

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 POHON ELEKTROKOLA S MOTOREM HEINZMANN

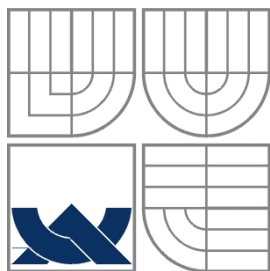
DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

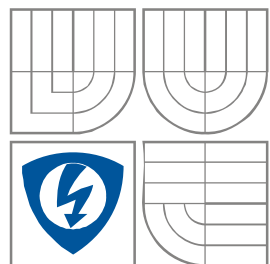
Bc. Petr Němec

BRNO 2008



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 POHON ELEKTROKOLA S MOTOREM HEINZMANN

TRACTION DRIVE OF AN ELECTRIC BYCICLE WITH AN MOTOR HEINZMANN

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Petr Němec

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D

BRNO, 2008

Zadání

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Petr Němec

Bytem: Polní 4822, Zruč nad Sázavou

Narozen/a (datum a místo): 13.9.1983, Zlín

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

doc. Ing. Čestmír Ondrušek, CSc., předseda oborové rady Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

disertační práce

diplomová práce

bakalářská práce

jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Trakční pohon elektrokola s motorem Heinzmann

Vedoucí/ školitel VŠKP: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D

Ústav: ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

Datum obhajoby VŠKP: 09.06.2008

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v* :

tištěné formě – počet exemplářů 1

elektronické formě – počet exemplářů 1

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užit, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

* hodící se zaškrtněte

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato práce je zaměřena na návrh a konstrukci DC/DC měniče pro řízení motoru Heinzmann. Měnič společně s motorem bude tvořit elektrický pohon jízdního kola. Návrh DC/DC měniče je koncipován na takový výkon motoru, aby při jízdě nebyl nutný pohon lidskou silou, tedy šlapáním. Práce obsahuje informace o použitém motoru, postup návrhu a dimenzování DC/DC měniče, podrobné schéma zapojení a také princip funkce celého pohonu.

Abstract

This work deals with a proposal and construction of a DC/DC converter for a control of a DC motor Heinzmann. The DC/DC converter will be used in an electric drive for a bicycle. The proposal of the DC/DC converter is designed for such engine power to avoid fully any human force to drive - pedaling. The work includes informations about the used motor, progress of proposal and dimensioning of the converter - power circuit and control electronics.

Klíčová slova

Elektropohon; DC/DC měnič; stejnosměrný motor; řízení motoru; regulace proudu; řídicí obvod; výkonový obvod

Keywords

Electrical drive; DC/DC converter; DC motor; motor control; current control; control circuit; power circuit

Bibliografická citace

Němec, P. Trakční pohon elektrokola s motorem Heinzmann, Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 59s.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Trakční pohon elektrokola s motorem Heinzmann 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

Chtěl bych velmi poděkovat doc.Ing.Pavlu Vorlovi,Ph.D a Ing. Filipu Štěpančíkovi, Ph.D. za poskytnuté informace, cenné rady a zkušenosti, které mi byly nápomocny při vypracování této diplomové práce.

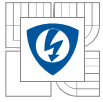
V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

Zadání diplomové práce	3
Licenční smlouva	4
Abstrakt	7
Klíčová slova	8
Bibliografická citace	9
Čestné prohlášení	10
Poděkování	10
Obsah	11
Seznam obrázků	13
Seznam tabulek	14
Seznam symbolů a zkratk	16
1 Úvod	16
2 Elektromotor a jeho parametry	16
2.1 Parametry vytipovaného motoru	17
3 Návrh elektropohonu	18
3.1 Dimenzování elektropohonu	19
4 Výkonový obvod	22
4.1 Snižující měnič – STEP DOWN	23
4.2 Zvyšující měnič – STEP UP	25
4.3 Návrh výkonového obvodu	27
4.3.1 Proudové a napěťové dimenzování	30
4.3.2 Výpočet ztrát ve výkonovém obvodu	35
4.3.2.1 Ztráty vedením	36
4.3.2.2 Přepínací ztráty	38
4.3.2.3 Celkové ztráty	40
4.3.3 Návrh tepelného chladiče	40
5 Řídící obvody a jejich funkce	41
5.1 Obvod generující žádaný proud	41
5.2 Zesílení napětí z bočníku	43
5.3 PI regulátor proudu	45

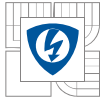


5.4	Generátor pilového signálu pro PWM.....	46
5.5	Galvanicky oddělený zdroj pro budiče výkonových tranzistorů.....	49
5.6	Budiče výkonových tranzistorů.....	52
5.7	Ochranné obvody výkonových tranzistorů.....	53
5.7.1	Nadproudová ochrana.....	53
5.7.2	Přepět'ová ochrana.....	54
6	Závěr.....	55
6.1	Fotografie realizace elektropohonu.....	56



SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr.2.1.1	Charakteristiky motoru Heinzmann RN120-2NFB.....	17
Obr.3.1.1	Výkonová a proudová charakteristika elektropohonu.....	21
Obr.4.1.1	Obecné naznačení snižujícího měniče – STEP DOWN.....	23
Obr.4.1.2	Charakteristické průběhy napětí a proudů měniče STEP DOWN.....	24
Obr.4.2.1	Obecné naznačení zvyšujícího měniče – STEP UP.....	24
Obr.4.2.2	Charakteristické průběhy napětí a proudů měniče STEP UP.....	25
Obr.4.3.1	Schéma výkonového STEP DOWN – STEP UP měniče.....	27
Obr.4.3.2	Průběh napětí U_{GS} na spínacím tranzistoru IRFB4110 snižujícího měniče.....	29
Obr.4.3.3	Průběh napětí U_{GS} na spínacím tranzistoru IRFB4110 zvyšujícího měniče.....	29
Obr.4.3.4	Geometrická realizace bočníku.....	34
Obr.5.1.1	Schéma obvodu generujícího žádaný proud.....	41
Obr.5.1.2	Požadovaný průběh žádaného proudu.....	42
Obr.5.2.1	Schéma zesilovače napětí.....	43
Obr.5.3.1	Analogová realizace PI regulátoru proudu.....	45
Obr.5.3.2	Frekvenční charakteristika a odezva na jednotkový skok PI regulátoru.....	45
Obr.5.3.3	Korektní zapojení běžného analogového PI regulátoru.....	46
Obr.5.4.1	Schéma obvodu generujícího pilovitý signál pro PWM.....	46
Obr.5.4.2	Znázornění průběhu pilovitých signálů pro PWM.....	47
Obr.5.4.3	Osciloskopické zobrazení pilových signálů pro PWM.....	48
Obr.5.5.1	Schéma galvanicky odděleného zdroje.....	49
Obr.5.5.2	Schéma astabilního multivibrátoru.....	50
Obr.5.5.3	Charakteristické průběhy signálu astabilního multivibrátoru.....	50
Obr.5.6.1	Schéma jednoho ze čtyř budičů výkonových tranzistorů.....	52
Obr.5.7.1.1	Schéma nadproudové ochrany.....	53
Obr.5.7.2.1	Schéma přepět'ové ochrany.....	54
Obr.6.1.1	Řídící a výkonový obvod elektropohonu.....	56
Obr.6.1.2	Osciloskopické měření na elektropohonu.....	56
Obr.6.1.3	Stejnsměrný motor Heinzmann – 54Nm.....	57
Obr.6.1.4	Trekkingové kolo na němž bude elektropohon instalován.....	57



SEZNAM TABULEK

Tab.3.1.1 Hodnoty otáček, rychlosti, výkonu, příkonu a účinnosti v závislosti na napájecím napětí motoru.....	20
---	----



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

B [T]	magnetická indukce
C [F]	kapacita
f [Hz]	frekvence
i [A]	elektrický proud
L [H]	indukčnost
M [Nm]	moment
N [-]	počet závitů
P [W]	elektrický výkon
R_v [Ω]	odpor vinutí
$R_{v,C-H}$ [Ω]	stykový odpor
$R_{v,J-C}$ [Ω]	tepelný odpor součástky
S_{Fe} [m ²]	průřez jádra
s [-]	střída
t [s]	čas
T [s]	perioda
u [V]	elektrické napětí
v [m·s ⁻¹]	rychlost
W [J]	energie
η [%]	účinnost
ω [rad·s ⁻¹]	úhlová rychlost
Φ [Wb]	magnetický tok



1 ÚVOD

Kolo, jako dopravní prostředek, vždy bylo, stále je a bude velmi univerzální a proto výhodné. Díky své obratnosti je velmi vhodné zejména do měst, kde umožní svému majiteli zdolávat automobilem či městskou hromadnou dopravou neprůjezdné ulice. Pro spoustu lidí je velkou nevýhodou kola fyzická námaha při šlapání. Najdou se ale i takoví lidé, kterým jejich fyzický stav bohužel neumožní šlapání a právě pro všechny, kterým tento fakt brání v použití klasického kola, se naskýtá možnost použití přídavného elektropohonu. Elektropohon neznečišťuje životní prostředí, neobtěžuje hlukem, má vysokou účinnost a nízkou spotřebu elektrické energie. K ovládání takto vybaveného kola pak není zapotřebí řidičský průkaz, což může být také velkou výhodou. Kolo s přídavně namontovaným elektropohonem zajistí každému rychlou a pohodlnou dopravu bez jakékoliv námahy, která je navíc téměř zadarmo.

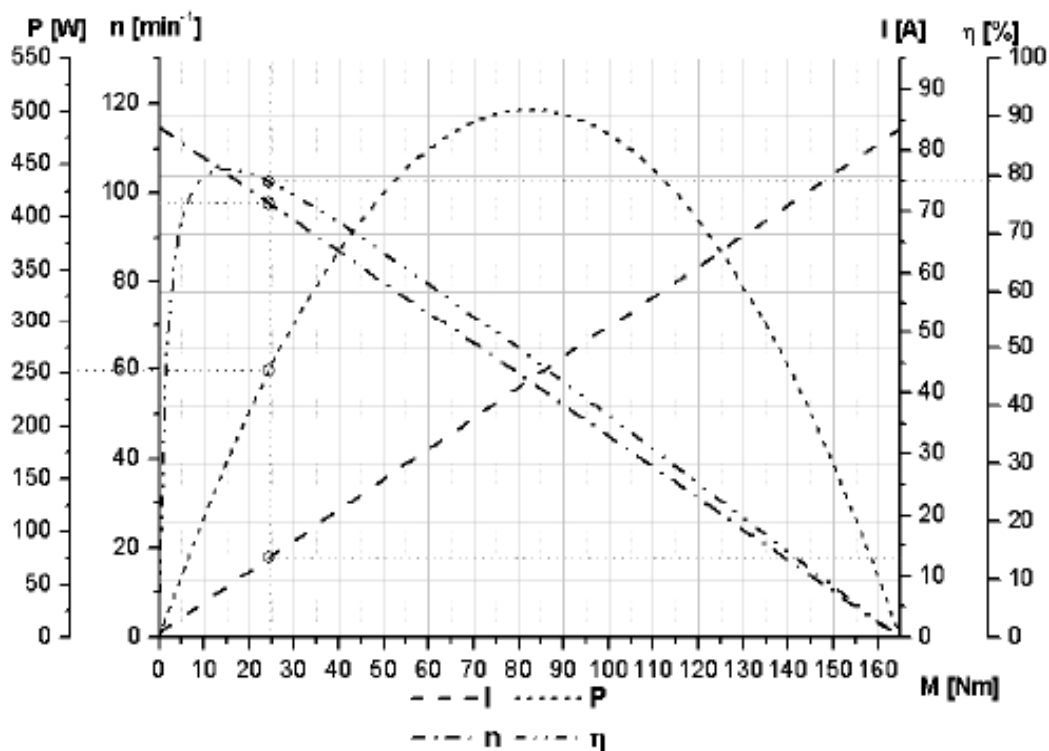
2 ELEKTROMOTOR A JEHO PARAMETRY

Současný trh nabízí nespočet elektromotorů různých typů, provedení a výkonů. Při návrhu tohoto pohonu se dbalo na vlastnosti jako jsou: spolehlivost, nízká hmotnost, pokud možno bezúdržbovost a také finanční dostupnost. Těmto prvotním požadavkům velmi vyhovuje stejnosměrný motor vyvinutý firmou Heinzmann. Tato firma se zabývá konstrukcí speciálních diskových motorů, které naleznou uplatnění u elektrických invalidních vozíků, polohovacích zařízení a v neposlední řadě také jako pohon elektrokola. Další alternativou je použití synchronního stroje. Ten má při vysokých momentech (v nízkých otáčkách) vyšší účinnost než asynchronní - díky buzení permanentními magnety není totiž třeba buzení ze statoru - magnetizační proud asynchronního stroje je zdrojem ztrát ve statorovém vinutí. Ve vyšších otáčkách, kdy by bylo vhodnější motor odbudit, však mohou být permanentní magnety nevýhodné díky vzniku vířivých a hysterezích ztrát. Podstatnou výhodou synchronního stroje jsou ale jeho malé rozměry (asi 3x větší poměr moment/hmotnost než asynchronní). Mezi největší nevýhody patří jejich pořizovací cena. Jako další možnost se naskýtá použití asynchronního motoru. Ten je díky svým elektrickým vlastnostem vhodný pro použití k elektropohonu kola. Jeho velkou nevýhodou je nutnost dimenzování (převinutí) vinutí na nízké napětí dodávané baterií, což vyžaduje konstrukční zásah do motoru. Rovněž jeho rozměry mohou být limitující při umístění na kole, proto je na pohon kola zvolen stejnosměrný diskový motor Heinzmann disponující velkým maximálním momentem 54 Nm. Tento motor má buzení permanentními magnety a má integrovanou převodovku, proto jeho maximální moment dosahuje tak vysoké hodnoty. Daní za tak veliký moment je však pomalá rychlost otáčení a hluk spojený s mechanickým převodem. Proto bude motor v rozumné míře napěťově přetěžován a bude tedy dosahovat vyšších rychlostí otáčení.

2.1 Parametry vytipovaného motoru

Motor : *Heinzmann RN120-2NFB*.

Jmenovitý moment M_n :	24,6 Nm
Jmenovitý proud I_n :	13 A
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} :	28A



Obr 2.1.1 Charakteristiky motoru Heinzmann RN120-2NFB



3 NÁVRH ELEKTROPOHONU

Při návrhu elektropohonu je velmi důležité zjistit požadavky kladené na navrhovaný elektropohon. Pokud by byl vynechán jakýkoliv technický požadavek, nebo vlastnost budoucího pohonu, mohl by tento nedostatek velmi ovlivnit celý výsledný návrh. Proto je věnována velká pozornost jednotlivým údajům od výrobce, technickým řešením či fyzikálním zákonitostem. Jsou zváženy veškeré varianty a matematicky ověřeny vztahy a fyzikální možnosti návrhu.

Mechanické otáčky a moment při jmenovitém výkonu $P = 250W$:

$$\omega_{mech} = \frac{2\pi \cdot n}{60} = \frac{2\pi \cdot 97}{60} = 10,16 rad \cdot s^{-1} \quad (3.1)$$

$$M_n = \frac{P_{mech}}{\omega_{mech}} = \frac{250}{10,16} = 24,6 Nm \quad (3.2)$$

Příkon a účinnost při jmenovitém výkonu $P = 250W$:

$$P_1 = U_n \cdot I_n = 24 \cdot 13 = 312 W \quad (3.3)$$

$$\eta = \frac{P_{mech}}{P_1} = \frac{250}{312} \cdot 100 = 80\% \quad (3.4)$$

Maximální mechanický výkon při jmenovitých otáčkách a maximálním momentu:

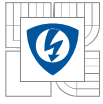
$$P_{mech_{max}} = M_{max} \cdot \omega_n = 54 \cdot 10,16 = 549 W \quad (3.5)$$

Maximální příkon při jmenovitých otáčkách a maximálním proudu:

$$P_{1_{max}} = U_n \cdot I_{max} = 24 \cdot 28 = 672 W \quad (3.6)$$

$$\eta = \frac{P_{mech_{max}}}{P_{1_{max}}} = \frac{549}{672} \cdot 100 = 80\% \quad (3.7)$$

Účinnost vyšla opět 80% protože platí $M \sim I$



Tyto vypočítané hodnoty platí pouze pokud bychom elektromotor napájeli napájecím napětím $U_{\text{nap}} = 24\text{V}$ a provozovali bychom jej v rozmezí jmenovitých údajů. Pokud ale máme možnost zvýšit pomocí DC/DC měniče napájecí napětí, získáme také vyšší rozsah otáček motoru. Je ovšem nutné zajistit takový algoritmus řízení, aby při vysokých otáčkách, respektive vysokém napětí na motoru, nebyl také proud do motoru ve svém maximu. Pokud by se tak stalo, motor by mohl být tepelně zničen. I z hlediska účinnosti by bylo takové řízení velmi nevhodné. Elektropohon tedy bude mít regulační strukturu s proudovou smyčkou. Pak pomocí obvodu pro zajištění žádané hodnoty proudu definujeme, jaký proud bude do motoru téct v závislosti na vyskytujícím se napětí na motoru.

3.1 Dimenzování elektropohonu

Při návrhu pohonu se vychází z funkčních závislostí:

$$\begin{aligned} P &= f(n) \\ I &= f(n) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Pro zjištění rychlosti otáčení celého kola je nutné vypočítat obvod kola.

$$o_k = \pi \cdot d = \pi \cdot 0,67 = 2,1\text{m} \quad (3.9)$$

Pak pro rychlost platí:

$$v = o_k \cdot \frac{n}{60} \cdot 3,6 \text{ [km/h]} = 0,126 \cdot n \quad (3.10)$$

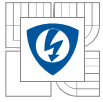
Pro mechanické otáčky, při uvažování významných hodnot napájecího napětí, platí rovnice (3.11). Pro znázornění výpočtu byl zvolen bod, kdy má motor nejvyšší otáčky a kdy je na motoru nejvyšší možné napětí dodávané zvyšujícím měničem $U = 67\text{V}$ a .

$$\omega_{\text{mech}} = \frac{2\pi \cdot n}{60} = \frac{2\pi \cdot 269}{60} = 28,16 \text{ rad.s}^{-1} \quad (3.11)$$

Při maximálních otáčkách $n = 269 \text{ min}^{-1}$ chceme s ohledem na ztráty v motoru výkon pouze asi 500W. To tedy znamená, že proud začne od otáček $n = 173 \text{ min}^{-1}$ lineárně klesat a to až hodnoty maximálních otáček $n = 269 \text{ min}^{-1}$. Lépe tuto situaci zobrazuje Obr.3.1.1

V maximálních otáčkách je moment:

$$M = \frac{P_{\text{mech}}}{\omega_{\text{mech}}} = \frac{500}{\frac{269}{60} \cdot 2\pi} = 18\text{Nm} \quad (3.12)$$



Proud motorem odpovídá:

$$I = \frac{M}{M_{\max}} \cdot I_{\max} = \frac{18}{54} \cdot 28 \cong 9 A \quad (3.13)$$

Pak pro mechanický výkon platí:

$$P_{\text{mech}} = M_{\text{mech}} \cdot \omega_{\text{mech}} = 18 \cdot 28,16 = 507 W \quad (3.14)$$

Příkon bude v tomto okamžiku:

$$P_1 = U \cdot I = 67 \cdot 9 = 603 W \quad (3.15)$$

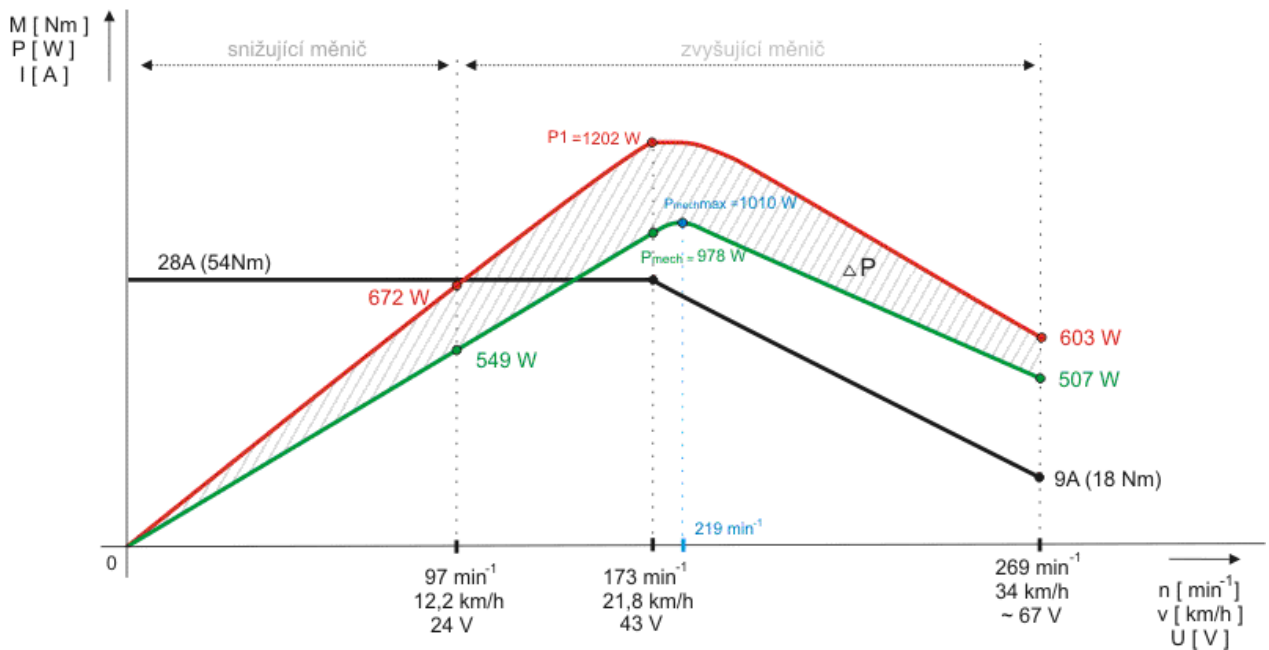
Účinnost motoru v maximálních otáčkách pak bude:

$$\eta = \frac{P_{\text{mech}}}{P_1} = \frac{507}{603} \cdot 100 = 84 \% \quad (3.16)$$

Pro jednotlivé významné hodnoty napájecího napětí jsou pro uvedeny v tabulce 3.1.1 hodnoty otáček motoru, rychlosti elektrokola, příkonu, výkonu a účinnosti motoru.

U [V]	n [min ⁻¹]	v [km/h]	P _{mech} [W]	P ₁ [W]	η [%]
24	97	12,2	549	672	81
43	173	21,8	978	1204	81
67	269	34 max.rychlost	507	603	84

Tab.3.1.1 Hodnoty otáček, rychlosti, výkonu, příkonu a účinnosti v závislosti na napájecím napětí motoru



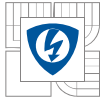
Obr.3.1.1 Výkonová a proudová charakteristika elektropohonu

Charakteristika 3.1.1 znázorňuje teoretický průběh výkonu, příkonu a procházejícího proudu motoru. V oblasti od 0V do 24V bude napětí motoru dodávat snižující měnič. Proud i moment bude v tomto úseku konstantní a výkon bude lineárně narůstat. V oblasti od 24V - 67V bude v činnosti zvyšující měnič. Výkon motoru bude nadále lineárně růst a to až do doby, kdy motor dosáhne svého výkonového maxima., což odpovídá výkonu $P_{mechmax} = 1010 \text{ W}$ a otáčkám $n = 219 \text{ min}^{-1}$. Matematický postup zjištění výkonového maxima je znázorněn níže v textu. Jak již bylo zmíněno, při maximálních otáčkách $n = 269 \text{ min}^{-1}$ chceme s ohledem na ztráty v motoru výkon pouze 500W. To tedy znamená, že proud začne od otáček $n = 173 \text{ min}^{-1}$ lineárně klesat a to až do hodnoty maximálních otáček $n = 269 \text{ min}^{-1}$.

Pro maximum výkonu platí:

Proud je vyjádřen, v rozsahu otáček 173 ot/min až 269 ot/min, touto rovnicí.

$$I = I_{\max} \frac{I_{\max} - I}{n_{\max} - n_{zlomu}} \cdot (n - 173) = 28 \frac{28 - 9}{269 - 173} \cdot (n - 173) \quad (3.17)$$



Moment je v tomto rozsahu vyjádřen následující rovnicí:

$$M = \frac{M_{\max}}{I_{\max}} \cdot I = \frac{54}{28} \cdot \left(28 - \frac{19 \cdot (n - 173)}{96} \right) = 54 - 0,197 \cdot (n - 173) \quad (3.18)$$

Výkon je dán vztahem:

$$P = M \cdot \omega = \frac{M \cdot n}{60} \cdot 2\pi = \frac{M \cdot n \cdot \pi}{30} = [54 - 0,197 \cdot (n - 173)] \cdot \frac{n \cdot \pi}{30} =$$
$$= 5,65n - 0,021n^2 + 3,56n = 9,21n - 0,021n^2 \quad (3.19)$$

Nalezení extrému funkce:

$$\frac{dP}{dn} = 0 \quad \frac{dP}{dn} = 9,21 - 0,042n = 0 \quad \rightarrow \quad n = \frac{9,21}{0,042} = 219 \text{ ot / min} \quad (3.20)$$

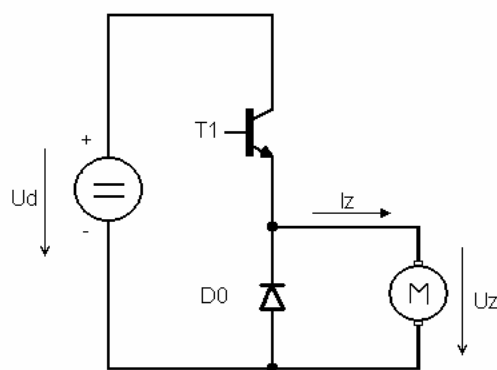
Maximální výkon:

$$P_{\max} = 9,21n - 0,042n^2 = 9,21 \cdot 219 - 0,021 \cdot 219^2 \cong 1010 \text{ W} \quad (3.21)$$

4 VÝKONOVÝ OBVOD

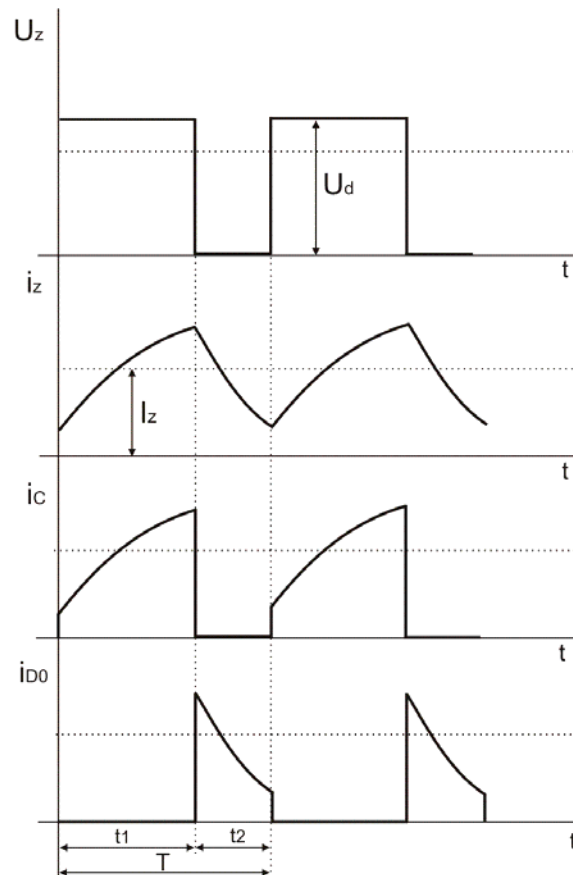
Celý výkonový obvod je tvořen kombinací dvou základních měničů používaných ve výkonové elektronice. Jedním z nich je snižující měnič – STEP DOWN. Druhým základním měničem je zvyšující měnič – STEP UP. Kombinací těchto dvou základních měničů pak lze sestavit všechny typy měničů. Pro názornost jsou v následujících dvou podkapitolách rozebrány a analyzovány tyto dva základní měniče.

4.1 Snižující měnič – STEP DOWN



Obr.4.1.1 Obecné naznačení snižujícího měniče – STEP DOWN

Tento měnič se skládá z výkonového tranzistoru T_1 a nulové diody D_0 . Na vedení proudu se podílí vždy oba tyto prvky. A sice pokud sepne tranzistor, proud přes něj poteče ze zdroje do motoru a následně zpět do zdroje. Pokud tranzistor vypne, indukčnost obsažená ve vinutí motoru nedovolí okamžitý zánik proudu a proto se v tomto okamžiku uplatní nulová dioda, přes kterou poteče proud opět do motoru. Vlivem odporu vinutí pak tento proud pomalu zanikne. Takto je velmi stručně vysvětlena funkce základního snižujícího měniče. Z grafických průběhu naznačených na Obr.4.1.2 je potom patrný tvar a průběh napětí a proudů na jednotlivých polovodičových prvcích. Analýza signálu je provedena na zátěži představující stejnosměrný motor, tedy zátěž R, L, U_i , pro oblast spojitých proudů.



Obr.4.1.2 Charakteristické průběhy napětí a proudů měniče STEP DOWN

V režimu spjitých proudů lze pro proudy a napětí psát rovnici:

$$u_z(t) = R \cdot i_z(t) + L \frac{di_z(t)}{dt} + U_i \quad (4.1)$$

Budeme-li obě strany rovnice (4.1) integrovat podle času a dělit periodou T , dostaneme střední hodnoty.

$$U_z = R \cdot I_z + U_{Lstř} + U_i \quad (4.2)$$

Pro ustálený stav je ale vždy střední hodnota napětí na indukčnosti rovna nule, tedy $U_{Lstř} = 0$. Pak snadno získáme rovnici zatěžovací charakteristiky.

$$U_i = U_z - R \cdot I_z \quad (4.3)$$

Pro střidu platí známý vztah:

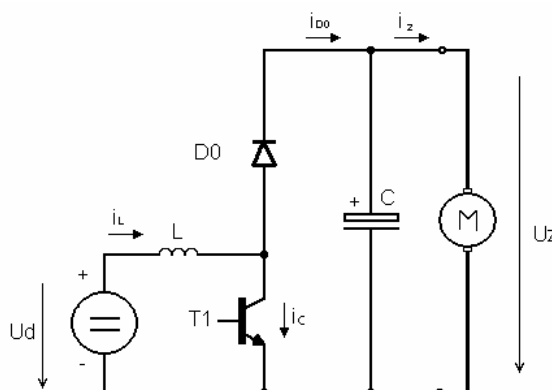
$$s = \frac{t_z}{T}, \quad s \in (0;1) \quad (4.4)$$

Pak střední hodnota U_z výstupního napětí měniče má velikost:

$$U_z = U_d \cdot s \quad (4.5)$$

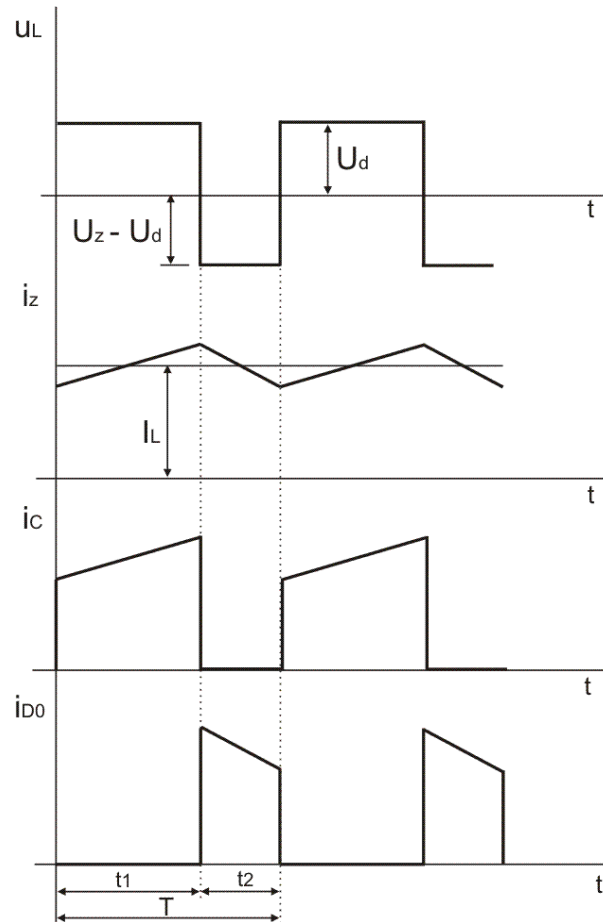
Ze vztahu (4.5) je vidět, že výstupní napětí zátěže může být pouze menší nebo rovno napětí meziobvodu.

4.2 Zvyšující měnič – STEP UP



Obr.4.2.1 Obecné naznačení zvyšujícího měniče - STEP UP

Stejně jako u měniče snižujícího jsou základními prvky měniče zvyšujícího výkonový tranzistor T_1 a nulová dioda D_0 . Nezbytnou součástí zvyšujícího měniče je však tlumivka. Ta plní funkci akumulátoru energie v době sepnutí tranzistoru. Naopak v době vypnutí tranzistoru předává nashromážděnou energii kondenzátoru C , respektive do zátěže k němu paralelně připojené. Tento měnič může pracovat pouze v režimu zvyšování napětí a sice $U_z \geq U_d$. Při nedodržení nerovnosti by totiž proud tlumivky $i_L(t)$ neomezeně narůstal do nekonečna, a to bez ohledu na střidu spínání tranzistoru.



Obr.4.2.2 Charakteristické průběhy napětí a proudů měniče STEP UP

Při zapnutí tranzistoru platí:

$$u_L(t) = U_d \quad (4.6)$$

Při vypnutí tranzistoru bude napětí na indukčnosti:

$$u_L(t) = U_d - U_z \quad (4.7)$$

Z poznatku, že střední hodnota napětí na tlumivce musí být v ustáleném stavu nulová, pak lze napsat:

$$U_{Lstř} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = \frac{1}{T} [U_d \cdot t_1 - (U_z - U_d)(T - t_1)] = 0 \quad (4.8)$$

S uvažováním střídý:

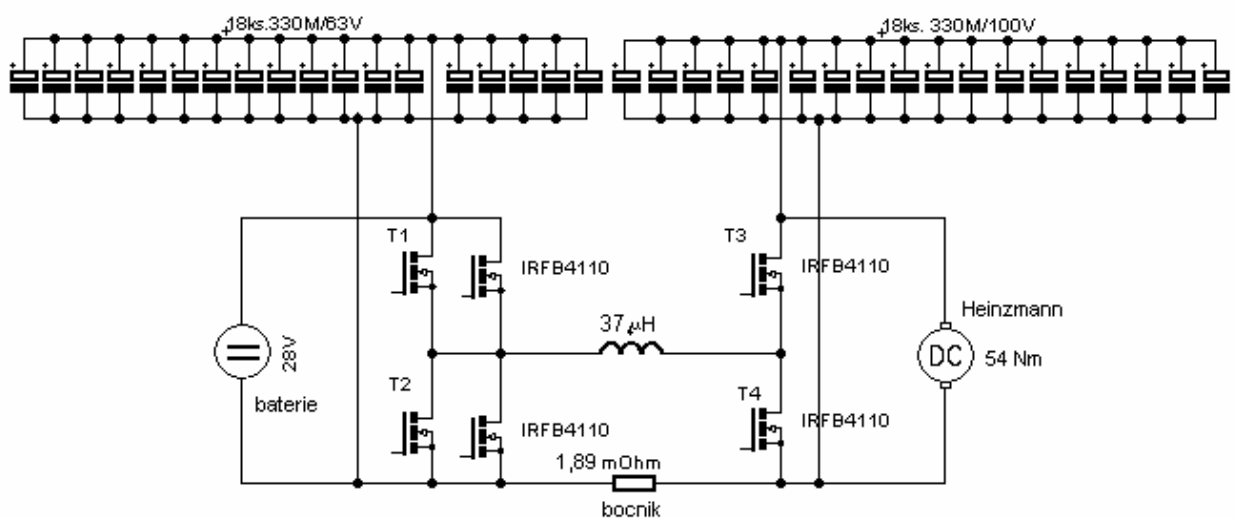
$$s = \frac{t_z}{T}, \quad s \in (0;1) \quad (4.9)$$

Lze z rovnice (4.8) vyjádřit vztah pro střední hodnotu napětí:

$$U_z = U_d \frac{1}{1-s} \quad (4.10)$$

Ze vztahu (4.10) je patrné, že výstupní napětí může být minimálně rovno napětí meziobvodu ($s = 0$) a maximálně toto napětí poroste nade všechny meze ($s \rightarrow 1$). Je tedy jasné, že měnič nesmí pracovat v režimu, kdy se střída blíží k 1.

4.3 Návrh výkonového obvodu



Obr.4.3.1 Schéma výkonového STEP DOWN – STEP UP měniče



Kombinací měniče snižujícího a zvyšujícího je tedy docílen rozsah napájecího napětí 0-70V. Plynulou změnu napětí zajistí správné spínání tranzistorů v rytmu PWM. U obou měničů jsou použity výkonové tranzistory IRFB4110, které mají tyto vlastnosti: $V_{DS} = 100V$, $I_D = 180A$, $R_{DS(on)} = 3,7m\Omega$. Vyznačují se schopností spínání ve výkonových aplikacích i v aplikacích, kde je spínání realizováno s vysokou frekvencí. U obou měničů jsou místo diody D0 použity rovněž tranzistory IRFB4110, je to z důvodu snížení ztrát. U měniče snižujícího jsou použity pro jeden spínač dva tranzistory paralelně. Díky paralelnímu zapojení tranzistorů, klesne $R_{DS(on)}$ celého spínače a sníží se proudové namáhání tohoto spínače. Neboli proud vtékající do spínače se rozdělí podle I Kirchhoffova zákona na dva proudy protékající jednotlivými tranzistory a tím se rovnoměrně rozdělí i ztráty vedením.

Takto zdvojené horní a dolní spínače jsou použity jen u snižujícího měniče, jelikož z funkce celého měniče vyplývá, že měnič zvyšující nebude tak často ve funkci jako měnič snižující, a proto nebude tak tepelně namáhán (hlavně ztráty vedením, ztráty přepínací) jako měnič snižující. Teoreticky tento zdvojený spínač nemusí být použit ani u měniče snižujícího, ale z praktického hlediska bylo rozumné zdvojený horní i dolní spínač použít. Přesné vypočítané hodnoty přepínacích ztrát a ztrát vedením jsou uvedeny v kapitole 4.3.2.

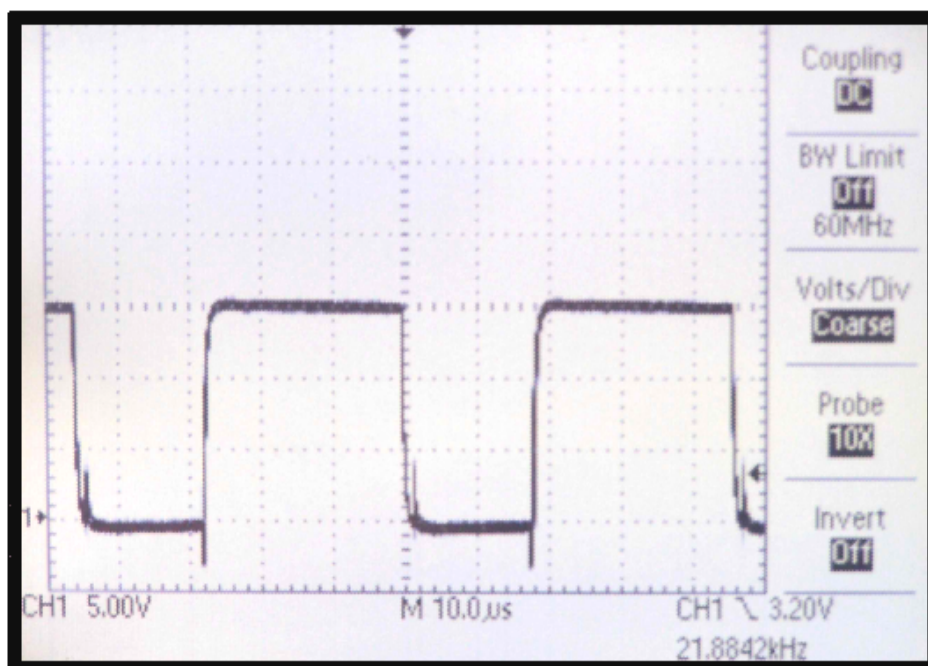
Velmi důležitou součástí je celek tvořící napěťový meziobvod. Pro snižující měnič je napěťový meziobvod tvořen 18 kusy elektrolytických kondenzátorů s kapacitou 330 μF a provozním napětím 63 V. Tyto kondenzátory jsou nízkoimpedanční, výrobcem doporučené pro výkonové aplikace. Paralelní spojení 18 kusů zajistí dostatečně velikou kapacitu a velikou odolnost vůči procházejícímu proudu. Respektive tento meziobvod zajistí dostatečně velkou zásobu energie, potřebnou při sepnutí tranzistorů.

Pro zvyšující měnič je meziobvod tvořen rovněž 18-ti kusy elektrolytických kondenzátorů, ale jelikož bude zvyšující měnič pracovat i s napětím cca. 70 V, musely být použity kondenzátory s provozním napětím 100 V. Kapacita jednoho kondenzátoru je stejně jako u měniče snižujícího 330 μF . U měniče zvyšujícího je rovněž velmi důležitá tlumivka. Ta v době vypnutí tranzistoru slouží jako akumulátor energie. Funkce zvyšujícího měniče je bez použití tlumivky zcela nemožná. Velikost indukčnosti potom ovlivňuje zvlnění proudu.

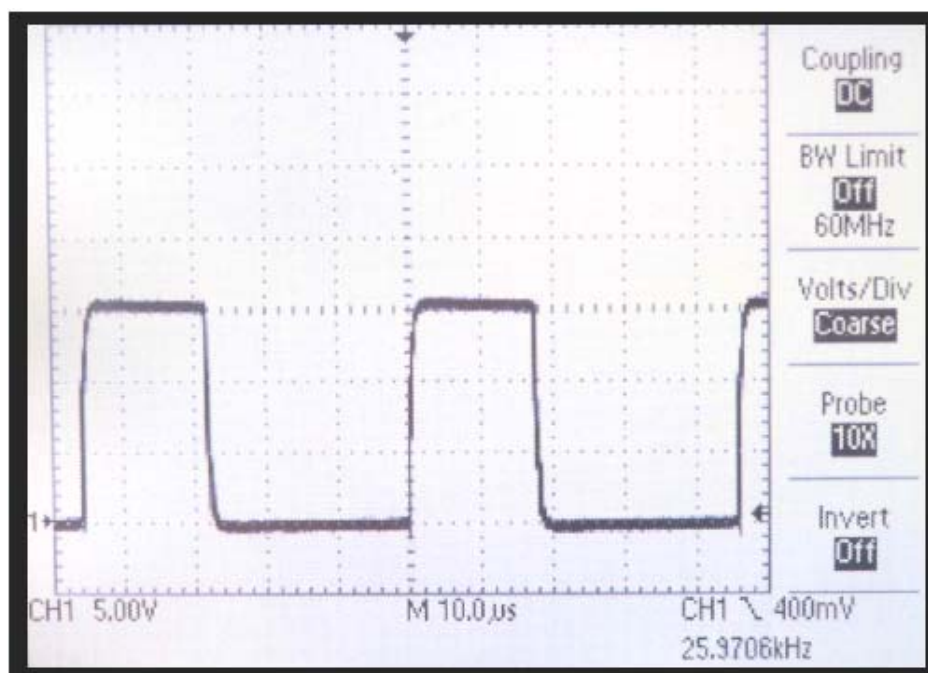
Strategie spínání

Do napětí $U \leq 24 V$ bude v činnosti snižující měnič. To tedy znamená, že budou v rytmu PWM spínány tranzistory T_1 a T_2 , přičemž ve zvyšujícím měniči bude trvale sepnut horní tranzistor T_3 . Přesáhne-li napětí hodnotu cca $U = 24V$, uvede se v činnost zvyšující měnič. V tomto okamžiku budou opět v rytmu PWM střídavě spínány tranzistory T_3 a T_4 , přičemž horní tranzistor T_1 snižujícího měniče bude trvale sepnut. Takový algoritmus spínání zajistí řídicí obvod, generující dva navzájem napěťově posunuté pilovité signály, jež jsou základem PWM. Podrobný popis vzniku pilovitých signálů je v kapitole 5.4.

Osciloskopické zobrazení napěťových impulzů snižujícího i zvyšujícího měniče.



Obr.4.3.2 Průběh napětí U_{GS} na spínacím tranzistoru IRFB4110 snižujícího měniče



Obr.4.3.3 Průběh napětí U_{GS} na spínacím tranzistoru IRFB4110 zvyšujícího měniče



4.3.1 Proudové a napěťové dimenzování

Meziobvod snižujícího měniče - volba kondenzátorů

Při návrhu se vychází z maximálního proudu protékajícím meziobvodem. $I_{\max} = 28\text{A}$.

Pro kondenzátory je rozhodující efektivní proud, který jím protéká.

$$\int i_c^2(t)dt = T \cdot s \cdot I_{L\max}^2 \cdot (1-s)^2 + T(1-s) \cdot I_{L\max}^2 \cdot s^2 = T \cdot I_{L\max}^2 \cdot (s - s^2) \quad (4.11)$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_c^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \cdot I_{L\max}^2 (s - s^2)} = I_{L\max} \sqrt{(s - s^2)} \quad (4.12)$$

A po dosazení hodnot vyjde velikost efektivního proudu tekoucím kondenzátorem.

$$I_{Cef} = 28\sqrt{(0.5 - 0.5^2)} = 14\text{ A} \quad (4.13)$$

Jelikož jeden kondenzátor 330M/63V snese proud pouze $I = 1,25\text{ A}$ je použito 18 kusů paralelně spojených kondenzátorů.

Dimenzování spínacích tranzistorů snižujícího měniče

Napěťové dimenzování se provádí s ohledem na dynamická přepětí způsobené parazitními indukčnostmi mezi prvky mezilehlý napěťový zdroj – tranzistor - nulová dioda (tranzistor). Tato dynamická přepětí mohou dosahovat 10 - 20 % U_D , což je poměrně mnoho, a proto jsou polovodičové prvky dimenzovány na závěrné napětí přibližně $2U_D$.



Při proudovém dimenzování zanedbáme pilovité zvlnění proudu a vypočítáme maximální, střední i efektivní proud tekoucí tranzistorem horního spínače. Uvažujeme případ, kdy je střída $s = 0,5$. Maximální proud tekoucí obvodem bude mít velikost 28A a to až do $U_d = 43V$.

$$I_{C \max} = I_Z = 28 A \quad (4.14)$$

$$I_{Cstř} = I_Z \cdot s = 28 \cdot 0,5 = 14 A \quad (4.15)$$

$$I_{Cef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 28 \cdot \sqrt{0,5} = 19,8 A \quad (4.16)$$

Meziobvod zvyšujícího měniče - volba kondenzátorů

Opět se vychází z maximálního proudu protékajícím přes tlumivku a tranzistor do meziobvodu při maximálním příkonu a vybité baterii.

$$I_{L \max} = \frac{P_{\max}}{U} = \frac{1050W}{23V} = 46 A . \quad (4.17)$$

Pak velikost efektivní hodnoty proudu protékajícího přes kondenzátor je:

$$I_{Cef} = 46 \sqrt{(0,5 - 0,5^2)} = 23 A \quad (4.18)$$

A jelikož jeden kondenzátor 330M/100V snese proud pouze $I = 1,5 A$ je použito opět 18 kusů paralelně spojených kondenzátorů.



Dimenzování spínacích tranzistorů zvyšujícího měniče

Napětově jsou tranzistory dimenzovány na závěrné napětí přibližně $2U_D$.

Při proudovém dimenzování opět zanedbáme pilovité zvlnění proudu a vypočítáme maximální, střední i efektivní proud tekoucí tranzistorem dolního spínače. Uvažujeme případ, kdy je střída $s = 0,5$ a maximální proud tekoucí obvodem bude 46 A.

$$I_{C \max} = I_Z = 46 A \quad (4.19)$$

$$I_{Cstř} = I_Z \cdot s = 46 \cdot 0,5 = 23 A \quad (4.20)$$

$$I_{Cef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 46 \cdot \sqrt{0,5} = 32,5 A \quad (4.21)$$

Návrh tlumivky pro zvyšující měnič

Při návrhu tlumivky se vychází ze základního vztahu.

$$N \cdot \Phi = L \cdot I \quad \Rightarrow \quad N \cdot B_{\max} \cdot S_{Fe} = L \cdot I_{\max} \quad (4.22)$$

V našem případě byla použita již navržená a zkonstruovaná tlumivka, která má tyto hodnoty $L = 75 \mu\text{H}$, $S_{Fe} = 98 \text{ mm}^2$, $B = 1\text{T}$ a $N = 3 \times 30$ závitů.

Díky znalosti těchto veličin pak můžeme vypočítat maximální přípustnou velikost procházejícího proudu.

$$I_{L \max} = \frac{N \cdot B_{\max} \cdot S_{Fe}}{L} = \frac{30 \cdot 1 \cdot 98 \cdot 10^{-6}}{75 \cdot 10^{-6}} = 39,2 A \quad (4.23)$$

Jelikož je vypočtený proud menší než proud, který se bude v tlumivce vyskytovat, tak jsou paralelně spojeny 2 tlumivky. To znamená, že indukčnosti jsou spojeny paralelně, nejsou vázány vzájemnými indukčnostmi, proto jejich velikost klesne podle vztahu $\frac{1}{L_{\text{celk}}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$ na hodnotu zhruba $37,5 \mu\text{H}$.



V našem případě bude maximální proud $I_{Lmax} = 46 \text{ A}$, což znamená, že nebude hrozit tepelné zničení vinutí nadměrným proudem, jelikož se procházející proud rovnoměrně rozdělí, podle I Kirchhoffova zákona, na dílčí proudy, protékající vždy jednotlivým vinutím.

Výpočet zvlnění proudu

Zvlnění proudu je vypočteno pro střidu $s = 0,5$, což je střída, při které vzniká teoreticky největší zvlnění. Napětí meziobvodu $U_d = 28\text{V}$, frekvence $f = 25\text{kHz}$ a indukčnost tlumivky $L = 37,5\mu\text{H}$.

Při výpočtu vyjdeme ze vztahu pro výpočet zvlnění proudu:

$$\Delta I = \frac{U_d}{2fL} \cdot (1-s) \cdot s = \frac{28}{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 37,5 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,5^2 = 3,73 \text{ A} \quad (4.24)$$

Tento výpočet udává orientační hodnotu zvlnění proudu tlumivkou. Je nutné si uvědomit, že zvlnění ΔI zvyšuje špičkový opakovatelný proud všech tranzistorů ve snižujícím měniči. Naopak při požadavku na co nejmenší zvlnění proudu roste hodnota indukčnosti tlumivky a tedy i její geometrické rozměry, váha a také pořizovací cena, což je nepříznivá vlastnost. Při návrhu je tedy nutné volit kompromis.

Realizace bočnicku

Bočník se z výhodou používá v aplikacích, kde hodnota snímaného proudu nepřekročí 100A. Na snímání vyšších proudů se pak běžně používají proudová čidla LEM, proudové transformátory, nebo Rogowského cívka. V tomto případě nepřekročí snímaná hodnota proudu 50A, a proto bude použit právě bočník

Maximální možný proud, který bude procházet přes bočník bude $I_{max} = 46 \text{ A}$

Zvolím výkon, který bude zahřívat bočník $P = 4 \text{ W}$

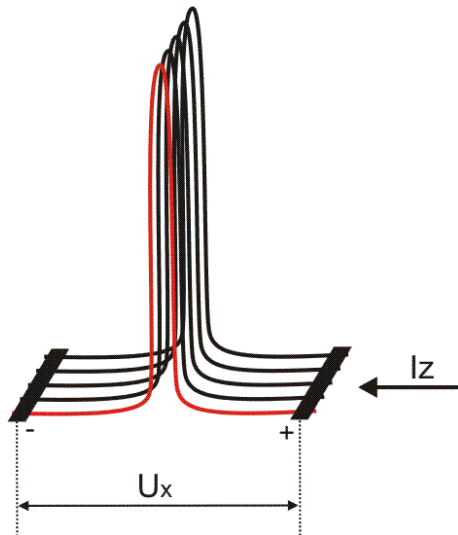
$$\text{Napětí na tomto bočnicku bude } U = \frac{P}{I} = \frac{4}{46} = 87 \text{ mV} \quad (4.25)$$

Hodnota odporu bočnicku pak bude $R_B = \frac{U}{I} = \frac{87 \cdot 10^{-3}}{46} = 1,89 \text{ m}\Omega$ (4.26)

Jelikož je hodnota odporu bočnicku menší než 1Ω , bylo nutné bočník vyrobit „na míru“

Postup výroby bočnicku „na míru“

Byl použit odporový drát Manganin $\text{Cu}_{86}\text{Ni}_{2}\text{Mn}_{12}$ s nejvyšší pracovní teplotou 140°C . Ten se vyznačuje mimo jiné i tím, že se dobře pájí běžnou pájkou. Při výrobě je nutné znát přesnou hodnotu odporu drátu. Tento odpor byl vypočítán z Ohmova zákona. Do manganinového drátu o známé délce $l = 2,5 \text{ cm}$ se pustil proud $I = 46 \text{ A}$ a změřil se úbytek napětí $U = 5,17 \text{ mV}$, pak se podle Ohmova zákona $R_B = \frac{U}{I}$ vypočítal odpor drátu. Pro snížení tepelného výkonu bylo použito paralelní zapojení 5-ti drátů o délce $5,8 \text{ cm}$. Tím pádem se protékající proud rozdělil podle I Kirchhoffova zákona na 5 proudů s menší velikostí. Tím klesl tepelný výkon na každém vodiči, který roste se čtvercem proudu. $P = R \cdot I^2$. Pro snížení parazitní indukčnosti je bočník proveden geometrickým způsobem naznačeným na obrázku 4.3.4



Obr.4.3.4 Geometrická realizace bočnicku



4.3.2 Výpočet ztrát ve výkonovém obvodu

Výkonové ztráty velmi úzce souvisejí s existencí tepelných jevů, proto je důležité znát parazitní ztrátový výkon. Ztrátový výkon totiž způsobuje ohřev všech aktivních i pasivních součástek, které je nutno vhodným způsobem chladit. Stanovení ztrátového výkonu, určení potřebného tepelného chladiče a jeho realizace často velmi ovlivní obvodovou realizaci výkonového obvodu. Při chodu měniče mohou vznikat dva druhy ztrátových výkonů, a sice při vedení proudu a při spínání. Jelikož se spínací kmitočty běžně pohybují v rozmezí desítek kilohertz a měniče obecně mohou spínat desítky, stovky až tisíce ampér, tak potom ztrátový parazitní výkon může dosahovat rovněž vysokých hodnot. Pro návrh tepelného chladiče je znalost ztrátového výkonu nezbytná.

4.3.2.1 Ztráty vedením

Snižující měnič

Pro výpočet ztrát na tranzistoru IRFB4110 musíme znát jeho katalogové hodnoty, které budeme následně dosazovat do odpovídajících vztahů:

$R_{DS(on)} = 3,7 - 4,5 \text{ m}\Omega$ - pro výpočet zvolena hodnota $4 \text{ m}\Omega$ pro 1 tranzistor

2 tranzistory paralelně $\rightarrow R_{DS(on)} = 2 \text{ m}\Omega$

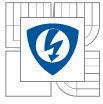
$t_{on} = 92 \text{ ns}$

$t_{off} = 166 \text{ ns}$

Ztráty budou počítány pro střidu $s = 0,75$. Tato hodnota byla volena jen orientačně, ve skutečnosti bude střída většinu pracovního času rovna 1, tedy měnič bude plně otevřen, přes horní tranzistor poteče proud z baterie do měniče zvyšujícího a následně do motoru. Na spodním tranzistoru v tomto okamžiku nevzniknou žádné ztráty, jelikož přes tento tranzistor nepoteče žádný proud a střída bude rovna 0. Pro znázornění výpočtu ztrát horního a dolního tranzistoru je proto zvolena střída $s = 0,75$. Pro úplnost bude uvedena velikost ztrát vedením při střídě $s = 1$.

Ztráty vedením horního tranzistoru T1 vypočteme podle vztahu:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 \quad (4.27)$$



Kde efektivní proud tekoucí tranzistorem má velikost:

$$I_{Cef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 28 \cdot \sqrt{0,75} = 24,2 \text{ A} \quad (4.28)$$

Ke stanovení efektivního proudu budeme teoreticky uvažovat, že proud se rozdělí podle

I. Kirchhoffova zákona na 2 stejné hodnoty pro každý tranzistor a použijeme následující vztah:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 24,2^2 = 1,17 \text{ W} \quad (4.29)$$

Pro horní dva paralelně spojené spínací tranzistory pak ztráty vedením vycházejí:

$$P_{ved} = 2,34 \text{ W}$$

Ztráty vedením dolního tranzistoru T2 vypočteme podle stejného vztahu jako pro tranzistor horní:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 \quad (4.30)$$

Kde efektivní proud tekoucí tranzistorem má velikost:

$$I_{Cef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 28 \cdot \sqrt{(1 - 0,75)} = 14 \text{ A} \quad (4.31)$$

Po dosazení hodnoty efektivního proudu budou ztráty:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 14^2 = 0,39 \text{ W} \quad (4.32)$$

Pro dolní dva paralelně spojené spínací tranzistory pak ztráty vedením vycházejí:

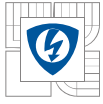
$$P_{ved} = 0,78 \text{ W}$$

Celkové ztráty vedením na snižujícím měničích jsou:

$$P_{ved} = P_{ved H} + P_{ved D} = 2,34 + 0,78 = 3,12 \text{ W} \quad (4.33)$$

Jak již bylo zmíněno střída bude většinu času rovna 1 a ztráty vedením pak budou :

$$P_{ved} = P_{ved H} + P_{ved D} = 3,14 + 0 = 3,14 \text{ W} \quad (4.34)$$



Zvyšující měnič

Katalogové hodnoty:

$$R_{DS(on)} = 4 \text{ m}\Omega$$

$$t_{on} = 92 \text{ ns}$$

$$t_{off} = 166 \text{ ns}$$

Ztráty budou orientačně počítány pro střidu $s = 0,65$

Ztráty vedením horního tranzistoru T3 vypočteme podle vztahu:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 \quad (4.35)$$

Kde efektivní proud tekoucí tranzistorem má velikost:

$$I_{Cef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 46 \cdot \sqrt{0,65} = 37 \text{ A} \quad (4.36)$$

Po dosazení hodnoty efektivního proudu budou ztráty vedením u horního tranzistoru:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 37^2 = 4,47 \text{ W} \quad (4.37)$$

Ztráty vedením dolního tranzistoru T4 vypočteme podle stejného vztahu jako pro tranzistor horní:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 \quad (4.38)$$

Kde efektivní proud tekoucí tranzistorem má velikost:

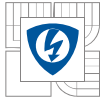
$$I_{Cef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 46 \cdot \sqrt{(1-0,65)} = 27,2 \text{ A} \quad (4.39)$$

Po dosazení hodnoty efektivního proudu budou ztráty vedením u dolního tranzistoru:

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 27,2^2 = 2,95 \text{ W} \quad (4.40)$$

Celkové ztráty vedením na zvyšujícím měniči jsou:

$$P_{ved} = P_{ved H} + P_{ved D} = 4,47 + 2,95 = 7,42 \text{ W} \quad (4.41)$$



4.3.2.2 Přepínací ztráty

Snižující měnič

Přepínací ztráty vypočteme pomocí vztahu:

$$P_{př} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad (4.42)$$

Kde energii W_{on} a W_{off} vypočteme ze vztahů:

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{on} \quad \text{a} \quad W_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{off} \quad (4.43)$$

Pro výpočet přepínacích ztrát na jednom tranzistoru budeme uvažovat tyto hodnoty:

$$U_D = 28V, I_Z = 14 A, f = 25 \text{ kHz}, t_{on} = 92 \text{ ns}, t_{off} = 166 \text{ ns}$$

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{on} = \frac{1}{2} \cdot 28 \cdot 14 \cdot 92 \cdot 10^{-9} = 1,81 \cdot 10^{-5} J \quad (4.44)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{off} = \frac{1}{2} \cdot 28 \cdot 14 \cdot 166 \cdot 10^{-9} = 3,25 \cdot 10^{-5} J \quad (4.45)$$

$$P_{př} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) = 25 \cdot 10^3 \cdot (1,81 \cdot 10^{-5} + 3,25 \cdot 10^{-5}) = 1,26 W \quad (4.46)$$

Přepínací ztráty pro jeden spínač tvořený dvěma paralelně spojenými tranzistory:

$$P_{př} = 2P_{př} = 2,53 W$$

Pro celý snižující měnič budou přepínací ztráty:

$$P_{př} = 4P_{př} = 5,06 W$$



Zvyšující měnič

Přepínací ztráty vypočteme opět pomocí vztahu:

$$P_{pr} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad (4.47)$$

Kde energii W_{on} a W_{off} vypočteme ze vztahů:

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{on} \quad \text{a} \quad W_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{off} \quad (4.48)$$

Pro výpočet přepínacích ztrát na jednom tranzistoru budeme uvažovat tyto hodnoty:

$$U_D = 43V, \quad I_Z = 28A, \quad f = 25 \text{ kHz}, \quad t_{on} = 92 \text{ ns}, \quad t_{off} = 166 \text{ ns}$$

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{on} = \frac{1}{2} \cdot 28 \cdot 46 \cdot 92 \cdot 10^{-9} = 5,92 \cdot 10^{-5} J \quad (4.49)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_Z \cdot t_{off} = \frac{1}{2} \cdot 28 \cdot 46 \cdot 166 \cdot 10^{-9} = 10,06 \cdot 10^{-5} J \quad (4.50)$$

$$P_{pr} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) = 25 \cdot 10^3 \cdot (5,92 \cdot 10^{-5} + 10,06 \cdot 10^{-5}) = 3,99 W \quad (4.51)$$

Pro celý zvyšující měnič budou přepínací ztráty

$$P_{pr} = 2P_{pr} = 7,99 W$$



4.3.2.3 Celkové ztráty

Celkové ztráty na snižujícím i zvyšujícím měniči pak budou součtem ztrát způsobených vedením proudu a přepínacích ztrát.

$$P_{celk\ SN} = P_{ved} + P_{př} = 3,12 + 5,06 = 8,18 \text{ W} \quad (4.52)$$

$$P_{celk\ ZV} = P_{ved} + P_{př} = 7,42 + 7,99 = 15,41 \text{ W} \quad (4.53)$$

Z vypočtených hodnot je patrné, že větší ztráty budou na měniči zvyšujícím. Z funkce celého elektropohonu však vyplývá, že měnič zvyšující bude vykonávat méně pracovních cyklů než měnič snižující.

Na tyto hodnoty parazitního ztrátového výkonu bude navrhnout tepelný chladič. Výpočet tepelného odporu je naznačen níže v textu.

4.3.3 Návrh tepelného chladiče

Při výpočtu odporu tepelného chladiče spínacích tranzistorů je nutné znát stykový odpor $R_{\nu,C-H}$ a vnitřní tepelný odpor součástky $R_{\nu,J-C}$. Tyto hodnoty udává výrobce spínacího polovodiče.

Pro tranzistor IRFB4110 jsou hodnoty stykového odporu a vnitřního tepelného odporu následující:

$$R_{\nu,C-H} = 0,50 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

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

Maximální teplota křemíku je volena $T_{J\max} = 120 \text{ } ^\circ\text{C}$, vyšší teploty křemík nesnese, teplota okolí je volena $T_0 = 40 \text{ } ^\circ\text{C}$.

$$\Delta T = T_{J\max} - T_0 = 120 - 40 = 80^\circ\text{C} \quad (4.54)$$

Tepelný odpor se vypočítá podle vztahu:

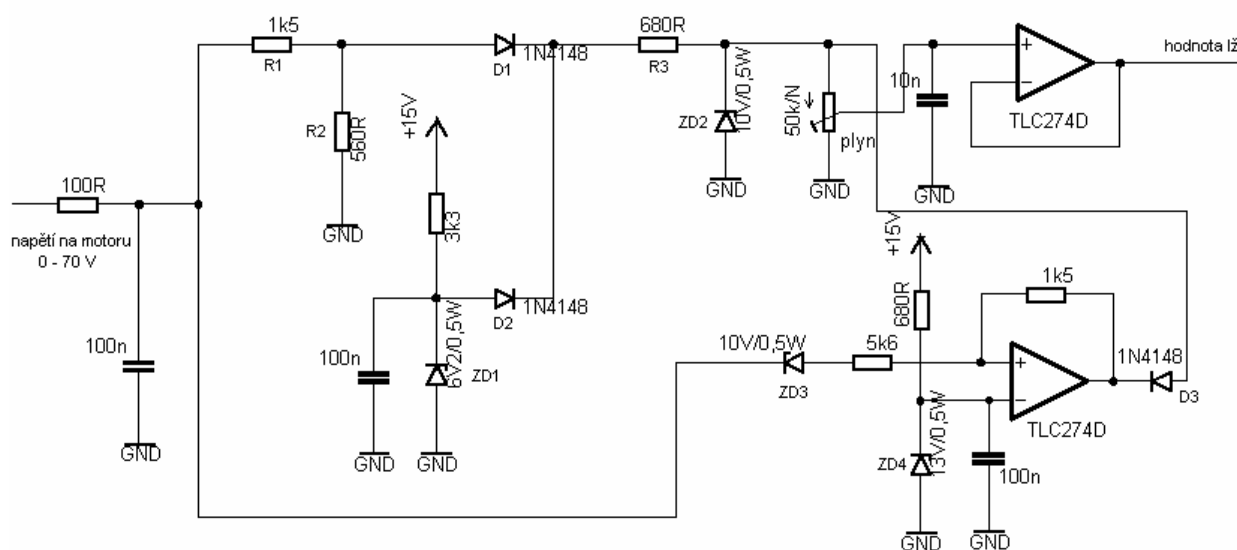
$$R_{gH} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{g,C-H} - R_{g,J-C} = \frac{80}{15,41} - 0,50 - 0,402 = 4,29 \text{ K/W} \quad (4.55)$$

Při realizaci tepelného chladiče bude nutný materiál s takovým nebo nižším tepelným odporem. Geometrické rozměry pak budou závislé na rozmístění výkonových spínacích tranzistorů na desce plošného spoje, respektive při návrhu desky plošného spoje, je nutné respektovat potřebné rozměry chladiče. Při výpočty byl uvažován ztrátový parazitní výkon zvyšujícího měniče, jelikož budou s velkou pravděpodobností umístěny všechny spínací tranzistory na společném chladiči a tedy zvyšující měnič bude ztrátově dominovat.

5 ŘÍDÍCÍ OBVODY A JEJICH FUNKCE

Mezi řídicí obvody patří obvody, které zajišťují vznik pilovitého signálu pro pulsně šířkovou modulaci, budící obvody, pomocný zdroj, obvody ochran či obvody zajišťující zesílení jednotlivých řídicích signálů. Funkce jednotlivých obvodů, včetně popisu schémat, bude podrobně vysvětlena v následujících kapitolách.

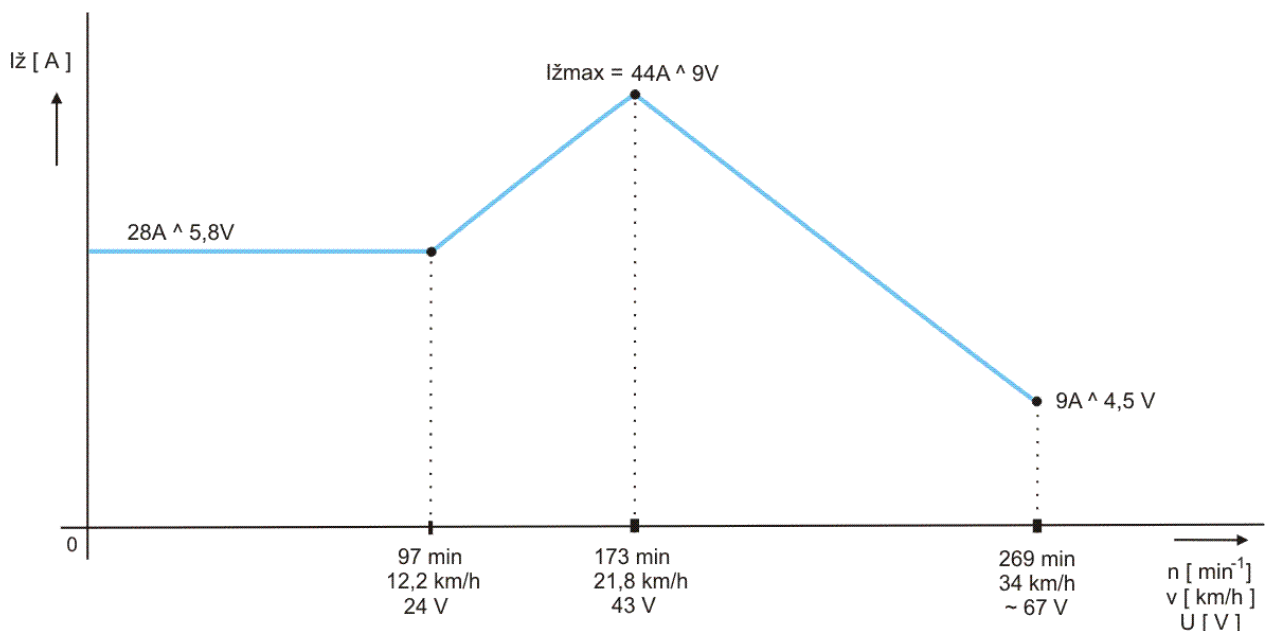
5.1 Obvod generující žádaný proud



Obr.5.1.1 Schéma obvodu generujícího žádaný proud

Pro potřebu regulace je nutné znát aktuální proud. Ke snímání proudu je použit bočník. Jeho funkce a realizace byla vysvětlena již v kapitole 4.3.1. Regulátor ke své správné funkci ale potřebuje také hodnotu žádaného proudu a na základě těchto dvou informací pak reguluje na požadovaný stav. Na tvaru proudové křivky velmi záleží, jelikož proud procházející výkonovým obvodem tvoří tepelné ztráty a tedy i nebezpečí zničení výkonových součástek. Ze ztrátami přímo souvisí také účinnost pohonu.

Při návrhu obvodu pro žádaný proud vycházím z funkční závislosti $I_{\text{žmax}} = f(U)$.



Obr. 5.1.2 Požadovaný průběh žádaného proudu

Má-li se dosáhnout výkonového průběhu odpovídajícímu charakteristice znázorněné na Obr.3.1.1 musí být zajištěn i takový průběh žádaného proudu, jaký je znázorněn na Obr.5.1.2. To tedy znamená, že žádaný proud bude mít hodnotu 28A, což odpovídá 5,8V, až do doby, kdy bude na motoru vyšší napětí než je 24V. V tomto okamžiku začne být za děličem napětí tvořeným rezistorem R1 a R2 kladnější napětí než je na katodě D2, tím se dioda D1 otevře a začne narůstat proud procházející přes R3 a potenciometr. Tento proud, respektive odpovídající napětí, bude narůstat pouze do hodnoty max.10V, větší napětí nedovolí Zenerova dioda ZD2. Toto napětí bude narůstat až do doby, kdy se na anodě Zenerovy diody ZD3 objeví napětí vyšší než je $U = 28 \text{ V}$. Při tomto napětí bude na motoru napětí $U = 42 \text{ V}$. V tomto okamžiku se začne uplatňovat druhý člen rovnice (5.1) a výstupní napětí operačního zesilovače začne být menší, než-li je napětí na anodě diody D3, tedy i na vstupu potenciometru. Dioda D3 se v tomto okamžiku stane vodivou a výstupní napětí dané

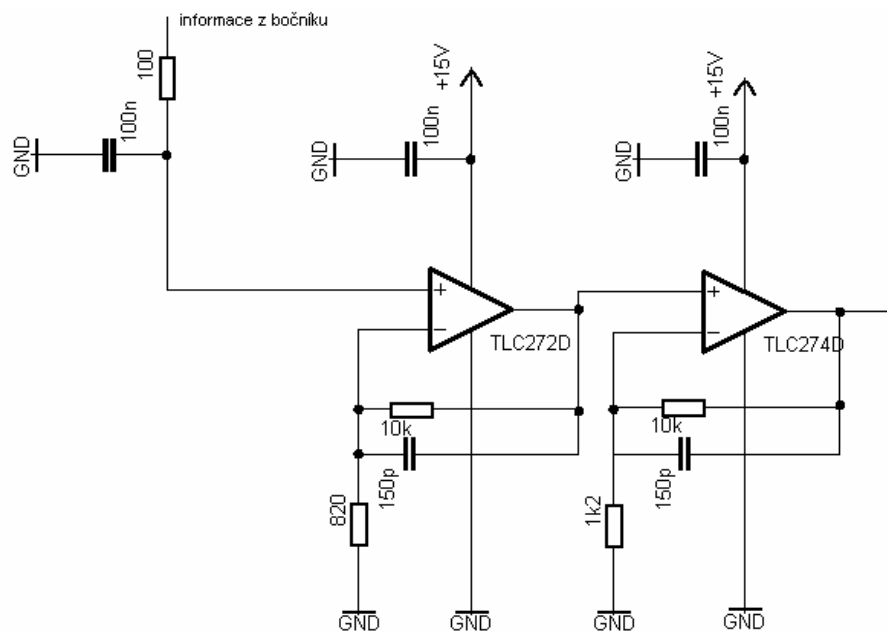
rovnici (5.1) se objeví na potenciometru. Výstupní napětí operačního zesilovače je dáno principem superpozice. Následující rovnice určuje bod, kdy se proudová charakteristika zlomí a proud začne klesat.

$$U_{vyst} = U_{ref} \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) - U \left(\frac{R_5}{R_4} \right) = 13 \cdot \left(1 + \frac{1,5 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3} \right) - 28 \cdot \left(\frac{1,5 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3} \right) = 9 V \quad (5.1)$$

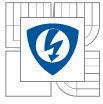
Z rovnice (5.1) je tedy patrné, že bude-li napětí na motoru nadále vzrůstat, výstupní napětí operačního zesilovače bude klesat. Při maximálním možném napětí na motoru, což je $U = 67V$, bude výstupní napětí operačního zesilovače už jen 4,5 V.

Stejně jako u motocyklu bude požadavek na záběrový moment realizován pomocí plynové rukojeti. U elektrokola však bude „plynová rukojeť“ jezdec potenciometru. Z důvodu napěťové stability a „tvrdomi“ je za potenciometrem zapojen operační zesilovač. Ten je zapojen jako napěťový sledovač. Výhodou tohoto zapojení je to, že má nulový vnitřní odpor.

5.2 Zesílení napětí z bočníku



Obr.5.2.1 Schéma zesilovače napětí



Z realizace bočnicku je patrné, že při maximálním procházejícím proudu přes bočník $I_{\max} = 46 \text{ A}$ bude napětí na bočnicku pouze 87 mV ($87\text{mV} \cdot 46\text{A}$). Tato hodnota je však velmi malá a je tedy nepoužitelná jako signál pro regulátor proudu. Je nutné tuto hodnotu zesílit zesilovačem na takovou hodnotu, která bude řádově stejná jako hodnota napětí daná obvodem pro realizaci žádaného proudu, tedy maximálně 10V . Zesílení zesilovače musí být zhruba 100 až 150. Takové zesílení se již jednočinně špatně realizuje, proto je použit další zesilovací stupeň. Jak je známo, zesílení jednotlivých zesilovacích stupňů se mezi sebou násobí, proto první i druhý zesilovací stupeň může mít zesílení pouze 10.

Volba zesílení jednotlivých stupňů

Zesilovací stupně jsou realizovány neinvertujícími operačními zesilovači. Jejich zesílení se vypočítá ze známého vztahu:

$$|Au| = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.2)$$

Volím $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 820 \Omega$ pak zesílení prvního zesilovacího stupně bude:

$$|Au_1| = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10000}{820} = 13,2 \quad (5.3)$$

Pro druhý zesilovací stupeň volím $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$ což odpovídá zesílení:

$$|Au_2| = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10000}{1000} = 11 \quad (5.4)$$

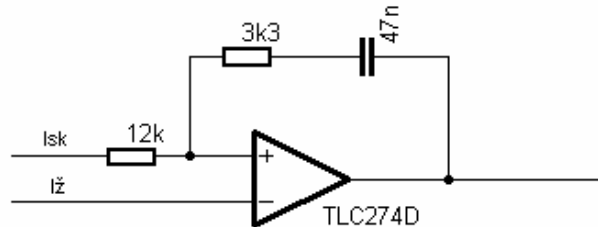
Výsledné zesílení je pak:

$$|Au_{\text{celk}}| = |Au_1| \cdot |Au_2| = 13,19 \cdot 11 = 152,9 \cong 153 \quad (5.5)$$

Potom bude hodnota 87 mV , odpovídající maximálnímu proudu 46A , zesílena na hodnotu $U = 87 \cdot 10^{-3} \cdot 153 = 13 \text{ V}$. Tato hodnota je již přivedena do regulátoru proudu a je řádově shodná s hodnotou přivedenou z obvodu pro žádaný proud.

Pro omezení frekvenčního pásma, tedy zamezení vysokofrekvenčního rušení, je použit u každého zesilovacího stupně filtrační kondenzátor $C = 150 \text{ pF}$.

5.3 PI regulátor proudu

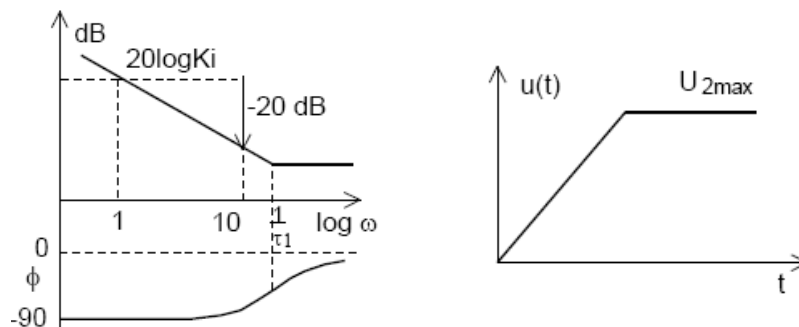


Obr.5.3.1 Schéma použitého analogového PI regulátoru proudu

Použitá realizace znázorněná na Obr.5.3.1 není zcela korektní a její použití je limitováno pouze na omezené případy. Korektní běžné zapojení analogového PI regulátoru je znázorněno na Obr.5.3.3.

Základem PI regulátoru proudu je invertující zesilovač, který má přenosovou funkci složenou z proporcionální složky a integrační složky.

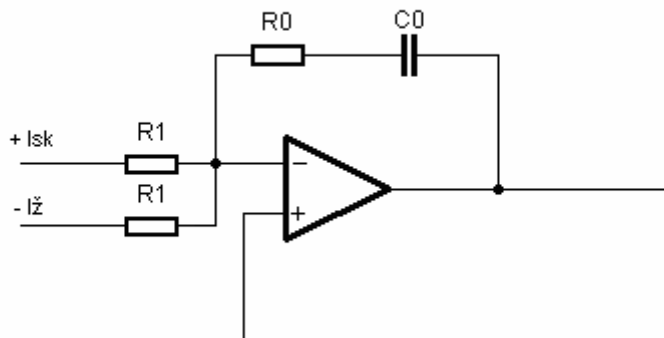
$$H(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0}, \quad \tau_1 = \frac{K_p}{K_i}, \quad \tau_0 = \frac{1}{K_i} \quad (5.6)$$



Obr.5.3.2 Frekvenční charakteristika a odezva na jednotkový skok PI regulátoru

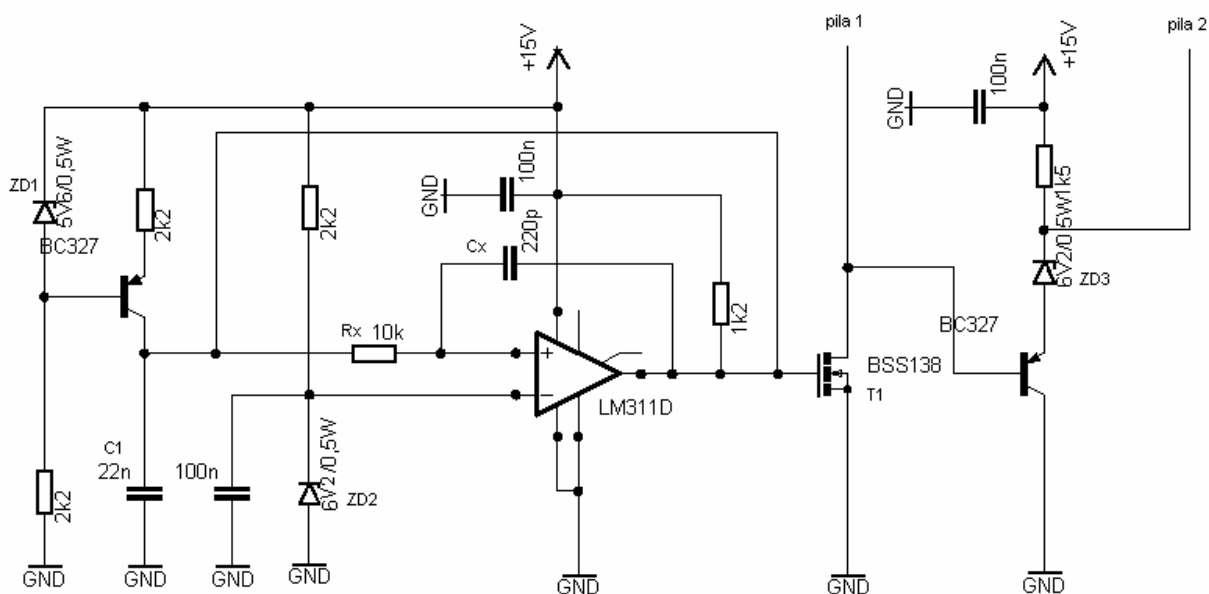
Při návrhu regulátoru proudu by se správně měla použít jedna z metod používaných pro návrh regulátoru. Jedná se o metodu Symetrického optima nebo metodu Optimálního modulu. Při realizaci tohoto pohonu se však jednotlivé složky regulátoru ladily samostatně a pokusnou metodou. Nejprve se hodnotami rezistoru vyladila P složka, pak následovala I složka tvořená kondenzátorem. Ladění probíhalo pomocí vizuální kontroly průběhu proudu tlumivkou na obrazovce osciloskopu. Při ladění P složky, se postupně zvyšovala hodnota odporu rezistoru ve zpětné vazbě (zvýšení zesílení proporcionální složky) a to až do doby, kdy začal průběh kmitat. V tomto okamžiku se vzala právě polovina hodnoty odporu rezistoru, při kterém již průběh kmital. Podobný postup se opakoval i při ladění I složky.

Opět se pokusně nastavovaly hodnoty kapacity kondenzátoru (zvyšování zesílení integrační složky) až do doby, kdy ustalo kmitání průběhu proudu.



Obr.5.3.3 Korektní zapojení běžného analogového PI regulátoru

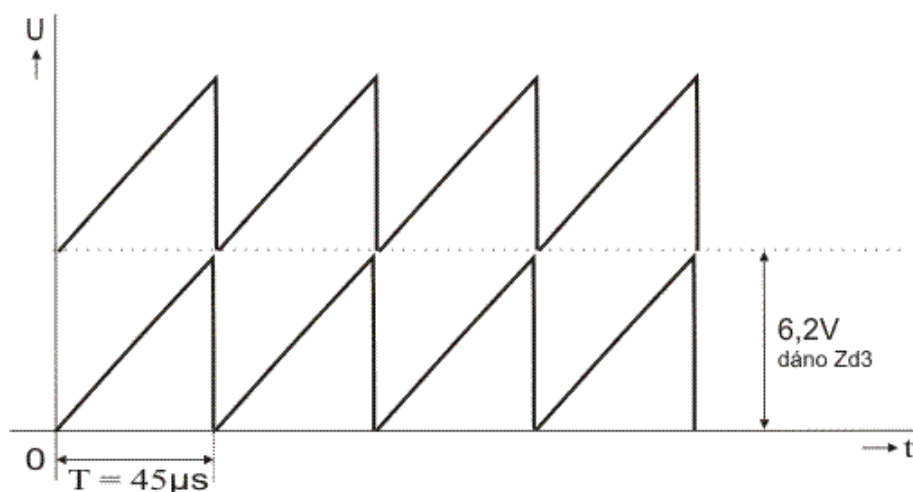
5.4 Generátor pilového signálu pro PWM



Obr.5.4.1 Schéma obvodu generujícího pilový signál pro PWM

Základním prvkem takto navrženého generátoru obdélníkového signálu je komparátor s dynamickou hysterezí. Tento komparátor komparuje (porovnává) hodnotu referenčního napětí, které je nastavené Zenerovou diodou na hodnotu napětí 6,2 V a hodnotu napětí, na kterou se nabije kondenzátor C_1 . Jakmile se bude rovnat hodnota napětí na kondenzátoru hodnotě referenční, nastavené Zenerovou diodou na velikost $U_{\text{ref}} = 6,2\text{V}$, tak se komparátor překlápí, unipolární tranzistor BSS138 se skokem otevře a kondenzátor C_1 se vybije. Tímto mechanismem vznikne pilovitý signál.

Pro řízení však potřebujeme pilovité signály dva. Jeden pilovitý signál bude základem PWM pro snižující měnič a druhý signál bude pro PWM zvyšujícího měniče. Funkce celého výkonového obvodu je podrobněji popsána a vysvětlena v kapitole 4. Způsob, jakým je pilovitý signál napěťově vyzdvihnut o určitou hladinu, je patrný ze schématu na Obr.5.4.1. Pomocí Zenerovy diody je nastavena napěťová hladina, v tomto případě se jednalo o Zenerovu diodu s hodnotou 6,2V, o kterou je pilovitý signál posunut. Lépe tento jev vysvětluje znázornění na Obr.5.4.2.



Obr.5.4.2 Znázornění průběhu pilovitých signálů pro PWM

Postup při návrhu obvodu pro pilovitý signál

Byla volena hodnota $C_x = 220 \text{ pF}$ a časová konstanta komparátoru s hysterezí:

$$\tau = R_x \cdot C_x = 2,2 \mu\text{s} \quad (5.7)$$

pak hodnota R_x :

$$R_x = \frac{\tau}{C_x} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{220 \cdot 10^{-12}} \cong 9 \text{ k}\Omega \Rightarrow 10 \text{ k}\Omega \quad (5.8)$$

Nastavení frekvence pilovitého signálu.

$$f = 20 \text{ kHz} \Rightarrow T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50 \mu\text{s} \quad (5.9)$$

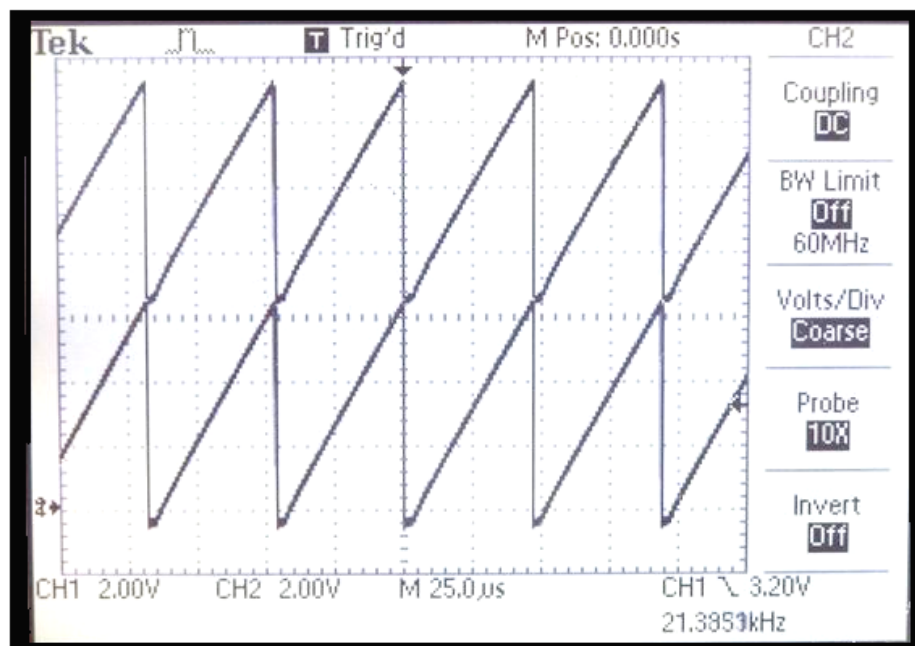
Volba kondenzátoru $C_1 = 22 \text{ nF}$

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt} = 22 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{5,6}{50 \cdot 10^{-6}} = 2,46 \text{ mA} \quad (5.10)$$

Pak R_E musí být :

$$R_E = \frac{5,6 - 0,6}{2,46 \cdot 10^{-3}} = 2,03 \text{ k}\Omega \Rightarrow \text{odpor z řady } 1\text{k}8 \quad (5.11)$$

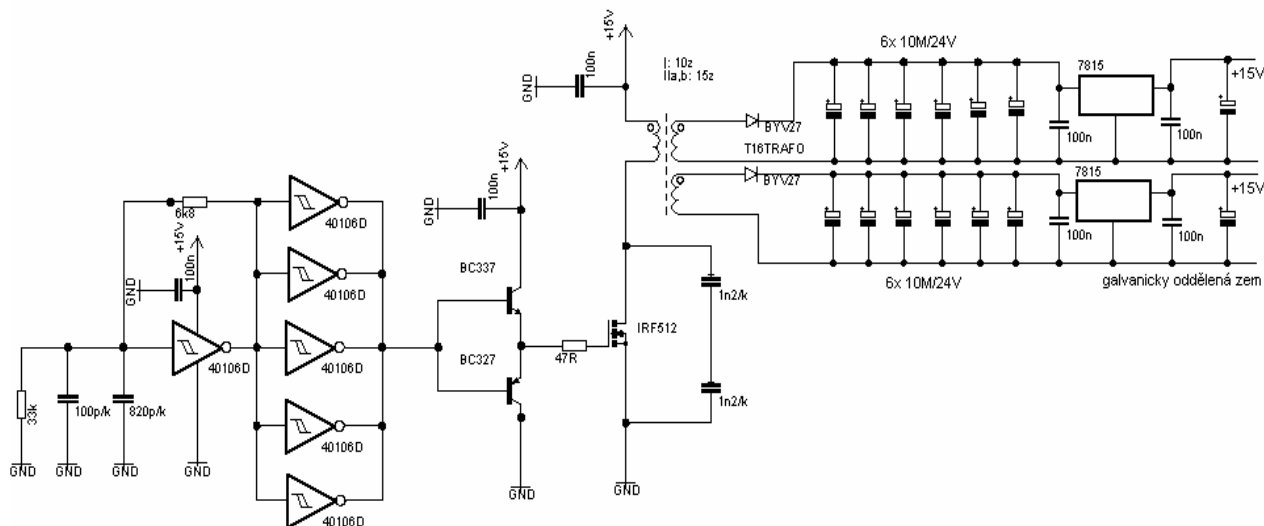
Jelikož je použit odpor z řady 1k8, frekvence se zvýší, a sice z 20 kHz na 25 kHz což odpovídá periodě $T = 40\text{--}45 \mu\text{s}$. Teoretický průběh je naznačen na obrázku Obr.5.4.2, praktický změřený signál je naznačen na snímku z osciloskopu na obrázku Obr. 5.4.3.



Obr.5.4.3 Osciloskopické zobrazení pilových signálů pro PWM

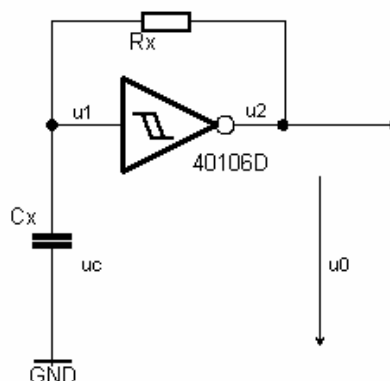
Díky takto vzniklým pilovitým signálům, mohou vzniknout dvě samostatné PWM modulače. Jeden PWM signál bude ovládat činnost snižujícího měniče a druhý PWM signál bude ovládat činnost zvyšujícího měniče.

5.5 Galvanicky oddělený zdroj pro budiče výkonových tranzistorů



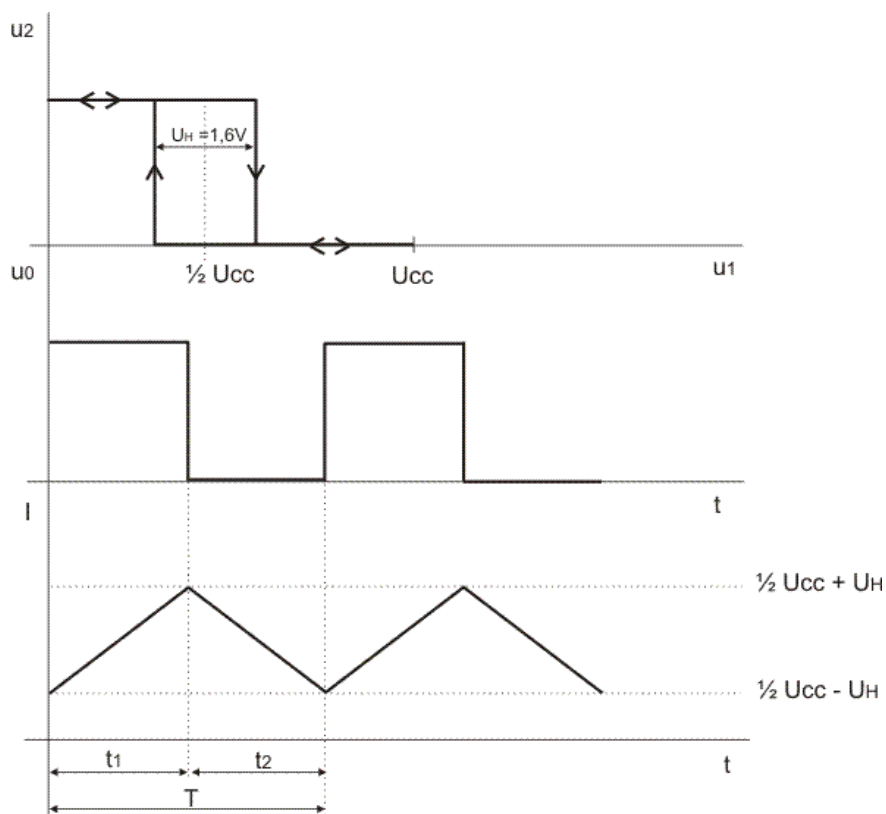
Obr.5.5.1 Schéma galvanicky odděleného zdroje

Hlavní část tohoto galvanicky odděleného zdroje tvoří integrovaný obvod 40106. Jedná se šestinásobný invertovaný Schmittův klopný obvod. Přičemž jeden z nich je zapojen jako astabilní multivibrátor (Obr.4.5.2). Ten zajišťuje vznik obdélníkového signálu o určité frekvenci. Způsob nastavení frekvence je níže matematicky popsán. Dalších pět schmittových obvodů pouze posiluje signál. Dále výrazně proudově posílí tento obdélníkový signál emitorový sledovač tvořený dvěma bipolárními tranzistory BC337 a BC327. Takto posílený signál je dále přiveden na gate (báze) unipolárního tranzistoru IRF512. Samotné galvanické oddělení tvoří transformátor. V rytmu obdélníkového signálu je na primární vinutí transformátorku přiváděno napájecí napětí, které je s převodem přetransformováno na dvojité sekundární vinutí. Dvojitě sekundární vinutí je použito z důvodu potřeby samostatného napájení pro každý z horních spínačů T1 a T3. Stabilní hodnotu +15V zajišťují elektrolytické kondenzátory a napěťový stabilizátor 7815.

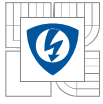


Obr.5.5.2 Schéma astabilního multivibrátoru

Velikost frekvence obdélníkového signálu se nastavuje pomocí rezistoru R_x a kondensátoru C_x . V době nabíjení kondensátoru je proud tekoucí do kondensátoru takřka konstantní. Tento zjednodušující předpoklad hraje roli při odvození vzorce pro výpočet periody obdélníkového signálu.



Obr.5.5.3 Charakteristické průběhy signálu astabilního multivibrátoru



Pro časový úsek t_1 platí:

$$I_{konst} = \frac{U_{CC} - \frac{U_{CC}}{2}}{R_x} = \frac{U_{CC}}{2R_x} \quad (5.12)$$

$$I = C_x \cdot \frac{\Delta U}{t_1} = C_x \cdot \frac{U_H}{t_1} \quad (5.13)$$

$$\frac{U_{CC}}{2R_x} = C_x \frac{U_H}{t_1} \Rightarrow t_1 = \frac{U_{HH}}{U_{CC}} \cdot 2R_x C_x \quad (5.14)$$

Pro časový úsek t_2 platí:

$$I_{konst} = \frac{\frac{U_{CC}}{2}}{R_x} = \frac{U_{CC}}{2R_x} \quad (5.15)$$

$$t_2 = \frac{U_{HH}}{U_{CC}} \cdot 2R_x C_x \quad (5.16)$$

Pak pro celou periodu T platí:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{U_{HH}}{U_{CC}} \cdot 2R_x C_x + \frac{U_{HH}}{U_{CC}} \cdot 2R_x C_x = 4R_x C_x \cdot \frac{U_H}{U_{CC}} \quad (5.17)$$

V tomto případě bylo hysterezní napětí $U_H = 1,6V$. Šířka hystereze je závislá na napájecím napětí U_{CC} a to je $+15V$. Pro ideální funkci celého obvodu je požadována vyšší frekvence obdélníkového signálu. Hodnota ideální frekvence je 360 kHz .

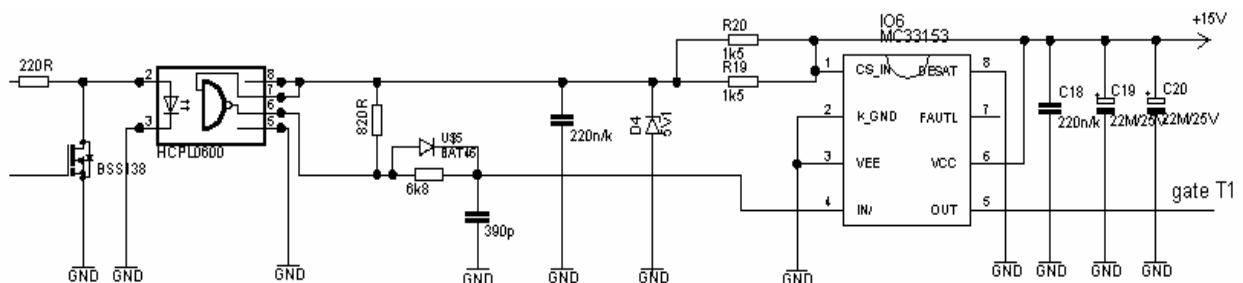
Výpočet periody při hodnotě rezistoru $R_x = 6,8 \text{ k}\Omega$ a hodnotě kondenzátoru $C_x = 920 \text{ pF}$ pak vypadá následovně:

$$\begin{aligned} T &= t_1 + t_2 = \frac{U_{HH}}{U_{CC}} \cdot 2R_x C_x + \frac{U_{HH}}{U_{CC}} \cdot 2R_x C_x = 4R_x C_x \cdot \frac{U_H}{U_{CC}} = \\ &= 4 \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 920 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{1,6}{15} = 2,67 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (5.18)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,67 \cdot 10^{-6}} = 374 \text{ kHz} \quad (5.19)$$

Při zkušebním měření byla naměřena hodnota frekvence 370 kHz, což odpovídá vypočítané frekvenci a blíží se hodnotě ideální frekvence, při které je zajištěna správná funkce pomocného galvanicky odděleného zdroje napájecího napětí.

5.6 Budiče výkonových tranzistorů



Obr.5.6.1 Schéma jednoho ze čtyř budičů výkonových tranzistorů

Budicí obvod tranzistoru musí na svém výstupu generovat kvalitní řídicí signál pro řídicí elektrodu výkonového spínacího tranzistoru. Základní úlohou budiče je zajistit galvanické oddělení řídicího signálu na rozhraní mezi řídicími a výkonovými obvody měniče. Je to z důvodu nestejného potenciálu na emitorech výkonových tranzistorů. Velmi důležitou součástí budiče jsou rychlé elektronické ochrany, jejichž úkolem je zajistit "nezničitelnost" řízeného tranzistoru.

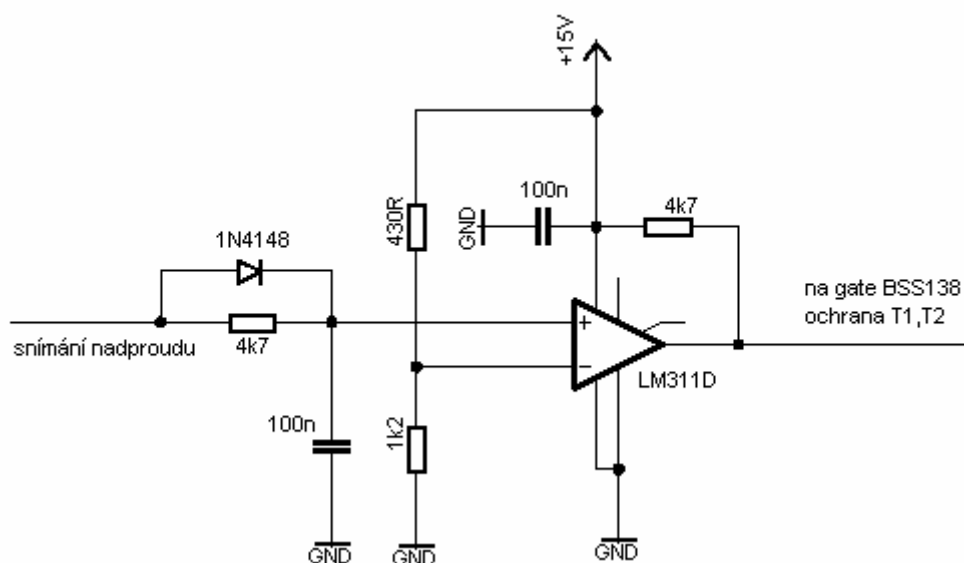
Na schématu je naznačen jeden z budících obvodů pro výkonové tranzistory. Budicí obvod obsahuje optočlen HCPL 0600 pro galvanické oddělení řídicího signálu a signálu z výkonového stupně MC33153. Integrovaný obvod MC33153 rovněž slouží jako podpěťová ochrana při spínání tranzistorů. Dále je v tomto budícím obvodu nastavena ochranná zpoždovací doba spínání tranzistorů. Ochranná doba t_o neboli odskok (dead time) je časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru ve větvi. Ochranná doba t_o musí být s rezervou větší než je celková vypínací doba použitých tranzistorů. Jinak při přepnutí dochází ke krátkodobému „prohořívání“ větve, to je ke krátkodobému, ale tvrdému zkratu mezilehlého napěťového zdroje. To by mohlo mít za následek zničení tranzistorů, a proto je použit v budícím obvodu RC člunek, který zajistí díky své časové konstantě $\tau = RC$ potřebné časové zpoždění. RC člunek je tvořen kondenzátorem C16 (390pF) a odporem R18 (6,8 kΩ), který je přemostěný rychlou Schottkyho diodou. Každý ze 6 spínačů má takto ošetřenou dobu spínání.

Princip funkce je velmi snadný. Pokud se na výstupu optočlenu objeví logická úroveň 1, což reprezentuje stav „vypnuto“ prochází proud, kterým se nabije kondenzátor. V okamžiku, kdy by se měla objevit logická úroveň 0, což znamená „zapnuto“ se však uplatní vybíjení nabitého kondenzátoru přes odpor a tím se docílí zpoždění pro zapnutí tranzistoru. Na anodu LED diody optočlenu HCPL-0600 je připojen drain (kolektor) unipolárního tranzistoru BSS138. Tento tranzistor sepne v případě nadproudu nebo v důsledku přepětí a tím přeruší signál LED diody optočlenu. Tímto způsobem je zajištěna ochrana spínacího výkonového tranzistoru. Podrobnější popis a princip nadproudové a přepětěvé ochrany je popsán v následující kapitole.

5.7 Ochranné obvody výkonových tranzistorů

Ochranné obvody výkonové části pohonu by měly být, nebo jsou součástí každého řídicího obvodu. Celý výkonový obvod je obecně finančně nákladný díky použití spínacích tranzistorů a elektrolytických kondenzátorů. Jejich ochrana by tedy neměla chybět, ať už v situaci, kdy selže lidský faktor při oživování a instalaci celého elektropohonu, nebo v situaci, kdy selže některá z elektronických součástí. Způsobů, jak ochránit nebezpečné situace je mnoho. Pro tento elektropohon byly zvoleny následující elektronické ochrany.

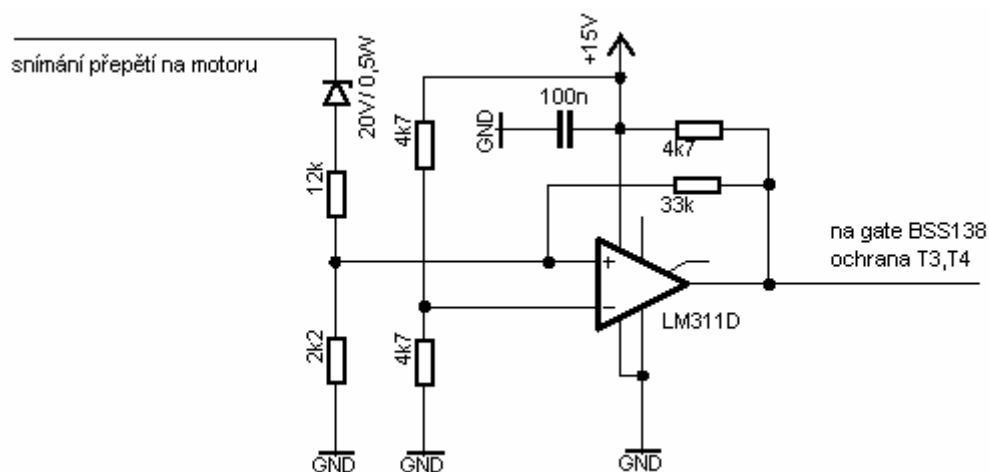
5.7.1 Nadproudová ochrana



Obr.5.7.1.1 Schéma nadproudové ochrany

Informace o nadproudu je snímána ze vstupu PI regulátoru. Tato informace je přivedena na neinvertující vstup komparátoru LM311. Na invertujícím vstupu je nastavena děličem napětí, tvořeným rezistorem 430Ω a 1,2kΩ, referenční hodnota 11V. Pokud vznikne ve výkonovém obvodu nebezpečný nadproud, na neinvertujícím vstupu se objeví napětí vyšší než je referenční napětí 11V. Komparátor se překloupí a na výstupu se objeví napětí, které sepne unipolární tranzistor BSS138. Díky sepnutému unipolárnímu tranzistoru se přeruší PWM signál jdoucí do LED diody optočlenu, který je součástí budiče výkonového tranzistoru. Díky tomu se okamžitě přeruší tok proudu z baterie do výkonového obvodu. Aby při poklesu proudu a tedy i napětí na neinvertujícím vstupu LM311 nedošlo ihned k opětovnému překlopení a deaktivaci ochrany je na vstupu do komparátoru zařazen zpoždřovací člen. Tento člen je tvořen RC článkem s časovou konstantou $\tau = RC = 0,47ms$ a diodou 1N4148. Dioda zajistí, aby vypnutí, respektive aktivace ochrany proběhla okamžitě, naopak RC článek zajistí díky časové konstantě pomalé vybíjení kondensátoru a tedy delší dobu po kterou bude komparátor překloupen v poloze zajišťující nečinnost spínání výkonových tranzistorů. Pokud by nebyl použit tento zpoždřovací člen, mohlo by nastat velmi rychlé překlopení komparátoru zpět a takto vzniklé velmi rychlé přepínání by svým vysokým kmitočtem a přepínacími ztrátami zničily výkonový tranzistor.

5.7.2 Přepět'ová ochrana



Obr.5.7.2.1 Schéma přepět'ové ochrany

Princip funkce je stejný jako u ochrany nadproudové. Opět je děličem napětí nastavena referenční hodnota napětí ($U_{ref} = 7,5V$) na invertujícím vstupu komparátoru LM311. Na neinvertujícím vstupu vzrůstá napětí v závislosti na vzrůstu napětí na motoru až do doby, kdy dosáhne kladnější hodnoty, než je hodnota referenční. V tomto okamžiku se komparátor překloupí na výstupu do logické 1 a otevře se unipolární tranzistor BSS138, který svede do země signál přicházející na LED diodu optočlenu v budícím obvodu. Tato ochrana vyřadí z činnosti spínání výkonových tranzistorů T3 a T4, tedy zvyšující měnič.



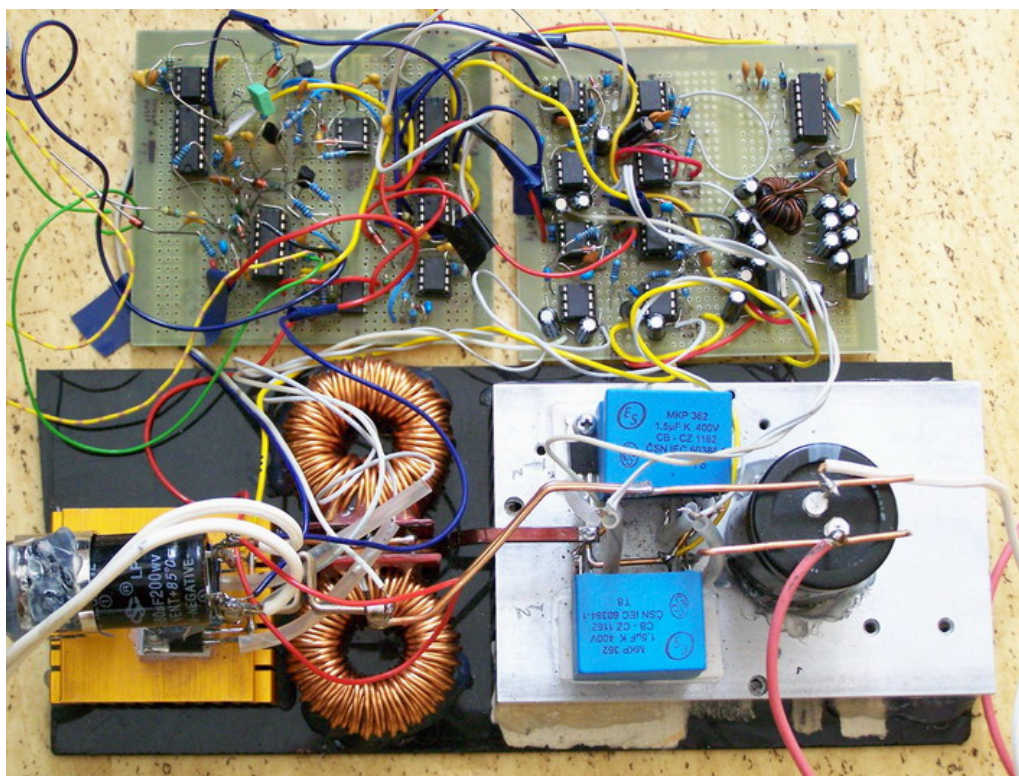
Opětovné překlápění komparátoru z jedné do druhé polohy je ošetřeno zavedením hystereze. Ta je nastavena rezistorem ve zpětné vazbě.

6 ZÁVĚR

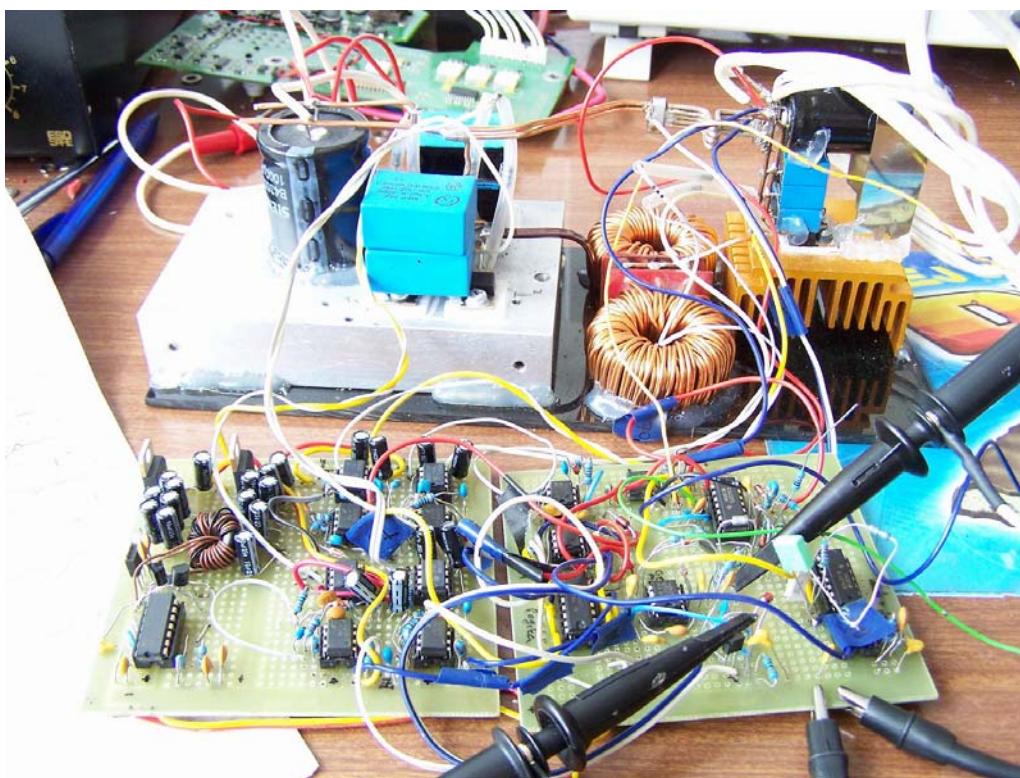
V diplomové práci byl popsán a rozebrán návrh elektropohonu pro jízdní trekkingové kolo. Podrobně byly popsány jednotlivé řídicí obvody společně s obvodem výkonovým, díky charakteristice byly znázorněny vlastnosti stejnosměrného motoru Heinzmann, který bude použit jako hnací síla elektrokola. Postupně byly navrženy všechny řídicí obvody, pomocný zdroj, ochrany výkonového obvodu i budiče výkonových tranzistorů. V kapitole, zabývající se návrhem výkonového obvodu, jsou také vypočteny přepínací ztráty a ztráty vedením na výkonových tranzistorech, které následně ovlivnily návrh výpočet tepelného chladiče. V laboratoři byl tento pohon postaven a vyladěn na univerzální desce plošného spoje. Byly podrobně analyzovány a odstraněny problémy spojené s provozem celého elektropohonu. Pomocí osciloskopu byla nastavena proudová regulační smyčka, obsahující analogový PI regulátor proudu, tedy nastavena proudová regulační smyčka elektropohonu. Díky konstrukci na univerzální desce plošného spoje však nebyly dostatečně potlačeny parazitní indukčnosti i parazitní kapacity, které působí nepříznivě při spínání výkonových tranzistorů. Tento nedostatek bude však odstraněn při návrhu a konstrukci konkrétní desky plošného spoje. Při konkrétním návrhu desky budou použity SMD součástky, čímž se zmenší plocha desky a také bude brán ohled na geometrické rozmístění výkonových součástek, zejména realizace meziobvodu v součinnosti ze spínacími tranzistory, eliminuje vznik parazitních indukčností a kapacit. Účinnost celého elektropohonu bude změřena až na finálním provedení a na konkrétní desce plošného spoje. Při realizaci bude nutné brát ohled na umístění řídicí desky na trekkingovém kole, jelikož tento fakt může výrazně ovlivnit geometrické rozměry chladiče a tedy celý návrh desky plošného spoje. Po vyrobení desky plošného spoje bude následovat série měření účinnosti, příkonů, výkonů a ztrátových výkonů na jednotlivých částech elektropohonu. Pro představu řídicích obvodů a výkonového obvodu jsou v podkapitole 6.1 uvedeny ilustrační fotografie.

Při testování elektropohonu v laboratoři byly však zjištěny mírně nepříznivá fakta. Při provozu vykazoval elektromotor příliš vysokou hlučnost související z mechanickým namáháním vestavěné převodovky. Funkci elektromotoru tento nepříjemný fakt neovlivní, ale nepůsobí dobře na okolní vnímání. Bohužel je tento hluk neodstranitelný bez konstrukčních změn celého motoru. Pokud však přehlédneme tento nepříznivý hluk, máme k dispozici efektivní elektropohon, který nalezne uplatnění v dopravě hlavně ve velkoměstech. Kolo je totiž stále velmi obratný dopravní prostředek. Tento elektropohon nemusí být striktně umístěn pouze na trekkingovém kole. Své uplatnění nalezne i na kole horském, či celoodproženém. Při umístění na horském kole se však díky vyšší váze kola a většímu valivému odporu pneumatik teoreticky zmenší celkový dojezd elektropohonu. Další velká nevýhoda je finanční nákladnost takového elektropohonu. Díky použité baterii, která obecně představuje finančně nejnákladnější část, je tento elektropohon určen pouze pro omezenou skupinu lidí. S postupem času však lze očekávat postupné snižování finančních nákladů.

6.1 Fotografie realizace elektropohonu



Obr.6.1.1 Řídicí a výkonový obvod elektropohonu



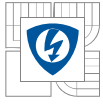
Obr.6.1.2 Osciloskopické měření na elektropohonu



Obr.6.1.3 Stejnoseměrný motor Heinzmann – 54Nm



Obr.6.1.4 Trekkingové kolo na němž bude elektropohon instalován



LITERATURA

PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek I : Tepelné jevy, činný výkon:* skripta VUT Brno, FEKT 2004

PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek II : Měníče bez impulsního transformátoru:* skripta VUT Brno, FEKT 2004

SKALICKÝ, J. *Elektrické regulované pohony:* skripta VUT Brno, FEKT 2007

PATOČKA, M., VOREL, P. *Řídící elektronika – aktivní obvody 2.díl:* skripta VUT Brno, FEKT 2004

CAHA, Z., ČERNÝ, M. *Elektrické pohony,* SNTL Praha 1990

Datasheet | alldatasheet.com : *datasheet tranzistoru IRFB4110 portálu alldatasheet.com*

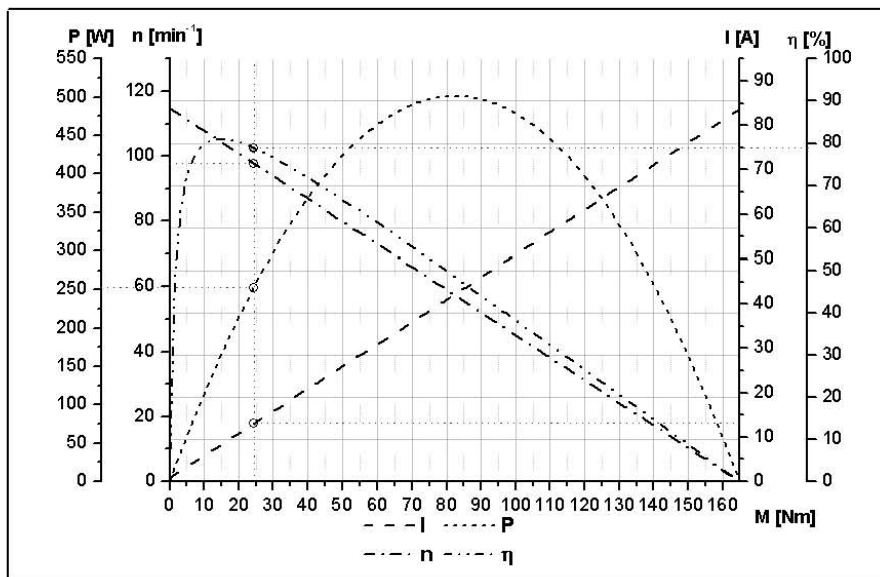
Dostupný z WWW: < <http://www.alldatasheet.com/> >

PŘÍLOHA

Datasheet stejnosměrného motoru Heinzmann

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	78,9	[%]				

Eckdaten - betriebswarm

Leerlaufdrehzahl	n ₀	114	[min ⁻¹]	Stillstandsrehnmoment	M _{st}	164,9	[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 _d	1	[Nm/100min ⁻¹]	Elektrische Zeitkonstante	τ _e	0,25	[ms]
Reibungsmoment	M _r	0,5	[Nm]	Läuferträgheitsmoment	J	1300	[kgcm ²]
				Mechanische Zeitkonstante	τ _m	7,76	[ms]

Fahrdaten Elektrofahrrad

Reifendurchmesser	D _r	26	[Zoll]	Motorstrombegrenzung	I _g	33	[A]
Gesamtmasse	m _{gk}	100	[kg]	Motortemperaturbegrenzung	θ _g	145	[°C]
Fahrgeschwindigkeit	v	11,7	[km/h]	Kurzbetriebszeit	t ₃₂	(-)	[min]
Steigung	s	8,8	[%]	Batteriekapazität	ΔC ₃₂	(-)	[Ah]

(entnehmbare)

HEINZMANN®

Am Haselbach 1
D-79677 Schönau/Schwarzwald
Tel.: 07673 / 8208 - 0
Fax: 07673 / 8208 - 199



Elektromagnetische Antriebe

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