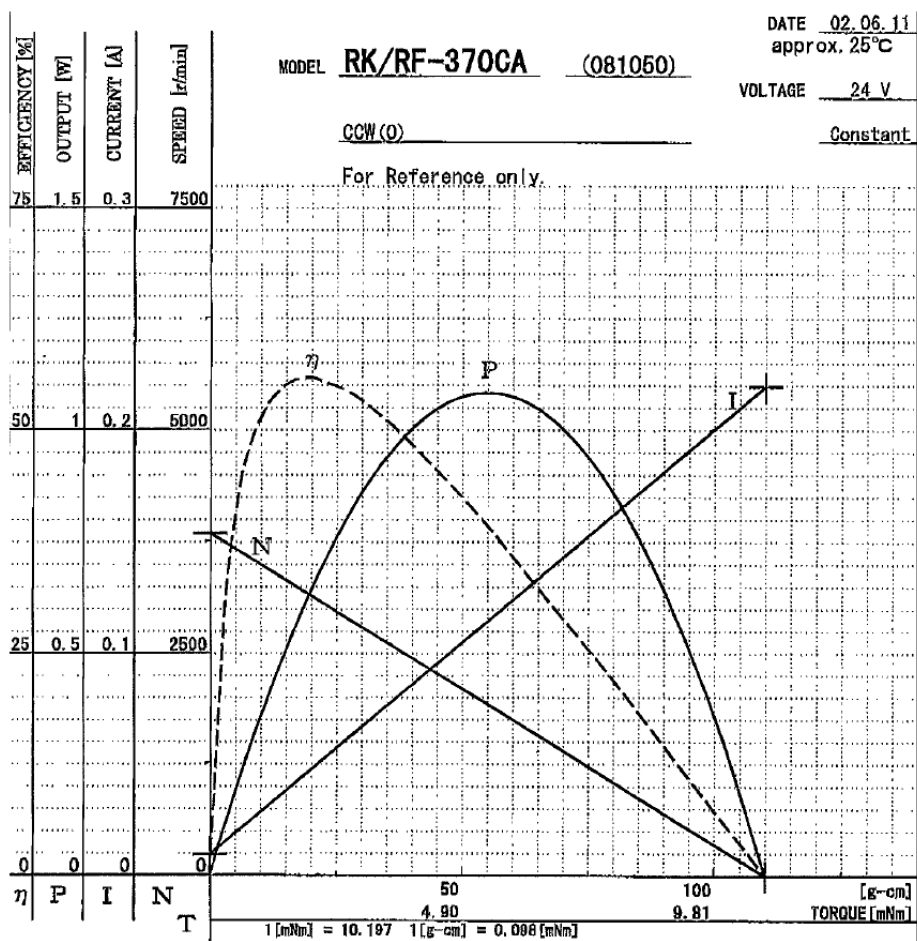
Příloha 1

Katalogové parametry a charakteristiky motoru

TECHNICAL DATA

Description:	Mabuchi DC-Motor
Type designation:	RK-370C-081050 (Note: catalogue part)
Rated voltage:	24V=
Operating voltage range:	20 – 27V=
Polarity:	Plus pole marked with red dot
Direction of rotation:	ccw
Coil resistance:	110Ω
Starting voltage (no load):	9V= (max.)
Rated load current:	110mA
Rated load:	40gcm (3.92mNm)
Stall torque:	80gcm (7.85mNm)
No load speed:	3850±500rpm
Rated load speed:	2350±350rpm
Operating temp. range:	0°C ... +50°C (no dew condensation, no freezing atmosphere)
Maximum axial load:	20kg (Axial only! Load must be supported at end plate!)
Radial force:	<300g (measured at bearing of protruded shaft side)
Life expectancy:	360000 cycles (min.) at rated voltage, rated load
Overall length motor housing:	34.2mm (typ. 30.8mm @ Ø24.4mm)
Diameter motor housing:	Ø24.4mm
Usable axle-drive shaft length:	8.8±0.5mm
Axle-drive shaft diameter:	Ø2.0±0.004mm
Mounting:	2 M3 tapped holes, hole distance 17mm, usable srew length max. 2mm from motor mounting surface
Weight:	approx. 50g
Explanation of lot no.:	xxxxymdd (y: year; m: month; d: date)





Použité měřicí přístroje

Multimetr FLUKE 179



Teplotní komora WEISS WT340



Nastavitelný stejnosměrný napájecí zdroj Manson SDP2405



Specifikace měřicí karty NI USB-6211

16-Bit, 250 kS/s M Series Multifunction DAQ, Bus-Powered

- 16 analog inputs (16-bit, 250 kS/s)
- 2 analog outputs (16-bit, 250 kS/s); 4 digital inputs; 4 digital outputs; 2 32-bit counters
- Bus-powered USB for high mobility; built-in signal connectivity
- NI signal streaming for sustained high-speed data streams over USB; OEM version available
- Compatible with LabVIEW, LabWindows™/CVI, and Measurement Studio for Visual Studio .NET
- NI-DAQmx driver software and NI LabVIEW SignalExpress LE interactive data-logging software



Specifications Summary

General	
Product Name	USB-6211
Product Family	Multifunction Data Acquisition
Form Factor	USB
Part Number	780104-01 , 779676-01
Operating System/Target	Linux , Mac OS , Windows
DAQ Product Family	M Series
Measurement Type	Voltage
Isolation Type	None
RoHS Compliant	Yes
USB Power	Bus-Powered
Analog Input	
Channels	16 , 8
Single-Ended Channels	16
Differential Channels	8
Resolution	16 bits
Sample Rate	250 kS/s
Max Voltage	10 V
Maximum Voltage Range	-10 V , 10 V

Maximum Voltage Range Accuracy	2.69 mV
Maximum Voltage Range Sensitivity	91.6 μ V
Minimum Voltage Range	-200 mV , 200 mV
Minimum Voltage Range Accuracy	0.088 mV
Minimum Voltage Range Sensitivity	4.8 μ V
Number of Ranges	4
Simultaneous Sampling	No
On-Board Memory	4095 samples
Analog Output	
Channels	2
Resolution	16 bits
Max Voltage	10 V
Maximum Voltage Range	-10 V , 10 V
Maximum Voltage Range Accuracy	3.512 mV
Minimum Voltage Range	-10 V , 10 V
Minimum Voltage Range Accuracy	3.512 mV
Update Rate	250 kS/s
Current Drive Single	2 mA
Current Drive All	4 mA
Digital I/O	
Bidirectional Channels	0
Input-Only Channels	4
Output-Only Channels	4
Timing	Software
Logic Levels	TTL
Input Current Flow	Sinking , Sourcing
Output Current Flow	Sinking , Sourcing
Programmable Input Filters	No
Supports Programmable Power-Up States?	Yes
Current Drive Single	16 mA
Current Drive All	50 mA

Watchdog Timer	No
Supports Handshaking I/O?	No
Supports Pattern I/O?	No
Maximum Input Range	0 V , 5.25 V
Maximum Output Range	0 V , 3.8 V
Counter/Timers	
Counters	2
Buffered Operations	Yes
Debouncing/Glitch Removal	Yes
GPS Synchronization	No
Maximum Range	0 V , 5.25 V
Max Source Frequency	80 MHz
Pulse Generation	Yes
Resolution	32 bits
Timebase Stability	50 ppm
Logic Levels	TTL
Physical Specifications	
Length	16.9 cm
Width	9.4 cm
Height	3.1 cm
I/O Connector	Screw terminals
Timing/Triggering/Synchronization	
Triggering	Digital

.