

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

TRAKČNÍ MĚNÍČ PRO MOTOROVÉ KOLO SE STEJNOSMĚRNÝM MOTOREM

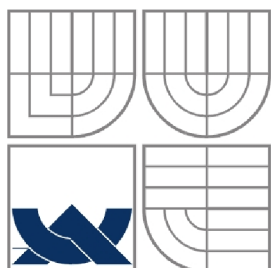
TRACTION INVERTE FOR AN ELECTRIC BIKE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MARTIN PRUDÍK

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

TRAKČNÍ MĚNIČ PRO MOTOROVÉ KOLO SE STEJNOSMĚRNÝM MOTOREM

TRACTION INVERTER FOR AN ELECTRIC BIKE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

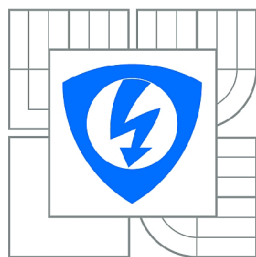
Bc. MARTIN PRUDÍK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. PAVEL VOREL, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Martin Prudík

ID: 103218

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Trakční měnič pro motorové kolo se stejnosměrným motorem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte desky plošných spojů zapojení měniče zkoumaného v SP2. Desky osadte a celý měnič oživte.
2. Provedte zkušební měření funkčnosti regulačních obvodů, změřte účinnost měniče v definovaných bodech.
3. Ověřte funkčnost soustavy měnič + motor přímo na zástavbě v kole. Provedte zkušební jízdy a ověřte dosažitelné mezní parametry.
4. Provedte finální testy funkčnosti. Vypracujte podrobnou technickou dokumentaci k zapojení a konstrukci měniče, vypracujte stručný protokol o měření parametrů soustavy měnič + motor.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 23.9.2010

Termín odevzdání: 23.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, 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

V díle je pojednáno o dimenzování pohonu pro motorové kolo se stejnosměrným diskovým motorem. Obzvláště pak o návrhu speciálního DC/DC měniče řízeným mikroprocesorem, který umí napětí snižovat i zvyšovat. Na měnič jsou kladeny nároky na miniaturizaci rozměrů a dosažení potřebného výkonu pro jízdu bez lidské pomoci.

Abstract

A drive design for an electric bike with brushed DC disk motor is proposed in this thesis. Especially the design of a DC/DC converter with DSC control is described. The converter can operate as step-down and step-up too. Minimum dimensions and sufficient power for riding without human assistance were the main demands on the design.

Klíčová slova

Elektrické kolo; trakční pohon; stejnosměrný měnič; mikroprocesorové řízení

Keywords

Electronic bike; traction drive; DC/DC converter; DSC control

Bibliografická citace

PRUDÍK, M. *Trakční měnič pro motorové kolo se stejnosměrným motorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 65 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Trakční měnič pro motorové kolo se stejnosměrným motorem 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.

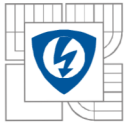
Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne Podpis autora

Poděkování

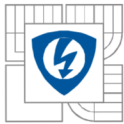
Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
ÚVOD	15
1 KONCEPT ELEKTROKOLA S MOTOREM HEINZMANN	16
1.1 MOTOR	16
1.2 AKUMULÁTOR.....	16
1.3 VÝKONOVÝ MĚNIČ A OVLÁDACÍ PRVKY.....	17
1.4 KONSTRUKCE	18
2 NÁVRH ELEKTROPOHONU	19
2.1 DIMENZOVÁNÍ POHONU S MOTOREM HEINZMANN	19
2.2 VÝKONOVÝ OBVOD MĚNIČE.....	21
2.2.1 SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ – STEP DOWN	21
2.2.2 ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ – STEP UP.....	23
2.2.3 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÉHO OBVODU MĚNIČE	25
3 ŘÍDÍCÍ OBVODY MĚNIČE.....	29
3.1 POMOCNÉ NAPÁJECÍ NAPĚTÍ	29
3.2 MĚŘENÍ PROUDU	30
3.3 SNÍMÁNÍ NAPĚTÍ.....	31
3.4 GALVANICKY ODDĚLENÝ ZDROJ PRO BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	31
3.5 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	33
3.6 MIKROPROCESOR	33
3.7 POSÍLENÍ SIGNÁLU PWM.....	34
4 REGULAČNÍ STRUKTURA POHONU.....	35
4.1 HODNOTA ŽÁDANÉHO PROUDU	36
4.2 NÁVRH PROUDOVÉHO REGULÁTORU.....	37
5 SOFTWARE PRO MIKROPROCESOR.....	38
5.1 NASTAVENÍ PERIFERIÍ	39
5.2 DISKRETIZACE NAVRŽENÉHO REGULÁTORU	39
5.3 KOREKCE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	40
5.4 POPIS PROGRAMU PRO DSP	41
6 KONSTRUKCE MĚNIČE	43
6.1 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	43
6.2 REALIZACE MĚNIČE.....	45



7 MĚŘENÍ MĚNIČE.....	46
7.1 PRŮBĚHY NAPĚTÍ <i>U_{DS}</i> A <i>U_{GS}</i> NA VÝKONOVÝCH TRANZISTORECH.....	46
7.2 ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKA	50
7.3 INDUKOVANÉ NAPĚTÍ.....	55
8 ZÁVĚR.....	57
LITERATURA	58
PŘÍLOHA 1: KATALOGOVÝ LIST MOTORU	60
PŘÍLOHA 2: SCHÉMA ZAPOJENÍ MĚNIČE.....	61
PŘÍLOHA 3: SEZNAM SOUČÁSTEK	63
PŘÍLOHA 4: VÝPIS PROGRAMU PRO DSP	64



SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1 Jízdní kolo Electra Amsterdam</i>	19
<i>Obrázek 2 Předpokládaný proud motoru, příkon a výkon motoru v závislosti na otáčkách [1] ...</i>	21
<i>Obrázek 3 Základní schéma měniče STEP DOWN [17]</i>	22
<i>Obrázek 4 Průběhy napětí a proudů na STEP DOWN měniči [17]</i>	23
<i>Obrázek 5 Základní schéma měniče STEP UP [17]</i>	23
<i>Obrázek 6 Průběhy napětí a proudů na STEP UP měniči [17]</i>	24
<i>Obrázek 7 Schéma silového obvodu</i>	25
<i>Obrázek 8 Realizace pomocného ovládacího napětí +5V a +15V pomocí obvodu MC34063</i>	30
<i>Obrázek 9 Princip čidla LEM LTS 25-NP [5]</i>	30
<i>Obrázek 10 Měření napětí meziobvodů a "plynové rukojeti"</i>	31
<i>Obrázek 11 Galvanicky oddělený zdroj</i>	32
<i>Obrázek 12 Astabilní multivibrátor [16]</i>	32
<i>Obrázek 13 Schéma zapojení budiče výkonových tranzistorů</i>	33
<i>Obrázek 14 Posílení PWM signálu pomocí IO 4050 a enable PWM pomocí IO 4502D</i>	35
<i>Obrázek 15 Regulační struktura pohonu s podřízenou proudovou smyčkou</i>	36
<i>Obrázek 16 Průběh žádaného proudu</i>	37
<i>Obrázek 17 Výstupní napětí a jeho korekce</i>	41
<i>Obrázek 18 Vývojový diagram programu</i>	42
<i>Obrázek 19 Layout horní strany DPS</i>	44
<i>Obrázek 20 Layout spodní strany DPS</i>	44
<i>Obrázek 21 Realizovaný DC/DC měnič</i>	45
<i>Obrázek 22 Odezva proudu motoru na skok řízení</i>	46
<i>Obrázek 23 Průběh UGS a UDS na tranzistoru T3 snižujícího měniče při chodu naprázdno</i>	47
<i>Obrázek 24 Průběh UGS a UDS na tranzistoru T3 snižujícího měniče při zatížení - detail náběžné hrany</i>	48
<i>Obrázek 25 Průběh UGS a UDS na tranzistoru T3 snižujícího měniče při zabrzděném motoru</i> ..	48
<i>Obrázek 26 Průběh UGS a UDS na tranzistoru T7 zvyšujícího měniče při zatížení</i>	49
<i>Obrázek 27 Průběh UGS a UDS na tranzistoru T7 zvyšujícího měniče – detail sestupné hrany při zatížení</i>	49
<i>Obrázek 28 Průběh UGS a UDS na tranzistoru T7 zvyšujícího měniče – detail náběžné hrany při zatížení</i>	50
<i>Obrázek 29 Příkon měniče v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení</i>	53
<i>Obrázek 30 Účinnost měniče v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení</i>	53

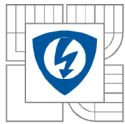


<i>Obrázek 31 Výkon motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení.....</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 32 Moment motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení.....</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 33 Účinnost motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení.....</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 34 Zvlnění proudu motorem.....</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 35 Průběh indukovaného napětí</i>	<i>56</i>

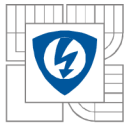


SEZNAM TABULEK

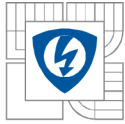
<i>Tabulka 1 Parametry trakčního Li-ion akumulátoru [2]</i>	<i>17</i>
<i>Tabulka 2 Naměřené hodnoty pro zatížení 1</i>	<i>50</i>
<i>Tabulka 3 Naměřené hodnoty pro zatížení 2</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 4 Naměřené hodnoty pro zatížení 3</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 5 Naměřené hodnoty pro zatížení 4</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 6 Naměřené hodnoty pro zatížení 5</i>	<i>52</i>

**SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK**

ADC	Analog to Digital converter	
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor	
DPS	Deska Plošných Spojů	
DSP	Digitální Signálový Procesor	
GCT	Graphical Configuration Tools	
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor	
IO	Integrovaný obvod	
JTAG	Join Test Action Group	
TTL	transistor-transistor-logic	
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor FET	
OM	Optimální modul	
PI	Proporcionálně integrační	
PWM	Pulse Width Modulation	
SMD	surface mount device	
ΔI	Zvlnění proudu tlumivky	[A]
ΔI_i	Zvlnění proudu vlivem zvlnění U_i	[A]
ΔU_i	Zvlnění indukovaného napětí	[A]
ΔP_V	Ztráty vedením	[W]
ΔP_P	Přepínací ztráty tranzistoru	[W]
ΔP_S	Ztráty Step- down měniče	[W]
ΔP_Z	Ztráty Step-up měniče	[W]
$\Delta P_{celk.}$	Celkové ztráty na tranzistorech	[W]
η	Účinnost	[%]
τ_u	Časová konstanta měniče	[s]
ω_n	Jmenovité úhlové otáčky	[rad/s]
ω_{max}	Maximální úhlové otáčky	[rad/s]
B	Magnetická indukce tlumivky	[T]
C_{rss}	Parazitní kapacita tranzistoru	[F]
f	Frekvence	[Hz]
$F_{Ri}(p)$	Operátorový přenos PI regulátoru	[–]
$F_S(p)$	Operátorový přenos otevřené smyčky	[–]
I	Proud	[A]



$I_{Cond,ef}$	Efektivní proud napěťového meziobvodu	[A]
$I_{C,max}$	Maximální amplituda kolektorového proudu	[A]
$I_{C,stř}$	Střední proud kolektoru tranzistoru	[A]
$I_{C,ef}$	Efektivní hodnota proudu tranzistoru	[A]
I_D	Maximální trvalý proud tranzistorem	[A]
$I_{L,max}$	Maximální proud tlumivky	[A]
I_n	Jmenovitý proud	[A]
I_{max}	Maximální proud	[A]
K_i	Zesílení čidla proudu	[V/A]
K_I	Integrační složka regulátoru	[–]
$K_I Gain$	Integrační zesílení pro zlomkovou aritmetiku	[–]
$K_I Scale$	Posun $K_P Gain$	[–]
K_P	Proporcionální složka regulátoru	[–]
$K_P Gain$	Proporcionální zesílení pro zlomkovou aritmetiku	[–]
$K_P Scale$	Posun $K_P Gain$	[–]
K_u	Zesílení měniče	[V/V]
L	Indukčnost	[H]
L_r	Parazitní indukčnost	[H]
M	Moment	[Nm]
M_n	Jmenovitý moment	[Nm]
M_{max}	Maximální moment	[Nm]
N	Počet závitů	[–]
n_n	Jmenovité otáčky	[min ⁻¹]
n_{max}	Maximální otáčky	[min ⁻¹]
P_n	Jmenovitý výkon	[W]
$P_{1,max}$	Maximální příkon ve jmenovitém bodě	[W]
$P_{2,max}$	Maximální výkon ve jmenovitém bodě	[W]
R_a	Odpor vinutí kotvy	[Ω]
$R_{DS,on}$	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu	[Ω]
$R_{\vartheta,C-H}$	Tepelný odpor na rozhraní pouzdro chladič	[°C/W]
$R_{\vartheta,J-C}$	Tepelný odpor na rozhraní polovodič pouzdro	[°C/W]
$R_{\vartheta H}$	Tepelný odpor chladiče	[°C/W]



s	Střída	[–]
S_{Fe}	Průřez jádra tlumivky	[mm ²]
t_1	Doba zapnutí	[s]
t_2	Doba vypnutí	[s]
T	Perioda	[s]
T_a	Elektromagnetická časová konstanta	[s]
t_{off}	Celková vypínací doba tranzistoru	[s]
t_{on}	Celková zapínací doba tranzistoru	[s]
U_{CC}	Napájecí napětí	[V]
U_{DS}	Napájecí Drain - Source	[V]
U_{GS}	Napájecí Gate - Source	[V]
U_H	Hysterezní napětí	[V]
U_n	Jmenovité napětí	[V]
V_{DSS}	Maximální trvalé závěrné napětí tranzistoru	[V]



ÚVOD

Elektrokolo. Pojem, který se nevyskytuje ani ve slovníku spisovné češtiny, ale stále častěji jej můžeme slyšet v běžné mluvě, v médiích a dokonce i v odborné literatuře.

Nakonec myšlenka elektrokola je na světě už dlouhá léta, nicméně z praktického hlediska byla nerealizovatelná. To hlavně z důvodu nadměrné hmotnosti celého pohonu a z důvodu příliš těžkých baterií nutných pro napájení. Ovšem prudký vývoj akumulátorů i výkonové elektroniky v posledních desetiletích umožňuje realizovat efektivní pohon s dostatečnými jízdními vlastnostmi. V současnosti výrobci elektrokol udávají průměrný dojezd 40 až 60 km bez šlapání. Obecně platí, že čím větší dojezd tím těžší a větší akumulátor, což se negativně promítne do ceny elektrokola. Dalším parametrem je spotřeba, která se pohybuje od 4 do 10 Kč na 100km jízdy. Právě tato velice příznivá cena, nehlučnost elektrického pohonu a téměř žádné negativní vlivy na životní prostředí jsou v dnešní době velice ceněné vlastnosti a proto se elektrokola víc a víc prosazují v běžné dopravě. Právě to dělá z elektrokol čtvrtý nejrozšířenější dopravní prostředek na světě. To potvrzují i čísla prodejnosti. Jen v roce 2009 bylo v Číně prodáno přes jeden milion elektrokol a v Holandsku téměř 150 000 kusů, což je 25 % z celkového počtu prodaných kol [18]. Bohužel v České Republice tento trend není až tak patrný, což se doufám, brzy změní k lepšímu a slovo elektrokolo právoplatně nalezneme i ve zmiňovaném slovníku spisovné češtiny.

1 KONCEPT ELEKTROKOLA S MOTOREM HEINZMANN

Základní součástí každého elektrokola je akumulátor, řídicí jednotka, motor a jízdní kolo. Každá z těchto součástí má nemalý vliv na celkové vlastnosti jako jsou celková účinnost, výkon, hmotnost, dojezd, ovladatelnost celého elektrokola a v neposlední řadě i jeho cena.

1.1 Motor

Máme tři základní druhy elektromotorů vhodné pro pohon jízdního kola. Jednou alternativou je synchronní motor. Ten má bezesporu nejlepší poměr moment/hmotnost (až 3x větší než asynchronní). V nižších otáčkách má vysokou účinnost, díky permanentním magnetům totiž není třeba buzení ze statoru. Ovšem ve vysokých otáčkách, kdy by bylo vhodnější motor odbudit, mohou být permanentní magnety nevýhodné kvůli vzniku hysterézních a vířivých ztrát. Jeho největší nevýhodou je vysoká cena, která mnohdy rozhoduje v jeho neprospěch. Asynchronní motor je cenově dostupnější, ale jeho dostupnost pro malé napětí je špatná. Proto by bylo třeba motor převinout na malé napětí. Rovněž jeho rozměry jsou velké ve srovnání s ostatními. Stejnoseměrný stroj s permanentními magnety je další variantou pro pohon elektrického kola. Ten má bezesporu největší výhodu v jednoduchosti regulace. Také má dobrý poměr moment/hmotnost i pořizovací cena je přijatelná. Nevýhodou je použití kluzného kontaktu mezi komutátorem a sběracími kartáči, který přináší nutnost pravidelné údržby pohonu.

Na trhu s elektrokoly se nejvíce vyskytují elektricky komutované synchronní motory (EC motory), které nevyžadují sinusový průběh napájecího napětí jako klasické synchronní motory. Rovněž tak provedení s vnějším rotorem je praktické pro použití pohonu kola.

Pro naše elektrokolo byl přidělen stejnosměrný motor s permanentními magnety od firmy Heinzmann. Motor je diskového provedení s vnějším rotorem a integrovanou planetovou převodovkou. Díky převodovce má motor velký moment až 54Nm a poměrně malé otáčky. Tento motor je vhodný pro montáž přímo do výpletu kola. Bohužel, díky mechanickým převodům se motor při větších otáčkách projevuje zvýšenou hlučností.

Motor Heinzman RN120-2NFB má následující katalogové údaje [Příloha 1]:

- Jmenovitý moment M_n : 24,6 Nm
- Jmenovitý proud I_n : 13 A
- Jmenovité napětí U_n : 24 V
- Jmenovitý výkon P_n : 250 W
- Jmenovité otáčky n_n : 97 ot/min
- Účinnost při jmenovitém výkonu η : 78,9 %
- Maximální moment M_{max} : 54 Nm
- Maximální proud I_{max} : 28 A

1.2 Akumulátor

Akumulátory rozlišujeme podle jejich chemického složení. Mezi nejznámější druhy patří olověné (Pb), nikel-kadmiové (NiCd), nikel-metal-hydridové (NiMh), lithium-iontové (Li-ion),

lithium-polymerové (LiPol) a lithium-železo-fosfátové (LiFePO). V posledních letech se téměř ve všech oblastech techniky usadily akumulátory na bázi lithia, což jsou LiIon, LiPol a LiFePO baterie. Velkými výhodami těchto baterií je velká kapacita, nízká hmotnost ve srovnání s ostatními, nízký samovybíjecí proud a velký počet nabíjecích cyklů. Mezi nevýhody patří pořizovací cena, křehkost a dlouhá doba nabíjení. Podle použití materiálu v Li-ion akumulátorech je napětí článku v rozsahu 3 až 4V. Dosažitelná měrná energie těchto článků je v současné době kolem $120 \text{ W} \cdot \text{h/l}$, měrný výkon 150 W/kg a samovybíjení po měsíci 4 až 8% [19].

Pro trakční pohony jsou nejvýhodnější Li-ion akumulátory. Skládající se ze sérioparalelního řazení jednotlivých článků. Sériovým řazením dosáhneme požadovaného napětí a paralelním požadované proudové vytížitelnosti. Akumulátor pro naše elektrokolo se skládá celkem z 147 ks Li-ion článku Panasonic CGR18650C s jmenovitým napětím 3,6V a jmenovitou kapacitou 2,15Ah. Jde o sériové spojení 7 bloků, přičemž každý blok obsahuje 21 článků paralelně. Výsledné parametry celého akumulátoru jsou uvedeny v tabulce 1. Protože každý článek může mít odlišné parametry, je třeba monitorovat napětí na každém ze sedmi sériových bloků. Paralelní spojení článků v každém bloku přispívá k tomu, že se bloky chovají navenek stejně - je zajištěna stejná hodnota napětí a kapacity v každém z bloků. Každý ze sedmi bloků má tak svůj vlastní bezpečnostní systém, jehož podstatou jsou komparátory vyhodnocující podpětí nebo přepětí. Vyhodnotí-li některá ochrana podpětí nebo přepětí je vybavena cívka relé, které přes svůj vypínací kontakt odpojí kladný pól akumulátoru. Stejně tak lze akumulátor vypnout i ručně pomocí vypínacího tlačítka.

Tabulka 1 Parametry trakčního Li-ion akumulátoru [2]

Jmenovité napětí (3,6V na článek)	25,2V
Maximální napětí (4,1V na článek)	28,7V
Minimální napětí (3,1V na článek)	21,7V
Maximální trvalý vybíjecí proud (2A na článek)	42A
Maximální nabíjecí proud (1,4A na článek)	29,4A
Vnitřní odpor (120mΩ na článek)	40mΩ
Využitelná kapacita (1,9Ah na článek)	40Ah
Celková hmotnost	7kg

1.3 Výkonový měnič a ovládací prvky

Volba topologie a dimenzování silové části měniče je stejně důležité jako výběr motoru. Měnič má nemalý vliv na účinnost pohonu (dojezd elektrokola), jízdní parametry a regulační vlastnosti. Například měnič umožňující rekuperaci brzděné energie umožní zvýšení dojezdu elektrokola o několik procent. Ale v případě rekuperace by bylo vhodné, kdyby paralelně k akumulátoru byly zařazeny ultrakapacitory¹.

¹ V závislosti na typu akumulátoru a požadované kvalitě rekuperace. Např. LiFePo akumulátor by přítomnost ultrakapacitoru nevyžadoval, ale olověný rozhodně ano.



Řídicí a pomocná elektronika je závislá na druhu použitého motoru a náročnosti uživatele. Nejméně náročným uživatelům by stačila plynová „rukojeť“, pomocí které by se reguloval moment motoru a spínač přívodů z baterie pro bezpečné odpojení od akumulátoru. Naproti tomu náročný uživatel by vyžadoval různé režimy řízení, informační displej a další elektronické doplňky. Současný trh nabízí nespočet modelů mající ovládací panel s tachometrem a indikací stavu baterie, nebo bluetooth komunikaci s mobilním telefonem. Moderní elektrokola mají v pedálu zabudovaný tenzometr, který měří moment, kterým jezdec šlape a řídicí jednotka doplňuje dávku výpomoci podle navoleného režimu.

Pro naše elektrické kolo je zvolena jednoduchá elektronika skládající se ze základního ovládání „plynovou rukojetí“ a výkonové elektroniky řízené procesorem. Topologie měniče by rekuperaci umožňovala, ovšem motor obsahuje volnoběžku, se kterou rekuperace není možná.

1.4 Konstrukce

Jízdní kolo je univerzální dopravní prostředek, který se vyrábí v mnoha provedeních (silniční, městské, horské atd.) Ze všech jízdních kol jde po malých úpravách udělat kolo elektrické. Nejčastěji se setkáváme s elektrokoly městskými a horskými, které mají největší využití v přepravě osob. I námi vybrané kolo Amsterdam od firmy Electra je městského typu, viz obrázek 1. Design kola je ideální pro přestavbu na elektrokolo. Montáží akumulátoru do středu rámu zajistíme vyváženost celého kola. Vpletením motoru do předního kola nijak nepokazíme design kola, a jelikož motor má implementovanou volnoběžku, zachováme možnost pohonu vlastní silou.

Sériově vyráběná elektrokola mají upravenou konstrukci pro umístění pohonu na rám. Většinou se baterie umísťuje pod sedadlo k zadnímu kolu, nebo je baterie implementovaná přímo do rámu. Některá elektrokola mají baterii umístěnou na zadním nosiči. To považuji za nešťastné řešení, kvůli nevyváženosti a zhoršení jízdních vlastností na nerovném povrchu.

Rovněž tak hmotnost celého pohonu je faktor, který má podstatný vliv na jízdní vlastnosti a délku dojezdu. Hmotnost akumulátoru je úměrná energii v ní uložené, s tím mnoho nenaděláme. Avšak hmotnost motoru ovlivnit můžeme. Moment motoru roste s rozměry stroje. K plynulé jízdě do většího kopce je potřeba velký moment (cca 50Nm), to by ovšem znamenalo velký a těžký motor, který je velice nevhodný a pro trakci prakticky nepoužitelný. Z tohoto důvodu je vhodné, aby pohon obsahoval převodovku. Je vhodnější použít lehčí motor s většími otáčkami a převodovku s převody do pomala (na větší moment). Použití převodů se může lišit v závislosti na umístění motoru, přenášenému výkonu a otáčkám. První elektrokola byla realizována pomocí řemenového převodu, kdy motor byl umístěn na nosiči nad zadním kolem. V současné době se více využívají planetové převodovky, které společně s motorem tvoří jeden konstrukční celek, vhodný pro montáž do středu kola. Ovšem platná legislativa² navádí většinu výrobců k použití motoru o výkonu 250W bez převodovky, což se negativně projeví na jízdních vlastnostech kola. Nevýhodou použití převodovky je zvýšená hlučnost pohonu. Konkrétně motor s planetovou převodovkou, použitý na našem kole, se vyznačuje nepříjemným kvílením při větších otáčkách.

² Při maximálním výkonu motoru 250W, nebo maximální rychlosti do 25km/h, není nutné nosit helmu ani vlastnit řidičské oprávnění skupiny A1.



Obrázek 1 Jízdní kolo Electra Amsterdam

2 NÁVRH ELEKTROPOHONU

Při návrhu a dimenzování pohonu je třeba zvážit všechny technické a uživatelské aspekty. Ještě než začneme navrhovat a dimenzovat řídicí elektroniku je potřebné zjistit, jaké požadavky budou na pohon kladeny. Zanedbání jakéhokoliv detailu, může vést od špatné spolehlivosti až k úplné destrukci elektropohonu. Proto bude věnována velká pozornost teoretickému rozboru jednotlivých součástí.

2.1 Dimenzování pohonu s motorem Heinzmann

Jmenovité hodnoty motoru jsou uvedeny v kapitole 1.1. K těmto hodnotám je třeba dopočítat maximální hodnoty příkonu a výkonu při jmenovitých otáčkách a maximálním proudu.

$$\omega_n = \frac{2\pi n}{60} = \frac{2\pi \cdot 97}{60} = 10,16 \text{ rad/s} \quad (2.1)$$

$$P_{2,max} = M_{max} \omega_n = 54 \cdot 10,16 = 549 \text{ W} \quad (2.2)$$

$$P_{1,max} = U_n I_{max} = 24 \cdot 28 = 672 \text{ W} \quad (2.3)$$

$$\eta = \frac{P_{2,max}}{P_{1,max}} = \frac{549}{672} = 0,80 \quad (2.4)$$



Tyto vypočtené hodnoty platí pouze při napájení jmenovitým napětím 24V. Z důvodů regulace ale použijeme DC/DC měnič, pomocí kterého se bude měnit napětí na motoru a tak i jeho otáčky. Protože jmenovité otáčky 97min^{-1} , při daném průměru kola, odpovídající rychlosti 11km/h , jsou poměrně malé, bude použit měnič, který umí napětí měnit v obou směrech, zvyšovat (step-up) i snižovat (step-down).

Maximální rychlost elektrokola je volena na 36km/h . Tato hodnota je volena s ohledem na namáhání převodovky, která bude až trojnásobně přetěžována, i s ohledem na ztráty v motoru a životnost komutátoru. Odpovídající maximální otáčky motoru jsou 269min^{-1} . Otáčky motoru jsou přímo úměrné napájecímu napětí, tak se lze snadno dopracovat k maximální hodnotě napětí:

$$U_{max} = \frac{n_{max}}{n_n} U_n = \frac{269}{97} 24 = 67V \quad (2.5)$$

Této hodnotě napětí odpovídá maximální střída zvyšujícího měniče 0,643.

Je volen maximální výkon motoru 1kW , při účinnosti 80%, dle (2.4), je třeba počítat s maximálním výkonem měniče 1200W . Snahou je zachovat konstantní maximální proud motorem definovaný výrobcem, což je 28A, kterému odpovídá maximální moment 54Nm . Z těchto hodnot můžeme spočítat kritické otáčky, při kterých je dosažen výkon motoru 1kW :

$$n_{krit} = \frac{60 \cdot P_{mech}}{2\pi \cdot M_{max}} = \frac{60 \cdot 1000}{2\pi \cdot 54} = 176,8\text{min}^{-1} \quad (2.6)$$

Ke kritickým otáčkám, lze podle vzorce (2.5) dopočítat $v_{krit} = 21,8\text{km/h}$, $U_{krit} = 43V$ a odpovídající střídu zvyšujícího měniče, která je 0,418.

Pro otáčky větší než $176,8\text{min}^{-1}$ bychom mohli regulovat na konstantní výkon (proud motorem by hyperbolicky klesal se zvyšujícím se napětím), ale vzhledem ke komutačním procesům závislých na napětí a zatížení komutátoru, bude výhodnější proud motoru omezovat strměji. Navíc i z hlediska velikosti proudu odebíraného z akumulátoru a tekoucího měničem (viz kapitola 2.2.2, kde uvidíme, že s konstantním proudem zátěže, se zvyšující se střídou, neúměrně roste proud odebíraný ze zdroje), je lepší proud motoru omezovat ještě více než hyperbolicky. Takže výkon motoru do n_{krit} roste lineárně a poté není konstantní, ale klesá. Klesá až na volenou hodnotu 500W při maximálních otáčkách 269min^{-1} . Při maximálním napětí bude proud motoru:

$$I = \frac{P_{mech}}{U_{max}\eta} = \frac{500}{67 \cdot 0,8} = 9,3A \quad (2.7)$$

Tomu odpovídá velikost omezeného momentu při maximálních otáčkách:

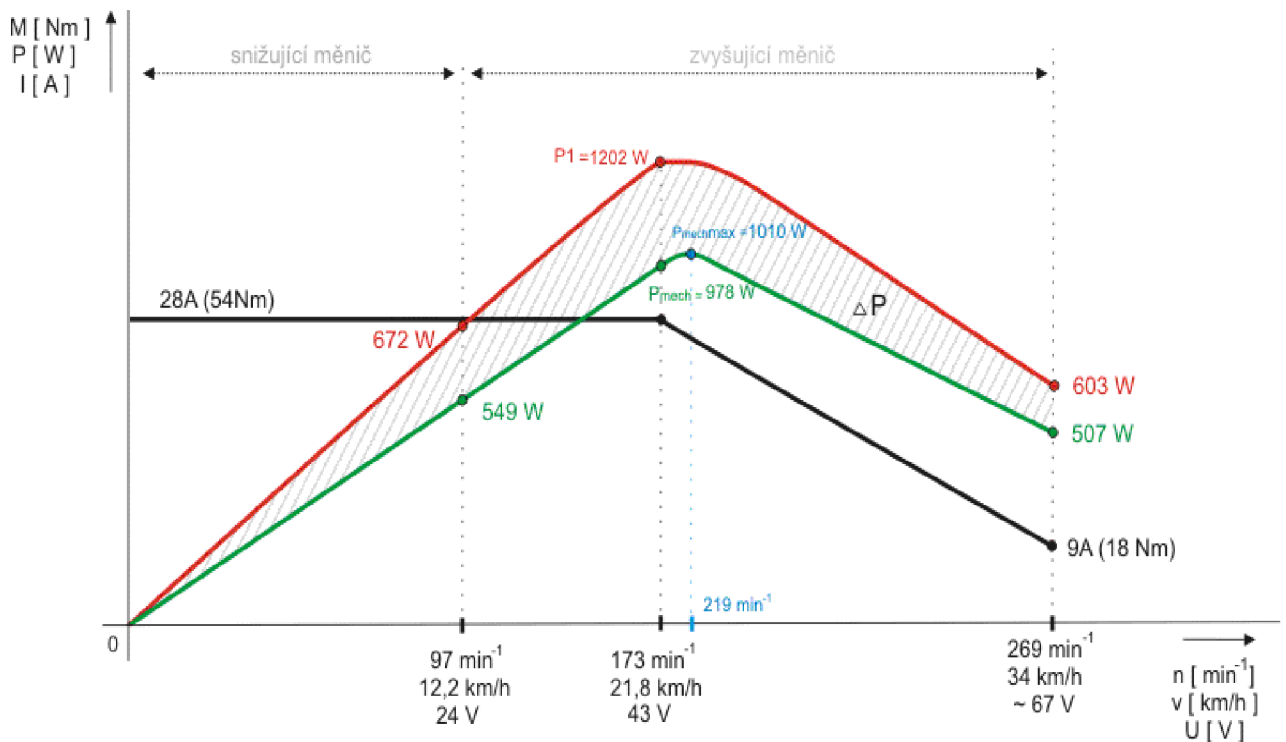
$$M = \frac{P_{mech}}{\omega_{max}} = \frac{P_{mech}}{\frac{2\pi n_{max}}{60}} = \frac{500}{\frac{2\pi \cdot 270,8}{60}} = 17,67\text{Nm} \quad (2.8)$$

Celý výše uvedený popis je zachycen na obrázku 2.

Z tabulky 1 lze vyčíst, že maximální trvalý proud akumulátoru je 42A. Ovšem jednou z vynikajících vlastností Li-ion akumulátorů je jejich proudová přetížitelnost. Můžeme si tak

dovolit krátkodobě³ odebírat větší proud. Největší odběr proudu z akumulátoru jistě nastane při U_{krit} , kdy je výkon měniče 1200W. Jelikož je jmenovité napětí akumulátoru 25,2V, jistě platí:

$$I_{L,max} = \frac{P_{max}}{U_n} = \frac{1200}{25,2} = 48A \quad (2.9)$$



Obrázek 2 Předpokládaný proud motoru, příkon a výkon motoru v závislosti na otáčkách [1]

2.2 Výkonový obvod měniče

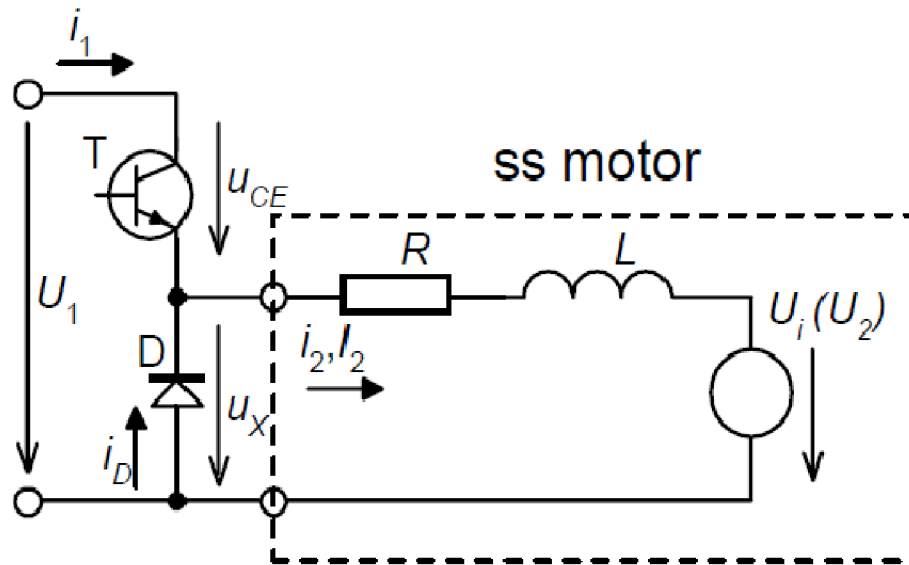
Výkonový obvod je tvořen kombinací dvou základních měničů používaných ve výkonové elektronice. Jedním z nich je snižující měnič Step-Down. Druhým základním typem měniče je zvyšující měnič Step-Up. Kombinací obou dvou typů měničů je možné sestavit všechny druhy měničů. Pro lepší pochopení podstaty řízení a regulace pohonu jsou v následujícím textu oba měniče podrobněji rozebrány.

2.2.1 Snižující měnič – Step Down

Tento měnič se skládá z výkonového tranzistoru a nulové diody, jak je zobrazeno na obr. 3. Na vedení proudu se podílí vždy jen jeden z polovodičových prvků. Princip měniče spočívá v řízeném spínání tranzistoru T . A to tak, že při sepnutí tranzistoru je na zátěž (která musí obsahovat indukčnost) přivedeno napájecí napětí U_1 . Při vypnutí tranzistoru je napětí U_1 sice odpojeno ale indukčnost celé zátěže se brání změně proudu a proto se obvod „zkratuje“ přes nulovou diodu D . Proud motorem je tedy kontinuální ale zvlněný jak je vidět na obr. 4. O tom jak moc bude proud zvlněný, rozhoduje spínací frekvence f a hodnota indukčnosti

³ Za krátkodobé přetěžování, je považováno přetěžování mírným nadproudem v řádu desítek minut.

zátěže. Při velkém zvlnění může proud klesnout až na nulu, pak mluvíme o režimu přerušovaných proudů.



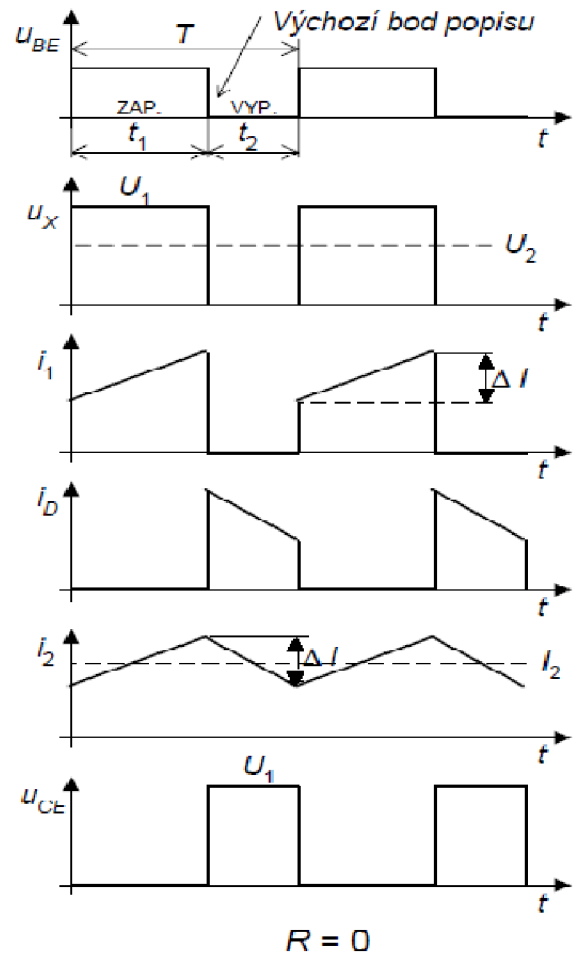
Obrázek 3 Základní schéma měniče STEP DOWN [17]

Na obr. 4 je dále vidět, že napětí na zátěži má impulsní charakter a velikost jeho stejnosměrné složky je jednoznačně definována střídou $s = t_1/T$. Výstupní napětí je pak dáno vztahem:

$$U_2 = U_1 s \quad (2.10)$$

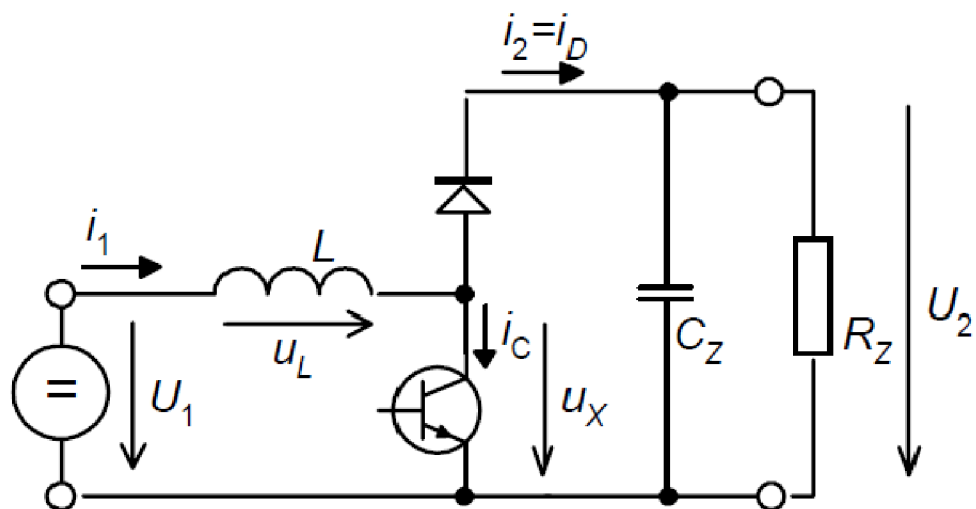
Velikost výstupního napětí je omezená velikostí napájecího napětí. Na obrázku jsou dále zobrazeny průběhy důležitých veličin na tranzistoru a nulové diodě. Výstupní proud procházející tlumivkou je zvlněný o hodnotu ΔI , jež je dána vztahem:

$$\Delta I = \frac{U_1(1-s)s}{fL} \quad (2.11)$$



Obrázek 4 Průběhy napětí a proudů na STEP DOWN měniči [17]

2.2.2 Zvyšující měnič – Step Up



Obrázek 5 Základní schéma měniče STEP UP [17]

Princip zvyšujícího měniče je podobný jako u měniče snižujícího a jeho schéma je uvedeno na obr. 5. Tranzistorem T je při jeho sepnutí veden proud, který protéká i indukčností L .

Při vypnutí tranzistoru se proud uzavře přes nulovou diodu D a předá nahromaděnou energii kondenzátoru. Je patrné, že zvyšující měnič musí nutně obsahovat tlumivku na napájecí straně, která plní funkci akumulátoru energie. Napětí na zátěži musí být větší než napájecí, a je dáno vztahem:

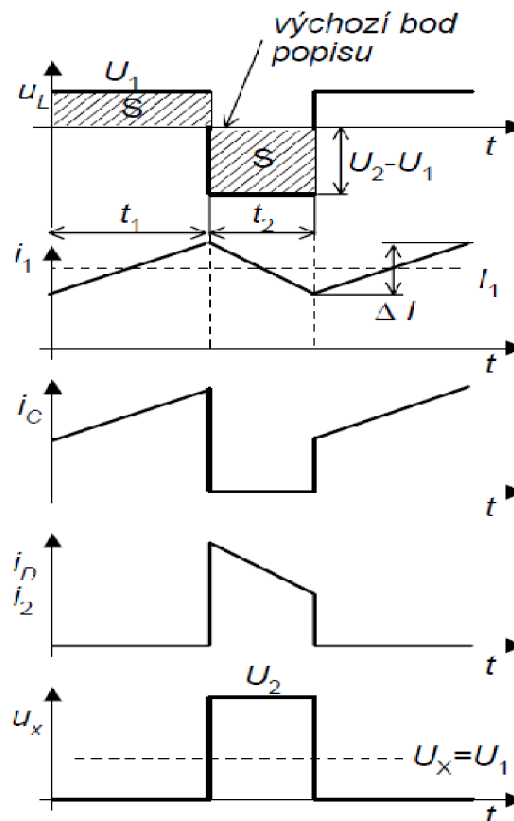
$$U_2 = \frac{U_1}{1 - s} \quad (2.12)$$

Mezi kladné vlastnosti měniče patří kontinuální vstupní proud, viz obr. 6. Při znalosti výstupního proudu ho lze definovat podle vztahu:

$$I_1 = \frac{I_2}{1 - s} \quad (2.13)$$

Nevýhodou je, že při úplném odlehčení a nenulové střídě by výstupní napětí rostlo nade všechny meze. Totéž platí, pokud se střída blíží jedné. Na obrázku je dále zobrazeno napětí na tlumivce, které musí ve střední hodnotě být rovno nule. Jsou zobrazeny i průběhy spínacími prvky měniče. Zvlnění proudu tlumivkou ΔI je nezanedbatelný jev a je dáno vztahem:

$$\Delta I = \frac{U_1 s}{fL} \quad (2.14)$$



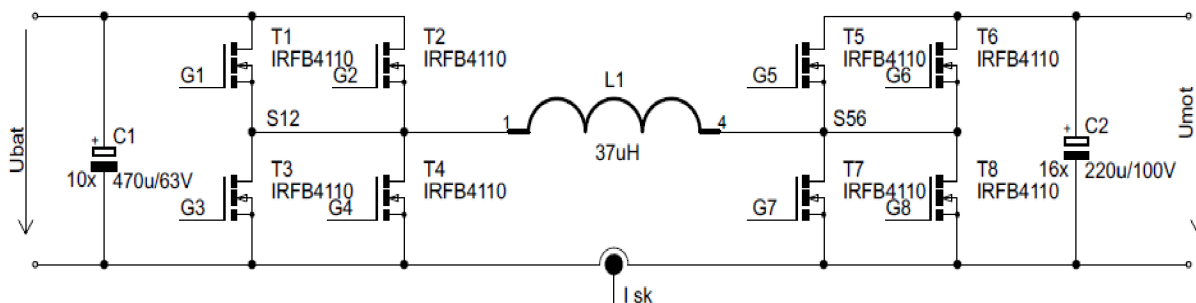
Obrázek 6 Průběhy napětí a proudů na STEP UP měniči [17]

2.2.3 Dimenzování výkonového obvodu měniče

Požadavku napětí snižovat i zvyšovat, docílíme kombinací obou typů výše uvedených měničů, viz obr. 7. Tento měnič má potřebný napětový rozsah 0 – 70V. Zapojení v porovnání s častěji používaným Čukovým měničem má výhodu v úspoře jedné tlumivky. Nevýhodou je použití dvojnásobného počtu spínacích prvků, tak i teoreticky větší ztráty v měniči. Ovšem rozměry a cena tlumivky jsou hlavním důvodem použití tohoto téměř nepoužívaného způsobu zapojení.

Měnič je řízen jako dva nezávislé měniče. Pokud budeme chtít napětí motoru menší než je jmenovité napětí akumulátoru 25,2V, budeme řídit v rytmu PWM pouze snižující měnič, u zvyšujícího měniče pak budou trvale sepnuty horní tranzistory T_5 a T_6 . Při překročení hraniční hodnoty napětí se v chod uvede zvyšující měnič. Na měniči snižujícím pak budou trvale sepnuty horní tranzistory T_1 a T_2 .

U obou měničů jsou použity MOS-FET výkonové tranzistory IRFB4110 od společnosti IR. Tyto tranzistory se vyznačují malým odporem v sepnutém stavu $R_{DS,on} \cong 4m\Omega$. Dalšími katalogovými údaji jsou: $V_{DSS} = 100V$, $I_D = 180A$, $t_{on} = 92ns$, $t_{off} = 166ns$ [6]. Díky těmto precizním tranzistorům si můžeme dovolit vysokou spínací frekvenci 25kHz a rozhodně bude, z hlediska snížení ztrát, vhodné použití tranzistorů namísto nulových diod. Kvůli proudovému namáhání a ztrátám způsobeným kvadrátem proudu je použito paralelní zapojení dvou tranzistorů pro každý spínač. Proud se tak rozdělí v nepřímém poměru k jejich skutečným odporům v sepnutém stavu $R_{DS,on}$ a sníží se tak ztráty vedením.



Obrázek 7 Schéma silového obvodu

2.2.3.1 Dimenzování meziobvodu snižujícího měniče

Při návrhu kondenzátorů meziobvodu vycházíme z maximálního odebíraného proudu. Při funkci snižujícího měniče $I_{max} = 28A$. Proud odebíraný při chodu zvyšujícího měniče může dosáhnout i dvojnásobku, ovšem tento proud má malé zvlnění a proto je pro meziobvod snižujícího měniče nepodstatný. Pro kondenzátor je podstatná hodnota efektivního proudu, který jím prochází. Dále pak hodnota maximálního napětí. Protože napětí akumulátoru nepřekročí 30V, jsou voleny kondenzátory o jmenovité hodnotě napětí 63V. Pro výpočet efektivní hodnoty proudu kondenzátoru platí:

$$I_{Cond,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_c(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \cdot I_{max}^2 (s - s^2)} = I_{max} \sqrt{(s - s^2)} \quad (2.15)$$

$$I_{Cond,ef} = 28 \sqrt{(0,5 - 0,5^2)} = 14A$$

Pro výpočet je použita střída 0,5. Při této velikosti střídy nastávají v meziobvodu nejnepříznivější podmínky. Z prostorových důvodů byly vybrány elektrolytické kondenzátory $470\mu F$ o rozměrech RM5 13x26 s maximálním efektivním proudem $1620mA$. Proto bylo zvoleno 10ks, paralelně zapojených kondenzátorů tohoto typu.

2.2.3.2 Dimenzování tranzistorů snižujícího měniče

Je zvykem dimenzovat polovodičové prvky alespoň na dvojnásobek napájecího napětí. Je to důsledek vznikajících dynamických přepětí při přechodných stavech, které se mohou vyskytovat na parazitní indukčnosti mezi spínacími prvky a zdrojem napětí. Proto bude kladen důraz na těsné rozmístění komponent na DPS. Námí vybrané tranzistory tuto napěťovou podmínku splňují. Při proudovém dimenzování opět vycházíme ze stavu, kdy obvodem protéká největší proud, což nastává při funkci zvyšujícího měniče, kdy je střída snižujícího měniče 1. Tento maximální proud má hodnotu $48A$. Při zanedbání zvlnění proudu je to i maximální hodnota efektivního a středního proudu horními tranzistory T_1 a T_2 . Dolní tranzistory, které jsou ve funkci pouze při činnosti snižujícího měniče, by při uvažování střídy 0,5 mohly být dimenzovány jen na hodnoty:

$$I_{C,max} = I_{max} = 28A \quad (2.16)$$

$$I_{C,stř} = I_{max} \cdot s = 28 \cdot 0,5 = 14A \quad (2.17)$$

$$I_{C,ef} = I_{max} \cdot \sqrt{s} = 28 \cdot \sqrt{0,5} = 19,8A \quad (2.18)$$

2.2.3.3 Dimenzování meziobvodu zvyšujícího měniče

Kondenzátory meziobvodu se dimenzují naprosto shodně, jako je uvedeno v kapitole 2.2.3.1. Napětí dosahuje hodnoty až $67V$, takže jsou voleny $100V$ kondenzátory. Největší okamžitá hodnota proudu v meziobvodu bude $48A$, při výpočtu budeme uvažovat nejnepříznivější stav pro kondenzátory, což je teoreticky při střídě 0,5. Pak pro výpočet efektivní hodnoty proudu kondenzátorem můžeme opět odvodit vztah:

$$I_{Cond,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_c(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \cdot I_{L,max}^2 (s - s^2)} = I_{L,max} \sqrt{(s - s^2)} \quad (2.19)$$

$$I_{Cond,ef} = 48 \sqrt{(0,5 - 0,5^2)} = 24A$$

Volíme stejnou výšku kondenzátorů jako u měniče snižujícího. Proto jsou vybrány kondenzátory o velikosti RM7,5 16x26 o parametrech $220\mu F/100V$ s maximálním efektivním proudem $1282mA$. Tomu odpovídá 16 paralelně řazených kondenzátorů.

2.2.3.4 Dimenzování tranzistorů zvyšujícího měniče

I zde platí závěry a fakta zdůrazněné v kapitole 2.2.3.2. Oba spínací prvky musí být dostatečně napěťově dimenzovány, což je při napětí $67V$ ještě únosné. Maximální proud tlumivky je $48A$ a proto všechny polovodičové prvky T_5 až T_8 musí být dimenzovány podle rovnic (2.20), (2.21) a (2.22). Tedy:

$$I_{C,max} = I_{max} = 48A \quad (2.20)$$

$$I_{C,stř} = I_{max} \cdot s = 48 \cdot 0,5 = 24A \quad (2.21)$$

$$I_{C,ef} = I_{max} \cdot \sqrt{s} = 48 \cdot \sqrt{0,5} = 33,94A \quad (2.22)$$

Tranzistory IRFB4110 zajisté splňují požadavky získané výše uvedenými výpočty.

2.2.3.5 Výpočet tlumivky mezilehlého obvodu

Obecně se při výpočtu tlumivky vychází ze známé hodnoty procházejícího proudu, volené hodnoty zvlnění a dalších omezujících parametrů. Z těch se pak počítají rozměry a parametry vinutí. V tomto případě se naskytla možnost použití již navržených a zkonstruovaných tlumivek o hodnotách $L = 75\mu H$, $S_{Fe} = 98mm^2$, $B = 1T$ a $N = 3 \times 30$ závitů. Těmito hodnotami je tlumivka dostatečně definovaná pro výpočet maximálního proudu.

$$I_{L,max} = \frac{N \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}}{L} = \frac{30 \cdot 1 \cdot 98 \cdot 10^{-3}}{75 \cdot 10^{-6}} = 39,2A \quad (2.23)$$

Protože, maximální hodnota proudu dosahuje hodnoty 48A, jsou voleny dvě paralelně řazené tlumivky. Tlumivky budou méně proudově namáhány a odměnou nám budou menší ztráty. Nevýhodou použití dvou tlumivek je snížení výsledné indukčnosti na polovinu, tudíž i zvětšení zvlnění proudu, a rozhodně i zvětšení rozměrů a hmotnosti výsledného měniče.

Pro výpočet zvlnění proudu je třeba počítat se střídou 0,5, při které je velikost zvlnění nejmarkantnější. Nominální napětí meziobvodu je 25,2V frekvence spínání je 25kHz. Vyjdeme tedy z příslušného vztahu:

$$\Delta I = \frac{U_d}{2fL} (1 - s)s = \frac{25,2}{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 37,5 \cdot 10^{-6}} (1 - 0,5)0,5 = 3,36A \quad (2.24)$$

Při maximálním proudu motoru 28A dosahuje zvlnění proudu 12%. Což je ještě přijatelná hodnota zvlnění.

2.2.3.6 Výpočet ztrát na tranzistorech

Ztráty v polovodičových prvcích se rozdělují na ztráty vedením a ztráty komutační. Tvoří hlavní součást ztrát celého měniče a mají podstatný vliv na koncepci chlazení a návrh chladiče.

Ztráty snižujícího měniče

Ve všech dostupných materiálech se autoři, při odvozování vztahů pro výpočet ztrát tranzistoru, dopouští předpokladu nezvlněného proudu, kdy $L \rightarrow \infty$. V měniči jsou vždy zapojeny dva tranzistory IRFB4110 paralelně. Takto teoreticky zmenšíme ztráty vedením jedním tranzistorem na čtvrtinu. Rovněž přepínací ztráty jednoho tranzistoru se sníží na polovinu a navíc dynamické procesy nebudou tak drastické. Potřebné parametry tranzistoru jsou definovány

v kapitole 2.2.3: $R_{DS,on} \cong 4m\Omega$, $t_{on} = 92ns$, $t_{off} = 166ns$, můžeme tak dosadit do vztahu pro ztráty vedením [3]:

$$\Delta P_V = R_{DS,on} \cdot \left(\frac{I_{C,ef}}{2}\right)^2 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{19,8}{2}\right)^2 = 0,392W \quad (2.25)$$

Výpočet je proveden při střídě 0,5 a tak platí pro horní i dolní sadu tranzistorů. Dále se provede výpočet přepínacích ztrát, pro který platí vztah:

$$\Delta P_P = \frac{f \cdot U_d \cdot \frac{I_{C,max}}{2} \cdot (t_{on} + t_{off})}{4} = \frac{25 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 14 \cdot (92 + 166) \cdot 10^{-9}}{4} = 0,564W \quad (2.26)$$

Do vztahu opět dosadíme poloviční hodnotu proudu, danou paralelním zapojením tranzistorů. Celkové ztráty na snižujícím měniči jsou dány součtem jednotlivých ztrát na všech tranzistorech.

$$\Delta P_S = 4 \cdot (\Delta P_V + \Delta P_P) = 4 \cdot (0,392 + 0,564) = 3,834W \quad (2.27)$$

Ztráty zvyšujícího měniče

I u tohoto měniče musíme počítat s teoreticky rovnoměrným rozdělením proudu do obou paralelně zapojených tranzistorů. Pak s uvažováním maximálního procházejícího proudu 48A můžeme vyčíslit ztráty vedením:

$$\Delta P_V = R_{DS,on} \cdot \left(\frac{I_{C,ef}}{2}\right)^2 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{33,93}{2}\right)^2 = 1,15W \quad (2.28)$$

Podobně pro přepínací ztráty platí:

$$\Delta P_P = \frac{f \cdot U_m \cdot \frac{I_{L,max}}{2} \cdot (t_{on} + t_{off})}{4} = \frac{25 \cdot 10^3 \cdot 43 \cdot 24 \cdot (92 + 166) \cdot 10^{-9}}{4} = 1,66W \quad (2.29)$$

Ztráty zvyšujícího měniče pak jsou:

$$\Delta P_Z = 4 \cdot (\Delta P_V + \Delta P_P) = 4 \cdot (1,15 + 1,66) = 11,24W \quad (2.30)$$

Celkové ztráty

Součtem ztrát obou měničů dostaneme celkové ztráty, na které je třeba dimenzovat chladič.

$$\Delta P_{celk.} = \Delta P_S + \Delta P_Z = 3,834 + 11,24 = 15,07W \quad (2.31)$$

Je vidět, že na měniči zvyšujícím vznikají trojnásobně větší ztráty než na měniči snižujícím. To je z principu dáno vlastnostmi zvyšujícího měniče, který pracuje s větším vstupním proudem i výstupním napětím. Ovšem je třeba podotknout, že vypočtené ztráty na měniči zvyšujícím jsou

počítány při nejnepříznivějším možném případě, který nastává při maximu proudu tlumivkou. Na obr. 16 uvidíme, že toto proudové maximum není příliš široké, ale je sním třeba počítat.

2.2.3.7 Tepelný výpočet chladiče

Výše vypočtený ztrátový výkon se mění v teplo a otepluje samotný křemíkový čip tranzistoru. Toto teplo je třeba polovodičovému čipu odebrat a odvést co nejefektivněji do míst, kde se může vychladit. Odebrání tepla je komplikováno provedením a technologií pouzdra. Výrobce tranzistoru proto udává hodnoty stykového odporu $R_{\vartheta,C-H}$ a vnitřního tepelného odporu $R_{\vartheta,J-C}$ v katalogovém listě tranzistoru [6]. Pro tranzistor IRFB4140 výrobce udává:

- $R_{\vartheta,C-H} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- $R_{\vartheta,J-C} = 0,402^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Křemík nesnese teplotu větší než 120°C a za teplotu okolí považujeme hodnotu 40°C . Tím jsme si definovali oteplení a můžeme dosadit do vzorce pro výpočet tepelného odporu chladiče.

$$R_{\vartheta H} = \frac{\Delta T}{\Delta P_{\text{celk.}}} - R_{\vartheta,C-H} - R_{\vartheta,J-C} = \frac{80}{15,07} - 0,5 - 0,402 = 4,41^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (2.32)$$

Tepelný odpor chladiče bude muset mít maximálně tuto hodnotu, lépe však nižší. Samozřejmě podstatný vliv na chlazení, má kromě rozmístění součástek i sama technologie spojení součástky ke chladiči. Blíže se problematikou konstrukce chladiče budeme zabývat v kapitole 6.2.

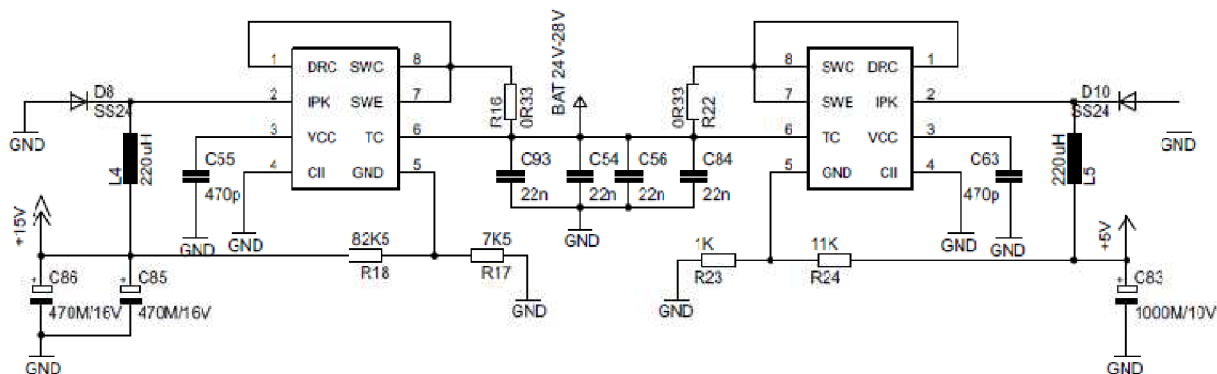
3 ŘÍDÍCÍ OBVODY MĚNIČE

V této kapitole popíšeme funkci řízení výkonového obvodu, s ním nezbytně spojené obvody a v nich obsažené součástky. Mezi tyto obvody se řadí zdroje, budící obvody, měřící obvody, komponenty zajišťující úpravu signálu a také určité procesor.

3.1 Pomocné napájecí napětí

Pro řídicí obvody je nezbytně nutné pomocné napájecí napětí určité hodnoty. Jak uvidíme později, je nutné na desce plošných spojů zřídit napětí $+15\text{V}$ a $+5\text{V}$. Původně bylo uvažováno o sériových stabilizátorech s označením 78LXX. Avšak napěťový spád na stabilizátorech by byl příliš veliký, to by vedlo k velkým ztrátám a nutnosti přídavného chladiče na těchto součástkách. Vhodnější volbou je proto zřízení pomocných step-down měničů, za pomoci výkonového integrovaného obvodu MC34063. Vnitřní struktura integrovaného obvodu je popsána v katalogovém listu [8]. Na obr. 8 je konkrétní zapojení obvodů pro realizaci obou požadovaných napětí. Rozeberme podrobněji zapojení obvodu pro napětí $+15\text{V}$. Odpor R16 slouží k nastavení proudového omezení, jeho hodnota $0,33\Omega$ nastavuje omezení proudu na hodnotu 1A . Velikost výstupního napětí je určena pomocí děliče napětí (R17, R18). Dělič musí být nastaven tak aby při požadovaném napětí $+15\text{V}$ bylo jeho výstupní napětí (napětí na pinu 5) přesně rovno $1,25\text{V}$. Kondenzátor C55 určuje frekvenci spínání step-down měniče, její hodnota 470pF odpovídá

katalogovému zapojení. Taktéž indukčnost L_4 je určena na $220\mu H$. Na výstupu je vhodné zapojit dostatečně velké elektrolytické kondenzátory, sloužící ke stabilizaci napětí, v tomto případě o kapacitě $940\mu F/16V$. Stejným postupem je nastaven i druhý zdroj ovládacího napětí $+5V$.

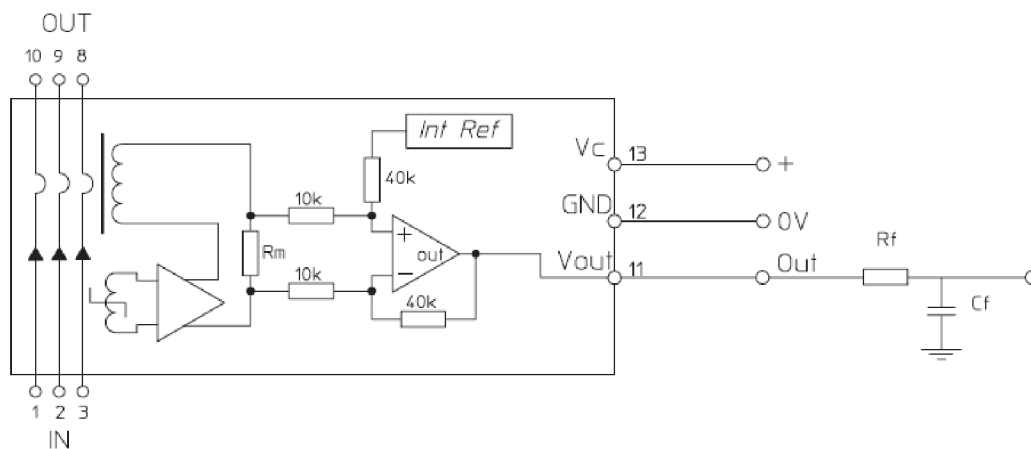


Obrázek 8 Realizace pomocného ovládacího napětí $+5V$ a $+15V$ pomocí obvodu MC34063

Pro napájení signálového procesoru je požadováno napětí $+3,3V$. Toto napětí je realizované pomocí sériového stabilizátoru. Ten se napájí z napětí $+5V$, napěťový spád je malý a ztráty na stabilizátoru malé.

3.2 Měření proudu

Z důvodu regulace je nutné měřit proud motorem. Z konstrukčních důvodů, nebudeme měřit proud motorem ale proud tlumivkou. Jak víme z rovnice (2.13), pokud bude ve funkci zvyšující měnič a na motoru bude konstantní proud, bude se proud tlumivkou se střídou zvětšovat. Tomuto se dále bude muset přizpůsobit závislost velikosti žádaného proudu na napětí motoru, které se budeme věnovat v kapitole 4.1.

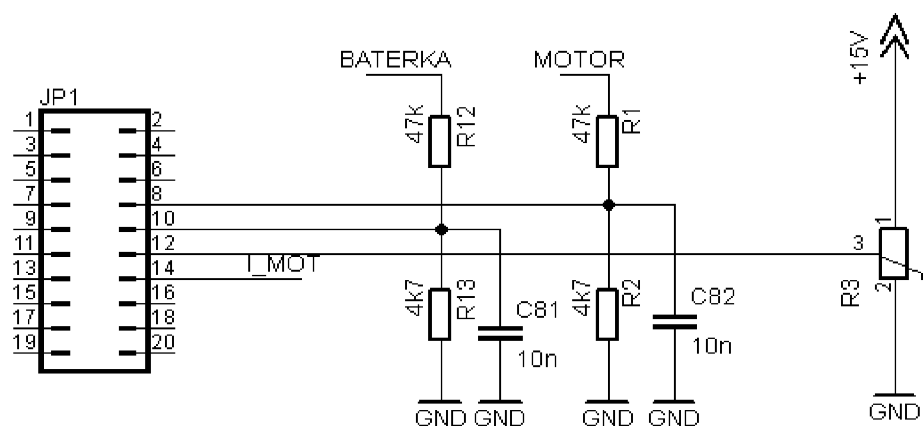


Obrázek 9 Princip čidla LEM LTS 25-NP [5]

Pro měření proudu bude použito čidlo LTS 25-NP od firmy LEM. Tato firma se stala standardem při měření proudu založeném na hallovém jevu. Čidlo je vybaveno samokompenzační smyčkou, pro linearitu měření a jeho nominální měřený proud je 25A, maximálně až 80A. Je určen pro měření stejnosměrných, střídavých i impulsních proudů. Jeho nesmírná výhoda spočívá v nesymetrickém napájení $+5V - 0V$ ale hlavně napěťovým výstupem, který při nulovém primárním proudu udává 2,5V, viz obr. 9. Výstup je připojen přes napěťový dělič a napěťový sledovač přímo na AD převodník mikroprocesoru. Mezi hlavní výhody, které vedly právě k použití tohoto čidla, jsou relativně malé rozměry a cena tohoto konkrétního čidla, které bylo k dispozici zadarmo.

3.3 Snímání napětí

Snímání napětí je provedeno prostým děličem napětí s přidruženým blokačním kondenzátorem, viz obr. 10. Pro regulační hodnotu žádaného proudu je do procesoru veden signál z potenciometru R3, který slouží jako „plynová rukojeť“. Signál BATERKA je měření napětí meziobvodu připojeného na akumulátor. Hodnotu tohoto napětí bude vhodné znát pro kvalitní regulaci. Signál MOTOR je měření napětí na výstupu ze zvyšujícího měniče čili na motoru.



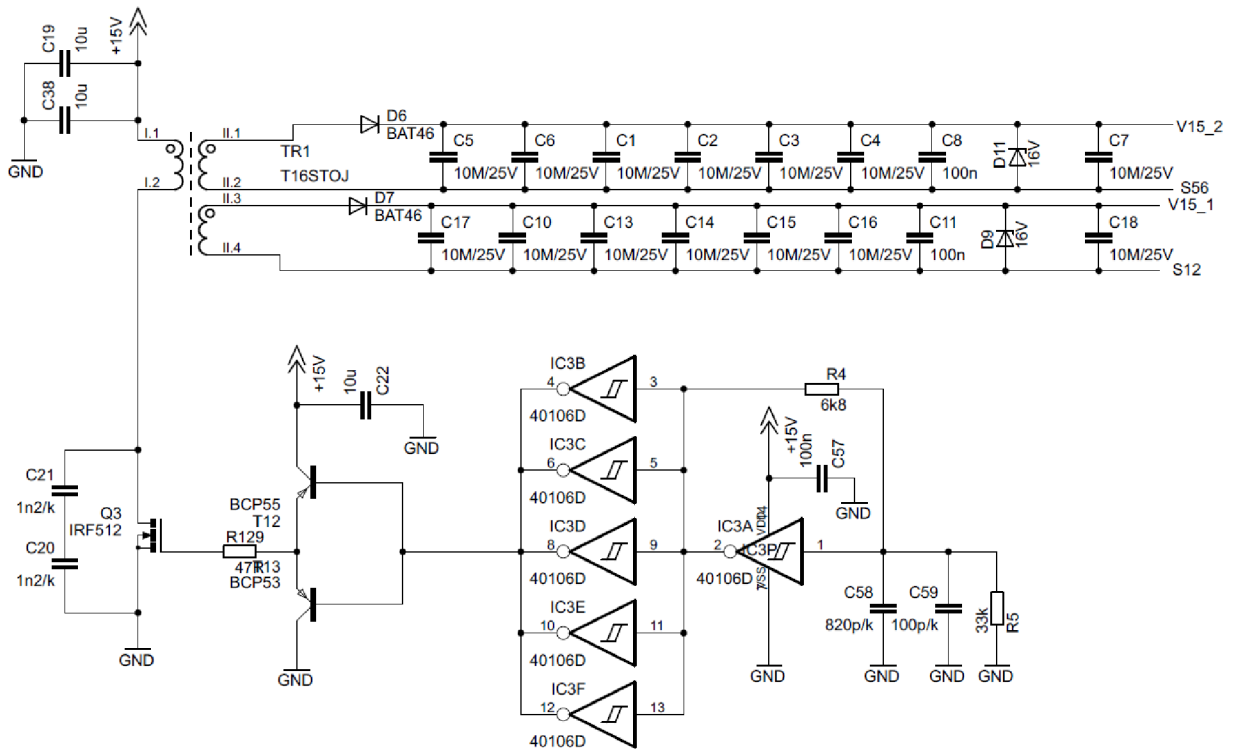
Obrázek 10 Měření napětí meziobvodů a "plynové rukojeti"

3.4 Galvanicky oddělený zdroj pro budiče výkonových tranzistorů

Celé schéma zapojení je zobrazeno na obrázku 11. V podstatě se jedná o jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem bez výstupní tlumivky. Absence tlumivky způsobí, že kondenzátory za usměrňovací diodou jsou nabíjeny na špičkovou hodnotu, která činí $+15V$. Další výhodou chybějící tlumivky je zmenšení konečných rozměrů. Paralelně k výstupním kondenzátorům je zařazena Zenerova dioda, která slouží k omezení výstupního napětí, v případě potřeby, na maximální hodnotu 16V. Dvojitě sekundární vinutí je použito z důvodu potřeby samostatného napájení pro každý pár horních tranzistorů v obou měničích. Pro toto zapojení je charakteristická vysoká frekvence spínání. A to z důvodu demagnetizace transformátoru, která je založena na LC paralelním rezonančním obvodu mezi indukčností primárního vinutí a kondenzátory C20, C21. Detailní popis demagnetizace je popsán v [15].

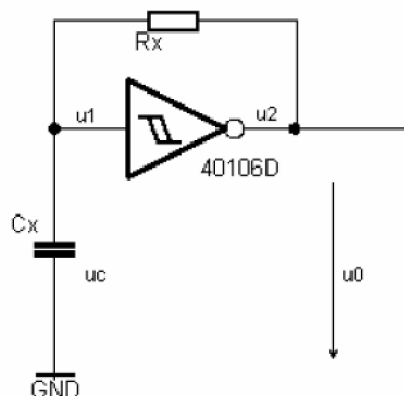
Budící část galvanicky odděleného zdroje tvoří integrovaný obvod s označením 40106. Jedná se o šestinásobný invertovaný Schmittův klopný obvod. Jeden z klopných obvodů je zapojen jako

astabilní multivibrátor, jehož vlastností je vznik signálu o vysoké frekvenci 374kHz . Zbylé schmittovy obvody jsou zapojeny jako tvarovače signálu. Je tak dosaženo obdélníkového průběhu signálu. Jako proudové posílení pro obdélníkový signál je zapojen emitorový sledovač, tvořený dvěma tranzistory BC337 a BC327. Takto posílený signál je dále přiveden na hradlo unipolárního tranzistoru IRF512.



Obrázek 11 Galvanicky oddělený zdroj

Frekvence obdélníkového signálu se nastavuje pomocí rezistoru R_x a kondenzátoru C_x , viz obrázek 12. Předpokládejme, díky vysoké frekvenci spínání, konstantní proud tekoucí kondenzátor v době jeho nabíjení. Tento zjednodušující předpoklad je důležitý při odvození vzorce pro výpočet periody obdélníkového signálu.



Obrázek 12 Astabilní multivibrátor [16]

Pro výpočet je použito odvození z [15], kde vztah uveden vztah pro periodu signálu:

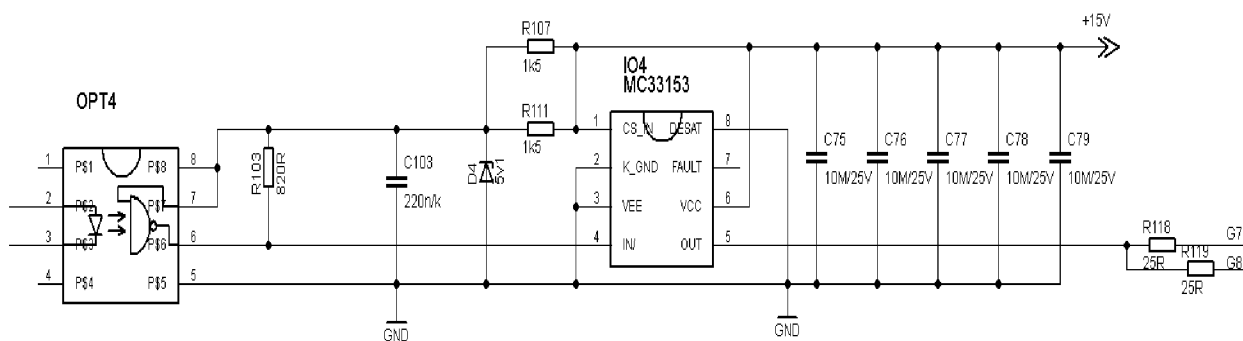
$$T = t_1 + t_2 = \frac{U_H}{U_{CC}} 4R_x C_x \quad (3.1)$$

Napájení je v našem případě $U_{CC} = 15V$. Tomu odpovídá šířka hystereze $U_H = 1,6V$. Požadujeme vysokou spínací frekvenci, navrhly jsme tedy hodnotu rezistoru $R_x = 6,8k\Omega$ a hodnotu kondenzátoru $C_x = 920pF$. Výsledná frekvence pak je:

$$f = \frac{U_{CC}}{U_H 4R_x C_x} = \frac{15}{1,6 \cdot 4 \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 920 \cdot 10^{-12}} = 374kHz \quad (3.2)$$

3.5 Budiče výkonových tranzistorů

Základní úlohou budiče, je zajistit galvanické oddělení řídicího signálu mezi řídicími a výkonovými obvody měniče. Obvod pro spínání tranzistoru musí na svém výstupu generovat kvalitní řídicí signál pro řídicí elektrodu výkonového MOS-FET tranzistoru. Moderní budiče navíc mají integrované elektronické ochrany, jejichž úkolem je chránit výkonový tranzistor, na který jsou připojeny.



Obrázek 13 Schéma zapojení budiče výkonových tranzistorů

Na obrázku 13 je zobrazeno schéma budícího obvodu pro výkonové tranzistory. Budící obvod obsahuje optočlen HCPL-0600, který galvanicky odděluje řídicí signál od obvodu budiče. Integrovaný obvod MC33153 je konstruován pro řízení IGBT tranzistorů, výrobce však udává, že ho lze plnohodnotně využít pro řízení MOSFET tranzistorů [7]. Obvod má integrovanou nadproudovou, podpětiovou i saturační ochranu, které v případě vybavení zabrání zničení tranzistoru. Budiče pro „dolní spínače“ obou měničů jsou napájeny ze zdroje 15V. Měniče pro „horní spínače“ jsou napájeny z plovoucího zdroje 15V popsáno v kapitole 3.4.

3.6 Mikroprocesor

Pro řízení měniče bylo zvoleno mikroprocesorové řízení s využitím digitálního signálového procesoru MC56F8322 od firmy Freescale. Produktová řada 8300E, které je MC56F8322 součástí, je vyvinuta přímo pro průmyslové využití a řízení pohonů. Tento digitální signálový procesor neboli DSP, je základním modelem sdružující všechny nezbytné prvky vhodné pro řízení pohonu a cenovou dostupnost. Pro náš měnič je tento mikroprocesor naprosto

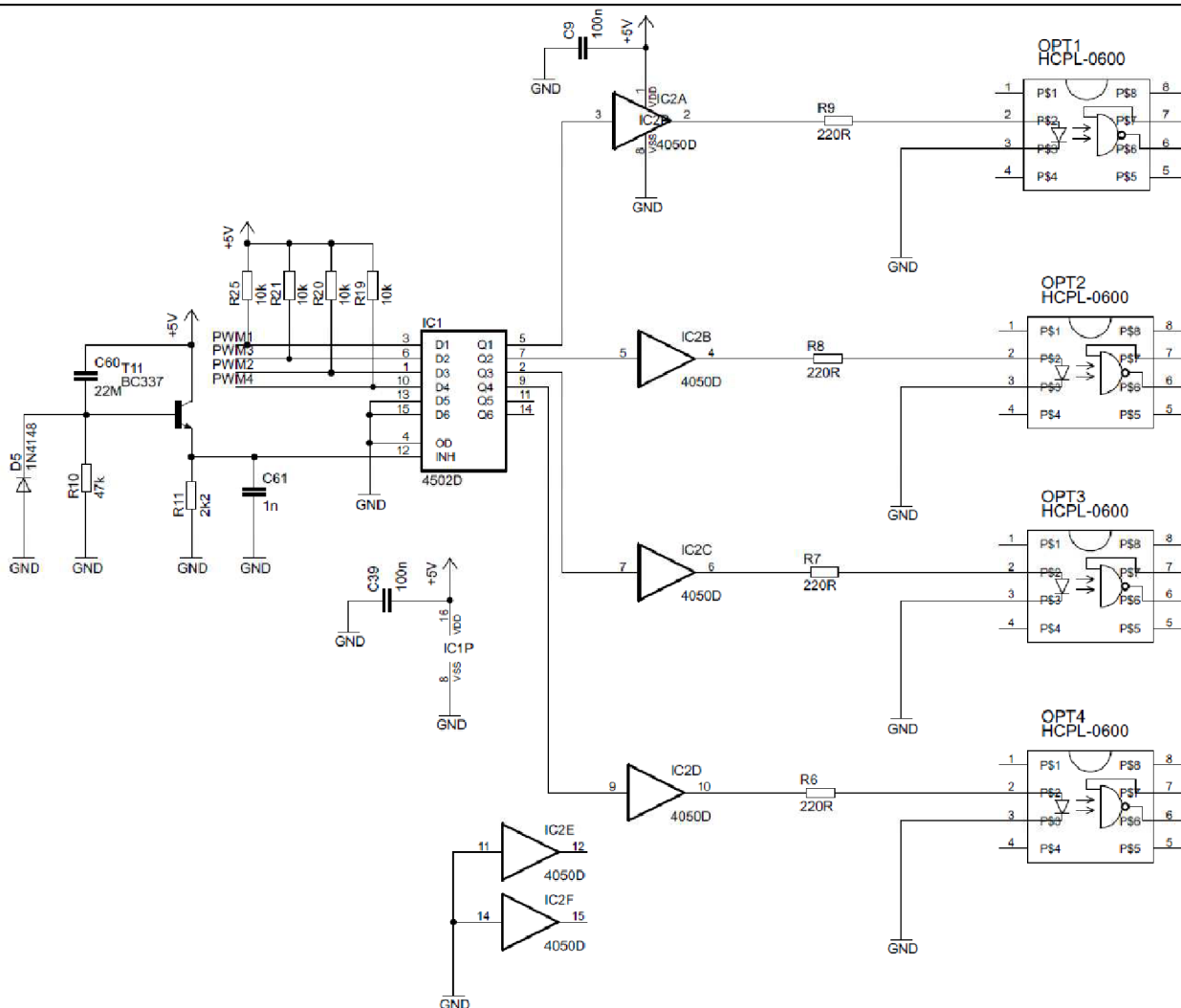
dostačující. Obsahuje potřebné PWM výstupy pro čtyři páry tranzistorů i analogové vstupy pro signály měřených veličin. MC56F8322 dále umožňuje použití programovatelných logických vstupů a výstupů, SPI komunikaci a další, které však nejsou pro náš měnič potřebné, nicméně jsou podrobně popsány v [10].

Byla nám poskytnuta „školní“ deska obsahující zapojený mikrokontroler MC56F8322, zdroj napětí 3,3V, variabilní operační zesilovače pro úpravu signálů vedených na analogové vstupy a všemi potřebnými výstupy a vstupy vyvedenými na 50 pinový konektor. Je tak možné, v případě pozdější potřeby, rozsáhlost celého systému rozšířit o další DPS.

Jako napájení je na desku přivedeno napětí 5V. Dále jsou vyvedeny čtyři signály PWM a čtyři analogové vstupy.

3.7 Posílení signálu PWM

PWM signál musí být dostatečně tvrdý, aby mohl budit vstup optočlenu HCPL-0600. Minimální spínací proud LED diody je $7mA$, tj. proud diody, který vybudí dostatečný světelný signál a sepne výstupní fototranzistor. Ideálně však potřebuje $20mA$. PWM výstup DSP dokáže při plném vytížení maximálně $10mA$, proto je vhodné PWM signál proudově posílit. K tomuto účelu slouží neinvertující buffer 4050D, viz obr. 14. Tento integrovaný obvod, vybavený vysoko proudovým výstupem vhodným pro TTL logiku, dostatečně posílí PWM signál a jeho výstup tak může vést na vstup optočlenu. Mezi DSP a 4050D je dále vložen integrovaný obvod 4502. Jedná se o CMOS invertor, u kterého máme možnost povolit nebo zakázat přenos signálu pomocí inhibit vstupu. Této možnosti je využito při zapnutí měniče, kdy při startu DSP mohou nastat nedefinované stavy na výstupu PWM, které by ve svém důsledku mohli vést až ke zničení měniče. Proto je na inhibit vstup (pin 12) připojen zpoždovací člen. Při startu měniče se přes odpor R10 nabíjí kondenzátor C60, tranzistor T11 je otevřen, na inhibit vstupu je logická jednička a na výstupu 4502 jsou logické nuly. Po nabití kondenzátoru C60 je na bázi tranzistoru T11 nulové napětí, tranzistor je uzavřen a na inhibit vstupu je logická nula, které povoluje přenos PWM signálu. Časová konstanta obvodu je $1s$, což je dostatečná doba pro inicializaci DSP.



Obrázek 14 Posílení PWM signálu pomocí IO 4050 a enable PWM pomocí IO 4502D

4 REGULAČNÍ STRUKTURA POHONU

Jak už bylo uvedeno, motor bude řízen za pomoci podřízené proudové regulační smyčky. Jezdec pomocí plynové rukojeti určí velikost žádaného proudu a regulační struktura se postará, aby motorem protékal požadovaný proud⁴. Jelikož se jedná o stejnosměrný motor s permanentními magnety, platí přímá úměra mezi proudem motoru a jeho momentem $I \sim M$. Proto také můžeme mluvit o regulaci na požadovaný moment. Tato úměra je pro jízdní vlastnosti elektrokola velice výhodná.

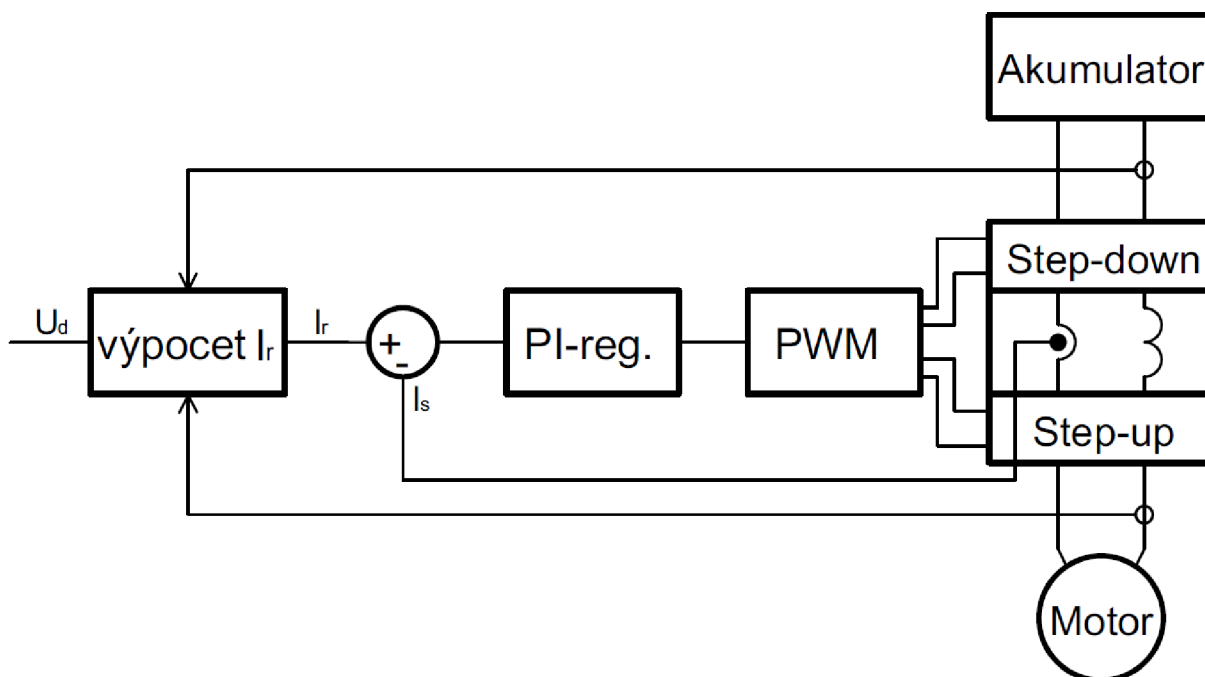
Na obrázku 15 je blokové schéma pohonu s proudovou regulační smyčkou. Celá regulace se odehrává v mikroprocesoru, kde dojde k načtení analogově digitálních převodníků, následuje výpočet proudového regulátoru a nastavení hodnot pro PWM modulátor. Program

⁴ Výstupem z měniče je sice napětí, to se ovšem, díky zpětné vazbě, nastaví na hodnotu odpovídající žádanému proudu.

je synchronizován s PWM modulátorem a opakuje se s frekvencí 25kHz. Program má tedy čtyři analogové vstupy:

- požadovaný proud
- skutečný proud
- napětí akumulátoru
- napětí na motoru

Snímání napětí akumulátoru a motoru je principiálně nutné k výpočtu velikosti požadovaného proudu, viz kap. 4.1.



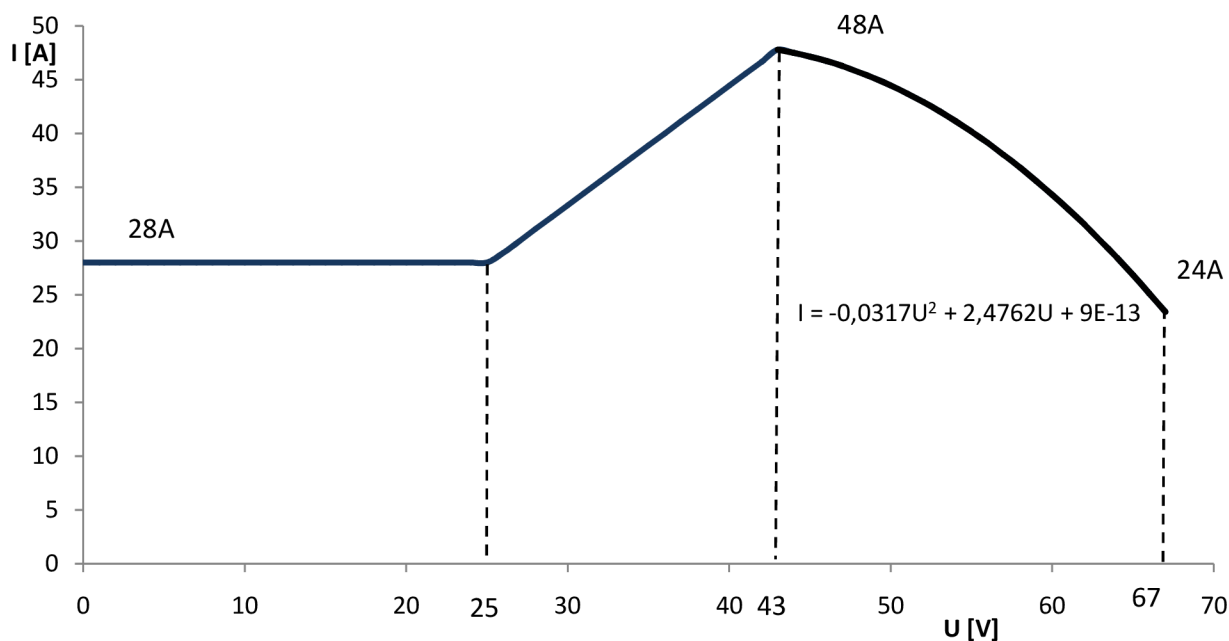
Obrázek 15 Regulační struktura pohonu s podřízenou proudovou smyčkou

4.1 Hodnota žádaného proudu

Pro potřebu regulace je nutné znát hodnotu aktuálního proudu, který se měří čidlem, umístěným v obvodu tlumivky. Neměříme tak proud motorem jak bývá u podřízené proudové regulační smyčky zvykem. Je tedy třeba stanovit teoretický průběh proudu, se kterým se bude srovnávat měřený proud. Jejich odchylka bude vstup do proudového regulátoru. Na tvaru proudu velice záleží, neboť proud procházející obvodem má podstatný vliv na velikost ztrát na tranzistorech i na celkové účinnosti pohonu.

Jak již bylo uvedeno, maximální proud motoru je 28A. Z kapitoly 2.2.3 jsme zjistili, že pokud je ve funkci měnič snižující, proudové čidlo měří proud odpovídající proudu motoru. Při překročení napětí akumulátoru bude v provozu zvyšující měnič a proud tlumivky se bude zvětšovat, podle rovnice (2.13). Při požadavku konstantního proudu motoru, musí hodnota žádaného proudu měřeného v meziobvodu růst právě podle této rovnice (2.13), viz obrázek 16. Při dosažení maximálního proudu tlumivkou 48A, tj. při napětí 43V, definovaného v kapitole 2.1, začneme proud uměle omezovat, tak aby při plném napětí byl maximální proud motoru 9A,

tzn. podle rovnice (2.13) proud tlumivkou 24A. Pokud chceme aby proud motoru s rostoucím napětím, klesal lineárně, musí proud klesat strměji, viz kapitola 2.1. Do programu DSP bylo toto proudové omezení implementováno pomocí aproximačního polynomu 2. řádu. Řízení velikosti žádaného proudu bude prováděno pomocí „plynové rukojeti“ umístěné na řídicích elektrokola. Jezdec potenciometru bude lineárně posouvat celou charakteristiku ve svislém směru.



Obrázek 16 Průběh žádaného proudu

4.2 Návrh proudového regulátoru

Je známo, že pro proudovou podřízenou smyčku je vhodné počítat regulátor pomocí metody optimálního modulu (OM), jehož výsledkem je PI regulátor. Teoretický výpočet otevřené smyčky i OM je podrobně popsáno v [16]. Praktický výpočet pro stejnosměrný motor s permanentními magnety pak v [16], [1]. Protože považuji za zbytečné uvádět ucelené odvození výpočtu regulátoru proudu, jsou uvedeny pouze důležité finální vztahy. Pro přenos otevřené smyčky soustavy platí:

$$\begin{aligned}
 F_S(p) &= \frac{K_u}{(1 + p\tau_u)} \frac{1/R_a}{(1 + pT_a)} K_i = \frac{70/3,13}{(1 + p \cdot 20 \cdot 10^{-6})} \frac{1/0,24}{(1 + p \cdot 250 \cdot 10^{-6})} 16,5 \cdot 10^{-3} \\
 &= \frac{1,5376}{(1 + p \cdot 20 \cdot 10^{-6})(1 + p \cdot 250 \cdot 10^{-6})}
 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Výsledný přenos PI regulátoru proudu je:

$$F_{Ri}(p) = K_p + \frac{K_I}{p} = 4,06 + \frac{16250}{p} \quad (4.2)$$

Pro konstanty K_I , K_P platí:

$$K_I = \frac{1}{2\tau_u K_u \frac{1}{R_a} K_i} = \frac{1}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 22,36 \frac{1}{0,24} 16,5 \cdot 10^{-3}} = 16250 \quad (4.3)$$

$$K_P = T_a K_I = 250 \cdot 10^{-6} \cdot 16250 = 4,06 \quad (4.4)$$

Kde:

- Zesílení měniče: K_u
- Časová konstanta měniče: τ_u
- Elektromagnetická časová konstanta: T_a
- Odpor vinutí kotvy: R_a
- Zesílení čidla proudu: K_i
- Integrovaná složka regulátoru: K_I
- Proporcionální složka regulátoru: K_P

5 SOFTWARE PRO MIKROPROCESOR

Pro programování digitálních signálových procesorů od fy. Freescale se s výhodou využívá vývojové prostředí CodeWarrior. Jedná se o programovací prostředí, kombinující jazyk C/C++ a Assembler. Firma Freescale k tomuto vývojovému prostředí dodává programové nadstavby, runtime knihovny zjednodušující a zefektivňující psaní kódu, překladač a debugger. Nadstavba DSP56800E_Quick_Start r2.5 je určena pro programování signálových procesorů vyvinutých pro řízení motorů a průmyslových procesů (DSP řady 56800E). Jedná se hlavně o grafické konfigurační rozhraní (Graphical Configuration Tool neboli GCT) jehož pomocí jsou jednoduše nastaveny registry potřebných periférií a inicializační hodnoty. DSP56800E_Quick_Start r2.5 dále obsahuje knihovny k jednotlivým perifériím. V knihovnách je definováno kvantum funkcí a maker, které usnadňují přístup k registrům, umožňují čtení a zápis parametrů, ošetřují přerušení, a více v [11].

Užitečnou součástí DSP56800E_Quick_Start r2.5 je program FreeMASTER. Toto rozhraní slouží ke vzdálenému přístupu k programu, běžícím v mikroprocesoru, za pomoci grafického prostředí v počítači. Můžeme tak online vyčítat i zapisovat jednotlivé veličiny programu nebo registry mikroprocesoru. Rozhraní je tedy velice užitečné při odlaďování programu přímo při funkci měniče.

Dalším možným rozšířením jsou knihovny dostupné na internetových stránkách výrobce. Protože v programu bude realizován výpočet PI regulátoru, je použita knihovna gflib.h (General Fuction Library) [12], ve které využijeme funkci paralelního PI regulátoru GFLIB_ControllerPIp.

5.1 Nastavení periferií

Inicializace a nastavení periferií DSP je provedeno v grafickém konfiguračním rozhraní. Pro periferii PWM_A je nastaveno:

- Komplementární dvojice výstupů PWM0, PWM1 a PWM2, PWM3. Pro výstupy v komplementární dvojici je zajištěna inverze obou výstupů v daném okamžiku, respektive nemožnost log. 1 na obou výstupech v daný okamžik (Např. pokud je PWM0 v log. 1 je PWM1 v log. 0). Tato inverze je řešena v čipu DSP hardwarově, což je z hlediska bezpečnosti důležité.
- Frekvence PWM modulace nastavena na 25kHz.
- Dead Time⁵ nastaven na 1μs.
- Generování PWM se signály zarovnanými na střed (center alignment).
- Zápis vstupních hodnot do PWM registrů jednou za periodu PWM.

Další nezbytně nutnou periferií je analogově digitální převodník ADC_A, sloužící k převedení měřených veličin do digitální podoby. Pro tuto periferii jsou nastaveny parametry:

- Synchronizace ADC s nulou vratného čítače PWM⁶. Snímání ADC je spuštěno po předem definované době (SYNC Input) od nuly vratného čítače PWM modulátoru. Načtení hodnoty napětí a proudu je tak provedeno v době, kdy odezní přechodné děje od spínání tranzistorů.
- Přerušování (interrupt) po dokončení převodu ADC. V tomto přerušování je naprogramována celá regulační smyčka.

Mezi další nastavení patří povolení přerušování (interrupt controller), povolení vnitřních hodin a časovačů a nastavení periferie pro FreeMASTER, komunikující s počítačem po rozhraní JTAG.

5.2 Diskretizace navrženého regulátoru

PI regulátor navržený v kapitole 4.2 je realizovatelný pouze pro analogové veličiny. Pro regulaci v DSP je třeba transformovat parametry regulátoru do diskretní časové oblasti. Pro hodnoty zesílení K_P a K_I vypočtené pomocí rovnic (4.3) a (4.4) platí následující převodní vztahy [20]:

$$K_{PD} = K_P - \frac{K_P 2\tau_u}{2T_a} = 4,06 - \frac{4,06 \cdot 2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = 3,735 \quad (5.1)$$

$$K_{ID} = K_P \frac{2\tau_u}{T_a} = 4,06 \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{250 \cdot 10^{-6}} = 0,649 \quad (5.2)$$

Výpočet konstant zesílení proudového regulátoru K_{ID} a K_{PD} je třeba přizpůsobit parametrům funkce GFLIB_ControllerPIp. Funkce pracuje se zlomkovou aritmetikou a reálné parametry zesílení jsou reprezentovány pomocí dvou 16 bitových čísel, definovaných dle vztahu (5.3) [12].

⁵ Dead Time je doba zpoždění mezi výstupy komplementární dvojice. Např. pokud se PWM0 překlopí do log. 0 (stav vypnuto) je na PWM1 nastavena log.1 (stav zapnuto) až za definovanou dobu. Je tak znemožněn stav, kdy by se jeden tranzistor vypínal a druhý už byl sepnutý, což by mohlo vest až k havárii měniče.

⁶ Pro synchronizaci pomocí SYNC je nutné povolit a správně nastavit interní časovač C2.

$$K_X = K_X Gain \cdot 2^{-K_X Scale} \quad (5.3)$$

Kde:

- konstanta zesílení (K_I, K_P): K_X
- 16 bitové zlomkové číslo: $K_X Gain$
- 16 bitové celočíselné číslo $\langle 0;13 \rangle$: $K_X Scale$

Přepočet konstant je proveden podle vzorce (5.4) a (5.5) v [12]:

$$\frac{\log(0,5) - \log(K_X)}{\log 2} < K_X Scale < \frac{\log(1) - \log(K_X)}{\log 2} \quad (5.4)$$

$$K_X Gain = K_X \cdot 2^{K_X Scale} \quad (5.5)$$

Respektováním těchto rovnic můžeme, dostat následující parametry pro funkci GFLIB_ControllerPIp:

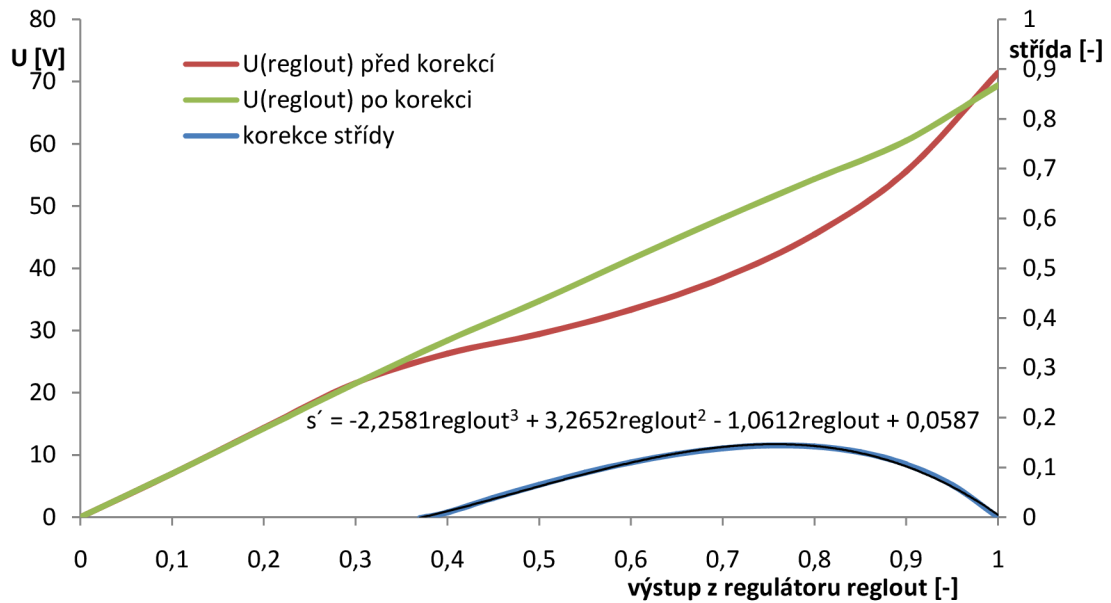
$$K_P Gain = 0,467 ; K_P Scale = 3$$

$$K_I Gain = 0,649 ; K_I Scale = 0$$

V GFLIB_ControllerPIp je dále možno nastavit horní a dolní omezení výstupu z regulátoru. Pro naše potřeby je výstup z PI regulátoru omezen v rozsahu 0 až 1.

5.3 Korekce výstupního napětí

Je vhodné, aby výstup z PI regulátoru (v rozsahu 0 až 1) lineárně odpovídal výstupnímu napětí, viz obr. 17. Při funkci zvyšujícího měniče však platí rovnice (2.12), která do řízení měniče vnáší nelinearitu. Pokud výstup z regulátoru (regIout) přesáhne hodnotu 0,35, je v chod uveden zvyšující měnič, pak se výstupní napětí zvyšuje, v závislosti na výstupu regulátoru, zprvu pomaleji a se zvětšující se střídou rychleji. Proto se při činnosti zvyšujícího měniče přičte k výstupu z regulátoru korekční hodnota, které zařídí, že výstup regulátoru a napětí si lineárně odpovídají. Funkce korekce střídy v závislosti na výstupu regulátoru je do programu DSP implementována pomocí aproximačního polynomu 3 řádu. Docílíme tak nezávislosti parametrů regulátoru na tom, který z měničů je zrovna v chodu.

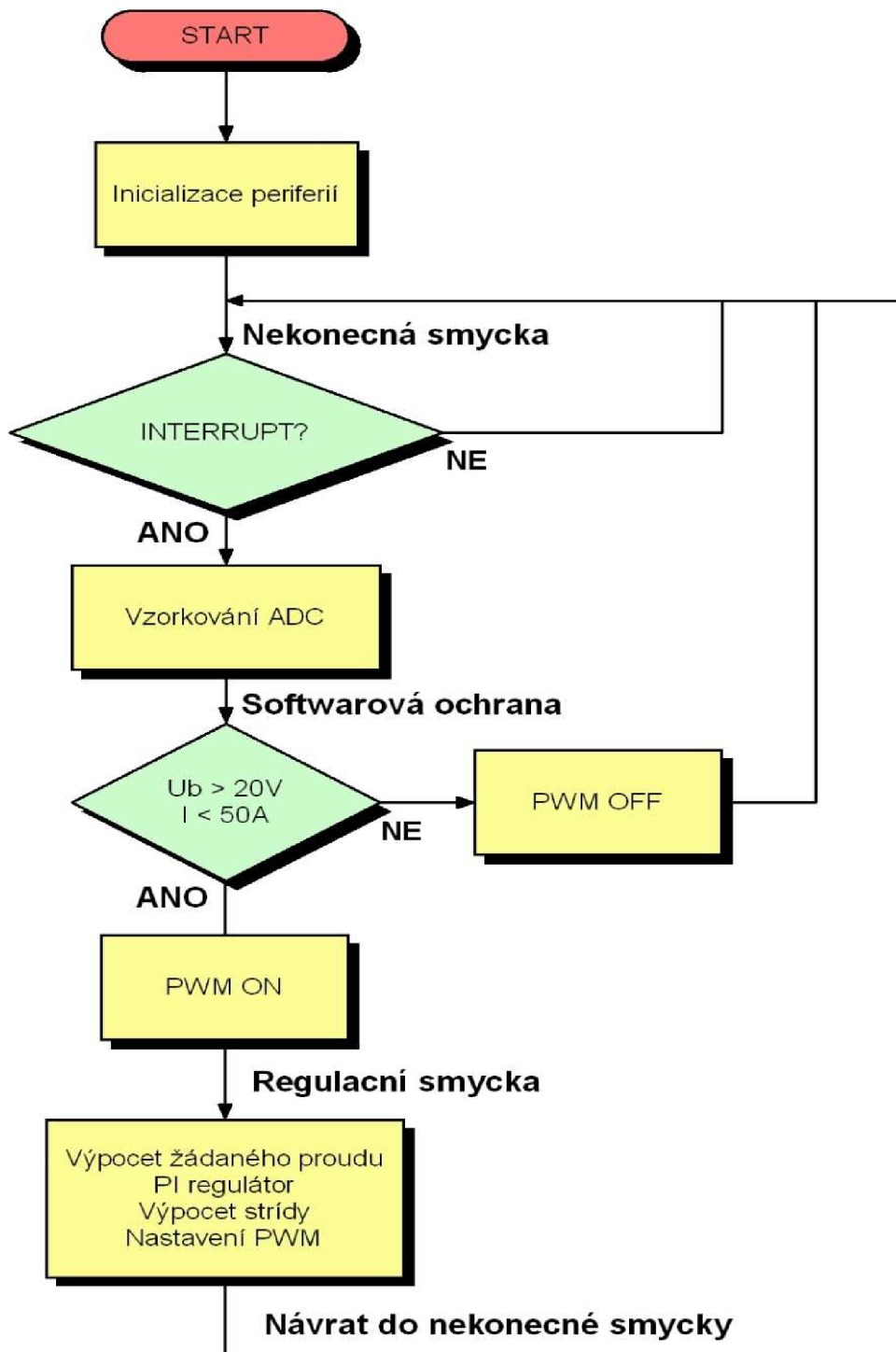


Obrázek 17 Výstupní napětí a jeho korekce

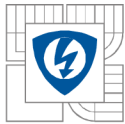
5.4 Popis programu pro DSP

Před vlastním generováním spínacích signálů PWM obslužným programem, musí být nejprve provedena inicializace potřebných periférií, tedy A/D vstupy, modul PWM, časovač a přerušení s příslušnou prioritou. Po proběhnutí inicializace se spustí samotný program, který se opakuje v nekonečné časové smyčce. Celý program je řízen pomocí časovače a přerušení, při kterém program odskočí z nekonečné smyčky na obsluhu přerušení, kde je provedena celá regulace. Vývojový diagram obslužného programu je uveden na obrázku 18.

Kompletní program pro DSP je uveden v příloze [Příloha 4]. V obsluze přerušení se nejprve načtou hodnoty AD převodníků do proměnných zlomkového typu FRAC16. Následuje primitivní softwarová ochrana, která vyhodnotí velikost proudu a napětí. V případě překročení proudu nad 50A nebo podpětí v meziobvodu akumulátoru pod 20V, dojde k odpojení PWM periferie od příslušných pinů DSP. Pokud jsou hodnoty napětí a proudu v příslušném rozsahu dojde k výpočtu velikosti žádaného proudu (podle kapitoly 4.1) a výpočtu PI regulátoru pomocí funkce GFLIB_ControllerPIp. Výstup z regulátoru je podle teoretických předpokladů v kapitole 5.3, přepočítán na střidu tranzistorů pro jednotlivé měniče. Tyto hodnoty jsou následně uloženy do registrů příslušných PWM výstupů. Program se poté vrátí do nekonečné smyčky.



Obrázek 18 Vývojový diagram programu



6 KONSTRUKCE MĚNIČE

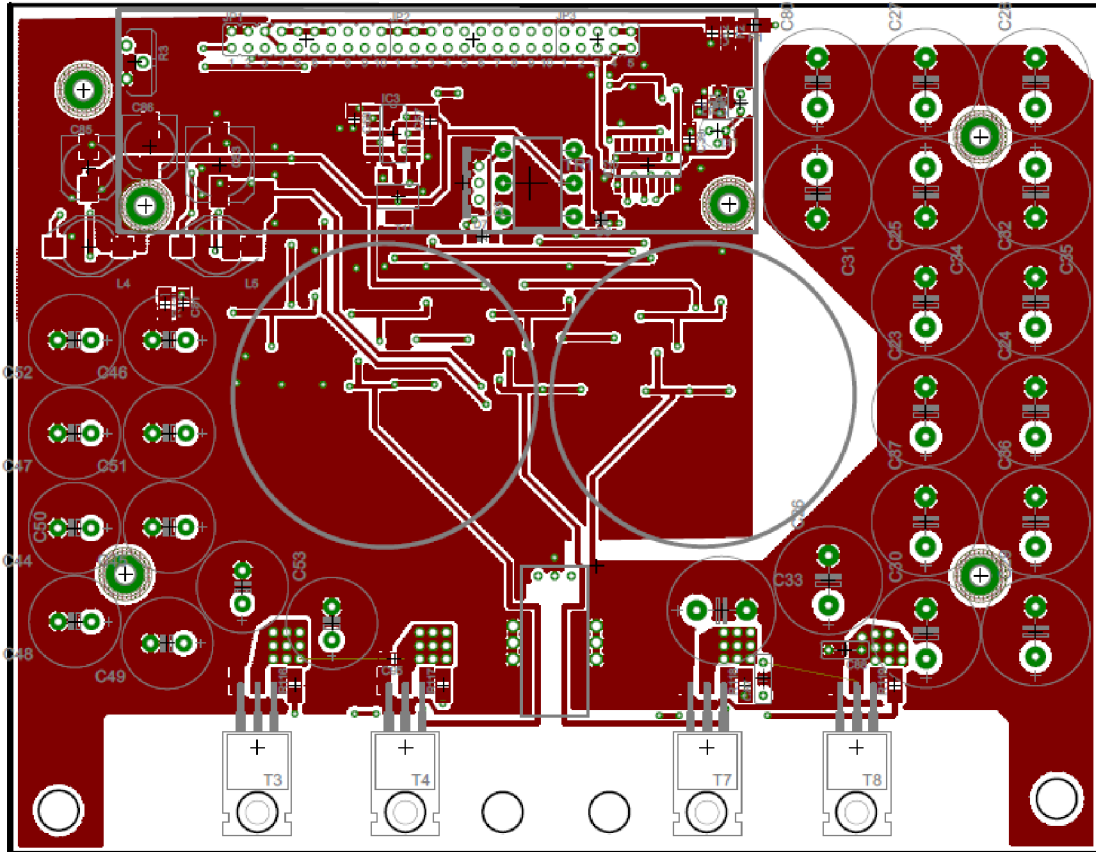
V této kapitole bude rozebrán návrh desky plošných spojů měniče i jeho fyzická realizace.

6.1 Návrh desky plošných spojů

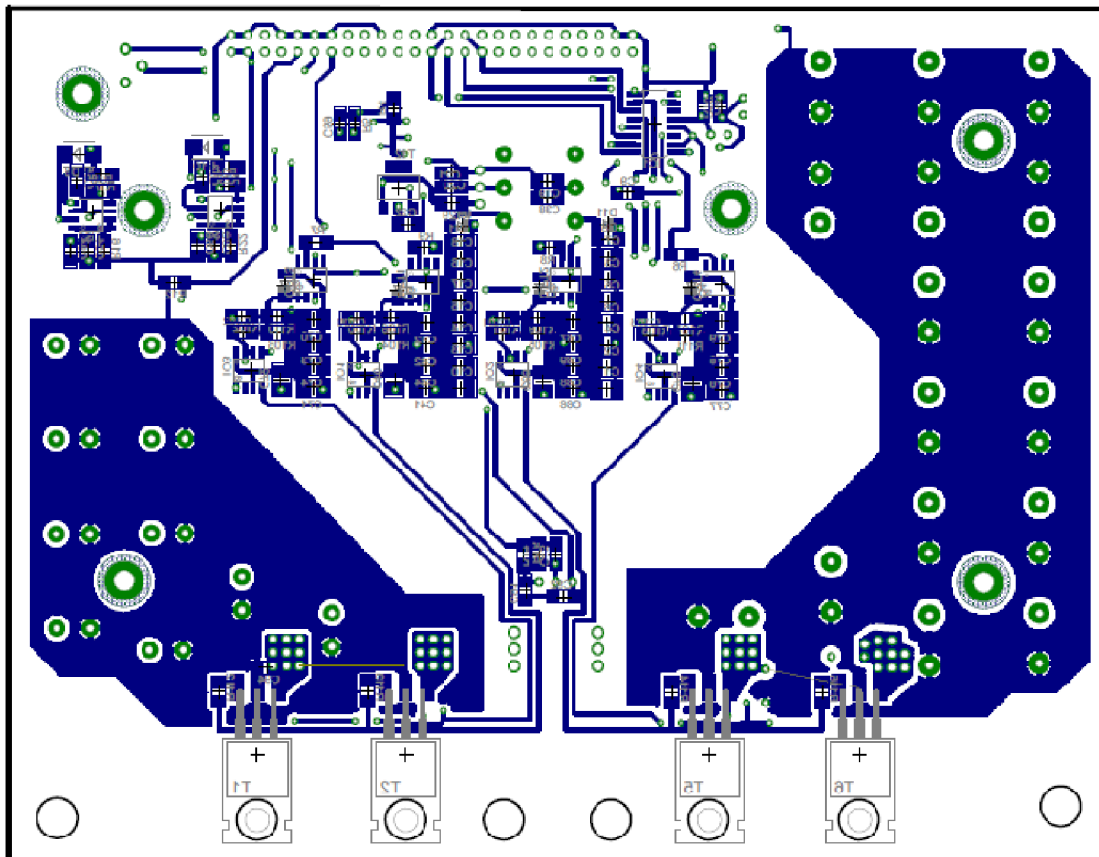
Správný návrh desky plošných spojů (DPS) je základem konstrukce každého elektronického zařízení. Musíme brát na zřetel všechny aspekty, které by mohly mít vliv na funkčnost, kvalitu a životaschopnost celého zařízení. Obzvláště je třeba dbát obecných poznatků a rad na potlačení elektromagnetického rušení (vnějšího či vnitřního) na DPS.

Vzhledem k prioritnímu požadavku minimálních rozměrů jsou všechny komponenty, u kterých to bylo možné, v SMD provedení o velikosti 1210 nebo 1206. Ze stejného důvodu je použita dvouvrstvá DPS. Výkonovou částí poteče proud až 48A. Z tohoto důvodu je volena síla mědi 75 μ m.

Prvním a nejdůležitějším krokem návrhu DPS je rozmístění komponent. Je totiž nezbytně důležité rozmístit komponenty tak aby cesty mezi nimi byly co nejkratší. Dále pak aby komponenty pracující s vysokým kmitočtem byly co nejdále od komponent pracujících na nízkých kmitočtech. Pomocí těchto i mnohých dalších pouček byla vytvořena DPS, jejichž spodní i horní stranu můžeme vidět na obrázku 19 a 20.



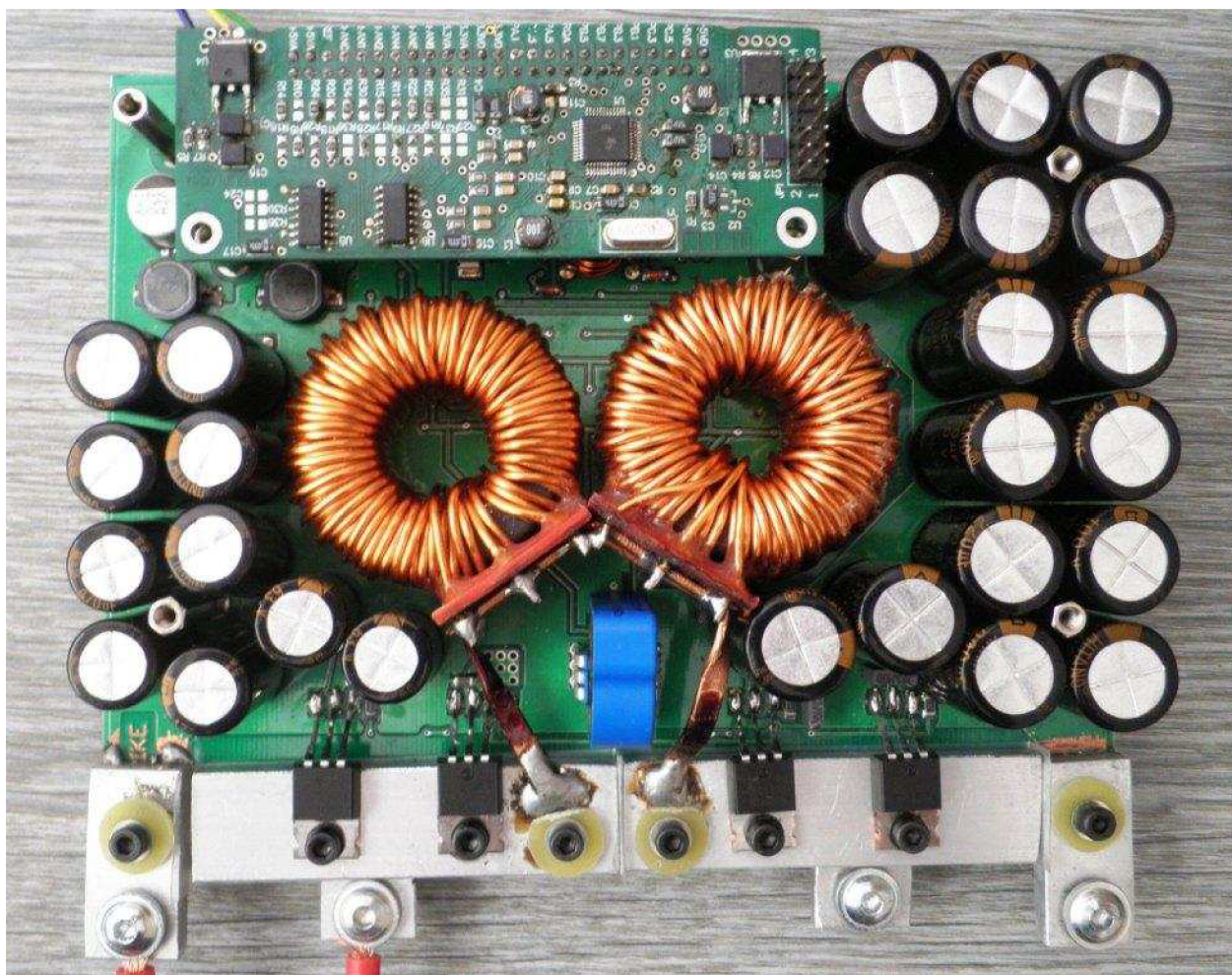
Obrázek 19 Layout horní strany DPS



Obrázek 20 Layout spodní strany DPS

6.2 Realizace měniče

Rozložení výkonové části je co nejvíce uzpůsobeno požadavku minimálních rozměrů. Z tohoto důvodu je použita technologie kombinující vývod a chladič⁷. Jak vidíme na obr. 21, jsou výkonové tranzistory (pouzdro TO220) připevněny k ploše chladiče. Ovšem mezi tranzistorem a chladičem není žádný izolační prvek, jak bývá zvykem. Chladič je spojen s kolektorem daného tranzistoru a můžeme ho využít jako vodič. Topologie zapojení našeho měniče tak umožňuje použití chladiče jako přírodních svorek z akumulátoru i jako výstupních svorek na motor. Rovněž i tlumivka je přiletována na chladič, na němž je potenciál kolektoru tranzistorů T3, T4 a T7, T8. Protože připojený vodič bude sloužit jako akumulátor tepelné energie i jako chladič, je možné zmenšit rozměry chladiče. Chladiče s různým potenciálem jsou od sebe odděleny izolačním materiálem.



Obrázek 21 Realizovaný DC/DC měnič

⁷ Tato technologie byla poprvé použita u předchozí verze elektrického kola vyrobeného na UVEE FEKT VUT v Brně, kde vývody na motor slouží zároveň jako chladič výkonových tranzistorů.

7 MĚŘENÍ MĚNIČE

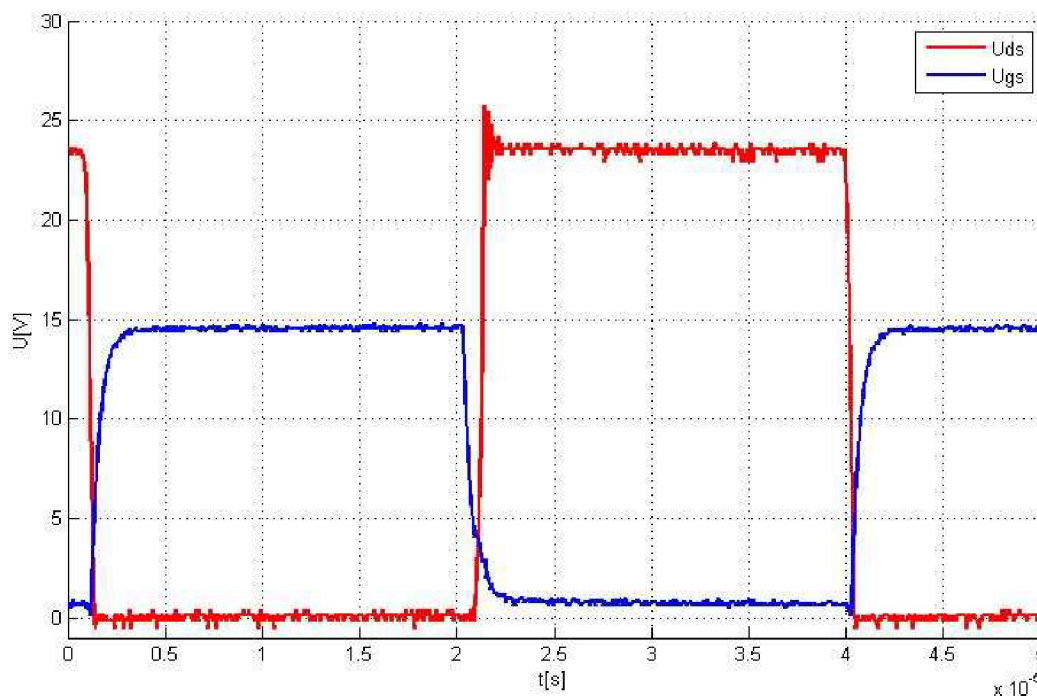
Po oživení desky plošných spojů, se přistoupilo k proměření měniče. Nejprve jsme k měniči připojili RL zátěž s nastavitelným odporem. Na této zátěži jsme si ověřili funkčnost silové části měniče a doladili software mikroprocesoru tak, aby odpovídal výše uvedeným požadavkům. Poté jsme jako zátěž měniče použily motor Heinzmann, pro který byl měnič vyvinut. Následovalo ověření regulačních vlastností pohonu. Při nastavování regulátoru podle kapitoly 5.2, docházelo v určitém pracovním režimu k velkému rozkmitání proudové smyčky. Po dlouhotrvajícím nastavování regulační smyčky metodou pokus-omyl, jsme dospěli do stavu, kdy měnič reguloval v celém svém rozsahu (do maximálního proudu laboratorního zdroje použitého k napájení). Odezva na skok řízení (obrázek 22) není ideální, ale primárním účelem použité podřízené proudové smyčky je říditelnost momentu motoru a ne dynamika pohonu. Rychlost odezvy v řádech milisekund je tak naprosto postačující.



Obrázek 22 Odezva proudu motoru na skok řízení

7.1 Průběhy napětí U_{DS} a U_{GS} na výkonových tranzistorech

Na následujícím obrázku jsou vyobrazeny průběhy napětí U_{DS} a U_{GS} na tranzistoru snižujícího měniče při chodu naprázdno. Při vypínání tranzistoru je vidět překmit napětí, který je relativně malý.

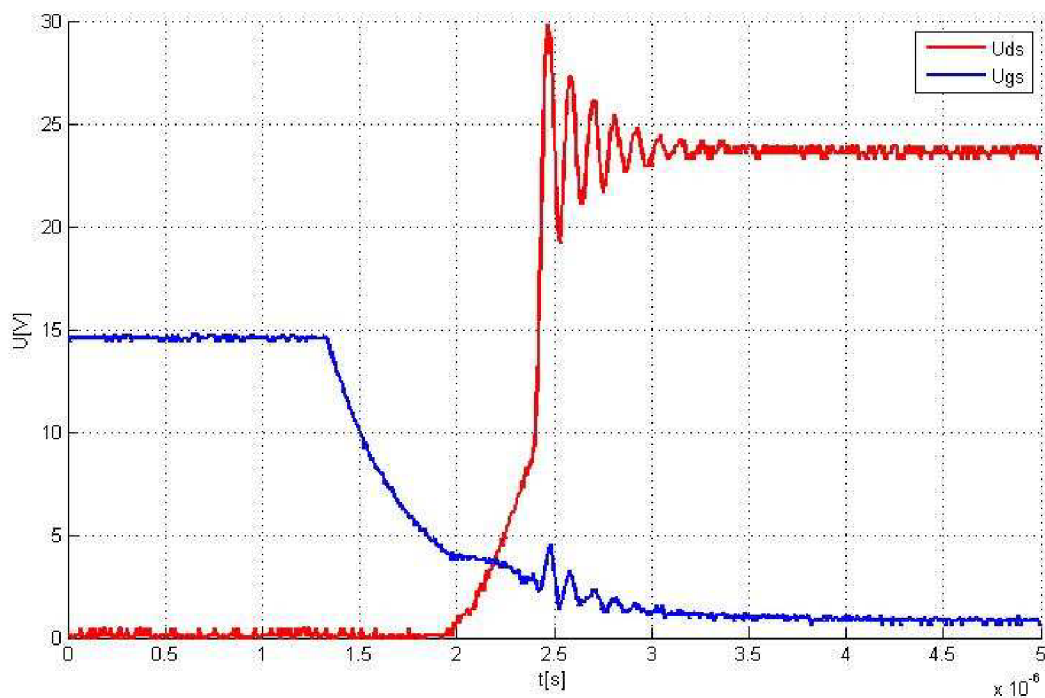


Obrázek 23 Průběh U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru T3 snižujícího měniče při chodu naprázdno

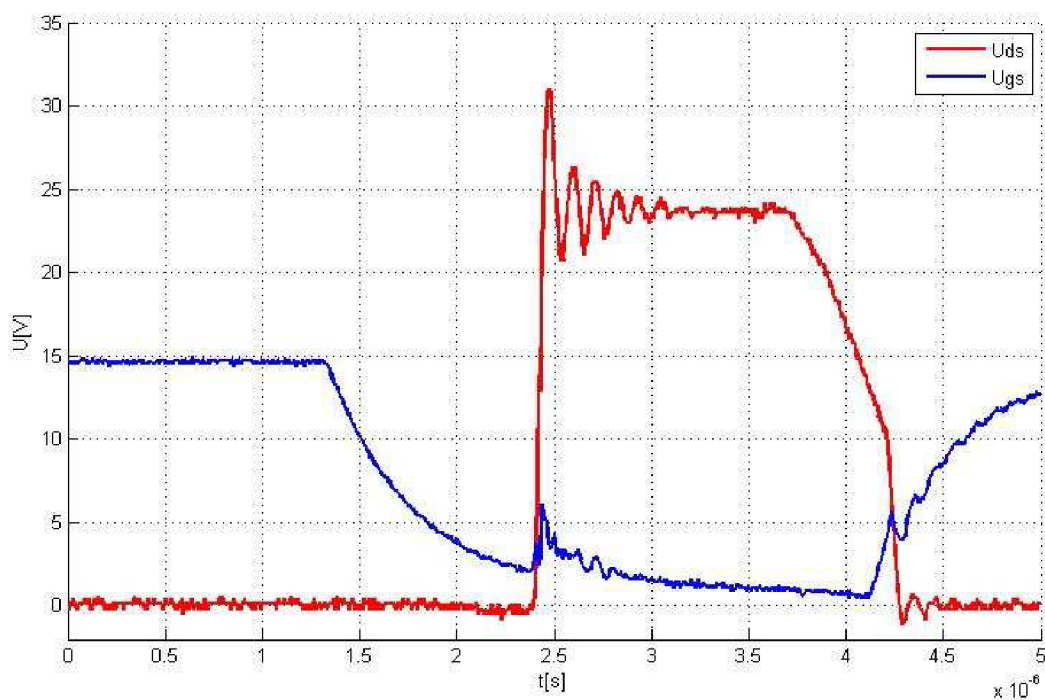
Na obrázku 24 je pak zachycen detail náběžné hrany téhož tranzistoru při zatížení. Mezi počátkem sestupné hrany U_{GS} a vrcholem náběžné hrany napětí U_{DS} uběhne právě $1\mu s$, to odpovídá nastavené době dead time. Použitím dead timu je docíleno, že jsou oba tranzistory chvíli ve vypnutém stavu, což se projeví pozvolným stoupáním na začátku náběžné hrany U_{DS} . V době vypínání je na horním tranzistoru měniče plné napětí zdroje. Na vypínaném spodním tranzistoru už se chce vypnout, ale parazitní parametry obou tranzistorů se chovají jako kapacitní dělič, a nedovolí rychlý nárůst napětí na tomto tranzistoru. V době sepnutí horního tranzistoru tento stav zanikne a napětí na tranzistoru prudce vzroste. Vidíme, že napětí U_{GS} klesá relativně pomalu. To je pravděpodobně dáno velikostí vybíjecího odporu R_G (např. R118 obr. 13). Snižováním velikosti tohoto odporu bychom dosáhli rychlejšího poklesu napětí na hradle.

Překmit napětí U_{DS} při vypínání tranzistoru dosahuje hodnoty $7V$ a trvá přibližně $0,5\mu s$. Harmonicky tlumené kmitání (ringing) s periodou přibližně $125ns$, je způsobeno rezonančním dějem na parazitní kapacitě tranzistoru a parazitní indukčnosti přívodů a cest na DPS. Zákmit na U_{GS} je způsoben parazitními parametry mezi vodivým kanálem a hradlem tranzistoru.

Na obrázku 25 je opět zachycen průběh tranzistorem snižujícího měniče. Tentokrát při větším zatížení a zastaveném motoru. Na tomto průběhu můžeme pozorovat náběžnou i sestupnou hranu. Na sestupné hraně je patrný jev, kdy jsou oba tranzistory vypnuty a napětí na nich se pomalu vyrovnává, jak bylo výše popsáno.

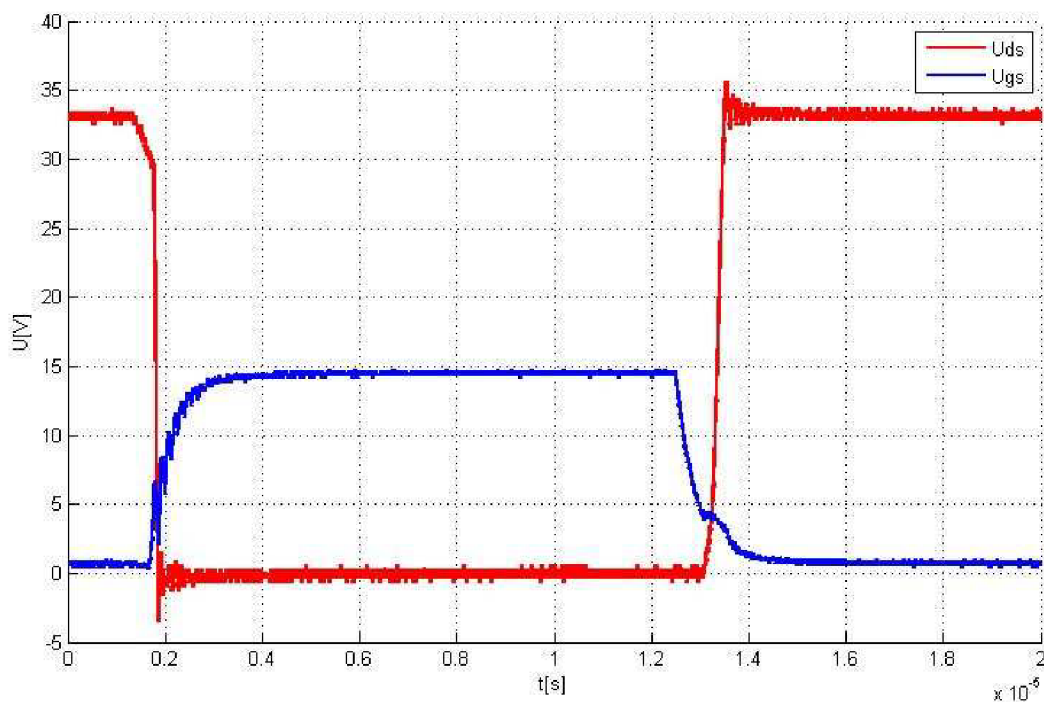


Obrázek 24 Průběh U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru T3 snižujícího měniče při zatížení - detail náběžné hrany



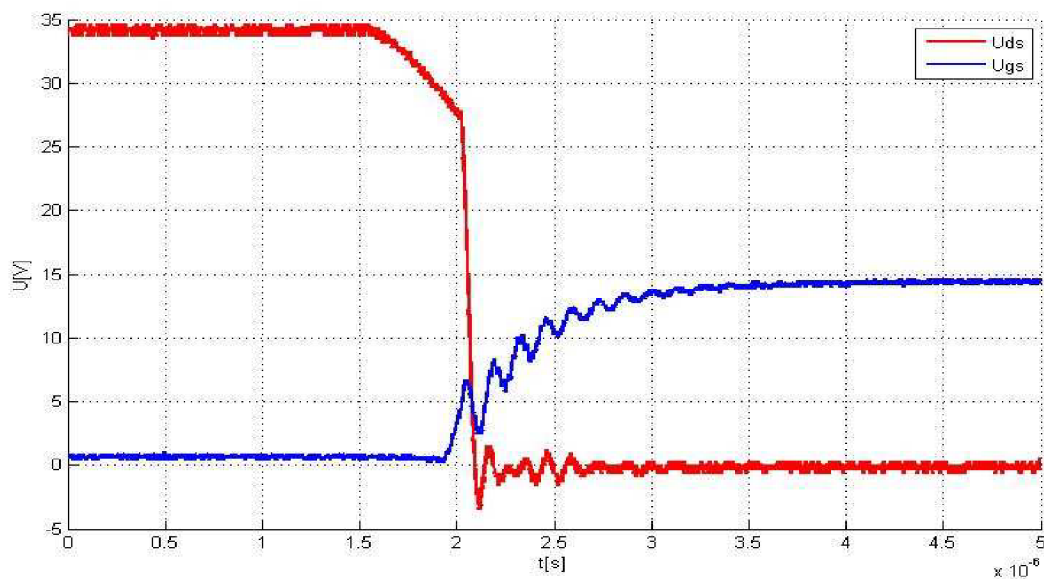
Obrázek 25 Průběh U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru T3 snižujícího měniče při zabrzděném motoru

Osciloskopické průběhy U_{DS} a U_{GS} naměřené na spodním tranzistoru zvyšujícího měniče jsou vyobrazeny na obr. 26.

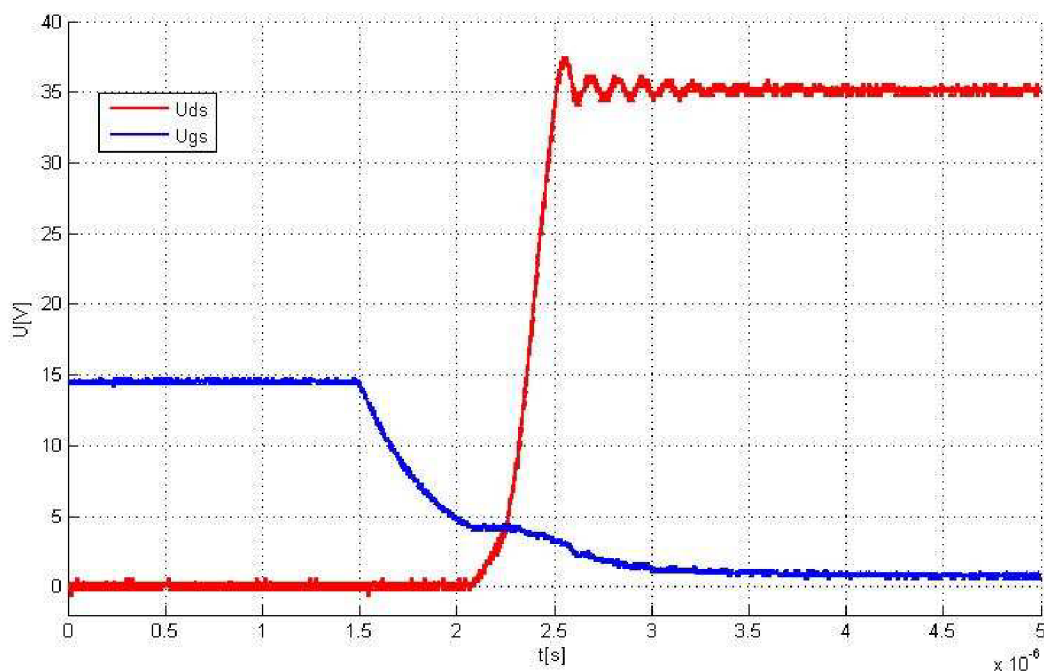


Obrázek 26 Průběh U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru T7 zvyšujícího měniče při zatížení

Na obrázku 27 a obrázku 28 jsou zachyceny detaily náběžné a sestupné hrany tétož tranzistoru při zatížení. Překmit napětí U_{DS} je také relativně malý a dosahuje hodnoty 7,5V. Zákmity U_{GS} jsou opět dány parazitními parametry tranzistoru. Tlumené kmitání na U_{DS} má podobné parametry jako byly naměřené na tranzistoru snižujícího měniče. Na sestupné hraně U_{DS} je zprvu vidět pozvolný pokles napětí, který je opět způsobený výše popsáním přepínacím dějem.



Obrázek 27 Průběh U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru T7 zvyšujícího měniče – detail sestupné hrany při zatížení



Obrázek 28 Průběh U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru T7 zvyšujícího měniče – detail náběžné hrany při zatížení

7.2 Zatěžovací charakteristika

Pro stanovení účinnosti měniče a ověření teoretických předpokladů je nutné, aby byl pohon proměřen při různém zatížení. Princip měření spočíval v nastavení plynové rukojeti do určité polohy. Tak jsme nastavili žádaný proud motoru. Při takto nastaveném pracovním bodu jsme motor přibrzdžovali a zaznamenávali všechny měřené veličiny. Po zaznamenání hodnot se motor dále brzdil, až do nulových otáček. Pohon nebyl proměřen v celém svém rozsahu. Laboratorní podmínky dovozovali maximální příkon 600W. Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v tabulkách 2 až 6. Měřené veličiny byly otáčky motoru n , napětí zdroje $U1$ a jeho proud $I1$, požadovaný proud z měniče $I2$ a napětí na výstupu měniče $U2$. Pomocí naměřených hodnot byl dopočítán příkon měniče $P1$, výkon měniče-příkon motoru $P2$, moment motoru M , výkon motoru $P3$, účinnost měniče $\eta1$ a motoru $\eta2$. Napětí zdroje $U1$ je trvale nastaveno na 28V.

Tabulka 2 Naměřené hodnoty pro zatížení 1

n		$I1$	$U2$	$I2$	$P1$	$P2$	M	$P3$	$\eta1$	$\eta2$
[1/min]	[rad/s]	[A]	[V]	[A]	[W]	[W]	[Nm]	[W]	[-]	[-]
152,00	15,92	2,40	32,70	1,80	60,00	58,86	3,42	54,44	0,98	0,92
118,00	12,36	1,90	25,20	1,80	47,50	45,36	3,42	42,26	0,95	0,93
86,00	9,01	1,45	18,50	1,80	36,25	33,30	3,42	30,80	0,92	0,92
58,00	6,07	1,05	12,80	1,80	26,25	23,04	3,42	20,77	0,88	0,90
30,00	3,14	0,70	7,70	1,80	17,50	13,86	3,42	10,74	0,79	0,71

Tabulka 3 Naměřené hodnoty pro zatížení 2

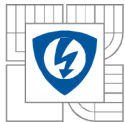
n		I1	U2	I2	P1	P2	M	P3	η_1	η_2
[1/min]	[rad/s]	[A]	[V]	[A]	[W]	[W]	[Nm]	[W]	[-]	[-]
250,00	26,18	5,00	51,60	2,55	140,00	131,58	4,85	126,84	0,94	0,96
220,00	23,04	5,60	46,00	3,10	156,80	142,60	5,89	135,70	0,92	0,95
190,00	19,90	5,20	40,00	3,45	145,60	138,00	6,56	130,42	0,95	0,95
160,00	16,76	4,25	33,00	3,35	119,00	110,55	6,37	106,65	0,93	0,96
115,00	12,04	2,80	24,00	2,90	78,40	69,60	5,51	66,36	0,89	0,95
88,00	9,22	1,85	18,90	2,70	51,80	51,03	5,13	47,27	0,99	0,94
64,00	6,70	1,36	13,70	2,70	38,08	36,99	5,13	34,38	0,97	0,92
30,00	3,14	0,95	8,70	2,70	26,60	23,49	5,13	16,12	0,88	0,69
0,00	0,00	0,20	1,20	2,70	5,60	3,24	5,13	0,00	0,58	0,00

Tabulka 4 Naměřené hodnoty pro zatížení 3

n		I1	U2	I2	P1	P2	M	P3	η_1	η_2
[1/min]	[rad/s]	[A]	[V]	[A]	[W]	[W]	[Nm]	[W]	[-]	[-]
330,00	34,56	7,75	65,00	3,10	217,00	201,50	5,49	189,62	0,93	0,94
300,00	31,42	9,20	59,00	4,30	257,60	253,70	7,61	239,11	0,98	0,94
270,00	28,27	10,60	53,20	5,50	296,80	292,60	9,74	275,25	0,99	0,94
240,00	25,13	11,80	47,30	6,90	330,40	326,37	12,21	306,95	0,99	0,94
210,00	21,99	12,60	42,40	8,10	352,80	343,44	14,34	315,29	0,97	0,92
180,00	18,85	10,25	34,00	8,10	287,00	275,40	14,34	270,25	0,96	0,94
150,00	15,71	8,40	28,20	7,70	235,20	217,14	13,63	214,08	0,92	0,93
110,00	11,52	6,40	20,60	7,70	179,20	158,62	13,63	156,99	0,89	0,95
60,00	6,28	3,75	13,20	7,70	105,00	101,64	13,63	85,63	0,95	0,84
30,00	3,14	2,70	9,40	7,70	75,60	72,38	13,63	42,82	0,94	0,59
0,00	0,00	1,00	3,60	7,70	28,00	27,72	13,63	0,00	0,95	0,00

Tabulka 5 Naměřené hodnoty pro zatížení 4

n		I1	U2	I2	P1	P2	M	P3	η_1	η_2
[1/min]	[rad/s]	[A]	[V]	[A]	[W]	[W]	[Nm]	[W]	[-]	[-]
295,00	30,89	10,60	59,00	4,70	296,80	277,30	8,93	275,87	0,93	0,97
273,00	28,59	11,80	55,00	5,60	330,40	308,00	10,64	304,18	0,93	0,98
245,00	25,66	13,00	50,00	7,10	364,00	355,00	13,49	346,10	0,98	0,97
210,00	21,99	14,50	44,00	9,00	406,00	396,00	17,10	376,05	0,98	0,95
180,00	18,85	12,70	37,00	9,10	355,60	336,70	17,29	325,91	0,95	0,95
154,00	16,13	11,20	33,50	9,10	313,60	304,85	17,29	278,83	0,97	0,92
120,00	12,57	8,60	25,50	9,10	240,80	232,05	17,29	217,27	0,96	0,94
77,00	8,06	5,70	17,60	8,80	159,60	154,88	16,72	134,82	0,97	0,87
45,00	4,71	4,50	10,50	8,80	126,00	92,40	16,72	78,79	0,85	0,78



Tabulka 6 Naměřené hodnoty pro zatížení 5

n		I1	U2	I2	P1	P2	M	P3	η1	η2
[1/min]	[rad/s]	[A]	[V]	[A]	[W]	[W]	[Nm]	[W]	[-]	[-]
296,00	31,00	13,40	60,00	6,00	375,20	360,00	11,40	353,37	0,96	0,96
267,00	27,96	15,40	55,00	7,60	431,20	418,00	14,44	403,74	0,97	0,95
240,00	25,13	16,80	49,50	9,20	470,40	455,40	17,48	439,32	0,97	0,96
210,00	21,99	18,70	44,50	11,20	523,60	498,40	21,28	467,97	0,95	0,94
180,00	18,85	17,30	38,60	12,00	484,40	463,20	22,80	429,77	0,96	0,93
150,00	15,71	14,50	33,40	12,00	406,00	400,80	22,80	358,14	0,99	0,90
115,00	12,04	10,90	24,00	12,00	305,20	288,00	22,80	274,58	0,94	0,93
111,00	11,62	10,70	24,00	12,00	299,60	288,00	22,80	265,02	0,96	0,92
80,00	8,38	8,10	18,70	12,00	226,80	224,40	22,80	191,01	0,99	0,85
0,00	0,00	2,00	4,60	12,00	56,00	55,20	22,80	0,00	0,99	0,00

Příklad výpočtu 1. řádku:

Moment motoru:

$$M = c\phi I_2 = 1,9 \cdot 6 = 11,4 \text{ Nm} \quad (7.1)$$

Příkon měniče:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = 28 \cdot 13,4 = 375,2 \text{ W} \quad (7.2)$$

Výkon měniče:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 60 \cdot 6 = 360 \text{ W} \quad (7.3)$$

Výkon motoru:

$$P_3 = M \cdot \omega = 11,4 \cdot 31 = 353,4 \text{ W} \quad (7.4)$$

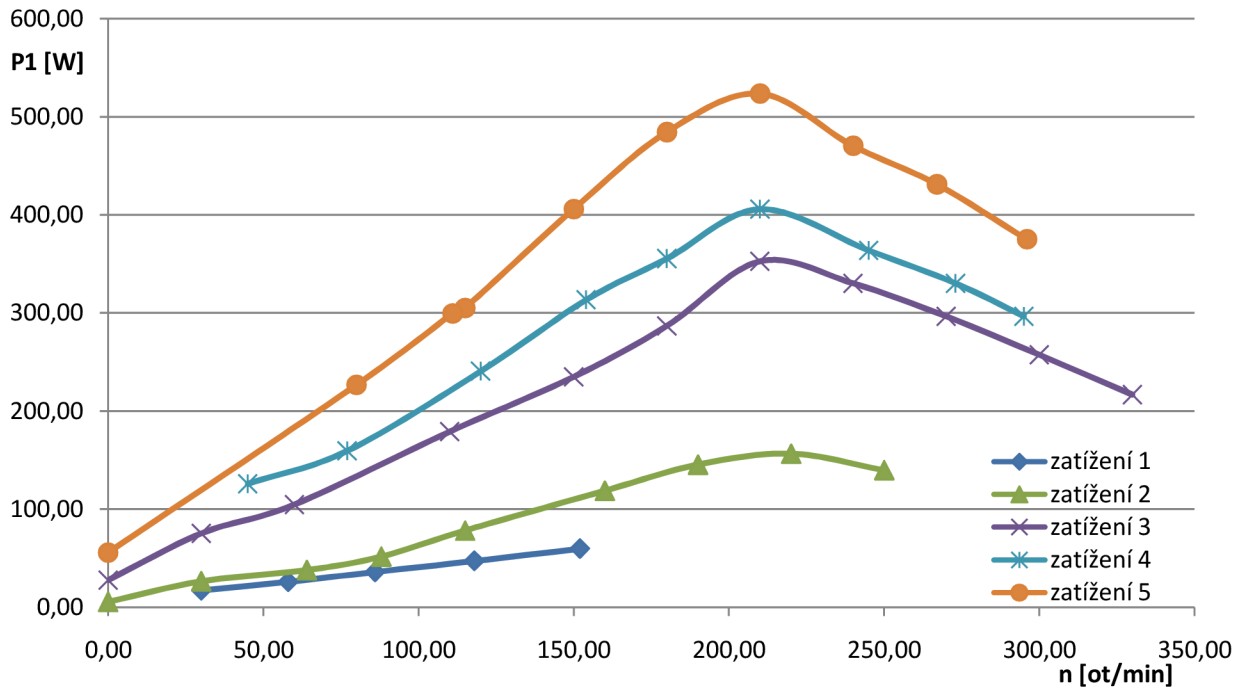
Účinnost měniče:

$$\eta_1 = \frac{P_2}{P_1} = \frac{360}{375,2} = 0,96 \quad (7.5)$$

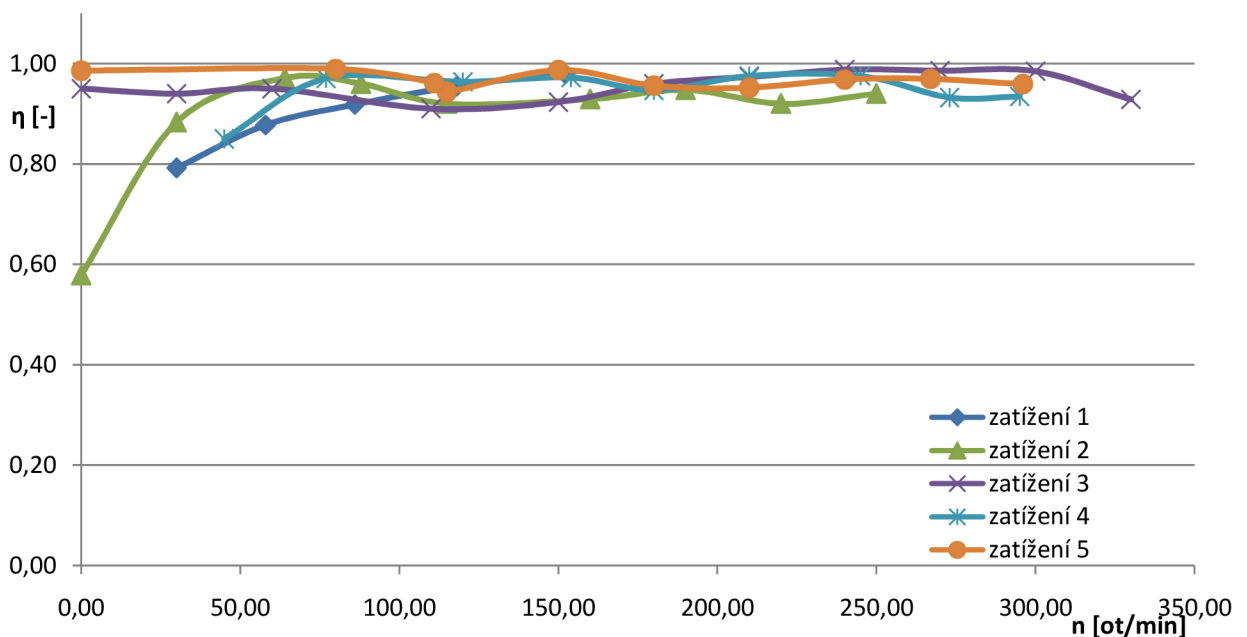
Účinnost motoru:

$$\eta_2 = \frac{P_3}{P_2} = \frac{353,4}{360} = 0,96 \quad (7.6)$$

Na obrázku 29 je zobrazena charakteristika příkonu měniče v závislosti na požadovaných otáčkách pro různá zatížení (různé polohy plynové rukojeti). Od kritických otáček, které jsou $176,8 \text{ min}^{-1}$ (1.5), se začne omezovat žádaný proud motoru (viz kapitola 2.1) a příkon začne klesat. Ve změřeném průběhu je však vidět, že pokles začne na hodnotě okolo 215 min^{-1} . To odpovídá jevu, zachyceném na obrázku 2, kdy při omezení proudu a zvyšování napětí ještě chvíli trvá než se příkon (výkon) začne zmenšovat. Na obrázku 30 je zachycena účinnost měniče, která je celkově vzata konstantní a její průměrná hodnota je 0,94.

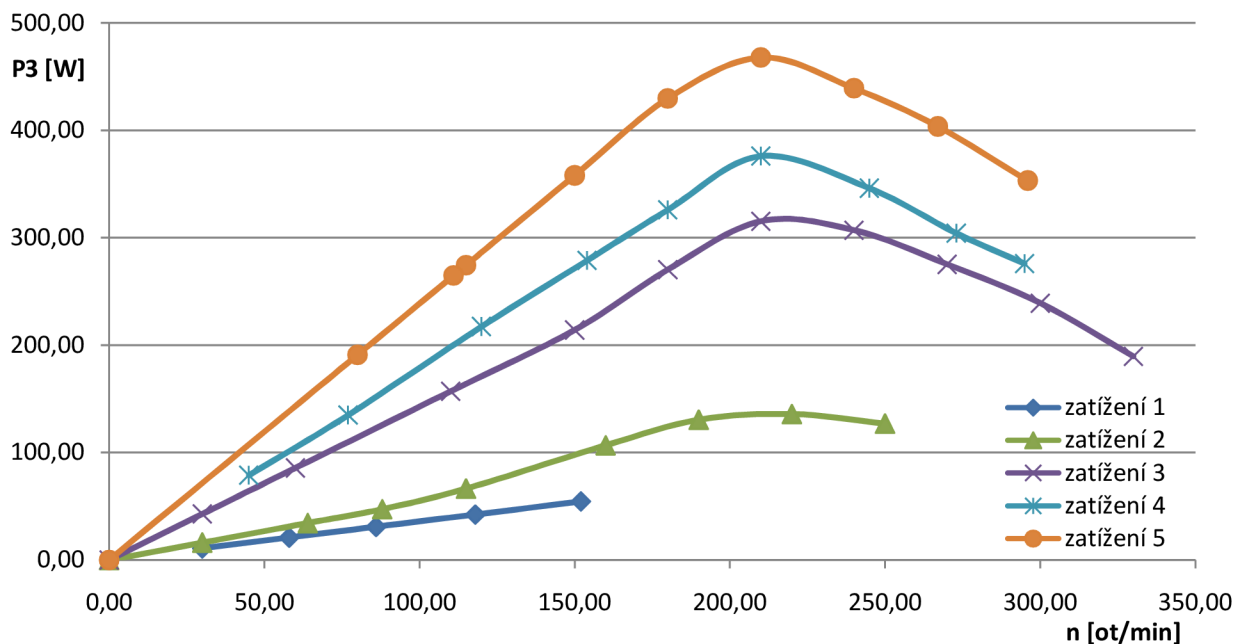


Obrázek 29 Příkon měniče v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení

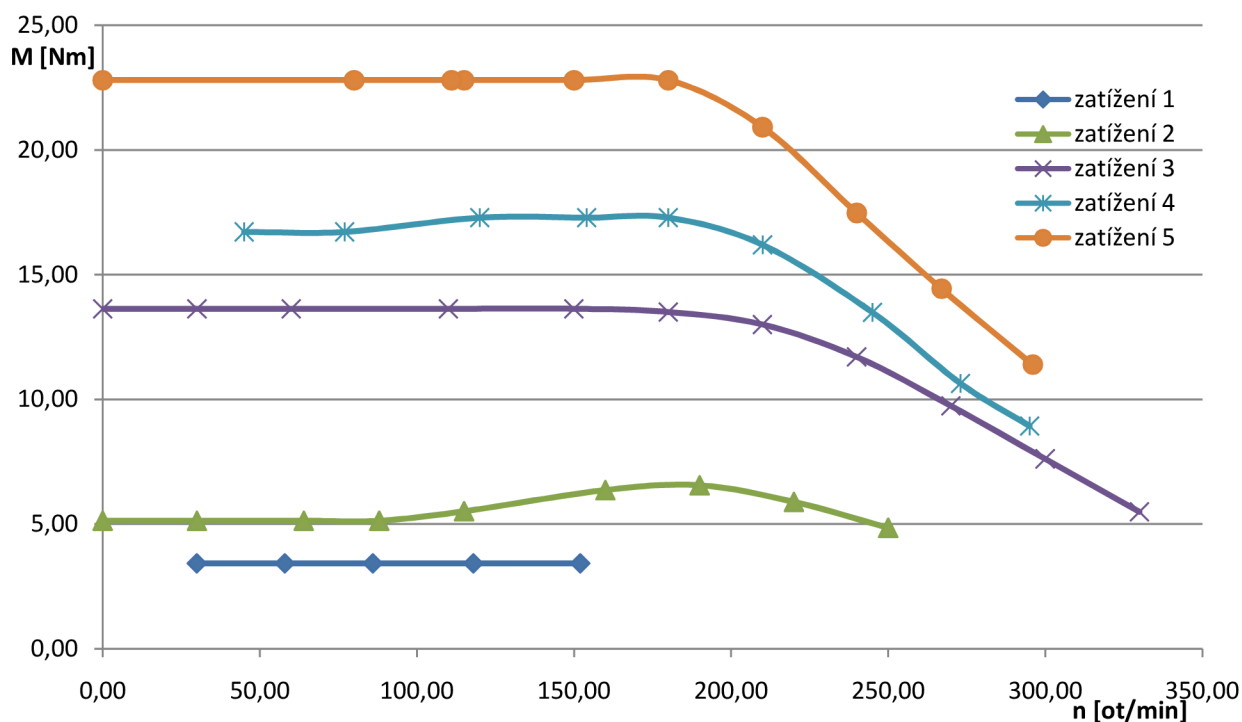


Obrázek 30 Účinnost měniče v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení

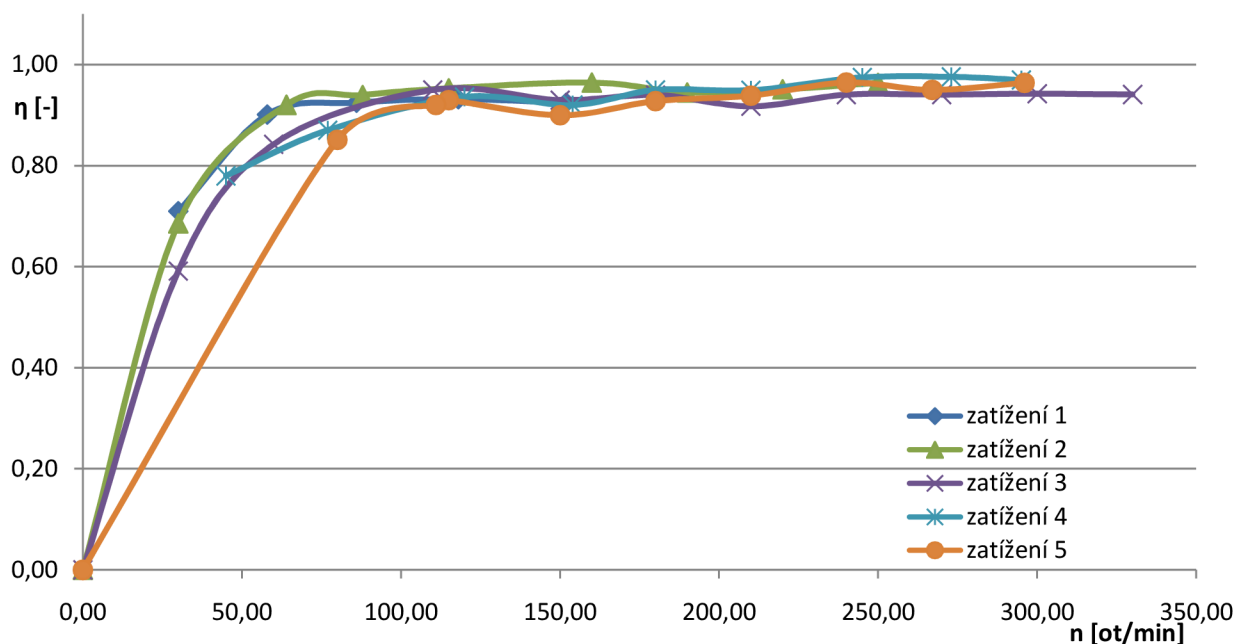
Průběh na obr. 31 zachycuje výkon motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení. Na obrázku 32 je zobrazena charakteristika momentu motoru v závislosti na jeho táčkách. Do kritických otáček $176,8 \text{ min}^{-1}$ je moment motoru konstantní, poté lineárně klesá. Na obrázku 33 je účinnost motoru v závislosti na otáčkách. Pro nulové otáčky je samozřejmě nulová, ve vyšších otáčkách je její průměrná hodnota 0,9.



Obrázek 31 Výkon motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení



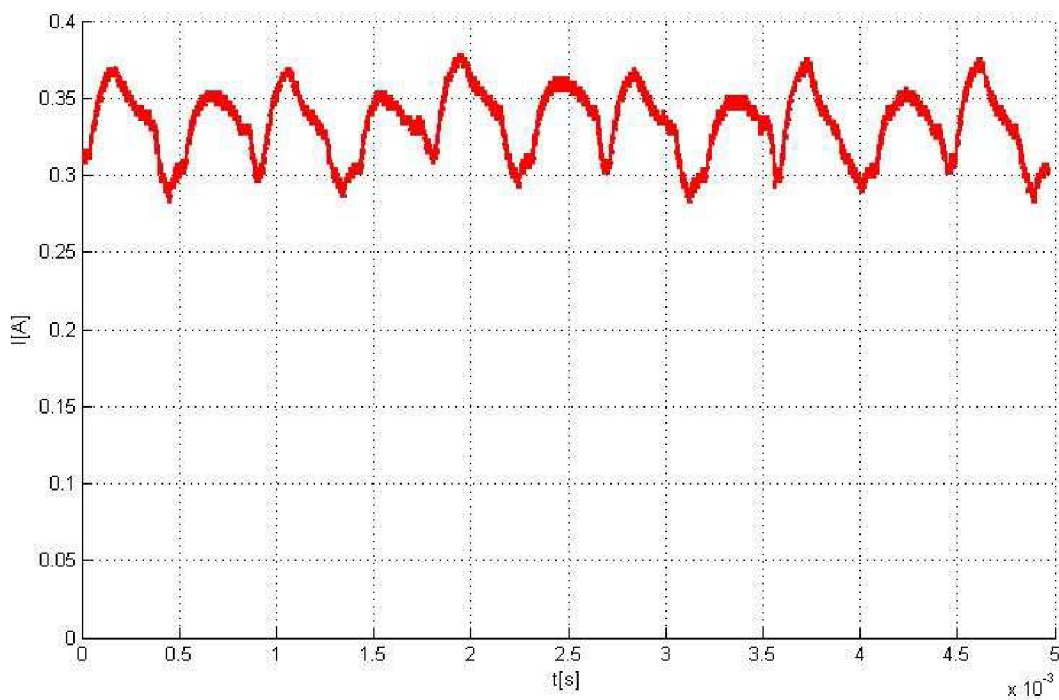
Obrázek 32 Moment motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení



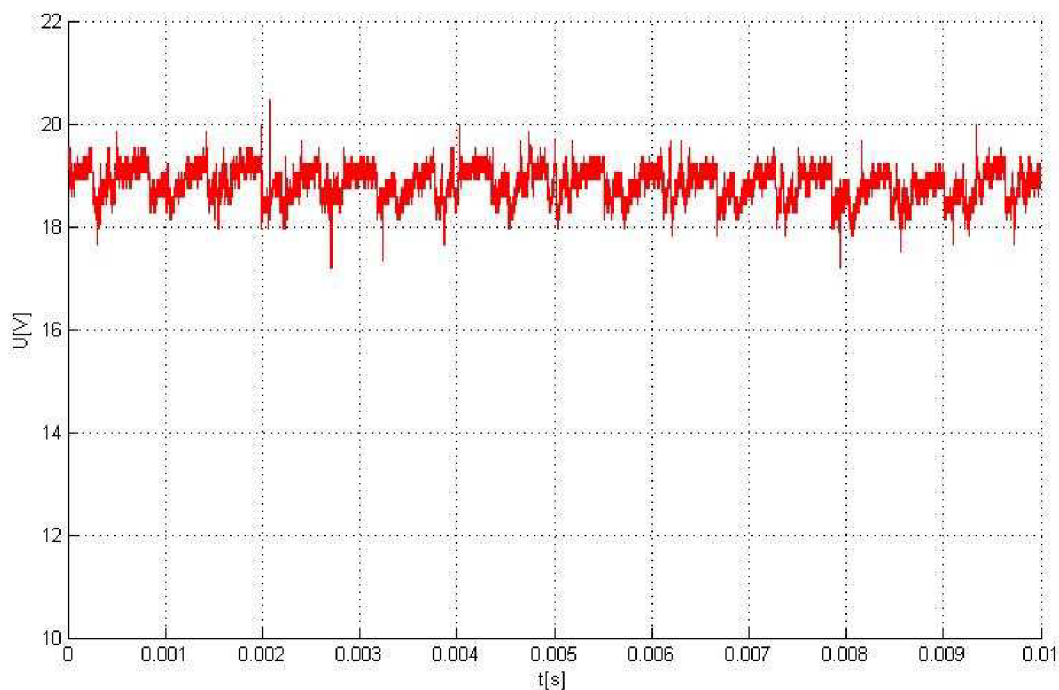
Obrázek 33 Účinnost motoru v závislosti na otáčkách pro jednotlivá zatížení

7.3 Indukované napětí

Při měření zatěžovací charakteristiky bylo zjištěno, že proud motorem je relativně hodně zvlněný, viz obr. 34. Otázkou je, zda je zvlnění způsobeno regulátorem proudu, malou indukčností motoru nebo průběhem indukovaného napětí. Jelikož frekvence tohoto zvlnění je poměrně malá a její velikost je přímo úměrná otáčkám motoru, je zřejmé, že zvlnění proudu je způsobeno zvlněným indukovaným napětím motoru, které je zachyceno na obrázku 35, které má při daných otáčkách stejnou frekvenci. Pokles indukovaného napětí vyvolá růst proudu motoru, při zvětšení indukovaného napětí se děj odehrává v opačném charakteru. Kmitavý děj se snaží potlačit proudový regulátor, z odezvy na skok řízení (obr. 22) je patrné, že kmitání proudu nestihne regulátor uregulovat. Zvlnění indukovaného napětí na měřeném úseku dosahuje hodnoty $1,5V$ a má periodu $1,2ms$.



Obrázek 34 Zvlnění proudu motorem

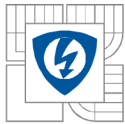


Obrázek 35 Průběh indukovaného napětí

8 ZÁVĚR

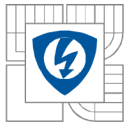
V tomto díle byl diskutován návrh, realizace a proměření pohonu pro elektrické kolo se stejnosměrným diskovým motorem. Oproti původnímu návrhu elektropohonu, provedeném v [1], došlo ke změně jak ve výkonové části měniče, tak v části řídicí. Markantní jsou změny v řídicí části, kde došlo ke změně z analogového řízení na řízení digitální za pomoci digitálního signálového procesoru MC56F8322. Dojde tak k prostorově, cenově i kvalitativně efektivnějšímu řízení celého měniče. Za další nespornou výhodu digitálního řízení je považována možnost adaptability pro případ dalšího rozšíření řídicího algoritmu. Výkonová část byla podrobena předimenzování, které mělo za následek snížení ztrát měniče a další podstatné zmenšení rozměrů desky plošných spojů. Speciální provedení chladiče výkonových tranzistorů, které využívá hmotu chladiče jako vodiče silového obvodu, přívodu a vývodu napětí, také přispívá k požadované minimalizaci rozměrů.

Navržená deska plošných spojů, o rozměrech 167x130 mm (včetně chladiče), byla vyrobena, osazena a oživena. Následovalo odladění programu pro DSP a ověření funkčnosti měniče a řídicí struktury s podřízenou proudovou smyčkou. Přitom jako zátěž měniče sloužil uvažovaný stejnosměrný motor. Měnič byl proměřen naprázdno i při různých zatížení, v rozsahu, které laboratorní podmínky dovozovaly. Výsledky měření jsou zpracovány a odpovídají teoretickým předpokladům uvedeným v této práci. Průměrná účinnost měniče, v měřeném rozsahu, je 94 %. Teoreticky při plném zatížení je účinnost měniče 98 %. Naměřená účinnost celého pohonu 84,5 % značí precizní pohon, vhodný pro daný účel. Od elektrického kola se dá očekávat velký dojezd (při použití uvažovaného akumulátor i více než 70 km), poměrně velká rychlost 35 km/h a značná síla, oproti běžným elektrickým kolům. Nevýhodou, zjištěnou při měření, je poměrně velká hlučnost pohonu, dána implementovanou planetovou převodovkou. Jak už název této práce napovídá, finálním produktem tohoto projektu nemá být elektrické kolo ale kolo motorové. Kolo, které bude poháněno hybridním pohonem na benzín-elektrické vazbě. Proto úsilí vložené do přepracování řídicí části měniče na digitální řízení za pomoci DSP, pravděpodobně ocení až další následovníci. Budou tak moci být využity zbývající vstupy a periferie DSP, dle potřeby navrhovaného pohonu.



LITERATURA

- [1] Němec, P. *Trakční pohon elektrokola s motorem Heinzmann*, Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 59s.
- [2] Kovář, R. *Trakční akumulátor Li-ion 28V/40Ah s vestavěnými ochrannými a ovládacími prvky*, Brno: FEKT VUT v Brně, 2010. 46 s.
- [3] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek I : Tepelné jevy, činný výkon*: skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2004.
- [4] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek II : Měniče bez impulsního transformátoru*: skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2004.
- [5] LEM.com [online], LEM CAS 50-HP, Current Transducer CAS series. Dostupné z: http://www.lem.com/hq/en/component/option,com_catalog/task,displaymodel/id,90.E5.25.000.0/
- [6] Datasheet.com [online], IRFB4110, MOS-FET semiconductor. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb4110pbf.pdf>
- [7] AllDatasheet.com [online], MC33153, Single IGBT Gate Driver. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/12018/ONSEMI/MC33153.html>
- [8] AllDatasheet.com [online], MC34063, DC-to-DC Converter Control Circuits. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/12072/ONSEMI/MC34063.html>
- [9] Freescale.com [online], MC56F8322, Freescale microcontroller. Dostupné z: http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=56F832X_812X&webpageId=12513120938986891679AF&nodeId=012795629279AF&fromPage=tax
- [10] Freescale Inc.; *56F8300 Peripheral User Manual*, Rev. 10, 10/2007.
- [11] Freescale Inc.; *DSP56800E_Quick_Start User's Manual Targeting Freescale 56F8xxx Platform*, Rev. 2.5.1, 12/10/2010.
- [12] Freescale Inc.; *General Functions Library User Reference Manual*, Rev. 1, 06/2009.
- [13] Klíma B., Stupka R.; *Mikroprocesorová technika v elektrických pohonech*, Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2007.
- [14] Vorel, P.: *Průmyslová elektronika*, Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT



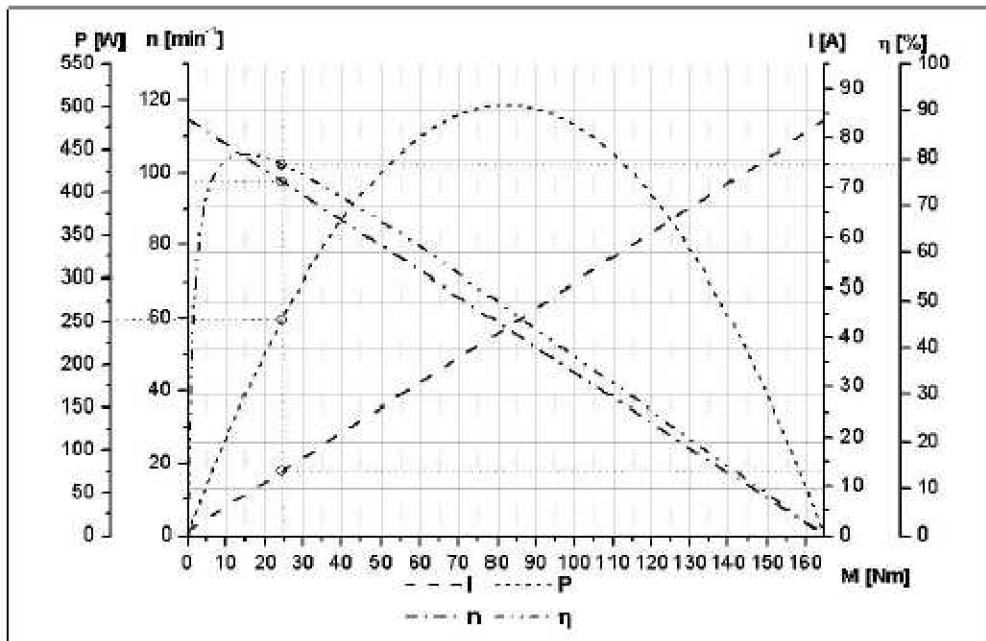
Brno, 2008.

- [15] Vorel, P.: *Řídící členy v elektrických pohonech*, Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2009.
- [16] Skalický, J.: *Elektrické regulované pohony*, Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2007.
- [17] Novotný V, Vorel P, Patočka M.: *Napájení elektronických zařízení*, skriptum VUT Brno, UREL FEKT VUT Brno, 1999.
- [18] Electric bike. In Wikipedia : the free encyclopedia [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 27 May 2007, last modified on 30 May 2010 [cit. 2010-11-20]. Dostupné z WWW: http://en.wikipedia.org/wiki/Electric_bike
- [19] Lithium-ion battery. In Wikipedia : the free encyclopedia [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 26 March 2003, last modified on 19 November 2010 [cit. 2010-11-20]. Dostupné z WWW: http://en.wikipedia.org/wiki/Lithium-ion_battery
- [20] Skalický, J.: *Teorie řízení*, Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2002.

PŘÍLOHA 1: KATALOGOVÝ LIST MOTORU

Motordiagramm

Motortyp: RN120-2NFB
Getriebe: SR 40.2
Ausgabe: 01 / 2003
Nummer: D 03 FM 0049
Artikel-Nr.: 870-00-XXX-66



Alle Angaben sind Rechenwerte. Technische Änderungen vorbehalten.

Betriebsdaten - *betriebswarm* (Ankertemperatur 60°C / Magnettemperatur 40°C)

Spannung	U	24	[V]	(mechanische) Leistung	P	250	[W]
Motordrehmoment	M	24,4	[Nm]	Verlustleistung	P _v	67	[W]
Drehzahl	n	97	[min ⁻¹]				
Motorstrom	I	13,2	[A]				
Wirkungsgrad	η	79,9	[%]				

Eckdaten - *betriebswarm*

Leerlaufdrehzahl	n ₀	114	[min ⁻¹]	Stillstandsdrehmoment	M _{st}	184,9	[Nm]
Leerlaufstrom	I ₀	0,82	[A]	Stillstandsstrom	I _{st}	83,6	[A]

Grunddaten - *kalt (25°C)*

Spannungskonstante	K _e	21	[V/100min ⁻¹]	Drehmomentkonstante	K _m	2,01	[Nm/A]
Ankerwiderstand	R _a	0,24	[Ω]	Drehzahl-Drehmomentkonst.	K _n	-0,59	[min ⁻¹ /Nm]
Bürstenspannung	U _b	0,6	[V]	Ankerinduktivität	L _a	0,06	[mH]
Dämpfungskoeffizient	K _v	1	[Nm/100min ⁻¹]	Elektrische Zeitkonstante	τ _e	0,25	[ms]
Reibungsmoment	M _r	0,5	[Nm]	Läuferträgheitsmoment	J	1,300	[kgm ²]
				Mechanische Zeitkonstante	τ _m	7,76	[ms]

Fahrdaten Elektrofahrrad

Reifendurchmesser	D _r	26	[Zoll]	Motorstrombegrenzung	I _g	39	[A]
Gesamtmasse	m _{gk}	100	[kg]	Motoroberoberaturbegrenzung	θ _g	145	[°C]
Fahrgeschwindigkeit	v	11,7	[km/h]	Kurzbetriebszeit	t _{kr}	(-)	[min]
Steigung	s	6,8	[%]	Batteriekapazität	ΔG _{st}	(-)	[Ah]
				(entnehmbare)			

HEINZMANN®

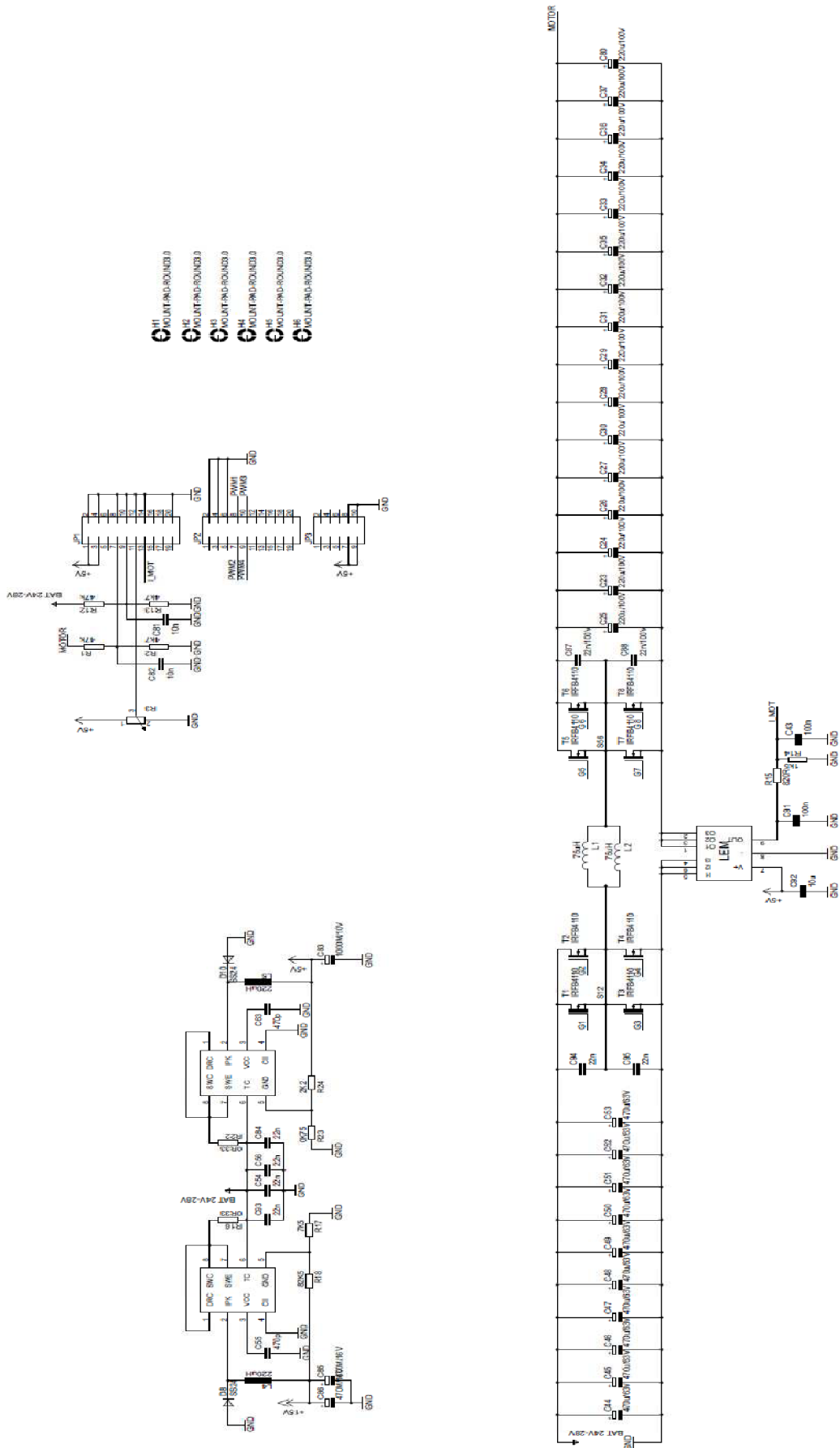
Am Haselbach 1
D-79877 Schönau/Schwarzwald
Tel.: 07 673 / 8208 - 0
Fax: 07 673 / 8208 - 199

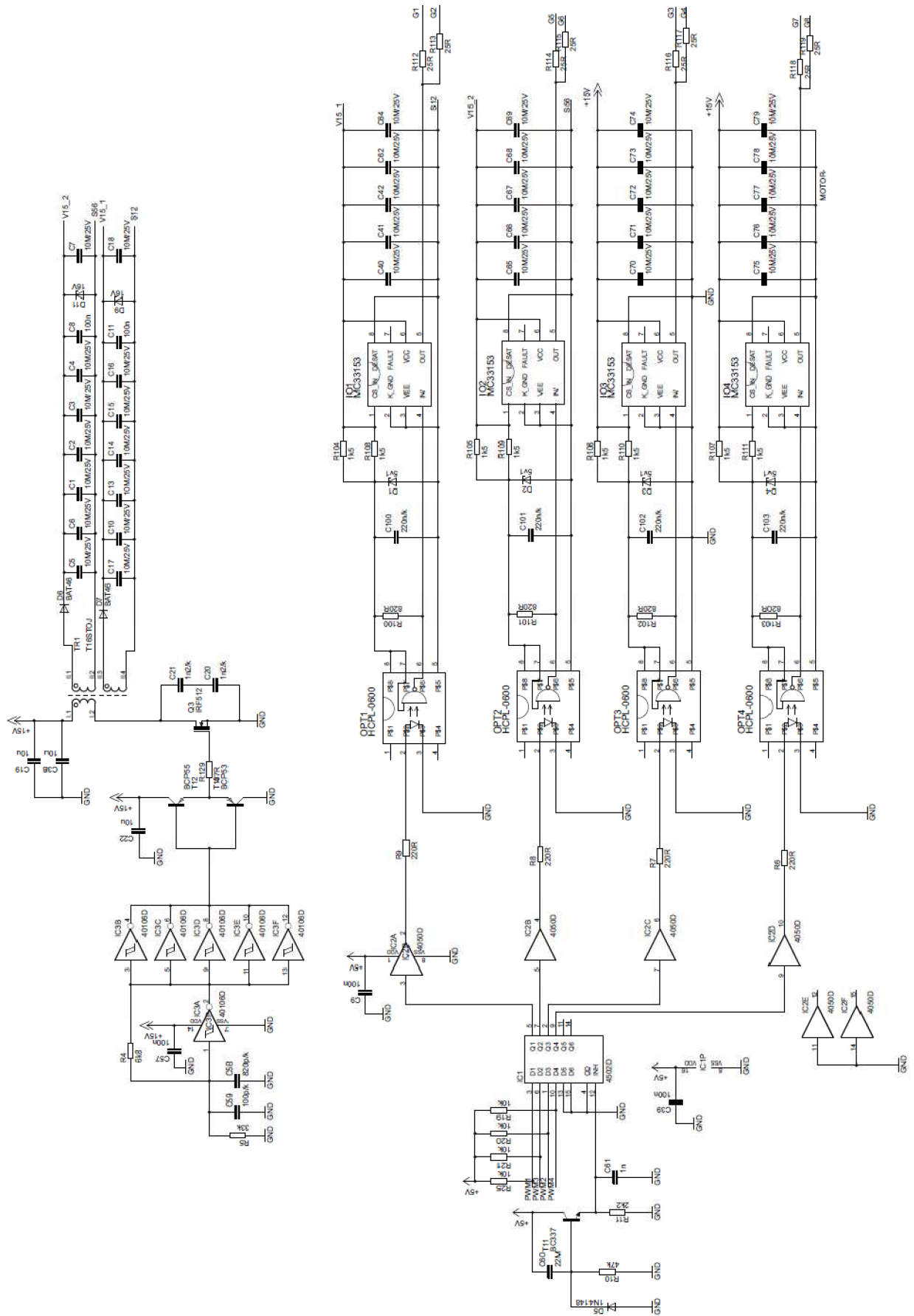


Elektromagnetische Antriebe

e-Mail: info@heinzmann.de
Internet: www.heinzmann.de

PŘÍLOHA 2: SCHÉMA ZAPOJENÍ MĚNIČE

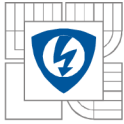




**PŘÍLOHA 3: SEZNAM SOUČÁSTEK**

Typ	Hodnota	Provedení	Počet
KOND.	10M/25V	1210	35
	100n	1206	7
	10u	1206	4
	1n2/k	1206	2
	820p	1206	1
	22M tantal	RM2,5 5x4	1
	22n	1206	6
	470p	1206	2
	100p	1206	1
	1n	1206	1
	10n	1206	2
	1000M/10V Elit.	SMD 1010	1
	470u/16V Elit.	SMD 0810	2
	22n/100V Svitek	RM5 2,5x7,5	2
	220n/k	1206	4
	470u/63V Elit.	RM5 13x26	10
	220u/100V Elit.	RM7,5 16x26	16
	RESISTORY	47K	1206
4K7		1206	2
6K8		1206	1
33K		1206	1
220R		1206	4
2K2		1206	1
1K5		1206	1
820R		1206	5
1K5		1206	8
25R		1206	8
0R33		1206	1
1K		1206	1
11K		1206	1
7K5		1206	1
82K5		1206	1
0R6		1206	1
47R		1206	1

Typ	Hodnota	Provedení	Počet
TRANZISTORY	BC337	TO92	1
	BCP55	SOT223	1
	BCP53	SOT223	1
	IRF512	TO220	1
	IRFB4110	TO220	8
TLUMIVKA	SC75	SMD 10x13	2
LEM	LTS 25-NP	VYVOD.	1
ZENER. DIODY	16V	SOD80	2
	5V1	SOD80	4
DIODY	BAT46	SOD80	2
	1N4148	VYVOD.	1
	SS24	SMB	2
INTEGR. OBV.	4049	SO16	1
	4502D	SO16	1
	40106	SO14	1
	MC33153	SO8	4
	HCPL-0600	SO8	4
	MC34063	SO8	2



PŘÍLOHA 4: VÝPIS PROGRAMU PRO DSP

```
/* required DSP56F800E_Quick_Start header */
```

```
#include "qs.h"
```

```
/* low-level driver headers for each module used */
```

```
#include "occs.h"
```

```
#include "sys.h"
```

```
#include "intc.h"
```

```
#include "gpio.h"
```

```
#include "cop.h"
```

```
#include "sci.h"
```

```
#include "spi.h"
```

```
#include "adc.h"
```

```
#include "fcan.h"
```

```
#include "qtimer.h"
```

```
#include "decoder.h"
```

```
#include "pwm.h"
```

```
#include "tsensor.h"
```

```
#include "freemaster.h"
```

```
#include "gflib.h"
```

```
Frac16 MotorVolage, BATTERYVoltage, DriveVoltage, ChokeCurrent, desiredValue;
```

```
Frac16 tmp, tmpKorekce, tmpLinear, reglout, MaxDesiredValue, PIerror;
```

```
Int16 PI_SatFlag = 0;
```

```
pwm_sComplementaryValues compVal;
```

```
static GFLIB_CONTROLLER_PI_P_PARAMS_T mudtControllerParam;
```

```
void main (void)
```

```
{
```

```
    ioctl(COP, COP_INIT, NULL);
```

```
    ioctl(SYS, SYS_INIT, NULL);
```

```
    ioctl(GPIO_A, GPIO_INIT, NULL);
```

```
    ioctl(GPIO_B, GPIO_INIT, NULL);
```

```
    ioctl(GPIO_C, GPIO_INIT, NULL);
```

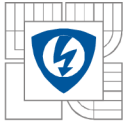
```
    ioctl(ADC_A, ADC_INIT, NULL);
```

```
    ioctl(QTIMER_C2, QT_INIT, NULL);
```

```
    ioctl(PWM_A, PWM_INIT, NULL);
```

```
    FMSTR_Init();
```

```
/* initialize interrupt controller and enable interrupts */
```

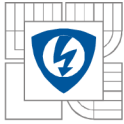


```
ioctl(INTC, INTC_INIT, NULL);
archEnableInt();
/* Controller parameters initialization */
mudtControllerParam.f16PropGain = FRAC16(0.3);
mudtControllerParam.f16IntegGain = FRAC16(0.3);
mudtControllerParam.i16PropGainShift = 3;
mudtControllerParam.i16IntegGainShift = 0;
mudtControllerParam.f32IntegPartK_1 = 0;
mudtControllerParam.f16UpperLimit = FRAC16(1.0);
mudtControllerParam.f16LowerLimit = FRAC16(0);

while(1)
{
    FMSTR_Poll();
    /* feed the watchdog periodically */
    ioctl(COP, COP_CLEAR_COUNTER, NULL);
}
}

void adceos(void)
{
    #pragma interrupt saveall
    ioctl(ADC_A, ADC_CLEAR_STATUS_EOSI, NULL); //priznak EOS interruptu
    MotorVolage = (Frac16)ioctl(ADC_A, ADC_READ_SAMPLE, 0); // cteni ADC + pretipovani na frac16
    BATTERYVoltage = (Frac16)ioctl(ADC_A, ADC_READ_SAMPLE, 1);
    DriveVoltage = (Frac16)ioctl(ADC_A, ADC_READ_SAMPLE, 2);
    ChokeCurrent = (Frac16)ioctl(ADC_A, ADC_READ_SAMPLE, 4);
    ChokeCurrent = ChokeCurrent - FRAC16(0.491);

    if ((BATTERYVoltage > FRAC16(0.55)) && // napeti baterie vetsi nez 20V
        (ChokeCurrent < FRAC16(0.25))) // proud tlumivky mensi nez 50A
    {
        ioctl(PWM_A, PWM_OUTPUT_PAD, PWM_ENABLE); // povoleni PWM pad
        if ((2.03 * MotorVolage) < BATTERYVoltage) // Umot < Umot
        {
            MaxDesiredValue = FRAC16(0.14); //max zadany proud 28A
            desiredValue = mult_r(MaxDesiredValue, DriveVoltage); //zadany proud
        }
        else if (MotorVolage < FRAC16(0.582)) // Um>Ub ; bez omezeni
        {
```



```
MaxDesiredValue = mult_r(FRAC16(0.411),MotorVolage); //Iz podle fce Im = 1.1*U
desiredValue    = mult_r(MaxDesiredValue,DriveVoltage); //pravy zadany
}
else                                                     // Um>Ub ; s omezenim
{
    MaxDesiredValue = mult_r(mult_r(FRAC16(-0.00725),MotorVolage),MotorVoltage) +
    mult_r(FRAC16(0.61902),MotorVolage);                //Iz podle polynomu
    MaxDesiredValue =MaxDesiredValue<<2;
    desiredValue = mult_r(MaxDesiredValue,DriveVoltage); //pravy zadany
}
PIerror = desiredValue - ChokeCurrent;                 // regul.odchylka
PI_SatFlag = 0;
reglout = GFLIB_ControllerPIp(PIerror,&muDtControllerParam,&PI_SatFlag); //PI regulator
if(reglout < FRAC16(0.35))                             // STEP-DOWN
{
    tmp = (mult_r(FRAC16(0.712),reglout))<<2;          //transf. <0;0.35> --> <0;1>
    compVal.pwmChannel_0_Value = tmp;                 // zapsani stridy PWM
    compVal.pwmChannel_2_Value = FRAC16(1.0);
}
else                                                    // STEP-UP
{
    tmp = FRAC16(1.0) -(reglout - FRAC16(0.35));     // transf. <0.35;1> --> <1;0>
    tmpKorekce = mult_r(mult_r(FRAC16(-0.56452),tmp),mult_r(tmp,tmp))
    + mult_r(FRAC16(0.8163),mult_r(tmp,tmp))
    + mult_r(tmp,FRAC16(-0.2653)) + FRAC16(0.014675);
    // korekce stridy pro lin.vystup
    tmpLinear =    tmp - (tmpKorekce<<2);            // strida po korekci
    compVal.pwmChannel_0_Value = FRAC16(1.0);        // zapsani stridy do PWM
    compVal.pwmChannel_2_Value = tmpLinear ;
}
ioctl(PWM_A, PWM_UPDATE_VALUE_REGS_COMPL, &compVal); //update PWM and LDOK
}
else                                                     //Ubat < 20V / Itlumivky > 50A
{
    ioctl(PWM_A, PWM_OUTPUT_PAD, PWM_DISABLE);      //disable PWM pad
}
FMSTR_Recorder();
}
```