

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

MĚNIČ 12V DC/230V AC

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JIŘÍ STEJSKAL

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLÓGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

MĚNIČ 12V DC/230V AC

INVERTER 12V DC/230V AC

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

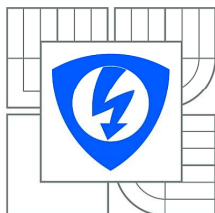
Bc. JIŘÍ STEJSKAL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. BOHUMIL KLÍMA, Ph.D.

BRNO 2010



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. Jiří Stejskal
Ročník: 2

ID: 83224
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Měnič 12V DC/230V AC

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proveďte obvodový návrh a dimenzování silové části měniče 12V DC/230V AC dle zvolené topologie.
2. Navrhněte kompletní obvodové zapojení, konstrukční řešení a desku plošných spojů. Požadavkem je úsporné řešení z hlediska počtu a ceny komponent a kompaktní řešení.
3. Měnič realizujte, oživte a naprogramujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího

Termín zadání: 1.10.2009

Termín odevzdání: 20.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Bohumil Klíma, 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

Diplomová práce popisuje jednotlivé části výkonového střídače, jako jsou budiče, digitální signálový kontrolér, LC filtr, nevýkonový napájecí zdroj, stejnosměrný měnič a čtyřkvadrantový můstek a způsoby řízení digitálním signálovým mikrokontrolérem. Střídač je navržen pro místa, kde není dostupné síťové napájení (například v automobilu).

Abstract

This diploma thesis describes particular parts of power inverter such as gate driver, DSC, LC filter, low power supply, DC/DC converter and four-quadrant bridge and manner of its control by digital signal controller. Inverter is designated for generating of a mobile artificial electric grid (for example in a car).

Klíčová slova

Čtyřkvadrantový můstek, digitální signálový mikrokontrolér, měnič DC/DC, střídač

Keywords

Four-quadrant bridge, digital signal controller, DC/DC converter, inverter

Bibliografická citace

STEJSKAL, J. *Měnič 12V DC/230V AC*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 51 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Bohumil Klíma, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *MĚNIČ 12V DC/230V AC* 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

Velice děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Bohumilu Klímovi Ph.D. za velkou trpělivost a velmi cenné rady při tvorbě této diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat za cenné rady Doc. Dr. Miroslavu Patočkovi a Doc. Pavlu Vorlovi Ph.D. a také Ing. Pavlu Procházkovi za pomoc při tvorbě DPS. A v neposlední řadě celé rodině za podporu během studia a mé přítelkyni.

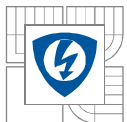
V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

ÚVOD	13
1 TOPOLOGIE STŘÍDAČŮ	14
1.1 KLASICKÁ KONCEPCE STŘÍDAČE	14
1.2 STŘÍDAČ BEZ TRANSFORMÁTORU	14
1.3 STŘÍDAČ S JEDNOČINNÝM PROPUSTNÝM MĚNIČEM.....	15
1.4 STŘÍDAČ S DVOJČINNÝM PROPUSTNÝM MĚNIČEM.....	15
1.5 STŘÍDAČ S PROPUSTNÝM MĚNIČEM S REZONANČNÍ KOMPENZACÍ ROZPTYLU TRANSFORMÁTORU	16
1.6 STŘÍDAČ S KVAZIREZONANČNÍM MĚNIČEM S ANTIPARALELNÍ DIODOU	16
2 STŘÍDAČ S DVOJČINNÝM PROPUSTNÝM MĚNIČEM.....	18
2.1 POPIS SILOVÉ ČÁSTI	18
2.2 VÝPOČET PARAMETRŮ MĚNIČE	19
2.3 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ	20
2.3.1 Primární strana dvojčinného měniče.....	20
2.3.2 Sekundární strana dvojčinného měniče	21
2.3.3 Čtyřkvadrantový můstek.....	21
2.4 VÝPOČET ZTRÁT MĚNIČE	23
2.4.1 Čtyřkvadrantový můstek.....	23
2.4.2 Primární strana dvojčinného měniče.....	23
2.4.3 Sekundární strana dvojčinného měniče	23
2.4.4 Výpočet potřebného chladiče.....	24
2.5 NÁVRH TRANSFORMÁTORU	24
2.6 NÁVRH LC FILTRU V MEZIOBVODU.....	27
2.7 NÁVRH LC FILTRU NA VÝSTUPU.....	30
3 SIMULACE MĚNIČE V PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK.....	31
3.1 NÁVRH REGULÁTORU	33
3.1.1 Regulátor proudu.....	33
3.1.2 Regulátor napětí.....	34
4 JEDNOTLIVÉ ČÁSTI MĚNIČE.....	35
4.1 BUDIČE.....	35
4.2 DIGITÁLNÍ SIGNÁLOVÝ KONTROLÉR MC56F8023	36
4.3 VNITŘNÍ NAPÁJECÍ ZDROJE	36
4.4 PŘÍZPŮSOBENÍ MĚŘENÝCH VELIČIN ROZSAHU DSC	36
5 KONSTRUKČNÍ PROVEDENÍ.....	38
5.1 VÝPOČET CHLADIČE	38
5.1 MECHANICKÉ USPOŘÁDÁNÍ.....	38
ZÁVĚR.....	40
LITERATURA	41
SEZNAM PŘÍLOH	42



SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1: Blokové schéma zvolené koncepce střídače.....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 1.1: Klasická koncepce střídače</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 1.2: Střídač bez transformátoru.....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 1.3: Střídač s jednočinným propustným měničem.....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 1.4: Střídač s dvojčinným měničem na vstupu.....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 1.5: Střídač s propustným měničem s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 1.6: Střídač s kvazirezonančním měničem s antiparalelní diodou</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 2.1: Silové zapojení měniče.....</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 2.2: Zjednodušené tepelné schéma</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 2.3: Náčrt jádra toroidu.....</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 2.4: Náčrtek vybraného jádra tlumivky Lj E3510 (v mm)</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 3.1: Simulace střídače.....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 3.2: Znázornění regulační struktury střídače</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 4.1: Schéma zapojení budiče.....</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 4.2: Deska modulu DSC.....</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 4.3: Přizpůsobení měřených veličin DSC pomocí děliče</i>	<i>37</i>
<i>Obr. 5.1: Připevnění tranzistorů k hliníkové destičce.....</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 5.2: Vnitřní pohled do krabičky</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 5.3: Pohled zepředu do krabičky</i>	<i>39</i>



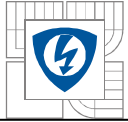
SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 2.1: Zadané a zvolené parametry střídače</i>	<i>19</i>
<i>Tab. 2.2: Hodnoty středních a efektivních proudů tekoucí tranzistory a diodami pro různé hodnoty $\cos\varphi$.....</i>	<i>22</i>
<i>Tab. 2.3: Parametry vybraných polovodičových prvků</i>	<i>22</i>
<i>Tab. 2.4: Zvolené parametry pro návrh transformátoru.....</i>	<i>24</i>
<i>Tab. 2.5: Rozměry vybraného toroidního jádra</i>	<i>26</i>
<i>Tab. 2.6: Zvolené parametry pro návrh LC filtru v meziobvodu</i>	<i>28</i>
<i>Tab. 4.1: Hodnoty vypočítaných součástek děliče</i>	<i>37</i>



SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

A	[-]	Poměrná pohltivost zářiče
B_{max}	[T]	Maximální hodnota magnetické indukce
f	[Hz]	Frekvence
I_{DC}	[A]	Střední hodnota proudu tekoucího z meziobvodu
I_m	[A]	Magnetizační proud transformátoru
$I_{TA,ef}$	[A]	Efektivní hodnota proudu tekoucího tranzistorem T_A
$I_{TA,stř}$	[A]	Střední hodnota proudu tekoucího tranzistorem T_A
J	[Am ⁻²]	Proudová hustota
n	[-]	Počet vodičů ve svazku
N_1	[-]	Počet primárních závitů
N_2	[-]	Počet sekundárních závitů
$k_{p,Cu}$	[-]	Výsledný činitel plnění
$k_{př}$	[-]	Přídavný činitel
k_{ti}	[-]	Činitel tvaru izolace
k_{tv}	[-]	Činitel tvaru vodiče
l_{Fe}	[m]	Délka střední siločáry
M	[-]	Modulační činitel
P_{OUT}	[W]	Celkový činný výkon měniče
$P_{př}$	[W]	Přepínací ztráty polovodičového prvku
P_{ved}	[W]	Ztráty vedením polovodičového prvku
$R_{DS(ON)}$	[Ω]	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu
$R_{\theta CS}$	[KW ⁻¹]	Tepelný odpor stykový pouzdro-chladič
$R_{\theta H}$	[KW ⁻¹]	Tepelný odpor chladiče
$R_{\theta JC}$	[KW ⁻¹]	Tepelný odpor vnitřní čip-pouzdro
s	[-]	Střída
S_{Cu}	[m ²]	Průřez vodiče
S_{Fe}	[m ²]	Průřez magnetického obvodu
S_O	[m ²]	Velikost okna magnetického obvodu
T	[K]	Teplota
t_1	[s]	Doba zapnutí tranzistoru
t_{off}	[s]	Celková vypínací doba tranzistoru



t_{on}	[s]	Celková zapínací doba tranzistoru
t_{tr}	[s]	Zotavovací doba diody
U_{DC}	[V]	Napětí v meziobvodu
U_{DSS}	[V]	Závěrné napětí tranzistoru
U_{GS}	[V]	Zapínací napětí
U_{IN}	[V]	Napájecí napětí akumulátoru
U_{OUT}	[V]	Výstupní sinusové napětí
U_{RRM}	[V]	Špičkové závěrné opakovatelné napětí diody
α	[WK ⁻¹ m ⁻²]	Součinitel přestupu tepla
δ	[m]	Hloubka vniku
ΔT	[K]	Oteplení
λ	[WK ⁻¹ m ⁻¹]	Měrná tepelná vodivost
ρ	[Ω m]	Měrný elektrický odpor
σ	[WK ⁻⁴ m ⁻²]	Stefan-Boltzmannova konstanta

ÚVOD

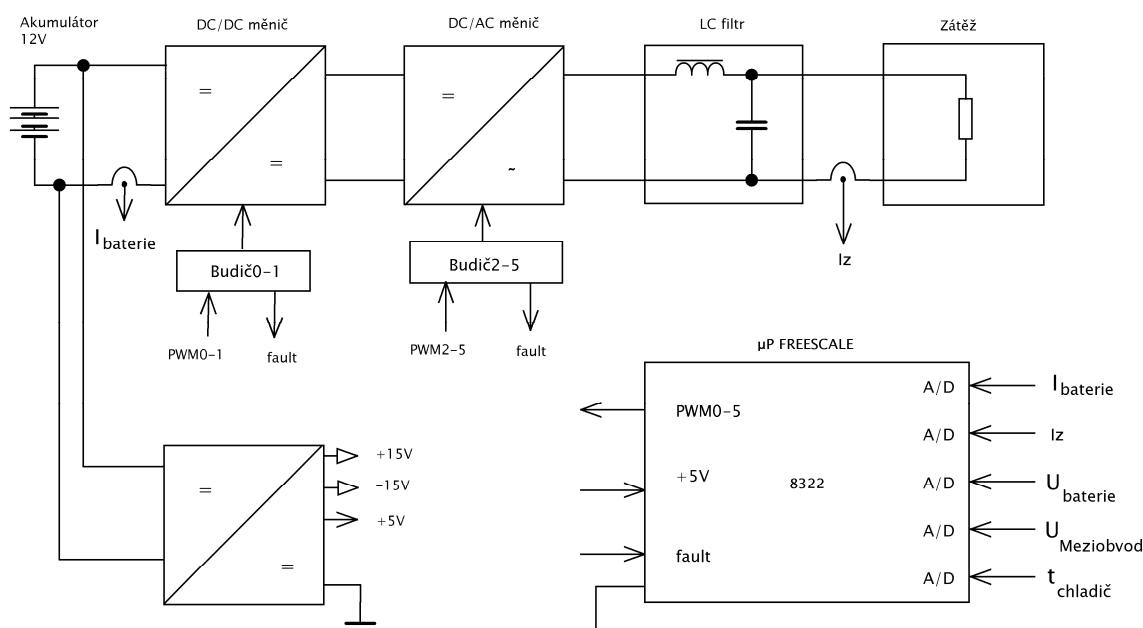
Střídač je měnič elektrické energie, který provádí přeměnu stejnosměrné elektrické energie na energii střídavou. K těmto přeměnám dochází pomocí výkonových polovodičových prvků řízených vhodným způsobem.

V kapitole 1 jsou uvedeny různé topologie, které by byly výhodné z hlediska účinnosti celého měniče. Kapitola 2 uvádí důvod výběru zvolené topologie. V kapitole 3 je provedena simulace měniče a návrh regulátoru. V kapitole 4 jsou popsány jednotlivé části měniče potřebné pro jeho správnou funkci.

Cílem diplomové práce je vytvořit návrh silové části střídače. Patří sem dimenzování všech polovodičových prvků, chladiče výkonových tranzistorů, vyhlazovacího kondenzátoru v meziobvodu, budičů výkonových tranzistorů, filtračních tlumivek a softwarové naprogramování digitálního signálového procesoru firmy Freescale MC56F8023. Základními parametry pro návrh jsou pouze hodnota vstupního napětí $U_{IN}=12V$, hodnota výstupního napětí $U_{OUT,ef}=230V/50Hz$ a celkový výkon měniče $P_{OUT}=250W$. Jedná se o levný autonomní zdroj určený např. do automobilu, kde by nahradil absenci fázového napětí.

Blokové schéma je na obr. 1.1. Základem je zvyšující měnič, který mění malé napětí baterie na větší napětí, přibližně 335V v meziobvodu. Nedílnou součástí tohoto měniče je LC filtr, který slouží k tomu, aby ve stejnosměrném meziobvodu bylo napětí a proud co nejméně zvlněn.

Další částí je klasický čtyřkvadrantový můstek, kdy pomocí unipolárního řízení jsou spínány jednotlivé tranzistory a je tak dosaženo kvazisinusového průběhu napětí a proudu na zátěži. Další nedílnou součástí měniče jsou budiče na principu nábojové pumpy, které jsou pro tuto aplikaci vhodné. Dále sem patří málo výkonový napájecí zdroj, který je zdrojem energie pro mikroprocesor, budiče, operační zesilovače a čidla proudu na principu Hallova jevu. Výběr zvyšujícího měniče je tou nejzákladnější věcí a od něj se odvíjelo dimenzování celého měniče.

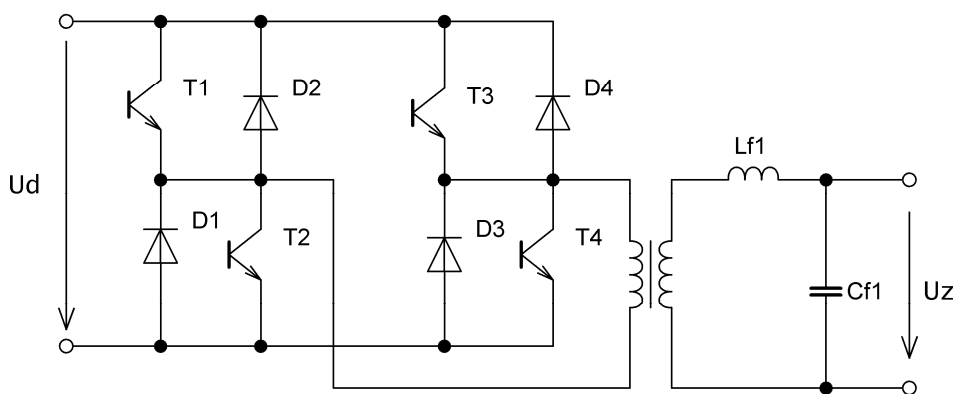


Obr. 1: Blokové schéma zvolené koncepce střídače

1 TOPOLOGIE STŘÍDAČŮ

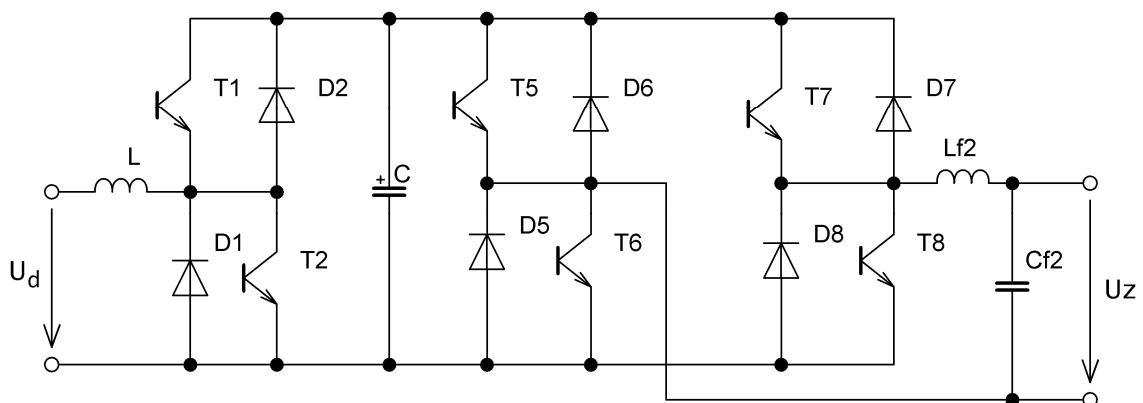
1.1 Klasická koncepce střídače

Pod tímto názvem se skrývá čtyřkvadrantový plně řízený můstek ovládaný pulzní šířkovou modulací, kdy vhodným spínáním polovodičových prvků je na výstupu měniče vytvořen sinusový průběh napětí. Nevýhodou tohoto zapojení je, že nízkofrekvenční transformátor musí být navržen na 50Hz, což negativně ovlivňuje jeho rozměry z hlediska objemu a hmotnosti. To stejné platí pro tlumivku L_{f1} . LC filtr na výstupu slouží k vyhlazení výstupního napětí. Střídač může napájet jak induktivní i kapacitní, tak aktivní zátěž.



Obr. 1.1: Klasická koncepce střídače

1.2 Střídač bez transformátoru



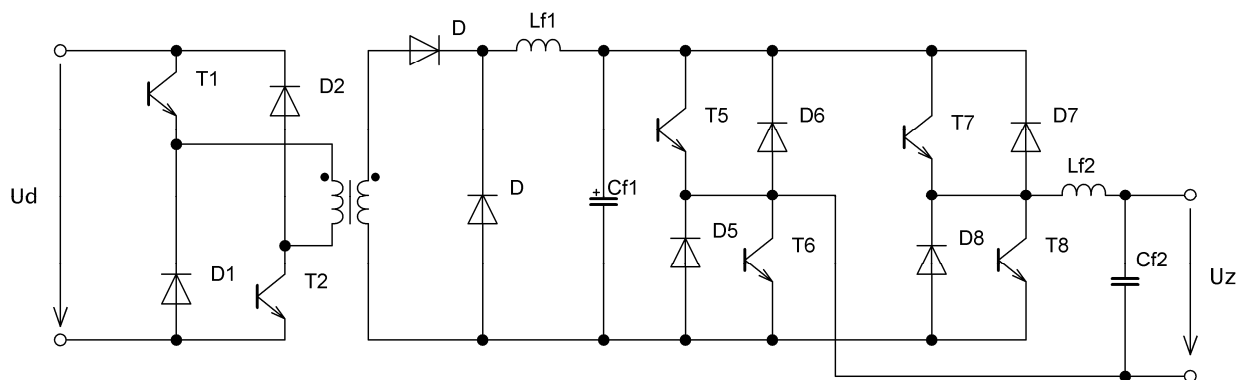
Obr. 1.2: Střídač bez transformátoru

Tento měnič je složen ze zvyšujícího (snižujícího) měniče a čtyřkvadrantového můstku. Změnu střídny tranzistoru T_2 je možné dosáhnout regulací konstantního napětí na kondenzátoru C při změnách vstupního napětí U_d . Nevýhodou tohoto zapojení je, že poměr výstupního a vstupního napětí na kondenzátoru C nemůže být libovolně veliký, ale může dosáhnout maximálně pětinásobku. Jinak dochází k nelineárnímu zvyšování ztrát vedením tranzistoru i k přepínacím ztrátám, a tím i k velkému snížení účinnosti. Při větším zvýšení napětí je nutno

použít měnič s impulsním transformátorem. Velkou výhodou je, že tento měnič dokáže vézt tok energie oběma směry.

1.3 Střídač s jednočinným propustným měničem

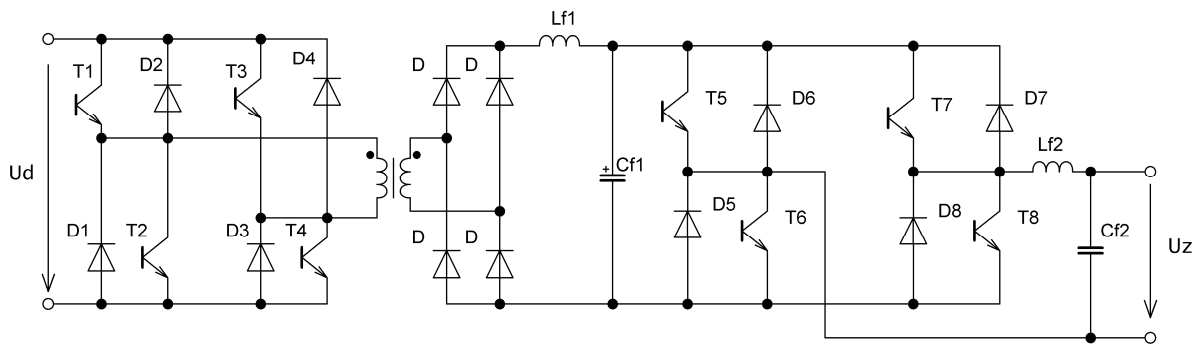
Při vyšší potřebě zvýšení vstupního napětí je nutné nahradit zvyšující měnič z obr. 2.2 jiným stejnosměrným měničem. Např. jednočinným propustným měničem s impulsním transformátorem. Výhodou je, že měnič může pracovat na pracovním kmitočtu typicky desítky kHz, takže oproti klasické koncepci dochází k rapidnímu zmenšení objemu transformátoru a ostatních vinutých součástí. Další výhodou je, že změnou střídy je možné regulovat změny vstupního napětí na konstantní hodnotu v meziobvodu. Nevýhodou této koncepce je nemožnost toku energie oběma směry bez nutnosti větší složitosti silové části a regulace. Při napájení jalové zátěže je energie ukládána v kondenzátoru C_{f1} .



Obr. 1.3: Střídač s jednočinným propustným měničem

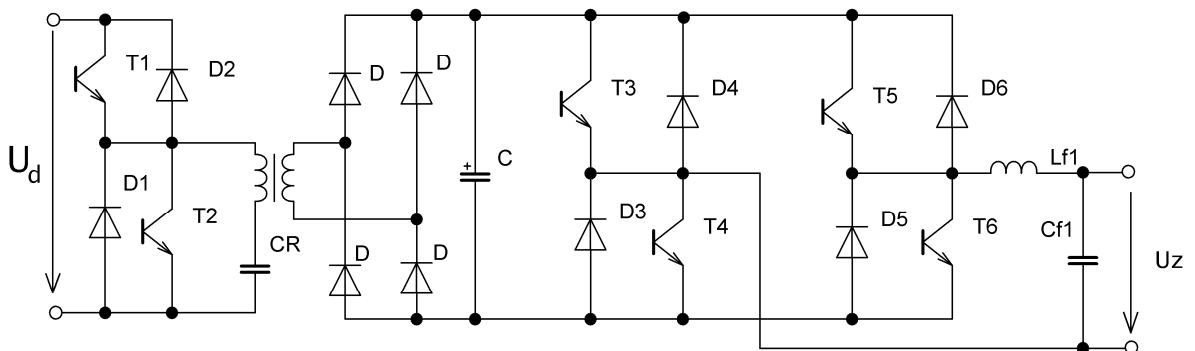
1.4 Střídač s dvojčinným propustným měničem

Tato topologie se oproti topologii 2.1.3 liší pouze nahrazením jednočinného propustného měniče dvojčinným propustným měničem. Na rozdíl od předchozí topologie má výhodu v tom, že pro stejný kmitočet a stejné jádro je potřeba pouze polovina závitů, tím je možné použít silnější vodiče a přenášet větší výkon. Nevýhodami jsou složitější řízení i silový obvod. Velikost hysterezních ztrát v jádře je přibližně čtyřnásobná oproti jednočinnému propustnému měniči. Důležité je, aby střída obou úhlopříček dvojčinného propustného měniče byla stejná, tzn., musí být dosaženo nulové střední hodnoty napětí U_d , jinak by mohlo dojít k stejnosměrné magnetizaci jádra.



Obr. 1.4: Střídač s dvojčinným měničem na vstupu

1.5 Střídač s propustným měničem s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru



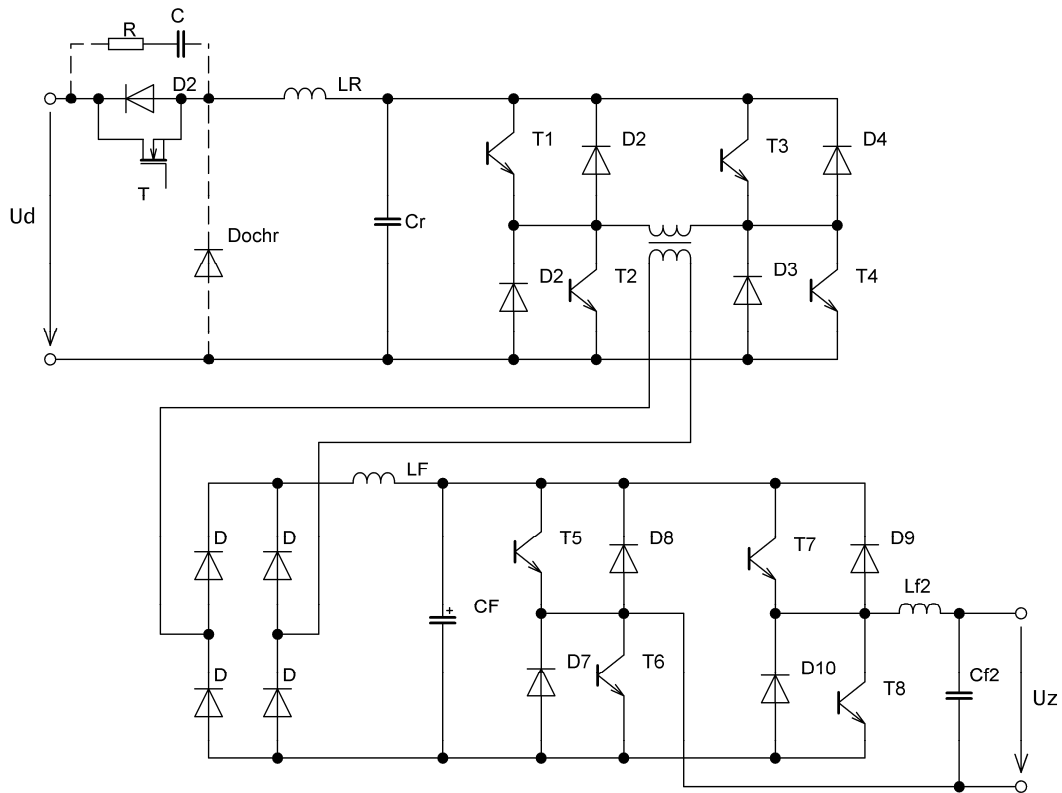
Obr. 1.5: Střídač s propustným měničem s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru

Na obr. 2.5 je znázorněn střídač, jehož vlastní stejnosměrný měnič tvoří propustný měnič s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru. Na výstupu je připojen čtyřkvadrantový můstek s LC filtrem, jehož využití je stejné jako u předešlých měničů. Hlavními výhodami je, že se jedná o rezonanční měnič s měkkým spínáním, kdy během zapínání a vypínání tranzistoru protéká nulový proud, tím jsou eliminovány přepínací ztráty a je možné použít kmitočty v řádech stovek kHz. Dalšími výhodami tohoto měniče je napěťová tvrdost díky předřadnému kondenzátoru naladěnému s rozptylovou indukčností do sériové rezonance. Tím je ušetřena jedna filtrační tlumivka oproti zapojení s jednočinným nebo dvojčinným propustným měničem. Spínání tranzistorů je prováděno do hodnoty střídavy 0,5; každý tranzistor půl periody s využitím odskoku. Nevýhodou této topologie je, že při změnách napětí U_d nelze regulovat napětí na kondenzátoru C_{f1} .

1.6 Střídač s kvazirezonančním měničem s antiparalelní diodou

Jedná se o druh rezonančního měniče, kdy pracovní kmitočty se neshodují s rezonančním kmitočtem $L_R C_R$ filtru. Na obr. 2.6 se nachází zapojení dvou měničů tak jako u předešlých topologií. První je kvazirezonanční měnič s antiparalelní diodou a impulsním transformátorem, který slouží k nastavení amplitudy napětí a druhý je čtyřkvadrantový, který ze stejnosměrného napětí vytváří napětí střídavé. Hlavní výhodou kvazirezonančního měniče je, že dochází

k měkkému spínání, docílí se toho vhodným zapojením $L_R C_R$ filtru. Prvky R , C , D_{ochr} slouží jako doplňkové ochrany. Nevýhodou je obtížná regulace při změně a charakteru zátěže. Spojení těchto dvou měničů dosahuje účinnosti 90%.



Obr. 1.6: Strídač s kvazirezonančním měničem s antiparalelní diodou



2 STŘÍDAČ S DVOJČINNÝM PROPUSTNÝM MĚNIČEM

2.1 Popis silové části

V předchozí kapitole byl uveden popis alespoň některých základních topologií z řady DC/AC měničů. Výběr správné topologie je zásadní z hlediska účinnosti celé soustavy. Při vynechání klasické koncepce, která v dnešní době již neobstojí zejména z ekonomických důvodů, se tak výběr sestává z dalších uvedených topologií, které obsahují čtyřkvadrantový můstek. Ten se z hlediska řízení a jednoduchosti v této aplikaci ukázal být nejvhodnější pro přeměnu stejnosměrné energie na střídavou.

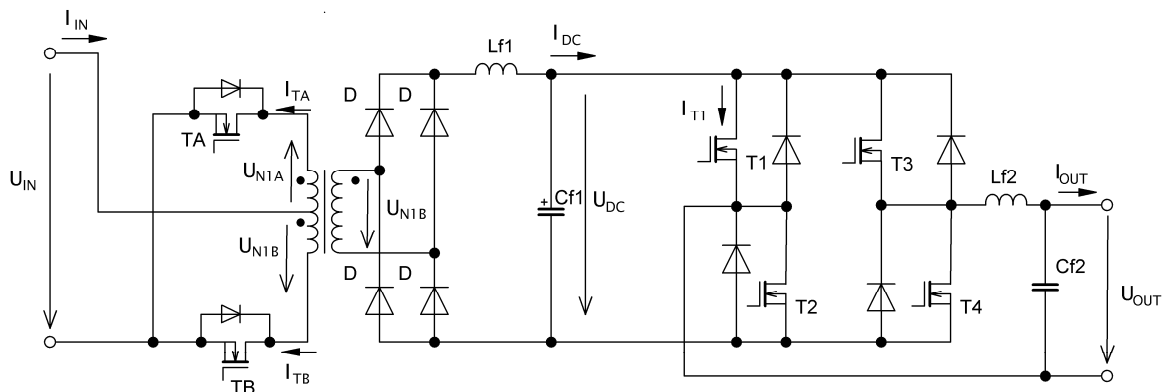
Střídač bez transformátoru by bylo možné použít při větším vstupním napětí kolem 70V. Z důvodu malého napájecího napětí 12V není možné tento měnič použít, i když z hlediska výhod by byl tento střídač nejlepším možným řešením kvůli možnosti toku energie oběma směry.

Jelikož celý střídač bude řízen DSC, tak se ukazuje, že rezonanční nebo kvazirezonanční měniče nejsou vhodné z důvodu nemožnosti regulovat konstantní napětí v meziobvodu při změnách vstupního napětí, tím by byl potenciál DSC nevyužit. Jelikož se jedná o převod z malého napětí na mnohonásobně větší, tak při změnách vstupního napětí by při konstantním převodu transformátoru výstupní síťové napětí vybočovalo z povolené tolerance napětí $\pm 10\%$.

Střídač s jednočinným propustným měničem by byl velmi vhodný, pokud by se nejednalo o převod z 12V na 335V, proti dvojčinnému by musel být počet závitů dvojnásobný, a tím vzroste parazitní mezizávitová kapacita se čtvercem převodu. Další nevýhodou je nutnost galvanicky odděleného napájecího zdroje, protože emitor horního tranzistoru neleží na signálové zemi.

Na základě uvedených předešlých nevýhod byl vybrán dvojčinný propustný měnič s vyvedeným středem na primární straně, u kterého je možné změnou střídavy regulovat napětí na kondenzátoru. Velikou výhodou je, že emitory tranzistorů leží na stejném potenciálu, a tím odpadá nutnost použití galvanicky odděleného zdroje. Nevýhodou je, že pokud střída obou tranzistorů není stejná, může docházet ke stejnosměrnému přesycování transformátoru. Digitálním řízením je zajištěno s vysokou přesností, aby k tomuto jevu nedocházelo. Vybraná topologie je na obr. 2.1, na jejím základě byl proveden návrh celého střídače.

2.2 Výpočet parametrů měniče



Obr. 2.1: Silové zapojení měniče

Vstupní hodnota napětí	$U_{IN}=11\div 14,5V$
Celkový výkon střídače	$S_{OUT}=250VA$
Výstupní hodnota 1harm. napětí	$U_{OUT}=230V$
Pracovní kmitočet DC/DC měniče	$f_{DC/DC}=30kHz$
Pracovní kmitočet DC/AC měniče	$f_{DC/AC}=100kHz$
Napětí v stejnosměrném meziobvodu	$U_{DC}=335V$

Tab. 2.1: Zadané a zvolené parametry střídače

Dimenzování silové části je provedeno pro nejhorší možnou situaci, která odpovídá stavu čistě odporové zátěže a při které činný výkon bude roven zdánlivému. Ve všech ostatních případech, např. při zapojení komplexní zátěže, je činný výkon menší než zdánlivý.

$$P_{OUT} = 250 W \quad (2.1)$$

Této hodnotě bude odpovídat nejvyšší možný odebíraný proud

$$I_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{U_{OUT}} = \frac{250}{230} = 1,09A \quad (2.2)$$

Amplituda odebíraného výstupního proudu

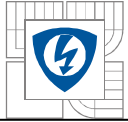
$$I_{A1} = \sqrt{2} \cdot I_{z,ef} = \sqrt{2} \cdot 1,09 = 1,54A \quad (2.3)$$

Činný výkon ve všech větvích měniče při zanedbání ztrát bude stejný

$$P_{OUT} = U_{DC} \cdot I_{DC} = U_{IN} \cdot I_{IN} \quad (2.4)$$

Střední hodnota proudu tekoucího z meziobvodu

$$I_{DC} = \frac{P_{OUT}}{U_{DC}} = \frac{250}{335} = 0,74A \quad (2.5)$$



Střední hodnota proudu, při úvaze nejmenší vstupní napájení baterie $U_{IN}=11V$ odebíraného z baterie, bude rovna

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{250}{11} = 22,72A \quad (2.6)$$

Na sekundární straně transformátoru je možné určit regulační funkci měniče v závislosti na střídě, podle obr. 3.4i.). Pomocí této rovnice je možné stanovit počet potřebných sekundárních závitů a jmenovitou střídu.

$$\begin{aligned} P_{OUT} = P_{Sek} &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_2(t) \cdot i_2(t) dt = \frac{2}{T} \cdot U_{IN} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot t_1 \cdot I_{DC} = \\ &= 2 \cdot U_{IN} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \cdot I_{DC} = U_{DC} \cdot I_{DC} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Jmenovitá střída pro výstupní napětí meziobvodu $U_{DC}=335V$ byla zvolena jako střední hodnota s ohledem na pokles nebo nárůst napětí baterie, při braní v úvahu dostatečné rezervy z důvodu úbytků napětí na různých částech měniče.

$$s = 0,3 \quad (2.8)$$

Podle vztahu (2.7) bude poměr závitů

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_{DC}}{U_d \cdot 2 \cdot s} = \frac{335V}{12V \cdot 2 \cdot 0,3} \cong 47 \quad (2.9)$$

Při krajní hodnotě napětí baterie $U_{IN}=11V$ bude střída maximální

$$s_{MAX} = \frac{U_{DC} \cdot N_1}{U_d \cdot 2 \cdot N_2} = \frac{335}{11 \cdot 2 \cdot 40} = 0,32 \quad (2.10)$$

Při druhé krajní hodnotě napětí baterie $U_{IN}=14,5V$ bude střída minimální

$$s_{MIN} = \frac{U_{DC} \cdot N_1}{U_d \cdot 2 \cdot N_2} = \frac{335}{14,5 \cdot 2 \cdot 40} = 0,25 \quad (2.11)$$

2.3 Napět'ové a proudové dimenzování polovodičů

2.3.1 Primární strana dvojčinného měniče

Kvůli principu funkce transformátoru s vyvedeným středem musí být zvolené závěrné napětí vyšší než napájecí

$$U_{DS} = 2 \cdot U_d \quad (2.12)$$

Každé vinutí bude dodávat půlku činného výkonu po dobu jedné periody, potom střední hodnota proudu tekoucího tranzistorem T_A

$$I_{T_A, stř} = \frac{P_{OUT}}{U_d} = \frac{125W}{11V} = 11,36A \quad (2.13)$$



Efektivní hodnota proudu tekoucího tranzistorem T_A

$$I_{T_A,ef} = \frac{I_{T_A,stř}}{\sqrt{s}} = \frac{11,36}{\sqrt{0,32}} = 20,08A \quad (2.14)$$

2.3.2 Sekundární strana dvojčinného měniče

Efektivní hodnota proudu protékajícího sekundárním vinutím

$$I_{2,ef} = I_{DC} \cdot \sqrt{2s} = 0,75 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,3} = 0,58A \quad (2.15)$$

Efektivní hodnota proudu protékajícího usměrňovací diodou

$$I_{D_A,ef} = \frac{I_{DC}}{2} \cdot \sqrt{1+2s} = 0,75 \cdot \sqrt{1+2 \cdot 0,32} = 0,48A \quad (2.16)$$

2.3.3 Čtyřkvadrantový můstek

Modulační čísel M je poměr amplitudy 1. harmonické výstupního napětí a střední hodnoty napětí v meziobvodu U_{DC}

$$M = \frac{U_{A1}}{U_{DC}} = \frac{325V}{335V} = 0,97 \quad (2.17)$$

Pomocí modulačního čísel je možné vypočítat střední a efektivní hodnoty kolektorových proudů tranzistorů a střední a efektivní hodnoty proudu protékajícího nulovými diodami pro různé hodnoty účinnků. Cílem těchto výpočtů je najít nejvyšší hodnoty proudu pro dimenzování proudu polovodičových prvků v čtyřkvadrantovém můstku.

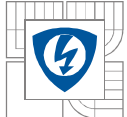
Výpočty jsou provedeny pro $\cos\varphi=1$ podle [3].

$$I_{T_1,stř} = I_{A1} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos\varphi \right) = 1,52 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{0,97}{4\sqrt{3}} \right) = 0,45A \quad (2.18)$$

$$I_{D_1,stř} = I_{A1} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos\varphi \right) = 1,52 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{0,97}{4\sqrt{3}} \right) = 0,029A \quad (2.19)$$

$$I_{T_1,ef} = I_{A1} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} + \frac{2M}{3\sqrt{3}\pi} \cos\varphi \right)} = 1,52 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 0,97}{3\sqrt{3}\pi} \right)} = 0,75A \quad (2.20)$$

$$I_{D_1,ef} = I_{A1} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} - \frac{2M}{3\sqrt{3}\pi} \cos\varphi \right)} = 1,52 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 0,97}{3\sqrt{3}\pi} \right)} = 0,11A \quad (2.21)$$



	$\cos\varphi=0$	$\cos\varphi=1$	$\cos\varphi=-1$
$I_{T1,stř}[A]$	0,24	0,45	0,029
$I_{D1,stř}[A]$	0,24	0,029	0,45
$I_{T1,ef}[A]$	0,54	0,75	0,11
$I_{D1,ef}[A]$	0,54	0,11	0,75

Tab. 2.2: Hodnoty středních a efektivních proudů tekoucí tranzistory a diodami pro různé hodnoty $\cos\varphi$

Na základě vypočítaných parametrů byly vybrány tyto výkonové polovodičové prvky

	Druh/ Model	Parametry
T_A, T_B	MOSFET-N/ PSMN004-60P	$U_{DSS}=55\text{ V}$ $R_{DS(on)}=3,6\text{ m}\Omega$ $I_D=75\text{ A}$ $t_{on}=112\text{ ns}$ $t_{off}=208\text{ ns}$ $R_{\theta J-C}=0,65\text{ K/W}$ $R_{\theta C-S}=0,5\text{ K/W}$ Pouzdro: TO-220AB
T_1, T_2, T_3, T_4	MOSFET-N/ STP4NK60ZFP	$U_{DSS}=600\text{ V}$ $R_{DS(on)}=850\text{ m}\Omega$ $I_D=4\text{ A}$ $t_{on}=36\text{ ns}$ $t_{off}=58\text{ ns}$ $R_{\theta J-C}=5\text{ K/W}$ $R_{\theta C-S}=0,5\text{ K/W}$ Pouzdro: TO-220FP
D_1, D_2, D_3, D_4	Ultra-fast/ ES3J	$U_{RRM}=600\text{ V}$ $t_{rr}=30\text{ ns}$ $I_{F(AV)}=1\text{ A}$

Tab. 2.3: Parametry vybraných polovodičových prvků



2.4 Výpočet ztrát měniče

2.4.1 Čtyřkvadrantový můstek

Ztráty vedením tranzistoru

$$P_{ved,T_1} = R_{DS(ON)} \cdot I_{T_1,ef}^2 = 0,85 \cdot 0,75^2 = 0,83W \quad (2.22)$$

Ztráty vedením diodou

$$P_{ved,D_1} = U_{SD} \cdot I_{D_1,stř} = 1,4 \cdot 0,11 = 0,15W \quad (2.23)$$

Přepínací ztráty tranzistoru

$$\begin{aligned} P_{př,T_1} &= \frac{1}{4} (U_M \cdot I_{T_1,ef}) \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f = \\ &= \frac{1}{4} (335 \cdot 0,75) \cdot (36 + 58) \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,59W \end{aligned} \quad (2.24)$$

Celkové ztráty jednoho tranzistoru

$$P_{ztr,cel,T_1} = P_{ved,T_1} + P_{ved,D_1} + P_{př,T_1} = 0,83 + 0,15 + 0,59 = 1,57W \quad (2.25)$$

2.4.2 Primární strana dvojčinného měniče

Ztráty vedením tranzistoru

$$P_{ved,T_A} = R_{DS(ON)} \cdot I_{T_A,ef}^2 = 3,6 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 20,08^2 A = 1,45W \quad (2.26)$$

Přepínací ztráty

$$\begin{aligned} P_{př,T_A} &= \frac{1}{4} (U_d \cdot I_{T_A,ef}) \cdot (t_{ON} + t_{OFF}) \cdot f = \\ &= \frac{1}{4} (11 \cdot 20,08) \cdot (112 + 208) \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 = 0,53W \end{aligned} \quad (2.27)$$

Celkové ztráty jednoho tranzistoru

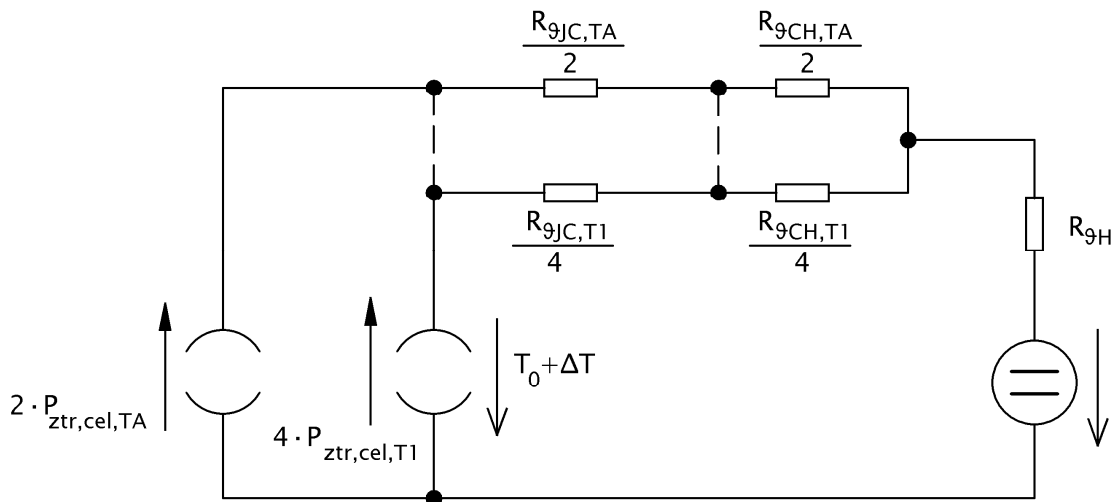
$$P_{ztr,cel,T_A} = P_{ved,T_A} + P_{př} = 1,37 + 0,53 = 1,9W \quad (2.28)$$

2.4.3 Sekundární strana dvojčinného měniče

Ztráty vedením diodami

$$P_{ved,D_A} = U_F \cdot I_{D_1,ef} = 1,2 \cdot 0,49 = 0,59W \quad (2.29)$$

2.4.4 Výpočet potřebného chladiče



Obr. 2.2: Zjednodušené tepelné schéma

Na základě náhradního tepelného schématu je proveden výpočet potřebného chladiče

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{2 \cdot P_{ztr,cel,TA} + 4 \cdot P_{ztr,cel,T1}} - \frac{\frac{R_{\theta JC,TA}}{2} \cdot \frac{R_{\theta JC,T1}}{4}}{\frac{R_{\theta JC,TA}}{2} + \frac{R_{\theta JC,T1}}{4}} - \frac{\frac{R_{\theta CH,TA}}{2} \cdot \frac{R_{\theta CH,T1}}{4}}{\frac{R_{\theta CH,TA}}{2} + \frac{R_{\theta CH,T1}}{4}} = \quad (2.30)$$

$$= \frac{45K}{2 \cdot 1,9 + 4 \cdot 1,57} - 0,25 - 0,083 = 4,13KW^{-1}$$

2.5 Návrh transformátoru

Pracovní kmitočet transformátoru	f=30kHz
Maximální hodnota magnetické indukce	B _{Max} =0,2T
Magnetická vodivost	A _L =3650nH
Dovolená proudová hustota měděného vodiče	σ=2,5A·mm ²
Jádro typu	CF 196

Tab. 2.4: Zvolené parametry pro návrh transformátoru

V tab. 3.4 jsou uvedeny zvolené parametry transformátoru. Z důvodu eliminace skin efektu jsou vodiče vinutí zvoleny jako lanka. Maximální průměr jednoho vodiče v lanku vychází

$$2\delta = 2 \cdot \frac{75}{\sqrt{f}} = 2 \cdot \frac{75}{\sqrt{30 \cdot 10^3}} = 0,86 = 0,9mm \quad (2.31)$$

Činitel tvaru vodiče z důvodu této uvedené skutečnosti bude přibližně

$$k_t = \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 = 0,61 \quad (2.32)$$



Činitel tvaru izolace s ohledem na tloušťku laku a prokládání vinutí izolační folií byl zvolen

$$k_i = 0,8 \quad (2.33)$$

Přídavný činitel volíme podle [4]

$$k_{př} = 0,6 \quad (2.34)$$

Výsledný činitel plnění vinutí je roven součinu všech předešlých činitelů

$$k_{p,Cu} = k_t \cdot k_i \cdot k_{př} = 0,61 \cdot 0,8 \cdot 0,6 \cong 0,3 \quad (2.35)$$

Pro průřez primárního vinutí platí pro proudovou hustotu mědi

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1ef}}{\sigma} = \frac{20,08A}{2,5 \cdot 10^6} = 8,3mm^2 \quad (2.36)$$

Celkový počet primárních vodičů

$$n_1 = \frac{4 \cdot S_{Cu1}}{\pi \cdot d^2} = \frac{4 \cdot 8,3}{\pi \cdot 0,9^2} = 13 \quad (2.37)$$

Obdobně pro průřez sekundárního vodiče platí

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2ef}}{\sigma} = \frac{0,58A}{2,5 \cdot 10^6} \cong 0,25mm^2 \quad (2.38)$$

Celkový počet sekundárních vodičů

$$n_2 = \frac{4 \cdot S_{Cu2}}{\pi \cdot d^2} = \frac{4 \cdot 0,25}{\pi \cdot 9^2} = 0,36 \quad (2.39)$$

V době zapnutí tranzistoru je strmost magnetizačního proudu rovna

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{2I_\mu}{t_1} = \frac{2I_{mmax}}{t_{1max}} = \frac{U_{IN}}{L_1} \quad (2.40)$$

Maximální hodnota magnetizačního proudu při dosažení $t_{1max}=T/2$ a $T=1/f$

$$I_{mmax} = \frac{U_{IN}}{4 \cdot L_1 \cdot f} \quad (2.41)$$

Maximální magnetická indukce je zvolena před oblastí nasycení, a tím pádem maximální spřažený tok je

$$\Psi_{max} = N_1 \cdot \Phi_{max} = N_1 \cdot B_{max} \cdot S_{Fe} = L_1 \cdot I_{\mu max} \quad (2.42)$$

Ze vztahu (2.25) a (2.26) je možno určit potřebný počet primárních závitů s tím, že ještě není známá velikost průřezu jádra S_{Fe}

$$N_1 = \frac{U_d}{4 \cdot B_{max} \cdot S_{Fe} \cdot f} \quad (2.43)$$

Za předpokladu, že primární i sekundární vinutí mají stejný činitel plnění, potom pro zaplnění okna transformátoru platí

$$2 \cdot S_{Cu1} \cdot N_1 + S_{Cu2} \cdot N_2 = k_{p,Cu} \cdot S_0 \quad (2.44)$$

Pro zjednodušení zanedbáme magnetizační proud

$$I_{TA,ef} \cdot N_1 = I_{DA,ef} \cdot N_2 \quad (2.45)$$

Pomocí rovnic (2.52) a (2.51) je určen celkový počet sekundárních závitů

$$N_2 = \frac{k_{p,Cu} \cdot S_0 \cdot J}{3 \cdot I_M \cdot \sqrt{2S}} \quad (2.46)$$

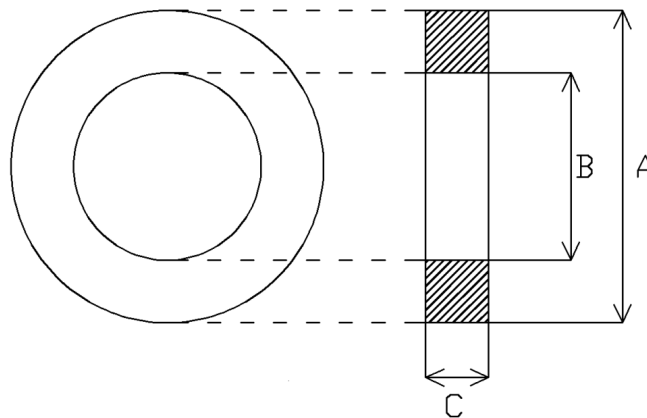
Do vztahu (2.7) byly dosazeny vztahy pro výpočet sekundárních (2.53) a primárních závitů (2.5). Výsledný vztah pro činný výkon tedy je

$$P_{OUT} = \frac{4}{3} \cdot \sqrt{2S} \cdot B_{max} \cdot f_{DC/DC} \cdot S_0 \cdot S_{Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot J \quad (2.47)$$

Po osamostatnění velikosti okna S_0 průřezu magnetického obvodu S_{Fe} dostaneme součin $S_0 \cdot S_{Fe}$ hledaného jádra

$$S_0 \cdot S_{Fe} = \frac{P_{OUT}}{\frac{4}{3} \cdot \sqrt{2S_{max}} \cdot B_{max} \cdot f_{DC/DC} \cdot k_{p,Cu} \cdot J} = \frac{250}{1,33 \cdot \sqrt{0,64} \cdot 0,2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 2,5 \cdot 10^6} = 5,22 \cdot 10^{-8} m^4 \quad (2.48)$$

Z katalogu firmy SEMIC bylo vybráno toroidní jádro nejbližší výsledku vztahu (2.56), které bylo k dispozici $S_0 \cdot S_{Fe} = 4,78 \cdot 10^{-8} m^4$. Rozměry jádra jsou uvedeny v tab. 3.5 a náčrt je na obr. 3.3.



Obr. 2.3: Náčrt jádra toroidu

A[m]	B[m]	C[m]
$34 \cdot 10^{-3}$	$21,8 \cdot 10^{-3}$	$21 \cdot 10^{-3}$

Tab. 2.5: Rozměry vybraného toroidního jádra



Velikost okna zvoleného jádra

$$S_O = \frac{\pi \cdot B^2}{4} = \frac{\pi \cdot (21,8 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 3,73 \cdot 10^{-4} m^2 \quad (2.49)$$

Průřez magnetického obvodu

$$S_{Fe} = C \cdot \frac{A-B}{2} = 21 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{34 \cdot 10^{-3} - 21,8 \cdot 10^{-3}}{2} = 1,28 \cdot 10^{-4} m^2 \quad (2.50)$$

Délka střední siločáry

$$l_{Fe} = \frac{\pi \cdot B^2}{4} = \frac{\pi \cdot 21,8 \cdot 10^{-3}}{4} = 4,89 \cdot 10^{-4} m \quad (2.51)$$

Počet primárních závitů

$$N_1 = \frac{U_d}{4 \cdot B_{max} \cdot f \cdot S_{Fe}} = \frac{12}{4 \cdot 0,2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 1,28 \cdot 10^{-4}} = 2 \quad (2.52)$$

Počet sekundárních závitů

$$N_2 = 47N_1 = 47 \cdot 2 = 94 \quad (2.53)$$

Indukčnost primárního vinutí

$$L_1 = A_L \cdot N_1^2 = 3650 \cdot 10^{-9} \cdot 2^2 = 14,6 \mu H \quad (2.54)$$

Indukčnost sekundárního vinutí

$$L_2 = A_L \cdot N_2^2 = 3650 \cdot 10^{-9} \cdot 94^2 = 32,25 mH \quad (2.55)$$

Maximální hodnota magnetizačního proudu při dosazení $t_{1max}=T/2$ a $T=1/f$

$$I_{\mu max} = \frac{U_d}{4 \cdot L_1 \cdot f} = \frac{12}{4 \cdot 14,6 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3} = 6,84 A \quad (2.56)$$

Nutná kontrola, zdali se vinutí vejde do zvoleného toroidu dle vztahu (2.42)

$$k_{p,Cu} \cdot S_O = 0,3 \cdot 373,25 = 111,976 mm^2 \quad (2.57)$$

$$S_{vin} = 2 \cdot S_{Cu1} \cdot N_1 + S_{Cu2} \cdot N_2 = 56,7 mm^2$$

2.6 Návrh LC filtru v meziobvodu

Návrh LC filtru spočívá ve stanovení požadovaných hodnot zvlnění napětí a proudu. Tyto hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.6. Pracovní frekvence je odvozena od režimu transformátoru, jehož návrh byl proveden v předešlé kapitole. Magnetický obvod volíme jako ferit ve tvaru EE z důvodu snadné realizovatelnosti vzduchové mezery. Maximální hodnota magnetické indukce byla zvolena s ohledem na typ jádra tak, aby se pracovní oblast tlumivky nacházela v lineární oblasti B-H křivky, ze které byla určena i relativní permeabilita.



Pracovní frekvence	$f_{DC/DC}=30\text{kHz}$
Maximální hodnota magnetické indukce	$B_{Max}=0,2\text{T}$
Relativní permeabilita	$\mu_{r,Fe}=1000$
Dovolená proudová hustota měděného vodiče	$J=2,5\text{A}\cdot\text{mm}^2$
Materiál jádra	CF 196
Zvlnění proudu v meziobvodu	$\Delta I_{DC}=15\%$
Zvlnění napětí v meziobvodu	$\Delta U_{DC}=0,003\%$

Tab. 2.6: Zvolené parametry pro návrh LC filtru v meziobvodu

K výpočtu zvlnění zvolíme zjednodušující předpoklad, že odpor vinutí tlumivky je $R=0$. Tím dojde k nahrazení exponenciálního průběhu proudu na lineární, proto je možné jednoduše odvodit velikost potřebné tlumivky v závislosti na zvoleném zvlnění proudu. V době vypnutí tranzistoru T_A povedou proud rovnocenně diody D_1 až D_4 , na indukčnosti L_{f1} se proto objeví napětí U_{DC}

$$\left| \frac{di_{DC}}{dt} \right| = \frac{2 \cdot \Delta I_M}{\frac{T}{2} \cdot (1 - 2s)} = \frac{U_{DC}}{L_{f1}} \quad (2.58)$$

Z rovnice (2.7) a (2.12) je možno určit potřebnou velikost vyhlazovací tlumivky L_{f1}

$$L_{f1} = \frac{U_{IN} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \cdot (1 - 2s)}{2 \cdot f \cdot \Delta I_{DC}} = \frac{12 \cdot 47 \cdot 0,32 \cdot (1 - 2 \cdot 0,32)}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 0,75 \cdot 0,15} \cong 10\text{mH} \quad (2.59)$$

Zvlnění napětí v meziobvodu je dáno rovnicí

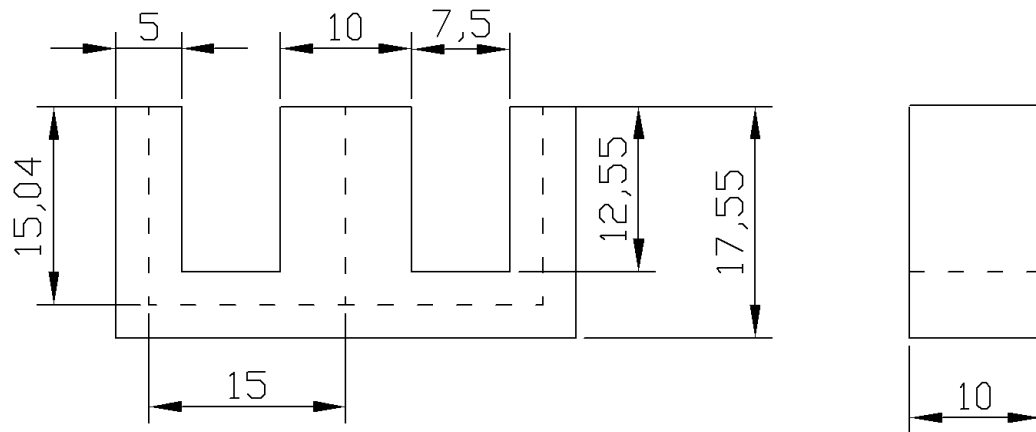
$$C_{f1} = \frac{\Delta I}{16 \cdot f \cdot \Delta U_{DC}} = \frac{0,11}{16 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 335 \cdot 3 \cdot 10^{-5}} = 229\mu\text{F} \quad (2.60)$$

Kontrola zdali LC filtr není naladěný do rezonance

$$C_{f1} \gg \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_{f1}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 2,81 \cdot 10^{-9}\text{F} \quad (2.61)$$

Jelikož je vypočítána potřebná velikost indukčnosti L_{f1} , je možné vypočítat velikost součinu $S_O \cdot S_{Fe}$. Podle jeho velikost bude vybráno jádro typu EE. Proud $I_{DC,max}$ je hodnota špičkového proudu, při jehož hodnotě se feritové jádro ještě nepřesytí

$$S_O \cdot S_{Fe} = \frac{L \cdot I_{DC,max}^2 \cdot k_z}{k_{p,Cu} \cdot B_{max} \cdot J} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8^2 \cdot 1}{0,5 \cdot 0,2 \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 1,82 \cdot 10^{-8}\text{m}^{-4} \quad (2.62)$$



Obr. 2.4: Náčrtek vybraného jádra tlumivky L_j E3510 (v mm)

Na obr. 2.4 je okótovaný náčrtek, ze kterého je možné určit součin $S_0 \cdot S_{Fe}$ vybraného EE jádra

$$S_0 \cdot S_{Fe} = 4 \cdot 12,55 \cdot 7,5 \cdot 10 \cdot 10 \cdot (10^{-3})^4 = 3,77 \cdot 10^{-8} m^{-4} \quad (2.63)$$

Obdobně je možné určit pomocí náčrtku délku střední siločáry

$$l_{Fe} = 4 \cdot (15,04 + 15 + 15,04) \cdot 10^{-3} = 0,18 \quad (2.64)$$

Nyní je znám přesný průřez magnetického obvodu, a proto je možné určit potřebný počet závitů

$$N = \frac{L_{f1} \cdot I_{DC,max}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8}{0,2 \cdot 1,13 \cdot 10^{-4}} = 354 \quad (2.65)$$

Potřebná délka vzduchové mezery, ve které bude uložena magnetická energie

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{DC,max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} = \frac{354 \cdot 1,26 \cdot 10^{-6} \cdot 0,8}{0,2} - \frac{0,18}{1000} \cong 1,6 mm \quad (2.66)$$

Kontrola realizovatelnosti

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (2.67)$$

$$0,18 mm < 0,8 mm \ll 10 mm$$

Průřez vodiče k dodržení proudové hustoty

$$S_{Cu,Lf1} = \frac{I_{DC,ef}}{J} = \frac{0,75 A}{3,5 \cdot 10^6} \cong 0,21 mm^2 \quad (2.68)$$



2.7 Návrh LC filtru na výstupu

Pracovní frekvence	$f_{DC/DC}=100\text{kHz}$
Dovolený úbytek napětí na tlumivce	$\Delta U_{L_{f2}}=0,5\text{V}$
Dovolený proud tekoucí kondenzátorem	$\Delta I_{C_{f2}}=0,1\text{A}$

Tlumivka L_{f2} na výstupu střídače je zvolena z hlediska úbytku napětí na tlumivce

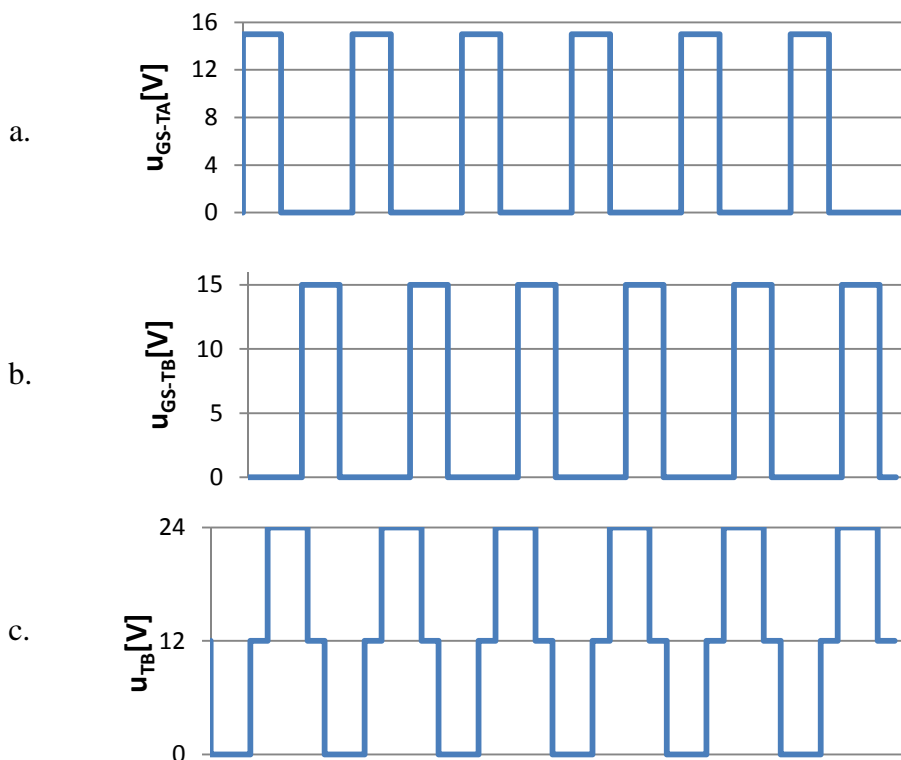
$$L_{f2} = \frac{\Delta U_{L_{f2}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot I_{OUT}} = \frac{0,5}{314,16 \cdot 1,1} = 1,5\text{mH} \quad (2.69)$$

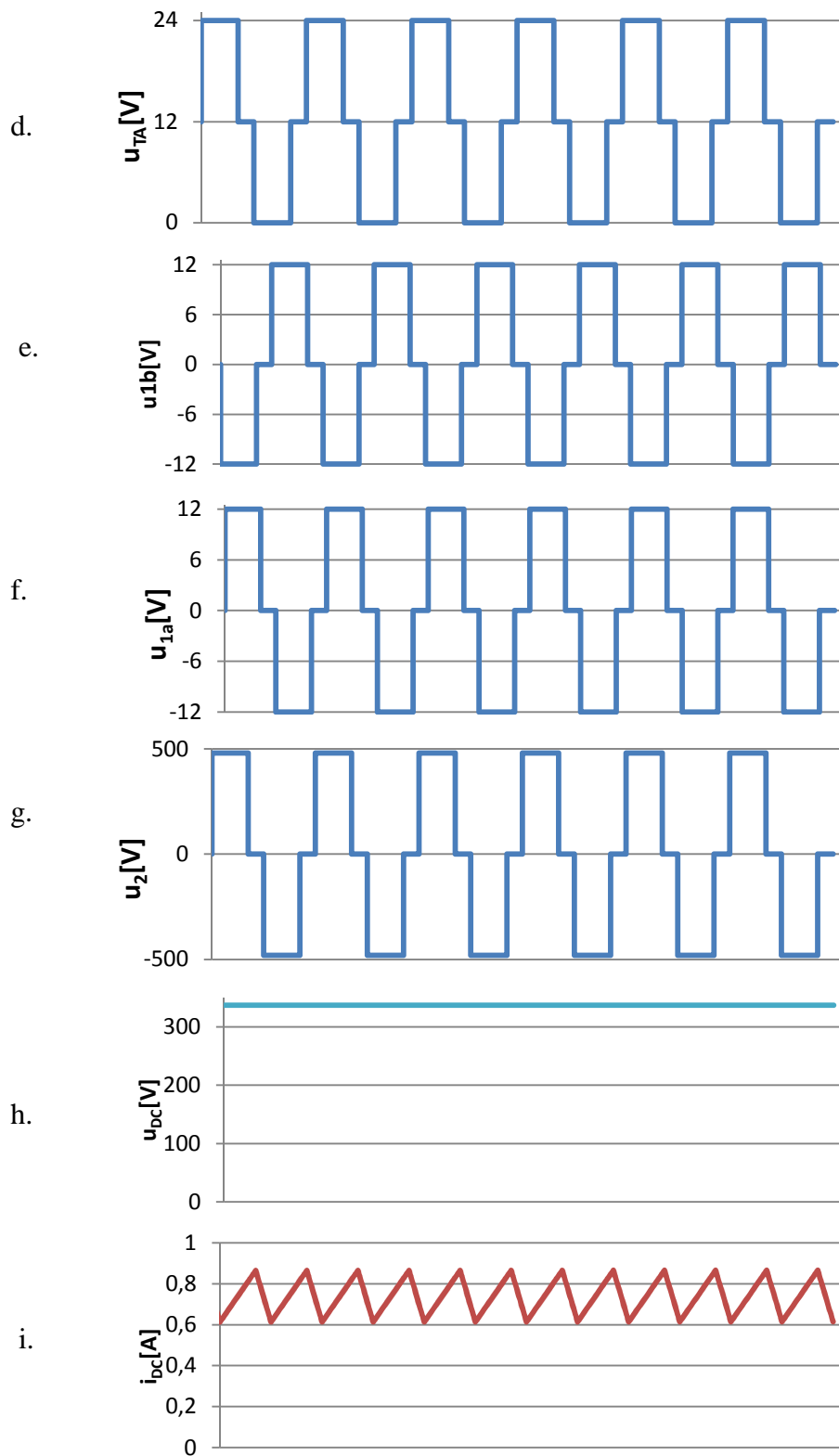
A obdobně kondenzátor C_{f2} z hlediska dovoleného proudu tekoucího do filtračního kondenzátoru

$$C_{f2} = \frac{\Delta I}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{OUT}} = \frac{0,1}{314,16 \cdot 230} = 1,4\mu\text{F} \quad (2.70)$$

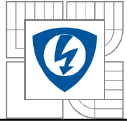
3 SIMULACE MĚNIČE V PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK

Simulace byla provedena v programu Simulink, který je součástí programu Matlab, za využití knihovny SIMPOWER SYSTEM. Simulace byla provedena z důvodu vytvoření modelu, který by bylo možné použít k simulování číslicového regulátoru. Na základě těchto simulací byl tento regulátor použit pro řízení střídače. Kvůli nemožnosti simulovat přesné spínací děje bylo přikročeno k několika zjednodušujícím předpokladům. Tranzistory jsou nahrazeny ideálními spínači s obecným odporem v sepnutém stavu. Ostatní polovodičové prvky jsou ideální a rozptylová indukčnost transformátoru byla zanedbána. Obr. 4.1 a,b ukazuje průběh řídicích signálů pro jednotlivé tranzistory. Mezi oběma signály je fázový posun o $T/2$. Obrázky c, d zobrazují napětí na tranzistorech T_A a T_B v závěrném stavu, kde vyplývá, že tranzistor není namáhán pouze napětím akumulátoru, ale i přetransformovaným druhým primárním napětím. Toto napětí je přičteno k napětí akumulátoru, z toho plyne skutečnost, že tranzistory na primární straně měniče musí být dimenzovány na dvojnásobnou hodnotu U_{IN} , prakticky zde působí rozptylová indukčnost mezi oběma primárními vinutími, která při vypnutí tranzistorů způsobuje napěťový překmit. Z tohoto důvodu by tranzistory na primární straně měniče měly být dimenzovány na čtyřnásobek napájecího napětí. Což ve vyšších napěťových hladinách je velmi nevýhodné, např. při jednofázové nebo trojfázové usměrněné síti. Na dalším obrázku e je ukázán průběh napětí na primárních vinutích, kdy v případě sepnutého tranzistoru T_A je na vinutí N_{1A} připojeno napájecí napětí akumulátoru a v případě sepnutého tranzistoru T_B je na stejném vinutí napájecí napětí opačné polarity. Na obr. 4.1 f jsou stejné průběhy napětí, ale zrcadlově otočeny. Na obrázku g je průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru, kde primární napětí akumulátoru je přetransformováno na vyšší napětí na sekundárním vinutí. Obrázky h a i ukazují průběhy proudu a napětí ve stejnosměrném meziobvodu, kde proud I_{DC} je zvlněn velikostí, která odpovídá zvolené indukčnosti.





Obr. 3.1: Simulace střídače



Výpočet regulátoru proudu dle literatury [8]

$$F_{RI}(p) = \frac{p\tau_M + 1}{K_M} \cdot \frac{pL_{f1} \cdot K_{Tr}}{K_{\check{C}I}} \cdot \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma(1 + p\tau_\sigma)} = \frac{K_{Tr} \cdot L_{f1}(1 + 4p\tau_\sigma)}{K_M \cdot K_{\check{C}I} \cdot 8 \cdot p \cdot \tau_\sigma} = \quad (4.6)$$
$$= \left(\frac{L_{f1}}{8 \cdot K_M \cdot K_{\check{C}I} \cdot \tau_\sigma} \frac{1}{p} + \frac{L_{f1}}{2 \cdot K_M \cdot K_{\check{C}I}} \right)$$

Konstanta zesílení integračního členu

$$K_I = \frac{L_{f1}}{8 \cdot K_M \cdot K_{\check{C}I} \cdot \tau_\sigma} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 27,9 \cdot 0,2 \cdot 8,33 \cdot 10^{-6}} = 4,04 \quad (4.7)$$

Konstanta zesílení proporcionálního členu

$$K_P = \frac{L_{f1}}{2 \cdot K_M \cdot K_{\check{C}I}} = \frac{40 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 27,9 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 0,7168 \quad (4.8)$$

Celkový přenos uzavřené regulační proudové smyčky je v souladu s literaturou [8] nahrazen

$$F_{wI} = \frac{1}{\frac{K_{\check{C}I}}{1 + p2\tau_\sigma}} \quad (4.9)$$

Přenos regulační smyčky

$$F_{SU(p)} = K_{\check{C}U} \cdot \frac{1}{pC_{f1}} \cdot F_{wI}(p) = K_{\check{C}U} \cdot \frac{1}{pC_{f1}} \cdot \frac{1}{1 + p2\tau_\sigma} = \frac{K_{\check{C}U}}{pC_{f1}} \cdot \frac{1}{(1 + p2\tau_\sigma)} \quad (4.10)$$

3.1.2 Regulátor napětí

Návrh regulátoru proudu pomocí metody symetrického optima

$$F_{RU}(p) = \frac{pC_{f1}}{K_{\check{C}U}} \cdot \frac{(1 + p2\tau_\sigma)}{1} \cdot \frac{1 + 4p2\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma(1 + 2p\tau_\sigma)} = \frac{C_{f1} \cdot K_{\check{C}I}}{K_{\check{C}U}} \cdot \frac{1 + 8p\tau_\sigma}{16p\tau_\sigma} = \quad (4.11)$$
$$= \frac{C_{f1} \cdot K_{\check{C}I}}{p16\tau_\sigma K_{\check{C}U}} + \frac{C_{f1} \cdot K_{\check{C}I}}{2 \cdot K_{\check{C}U}}$$

Konstanta zesílení proporcionálního členu

$$K_I = \frac{C_{f1} \cdot K_{\check{C}I}}{16\tau_\sigma K_{\check{C}U}} = \frac{680 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2}{16 \cdot 8,33 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} = 408,16 \quad (4.12)$$

Konstanta zesílení integračního členu

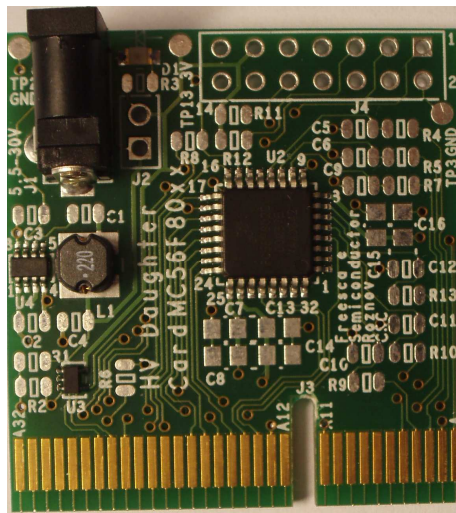
$$K_P = \frac{C_{f1} \cdot K_{\check{C}I}}{2 \cdot K_{\check{C}U}} = \frac{680 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2}{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} = 0,0272 \quad (4.13)$$

4.2 Digitální signálový kontrolér MC56F8023

Řízení měniče je realizováno signálovým procesorem firmy Freescale MC56F8023. Tento digitální signálový kontrolér je založen na řadě DSP56800E, jádro DSC dokáže zpracovat 32bitová data a obsahuje 32bitovou sběrnici. Obsažením dvojité harvardské architektury je dosaženo malého příkonu a nízké ceny.

Tento procesor má dostatečný počet analogově digitálních převodníků k regulaci měniče. Mezi jeho další vlastnosti patří:

- 32 MIPS (milionů instrukcí za sekundu)
- 16bitové 32MHz jádro
- Hardwarové smyčky DO a REP
- Dva tříkanálové 12 bitové A/D převodníky
- Čtyři 36bitové akumulátory
- Tři interní adresové sběrnice
- Čtyři interní datové sběrnice
- Efektivní C kompilátor



Obr. 4.2: Deska modulu DSC

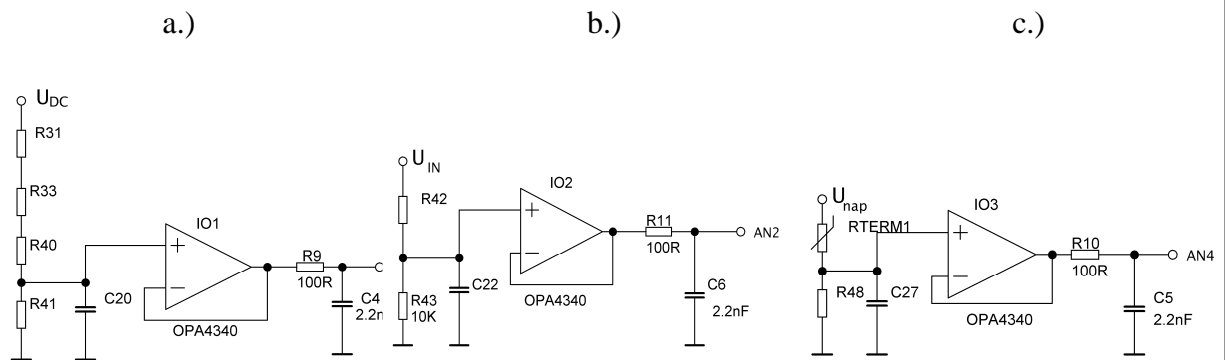
4.3 Vnitřní napájecí zdroj

Jako pomocný napájecí obvod byl zvolen DC/DC step-up ovládaný IO (integrovaným obvodem) MC34063. Zdroj bude sloužit k napájení budičů +15V. Výhodou tohoto IO je, že při změnách napětí akumulátoru dokáže na tyto změny pružně reagovat. Pro napájení čidel je použit běžný stabilizátor 7805, kdy ztrátový výkon na něm je přijatelných 140mW.

4.4 Přizpůsobení měřených veličin rozsahu DSC

Analogově digitální převodníky mikrokontroléru pracují v rozsahu 0 až 3,3V, proto musí být všechny měřené veličiny přizpůsobeny tomuto rozsahu. Z důvodu, že není potřeba galvanického oddělení měřeného signálu a potenciálu DSC, je měření napětí baterie a meziobvodu provedeno

odporovým děličem s filtračním kondenzátorem, tato kombinace vytváří RC filtr prvního řádu, která má za úkol filtrovat snímané napětí od zaručených špiček, které se mohou dostávat pomocí kapacitních vazeb nebo zvlněním proudu. Obr. 4.3 a.) ukazuje měření napětí v meziobvodu. Tři rezistory v sérii jsou zde z důvodu, že elektrická pevnost jednoho smd rezistoru velikosti 1206 je 200V. Sledovač na výstupu je z důvodu, aby měřená veličina byla impedančně oddělena od A/D převodníku DSC. Obdobný případ je obr 4.3 b.) a c.).



Obr. 4.3: Přizpůsobení měřených veličin DSC pomocí děliče

Dovolný proud děličem	$I_{d\acute{e}li\acute{c}}=0,1\text{mA}$	$I_{d\acute{e}li\acute{c}}=0,1\text{mA}$
Maximální hodnota napětí na děliči	$U_{DC,max}=400\text{V}$	$U_{DC,max}=24\text{V}$
Tomu odpovídající hodnota	$U_{AN}=3,3\text{V}$	$U_{AN}=3,3\text{V}$
Šířka pásma děliče	$\tau = \frac{1}{f} = \frac{1}{120\text{kHz}} = 8,3\mu\text{s}$	$\tau = \frac{1}{f} = \frac{1}{120\text{kHz}} = 8,3\mu\text{s}$
Hodnota zvolené horní kombinace rezistorů	$R_{3x} = 440\text{k}\Omega$	$R_{42} = \frac{U_{AN}}{I_{d\acute{e}li\acute{c}}} = 220\text{k}\Omega$
Hodnota dolního rezistoru	$R_{41} = \frac{U_{AN}}{I_{d\acute{e}li\acute{c}}} = 33\text{k}\Omega$	$R_{43} = \frac{U_{AN}}{I_{d\acute{e}li\acute{c}}} = 33\text{k}\Omega$
Odpor paralelní kombinace rezistorů	$R_i = R_{3x} R_1 = 30\text{k}\Omega$	$R_i = R_{42} R_{43} = 28\text{k}\Omega$
Hodnota filtračního kondenzátoru	$C_1 = \frac{\tau}{R_i} = \frac{8,3 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^3} \cong 220\text{pF}$	$C_1 = \frac{\tau}{R_i} = \frac{22,2 \cdot 10^{-6}}{28 \cdot 10^3} \cong 680\text{pF}$

Tab. 4.1: Hodnoty vypočítaných součástek děliče

5 KONSTRUKČNÍ PROVEDENÍ

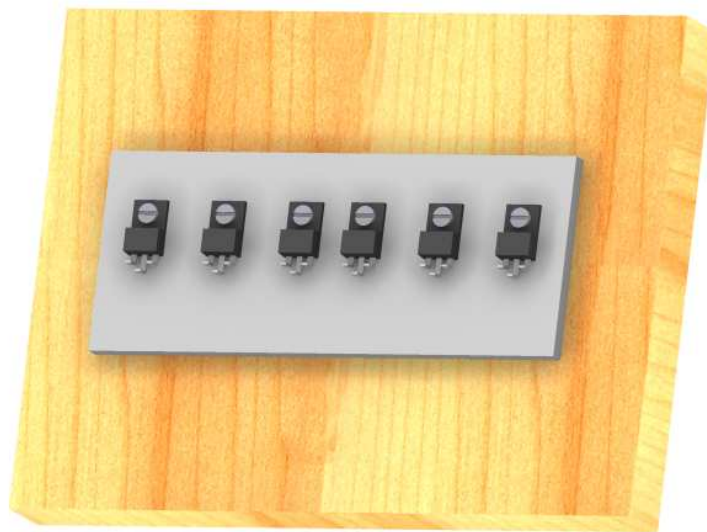
5.1 Výpočet chladiče

Vztahem (3.35) je vypočítán potřebný chladič, při kterém bude dosaženo zvolené oteplení ΔT . Všechny tranzistory budou připevněny na dno hliníkové krabičky. Tento vzduchově chlazený chladič je považován za středně velké těleso, které je obklopeno přirozeně proudícím vzduchem, proto sdílení tepla probíhá paralelními ději – vedením a zářením. Cílem dalšího výpočtu bude zjistit, zdali zvolená krabička vyhovuje z hlediska potřebného tepelného odporu. Potom dle literatury [4] je možno vypočítat celkový součinitel přestupu tepla daného chladiče.

$$\alpha_{cel} = (5 + 0,04 \cdot \Delta T) + A \cdot \sigma \cdot \frac{T^4 - T_0^4}{T - T_0} = 8,3 \text{WK}^{-1} \text{m}^{-1} \quad (5.1)$$

Tepelný odpor krabičky, ke které budou přišroubovány tranzistory

$$R_{\theta H} = \frac{1}{\alpha_{cel} \cdot S} = \frac{1}{8,3 \cdot 0,046} = 2,61 \text{KW}^{-1} \quad (5.2)$$

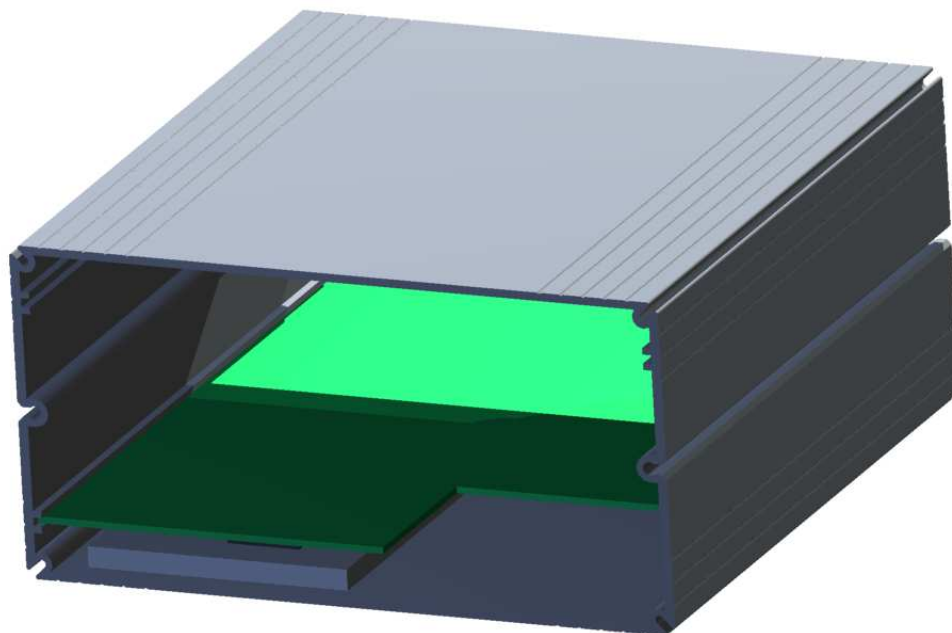


Obr. 5.1: Připevnění tranzistorů k hliníkové destičce

5.1 Mechanické uspořádání

Chlazení tranzistorů bude uzpůsobeno tak, že všech šest bude přišroubováno na hliníkovou desku. Tranzistory s kovovým pouzdem TO-220 budou mít mezi pouzdem a deskou silikonovou podložku, která je dobře tepelně vodivá a elektricky izoluje potenciály kolektorů, které jsou vyvedeny na vodivou část pouzdra. Toto uspořádání je na obr. 5.1. Ze spodní strany bude deska přinýtována k hliníkové krabičce EX-4522 tak, aby byl dosažený co nejmenší tepelný odpor. Výpočet tepelného odporu je uveden vztahem (2.65). Horní strana desky bude přišroubována k DPS jak uvádí obr. 5.2 (zelená barva) a vývody tranzistoru k ní budou připájeny. Ze přední i zadní strany krabičky bude přišroubován přední a zadní kryt. Výřez na DPS slouží k umístění přístrojové zásuvky, která bude připevněna na přední kryt. Obr. 5.3 ukazuje zasunutí

DPS do kolejnic. Veškerá dokumentace je v přílohách, kde se nachází soupiska všech součástí a veškerá elektrická schémata celého měniče.



Obr. 5.2: Vnitřní pohled do krabičky



Obr. 5.3: Pohled zepředu do krabičky



ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo realizovat obvodový návrh výkonového měniče o zadaných parametrech $U_{IN}=12\text{VDC}$, $U_{OUT}=230\text{VAC}/50\text{ Hz}$, $P_{OUT}=250\text{W}$. Z různých topologií uvedených v kapitole 1 byl vybrán střídač, kde zvyšujícím členem je dvojitý propustný měnič s vyvedeným středem na primární straně, tzv. PUSH-PULL. Tato topologie je vhodná zejména pro aplikace s nízkým akumulátorovým napájením. Základní výhodou je, že není potřeba galvanicky oddělený zdroj, protože emitory tranzistorů leží na signálové zemi a pokud ne, tak jsou spínány nábojovými pumpami. Aby předchozí věta platila, je nutné propojit konce primárního a sekundárního vinutí. Kvůli této úpravě nebude u měniče galvanicky odděleno primární vinutí od sekundárního, to může způsobit větší riziko úrazu při přímém dotyku „L“ nebo „N“ vodiče s kostrou automobilu. Toto riziko by šlo odstranit proudovým chráničem.

Na základě vybrané topologie bylo provedeno dimenzování všech polovodičových součástek, které byly navrženy pro nejhorší možný stav, a to nejmenší uvažované napětí akumulátoru $U_{IN}=11\text{V}$ a čistě odporová zátěž, kdy pouze v tomto případě se činný výkon rovná zdánlivému.

Z důvodu snížení parazitní rozptylové indukčnosti transformátoru byla zvolena pracovní frekvence 30kHz a jako magnetický obvod byl zvolen toroid, protože jak známo, rozptylová impedance roste s frekvencí. Dle zvolených hodnot zvlnění, proudu a napětí byl proveden návrh vyhlazovacích tlumivek a filtračních kondenzátorů.

K řízení celého měniče byl vybrán signálový mikrokontrolér firmy Freescale MC56F8023. Jeho výhodou je číslicové řízení s minimálním počtem externích součástek. U DSC bylo využito 5 A/D převodníků. První pro měření napětí baterie kvůli ochraně před vybitím, druhý a třetí pro měření proudu a napětí v meziobvodu tak, aby mohla být použita kaskádní regulace s podřízenou proudovou smyčkou a nadřazenou napěťovou smyčkou, která se ukazuje jako nejlepší regulační struktura z důvodu eliminování setrvačnosti indukčnosti. Další A/D převodník byl použit pro měření proudu na výstupu měniče, obě výstupní hodnoty proudu jsou softwarově porovnávány s maximální číslicovou hodnotou pro vybavení rychlé nadproudové ochrany. Poslední A/D převodník byl použit pro měření teploty chladiče termistorem, v případě překročení dovolené hodnoty zabrání spínání tranzistoru, aby nedošlo k jejich zničení.

V kapitole 3 je sestaven model měniče, na kterém byly popsány průběhy spínání. Dále je zde vypočítán již zmíněný regulátor, který bude nahrán do DSC.

V kapitole 4 jsou popsány zbylé části měniče, které jsou nutné pro správný chod.

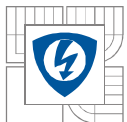
Na základě předešlých výpočtů a simulací bylo navrženo kompletní schéma měniče, které je uvedeno v příloze, a podle tohoto schématu jsou navrženy DPS, které v nejbližší době budou osazeny. Celé konstrukční uspořádání měniče je v kapitole 5, kde je ukázáno upevnění výkonových tranzistorů a výběr hliníkové krabičky, která zlepší chladič účinek oproti jinému uspořádání. Podle technické dokumentace v diplomové práci bude měnič realizován.

V rámci semestrálního projektu 1 a 2 byl realizován funkční vzorek, kde byla odzkoušena a odladěna dílčí zapojení a byl naprogramován řídicí algoritmus. Funkční vzorek byl sestaven na několika deskách, které spolu byly propojeny dlouhými vodiči. Toto se neukázalo být optimální, a proto v diplomové práci bylo přistoupeno pouze k jedné DPS. Nicméně zapojení bylo ověřeno a řídicí algoritmus byl zrealizován na mikroprocesoru MC56F8322.



LITERATURA

- [1] PAPICA, Petr. *Záložní zdroj 230V/50Hz s využitím propustného měniče a PWM*. 2000. 102s. Diplomová práce. VUT Brno.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek I*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2005. 61 s.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek II*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2005. 173 s.
- [5] NOVOTNÝ, Vlastislav, VOREL, Pavel a PATOČKA, Miroslav. *Napájení elektronických zařízení*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2000. 138 s.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek IV*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2008. 266 s.
- [6] KREYSA, Karel. *Výkonová elektronika I*. Brno: Rektorát Vysokého učení technického v Brně, 1990. 199 s.
- [7.] VOREL, Pavel, a PROCHÁZKA, Petr. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2009. 101 s.
- [8] SKALICKÝ, Jiří. *Teorie řízení*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2002. 98 s.
- [9] VOREL, Pavel. *Nové koncepce rezonančních měničů pro velké výkony*. 1999. 93 s. Dizertační práce. VUT Brno.

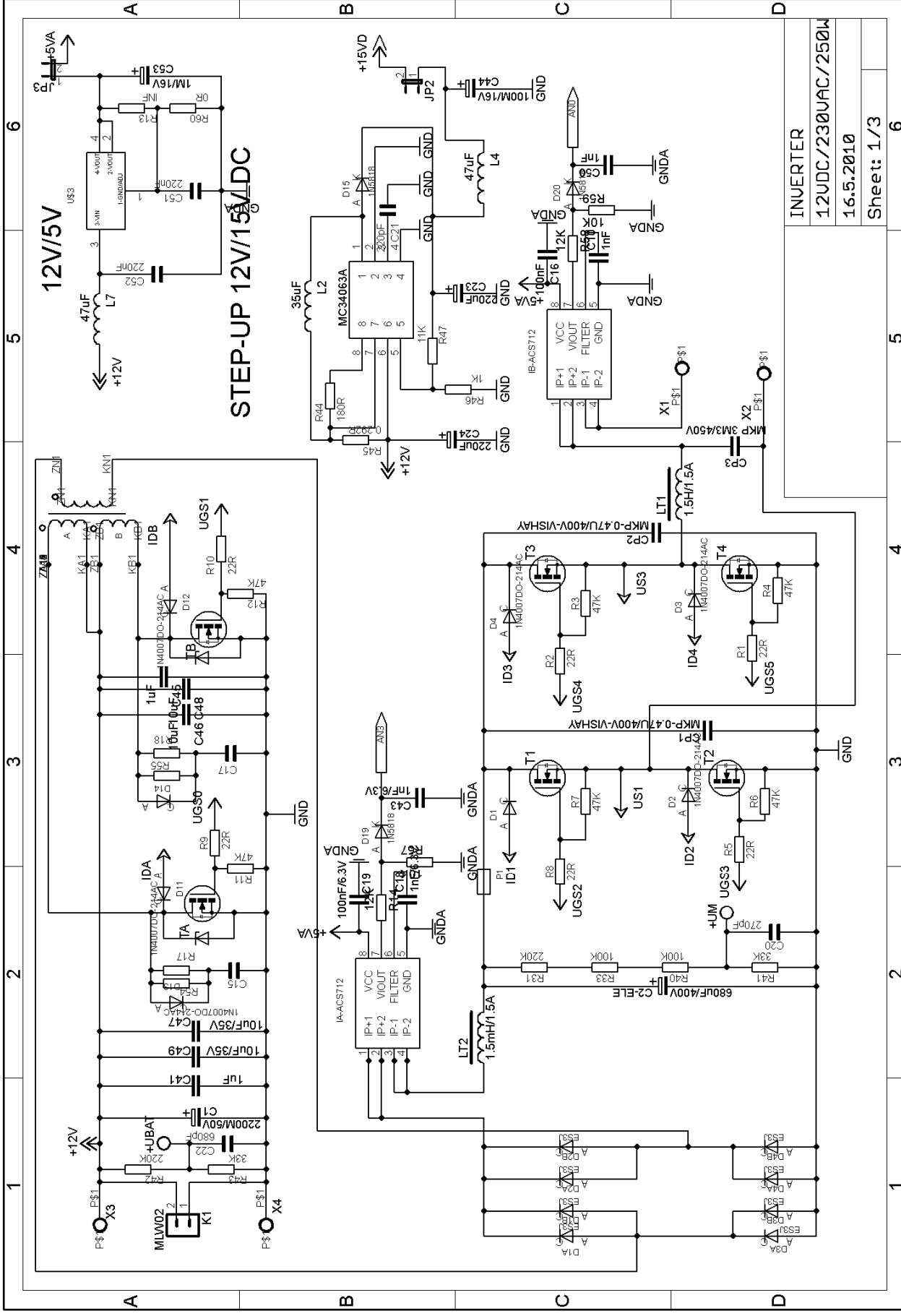


SEZNAM PŘÍLOH

<i>Příl. 1: Soupiska součástek</i>	<i>44</i>
<i>Příl. 2: Schéma zapojení silové části a napájecích zdrojů malého výkonu.....</i>	<i>45</i>
<i>Příl. 3: Schéma zapojení budičů.....</i>	<i>46</i>
<i>Příl. 4: Schéma zapojení řídicí části</i>	<i>47</i>
<i>Příl. 5: Strana BOTTOM DPS</i>	<i>48</i>
<i>Příl. 6: Strana TOP DPS.....</i>	<i>49</i>
<i>Příl. 7: Osazovací výkres TOP strany.....</i>	<i>50</i>
<i>Příl. 8: Osazovací výkres BOTTOM strany.....</i>	<i>51</i>

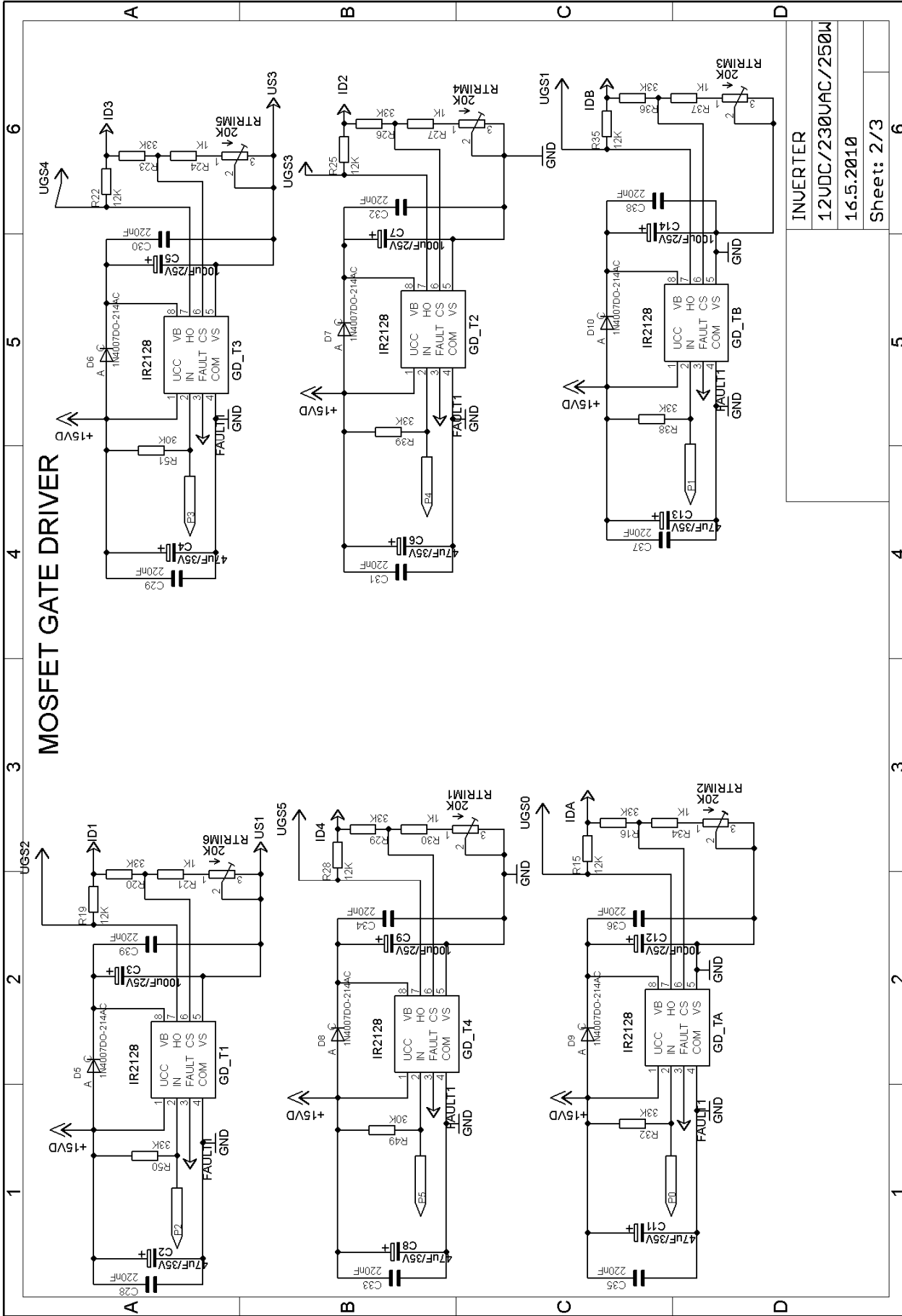
Part	Value	Package	Part	Value	Package
C1	2200M/50V	C_EL7,5+	D1	1N4007DO-2	DO214AC
C2	47uF/35V	C_EL-SMD_C	D1A	ES3J	SMC
C2-ELE	680uF/400V	C_EL_7,5	D1B	ES3J	SMC
C3	100uF/25V	C_EL-SMD_D	D2	1N4007DO-2	DO214AC
C4	47uF/35V	C_EL-SMD_C	D2A	ES3J	SMC
C5	100uF/25V	C_EL-SMD_D	D2B	ES3J	SMC
C6	47uF/35V	C_EL-SMD_C	D3	1N4007DO-2	DO214AC
C7	100uF/25V	C_EL-SMD_D	D3A	ES3J	SMC
C8	47uF/35V	C_EL-SMD_C	D3B	ES3J	SMC
C9	100uF/25V	C_EL-SMD_D	D4	1N4007DO-2	DO214AC
C10	1nF	C0805	D4A	ES3J	SMC
C11	47uF/35V	C_EL-SMD_C	D4B	ES3J	SMC
C12	100uF/25V	C_EL-SMD_D	D5	1N4007DO-2	DO214AC
C13	47uF/35V	C_EL-SMD_C	D6	1N4007DO-2	DO214AC
C14	100uF/25V	C_EL-SMD_D	D7	1N4007DO-2	DO214AC
C16	100nF	C0805	D8	1N4007DO-2	DO214AC
C18	1nF/6.3V	C0805	D9	1N4007DO-2	DO214AC
C19	100nF/6.3V	C0805	D10	1N4007DO-2	DO214AC
C20	270pF	1206	D11	1N4007DO-2	DO214AC
C21	220pF	1206	D12	1N4007DO-2	DO214AC
C22	680pF	1206	D13	1N4007DO-2	DO214AC
C23	220uF	C_EL-SMD_C	D14	1N4007DO-2	DO214AC
C24	220uF	C_EL-SMD_F	D15	1N5818	SOD123
C25	1uF/35V	1206	D16	1N4007DO-2	DO214AC
C26	1uF/35V	1206	D17	1N4007DO-2	DO214AC
C27	1uF/35V	1206	GD_T1	IR2128	SOIC08
C28	1uF/35V	1206	GD_T2	IR2128	SOIC08
C29	1uF/35V	1206	GD_T3	IR2128	SOIC08
C30	1uF/35V	1206	GD_T4	IR2128	SOIC08
C31	1uF/35V	1206	GD_TA	IR2128	SOIC08
C32	1uF/35V	1206	GD_TB	IR2128	SOIC08
C33	1uF/35V	1206	IA-ACS71	2 ACS712	SOIC08
C34	1uF/35V	1206	IB-ACS71	2 ACS712	SOIC08
C35	1uF/35V	1206	IC1	OPA340U	SO08
C36	1uF/35V	1206	K1	MLW02	PSH02-02P
C37	1uF/35V	1206	L1	120uH	L1812
C38	1uF/35V	1206	L2	35uF	L1812
C39	1uF/35V	1206	L3	120uH	L1812
C40	1M/16V	C_EL-SMD_A	L4	47uF	L1812
C41	1uF/35V	C2220K	L5	120uH	L1812
C42	1uF/35V	1206	L6	47uF	L1812
C43	1uF/35V	1206	LT1	1.5H/1.5A	TLUMIVYST
C44	100M/16V	C_EL-SMD_D	LT2	1.5mH/1.5A	TLUMIVYST
C45	1uF/50V	C2220K	MC33269	MC33269	DPAK
C46	10uF	C1210	OZ1	OPA4340	SO14
C47	10uF/35V	C1210	P1		Pojistka
C48	10uF	C1210	R1	22R	1206
C49	10uF/35V	C1210	R2	22R	1206
CP1	MKP-0.47U/	MKP VISHAY	R3	47K	1206
CP2	MKP-0.47U/	MKP VISHAY	R4	47K	1206
CP3	MKP 3M3/450V	MKP 400V	R5	22R	1206

Part	Value	Package	Part	Value	Package
R6	47K	1206	RTRIM5	20K	RTRIM3165W
R7	47K	1206	RTRIM6	20K	RTRIM3165W
R8	22R	1206	T1		TO220FP
R9	22R	1206	T2		TO220FP
R10	22R	1206	T3		TO220FP
R11	47K	1206	T4		TO220FP
R12	47K	1206	TA		TO220FP
R15	12K	1206	TB		TO220FP
R16	33K	1206	U\$1	TOROID	TOROID
R19	12K	1206	U\$8	10XCON	10XKON
R20	33K	1206	U\$10	PCIEXPRESS	PCI-EXPRESS
R21	1K	1206	U\$22	TRANSIL-40	SMC
R22	12K	1206	U\$23	TRANSIL-40	SMC
R23	33K	1206	U\$25	TERMISTOR	
R24	1K	1206	U\$26	MC34063AD	SO08
R25	12K	1206	X1		FASTON
R26	33K	1206	X2		FASTON
R27	1K	1206	X3		FASTON
R28	12K	1206	X4		FASTON
R29	33K	1206			
R30	1K	1206			
R31	220K	1206			
R32	33K	1206			
R33	100K	1206			
R34	1K	1206			
R35	12K	1206			
R36	33K	1206			
R37	1K	1206			
R38	33K	1206			
R39	33K	1206			
R40	100K	1206			
R41	33K	1206			
R42	220K	1206			
R43	33K	1206			
R44	180R	1206			
R45	0.292R	1206			
R46	1K	1206			
R47	11K	1206			
R48	820R	1206			
R49	30K	1206			
R50	33K	1206			
R51	30K	1206			
R52	INF	1206			
R53	0R	1206			
RTRIM1	20K	RTRIM3165W			
RTRIM2	20K	RTRIM3165W			
RTRIM3	20K	RTRIM3165W			
RTRIM4	20K	RTRIM3165W			



INVERTER
 12VDC/230VAC/250W
 16.5.2010
 Sheet: 1/3

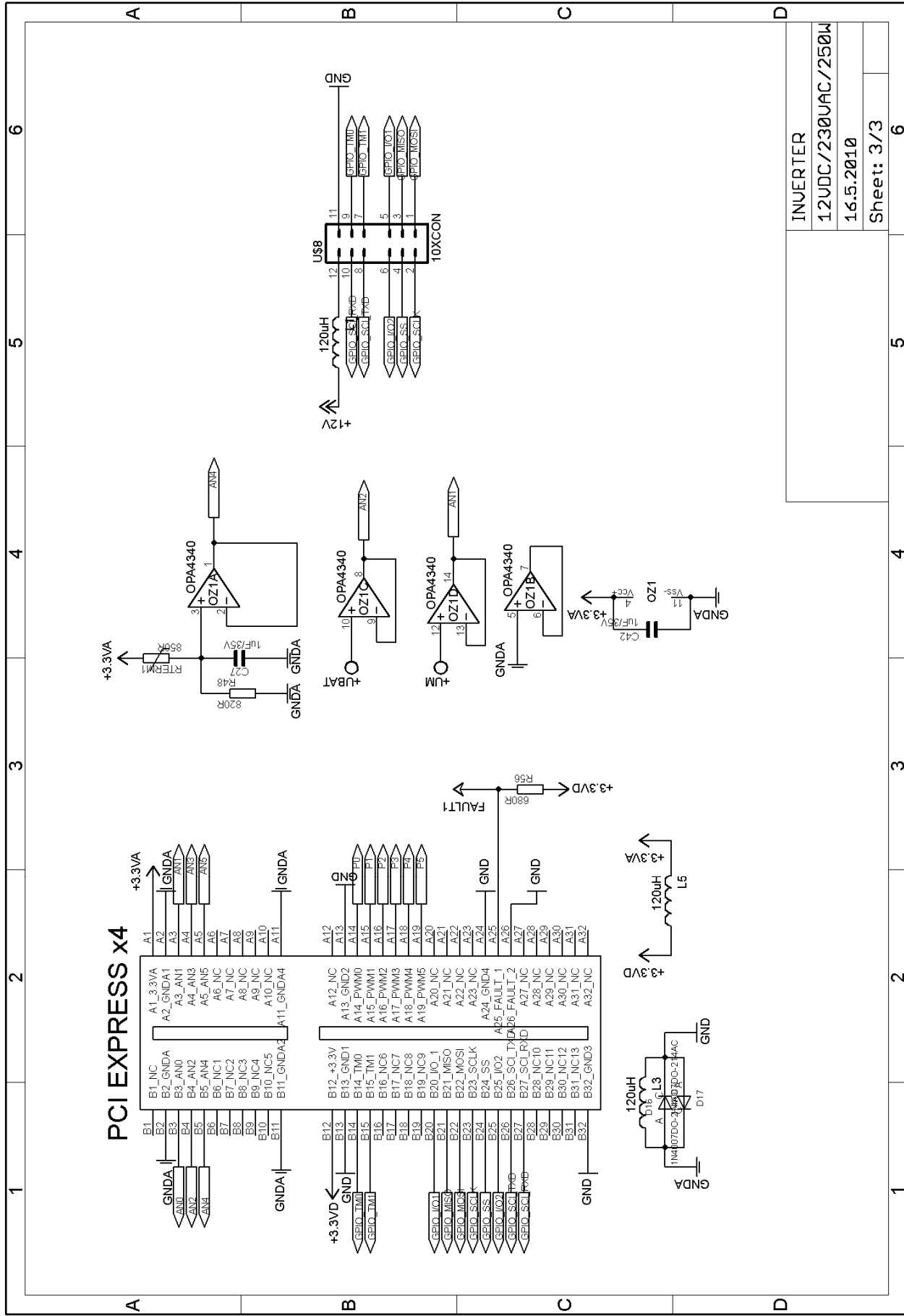
MOSFET GATE DRIVER



INVERTER
12VDC/230VAC/250W
16.5.2010
Sheet: 2/3

1 2 3 4 5 6

1 2 3 4 5 6



INVERTER	
12VDC/230VAC/250W	
16.5.2010	
Sheet: 3/3	

