

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘÍCÍ TECHNIKY



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

REGULÁTOR POHONU OPONY

CURTAIN DRIVE CONTROL

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN VEČERNÍK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. PAVEL VÁCLAVEK, Ph.D.

BRNO 2008

ABSTRAKT

Tématem této diplomové práce je regulace pohonu divadelní opony. Pohon tvořený stejnosměrným motorem je v této práci matematicky popsán a podle matematického popisu je sestaveno regulační schéma s rozvětveným regulačním obvodem navrženým v prostředí MATLAB Simulink. Kromě teoretického popisu systému, práce obsahuje i praktickou část, která obsahuje výběr řídicího mikrokontroléru a snímačů proudu a otáček, výrobu procesorové desky. Dále je zde popsán tyristorový měnič napětí, a to od návrhu až po finální vyhotovení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Regulace, pohon, stejnosměrný motor s cizím buzením, opona, polohové řízení

ABSTRACT

The theme of this thesis is the curtain drive control. The drive is consisted of dc engine with a foreign excitation. In this work is make a mathematical description and by of this description was compiled a simulation regulatory schneme with regulator of curret, speed and location. These regulators were designed in program MATLAB Simulnik. In addition to the theoretical description, the work also contains a practical part that includes the choice of microcontroller and sensors of current and speed, production of controller board. In the end of this work is describe a voltage converter from design to finaly making.

KEYWORDS:

Control, drive, DC motor with separate excitation, curtain, position control.

Bibliografická citace

VEČERNÍK, J. *Regulátor pohonu opony*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 73 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

P r o h l á š e n í

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma "Regulátor pohonu opony" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.“

V Brně dne :

Podpis:

P o d ě k o v á n í

Děkuji tímto panu doc. Ing. Pavlu Václavkovi, Ph.D. za cenné připomínky a rady při vypracování diplomové práce.

V Brně dne :

Podpis:

OBSAH

1. ÚVOD	10
2. POŽADAVKY NA SYSTÉM.....	11
2.1 Rozbor zadání	12
3. PROTOKOL DMX 512	14
3.1 Historie vzniku protokolu DMX 512	14
3.2 Technická specifikace protokolu DMX 512	14
3.3 Datový formát protokolu DMX 512	15
4. STEJNOSMĚRNÝ MOTOR S CIZÍM BUZENÍM.....	18
4.1 Vlastnosti stejnosměrného motoru.....	18
4.2 Řízení napětím kotvy	18
4.3 Dynamické vlastnosti motoru	20
5. MATEMATICKÝ POPIS	22
5.1 Matematický model stejnosměrného motoru.....	22
5.2 Matematický model tyristorového měniče.....	26
6. KASKÁDNÍ REGULACE.....	30
6.1 Odhad parametrů motoru	30
6.2 Kaskádní regulace	32
6.2.1 Regulátor proudu	36
6.2.2 Regulátor otáček	37
6.2.3 Regulátor polohy	39
6.3 Výsledky simulace v programu MATLAB.....	41
7. HARDWAROVÉ KOMPONENTY	43
7.1 Procesorová deska.....	43
7.1.1 Procesor MC56F8346.....	47
7.1.2 Vlastnosti procesoru MC56F8346.....	47
7.2 Snímač proudu	50
7.3 Snímač otáček	52
8. NAVRŽENÝ MĚNIČ NAPĚTÍ	55
8.1 Tyristorový usměrňovač	55
8.2 Vlastnosti navrženého měniče	55

8.3 Výpočet měniče	57
8.4 Deska usměrňovače	64
9. CODE WARRIOR	65
9.1 Vývojové prostředí.....	65
10. ZÁVĚR	66
11. LITERATURA.....	67

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 3.1 – Časování protokolu DMX 512.....	16
Obr. 3.2 – Zapojení sběrnice protokolu DMX 512	17
Obr. 4.1 – Náhradní schéma obvodu kotvy.....	19
Obr. 4.2 – Blokové schéma stejnosměrného motoru	20
Obr. 5.1 – Náhradní schéma stejnosměrného cize buzeného motoru	22
Obr. 5.2 – Blokové schéma stejnosměrného motoru s cizím buzením	23
Obr. 5.3 – Blokové schéma obvodu kotvy	25
Obr. 5.4 – Statická charakteristika stejnosměrného motoru s cizím buzením	26
Obr. 5.5 – Průběh proudového pulsu tyristorového usměrňovače	27
Obr. 5.6 – Linearizovaná řídicí charakteristika tyristoru	28
Obr. 6.1 – Náhradní schéma obvodu kotvy stejnosměrného motoru.....	30
Obr. 6.2 – Rozvětvená kaskádní regulace s překříženými vazbami a) a bez překřížených vazeb b)	35
Obr. 6.3 – Frekvenční charakteristiky soustavy F_{S1} , regulátoru F_{R1} a otevřené proudové smyčky F_{0i}	37
Obr. 6.4 – Frekvenční charakteristiky soustavy F_{S2} , regulátoru F_{R2} a otevřené smyčky otáček F_{0o}	39
Obr. 6.5 – Frekvenční charakteristiky soustavy F_{S3} , regulátoru F_{R3} a otevřené smyčky otáček F_{0p}	41
Obr. 6.6 – Výsledky simulace regulátorů při kaskádním řízení.....	42
Obr. 7.1 – Architektura DPS pro MC56F8346, převzato z Controller board datasheet firmy Freescale semiconductor	44
Obr. 7.2 – Resetování obvod.....	46
Obr. 7.3 – Architektura procesoru MC56F8346, převzato z Final technical Data 56F8346 firmy Freescale.....	50
Obr. 7.4 – Princip funkce čidla proudu firmy LEM.....	51
Obr. 7.5 – Způsob připojování čidla proudu LEM, převzato z web4.LEM.com.....	52
Obr. 7.6 – Průběhy výstupních signálů snímače otáček	54
Obr. 7.7 – Řez inkrementálním rotačním snímačem IRC 313.....	54

Obr. 8.1 – Dvoupulsní můstkové zapojení tyristorového usměrňovače	55
Obr. 8.2 – Blokové schéma řízení antiparalelně spojených usměrňovačů.....	56
Obr. 8.3 – Schéma tyristorového můstku.....	59
Obr. 8.4 – Schéma zapojení generátoru impulsů pro jeden tyristor.....	60
Obr. 8.5 – Průběhy napětí a proudů na impulsním transformátoru.....	61
Obr. 8.6 – Schéma zapojení generátoru impulsů s hodnotami součástí	64

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1 – Parametry stejnosměrného motoru s cizím buzením	11
Tab. 3.1 – Časování protokolu DMX 512.....	16
Tab. 5.1 – dopravní zpoždění pro různá zapojení tyristorových usměrňovačů	27
Tab. 6.1 – štítkové údaje stejnosměrného motoru	31
Tab. 7.1 – vlastnosti inkrementálního čidla otáček IRC 313	53
Tab. 8.1 – parametry tyristoru BTW69-800	58
Tab. 8.2 – parametry tyristoru TYN625	58
Tab. 8.3 – parametry feritového toroidního jádra FT 82-43	61

SEZNAM ZKRATEK

Zkratka/Symbol	Jednotka	Popis
C	-	Strojová konstanta
f	Hz	Frekvence sítě
R _a	Ω	Odpor vinutí kotvy motoru
L _a	H	Indukčnost vinutí kotvy motoru
L _{tl}	H	Indukčnost tlumivky
U _i	V	Indukované napětí
U _{di}	V	Napětí zdroje
φ	Wb	Magnetický tok
ω	rad.s ⁻¹	Úhlová rychlost
τ _a	s	Elektromagnetická časová konstanta
I _a	A	Proud kotvou motoru
M _i	Nm	Vnitřní moment motoru
J	kg.m ²	Moment setrvačnosti hřídele motoru
M _z	Nm	Zatěžovací moment
τ _m	s	Elektromechanická časová konstanta
U _b	V	Napětí buďícího obvodu

I_b	A	Proud budícího vinutí
L_b	H	Indukčnost budícího vinutí
R_b	Ω	Odpor budícího vinutí
τ_u	s	Dopravní zpoždění turist. měniče
T	s	Perioda signálu
q	-	Počet pulsů v jedné periodě síť. Napětí
U_d	V	Výstupní napětí řízeného usměrňovače
U_g	V	Řídící napětí tyristoru
ω_N	rad.s ⁻¹	Nominální úhlová rychlost
M_N	Nm	Nominální moment
$F_0(j\omega)$	-	Přenos otevřené smyčky systému
$F_R(j\omega)$	-	Přenos regulátoru
$F_S(j\omega)$	-	Přenos soustavy
N	-	Počet závitů
R_M	Ω	Odpor měřícího rezistoru
U_{RM}	V	Napětí na měřícím rezistoru
I_d	A	Maximální proud tyristorem
I_S	A	Střední hodnota proudu
I_{ef}	A	Efektivní hodnota proudu
U_{ZM}	V	Maximální závěrné napětí tyristoru
U_{GT}	V	Napětí mezi řídicí elek. a kat. tyristoru
I_{GT}	A	Proud řídicí elektrody tyristoru
U_{d0}	V	Napětí při nulovém úhlu řízení
α	°	Řídící úhel
U_m	V	Maximální napětí
P_{MAX}	W	Maximální příkon
l_e	mm	Střední délka mag. siločáry toroidu
A_e	mm ²	Průřez toroidového jádra
V_e	mm ³	Objem toroidového jádra
A_L	H/z	Magnetická vodivost
s	-	Střída
P_{ZD}	W	Ztrátový výkon Zenerovy diody
U_{ZD}	V	Zenerovo napětí

1. ÚVOD

V posledních letech se stále více do popředí dostávají moderní technologie, především mikrokontroléry, které můžeme najít skoro v každém elektronickém zařízení. Pokrok je nezastavitelný a proto je třeba ho sledovat i ve veřejných kulturních zařízeních, jakým je např. divadlo. Odtud také pochází zadání této diplomové práce, která se zabývá řízením motoru pro pohon opony. Zařízení má obsahovat mikrokontrolér, kterému bude nadřazen klasický počítač. Jestliže jsou přes počítač ovládána světla, tak proč by takto nemohla být ovládána i opona.

Diplomová práce se zabývá rozbořem, návrhem možných řešení a finálním řešením zadaného problému, ve kterém hraje hlavní roli stejnosměrný motor s cizím buzením. Tento motor bude přes převodovku otevírat a zavírat divadelní oponu. Hlavní náplní práce bylo navrhnout hardwarové řešení s využitím mikrokontroléru, který bude pomocí pulsně šířkové modulace (PWM) ovládat měnič napětí. Měnič napětí má regulovat napětí v obvodu kotvy stejnosměrného motoru. Mikrokontrolér má být řízen počítačem po sériové lince pomocí DMX protokolu, který se používá pro řízení výkonových osvětlovacích reflektorů.

Kromě hardwarového řešení byl proveden i matematický popis celého zařízení, tedy motoru, tyristorového měniče a regulátorů v kaskádním zapojení. Jednotlivé regulátory (proudu, otáček, polohy) byly vypočítány metodou frekvenčních charakteristik. K výpočtu byl použit program MATLAB s prostředím Sisotool a po návržení všech regulátorů byla kaskádní regulační smyčka nasimulována v Simulinku.

2. POŽADAVKY NA SYSTÉM

Základní zadání této diplomové práce pochází od Ing. Josefa Hejrál, což je technik divadelního spolku Krakonoš ve Vysokém nad Jizerou. Pro potřeby divadla má být navrženo zařízení schopné řídit pohon pro pohyb divadelní opony. Navržené zařízení má ovládat stejnosměrný cize buzený motor s parametry podle tabulky Tab. 2.1.

Tab. 2.1 – Parametry stejnosměrného motoru s cizím buzením

Výkon motoru	0,1 až 4,3 kW
Napětí na kotvě motoru	22 – 220 V
Maximální proud kotvou	23 A
Rozsah otáček	50 – 2130 ot./min
Napětí pro buzení motoru	220 V
Proud pro buzení motoru	1,5 A
Chlazení motoru	Asynchronní ventilátor 3 x 400 V

Stejnoseměrný motor se má chovat v podstatě jako servomotor, proto musí mít informaci o své poloze a rychlosti. Tohoto lze dosáhnout jedině tak, že navržené zařízení bude obsahovat kaskádní regulační obvod, ve kterém bude docházet k regulaci proudu, otáček a polohy. Regulátory mají být realizovány pomocí mikrokontroléru. Dalším prvkem systému má být měnič napětí pro změnu napětí kotvy stejnosměrného motoru s cizím buzením. Měnič bude ovládán pulsně šířkově modulovaným signálem (PWM). Komunikace nadřazeného výpočetního systému s mikrokontrolérem má být realizována po sériové lince pomocí protokolu DMX 512, kde se bude sledovat stav systému a kde se budou nastavovat inicializační konstanty.

Regulátor má sledovat zadanou hodnotu otevření opony podle jednoho bytu DMX protokolu v rozsahu 0 až 255, což odpovídá stavu zavřeno až úplně otevřeno. Rychlost motoru je nastavována druhým bytem výše zmiňovaného protokolu v rozsahu opět 0 až 255, což odpovídá nulové až maximální rychlosti motoru.

Dalším požadavkem zadavatele na regulátor je, aby se motor plynule rozjížděl a brzdil např. po S-vlně. Při spuštění stejnosměrného motoru musí dojít k sepnutí přídavného ventilátoru poháněného třífázovým asynchronním motorem. Po vypnutí napájení stejnosměrného motoru musí být ventilátor ještě určitou dobu v provozu, aby se vinutí stejnosměrného motoru dostatečně ochladilo. Časový interval vypnutí ventilátoru má být zajištěn jako volitelný parametr regulátoru, který bude možné měnit podle potřeby.

2.1 ROZBOR ZADÁNÍ

Z požadavků zadavatele vyplývá několik zásadních vlastností, které bude muset zařízení splňovat. Otáčky motoru budou řízeny velikostí napětí přiváděného na kotvu při konstantním buzení motoru. Vzhledem k tomu, že se jedná o stejnosměrný motor, tak je možné pro změnu napětí kotvy použít buď tranzistorový měnič napětí nebo tyristorový řízený usměrňovač. Výhodou tranzistorového pulsního měniče je, že může pracovat s opakovacím spínacím kmitočtem v řádu jednotek kHz, z čehož vyplývají lepší dynamické vlastnosti měniče a tím i celého pohonu. Stavebními prvky tranzistorových měničů mohou být bipolární, unipolární, MOSFET nebo IGBT tranzistory. Tranzistorové spínače zapojené do dvojic, čtveřic nebo šestic jsou konstrukčně obsaženy v jednom bezpotenciálovém modulu, který je možné namontovat na společný chladič bez potřeby další elektrické izolace.

Nevýhodou tranzistorových měničů je potřeba precizních řídicích obvodů, které zajišťují tzv. „dead-time“ mezi spínáním jednotlivých tranzistorů, aby nedošlo k prohoření tranzistoru. Tranzistorové měniče jsou většinou napájeny z napětí usměrněného diodami, a proto je při reverzaci nutné někde „spálit“ energii obsaženou v motoru, nemohou tedy pracovat jako rekuperační zdroje.

Další nevýhodou oproti tyristorovému měniči je vyšší cena modulů a řídicích obvodů, nehledě na vyzařování elektromagnetického rušivého pole o vysoké frekvenci.

Tyristorové usměrňovače jsou omezeny maximální spínací frekvencí přibližně do 100 Hz (u šestipulsního zapojení), což vyplývá z neúplné říditelnosti tyristoru, který vypne až při přechodu anodového napětí do záporných hodnot.

Výhodou tyristorového usměrňovače je jeho cena a díky tomu bude také použit v uvažovaném zařízení.

Pro řízení měniče má být použit mikrokontrolér, který bude plnit funkci regulátoru proudu, otáček a polohy. Proto se nabízí možnost použít mikrokontrolér navržený pro potřeby řízení pohonů. Takové procesory nabízí firma Freescale semiconductor. Tyto procesory obsahují několik kanálů pulsně-šířkové modulace (PWM), mají rychlé a přesné A/D převodníky a dají se k nim připojit přímo různé snímače.

Pro potřeby regulace je nutné znát hodnotu proudu, který teče motorem, aby nedošlo ke zničení motoru a zároveň je potřeba sledovat otáčky a polohu. Jako snímač proudu lze např. použít Hallovu sondu a jako snímač otáček pak inkrementální snímač otáček.

3. PROTOKOL DMX 512

3.1 HISTORIE VZNIKU PROTOKOLU DMX 512

Protokol DMX 512 byl navržen v roce 1986 institutem USITT pro řízení stmívačů, speciálních efektů a mnoho dalších zařízení pomocí digitálního rozhraní. Měl nahradit do té doby používané analogové řízení, kde jako řídicí veličina sloužila konkrétní hodnota napětí v rozmezí 0 – 10 V na řídicím vodiči.

Tato koncepce však skýtala několik problémů. Pro každý řízený vstup používaného zařízení byl potřeba jeden signálový vodič, což bylo drahé při použití většího množství světelných zařízení. Řídicí signál reprezentovaný napětovým signálem nebyl vždy přesně definován a vlivem výrobních tolerancí mohla různá zařízení chápat příchozí signál různě nebo mohla vydávat odlišné povely. Samotný analogový signál byl mnohem více náchylnější na rušení, neboť jak je napsáno výše používaly se především k řízení stmívačů o příkonu řádově několika kW.

Základem protokolu DMX 512 je jeho elektrická specifikace, která vychází z osvědčeného průmyslového standardu EIA 485 (dříve značeno jako RS-485 nebo RS 485). Vzhledem k tomu, že se tento standard používá v průmyslu jsou technické prostředky snadno dostupné a jejich implementace je levná a lehce přizpůsobitelná náročným podmínkám.

V žádném případě není DMX 512 zcela dokonalý protokol, ale pro potřeby, pro které byl navržen zcela postačuje. ESTA (Entertainment Services and Technology Association) si je nedokonalostí tohoto protokolu vědoma, a proto připravuje nové standardy založené na TCP/IP. Velikou výhodou protokolu DMX 512 je jeho jednoduchost a zároveň spolehlivost.

3.2 TECHNICKÁ SPECIFIKACE PROTOKOLU DMX 512

Protokol DMX 512 je založen na RS 485 a proto lze pro symetrický napětový přenos se schopností pracovat od napájecího napětí +5 V použít obyčejnou kroucenou dvoulínku. Napětový rozsah na sběrnici se pohybuje v rozmezí

-7 V až +12 V. Při použití základních budičů je možné na jeden segment připojit až 32 přijímačů. Pro složitější aplikace existují budiče, na které je možné připojit až 256 přijímačů, přitom počet segmentů není nijak omezen.

Každá linka musí být impedančně přizpůsobena a to odporem (terminátorem) 120 Ω . Koncová zařízení není možné na sběrnici zapojit do „hvězdy“. Minimální zatěžovací impedance vysílače je 60 Ω . Maximální zkratový proud vysílače je 150 mA proti zemi a 250 mA proti +12 V. Maximální délka kabelu bez opakováče je 4000 stop, což je přibližně 1200 m při přenosové rychlosti 400 kbit/s. Budič musí být schopen dodat na sběrnici rozdílové napětí od 1,5 V do 5 V a musí mít ochranu pro případ, že by se více budičů pokoušelo vysílat na sběrnici. Minimální vstupní impedance přijímače by měla být alespoň 12 k Ω a minimální vstupní citlivost přijímače musí být ± 200 mV.

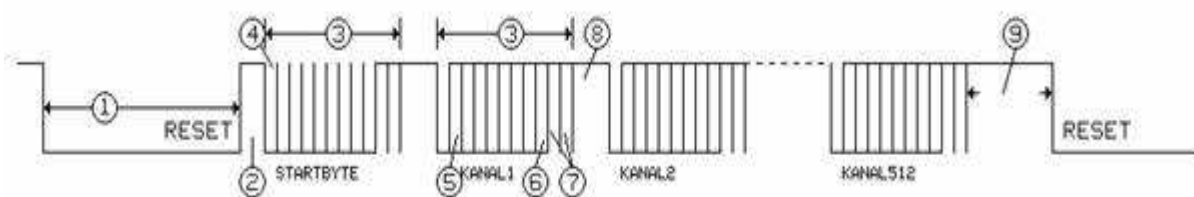
Jako převodníky úrovní TTL na EIA485 se používají běžné obvody firem Texas Instruments (typ SN75176B), Maxim Integrated Products (MAX 485).

3.3 DATOVÝ FORMÁT PROTOKOLU DMX 512

Přenosová rychlost protokolu DMX512 byla stanovena na 250 kbit/s. Data jsou po sběrnici posílána sériově s paketem, který obsahuje maximálně 512 datových bytů. Po sběrnici lze posílat data i bez adresy. Každé zařízení má nastavenou svou vlastní počáteční adresu a od této adresy přečte požadovaný počet bajtů. Počáteční adresa může nabývat hodnotu 0 až 511. Pokud budou mít dvě zařízení stejnou adresu budou na přicházející povely (data) reagovat společně. Takto lze ke sběrnici připojit i více zařízení s tím, že budou pracovat stejně. Časování protokolu DMX 512 je na Obr. 3.1, který byl převzat z internetové stránky Soundlight.cz a příslušné hodnoty časování jsou v tabulce Tab. 3.1.

Přenos je asynchronní a jeho začátek je synchronizován nulovou úrovní „Break“ (Reset), která musí trvat minimálně 88 μ s, za ním následuje synchronizační mezera MAB (Mark After Break) s vysokou úrovní a délkou trvání 8 μ s. Dále následuje první poslaný rámeček start code – ten je v normě EIA485 definovaný jako nulový v případě, že jsou ke sběrnici připojeny pouze stmívací jednotky. Protože se však na sběrnici připojují i jiná zařízení je jeho hodnota ignorována. Dodržení této

normy by znamenalo komplikace s potřebou měnit jeho hodnotu a tím by docházelo ke zvýšení latence (reakční doby). Po start code už přichází 512 datových rámců. Každý rámeček, neboli přenesený byte se skládá z jednoho start bitu, osmi datových bitů bez parity a dvou stop bitů. Mezi jednotlivé rámečky mohou být ještě vloženy mezery MTBF (Mark Time Between Frames) a MTBP (Mark Time Between Packet) v délce trvání maximálně 1s.



Obr. 3.1 – Časování protokolu DMX 512

Tab. 3.1 – Časování protokolu DMX 512

Číslo	Popis	Min. hodnota	Typ. Hodnota	Max. hodnota
1	Break (Reset)	88 μ s	88 μ s	---
2	MAB (synchronizační mezera)	8 μ s	---	1 s
3	Rámeček	43,12 μ s	44 μ s	44,48 μ s
4	Start bit	3,92 μ s	4 μ s	4,08 μ s
5	LSB (první datový bit)	3,92 μ s	4 μ s	4,08 μ s
6	MSB (poslední datový bit)	3,92 μ s	4 μ s	4,08 μ s
7	Stop bit	3,92 μ s	4 μ s	4,08 μ s
8	MTBF (mezera mezi rámečky)	0	0	1 s
9	MTBP (mezera mezi pakety)	0	0	1 s

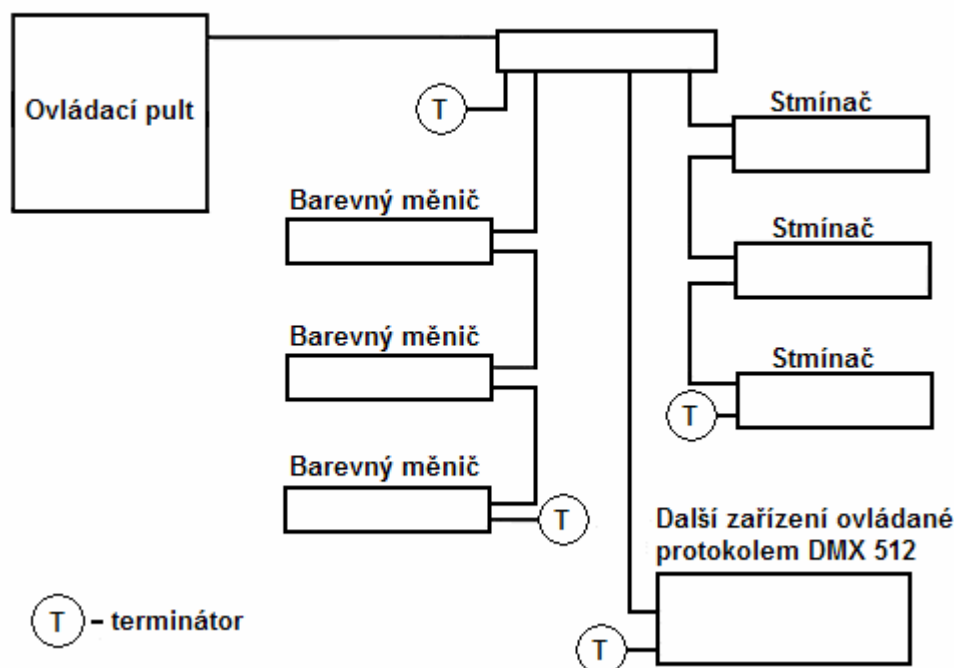
Z přenosové rychlosti 250 kbit/s vyplývají tyto časové údaje:

Doba trvání jednoho bitu je 4 μ s a datového rámce 44 μ s (11 bitů). Celý přenos s celkovým počtem 512 datových bajtů má délku trvání danou následující rovnicí:

$$\text{Break} + \text{MAB} + (1 + 512) * \text{rámec} = 88 + 8 + 513 * 44 = 22668 \mu\text{s}$$

Z toho vyplývá nejvyšší opakovací frekvence přibližně 44,12 Hz při plně využití sběrnice což je pro dané účely tohoto protokolu zcela postačující.

Stavy, které se dále mohou na sběrnici objevit jsou dlouhodobý výskyt vysoké nebo nízké úrovně. Jestliže je tento stav delší než 1 s, pak je vyhodnocen jako ztráta signálu. Reakce na tento stav není nijak nastavena ani omezena a záleží čistě na výrobci jak bude na tento signál reagovat. Většinou zůstane zařízení v pozici, která byla nastavena naposled nebo se resetuje. Samotné moduly jsou zapojeny v topologii sběrnice, kde na straně vysílače a přijímače musí být zakončovací odpor (terminátor). Lze použít také rozbočovačů (splitters) a opakováčů (repeaters). Příklad takového zapojení modulů je uveden na Obr. 3.2



Obr. 3.2 – Zapojení sběrnice protokolu DMX 512

4. STEJNOSMĚRNÝ MOTOR S CIZÍM BUZENÍM

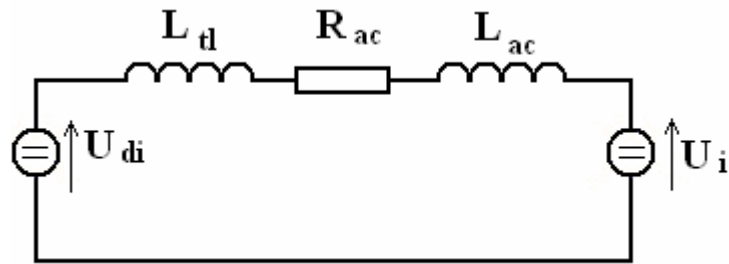
4.1 VLASTNOSTI STEJNOSMĚRNÉHO MOTORU

Stejnosemřné motory s cizím buzením patří historicky k nejstarším elektrickým strojům. Ale jelikož se vyznačují velmi dobrými regulačními vlastnostmi jsou používány i v dnešní době. Řízení rychlosti těchto motorů je velmi jednoduché, provádí se totiž změnou kotevního napětí, případně změnou proudu budícího vinutí. Přitom se mohou otáčky pohybovat v širokém rozmezí, které není vázáno na kmitočet sítě. Smysl otáčení lze měnit pouhou změnou polaritý napětí kotvy nebo budícího proudu. Další výhodou je velký točivý moment, zvláště při nízkých otáčkách.

Nevýhodou těchto motorů je napájení rotoru přes komutátor, což přináší větší nároky na údržbu než např. u asynchronního motoru, protože při pohybu kotvy motoru dochází na komutátoru k jiskření, které způsobuje značné rušení. Toto rušení zhoršuje elektromagnetickou kompatibilitu motoru. Další nevýhodou stejnosměrného cize buzeného motoru jsou větší Jouleovy ztráty v budícím vinutí, které jsou na druhé straně vykompenzovány možností regulace otáček odbuzováním. Poměr výkonu ku hmotnosti je u těchto motorů mnohem větší než např. u asynchronních. I přes všechny tyto nedostatky jsou tyto motory stále používány, i když s nástupem moderních řídicích prvků, především frekvenčních měničů je začínají vytlačovat právě asynchronní motory.

4.2 ŘÍZENÍ NAPĚTÍM KOTVY

Stejnosemřné motory jsou využívány především proto, že jejich otáčky lze snadno měnit změnou napětí přiváděného na kotvu motoru. Při regulaci napětím kotvy se neuvažuje vliv budícího obvodu, protože buzení je v celém rozsahu možných otáček konstantní. Při zanedbání buzení má náhradní schéma motoru tvar, který je vidět na Obr. 4.1. Z něj je patrné se při řízení otáček napětím se uplatní pouze odpor kotvy R_a , indukčnost vinutí rotoru L_a , indukčnost předřadné tlumivky L_{t1} a indukované protinapětí U_i .



Obr. 4.1 – Náhradní schéma obvodu kotvy

Obvod na Obr. 4.1 lze popsat pomocí II. Kirchhoffova zákona v operátorovém tvaru tak, jak ukazuje následující rovnice:

$$U_{di} - C\phi\omega = R_a I_a (1 + p\tau_a) \quad (4.2.1)$$

Touto rovnicí je popsána elektrická část motoru a pro získání přenosu řízení při ovládání otáček napětím je nutné ještě popsat mechanickou část, která vychází z rovnosti momentů motoru, jak je vidět v rovnici 4.2.2:

$$M_i = Jp\omega + M_z \quad (4.2.2)$$

Jestliže za vnitřní moment M_i dosadíme následující tvar

$$M_i = C\phi I_a(p) \quad (4.2.3)$$

a tuto rovnici dosadíme do vztahu 4.2.2 dostaneme:

$$Jp\omega = C\phi I_a(p) - M_z \quad (4.2.4)$$

Dále platí, že elektromechanická časová konstanta τ_m je dána vztahem 4.2.5, který po úpravě můžeme dosadit do rovnice 4.2.4.

$$\tau_m = \frac{J R_a}{(C\phi)^2} \Rightarrow J = \frac{\tau_m (C\phi)^2}{R_a} \quad (4.2.5)$$

Vyjádříme-li si z rovnic 4.2.1 a 4.2.4 úhlovou rychlost ω , pak můžeme napsat vztah pro úhlovou rychlost, která je dána:

$$\omega = \frac{R_a}{(C\phi)^2 p \tau_m} \left[-M_z + \frac{C\phi}{R_a} \frac{1}{1 + p\tau_a} (U_{di} - C\phi\omega) \right] \quad (4.2.6)$$

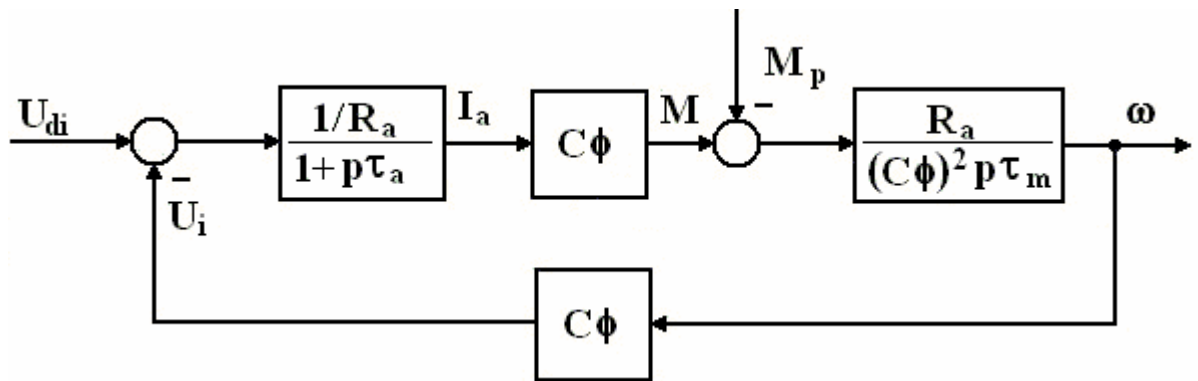
Upravíme-li předchozí vztah do následující podoby, můžeme stanovit přenos řízení, který je dán poměrem úhlové rychlosti ku napětí U_{di}

$$\omega = \frac{\frac{U_{di}}{C\phi} - \frac{R_a M_z}{(C\phi)^2} (\tau_a p + 1)}{\tau_a \tau_m p^2 + \tau_m p + 1} \quad (4.2.7)$$

odtud plyne vztah pro řízení, který je dán rovnicí:

$$F_w = \frac{\omega}{U_{di}} = \frac{1}{C\phi} \frac{1}{\tau_a \tau_m p + \tau_m p + 1} \quad (4.2.8)$$

Z předchozích rovnic je možné sestavit jednoduché blokové schéma, které je ukázáno na Obr. 4.2



Obr. 4.2 – Blokové schéma stejnosměrného motoru

4.3 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI MOTORU

Dynamické chování motoru závisí na vzájemném vztahu elektromechanické a elektromagnetické časové konstanty. Jestliže jsou kořeny charakteristické rovnice v přenosu řízení, který je uveden v kapitole (4.2) jako vztah (4.2.8), komplexní může přechodová charakteristika motoru v odezvě na změny kotevního napětí vykazovat překmitý.

Tato situace může nastat u některých servomotorů, které jsou navrženy na co nejmenší moment setrvačnosti. Ve většině případů jsou však kořeny reálné a přechodová charakteristika bez překmitů. Jmenovatel charakterického polynomu můžeme rozepsat na tvar $(\tau_1 p + 1)(\tau_2 p + 1)$. Ale časové konstanty τ_1, τ_2 nejsou shodné s konstantami τ_m a τ_a . Pokud bude $\tau_m \gg \tau_a$ je možné psát:

$$\tau_a \tau_m p^2 + \tau_m p + 1 \cong \tau_a \tau_m p^2 + (\tau_m + \tau_a) p + 1 = (\tau_m p + 1)(\tau_a p + 1) \quad (4.3.1)$$

Přenos motoru pak můžeme pokládat za přenos 2. řádu s časovými konstantami τ_m a τ_a . Je-li rozdíl obou časových konstant výrazný lze časovou konstantu τ_a zanedbat a motor lze považovat za systém prvního řádu.

Chceme-li získat přenos, který popisuje vliv změny napětí a zatěžovacího momentu na proudy kotvy stačí upravit přenos z rovnice (4.2.1) a (4.2.4).

$$I_a(p) = \frac{1}{R_a} \frac{\tau_m p}{\tau_a \tau_m p + \tau_m p + 1} U_a(p) + \frac{1}{C\phi} \frac{1}{\tau_a \tau_m p + \tau_m p + 1} M_z(p) \quad (4.3.1)$$

Přenos mezi proudem a napětím kotvy motoru má derivační charakter. Během přechodových dějů se projeví derivační charakter odezvy na změnu napětí a špičková hodnota proudu bude výrazně větší než ustálená. V praxi se vždy počítá s tím, že se bude rotor motoru točit na obě strany, při změně směru otáčení motoru však dochází k největším proudovým špičkám, proto musí mít motor i prvky regulačního obvodu ochranu před nadměrnými proudy.

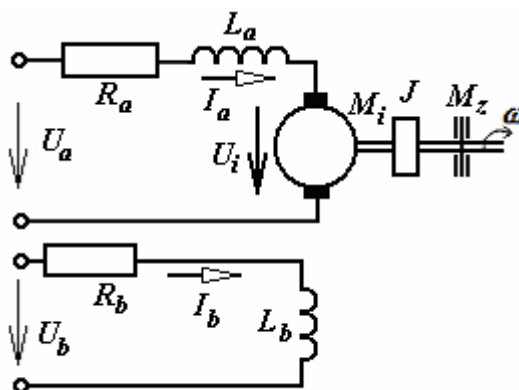
5. MATEMATICKÝ POPIS

5.1 MATEMATICKÝ MODEL STEJNOSMĚRNÉHO MOTORU

Stejnoseměrný motor s cizím buzením lze velmi snadno popsat matematickým modelem. Pod pojmem matematický model si můžeme představit soubor matematických vztahů, které popisují daný motor. U dynamického systému jakým stejnosměrný motor s cizím buzením bez pochyby je, jde o popis diferenciálními rovnicemi. Pokud by měl být motor popsán se všemi svými vazbami, byly by výsledné rovnice velmi složité. Proto se přistupuje k určitému zjednodušení, aniž by došlo ke změně základních vlastností motoru.

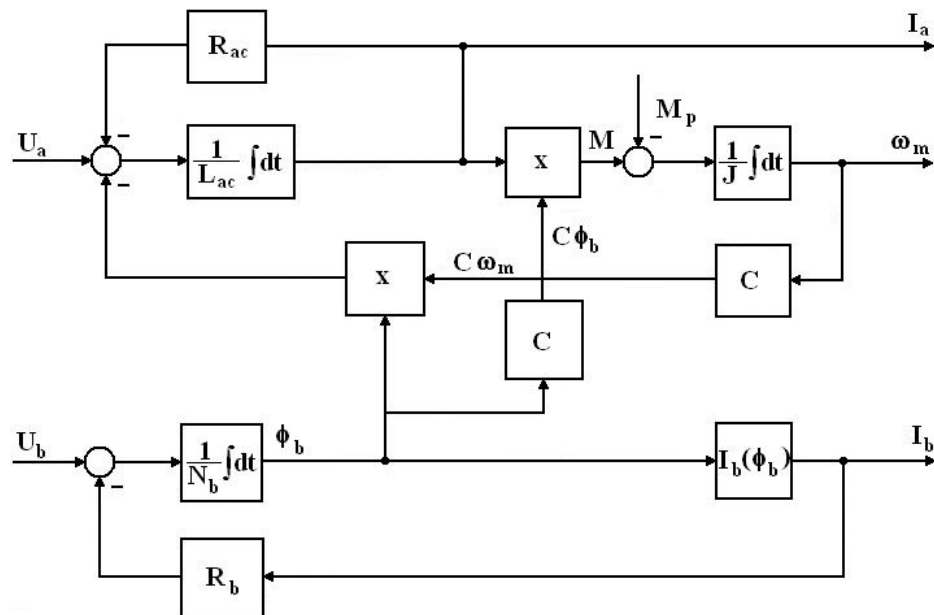
Nejčastěji se zanedbává rozptylový tok budícího vinutí, vliv reakce kotvy, vzájemné transformační působení jednotlivých vinutí, vliv vířivých proudů a úbytek napětí na kartáčích.

Jako základ matematického modelu lze považovat náhradní schéma stejnosměrného motoru s cizím buzením, které je vidět na Obr. 5.1.



Obr. 5.1 – Náhradní schéma stejnosměrného cize buzeného motoru

Tomuto schématu odpovídá blokové schéma, které je na Obr. 5.2. Z tohoto schématu jsou patrné všechny vazby mezi obvodem kotvy a budícím obvodem motoru.



Obr. 5.2 – Blokové schéma stejnosměrného motoru s cizím buzením

Z náhradního schématu je patrné, že stejnosměrný cize buzený motor se skládá z obvodu kotvy a budícího obvodu. Obvod kotvy, jak je vidět na Obr. 5.1 je dán celkovým odporem kotevního obvodu R_a a indukčností vinutí kotvy L_a . Pro obvod kotvy pak platí následující vztah:

$$U_a = R_a \cdot I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + U_i, \quad [\text{V}] \quad (5.1.1)$$

kde U_a – napětí kotvy

U_i – napětí, které se indukuje v kotvě při jejím otáčení v magnetickém poli.

Pro toto napětí platí vztah: (5.1.2)

$$U_i = C \phi \omega \quad \text{nebo} \quad U_i = C f(I_b) \omega, \quad [\text{V}] \quad (5.1.2)$$

Konstanta C v rovnici (5.1.2) je tzv. strojová konstanta, která závisí na konstrukčním uspořádání motoru. Magnetický tok ϕ je závislý na budícím proudu I_b a platí $\phi = f(I_b)$, z tohoto vztahu vyplývá, že se jedná o magnetizační charakteristiku motoru jejíž průběh má nelineární tvar.

V náhradním schématu motoru (viz. Obr. 5.1) jsou patrné dvě vstupní veličiny, a to napětí kotvy motoru U_a a napětí budícího vinutí U_b . Rovnice pro popis budícího obvodu má následující tvar:

$$U_b = R_b \cdot I_b + L_b \frac{dI_b}{dt}, \quad [\text{V}] \quad (5.1.3)$$

kde R_b – celkový odpor vinutí buzení,

L_b – celková indukčnost budícího vinutí

I_b – je proud protékající obvodem buzení.

Vzhledem k nelinearitě magnetizační charakteristiky bude výsledkem nelineární model, případně linearizovaný model použitelný pouze v úzké oblasti kolem pracovního bodu. Nelineární funkci $C_f(I_b)$ lze nahradit konstantou ξ a tím pádem je indukované napětí kotvy přímo úměrné rychlosti otáčení, jak je vidět v rovnici (5.1.4)

$$U_i = \xi \omega, \quad [\text{V}] \quad (5.1.4)$$

Výše popsanými rovnicemi je popsána elektrická část stroje. Zbývá tedy popsat mechanickou část motoru, která vychází ze závislosti momentu vytvářeného kotvou motoru na proudu kotvy. Tato závislost je popsána následujícím vztahem:

$$M_i = J \frac{d\omega}{dt} + M_z, \quad [\text{Nm}] \quad (5.1.5)$$

kde M_z – zatěžovací moment vyvolaný zátěží a pasivními odpory motoru,

J – moment setrvačnosti motoru, který zahrnuje i všechny ostatní momenty setrvačnosti pohybujících se částí přepočítaných na hřídel motoru.

Pokud chceme modelovat stejnosměrný cize buzený motor musíme získat jeho přenos. Ten získáme použitím Laplaceovy transformace tak, že převedeme rovnice pro elektrickou i mechanickou část motoru do operátorového tvaru. Pomocí Laplaceovy transformace je možné převést diferenciální rovnice na algebraické rovnice, které jsou snadno řešitelné. Rovnice obvodu kotvy v operátorovém tvaru má následující tvar.

$$U_a(p) = R_a \cdot I_a(p) + L_a \cdot pI_a(p) + C\phi\omega(p) \quad (5.1.6)$$

Pro moment motoru je možné psát:

$$J \cdot p\omega(p) = C\phi I_a(p) - M_z \quad (5.1.7)$$

Upravíme-li obě rovnice tak, že ze vztahu (5.1.6) vyjádříme proud kotvy I_a a ten dosadíme do rovnice (5.1.7) a provedeme potřebné úpravy dostaneme vztah:

$$\omega(p) = \frac{1}{C\phi} \frac{1}{\frac{L_a R_a J}{R_a (C\phi)^2} p^2 + \frac{R_a J}{(C\phi)^2} p + 1} U_a(p) - \frac{R_a}{(C\phi)^2} \frac{\frac{L_a}{R_a} p + 1}{\frac{L_a R_a J}{R_a (C\phi)^2} p^2 + \frac{R_a J}{(C\phi)^2} p + 1} M_z(p) \quad (5.1.8)$$

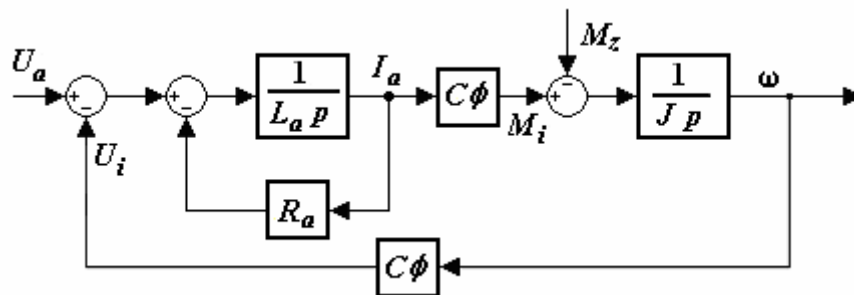
Pokud předchozí rovnici ještě upravíme dostaneme vztah pro otáčky hřídele na výstupu motoru:

$$\omega(p) = \frac{1}{C\phi} \frac{1}{\tau_a \tau_m p^2 + \tau_m p + 1} U_a(p) - \frac{R_a}{(C\phi)^2} \frac{\tau_a p + 1}{\tau_a \tau_m p^2 + \tau_m p + 1} M_z(p), \quad (5.1.9)$$

kde τ_a je elektromagnetická časová konstanta, která je definována jako poměr indukčnosti vinutí kotvy motoru L_a ku odporu vinutí rotoru R_a a τ_m je elektromechanická časová konstanta, která je definována následujícím vztahem

$$\tau_m = \frac{R_a J}{(C\phi)^2}, \quad [\text{s}] \quad (5.1.10)$$

Podle výše uvedených rovnic je možné sestavit blokové schéma, které bude odpovídat obvodu kotvy stejnosměrného motoru s cizím buzením. Schéma je na Obr. 5.3

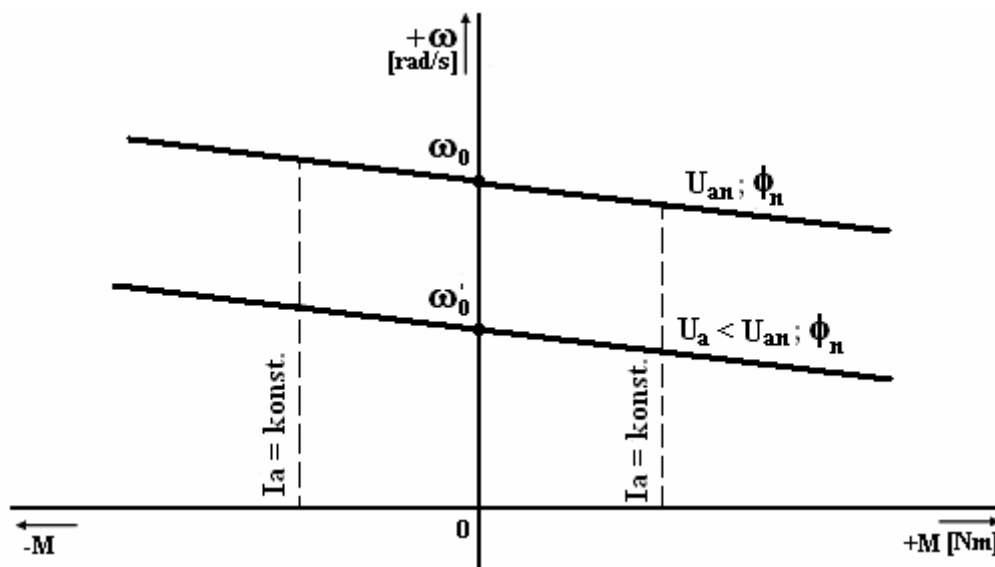


Obr. 5.3 – Blokové schéma obvodu kotvy

Z Obr. 5.3 je patrné, že napětí kotvy motoru U_a je akční veličina a zatěžovací moment M_z se chová jako poruchová veličina. Pomocí věty o konečné hodnotě Laplaceovy transformace získáme z rovnice 5.1.8 statickou charakteristiku motoru, která je dána vztahem:

$$\omega_0 = \frac{1}{C\phi} U_{a0} - \frac{R_a}{(C\phi)^2} M_{z0}, \quad [\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}] \quad (5.1.11)$$

Index 0 v rovnici 5.1.11 značí, že se jedná o ustálený stav. Na Obr. 5.4 je vidět statická charakteristika závislosti otáček rotoru ω na zatěžovacím momentu M_z stejnosměrného cize buzeného motoru.



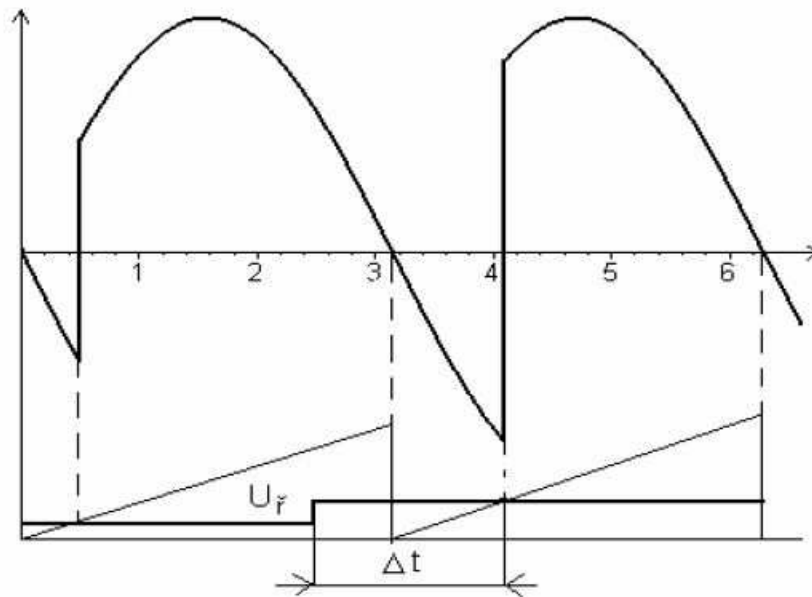
Obr. 5.4 – Statická charakteristika stejnosměrného motoru s cizím buzením

Z Obr. 5.4 je patrné, že ustálená hodnota rychlosti lineárně klesá s rostoucím zatěžovacím momentem motoru. Proto se vlastnosti motoru z hlediska momentové zatížitelnosti zhoršují s narůstajícím odporem v obvodu kotvy.

5.2 MATEMATICKÝ MODEL TYRISTOROVÉHO MĚNIČE

Při sestavování matematického modelu tyristorového usměrňovače je třeba vycházet z určitých zjednodušení, protože jinak se tyristorový usměrňovač chová jako nelineární blok, který se vyznačuje neúplnou říditelností (řídí se jen v okamžicích zapalovacích pulsů), diskrétním řízením (spojitý řídicí signál se převádí na posloupnost zapalovacích pulsů) a různou odezvou podle smyslu řízení.

Dynamiku tyristorového usměrňovače lze charakterizovat dopravním zpožděním, jehož hodnota se může měnit od nuly až do T , kde T je doba jednoho proudového pulsu, jak je vidět na Obr. 5.5.



Obr. 5.5 – Průběh proudového pulsu tyristorového usměrňovače

Dopravní zpoždění $\Delta t \in (0, T)$ lze nahradit jeho střední hodnotou a časová konstanta usměrňovače má pak tvar:

$$\tau_u = \frac{T}{2} = \frac{1}{2qf} \quad [s] \quad (5.2.1)$$

kde q – počet pulsů v jedné periodě síťového napětí
 f – frekvence sítě

Dopravní zpoždění pro různá zapojení tyristorových měničů je v následující tabulce:

Tab. 5.1 – Dopravní zpoždění pro různá zapojení tyristorových usměrňovačů

q	2	3	6
τ_u [ms]	5	3,33	1,67

Přenosová funkce tyristorového usměrňovače je charakterizována malou změnou výstupního napětí ΔU_d při malé změně řídicího napětí ΔU_g :

$$F_u(p) = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_g} = K_u \cdot e^{-p\tau_u} \quad (5.2.2)$$

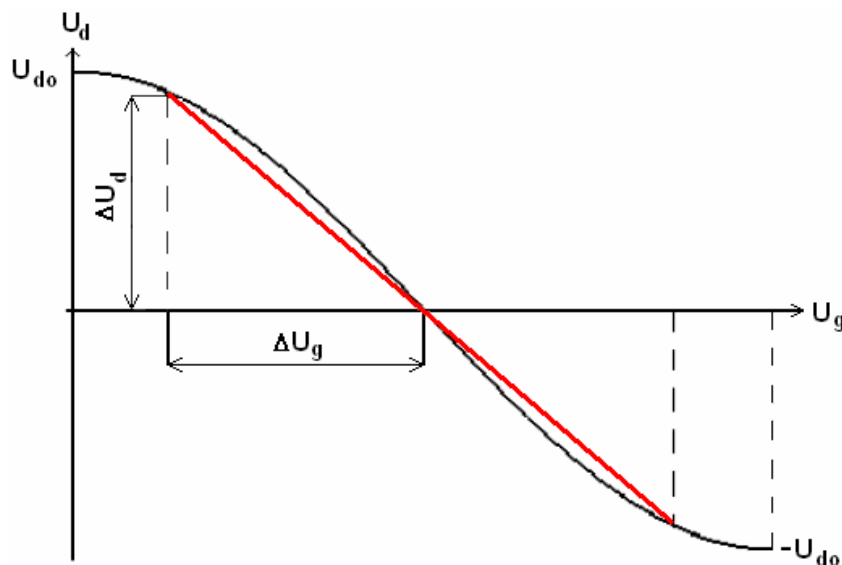
Nahradíme-li exponenciální funkci mocninou řadou:

$$e^{-p\tau_u} = \frac{1}{e^{p\tau_u}} = \frac{1}{1 + p\tau_u + \frac{(p\tau_u)^2}{2!} + \dots} \quad (5.2.3)$$

a pokud z této řady použijeme pouze první dva členy, pak můžeme dopravní zpoždění aproximovat spojitým členem prvního řádu s náhradní časovou konstantou τ_u , proto je možné napsat:

$$e^{-p\tau_u} \cong \frac{1}{1 + p\tau_u} \quad (5.2.4)$$

Budeme-li předpokládat lineární závislost mezi řídicím napětím U_g a zapalovacím úhlem α , pak je zesílení K_u nelineární. Pokud dojde k omezení zapalovacího úhlu α řízení usměrňovače na rozmezí od 20° do 160° , můžeme danou závislost s dostatečnou přesností linearizovat. Linearizovaná řídicí charakteristika je na Obr. 5.6.



Obr. 5.6 – Linearizovaná řídicí charakteristika tyristoru

Linearizované zesílení tyristorového usměrňovače je pak dáno vztahem:

$$K_u = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_g} = konst. \quad (5.2.5)$$

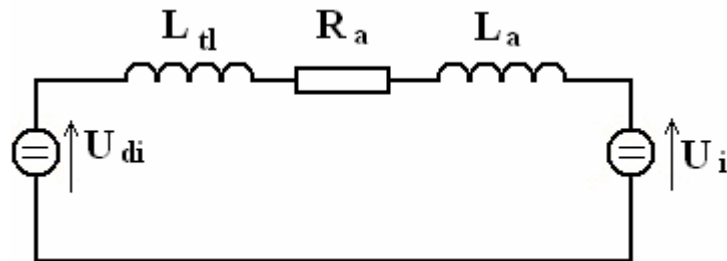
Výsledný náhradní přenos řízeného tyristorového usměřovače je pak dán zesílením K_u a náhradní časovou konstantou τ_u :

$$F_u(p) = \frac{K_u}{1 + p\tau_u} \quad (5.2.6)$$

6. KASKÁDNÍ REGULACE

6.1 ODHAD PARAMETRŮ MOTORU

Pro další práci je nutné vypočítat některé parametry motoru, které nejsou uvedeny na přístrojovém štítku. K výpočtu je možné použít údaje ze štítku motoru a podle nich určit zbývající koeficienty. Jak už bylo popsáno v kapitole (5.1) bude motor v zapojení s konstantním buzením, tedy regulace bude probíhat pouze změnou napětí kotvy. Proto je možné zanedbat obvod buzení a počítat pouze s obvodem kotvy podle náhradního schéma na Obr. 6.1.



Obr. 6.1 – Náhradní schéma obvodu kotvy stejnosměrného motoru

Obvod je dán odporem kotevního vinutí R_a , součtem indukčnosti stejnosměrného motoru L_a a předřadné tlumivky L_{tl} , elektromagnetickou časovou konstantou motoru τ_a a elektromechanickou časovou konstantou τ_m . Žádný z výše uvedených parametrů není na přístrojovém štítku a proto je nutné je vypočítat podle rovnic napsaných v dalším textu.

Stejnoseměrný cize buzený motor má svém přístrojovém štítku uvedeny tyto hodnoty: (viz. Tab. 6.1)

Tab. 6.1 – Štítkové údaje stejnosměrného motoru

Výkon	0,1 – 4,3 kW
Napětí kotvy	26 – 220 V
Maximální proud kotvou	23,3 A
Rozsah otáček	50 – 2130 ot/min
Napětí budicího obvodu	220 V
Maximální proud budicího obvodu	1,5 A

Pro výpočty dalších parametrů motoru je nejprve nutné určit nominální úhlovou rychlost ω_N . V tabulce Tab. 6.1 je uvedeno, že maximální otáčky stroje jsou 2130 min^{-1} , tedy otáčky při plném výkonu motoru, pro výpočet však byly uvažovány menší otáčky o hodnotě 2000 min^{-1} , které byly považovány za nominální. Úhlová rychlost je pak určena vztahem:

$$\omega_N = \frac{2\pi \cdot n_N}{60} = \frac{2\pi \cdot 2000}{60} = 209,4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (6.1.1)$$

Z vypočítané úhlové rychlosti ω a nominálního výkonu motoru P_N je možné určit jmenovitý moment na hřídeli motoru. Z momentu je pak možné určit činitele magnetického toku.

$$M_N = \frac{P_N}{\omega_N} = \frac{4300}{209,4} = 20,53 \text{ Nm} \quad (6.1.2)$$

Činitel magnetického toku $C\phi$ je dán jako poměr jmenovitého momentu M_N ku jmenovitému proudu I_N . Protože v tabulce Tab. 6.1 je uvedena pouze maximální hodnota proudu $I_{\text{MAX}} = 23 \text{ A}$, byl nominální proud stanoven na $I_N = 21 \text{ A}$:

$$C\phi = \frac{M_N}{I_N} = \frac{20,53}{21} = 0,978 \text{ Wb} \quad (6.1.3)$$

Odpor kotevního obvodu lze určit přibližně jako podíl rozdílu napájecího napětí U_N a indukovaného napětí U_i ku nominálnímu proudu I_N .

$$R_a = \frac{U_N - U_i}{I_N} = \frac{U - (C\phi\omega_N)}{I_N} = \frac{220 - (0,978 \cdot 209,4)}{21} = 0,724 \text{ } \Omega \quad (6.1.4)$$

Aby bylo možné určit přenos stejnosměrného motoru je třeba znát elektromagnetickou časovou konstantu τ_a . Pro její výpočet je nutné znát indukčnost kotevního obvodu L_a , do které je počítána i předřadná tlumivka. Jelikož nebylo možné změřit indukčnost kotvy přímo, byla indukčnost kotevního obvodu stanovena experimentálně na hodnotu $L_a = 0,8$ H. Časová konstanta τ_a je pak dána poměrem indukčnosti kotevního obvodu L_a ku jeho odporu R_a podle vztahu:

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0,8}{0,724} = 1,105 \text{ s} \quad (6.1.5)$$

Posledním nezbytným parametrem pro sestavení simulačního schéma v programu MATLAB simulink je elektromechanická časová konstanta motoru τ_m , kterou je možné určit podle rovnice (6.1.6):

$$\tau_m = \frac{R_a \cdot J}{(C\phi)^2} = \frac{0,724 \cdot 0,05}{0,978^2} = 0,038 \text{ s} \quad (6.1.6)$$

Předcházející rovnice obsahuje moment setrvačnosti motoru, který také není na štítku. Proto byl moment setrvačnosti stanoven pokusně na hodnotu $J = 0,05$ kg.m². Tento moment setrvačnosti odpovídá přibližně stejnosměrným motorům se stejnými rozměry.

Tímto jsou určeny všechny potřebné parametry, se kterými je potřeba počítat při návrhu regulátorů kaskádní regulace.

6.2 KASKÁDNÍ REGULACE

Základním požadavkem na řízení stejnosměrného motoru s cizím buzením v této práci je řízení na polohu. Tohoto řízení je možné dosáhnout pomocí rozvětvené regulace se dvěma pomocnými veličinami, kterými v tomto případě jsou proud rotorem motoru a otáčky rotoru. Regulátor proudu je zároveň regulátor momentu a společně s regulátorem otáček zlepšuje dynamické vlastnosti systému a zároveň zlepšuje i jeho stabilitu. Při návrhu jednotlivých regulátorů byla použita metoda standardního tvaru frekvenční charakteristiky otevřené smyčky.

Návrh regulátoru touto metodou se provádí tvarováním frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu tak, aby bylo dosaženo vhodného tvaru. Pro přenos otevřené smyčky $F_0(j\omega)$ platí:

$$F_0(j\omega) = F_R(j\omega) + F_S(j\omega) = |F_R(j\omega) + F_S(j\omega)| e^{j(\varphi_R + \varphi_S)} \quad (6.2.1)$$

Amplitudová charakteristika regulátoru v dB je pak určena rovnicí

$$|F_R(j\omega)|_{dB} = |F_0(j\omega)|_{dB} - |F_S(j\omega)|_{dB} \quad (6.2.2)$$

a fáze je dána vztahem

$$\varphi_R = \varphi_0 - \varphi_S \quad (6.2.3)$$

Jak je vidět z předchozích rovnic, dá se frekvenční charakteristika regulátoru určit odečtením frekvenční charakteristiky soustavy od požadovaného tvaru frekvenční charakteristiky otevřené smyčky. Jsou-li charakteristiky vyjádřeny v decibelech a jsou vyneseny v logaritmických souřadnicích pak je možné návrh provést pomocí asymptotických přímkových náhrad. Výhodou takového zjednodušení je, že amplitudové charakteristiky je možné nakreslit i ručně bez použití výpočetní techniky.

Průběh $F_0(j\omega)$ v oblasti nízkých kmitočtů určuje ustálenou odchylku v systému. Tato část se proto navrhuje s ohledem na požadavky na ustálený stav systému. Většinou se jedná o počet astatismů, které jsou vloženy do regulátoru s přihlédnutím na možné astatismy v soustavě. Oblast vysokých frekvencí je z hlediska regulačního děje nepodstatná.

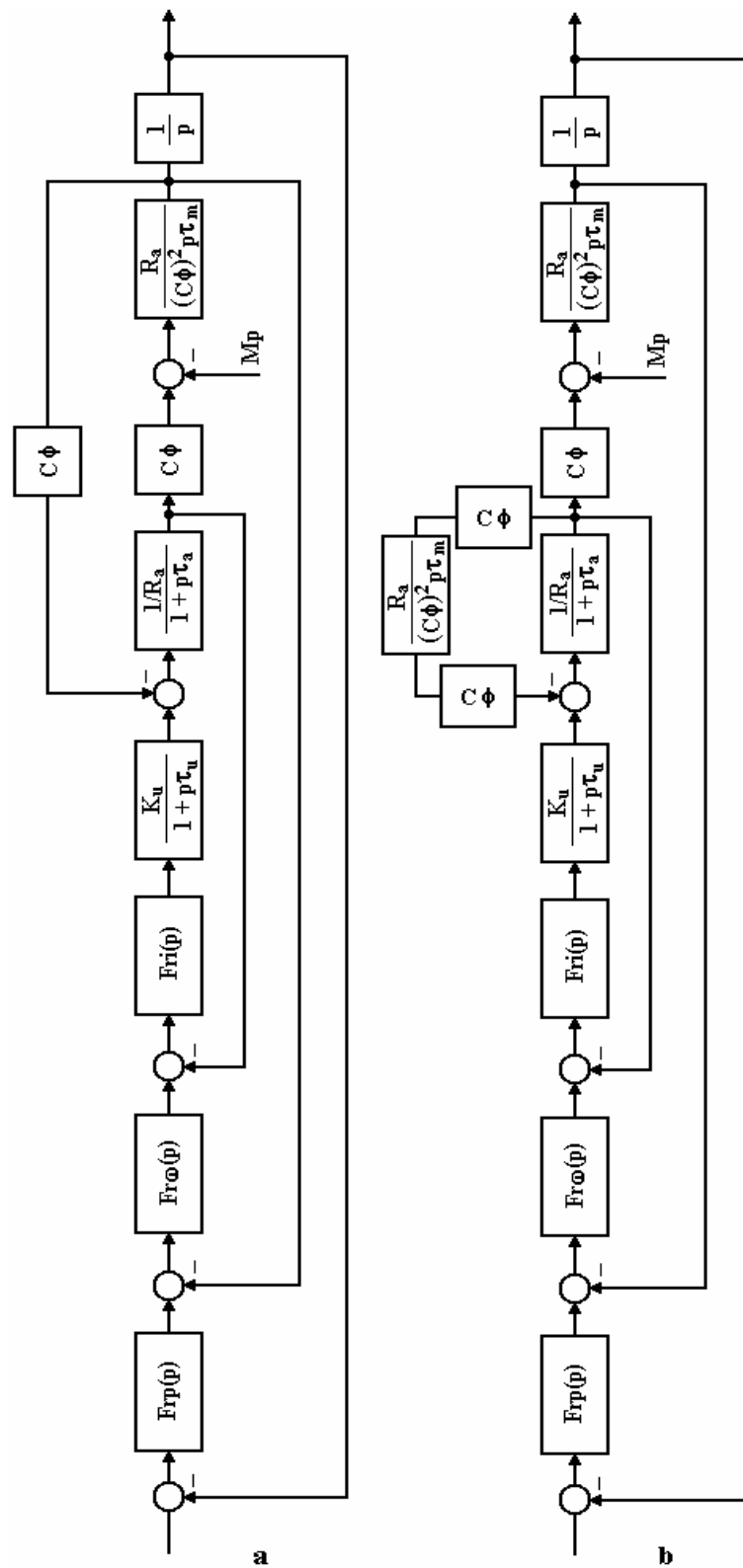
Charakter přechodného děje určuje střední pásmo kmitočtů kde je $|F_0(j\omega)| \approx 1$. Zde jsou obecně formulovány dva požadavky.

- a) co nejvyšší hodnota kmitočtu řezu ω_r , která je určující pro rychlost přechodného děje
- b) co největší fázová bezpečnost, která zajistí malý překmit na přechodové charakteristice

Požadavek na fázovou bezpečnost se dá vyjádřit také tak, že amplitudová část frekvenční charakteristiky $F_0(j\omega)$ by měla procházet přes osu 0 dB pod sklonem -20 dB/dek a tento sklon by si měla udržet v co největším okolí bodu ω_r . V praktickém návrhu regulátoru je třeba dodržet několik zásadních požadavků, hlavní zásadou je, aby navržený regulátor byl realizovatelný. To znamená, že stupeň čitatele musí být menší nebo maximálně roven stupni jmenovatele. Zavedením integrační složky do regulátoru je možné zmenšit, nebo dokonce anulovat ustálenou

regulační odchylku. Nevýhodou tohoto kroku je zpomalení přechodného děje. Při zavedení derivační složky sice dojde ke zrychlení přechodného děje, ale zároveň má přechodový děj kmitavější průběh.

Při návrhu regulátoru bylo s úspěchem využito programu MATLAB a jeho součásti Sisotool a simulačního prostředí Simulink. Do Sisotoolu se zadá přenos soustavy pro každý regulátor a odtud lze odečíst nuly, póly a zesílení dané soustavy. Podle polohy nul a pólů je pak možné určit časovou konstantu regulátoru a podle potřeby doladit zesílení. Sestava regulátorů rozvětvené regulace je vidět na Obr. 6.2a. Z obrázku je patrné, že systém má jednu překříženou vazbu, kterou je nutné odstranit. Regulační schéma lze upravit blokovou algebrou a odstranit tak překříženou vazbu. Výsledné regulační schéma je pak na Obr. 6.2b.



Obr. 6.2 – Rozvětvená kaskádní regulace s překříženými vazbami a) a bez překřížených vazeb b)

6.2.1 Regulátor proudu

Prvním regulátorem rozvětvené regulační struktury je regulátor proudu. Tento regulátor tvoří nejvnitřnější smyčku kaskádní regulace. Základním a také nejdůležitějším požadavkem na tento regulátor je rychlý přechodný děj a dostatečná stabilita.

Při výpočtu regulátoru byl zohledněn pouze vliv zesílení tyristorového usměrňovače, protože časová konstanta usměrňovače je daleko menší než elektromagnetická časová konstanta motoru. Tímto krokem dojde ke zjednodušení přenosu soustavy a místo regulátoru PID je možné navrhnout regulátor PI, který je jednodušší na realizaci.

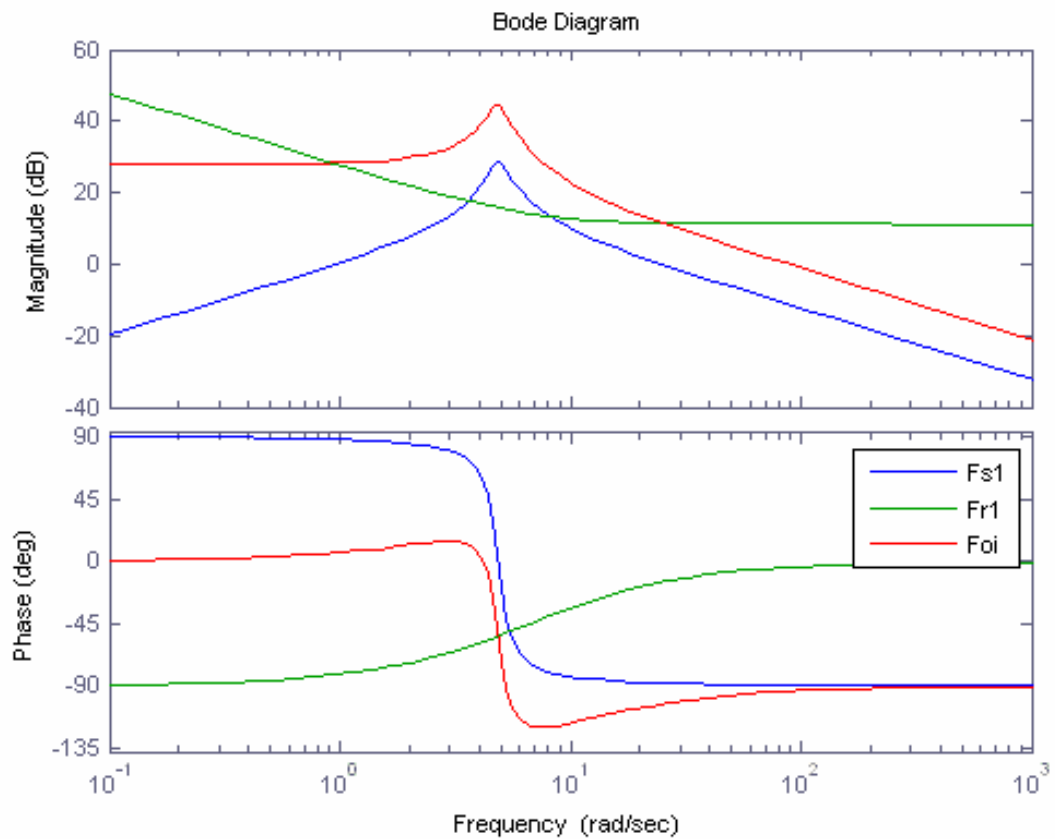
Přenos soustavy vypočítaný pomocí blokové algebry vynásobený zesílením usměrňovače má následující tvar:

$$\begin{aligned}
 F_{S1} &= \frac{F_m}{1 + F_m \cdot F_{ZV}} = \frac{\frac{1}{R \cdot (\tau_a p + 1)}}{1 + \frac{1}{R \cdot (\tau_a p + 1)} \frac{R}{\tau_m p}} = \frac{\frac{1}{R \cdot (\tau_a p + 1)}}{\frac{\tau_m p \cdot (R \tau_a p + R) + R}{\tau_m p \cdot (R \tau_a p + R)}} = \\
 &= \frac{\tau_m p}{\tau_m p \cdot (R \tau_a p + R) + R} = \frac{\tau_m p}{R \tau_m \tau_a p^2 + R \tau_m p + R} \cdot K_u = \frac{K_u \tau_m p}{R \tau_a \tau_m p^2 + R \tau_m p + R} = \\
 &= \frac{0,7372 p}{0,0304 p^2 + 0,0275 p + 0,724}
 \end{aligned}$$

Tento přenos byl přenesen do programu MATLAB a pomocí sisotoolu byly zjištěny nuly a póly systému. Soustava má jednu nulu v počátku soustavy souřadnic a jeden komplexně sdružený pól $-0,4523 \pm 4,8591i$. Protože je přenos druhého řádu byl použit regulátor typu PI, který byl navržen pomocí metody standardního tvaru frekvenční charakteristiky. Pro regulátor byla zvolena nula v bodě 6,67, která zajistí otevřené smyčce dostatečnou stabilitu ve fázi která má hodnotu $86,3^\circ$. Frekvenční charakteristiky soustavy, regulátoru a otevřené smyčky jsou v Obr. 6.3.

Po dostavení zesílení má výsledný regulátor typu PI následující tvar:

$$F_{R1} = \frac{24,25 \cdot (0,15 p + 1)}{p}$$



Obr. 6.3 – Frekvenční charakteristiky soustavy F_{S1} , regulátoru F_{R1} a otevřené proudové smyčky F_{oi}

6.2.2 Regulátor otáček

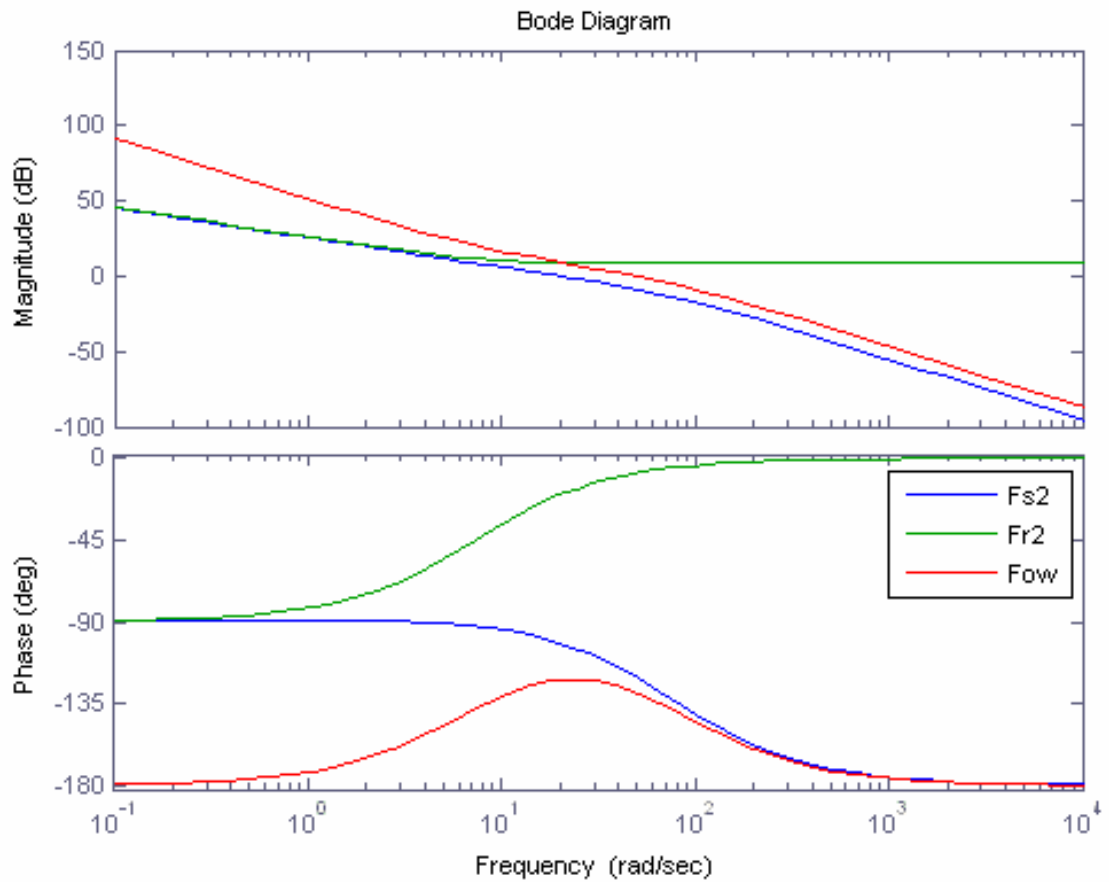
Dalším regulátorem v rozvětvené regulační smyčce je regulátor otáček. Soustavou pro tento regulátor je uzavřená proudová smyčka s přenosem, který zohledňuje mechanickou část motoru. Výsledná soustava má následující tvar:

$$\begin{aligned}
 F_{S2} &= \frac{F_{S1} \cdot F_{R1}}{1 + F_{S1} \cdot F_{R1}} \cdot \frac{R}{C\phi\tau_m p} = \frac{3,6375p + 24,25}{p} \cdot \frac{K_u \tau_m p}{R\tau_a \tau_m p^2 + R\tau_m p + R} \cdot \frac{R}{C\phi\tau_m p} = \\
 &= \frac{K_u \tau_m p \cdot (3,6375p + 24,25)}{R\tau_a \tau_m p^3 + R\tau_m p^2 + Rp} \cdot \frac{R}{C\phi\tau_m p} = \\
 &= \frac{R\tau_a \tau_m p^3 + R\tau_m p^2 + Rp + K_u \tau_m p \cdot (3,6375p + 24,25)}{R\tau_a \tau_m p^3 + R\tau_m p^2 + Rp} \cdot \frac{R}{C\phi\tau_m p} = \\
 &= \frac{K_u \tau_m p \cdot (3,6375p + 24,25)}{R\tau_a \tau_m p^3 + R\tau_m p^2 + Rp + K_u \tau_m p \cdot (3,6375p + 24,25)} \cdot \frac{R}{C\phi\tau_m p} = \\
 &= \frac{K_u R \cdot (3,6375p + 24,25)}{C\phi R\tau_a \tau_m p^3 + (C\phi R\tau_m + 3,6375K_u \tau_m C\phi)p^2 + (C\phi R + 24,25K_u \tau_m C\phi)p} = \\
 &= \frac{51,091p^2 + 340,61}{0,0297p^3 + 2,6636p^2 + 18,19p}
 \end{aligned}$$

Soustava byla opět přenesena do MATLABu a pomocí Sisotoolu byly zjištěny nuly a póly systému. Tato soustava má jednu nulu v bodě -6,6667 a tři póly, jeden pól leží v počátku souřadného systému, druhý pól leží v bodě -82,2359 a třetí leží v bodě -7,4476. Pro tento přenos byl také zvolen regulátor typu PI. Regulátor byl navržen tak, aby přenos otevřené smyčky opět splňoval zásadní pravidla popsaná v předchozí kapitole. Nula regulátoru byla umístěna do bodu 7,446. Tato nula zajistí stabilitu a fázovou bezpečnost o velikosti 51,5°. Frekvenční charakteristiky soustavy, regulátoru otáček a otevřené smyčky jsou patrné z Obr. 6.4.

Výsledný regulátor PI s časovou konstantou a potřebným zesílením má tvar: regulátoru má následující přenos:

$$F_{R2} = \frac{20 \cdot (0,1343p + 1)}{p}$$



Obr. 6.4 – Frekvenční charakteristiky soustavy F_{S2} , regulátoru F_{R2} a otevřené smyčky otáček $F_{0\omega}$

6.2.3 Regulátor polohy

Posledním regulátorem v kaskádě je regulátor polohy. Stejně jako v předchozím případě i zde je soustavou uzavřená smyčka, v tomto případě však uzavřená smyčka otáček násobená přenosem $1/p$. Přenos soustavy má pak tuto podobu:

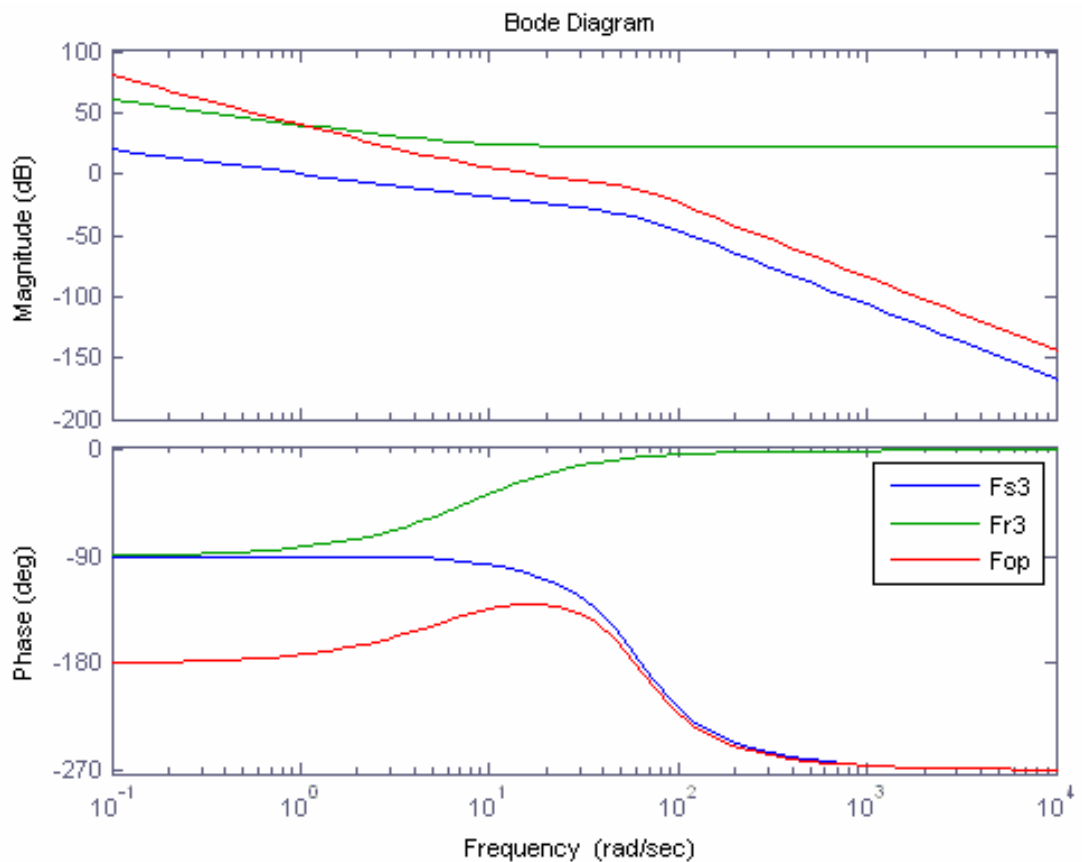
$$\begin{aligned}
 F_{S3} &= \frac{F_{R2} \cdot F_{S2}}{1 + F_{R2} \cdot F_{S2}} \cdot \frac{1}{p} = \\
 &= \frac{(2,686p + 20) \cdot (51,091p + 340,61)}{p \cdot [C\phi R \tau_a \tau_m p^3 + (C\phi R \tau_m + 3,6375K_u \tau_m C\phi)p^2 + (C\phi R + 24,25K_u \tau_m C\phi)p]} \cdot \frac{1}{p} = \\
 &= \frac{(2,686p + 20) \cdot (51,091p + 340,61)}{1 + \frac{p \cdot [C\phi R \tau_a \tau_m p^3 + (C\phi R \tau_m + 3,6375K_u \tau_m C\phi)p^2 + (C\phi R + 24,25K_u \tau_m C\phi)p]}{p}} \cdot \frac{1}{p} = \\
 &= \frac{137,23p^2 + 1936,698p + 6812,2}{0,0297p^5 + 2,6636p^4 + 155,42p^3 + 1936,698p^2 + 6812,2p}
 \end{aligned}$$

Stejně jako v předchozích případech, tak i teď byl přenos soustavy přenesen do MATLABu a byly stanoveny nuly a póly přenosu. Tato soustava má dvě reálné nuly v bodech $-7,4462$ a $-6,667$ a tři póly. První pól je komplexně sdružený a leží v bodě $-37,3191 \pm 51,5824i$, zbylé dva póly se nacházejí v bodech $-7,5878$ a $-7,4575$. Stejně jako u předchozích soustav i tentokrát byl zvolen regulátor typu PI. Nula regulátoru byla umístěna do bodu $7,587$ a po dostavení zesílení má přenos otevřené smyčky s tímto regulátorem zásobu ve fázi rovnu 50° .

Přenos regulátoru polohy v kaskádním zapojení má přenos:

$$F_{R3} = \frac{100 \cdot (0,1318p + 1)}{p}$$

Frekvenční charakteristiky soustavy, regulátoru a otevřené smyčky polohy jsou v Obr. 6.5

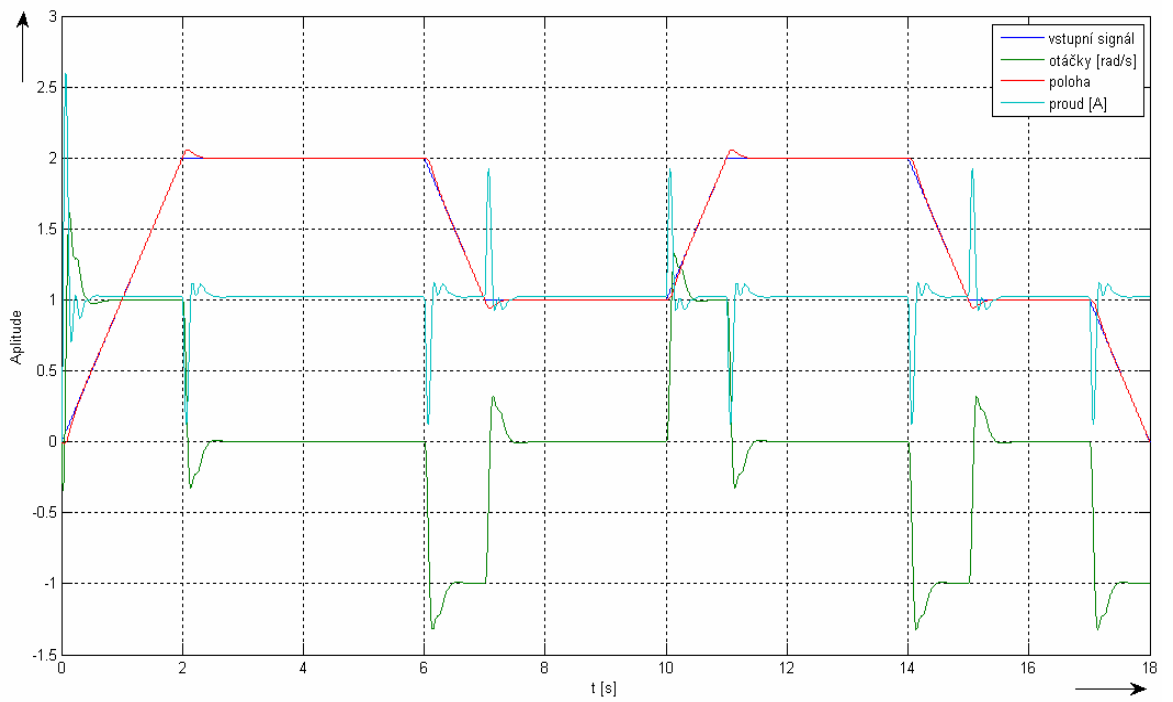


Obr. 6.5 – Frekvenční charakteristiky soustavy F_{S3} , regulátoru F_{R3} a otevřené smyčky otáček F_{0p}

6.3 VÝSLEDKY SIMULACE V PROGRAMU MATLAB

Aby bylo možné ověřit správnost návrhu regulátorů bylo regulační schéma z Obr. 6.2b překresleno do simulačního prostředí MATLAB Simulink. Jako vstupní signál byl použit periodicky se opakující signál, který prověřil rychlost regulačního obvodu s přihlédnutím na možné překmity jednotlivých regulátorů. Na Obr. 6.6 jsou vidět průběhy všech sledovaných veličin, tedy proudu, otáček i polohy.

Regulátor polohy sleduje vstupní signál s nepatrným překmitem, který činí přibližně 4,6 %. Překmit regulátoru otáček je přibližně 27 %, což se dá ještě považovat za rozumný překmit. Při regulaci proudu je důležité, že proud do motoru nepřekoná maximální proud 23 A.



Obr. 6.6 – Výsledky simulace regulátorů při kaskádním řízení

7. HARDWAROVÉ KOMPONENTY

7.1 PROCESOROVÁ DESKA

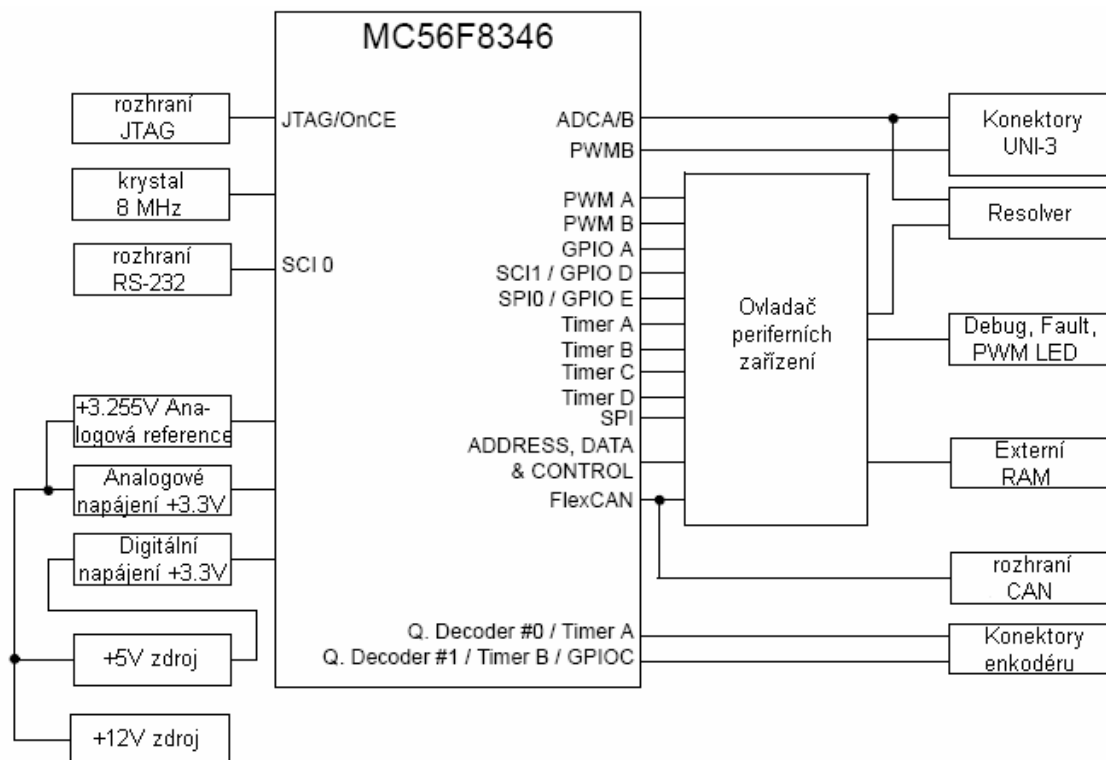
Pro tuto diplomovou práci byl vybrán mikrokontrolér firmy Freescale semiconductor řady 56800E s typovým označením MC56F8346. Vlastnosti a funkce procesoru samotného jsou popsány v následujících kapitolách.

Po výběru procesoru následovalo rozhodnutí, na co daný procesor umístit. V úvahu přicházeli dvě možnosti, buď udělat vlastní desku s tím, že nebude obsahovat všechny periférie jako sériově vyráběná deska plošných spojů, nebo vyrobit desku, která je pro tento procesor navržena. Nakonec bylo rozhodnuto nechat si vyrobit desku podle podkladů firmy Freescale, protože tato deska je navržena jako univerzální a dovoluje využít veškeré možnosti použitého procesoru. Desku plošných spojů pro MC56F8346 navrhla česká pobočka firmy Freescale se sídlem v Rožnově pod Radhoštěm. Jedná se o čtyřvrstvou desku plošných spojů a z větší části je osazena součástkami s povrchovou montáží (SMD).

Podklady v podobě výrobních dat mi se s volením firmy Freescale poskytl vedoucí práce. Jelikož tyto data není možné ve škole zpracovat ani vyrobit takto složitou desku musel jsem najít firmu, která by byla schopna DSP vyrobit za rozumnou cenu. Nakonec výroba připadla firmě PCB Benešov s.r.o., která tuto desku vyrobila velmi rychle a na vysoké úrovni.

Osazení desky součástkami bylo provedeno ve vlastní režii, kromě zapájení procesoru, jehož pouzdro má 144 vývodů, které jsou velmi blízko sebe. Procesor osadila firma Semic Brno. Při osazování desky se vyskytlo několik problémů se součástkami, které nejsou v České republice běžně k dostání. Řešením byly tzv. vzorky zdarma různých světových výrobců. Jediná součástka, která na desce není osazena je externí paměť RAM, protože výrobce tuto paměť nemá ve své nabídce jako vzorek zdarma, do České republiky se nedovází a objednání bylo podmíněno odběrem minimálně 300 kusů, což nemá pro jednorázový vývoj žádný smysl. A jelikož je deska navržena na konkrétní typ paměti její záměna za jiný typ případně za paměť jiného výrobce je nemožná.

Samotná deska je navržena tak, aby ukázala všechny možnosti a schopnosti procesoru MC56F8346. Při osazování byly zapájeny všechny obvody a konektory, aby bylo možné vyzkoušet všechny hardwarové prostředky, které daný procesor nabízí. Deska je napájena z 12 V zdroje stejnosměrného napětí, ale bylo vyzkoušeno, že už pracuje od napětí 8 V. Připojení napájecího napětí je signalizováno LED diodou. Za napájecím konektorem je série stabilizátorů, které dále upravují vstupní napájecí napětí. Prvním v řadě je stabilizátor na +5 V, který napájí většinu obvodů. Za tento stabilizátor je přidán další, který stabilizuje na +3,3 V a napájí digitální část procesoru. Kromě toho je zde další stabilizátor na +3,3 V, který napájí analogovou část procesoru. K hlavnímu napájecímu napětí 12 V je připojen obvod udržující napětí +8 V. Toto napětí je pak přiváděno na obvod LM285, který nastavuje referenční V_{ref} napětí pomocí dvou přesných odporů. Referenční napětí má hodnotu +3,255 V. Blokové schéma napájecích obvodů je znázorněno na Obr. 7.1.



Obr. 7.1 – Architektura DPS pro MC56F8346, převzato z Controller board datasheet firmy Freescale semiconductor

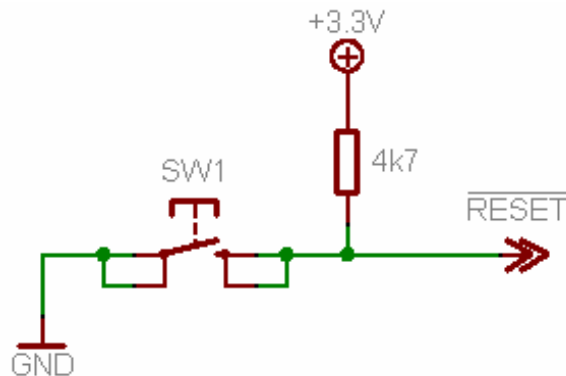
Pro správnou funkčnost procesoru je deska osazena krystalem s frekvencí 8 MHz, tento kmitočet je pak vnitřními násobičkami procesoru zvednut až na 60 MHz.

Komunikace desky s počítačem je prováděna přes komunikační rozhraní JTAG (Join Test Action Group). Přes toto rozhraní se stejnojmenným protokolem se provádí základní nastavení desky, včetně nastavení bootloADERU. Dále může být použito pro testování a debug programů. JTAG se k desce připojuje pomocí 13 pinového konektoru. Slouží jako platforma pro real-timeový softwarový vývoj. Tento nástroj umožňuje uživateli rozvíjet a simulovat rutiny, stahovat software do paměti na čipu procesoru a ladit programy přes JTAG/OnCETM.

Kromě komunikace po rozhraní JTAG je na desce ještě budič sběrnice CAN a dále standardní sériová linka RS-232C, kterou je možné využít např. při ladění nebo při přenosu dat z procesoru. Sériová linka je osazena obvodem MAX 3232CWE v zapojení udávaném výrobcem a připojení je pomocí konektoru DB9F.

Pro vizualizaci práce procesoru v různých režimech je deska osazena několika diodami LED. Jedna signalizuje přítomnost napájecího napětí, další 4 jsou používány pro signalizaci real-time debuggingu, 9 LED diod signalizuje stav modulů PWM a jsou připojeny na výstupní buffer, z toho šest diod indikuje stav PWM signálů skupiny B a tři signalizují stav PWM signálů skupiny A. Poslední 4 diody signalizují chyby u PWM.

Externí přerušení je generováno dvěma tlačítky na desce. Tlačítko SW3 dovoluje uživateli generovat hardwarové přerušení pomocí signálu \overline{IRQA} , podobně tlačítko s popiskem SW2, které generuje hardwarové přerušení pomocí signálu \overline{IRQB} . Poslední tlačítko s označením SW1 slouží k resetování procesoru a je připojeno na vstupní pin \overline{RESET} procesoru. Funkce resetovacího obvodu je patrná z obrázku Obr. 7.2



Obr. 7.2 – Resetovací obvod

Jelikož je deska navržena pro řízení a ovládání pohonů, tak k ní mohou být připojeny až dva enkodéry určující otáčky nebo polohu. Enkodéry se připojují pomocí dvou 6-ti vývodových konektorů se zámkem, který zamezuje špatnému připojení konektoru enkodéru. Mimo to je možné k desce připojit i resolver. Připojení resolveru k desce je realizováno konektorem s 8 vývody, na které se připojují dvě satorová vinutí a jedno rotorové vinutí. Toto rozhraní je připojeno k měřicímu A/D převodníku.

Řídící signály k výkonovým měničům mohou být z procesorové desky odebírány prostřednictvím rozhraní UNI-3 přes konektor se 40 vývody. Rozhraní UNI-3 obsahuje všechny signály potřebné pro řízení a ovládání desky pohonu motoru. Signály jsou připojeny ke vstupním a výstupním portům hybridního kontroléru. Na UNI-3 jsou vyvedeny A/D převodníky, časovač a signály PWM B.

UNI-3 Motorové rozhraní

- Snímání přepětí
- Snímání nadproudu
- Snímání proudu v jedné fázi
- Snímání teploty
- Detekce průchodu nulou
- Pulsně šířková modulace

Kromě výše popsaných modulů jsou na desce ještě kontrolní body pro sledování kritických signálů a napěťových úrovní pomocí osciloskopu. Ve všech rozích jsou místa pro uzemnění měřících přístrojů.

7.1.1 Procesor MC56F8346

Jak už bylo popsáno výše pro potřeby této diplomové práce byl zvolen procesor od firmy Freescale. Procesor patří do řady 56800E a konkrétně se jedná o typ MC56F8346. Na tento procesor padla volba především proto, že je navržen pro aplikace ovládající různé typy motorů. Zároveň mají s tímto procesorem na škole určité zkušenosti, které se dají prakticky využít.

Procesor MC56F8346 je členem vývojové řady procesorů 56800E firmy Freescale, který v sobě kombinuje výpočetní sílu digitálního signálového procesoru a funkčnosti mikrokontroléru s flexibilní sadou periferních zařízení vytvořených pro optimální řízení s důrazem na cenu.

Tento procesor je výkonný a relativně levný s flexibilní konfigurací a má kompaktní programový kód kompatibilní s jazyky C/C++ a je proto vhodný pro celou řadu aplikací. Používá se především pro řízení motorů, krokových motorů, napájecích zdrojů, dále je vhodný pro konstrukci limitních snímačů a dalších zařízení. Jádro procesorů řady 56800E je založeno na Harvardské architektuře a skládá se ze tří výpočetních jednotek, které pracují paralelně a umožňují tak provádět až šest operací v jednom instrukčním cyklu.

7.1.2 Vlastnosti procesoru MC56F8346

Procesor obsahuje 128 KB programové paměti flash a 8 KB datové paměti flash (každá je zvlášť programovatelná přes rozhraní JTAG), dále obsahuje 4 KB programové paměti RAM a 8 KB datové paměti RAM. Procesor podporuje i externí paměti SRAM.

Celkem 8 KB z bootovací paměti flash je vyčleněno pro snadné zavádění programovatelných uživatelských rutin, které mohou být použity k programování oblastí v hlavní programové a datové paměti flash. Programová i datová paměť flash

může být nezávisle na množství dat mazána po blocích nebo celých stránkách. Programová paměť flash je mazána po stránkách o velikosti 1 KB. Bootovací a datová paměť flash pak po 512 B. Bootovací paměť flash může být mazána jak po blocích tak po stránkách.

Procesory 56F8346 obsahují dva moduly pulsně šířkové modulace PWM. Každý modul spojuje tři pomocné, jednotlivě programovatelné PWM signály. Pomocné operace dovolují naprogramovat tzv. dead-time neboli ochranný čas mezi přepínáním PWM kanálů (důležité především u měničů s IGBT tranzistory).

Procesor je vhodný převážně pro následující typy motorů:

- střídavé asynchronní motory
- stejnosměrné kartáčové a bezkartáčové motory
- Krokové motory

Moduly PWM obsahují ochranu proti nadproudu při poruše, která funguje tak, že cyklicky omezuje proud v obvodu, který je měřen čidlem např. Halloovou sondou. Každý PWM modul má dvojitou ochranu a obsahuje řízení přerušení. Činnost A/D převodníků může být synchronizována s výstupem PWM modulů.

Tento kontrolér poskytuje plný soubor standardních programovatelných periferních zařízení, které zahrnují dvě sériová komunikační rozhraní (SCI), dvě sériová periferní rozhraní (SPI) a čtyři čtyřnásobné časovače. Jakékoli z těchto rozhraní může být použito jako vstupně/výstupní (GPIO) pokud není jeho funkce právě vyžadována. Na Obr. 7.3 je vidět struktura celého procesoru 56F8346.

Jádro:

- Frekvence jádra 60 MHz
- Čtyři 36 bitové akumulátory
- 3 vnitřní adresové sběrnice
- 4 vnitřní datové sběrnice
- Rozhraní JTAG
- Účinný kompilér C a podpora lokálních proměnných

Paměť:

- Harvardská architektura

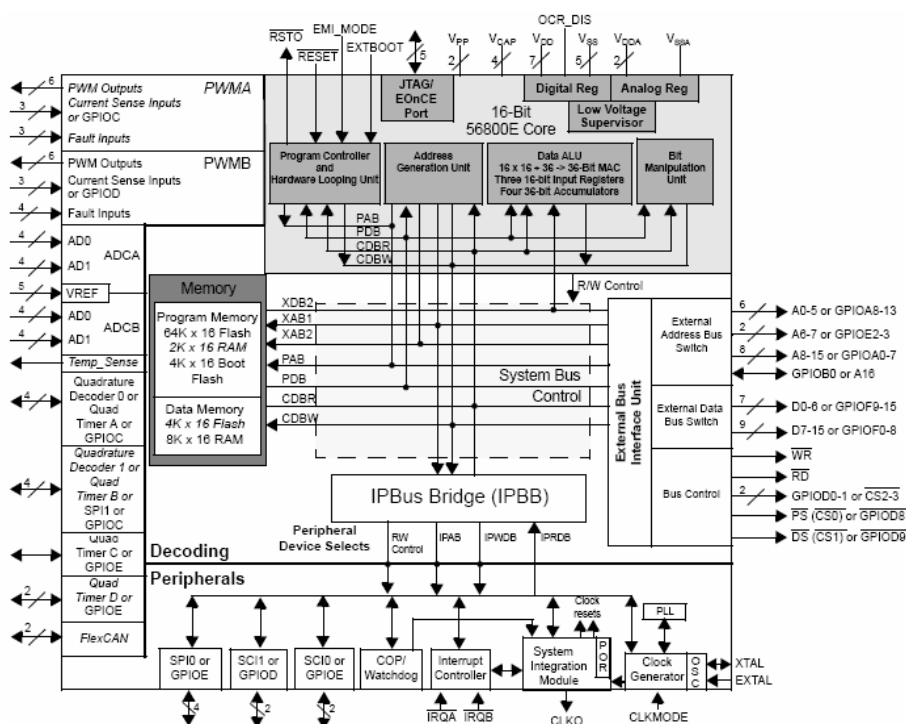
- Ochrana paměti flash
- Mimo procesor může být paměť SRAM s velikostí až 1 MB pro program i data

Periferní obvody:

- 2 moduly PWM každý se 6 výstupy
- 4 12-ti bitové A/D převodníky synchronizovány vnitřním časovačem C
- 2 čtyřvstupové dekodéry fázového rozdílu
- Teplotní senzor sledující teplotu čipu
- 2 sériová komunikační rozhraní (SCI)
- 2 sériová periferní rozhraní (SPI)
- COP/WATCHDOG
- 62 General Purpose I/O

Napájení:

- napájení procesoru 3,3 V
- vstupy podporují CMOS i TTL logiku
- nastavení WAIT/STOP módů



Obr. 7.3 – Architektura procesoru MC56F8346, převzato z Final technical Data 56F8346 firmy Freescale

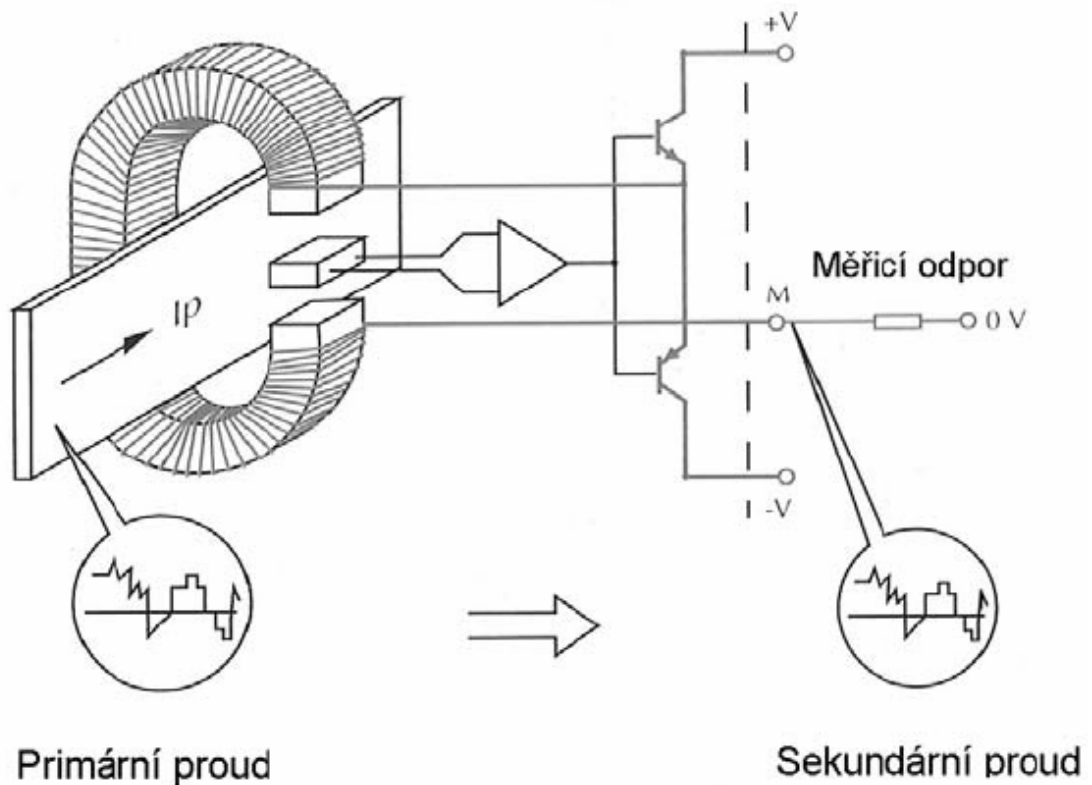
7.2 SNÍMAČ PROUDU

Potřeba měření proudu do zátěže při rozvětvené regulaci je dána možností kontrolovat případně omezit proud motorem a zamezit tak zničení motoru. Vývoj ve snímací technice dovoluje používat snímače, které lze do obvodu připojit bez zásahu do elektroinstalace.

V poslední době se jako čidla pro měření proudu ve výkonové elektronice používají čidla na principu Hallovy sondy. Tyto snímače využívají ke své činnosti Hallova jevu. Snímače proudu založené na Hallově generátoru jsou vhodné pro jejich malou vlastní spotřebu a velmi rychlou odezvu. Nevýhodou snímačů je závislost na teplotě. Pro potřeby měření proudu stejnosměrného motoru v této práci byl zvolen snímač švýcarské firmy LEM inc, která vyrábí snímače pro měření proudu od jednotek ampér až do tisíců ampér.

Princip snímače je následující, měřený proud I_p vytváří v magnetickém obvodu primární magnetický tok. Působením toku vzniká na Hallově generátoru

napětí úměrné toku a toto napětí je převáděno do zesilovače. Hallův generátor je umístěn ve vzduchové mezeře jak ukazuje Obr. 7.4.



Obr. 7.4 – Princip funkce čidla proudu firmy LEM

Zesilovač pracuje jako zdroj proudu, který napájí kompenzační vinutí magnetického obvodu s N závity. Kompenzační vinutí vytváří sekundární tok opačného smyslu oproti primárnímu toku dokud se oba toky nevyrovnají, když jsou oba toky shodné, pak pro proudy platí:

$$I_M = \frac{I_P}{N}, \quad [\text{A}] \quad (7.2.1)$$

Proud I_M odpovídá měřené hodnotě proudu, kterou můžeme měřit přímo, nebo jako úbytek na měřícím odporu R_M .

$$U_{RM} = \frac{R_M \cdot I_P}{N}, \quad [\text{V}] \quad (7.2.2)$$

Normálně není signál z Hallova generátoru lineární a jeho amplituda je závislá na teplotě. Ale jelikož v čidlech LEM funguje Hallův generátor pouze jako

čidlo nulového magnetického toku nemají výše uvedené vlastnosti vliv na zkreslení signálu.

Typické parametry proudových čidel LEM pro proudy 5 až 1000 A

- Napájecí napětí ± 15 V
- Měřicí rozsah 0 až 1,5 - násobek jmenovité hodnoty
- Přesnost 0,5 % z jmenovité hodnoty
- Kmitočtový rozsah 0 až 150 kHz (-1dB)
- Izolační napětí 3 kV

Na následujícím obrázku je znázorněn princip připojování čidel LEM



Obr. 7.5 – Způsob připojování čidla proudu LEM, převzato z web4.LEM.com

7.3 SNÍMAČ OTÁČEK

Pro správnou regulaci otáček a polohy hřídele motoru je nutné, aby řídicí mikrokontrolér měl údaj o otáčkách rotoru, z kterých se nechá určit poloha. Z toho vyplývá, že do zpětnovazebního obvodu musí být připojen snímač otáček.

V dnešní době existuje mnoho druhů snímačů, které pracují na různých fyzikálních principech ať už jako spojitě (odporový vysílač) nebo diskrétní (optický snímač). Nejpoužívanějšími snímači jsou optické snímače pracující buď jako absolutní nebo relativní snímače. Optické snímače se vyznačují malými rozměry, velkou rozlišovací schopností a přesností měření. Výstupem snímačů může být jak analogový signál tak digitální signál, který se v dnešní době jeví jako velmi vhodný, protože při zpracování signálů odpadá převod na A/D převodnicích. Drobnou nevýhodou optických snímačů je poněkud vyšší cena.

Pro měření otáček hřídele stejnosměrného motoru byl vybrán inkrementální rotační snímač s digitálním výstupem, který lze připojit přímo k procesorové desce pomocí enkodérového konektoru.

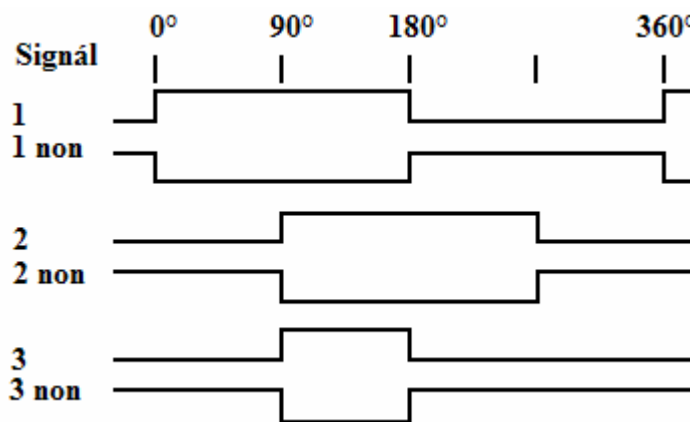
Po prozkoumání trhu s těmito snímači bylo rozhodnuto použít snímač polohy české firmy LARM a.s. Konkrétně se jedná o rotační inkrementální snímač řady IRC a typ IRC 313. Vlastnosti tohoto snímače jsou uvedeny v následující tabulce Tab. 7.1

Tab. 7.1 – Vlastnosti inkrementálního čidla otáček IRC 313

Mechanické vlastnosti	IRC 313
Maximální otáčky	10000 min ⁻¹
Maximální úhlové zrychlení	40000 rad.s ⁻²
Moment setrvačnosti mechanických částí	20 g.cm ⁻² ± 10 %
Krytí snímače	IP65
Hmotnost	0,25 kg
Elektrické vlastnosti	
Napájecí napětí	5 ± 5%
Napájecí napětí OC U ₀	5 V až 30 V
Maximální vlastní spotřeba I _H	100 mA
Maximální výstupní frekvence F ₀	150 kHz
Maximální zatížení výstupních kanálů I ₀	±25 mA
Výstupní úrovně elektrických signálů	
U _{0L} [V] U _N = U ₀ = 30 V, I _{0L} = -10 mA	< 1
I _{0H} [μA] U _N = U ₀ = 30 V	< -6
Maximální délka přívodního kabelu	20 m

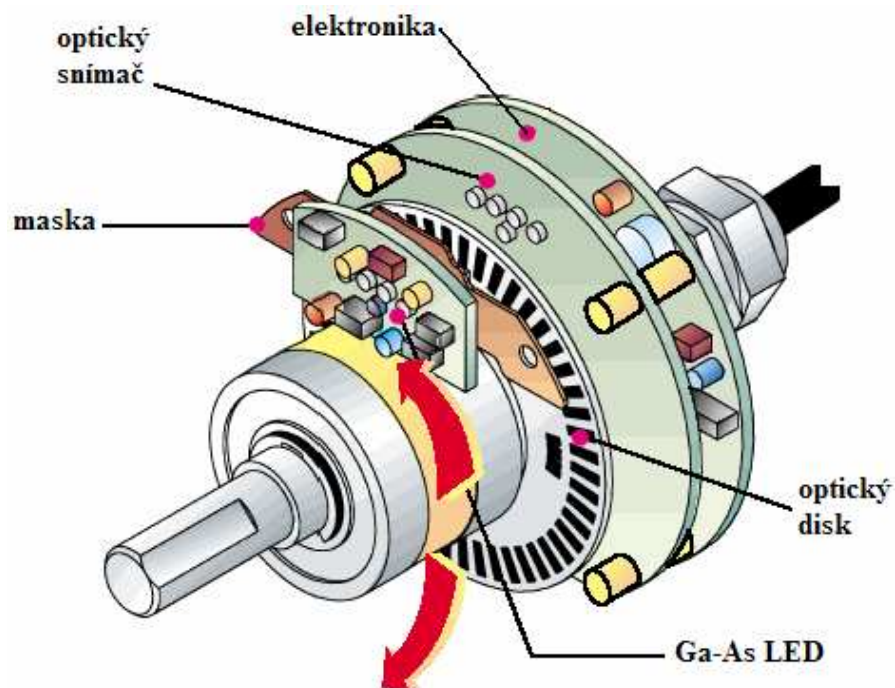
Tento inkrementální snímač používá jako osvětlovač Ga-As LED diodu. Rotační pohyb je na elektrické signály převáděn pomocí snímání rastrů dvou skleněných prvků (statoru a rotoru) pomocí soustavy fotocitlivých prvků. Za deskou snímacích prvků je uložena měřicí elektronika s tvarovacími obvody, odkud jsou vyvedeny signály na připojovací konektor.

Aby bylo možné rozeznat směr otáčení hřídele jsou výstupní signály vzájemně posunuty o 90° elektrických. Kromě dvou měřicích signálů je na výstupu i tzv. nulový impuls, který slouží k nastavení začátku čítání. Měřicí signály se na výstupu mohou objevit buď v pozitivní logice nebo v negativní logice. Průběhy výstupních signálů včetně nulového impulsu jsou patrné z Obr. 7.6.



Obr. 7.6 – Průběhy výstupních signálů snímače otáček

Na Obr. 7.7 je vidět řez snímačem, ze kterého je patrné uspořádání celého inkrementálního snímače otáček.



Obr. 7.7 – Řez inkrementálním rotačním snímačem IRC 313

V případě montáže není s těmito snímači vůbec žádný problém, protože výrobce nabízí širokou škálu přírub a montážních prvků, přičemž několik základních montážních prvků dodává přímo se snímačem.

8. NAVRŽENÝ MĚNIČ NAPĚTÍ

8.1 TYRISTOROVÝ USMĚRŇOVAČ

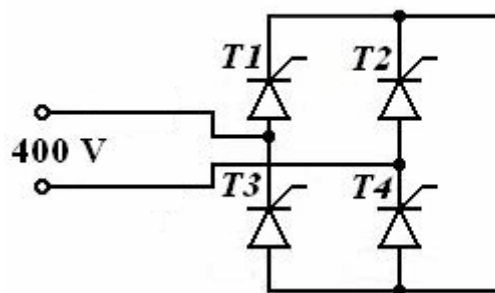
Řízeným usměrňovačem složeným z tyristorů lze plynule měnit střední hodnotu stejnosměrného napětí od nuly do maximální hodnoty rovné výstupnímu napětí neřízeného usměrňovače. Využívá se velmi dobrých spínacích vlastností tyristorů, které umožňují na danou část periody připojit střídavé napájecí napětí ke spotřebiči v tomto případě k stejnosměrnému motoru s cizím buzením.

Vlastní řízení je označováno jako fázové a spočívá v tom, že okamžik zapnutí tyristorů se zpozdí o úhel α oproti kladné púlperiodě anodového napětí. Při fázovém řízení napětí se řídicí úhel α měří od okamžiku komutace napětí fáze. Vypnutí tyristoru nastane při poklesu proudu na nulovou hodnotu. Kotva stejnosměrného motoru představuje pro usměrňovač smíšenou zátěž složenou z indukčnosti vinutí, odporu vinutí a zdroje indukovaného napětí.

Při reverzačním zapojení lze měnit polaritu napětí na výstupu usměrňovače a tím i smysl otáčení hřídele motoru. Reverzační zapojení lze řešit pomocí dvou samostatných usměrňovačů, z nichž každý pracuje pro jeden směr proudu v zátěži.

8.2 VLASTNOSTI NAVRŽENÉHO MĚNIČE

Navržený tyristorový usměrňovač je v klasickém dvoupulsním můstkovém zapojení jak ukazuje Obr. 8.1

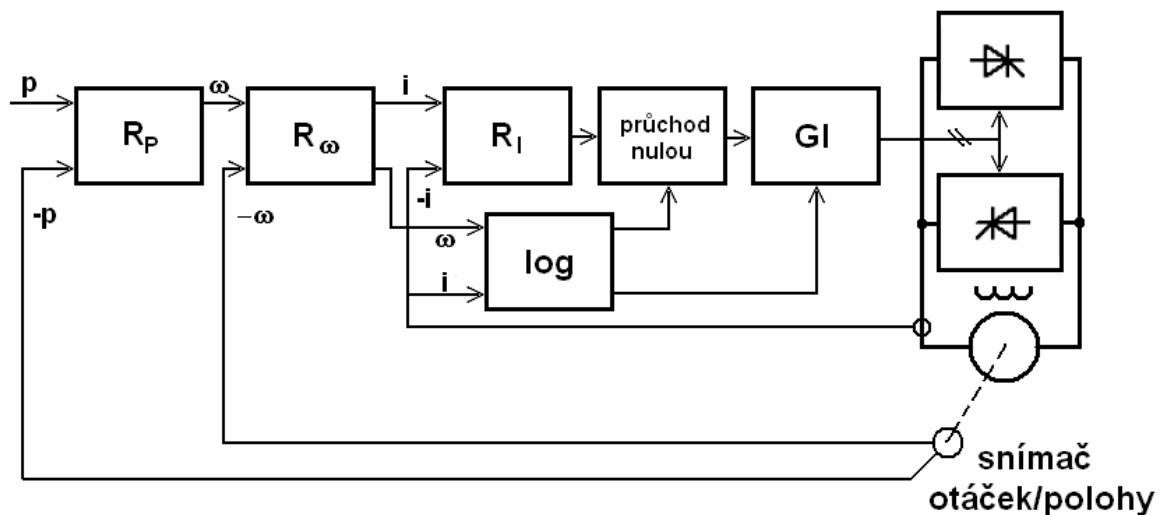


Obr. 8.1 – Dvoupulsní můstkové zapojení tyristorového usměrňovače

Toto zapojení patří mezi velmi často používané. Tyristorový usměrňovač tohoto typu se chová jako dvoukvadrantový měnič, který pracuje v I. a IV. kvadrantu, což mu umožňuje měnit polaritu napětí při jednom směru proudu, motor by se tedy mohl otáčet pouze na jednu stranu. Aby se mohl motor točit na obě strany musí měnič fungovat jako čtyřkvadrantový měnič, čehož lze dosáhnout antiparalelním zapojením dvou tyristorových můstků, jak je tomu i v tomto případě.

Zapojení pracuje bez okruhového proudu, což znamená, že v každém okamžiku je řízen pouze jeden z usměrňovačů, který vede proud, druhý je v blokovacím stavu a tudíž nevede žádný proud. Při změně směru otáčení nejprve dojde k zablokování usměrňovače, který vedl proud a po časové prodlevě cca 1 ms je odblokován druhý usměrňovač. Zapojení bez okruhového proudu má hned několik výhod, není nutné používat rozměrné, těžké a drahé tlumivky okruhových proudů, ale postačí obyčejná vyhlazovací tlumivka, další výhodou je, že tyristory nemusí být naddimenzovávány.

Řízení je pak prováděno tak, jak je vidět na blokovém schéma na Obr. 8.2



Obr. 8.2 – Blokové schéma řízení antiparalelně spojených usměrňovačů

Antiparalelně zapojené usměrňovače jsou řízeny z generátoru impulsů, který je ovládán procesorem tak, aby bylo možné zapnout vždy pouze jeden z usměrňovačů. Okamžiky spínání jsou řízeny logikou, která musí rozpoznat kdy prochází síťové napětí nulou, aby bylo možné vypnout tyristory, které jsou právě ve

vodivém stavu. Informace o nulovém proudu jsou logice předávány čidlem proudu, které slouží zároveň jako zpětná vazba pro regulátor proudu. Žádaný směr otáčení motoru je předán logice, která vyhodnotí, zda je možné sepnout druhý měnič a změnit tak směr otáčení. Regulátory a logika jsou v případě této práce představovány jedním mikrokontrolérem.

8.3 VÝPOČET MĚNIČE

Jak bylo napsáno v předchozí kapitole bude k napájení kotvy stejnosměrného motoru použito antiparalelní zapojení dvou můstkových dvoupulsních usměrňovačů se čtyřmi tyristory. Protože maximální napětí kotvy motoru může být až 220, tak není možné usměrňovač napájet z jednofázového napětí 230 V/ 50 Hz, protože střední hodnota po usměrnění je pouhých 198 V, což by snížilo využitelný rozsah otáček motoru, proto musí být můstek napájen ze sdruženého napětí tedy 400 V/ 50 Hz.

Při návrhu tyristorů je nutné vypočítat proud tyristory a závěrné napětí tyristorů z čehož se dá určit typ tyristorů, které budou v zapojení použity.

Maximální proud tyristorem je prvním důležitým parametrem a lze ho přibližně určit podle následujícího vztahu:

$$I_d = 1,5 \cdot I_{an} = 1,5 \cdot 21,3 = 31,95 A \cong 32 A \quad (8.3.1)$$

Z maximálního proudu lze stanovit střední hodnotu proudu a efektivní hodnotu proudu, jak je vidět z následujících vztahů:

$$I_s = 0,5 \cdot I_d = 0,5 \cdot 32 = 16 A$$
$$I_{ef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_d \cong 0,707 \cdot 32 \cong 22,6 A \quad (8.3.2)$$

Dalším důležitým parametrem pro správnou volbu tyristoru je závěrné napětí, které je na tyristoru ve vypnutém stavu. Závěrné napětí se určí takto:

$$U_{zm} = \sqrt{2} \cdot U_1 = \sqrt{2} \cdot 400 \cong 566 V \quad (8.3.3)$$

Ze střední hodnoty proudu a hodnoty závěrného napětí je patrné, že v zapojení musí být použity tyristory konstruované na proud 20 A a závěrné napětí alespoň 600 V, i když lepší by byly tyristory se závěrným napětím 800 V.

Po prozkoumání internetových obchodů v české republice, byly vybrány dva typy tyristorů. Prvním vybraným tyristorem je typ BTW69-800 jehož základní parametry jsou v tabulce Tab. 8.1

Tab. 8.1 – Parametry tyristoru BTW69-800

Efektivní hodnota proudu $I_{T(RMS)}$	50 A
Střední hodnota proudu $I_{T(AV)}$	32 A
Závěrné napětí V_{DRM}/V_{RRM}	800 V
Maximální proud řídící elektrody I_{GT}	80 mA
Max. napětí řídící elektroda – katoda U_{GT}	1,3 V
Typ pouzdra	TOP3

Druhým vybraným tyristorem je typ TYN625 jehož základní parametry jsou v tabulce Tab. 8.2

Tab. 8.2 – Parametry tyristoru TYN625

Efektivní hodnota proudu $I_{T(RMS)}$	25 A
Střední hodnota proudu $I_{T(AV)}$	16 A
Závěrné napětí V_{DRM}/V_{RRM}	800 V
Maximální proud řídící elektrody I_{GT}	40 mA
Max. napětí řídící elektroda – katoda U_{GT}	1,3 V
Typ pouzdra	TO220

Jak je vidět z tabulky Tab. 8.2 nedosahuje tento tyristor požadovaných 20 A pro střední hodnotu proudu. Tento tyristor byl použit pouze pro experimentální účely, protože jeho cena je oproti tyristoru BTW69-800 čtvrtinová.

Při použití tyristorového můstku se čtyřmi tyristory v tzv. dvoupulsním zapojení bude mít střední hodnota usměrněného napětí při nulovém úhlu řízení U_{d0} hodnotu 360 V. Tuto hodnotu je možné vypočítat podle následujícího vztahu:

$$U_{d0} = U_m \cdot \frac{q}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} = \sqrt{2} \cdot 400 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{2} = 0,9 \cdot 400 = 360V, \quad (8.3.4)$$

kde q – počet pulsů

U_m – maximální hodnota napětí

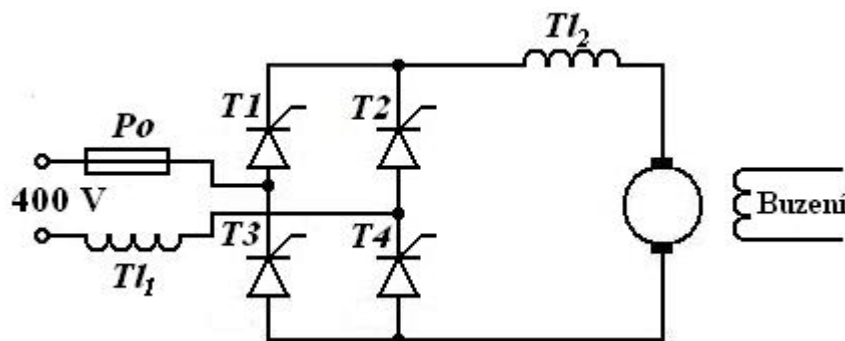
Z hodnoty středního usměrněného napětí a maximálního proudu motoru lze určit maximální příkon, který je definován jako:

$$P_{MAX} = U_{d0} \cdot I_{MAX} = 360 \cdot 23 = 8,28 \text{ kW} \quad (8.3.5)$$

Při návrhu nemůže zůstat opomenuto ani jištění obvodu před nadproudy, které mohou v obvodu vznikat. Jako jistící prvek je možné použít rychlé pojistky, které musí být dimenzovány na proud přibližně 36 A. Tato hodnota je dána přibližným vztahem:

$$I_1 = 1,11 \cdot I_d = 1,11 \cdot 32 = 35,52 \approx 36 \text{ A} \quad (8.3.6)$$

Zapojení jednoho tyristorového můstku s vyhlazovací tlumivkou a pojistkou s připojením k motoru je znázorněno na Obr. 8.3

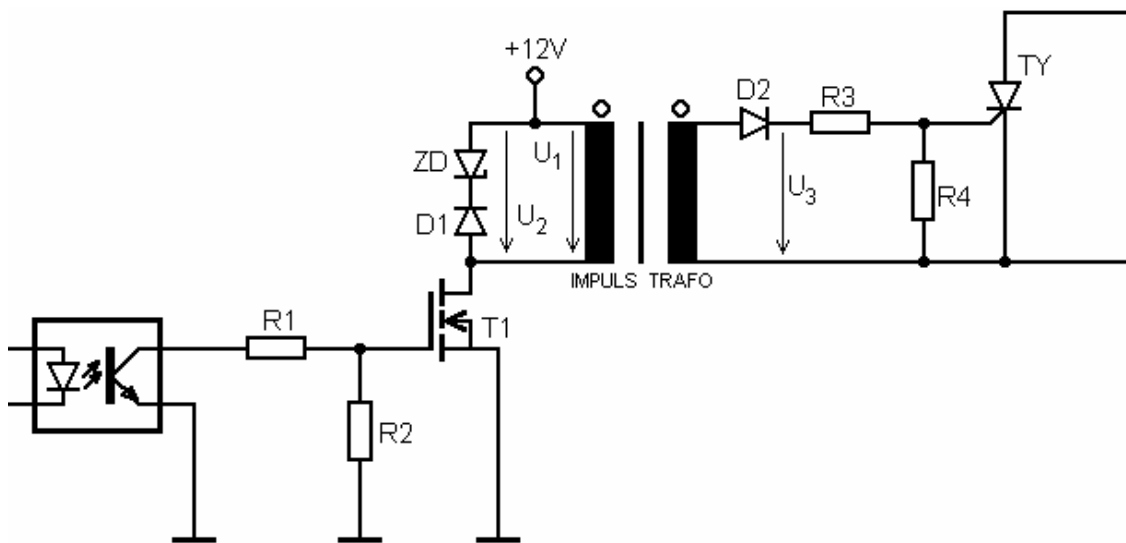


Obr. 8.3 – Schéma tyristorového můstku

Zvolené tyristory není možné jen tak připojit, je třeba vyrobit generátor proudových impulsů, který bude vysílat impulsy pro jednotlivé tyristory.

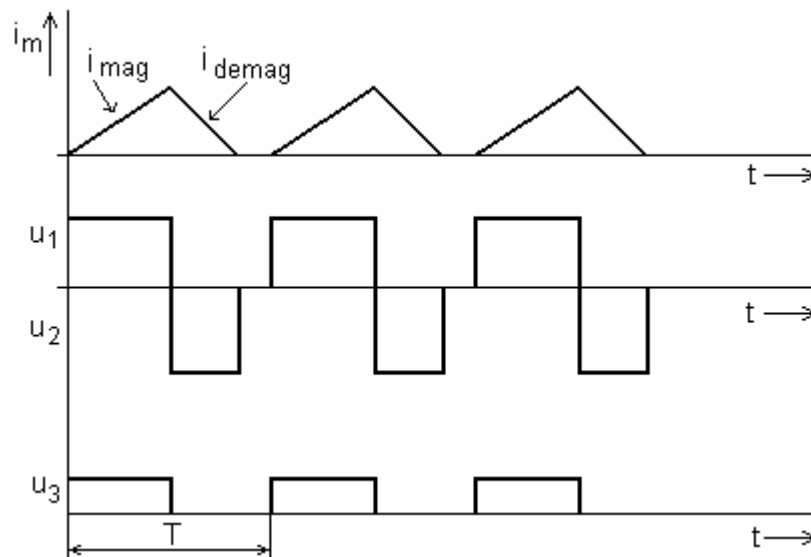
Použitý mikrokontrolér MC56F8346 bude generovat spínací pulsy pomocí modulů pulsně šířkové modulace. Výstupy z PWM modulů mají stejné napětí jako je napájecí napětí procesoru, tedy 3,3 V. Jelikož jsou výstupy omezeny proudově byl navržen obvod, který zesílí signál z PWM modulů a zároveň zajistí galvanické oddělení.

Principiální schéma ovládání jednoho tyristoru je na Obr. 8.4



Obr. 8.4 – Schéma zapojení generátoru impulsů pro jeden tyristor

Princip zapojení je následující: optočlen na vstupu obvodu přivádí signál z výstupu PWM modulu na tranzistor MOSFET, který pracuje ve spínacím režimu. Při sepnutí tranzistoru protéká primární cívkou impulsního transformátoru proud. Po vypnutí tranzistoru by v cívce zůstávala naakumulovaná energie, proto je k cívce připojena dioda a zenerova dioda. Klasická dioda je tam proto, aby mohl proud při sepnutém tranzistoru téct pouze přes primární vinutí impulsního transformátoru. Zenerova dioda slouží jako zdroj pro demagnetizaci cívky, zenerovo napětí je vyšší než je napájecí napětí, proto se v obvodu vytvoří proud, který působí proti proudu magnetizačnímu. Zenerovo napětí je vyšší záměrně, aby k demagnetizaci došlo dříve než dojde k sepnutí dalšího tyristoru. Průběh proudu a napětí magnetizace a demagnetizace cívky transformátoru je na Obr. 8.5



Obr. 8.5 – Průběhy napětí a proudů na impulsním transformátoru

Dioda na sekundární straně propustí pouze kladný magnetizační proud, který je snížen odporem R_3 tak, aby do řídicí elektrody tyristoru tekla pouze povolený proud.

Jak je patrné z Obr. 8.4 nejdůležitějším prvkem je impulsní transformátor, který generuje proudový signál pro řídicí elektrodu tyristoru. Transformátor je realizován na feritovém toroidovém jádře firmy AMIDON inc.

Konkrétně se jedná o feritový toroid typ FT 82-43 jehož parametry jsou uvedeny v Tab. 8.3.

Tab. 8.3 – Parametry feritového toroidního jádra FT 82-43

Vnější průměr	21 mm
Vnitřní průměr	13 mm
Tloušťka jádra	6,4 mm
Magnetická vodivost A_L	557 mH/1000z
l_e	52,6 mm
A_e	24,6 mm ²
V_e	1290 mm ³

Nejdůležitějším parametrem je magnetická vodivost A_L jejíž hodnota by měla být taková, aby výsledný počet závitů primárního vinutí byl v rozumných mezích (aby bylo možné je namotat). Podle výpočtů provedených na několika typech jader s různou magnetickou vodivostí je jasné, že optimální hodnota leží někde mezi 400 mH/1000z až 650 mH/1000z.

Počet závitů primárního vinutí impulsního transformátoru se počítá podle následujícího vztahu:

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{\sqrt{2 \cdot f \cdot P_{ZD} \cdot A_L}}, \quad (8.3.7)$$

kde U_d – je napětí na primární straně impulsního transformátoru

s – střída (doporučená hodnota střídavy $0,1 \leq s \leq 0,5$)

f – frekvence spínání tranzistoru

P_{ZD} – ztrátový demagnetizační výkon na zenerově diodě

A_L – magnetická vodivost [H/z]

Pro obvod byly zvoleny následující parametry, z kterých byl následně vypočítán počet závitů na primární straně impulsního transformátoru:

- napájecí napětí $U_d = 12$ V

- ztrátový výkon zenerovy diody $P_{ZD} = 1$ W

- střída spínání tranzistoru $s = 0,5$

- spínací frekvence tranzistoru $f = 20$ kHz (předpokládaná spínací frekvence)

- magnetická vodivost $A_L = 557$ mH/1000z

Po dosazení do rovnice (7.4.7) dostáváme

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{\sqrt{2 \cdot f \cdot P_{ZD} \cdot A_L}} = \frac{12 \cdot 0,5}{\sqrt{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 0,557 \cdot 10^{-6}}} = 40,19 \cong 40 \text{ z} \quad (8.3.8)$$

Podle výpočtu má primární vinutí impulsního transformátoru 40 závitů, což je rozumný počet. Počet závitů sekundárního vinutí impulsního transformátoru se nechá určit pomocí známého vztahu pro transformační poměr.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}, \quad (8.3.9)$$

kde U_2 – napětí na sekundární straně transformátoru

U_1 – napětí na primární straně transformátoru

N_2 – počet závitů sekundárního vinutí

N_1 – počet závitů primárního vinutí

Na primární straně je napětí 12 V, proto bylo na sekundární straně zvoleno napětí 6 V. Po dosazení do rovnice transformačního poměru dostáváme:

$$N_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot N_1 = \frac{6}{12} \cdot 40 = 20 \text{ z.} \quad (8.3.10)$$

Vinutí na sekundární straně bude mít 20 závitů, což je vzhledem k rozměrům jádra optimální a tudíž nemůže nastat problém s tím, že se vinutí do jádra nevejde.

Máme-li vypočítaný impulsní transformátor, tak je třeba určit ještě hodnoty ostatních součástek zapojených v obvodu. V dalším textu bude popsán výpočet hodnot odporů pouze pro tyristor BTW69-800, který bude použit pro napájení motoru.

Z tabulky Tab. 8.1 použijeme pro výpočty hodnoty proudu řídicí elektrodou I_{GT} a napětí U_{GT} . Napětí na sekundární straně impulsního transformátoru bylo stanoveno na 6 V. Z těchto hodnot můžeme pomocí metody úměrných veličin vypočítat hodnoty odporů na sekundární straně transformátoru. Maximální proud řídicí elektrodou je 80 mA, volíme proto proud touto elektrodou na 70 mA, tento proud poteče přes odpor R_3 (vit. Obr. 8.4). Na odpor R_4 tak „zbude“ proud o velikosti 10 mA. Napětí mezi řídicí elektrodou a katodou je 1,3 V. Z těchto hodnot určíme velikost odporu R_4

$$R_4 = \frac{U}{I} = \frac{1,3}{10 \cdot 10^{-3}} = 130 \Omega \quad (7.4.11)$$

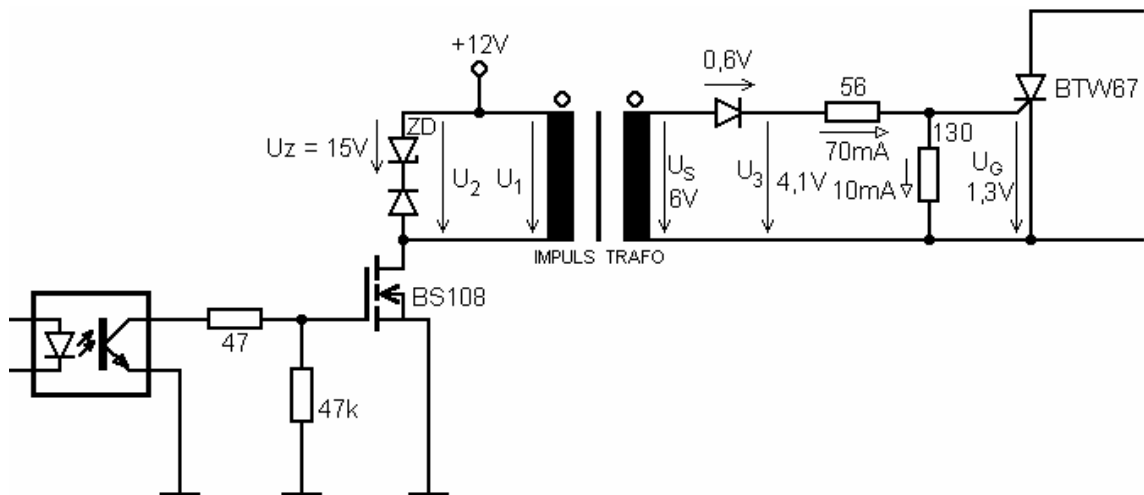
Odpor R_3 lze vypočítat tak, že od napětí na sekundární straně transformátoru odečteme úbytek na diodě D_2 a napětí U_{GT} a výsledné napětí podělíme požadovaným proudem

$$R_3 = \frac{\Delta U}{I} = \frac{6 - 0,6 - 1,3}{70 \cdot 10^{-3}} = \frac{4,1}{70 \cdot 10^{-3}} = 58,6 \Omega \quad (7.4.12)$$

Taková hodnota se v odporové řadě nevyrábí, proto byla zvolena hodnota 56 Ω . Zbývá určit hodnoty pro tranzistor. Tranzistor musí pracovat jako spínač, proto jsou hodnoty odporu stanoveny na $R_1 = 47 \Omega$ a $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$.

Tranzistor použitý v zapojení má označení BS108 a jedná se o rychlý spínací tranzistor MOSFET.

Schéma s hodnotami je na Obr. 8.6



Obr. 8.6 – Schéma zapojení generátoru impulsů s hodnotami součástek

8.4 DESKA USMĚRŇOVAČE

Deska plošných spojů je provedena jako jednovrstvá. Na jedné desce s tyristory je zapojen transformátor do plošných spojů s napětím 15 V a výkonem 16 VA. Za diodovým usměrňovačem je stabilizátor 7812, který zajišťuje napětí 12 V pro obvod magnetizace, toto napětí je vyvedeno na svorkovnici, na kterou se připojuje druhý tyristorový můstek. Signál z PWM je na desku přiváděn 6-ti žilovým kablíkem, který se připojuje do svorkovnice. Odtud je signál veden na optočleny PC817.

Obvod pro napájení budícího vinutí je realizován Greatzovým můstkem ze čtyř diod 1N5408. Na této desce je ještě relé ovládané signálem z desky procesoru, které ovládá kontakty stykače. Stykač spouští přídatný ventilátor stejnosměrného motoru.

Obrazce plošných spojů tyristorového měniče a osazovací plány desek jsou uvedeny v příloze. Deska pro obvod buzení je tak jednoduchá, že nemá smysl ji uvádět.

9. CODE WARRIOR

9.1 VÝVOJOVÉ PROSTŘEDÍ

Programové prostředí Code Warrior je spojnicí mezi procesorem a počítačem. V tomto programu je možné vytvářet vlastní kód pomocí definovaných funkcí. Prostředí kromě vlastních funkcí podporuje i standardní příkazy jazyka C. Dále je zde možné nastavit do jaké paměti se bude program ukládat, zda do vnitřní paměti nebo do externí paměti procesoru. Pomocí aplikace procesor expert lze jednoduše nastavit funkce procesoru, které mají být právě používány např. nastavení sériové linky, PWM, SPI atd.

V prostředí Code Warrior měl být vytvořen program, který by se pracoval jako regulátor PI, který by ovládal soustavu v programu MATLAB Simulink. Pro spojení procesoru s MATLABem slouží toolbox SFIO, který s procesorem komunikuje po sériové lince.

Jelikož notebook, který byl k programování používán nemá typické rozhraní RS 232, musel být použit převodník USB/RS 232. Jak se ukázalo tento převodník má obrovskou nevýhodu oproti tradičnímu portu COM, při běhu programu ne něm dochází k neočekávaným chybám, což vede k zavádějícím výsledkům. Protože nebyl k dispozici jiný počítač se sériovou linkou nebylo možné provést před odevzdáním této práce simulaci s regulátorem vytvořeným v Code Warrioru.

10. ZÁVĚR

Cílem diplomové práce na téma řízení divadelní opony bylo navrhnout systém, který bude řídit otáčky stejnosměrného cize buzeného motoru, který má sledovat svou rychlost a svoji polohu.

Nejprve bylo třeba určit základní parametry, které se dají přenést do skutečné regulace, proto byl sestaven matematický model motoru a napáječe, jenž tvoří tyristorový řízený usměrňovač. Ze soustavy motoru a tyristorového usměrňovače byl vytvořen operátorový přenos, který posloužil k návrhu regulátoru proudu, otáček a polohy rozvětvené regulační smyčky. Regulátory byly navrženy metodou standardního tvaru frekvenční charakteristiky pomocí programu MATLAB a jeho nástroje Sisotool. Navržené regulátory byly následně odsimulovány v prostředí MATLAB Simulink. Simulace ukázala, že systém je možné regulovat s dostatečnou přesností a rychlostí.

Kromě teoretického popisu systému se práce zabývá i návrhem hardwarových komponentů pro regulaci. Jako základ pro komunikaci s nadřazeným výpočetním systémem a tyristorovým řízeným usměrňovačem byl zvolen procesor firmy Freescale, konkrétně typ MC56F8346, který je velice vhodný především pro pohonářské aplikace, tedy řízení různých pohonů. Pro procesor byla vyrobena deska, přes kterou je možné s procesorem komunikovat a programovat ho. Dalším hardwarovým komponentem nezbytným pro řízení napětí na kotvě motoru je tyristorový měnič napětí. Měnič je v této práci popsán od návrhu přes výpočet až po finální výrobu.

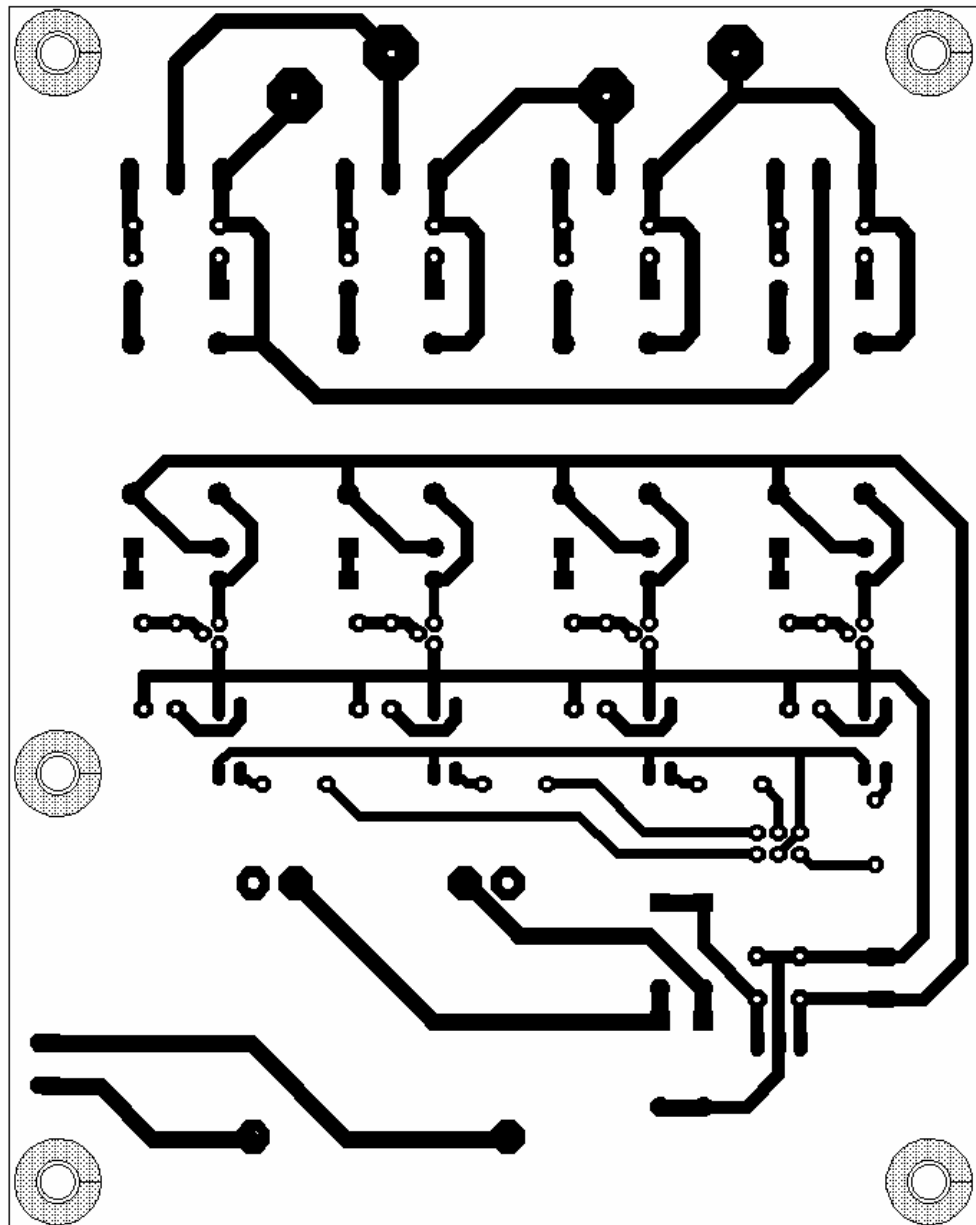
11. LITERATURA

- [1] Černý, M.: *Elektrické pohony*, VUT Brno, Brno 1996
- [2] Šubrt, J.: *Elektrické pohony a výkonová elektronika*, SNTL, Praha 1984
- [3] Rozanov, J. K.: *Základy výkonové měničové techniky*, TISK knižní výroba n.p., Brno 1979
- [4] Holub, P., Zíka, J.: *Praktická zapojení polovodičových diod a tyristorů*, SNTL, Praha 1977
- [5] Patočka, M.: *Vybrané stati z výkonové elektroniky – svazek 2.*, PC-DIR Real, Brno 1996
- [6] Haškovec, J., Lstibůrek, F., Zíka, J.: *Tyristory*, SNTL, Praha 1972
- [7] Haumans, K., Stumpe, A. C.: *Vlastnosti a použití tyristorov*, ALFA, Bratislava 1976
- [8] Čapoun, J., Pavelka, J., Ryant, J.: *Elektrické regulační pohony s tyristory*, SNTL, Praha 1984
- [9] Skalický, J.: *Elektrické regulované pohony*, skriptum VUT, Brno 2007
- [10] *56F8346/56F8146 Preliminary technical data*, Freescale, 2007, technický list
- [11] *MC56F8246 Controller board*, Freescale, 2004, technický list
- [12] *Inkrementální rotační snímač IRC300-325*, LARM a.s., 2007
- [13] *Soundlight* [online]. 2006 [cit. 2008-05-20]. <<http://www.soundlight.cz>>
- [14] *Freescale semiconductor* [online]. 2008 [cit. 2008-05-20]. <<http://www.freescale.com>>
- [15] *Texas instrument* [online]. 2007 [cit. 2008-05-20]. <<http://www.ti.com>>
- [16] *LEM electronic* [online]. 2006 [cit. 2008-05-20]. <<http://web4.lem.com/hq/en/component>>
- [17] *AMIDON* [online]. 2007 [cit. 2008-05-20]. <<https://www.amiconcorp.com>>

SEZNAM PŘÍLOH

- Příloha 1 Schéma zapojení tyristorového měniče
- Příloha 2 Deska plošných spojů tyristorového měniče
- Příloha 3 Osazovací plán tyristorového měniče

Příloha 2



Příloha 3

