



Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Procesorem řízený spínaný izolovaný napěťový zdroj 12V/350V,500W

Autor práce: Pavel Rubáš
Vedoucí práce: Ing. Matouš Bartl

Plzeň 2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Pavel RUBÁŠ**
Osobní číslo: **E09B0322P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**
Název tématu: **Procesorem řízený spínaný izolovaný napěťový zdroj
12V/350V,500W**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Cílem práce je vytvořit galvanicky izolovaný spínaný zdroj napájený automobilovým akumulátorem 12V primárně určený pro zajištění SS meziobvodu střídače. Pro řízení použijte procesor firmy Texas Instruments řady TMS320F28xx. Práce má přímou návaznost na zadání "Procesorem řízený střídač 350VDC/230VAC,50Hz,500VA"

1. Prostudujte potřebnou literaturu a navrhnete koncepci zařízení.
2. Prostudujte nabídku dobře dostupných součástek a konkretizujte zapojení zařízení. Při práci komunikujte s kolegou pracujícím na výše uvedeném zadání. Při návrhu zohledněte fakt, že může být zařízení použito přímo v automobilu (pojistka proti vybití akumulátoru znemožňujícímu nastartování).
3. Realizujte funkční vzorek. Dbejte na dostatečnou odolnost z hlediska mechanické konstrukce i elektrických poruch, jako je přetížení výstupu.
4. Odměřte parametry zkonstruovaného zařízení, zejména dlouhodobou zatížitelnost jmenovitým výkonem.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Matouš Bartl

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací


Konzultant bakalářské práce:

Ing. Matouš Bartl


Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání bakalářské práce: **17. října 2011**

Termín odevzdání bakalářské práce: **3. června 2012**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem stejnosměrného měniče napětí, na který navazuje práce se zadáním "Procesorem řízený střídač 350VDC/230VAC,50Hz,500VA". V práci jsou popsány jednotlivé části zařízení a vysvětlena jejich funkčnost. Jako hlavní řídicí prvek je použit procesor TMS320F28044. Je navržena koncepce zařízení typu protitaktního měniče, který využívá planární transformátor. Většina použitých součástek je od firmy Texas Instruments pro jejich snadnou dostupnost. V závěru práce je zhodnocena zvolená koncepce zařízení. Nedošlo však k odměření parametrů měniče.

Klíčová slova

DC/DC měnič, TMS320F28044, PI regulátor, planární transformátor

Abstract

Rubáš, Pavel. *Microprocessor controlled isolated switching mode power supply 12V/350V,500W* [*Procesorem řízený spínaný izolovaný napěťový zdroj 12V/350V,500W*]. Pilsen, 2012. Bachelor thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Matouš Bartl

This work is dealt with power supply. This thesis is connected to thesis "Microprocessor controlled inverter 350VDC/230VAC,50Hz,500VA". There are described parts equipment and explained their functionality. The main controller processor is used TMS320F28044. Is used push-pull inverter and it uses a planar transformer. Mostly components are from the company Texas Instruments. They are easily available. Selected concept equipment is evaluated on the end of this work. The parameters device didn't measurement.

Keywords

DC/DC converter, TMS320F28044, PI regulator, planar transformer

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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 § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 7. června 2012

Pavel Rubáš

.....

Podpis

Obsah

Seznam obrázků	vi
Seznam tabulek	vii
Seznam symbolů a zkratek	viii
1 Úvod	1
2 Typy měničů	2
2.1 Blokující měnič (FLYBACK)	2
2.2 Propustný měnič (FORWARD)	3
2.3 Zvyšující měnič (Step-up)	3
2.4 Protitaktní měnič (Push-pull)	4
3 Výkonový blok	6
3.1 Silová část	6
3.2 Návrh transformátoru	7
3.3 Proudový transformátor	9
3.4 Návrh LC filtru	9
3.4.1 Filtrační tlumivka	9
3.4.2 Filtrační kondenzátor	10
3.5 Dimenzování polovodičů	11
3.6 Ochrana proti přetížení	12
3.7 Výpočet ztrát měniče a návrh chladiče	13
4 Řídící blok	15
4.1 Procesor TMS320F28044	15
4.2 Obvody pro vlastní spotřebu	15
4.3 Prvky pro přenos digitálních signálů	16
4.4 Prvky pro přenos analogových signálů	17
4.5 Logika řízení	19
5 Závěr	21

Reference, použitá literatura	23
Přílohy	25
A Bloková schémata	25
B Desky plošných spojů	26
C Obrázky	34
Disk CD a 2ks volně vložených schémat ve formátu A3	

Seznam obrázků

2.1	Náhradní schéma blokujícího měniče	2
2.2	Náhradní schéma propustného měniče	3
2.3	Náhradní schéma zvyšujícího měniče	4
2.4	Náhradní schéma protitaktního měniče	4
2.5	Spínací diagram protitaktního měniče	5
3.1	Schéma saturační ochrany	12
3.2	Spínací ztráty na tranzistoru	14
4.1	Blokové schéma obvodu ISO721	16
4.2	Zjednodušené schéma izolačního zesilovače, převzaté z katalogového listu[5]	18
A.1	Blokové schéma procesoru TMS320F28044	25
B.1	Horní strana DPS řídicí části	26
B.2	Spodní strana DPS řídicí části	27
B.3	Horní strana DPS výkonové části	28
B.4	Spodní strana DPS výkonové části	29
B.5	Schéma součástek horní strany DPS řídicí části	30
B.6	Schéma součástek spodní strany DPS řídicí části	31
B.7	Schéma součástek horní strany DPS výkonové části	32
B.8	Schéma součástek spodní strany DPS výkonové části	33
C.1	Fotka měniče	34

Seznam tabulek

3.1	Některé parametry jádra ETD49	8
3.2	Parametry tranzistoru IRF1404 převzaté z katalogového listu [4]	11

Seznam symbolů a zkratek

A_L	Materiálová konstanta [H/N^2].
D	Střída signálu.
DPS	Deska plošného spoje.
f	Frekvence[Hz].
I_{DS}	Prod procházející skrz DRAIN - SOURCE [A].
I_L	Proud procházející cívkou [A].
I_{mag}	Magnetizační proud [A].
I_{out}	Výstupní proud měniče [A].
I_Z	Proud zátěží [A].
J	Proudová hustota [A/m^2].
JTAG	Joint Test Action Group. Programovací a testovací rozhraní.
L	Vlastní indukčnost [H].
l_e	Efektivní délka magnetického obvodu [m].
N_1	Počet primárních závitů.
N_2	Počet sekundárních závitů.
p	Převod transformátoru.
P_{max}	Výstupní výkon měniče [W].
PWM	Pulse Width Modulation. Pulzně šířková modulace.
$R_{DS(on)}$	Odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu [Ω].
R_m	Magnetický odpor $1/H$.
R_s	Střední poloměr jádra [m].
$R_{\theta JC}$	Tepelný odpor mezi přechodem a pouzdem tranzistoru [$^{\circ}C/W$].
$R_{\theta CS}$	Tepelný odpor mezi pouzdem tranzistoru a chladičem [$^{\circ}C/W$].
$R_{\theta JA}$	Tepelný odpor mezi přechodem tranzistoru a okolím [$^{\circ}C/W$].
$R_{\theta CH}$	Tepelný odpor chladiče [$^{\circ}C/W$].
SCI	Serial Communications Interface. Sériové komunikační rozhraní.
SPI	Serial Peripheral Interface. Sériové periferní rozhraní.
U_{DS}	Napětí na přechodu DRAIN - SOURCE [V].
T	Perioda [s].
t_f	Doba zavření tranzistoru [s].
T_J	Teplota přechodu tranzistoru [$^{\circ}C$].
T_O	Teplota okolního vzduchu [$^{\circ}C$].

t_{OFF}	Latence rozepnutí tranzistoru [s].
t_{ON}	Latence sepnutí tranzistoru [s].
t_r	Doba otevření tranzistoru [s].
u_i	Indukované napětí [V].
U_L	Napětí na cívce [V].
U_N	Výstupní napětí měniče [V].
U_{out}	Výstupní napětí měniče [V].
U_S	Vstupní napětí měniče [V].
δ	Hloubka vniku [m].
γ	Měrná elektrická vodivost [S/m].
ω	Úhlová rychlost [rad/s].
μ	Permitivita vakua [$4\pi 10^{-7}$].
Φ	Magnetický tok [Wb].

1

Úvod

Tato práce popisuje návrh napěťového měniče 12V/350V, 500W s procesorem TMS320F28044. Tento procesor je 32-bitový a je použit pro jeho snadnou dostupnost a podporu. Jako zdroj energie má sloužit 12V automobilový akumulátor nebo jiný zdroj energie. Práce je v podstatě napěťovým měničem pro střídač na 230V/500VA, který je součástí jiné práce a je třeba této skutečnosti věnovat pozornost a při návrhu zapojení nezapomenout na vyvedení řídicích signálů, které budou sloužit k propojení se střídačem. Výsledkem prací má být střídač z 12V DC na 230V AC, jež se uplatní například v automobilu kde není k dispozici síťové napětí.

Druhá kapitola se zabývá koncepcemi měničů a jejich zapojení převzatých z [13] a je zde popsán vybraný koncept zařízení. Ve třetí kapitole je popsán návrh konstrukce a výpočet parametrů výkonových zařízení. Poslední čtvrtá kapitola se zabývá konstrukcí řídicí části a programového řešení. V závěru je pak diskutováno splnění jednotlivých bodů zadání, zhodnocení a směr dalšího vývoje. Zvláštní částí práce jsou přílohy, přičemž celková schémata jsou volnou přílohou práce, protože se dá předpokládat jejich velká rozsáhlost a je vhodné při čtení textu, mít schéma k dispozici bez otáčení stránek textu. Seznam součástek je vzhledem ke své rozsáhlosti vložen pouze do přílohy na CD. Jeho připojení k práci by bylo nevyužitelné, neboť i schéma není její součástí.

Tato práce pouze nastiňuje jednu realizaci z několika možných kombinací. Čtenář by tak měl dostat informace o vybraném způsobu návrhu a dozvědět, proč tomu tak je. Výsledkem práce by měl být tedy text, s jehož pomocí nebude problém zařízení navrhnout.

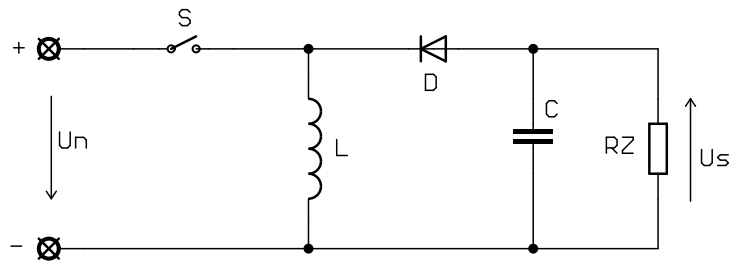
2

Typy měničů

V následujících kapitolách je popsána funkce napěťových měničů, které jsou převzaty z [13]. A detailněji popsán vybraný koncept zařízení.

2.1 Blokující měnič (FLYBACK)

Základní zapojení je na obrázku 2.1 Funkci lze popsat ve dvou intervalech. První interval (T_a) je při sepnutí spínače S. Dochází tak k akumulaci energie v magnetickém obvodu cívky. Tento děj ovšem není nekonečný a po určité době dojde k nasycení magnetického obvodu, a protékající proud se přemění v teplo. Musí následovat druhý interval (T_b), ve kterém se rozepte spínač. Protože proud na cívce je stavová veličina a nemůže skokem zaniknout ani otočit směr toku, začne se uzavírat přes odpor zátěže R_Z a diodu D. Tím dochází k vybití cívky a celý proces se musí opakovat. Ve směru orientace proudu, se vytvoří i úbytek napětí na zátěži, který má ovšem opačnou polaritu než vstupní napětí.



Obr. 2.1: Náhradní schéma blokujícího měniče

Je-li uvažováno, že výkon kterým je cívka nabita se nepřemění na teplo, musí podle zákona ze zachování energie při vybíjení cívka dodat stejný výkon do zátěže. Výstupní napětí je přímo úměrné délce intervalů. Existuje rovnice

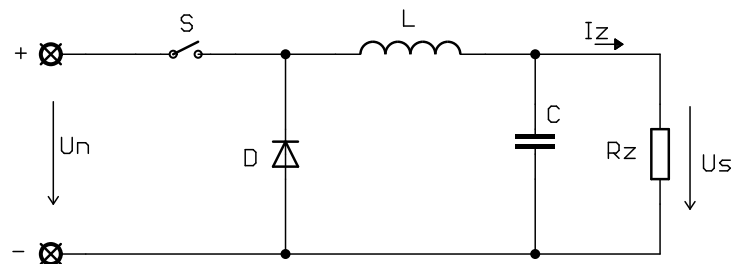
$$U_R = U_N \frac{T_a}{T_b} \quad (2.1)$$

ze které lze udělat závěr, že při konstantním poměru $\frac{T_a}{T_b}$ je výstupní napětí přímo závislé na napětím vstupní. Je nutné zavést zpětnou vazbu a podle výstupního napětí řídit po-

měr $\frac{T_a}{T_b}$. Aby výstupní napětí mělo malé zvlnění, je třeba aby velikost výstupního proudu I_Z byla v určité toleranci. Důležitým kritériem je minimální výstupní proud, který má takovou velikost, aby i na konci intervalu T_b procházel proud. Dochází k určitému zvlnění proudu a napětí, neboť po celou dobu intervalu T_a je obvod napájen výhradně z kondenzátorů. Zároveň platí omezení $U_S \leq U_N$. Navíc obvod nemá galvanické oddělení výstupního napětí. Lze toho dosáhnout použitím místo cívky impulsního transformátoru, pak lze i poměr $\frac{U_S}{U_N}$ měnit libovolně. Výhodou takovýchto měničů je jejich jednoduchost, levnost a dobrá regulace většího výstupního napětí při malém výstupním proudu přibližně do 1A. Proto jsou tyto měniče vhodné pro výkony několika jednotek W.

2.2 Propustný měnič (FORWARD)

Již z názvu vyplývá, že k přenosu energie mezi vstupem a výstupem dochází v intervalu T_a . V tomto intervalu je sepnut spínač S a ze vstupního do výstupního obvodu teče propustný proud který se lineárně zvětšuje tím, jak dochází k akumulaci energie v cívce. Při rozepnutí spínače v intervalu T_b je zátěž napájena energií akumulované v cívce přes rekuperační diodu D a proud lineárně klesá.



Obr. 2.2: Náhradní schéma propustného měniče

Existuje vztah pro definici výstupního napětí

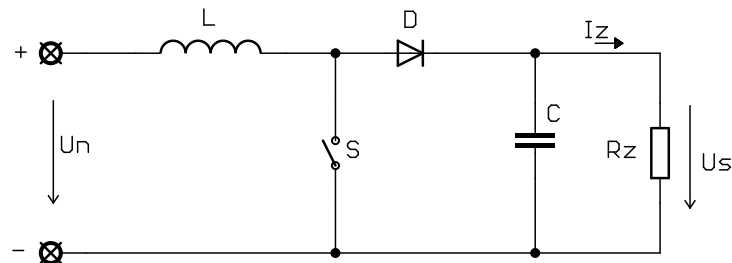
$$U_R = U_N \frac{T_a}{T} \quad (2.2)$$

kteřé je určeno poměrem doby trvání aktivního intervalu k době periody. Výhoda tohoto zařízení spočívá ve stejné orientaci výstupního napětí vůči vstupnímu a také, že obvod je napájen po dobu intervalu T_a přímo ze zdroje. Těchto měničů je používáno jako Step-down, výstupní napětí je nižší než vstupní. K dostání je možno už hotových regulátorů v jednom integrovaném obvodě.

2.3 Zvyšující měnič (Step-up)

Zvyšující měnič zvyšuje vstupní napětí a jeho činnost lze opět popsat ve dvou intervalech. V T_a je sepnut spínač S a dochází k akumulaci energie v cívce. Po tuto dobu je proud

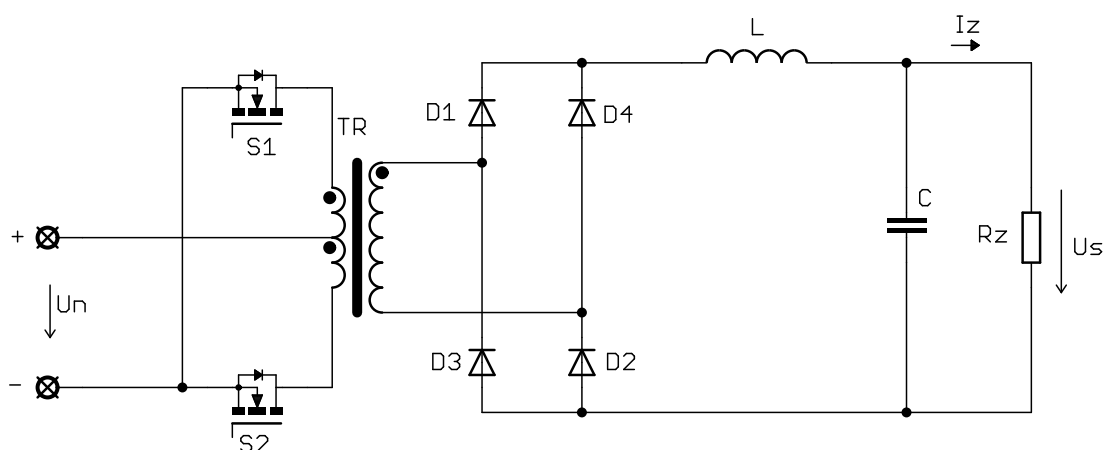
do zátěže dodáván z kondenzátoru ve výstupním filtru. Dioda odděluje vstup od výstupu protože je v závěrném směru. Při vypnutí spínače S v intervalu T_b proud prochází stejným směrem a klesá. To má za následek vzniku napětí na cívce a výsledné výstupní napětí je tak součtem napětí zdroje a napětí cívky. Tyto měniče jsou také vyráběny vyráběny jako integrované obvody, dosahují vysoké účinnosti a jejich maximální výkon je okolo 150W.



Obr. 2.3: Náhradní schéma zvyšujícího měniče

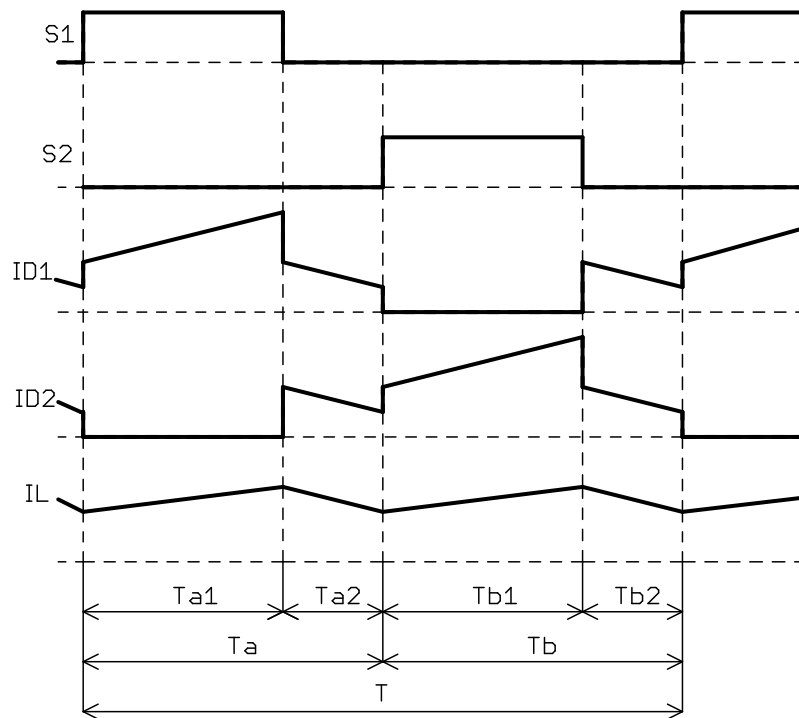
2.4 Protitaktní měnič (Push-pull)

Tento měnič má dva spínače (tranzistory), a transformátor s vyvedeným středem který je typicky připojen na kladný pól napájení. Při spínání musí být bezpečně zajištěno aby byl vždy sepnut pouze jeden tranzistor. Měnič je také někdy nazýván jako dvojčinný. Při sepnutí spínače $S1$, vede dioda $D3$ a $D4$, a v cívce L se akumuluje část energie ze vstupního obvodu. Poté následuje určitá doba ve které jsou oba spínače vypnuté a energie do výstupního obvodu je dodávána z cívky přes diody $D1$ - $D4$. Pak následuje druhá polovina periody ve které je sepnut spínač $S2$, vedou diody $D1$ a $D2$, a opět dochází k akumulování energie v cívce.



Obr. 2.4: Náhradní schéma protitaktního měniče

Pro správnou činnost musí být oba časové intervaly, sepnutí spínačů, stejně dlouhé. Pokud by jeden spínač vedl déle docházelo by k nerovnoměrnému sycení transformátoru.



Obr. 2.5: Spínací diagram protitaktního měniče

Lze uvést vztah pro střihu

$$D = \frac{T_{a1}}{T} = \frac{T_{b1}}{T} \quad (2.3)$$

jejíž velikost se může pohybovat v rozmezí 0 – 0,5. Mezi výhody tohoto měniče lze zařadit galvanické oddělení obvodů a dvojnásobný výkon oproti propustnému měniči.

Další výhodou je, že SOURCE tranzistorů jsou na nulovém potenciálu a lze je tak řídit pouhým připojením kladného napětí na GATE. Vstupní napětí prochází vždy jen jedním tranzistorem oproti dvojčinnému měniči s můstkovým zapojením, který je podrobněji rozepsán v [13]. Je proto vhodné zejména pro nízká napětí a velké proudy na vstupu. Přenášený výkon se může pohybovat mezi 100 – 1000W. Nevýhodou zapojení je potřeba transformátoru s vyvedeným středem a také možné přesycení transformátoru při nedodržení stejných stříd tranzistoru. To lze ale dostatečně eliminovat pokud řízení bude probíhat s vysokou přesností, což nebude problém pro použitý procesor. Pro navrhovaný měnič, je vybrána právě tato koncepce.

3

Výkonový blok

3.1 Silová část

Silová část výkonového bloku má za úkol rozvod napájení k dílčím blokům, zejména pak zajištění napájení pro spínací tranzistory, následné vedení do transformátoru a po výstupu z transformátoru vyhlazení proudu a napětí LC filtrem. Protože na primární straně je třeba velkých špičkových proudů, je nutno co nejvíce omezit indukčnost vedení. K tomu slouží filtrační kondenzátorová baterie složená z elektrolytických kondenzátorů, které slouží pro pokrytí špičkových proudů. Dle katalogového listu [15] vybraný typ kondenzátoru může pokrýt pouze špičkové proudy hodnoty 0,9A. Je proto paralelně spojeno 28 kondenzátorů, které umožní dosáhnout špičkových proudů 25A. Pro větší špičkové výkony je použito 2 fóliových kondenzátorů, které dosahují větších proudových zatížitelností.

Při spínání primárního proudu, který bude dosahovat hodnot 50A, se objeví v signálových vodičích rušení, které je nutno omezit. Omezení je možné, pokud signálové vodiče budou umístěny dostatečně daleko od silových a bude mezi nimi stínění v podobě rozlité mědi. Dalším řešením je jednotlivé bloky řídit napěťovými signály a na vstupu přijímače zařadit paralelně odpor, který signál zatíží. Řízení probíhá proudovými signály, které jsou odolnější vůči rušení. Všechny digitální výstupy musí mít dostatečné proudové dimenzování. Jako řídicí napětí je zvoleno 5V a proud 10mA.

Dle zadání je výstupní napětí rovno $U_{out} = 350V$ s výkonem $P_{max} = 500W$. Proto je třeba v návrhu měniče postupovat odzadu. Mezi nejdůležitější prvky, které je nutné dimenzovat, patří usměrňovací diody, filtrační cívka L_f a filtrační kondenzátor C_f . Pro určení výstupního proudu I_{out} je pro jednoduchost uvažován nekonečně velký filtrační kondenzátor a nekonečně velká filtrační cívka. Výsledný výstupní proud je poté dán vztahem:

$$I_{out} = \frac{P_{max}}{U_{out}} = \frac{500}{350} = 1,43 A \quad (3.1)$$

K tomu je nutné přičíst zvlnění proudu procházejícího přes filtrační cívku.

3.2 Návrh transformátoru

Transformátor je elektrický netočivý stroj, který umožňuje přenášet elektrickou energii z jednoho obvodu do jiného pomocí vzájemné elektromagnetické indukce. Používá se pro přeměnu střídavého napětí nebo pro galvanické oddělení obvodů. Skládá se ze tří hlavních částí. Primární vinutí, magnetický obvod a sekundární vinutí. Primární vinutí slouží k přeměně elektrického proudu I na magnetický tok Φ . Ten je veden magnetickým obvodem do sekundárního vinutí. Účelem magnetického obvodu je zajistit, aby co nejvíce magnetických siločar procházelo primárním a zároveň sekundárním vinutím. V sekundárním vinutí se indukují napětí podle Faradayova indukčního zákona:

$$u_i = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.2)$$

Budeme-li považovat indukční tok v primárním a sekundárním vinutí stejný, dostaneme rovnici pro ideální transformátor:

$$p = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (3.3)$$

kde U_1 a I_1 je napětí a proud procházející primární cívkou, U_2 a I_2 jsou veličiny sekundární cívkou. Písmeno p udává převod transformátoru. Pokud je $p > 1$ pak jde o zvyšující transformátor, a při $p < 1$ je transformátor snižující.

Vinutí transformátoru je obvykle z lakovaného měděného drátu, který je navinutý závit vedle závitu na kostru cívkou v několika vrstvách. Ohmický odpor mědi je sice malý, ale procházejícím proudem dochází k úbytku napětí na vodiči a přeměně části přenesené energie na Jouleovo teplo, které způsobuje oteplení vinutí. Jednotlivé závity a i celé vinutí je izolováno, takže je velmi ztíženo chlazení vinutí. V případě přehřátí měděného drátku se jeho izolace roztaví a dojde tak k mezizávitovému zkratu, začne téci vyšší proud a dojde k destrukci vinutí. Je proto třeba navrhnout takovou koncepci transformátoru, která vyhoví všem požadavkům. Je třeba také zohlednit fakt, že požadovaný transformátor není dostupný, a je nutno si jej vyrobit ručně.

Všechny tyto podklady nahrávají planární koncepci transformátoru. Planární transformátory mají všechny hlavní části jako klasické transformátory, avšak jejich vinutí není z lakovaného drátku, ale z vodivé vrstvy na desce plošného spoje. Při procházejícím proudě je vinutí ochlazováno deskou plošného spoje, což znamená, že tyto transformátory mohou přenášet větší výkony při použití menšího průřezu vodiče. Mezi další přednosti patří omezení skinefektů. Ten způsobuje vytlačování proudu od středu vodiče v závislosti na frekvenci. Zavádí se pojem hloubka vniku, který udává vzdálenost, na které poklesne intenzita na 37% hodnoty povrchu. Hloubka vniku se spočte dle vztahu:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}} \quad (3.4)$$

V praxi se používá z části již vypočtený vztah, který platí pouze pro měděný vodič:

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} \quad (3.5)$$

Nevýhodou planárních transformátorů je problematika návrhu konstrukce vinutí a následné jejich propojení. Cívka na plošném spoji je také širší při stejném počtu závitů oproti klasickému transformátoru.

Při návrhu transformátoru je nejprve nutno zvolit jádro, spočítat vinutí a zpětně zkontrolovat zda se nám vinutí vejde do okénka jádra. Zkusmo bylo zvoleno jádro ETD49 z materiálu 3F3, které bylo dobře dostupné u dodavatelských firem, i když není zrovna vhodné pro planární transformátory kvůli své malé šířce a velké výšce okénka. Jeho parametry, převzaté z katalogového listu [7], jsou uvedeny v tabulce.

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
l_e	efektivní délka	114	mm
v	výška okénka	35	mm
μ_r	permeabilita jádra	2688	–

Tab. 3.1: Některé parametry jádra ETD49

Pro výpočet je zvolena maximální indukce 100mT za čas $T/2$, to znamená, že při použití vinutí s vyvedeným středem lze počítat s dvojnásobnou indukcí a horní hranicí provozního napětí (při které je větší sycení jádra) 15V.

Návrh transformátoru vychází z rovnic pro napětí na cívce a statické definice indukčnosti:

$$U_L = L_f \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (3.6)$$

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} \quad (3.7)$$

Jejich postavením proti sobě, následnými úpravami a dosazením reálných hodnot vznikne tvar pro výpočet počtu závitů v primárním vinutí:

$$N_1 = \frac{U \Delta t}{\Delta B S} = \frac{15 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-3} \cdot 211 \cdot 10^{-6}} = 1,8z \quad (3.8)$$

Výsledný počet závitů je upraven tak, aby byl snadno realizovatelný. Zaokrouhlením na 2 závity je zmenšeno sycení jádra a realizace nebude složitá. Indukčnost primární cívky je:

$$R_m = \frac{l}{\mu \cdot S} \quad (3.9)$$

$$L_1 = \frac{N^2}{R_m} = \frac{N^2 \mu_0 \mu_r S}{l} = \frac{2^2 \mu_0 \cdot 2688 \cdot 211 \cdot 10^{-6}}{114 \cdot 10^{-3}} = 25 \mu H \quad (3.10)$$

která je dosazena do rovnice 3.6 a magnetizační proud je:

$$I_{mag} = \Delta I_L = \frac{U \cdot \Delta t}{L} = \frac{15 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-6}} = 3 \text{ A} \quad (3.11)$$

Tento proud se podílí na ztrátách, ale vzhledem k velikosti přenášeného výkonu je malý a lze jej akceptovat (pro jednoduchost) i bez dalších výpočtů. Počet závitů v primárním vinutí je spočítán ze vztahu 3.3:

$$N_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot N_1 = \frac{350}{10} \cdot 2 = 70 \quad (3.12)$$

Výpočet průřezu primárního vinutí vychází z maximálního proudového zatížení měděné fólie na plošném spoji, která je dle [11] 100 A/mm^2 . Pro proud 50A procházející měděnou fólií tloušťky $35 \mu\text{m}$ vychází šířka vodiče 14mm. Takto široký vodič nelze při použití zvoleného jádra použít, je proto použito dvou paralelních vinutí. Na jednom plošném spoji je tedy jeden závit. Šíře vodiče sekundárního vinutí je značně menší, postačí 0,5mm, proto se na jednu oboustrannou desku se vejde 14 závitů. Jednotlivá vinutí jsou izolována samotnou deskou bez mědi, počet tak naroste na dvojnásob. Je zapotřebí 18 desek. Výška jedné je 1,5mm, takže maximální celková výška vinutí je 21mm. Tím vznikne dostatečná rezerva pro montáž a případné navýšení počtu závitů.

3.3 Proudový transformátor

Měření výstupního proudu I_{out} probíhá přes měřicí transformátor s převodovým poměrem 1:50. Sekundární vinutí je připojeno do usměrňovače, který je zatížen odporem 33Ω . Při procházejícím primárním proudem 5A, měřicím transformátorem, lze očekávat na výstupu napětí 3,3V. Vznikne tedy dostatečná rezerva pro měření. Vinutí je navinuto na toroidním jádře se středním poloměrem $R_s = 15\text{mm}$ a výšce 10mm. Protože primární vinutí má jen jeden závit a dají se očekávat provozní proudy okolo 1,5A není nutné počítat sycení jádra.

3.4 Návrh LC filtru

3.4.1 Filtrační tlumivka

Při použití Push-pull měniče se nesmí překrývat dílčí intervaly (T_a , T_b), takže střída spínání tranzistorů se může pohybovat v rozmezí 0 – 0,5. Filtrační indukčnost vyhlazuje proud tekoucí ze střídače. Při střídě 0,25 má výstupní napětí symetrický obdélníkový průběh a zvlnění proudu je největší. Pro tento případ je třeba navrhnout filtrační tlumivku. Pro návrh se použijí již předem známé parametry. Vychází se ze vzorce

$$U_L = L_f \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (3.13)$$

kde U_L je maximální možné napětí na výstupu z transformátoru, L_f je vlastní indukčnost tlumivky, ΔI je požadované zvlnění výstupního proudu (max 30%) a Δt je čas, po který musí tlumivka dodávat proud při 25% spínací střídě. Po úpravách a dosazení vyjde

$$L_f = U_{1max} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I_L} = 15 \cdot \frac{70}{2} \cdot \frac{2,5 \cdot 10^{-6}}{0,429} = 3 \text{ mH} \quad (3.14)$$

což je značně velká hodnota.

Pro zlehčení situace je použito železoprachového toroidního jádra žluté barvy s bílými čely, využívaného v PC zdrojích, které má označení T106-26. Jeho parametry jsou detailně popsány v katalogovém listě [9]. Nejdůležitějším parametrem je indukčnost v závislosti na počtu závitů $A_L = 93 \text{ nH/N}^2$. Tím je získán jednoduchý výpočet pro zjištění počtu závitů cívky:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-3}}{93 \cdot 10^{-9}}} = 180 \text{ z} \quad (3.15)$$

Následuje vhodný výběr drátu pro vinutí. Dle vztahu pro určení hloubky vniku 3.5 a dosazením dvojnásobku pracovní frekvence (frekvence za usměrňovačem má dvojnásobnou hodnotu) se dospěje k závěru, že skin efekt se začne uplatňovat u vodičů s průměrem větším jak 0,33mm. Při volbě vodiče s průměrem 0,3mm a proudovou hustotou 4A/mm² vychází maximální zatížení vodiče 0,3A, což je hodnota velmi nízká a vedla by k velkému počtu paralelních vinutí. Při volbě proudové hustoty 10A/mm² zvýšíme sice Jouleovy ztráty, ale vodič to vydrží a zatížení vodiče se posune na 0,7A. Celé vinutí je navinuté paralelně dvěma dráty. Pro kontrolu je spočítáno zda se vinutí vejde do jádra. Celkový obsah vinutí je:

$$2N\pi r^2 = 2 \cdot 180\pi 0,15^2 = 25 \text{ mm}^2 \quad (3.16)$$

Dle katalogového listu toroidu [9] je maximální obsah vinutí $S=165 \text{ mm}^2$. Tato cívka je realizovatelná. Pro navinutí bude potřeba lakovaný měděný vodič průřezu 0,3mm a délky

$$l = 2N(2h(d_2 - d_1)) = 2 \cdot 180(2 \cdot 11,1(26,9 - 14,5)) = 12456 \text{ mm} \quad (3.17)$$

kde h je výška jádra a d_1 a d_2 je vnitřní a vnější průměr.

3.4.2 Filtrační kondenzátor

Stejně jako tlumivka v předchozí kapitole slouží k vyhlazení proudu, tak kondenzátor vyhlazuje výstupní napětí. Opět je zde důležitý návrh pro střídu 0,25. Výpočet filtračního kondenzátoru je podle vzorce

$$I_C = C_f \cdot \frac{\Delta U_C}{\Delta t} A, \quad (3.18)$$

kde I_C je střední hodnota výstupního proudu, C_f je velikost filtračního kondenzátoru, ΔU_C je velikost zvlnění výstupního napětí (1%) a Δt je čas, po který musí kondenzátor dodávat proud při 25% spínací střídě. Po úpravě a dosazení vyjde

$$C_f = I_{out} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_C} = 1,43 \cdot \frac{2,5 \cdot 10^{-6}}{3,5} = 1 \mu F \quad (3.19)$$

Poté je třeba podle Thomsonova vztahu

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \quad (3.20)$$

zkontrolovat, zda obvod nebude v rezonanci pro spínací frekvenci. Po dosazení vyjde rezonanční kmitočet 2,9kHz, což je dostatečně malá hodnota a lze takovýto LC filtr realizovat. Pro výběr správného kondenzátoru je třeba také parametr, který udává jeho maximální provozní proud. Detailněji je tato problematika popsána v [12]. Proudová zatížitelnost se mění v závislosti na kapacitě a napětí. U běžně dostupných kondenzátorů se pohybuje v maximálních hodnotách kolem 1A. Jsou proto použity 2 kondenzátory spojené paralelně, o jmenovité kapacitě 47 μ F/400V s maximálním proudovým zatížením 0,9A. Maximální provozní napětí je na hranici použitelnosti, ale kondenzátor s větším napětím a dostatečně velkým proudovým zatížením nebyl dostupný.

3.5 Dimenzování polovodičů

Ze vztahu 3.1 je udaná velikost výstupního proudu z transformátoru, ke které je nutno přičíst zvlnění proudu tlumivkou (0,43A). To znamená, že sekundárním obvodem poteče proud 1,9A. Usměrňovací diody (D1A-D4B), které zvládnou požadovaný pracovní proud a frekvenci, jsou diody ES3J. Jejich jmenovitý proud jsou 3A. Jedná se ovšem o proud stejnosměrný, pro střídavý proud lze očekávat hodnotu nižší, proto jsou zdvojeny. Přepočtem přes převod transformátoru je dána maximální hodnota proudu na primární straně:

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 = \frac{70}{2} \cdot (1,43 + 0,43) = 65 A \quad (3.21)$$

Tento proud je třeba umět sepnout. Jako spínací tranzistor byl vybrán MOSFET IRF1404. Z katalogového listu jsou vybrány následující parametry:

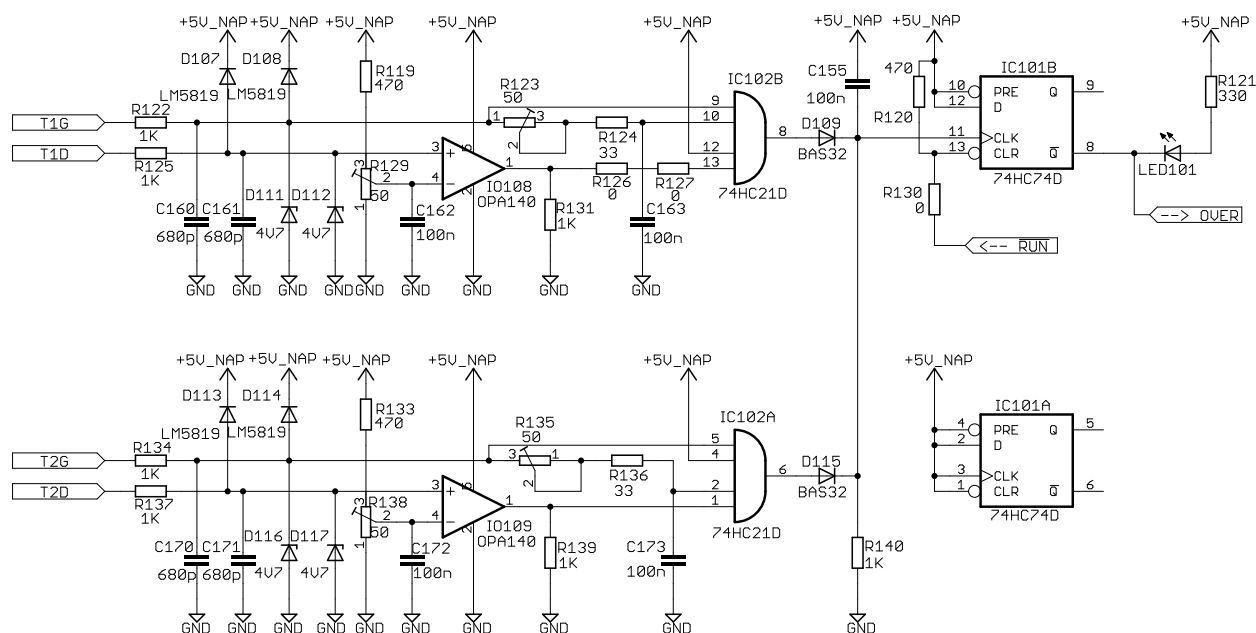
Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
V_{DS}	napětí Drain - Source	40	V
$R_{DS(on)}$	odpor sepnutého kanálu	4	m Ω
I_{DS}	trvalý proud	75	A
I_{Dmax}	špičkový proud	162	A
t_r	doba zapnutí	140	ns
t_f	doba vypnutí	26	ns
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor přechod-pouzdro	0,75	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta CS}$	tepelný odpor pouzdro-chladič	0,5	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta JA}$	tepelný odpor přechod-okolí	62	$^{\circ}C/W$

Tab. 3.2: Parametry tranzistoru IRF1404 převzaté z katalogového listu [4]

Tranzistor je navržen na pracovní proud blízký se k maximálnímu. Bude-li ale patřičně ošetřen maximální tekoucí proud, lze jej takto provozovat.

3.6 Ochrana proti přetížení

Ochrana proti přetížení, neboli také saturační ochrana MOSFET tranzistorů má za úkol v případě roustoucího proudu I_{DS} (nad povolenou mez) neprodleně odstavit měnič a zabránit tak zničení výkonových tranzistorů a případně dalších součástek. Vzhledem k potřebné rychlosti nelze toto realizovat procesorem. Proto byl postaven jednoduchý obvod monitorující napětí na přechodu DRAIN - SOURCE a vzhledem k známé hodnotě odporu v sepnutém stavu, lze poměrně přesně určit protékající proud. Z obrázku 3.1 vyplývá, že reference T1D a T2D jsou připojeny přímo na DRAINy tranzistorů.



Obr. 3.1: Schéma saturační ochrany

Schéma se skládá ze dvou stejných samostatných obvodů měřící napětí a záchytného obvodu. Pro vysvětlení je funkčnost popsána pouze na horní části obvodu patřící tranzistoru 1. SOURCE tranzistorů jsou umístěny na nulovém potenciálu GND. Je jasné, že pokud se zvýší proud procházející tranzistorem, zvýší se napětí na jeho přechodu DRAIN-SOURCE, které je přivedené na neinvertující vstup OZ. Toto napětí je porovnáváno s referenční hodnotou nastavenou děličem R119 a R129. Při překročení referenční hodnoty se výstup překloupí do logické "1". Pokud zrovna tranzistor není sepnutý, je na DRAINu plné napětí, které má velikost po omezení 5V. Je třeba ještě vyhodnotit zda-li je tranzistor sepnutý či nikoli. K tomu slouží signál z T1G, který je zde ještě klasickým RC článkem zpomalen, aby měl tranzistor dostatek času k sepnutí a měření proudu začalo s časovým odstupem cca 300ns. Oproti tomu při vypínání je potřeba, aby obvod ihned zareagoval na odpojení, ještě předtím než dojde k rozepnutí tranzistoru. Tyto tři signály jsou přivedeny

do NAND hradla a v případě že dojde k nadproudu, tak záchytný obvod (IC101B) tvořený klopným obvodem D okamžitě ukončí další buzení MOSFETů a vyšle signál STOP řídicí jednotce. Pro správnou funkci ochranného obvodu je třeba zdůraznit, že odpor přechodu v sepnutém stavu je silně teplotně závislý. Jak je popsáno v katalogovém listu [4], v průběhu provozní teploty $-55 - 175^{\circ}\text{C}$ se odpor mění od $3\text{m}\Omega$ do $7,5\text{m}\Omega$. Z toho vyplývá, že pokud budeme uvažovat napětí U_{DS} za konstantní, tak se snižující se teplotou poroste protékající proud. Ten ale způsobí oteplení tranzistoru a i samotné spínání tranzistoru není bezetrátové, takže je třeba pouze hlídat proud při teplotách blížících se k maximu. Maximální proud tekoucí DRAINem je 75A. Zvolením teploty přechodu pro spolehlivou funkci 125°C odpovídá odpor o velikost $6,2\text{m}\Omega$. Z Ohmova zákona vyplývá, že napětí by nemělo překročit hodnotu $0,465\text{V}$, které je třeba nastavit odporovým děličem R119 a R129.

3.7 Výpočet ztrát měniče a návrh chladiče

Pro výpočet ztrát jsou nejdůležitější ztráty dvojího druhu. První jsou ztráty vedením, které závisí hlavně na hodnotě statického odporu R_{DS-ON} a vypočítají se podle vzorce

$$P_{vedenim} = I_{Dmax}^2 \cdot 2R_{DS-ON} \cdot D = 50^2 \cdot 2 \cdot 0,004 \cdot 0,5 = 10\text{ W} \quad (3.22)$$

Jak již bylo v předchozí kapitole zmíněno, velikost odporu R_{DS-ON} je teplotně závislá, proto je ve vzorci velikost vynásobena dvěma, což přibližně odpovídá hodnotě při maximální teplotě.

Druhým druhem ztrát jsou ztráty spínací, protože při přivedení napětí na hradlo se tranzistor otevře po určité době (t_r) a to samé se děje při vypínání tranzistoru (t_f). Tyto průběhy jsou zobrazeny na obrázku 3.2. Jejich velikost se spočte podle vztahu:

$$P_{spinaci} = \frac{\frac{U_{ds}}{2} \cdot \frac{I_{ds}}{2} \cdot (t_r + t_f)}{T_{per}} = \frac{\frac{10}{2} \cdot \frac{65}{2} \cdot (140 + 26) \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^{-6}} \doteq 2,1\text{ W} \quad (3.23)$$

Celkové ztráty jsou dány jejich součtem:

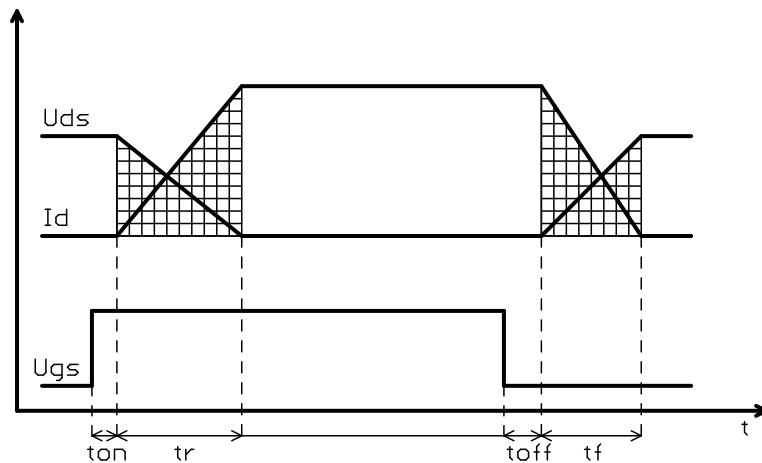
$$P_{celk} = P_{vedenim} + P_{spinaci} = 5 + 0,79 = 12,1\text{ W} \quad (3.24)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru IRF1404 jsou $12,1\text{W}$. Při použití tranzistoru bez chladiče, lze teplotu čipu (dle vzorce z [10]) spočítat následovně:

$$T_J = T_O + R_{\theta JA} \cdot P_{celk} = 60 + 62 \cdot 12,1 = 810^{\circ}\text{C} \quad (3.25)$$

Výpočet ukazuje, že bez použití chladiče dojde k poškození tranzistoru. Takže je nutné použít chladič. Teplota okolí 60°C byla zvolena proto, že zařízení musí být provozuschopné v letních měsících. Celkový tepelný výkon je dán vztahem z [10]:

$$R_{\theta} = \frac{T_J - T_O}{P_{celk}} = \frac{125 - 60}{12,1} = 5,4^{\circ}/\text{W} \quad (3.26)$$



Obr. 3.2: Spínací ztráty na tranzistoru

Maximální tepelný odpor chladiče je získán ze vztahu v [10]:

$$R_{\theta CH} = R_{\theta} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} - R_{\theta PODL} = 5,4 - 0,75 - 0,5 - 0,5 = 3,7^{\circ}C/W \quad (3.27)$$

Protože celý výpočet probíhal pouze pro jeden MOSFET tranzistor, je třeba použít chladič s polovičním tepelným odporem. Pro konstrukci prototypu je použit starší chladič *KD 77 – 00 – 10 – 1 A140*, jehož tepelný odpor není znám. Lze ale odhadnout z rozměrů a velikosti aktivní plochy, že jeho tepelný odpor bude mnohem menší než je potřeba. Pro případ, že pasivní chlazení nebude stačit, je měnič vybaven konektorem pro připojení ventilátoru.

4

Řídící blok

4.1 Procesor TMS320F28044

Jedná se o 32 bitový signálový procesor od firmy Texas Instruments s pracovní frekvencí až 100MHz, které lze dosáhnout použitím fázového závěsu. Doba jednoho instrukčního cyklu trvá jeden takt oscilátoru. Mezi jeho přednosti patří tři 32-bitové hardwarové čítače, 16-kanálový 12-bitový AD převodník s napěťovým rozsahem 0 – 3V, 16-kanálový pulzně šířkový modulátor (PWM) s vysokou přesností a 96-přerušeními s možností hardwarového a softwarového nastavení priority. Dále obsahuje sériové komunikační rozhraní (SCI), sériové periferní rozhraní (SPI), dvouvodičové komunikační rozhraní (I²C), 35 vstupně výstupních pinů, programovací JTAG rozhraní a další. Pro paměť programu je k dispozici FLASH paměť velikosti 64Kb, lze ale zavést program i přes SCI, SPI, I²C nebo paralelní sběrnici. Přes tyto komunikační rozhraní lze procesor i naprogramovat. Pro možnost ladění programu bylo vybráno JTAG programovací rozhraní, s programátorem XDS100. Procesor vyžaduje dvě hladiny napájení a to 1,8V a 3,3V, přičemž celkový odběr se pohybuje okolo 200mA. Vyrábí se v 100-pinovém pouzdře LQFP a BGA. Blokové schéma převzaté z katalogového listu [6] je uvedené v příloze na obrázku A.1.

4.2 Obvody pro vlastní spotřebu

Protože je třeba galvanicky oddělit jednotlivé části návrhu (primární část, sekundární část, řídicí část), je i třeba tyto části napájet. Je možno použít dalšího transformátoru s jehož pomocí bude galvanické bariéra realizována, nebo použít již hotových DC/DC měničů dostupných v pouzdře jako integrované obvody. Použití těchto měničů má výhodu ve velké integraci součástek a malým rozměrům měniče, minima externích součástek a jednoduchosti. Nevýhodou je výkonové omezení a velikost vstupního a výstupního napětí se pohybuje pouze v typických hodnotách. Protože ale jediné použité napěťové úrovně jsou 3,3V a 5V, je možné tyto měniče použít. Vyrábí je například firma Texas Instruments a jejich označení nese název DCRxxyyzz. Kde *xx* je maximální výkon, *yy* vstupní napětí

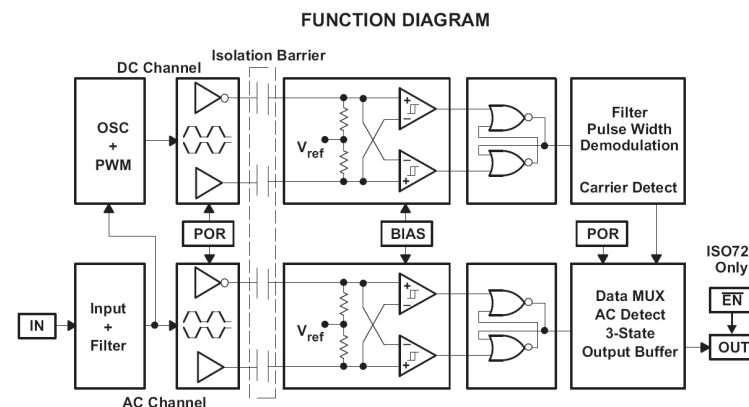
a *zz* výstupní napětí. Použity jsou měniče DCR010505 a DCR010503. Výstupní výkon zřejmě pro napájení procesoru není veliký, ale 2W verze tohoto měniče není dostupná. Nabízelo se použití měniče DCR021203, který má 2W výstupní výkon, ale vstupní napětí 12V by bylo těžko realizovatelné při pohybujícím se pracovním napětím 10,5 – 14,5V. Nicméně dle specifikací napájení procesoru by 1W měl stačit i pro napájení periferních obvodů.

DC/DC měniče jsou napájeny napětím 5V, o které se stará snižující (step-down) obvod TPS54292 od firmy Texas Instruments. Tento obvod je dvoukanálový, vstupní napětí je 4,5V – 18V, výstupní napětí je nastavitelné v rozsahu 0,8V – 14,4V. Výstupní proud prvního kanálu je 1,5A a druhého kanálu 2,5A. Protože stačí pouze jedna napěťová úroveň, je použit jen druhý kanál s větším proudem.

Pro buzení MOSFET tranzistorů je použit obvod TPS61175 taktéž od firmy Texas Instruments. Jedná se o zvyšující (step-up) obvod. Napájení tohoto obvodu je v rozmezí 2.9V – 18V a výstupní napětí je ze zdola omezeno vstupním napětím a shora 38V. Jak již bylo psáno v kapitole 3.5, pro buzení tranzistorů je použito napětí 15V. To je nastaveno odporovým děličem dle katalogového listu [14]

4.3 Prvky pro přenos digitálních signálů

Vzhledem k požadovanému galvanickému oddělení je třeba přes tuto bariéru přenášet digitální signály oběma směry. Mezi základní elektronický prvek, který tuto funkci splňuje, lze zařadit optočlen. Ovšem katalogové listy běžných optočlenů, například PC817, udávají zlomovou frekvenci okolo 30KHz, což je vzhledem ke spínací frekvenci 100KHz naprosto nedostačující. Další nevýhodou je, že k optočlenu je nutno přidat několik diskretních součástek, jelikož vstupní proud, tekoucí diodou, je 5 – 20mA. Bylo proto využito digitálních izolátorů od firmy Texas Instruments, které jsou určeny pro galvanické oddělení řídicích a informačních obvodů a vyznačují se přenosovou rychlostí až 100Mbps. Jejich činnost je popsána obvodem ISO721 na blokovém schématu 4.1 převzatým z katalogového listu [1].



Obr. 4.1: Blokové schéma obvodu ISO721

Oproti optočlenům, kde probíhá galvanické oddělení vstupu a výstupu pomocí pře-

vodu na optické záření, je v digitálních izolátorech použita kapacitní vazba. V principu jde o oxidem křemíku (SiO_2) oddělené elektrody. Tloušťka oxidu odpovídá izolačnímu napětí (4KV). Signál je nejprve upraven na symetrický. Je zřejmé, že takto lze přenést pouze střídavé signály. Pro přenos stejnosměrných signálů je třeba nejprve signál rozstřídat a následně přenést přes galvanickou bariéru. Proto má obvod 2 větve, označované jako DC Channel a AC Channel. Pokud má vstupní signál nízkou frekvenci, je vyhodnocen jako stejnosměrný a je namodulovaný na nosný kmitočet pomocí PWM a následně přenesen přes galvanickou bariéru. Poté následuje demodulování. Při přenášení střídavých signálů přes AC Channel, je DC Channel využíván ke zpětné kontrole. Každé $4\mu\text{s}$ dochází k porovnání obou signálů a pokud dojde k negativnímu vyhodnocení, je okamžitě obvod uveden do recesivního stavu.

Obvody ISO72xM jsou typu CMOS a nemají vstupní filtr, který slouží k potlačení signálů kratších než $2\mu\text{s}$. To umožňuje dosáhnout přenosové rychlosti až 150Mbps. Napájecí napětí je možno použít v rozsahu 3 – 5,5V, přičemž je možno použít různé napěťové hladiny mezi vstupem a výstupem. Vstupní proud se pohybuje okolo $\pm 10\mu\text{V}$ a výstupní proud $\pm 4\text{mA}$. Pokud je třeba přenášet více signálů přes galvanickou bariéru lze použít obvody ISO724x, které jsou čtyřkanálové. Poslední číslo udává počet kanálů pro přenos signálu opačným směrem. Tento digitální izolátor bude primárně použit pro přenos řídicích signálů pro MOSFETy. Pro tyto účely je použit obvod ISO7241, jehož funkce je popsána v katalogovém listu [2]. Jelikož je nutné pro zmenšení spínacích ztrát co nejrychleji sepnout tranzistor, je také třeba poměrně vysoký proud tekoucí do hradla tranzistoru při překlápění. Nelze proto přímo propojit výstup digitálního izolátoru s hradlem tranzistoru. Pro takovéto aplikace se používá speciálních budičů MOSFET. Příkladem může být použitý obvod UCC27524, což je v podstatě jednoduchý dvoukanálový zesilovač. Dle katalogového listu [3] lze tyto obvody napájet napětím v rozsahu 4,5-18V a špičkový výstupní proud může dosáhnout 5A. Obvod bude napájen napětím 15V. Při nabíjení hradla se uplatní obecný vzorec:

$$I_C = C \frac{du_c}{dt} \quad (4.1)$$

a vzorec pro výpočet kapacity:

$$C = \frac{Q}{U}. \quad (4.2)$$

Do rovnic je dosazeno napájecí napětí 15V, proud 5A, náboj hradla použitého MOSFETu, z katalogového listu [4], 35nC a vychází, že čas potřebný k nabití je 7ns, což je postačující.

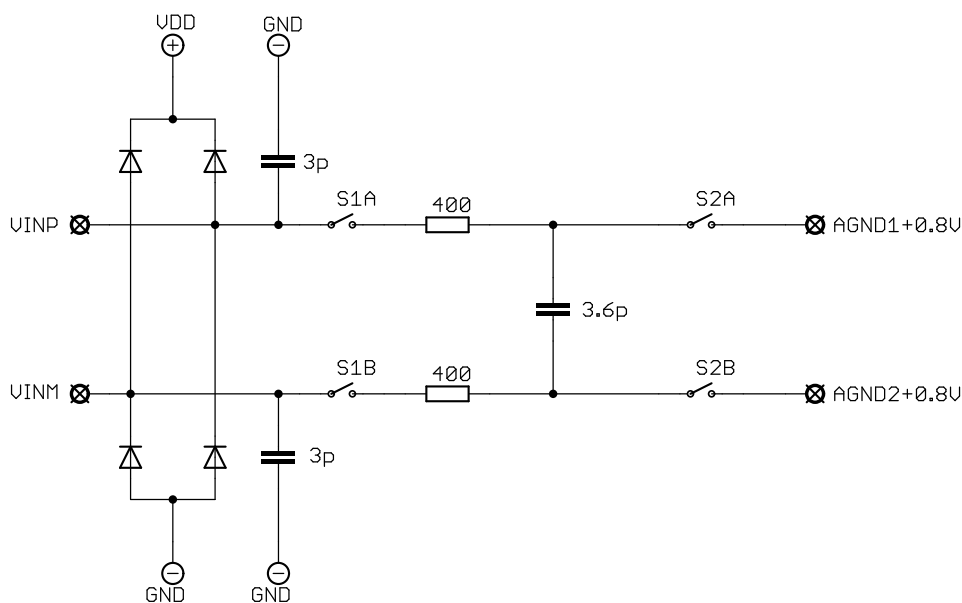
4.4 Prvky pro přenos analogových signálů

Jelikož je třeba mezi jednotlivými galvanickými bariérami přenášet i signály analogové, je nutno navrhnout takové zařízení, které signály umožní přenést. Přenos těchto signálů je třeba zejména směrem z výkonového bloku do řídicího, přičemž všechny jsou zpracovány v procesoru. V tomto případě jsou realizovatelné následující možnosti:

1. Použití oddělovacích transformátorů.
2. Analogový signál vhodně přizpůsobit, poté AD převodníkem převést na digitální, následně přenést přes galvanickou bariéru a poté procesorem zpracovat.
3. Použít speciálních převodníků nebo využít optočlenů.

Použití transformátorů je velice jednoduché, ale signály, které potřebujeme přenášet, jsou převážně stejnosměrné, proto je tato metoda zavržena. Ani druhá metoda se také nejeví jako nejlepší, neboť by bylo nutné softwarově řešit komunikaci a zpracování signálů z AD převodníku. Navíc již navržený procesor má integrovaný AD převodník s poměrně velkým rozlišením a byla by škoda toho nevyužít.

Nabízí se možnost využít speciálních převodníků. Tyto převodníky vyrábí taktéž již zmíněná firma Texas Instruments a nesou označení AMC1200 a jsou známy pod názvem izolační zesilovače. Primárně jsou určeny pro měření úbytku napětí na odporu, zapojeným do série se zátěží. V podstatě se jedná o vzorkovací obvod vybavený několika spínači.



Obr. 4.2: Zjednodušené schéma izolačního zesilovače, převzaté z katalogového listu[5]

Galvanická bariéra je na bázi SiO_2 a má elektrickou pevnost 4KV. Vstupní frekvence může dosahovat až 60kHz, což je naprosto dostačující, uvědomíme-li si, že je snímáno vždy spojitých veličin, pomalu se měnících, tedy napětí na kondenzátoru nebo proud tekoucí cívkou. Napájecí napětí vstupní strany je 5V, výstupní strana akceptuje napájecí napětí 2,7 – 5V, nelinearita se pohybuje okolo 0,075%, ovšem vstupní rozsah je uváděn pouze $\pm 250mV$. Nicméně i přesto byla součástka zapojena a vyzkoušena. Měřeními byly zjištěny hodnoty z převážné části shodující se s katalogovým listem. Vstupní napětí, které bylo bez viditelného zkreslení převedeno, se pohybovalo okolo 300mV, poté již byl výstup v saturaci. Použití tohoto převodníku znesnadňuje již zmíněné očekávané rušení. Lze ale při dodržení návrhových pravidel [11] dosáhnout jen malého rušení. Navíc je k dispozici

procesor s dostatečně velkým výpočetním výkonem, takže zarušený výstupní signál lze softwarově upravit.

4.5 Logika řízení

Po připojení měniče k napětí 12V se aktivuje saturační ochrana, provede inicializace procesoru a čeká se na stisk tlačítka. Je-li stisknuto tlačítko, je saturační ochrana odblokována, zkontroluje se napájecí napětí a teplota chladiče. Je-li vše v pořádku, dojde ke spuštění měniče.

Po spuštění měniče je třeba, kvůli omezení proudových špiček, měkký start. To znamená, že výstupní napětí nebude ihned 350V, ale bude se postupně zvyšovat v časovém intervalu 1 – 2 vteřiny. Samotné řízení střídny pak již probíhá pomocí softwarového PI regulátoru, jež je realizován takto:

```
odch = reg-Uout;
O1 = odch*Kp;
O2 = odch*Ki;
if (saturace == 0) O2a += O2;
O3 = O2a+O1;
if (O3<0) O3 = 0;
pwm_m = (unsigned int)((O3) >> 10);
if (((pwm_m <= pwm_min) && (odch < 0)) || ((pwm_m >= pwm_max) && (odch > 0)))
    saturace = 1;
else saturace = 0;
if (pwm_m > pwm_max) pwm_m = pwm_max;
if(pwm_m < pwm_min)pwm_m = 0;
duty = pwm_m;
```

Kde K_p a K_i jsou konstanty regulátoru. Krajní polohy jsou omezeny, horní část je omezena zpožděním obvodů a tranzistorů ($pwm_{max} = 0,49$), dolní hranice ($pwm_{min} = 0,05$) je kvůli zničení přechodu tranzistoru. Když je hradlo po nabití okamžitě vybito dochází k nadměrnému oteplení.

Pro komunikaci se střídačem na 230V je použito dvou signálů vyvedených na konektor *RmAccs*. Protože obě zařízení by měly být provozuschopné nezávisle na sobě, lze očekávat minimální počet předávaných parametrů mezi zařízeními. Mezi důležité údaje může patřit informace pro střídač, že napětí na výstupu měniče dosáhlo požadované hodnoty a informace pro měnič, která bude znamenat okamžité odstavení zařízení v případě poruchy na střídači. Dosáhne-li výstupní napětí hodnoty 350V, uvede se signál Power Good (PWR) do logické „1“. Tím je navazujícímu střídači na 230V signalizován stav, že došlo ke stabilizaci výstupního napětí. Zároveň je čtena hodnota signálu STOP a v případě, že se nachází v log. „1“ dojde k odstavení měniče.

V průběhu řídicí smyčky je kontrolována teplota chladiče tranzistorů. V případě, že teplota překročí cca 40°C zapne se ventilátor na chladiči a v případě překročení teploty cca 65°C dojde k odstavení měniče, aby se předešlo poškození tranzistorů přehřátím. Mimo jiné je kontrolován i stav saturační ochrany a je-li signál OVER v log. „0“ dojde k odstavení řízení. Ke stejné funkci dojde i v případě, že je stisknuto tlačítko.

Zároveň je kontrolováno aktuální zatížení měniče a stav je zobrazován ve čtyřech krocích pomocí LED diod. Dojde-li k menšímu přetížení, je tento stav signalizován červenou led a pokud nedojde do minuty k poklesu proudu, je měnič odstaven. Při větším přetížení dojde k okamžitému vypnutí měniče.

Zařízení je zhotoveno pro provozní napětí 10 – 15V, pokud ale bude provozované v automobilu, je důležité nastavení spodní hranice provozního napětí na vyšší hodnotu (cca 12V), aby se předešlo úplnému vybití baterie a znemožnění nastartování.

5

Závěr

Cílem bakalářské práce bylo navrhnout, realizovat a odměřit funkční vzorek. Dle různých topologií probraných v kapitole 2 byl vybrán protitaktní měnič, který je realizován. Zařízení bylo nejprve navrženo na zkušební desce, což znamenalo velkou výhodu při tvorbě finálních schématů a desek plošných spojů. Finální desky tedy nebylo třeba již následně upravovat a uvedená obvodová schémata jsou funkční. Výjimku pouze tvoří uvedené schéma saturační ochrany, která nebyla řádně odměřena a nastavena. Vzhledem k časové náročnosti vybrané práce nedošlo ke změření jednotlivých parametrů zařízení. Byla pouze vyzkoušena regulace výstupního napětí PI regulátorem na hodnotu 350V se zatížením cca 100W odporovou zátěží po dobu 1 hodiny. Bohužel nedošlo k odměření jednotlivých primárních parametrů a nelze tak stanovit účinnost zařízení. Byl pouze změřen odběr obvodů pro řízení výkonových částí, který se pohyboval okolo 3W.

Výsledná konstrukce zařízení je uvedena na obrázku v příloze C.1 a více fotografií je na příloženém CD. Základním konstručním prvkem je výkonový chladič, na kterém jsou uchyceny výkonové tranzistory a výkonová DPS. Nad touto deskou je umístěn stínící plech pro omezení pronikání rušení do řídicí části. Ta se nachází nad tímto plechem. Ovládací a signalizační prvky jsou umístěny na vodičích pro předpokládané zakrytování celého zařízení. Proto se nachází na řídicí desce dva konektory pro připojení ventilátoru chladiče a ventilátoru umístěného na krytu. Ovládání je možné řídit dvěma stavy nebo pomocí PWM.

Další rozvoj je předpokládán v odměření a změření účinnosti měniče a tím splnění zadání práce. Tento předpoklad bude s velkou pravděpodobností splněn do obhajoby této práce a dojde k prezentaci výsledků. Vývoj nad obsah této práce lze rozšířit komunikací s počítačem pomocí vyvedené sériové linky RS232, případně pomocí převodníku na USB a využití univerzálnosti této sběrnice. Lze tak poté monitorovat jednotlivé veličiny s možností ukládání a vytváření grafických výstupů. Případně lze k zařízení přidat LCD display pro vlastní diagnostiku nebo využít reproduktor, který je již připojen na zařízení.

Mělo by také dojít k ošetření JTAG rozhraní. Pokud je totiž připojen programátor k procesoru a k počítači, jsou na stejném potenciálu a existuje velká pravděpodobnost k zániku izolační bariéry mezi procesorem a primární popřípadě sekundární částí. Protože

jsou přenášeny pouze logické signály, lze použít převodníků uvedených v kapitole 4.3.

Zároveň by se dala zjednodušit vlastní topologie obvodu, zejména kvůli použití většího počtu měničů a diskrétních součástek v oblasti saturační ochrany. Toto tvrzení ale vyžaduje hlubší studii daného problému.

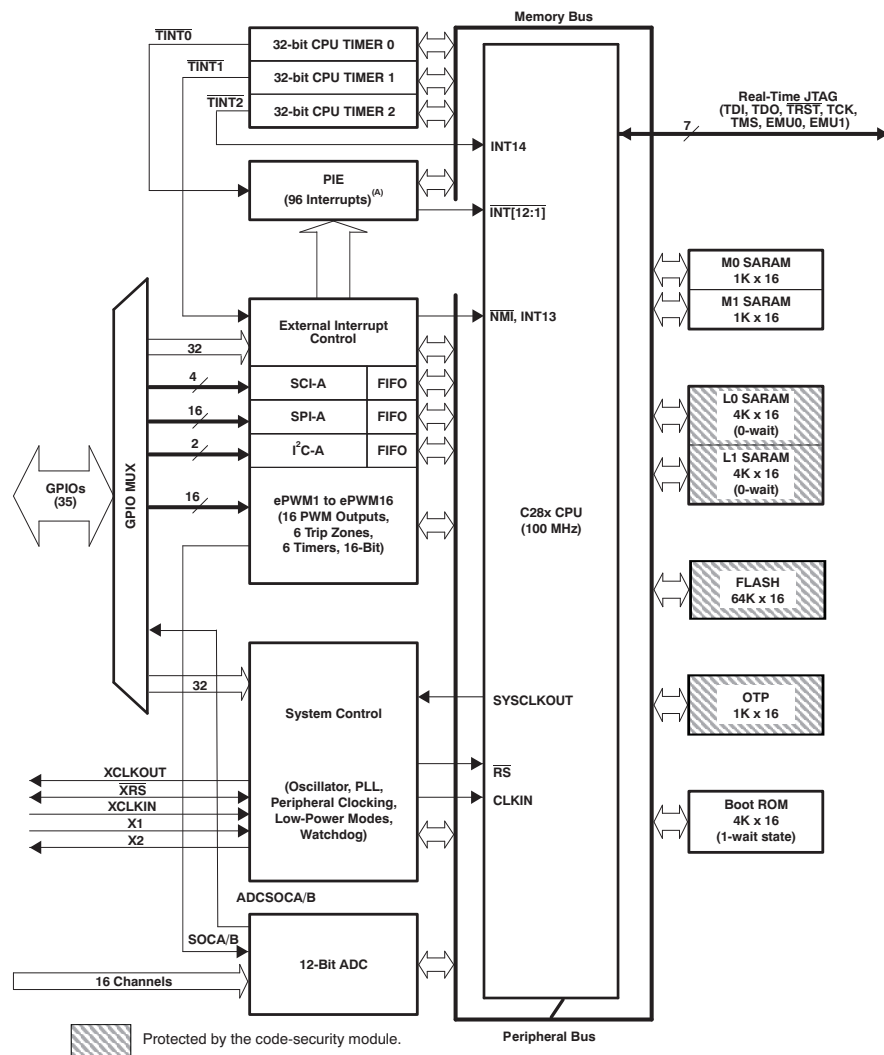
Literatura

- [1] Texas Instruments. *3.3-V / 5-V HIGH-SPEED DIGITAL ISOLATORS: ISO721, ISO721M ISO722, ISO722M* [online]. 2006 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso721.pdf>
- [2] Texas Instruments. *HIGH SPEED QUAD DIGITAL ISOLATORS: ISO7240CF, ISO7240C, ISO7240M ISO7241C, ISO7241M ISO7242C, ISO7242M* [online]. 2007 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slls868n/slls868n.pdf>
- [3] Texas Instruments. *Dual 5-A High-Speed Low-Side Gate Driver: UCC27523, UCC27524, UCC27525, UCC27526* [online]. 2011 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slusaq3e/slusaq3e.pdf>
- [4] International Rectifier. *Katalogový list tranzistoru IRF1404* [online]. 2011 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf1404.pdf>
- [5] Texas Instruments. *Fully-Differential Isolation Amplifier* [online]. 2011 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/sbas542a/sbas542a.pdf>
- [6] Texas Instruments. *Digital Signal Procesor: TMS320F28044* [online]. 2011 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs357c/sprs357c.pdf>
- [7] FERROXCUBE. *Jádro ETD49/25/16* [online]. 2008 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/>
- [8] FERROXCUBE. *Materiál 3F3* [online]. 2008 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/>
- [9] Micrometals. *T106-26* Dostupné z: www.micrometals.com
- [10] KAZDA, Vlastislav. SOU Chotěboř. *Výpočty chlazení elektronických součástí* [online]. 2001, [cit. 2012-05-24]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [11] ZÁHLAVA, Vít. *Metodika návrhu plošných spojů*. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, 2000, 181 s. ISBN 978-800-1021-934.

- [12] Power tipy XXI - Hlídejte RMS proud kondenzátorů. *Power tipy XXI - Hlídejte RMS proud kondenzátorů*.2010. Dostupné z: <http://pandatron.cz/>
- [13] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*.Vyd. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, Elektrotechnická fakulta, 1998, 181 s. ISBN 80-708-2411-5.
- [14] Texas Instruments. *3-A High Voltage Boost Converter with Soft-start and Programmable Switching Frequency*[online]. 2011 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slvs892b/slvs892b.pdf>
- [15] Samyoung electronics. *KMG capacitors*[online]. 2000 [cit. 2012-05-02]. Dostupné z: <http://www.samyoung.co.kr/download/miniature/KMG.pdf>

Příloha A

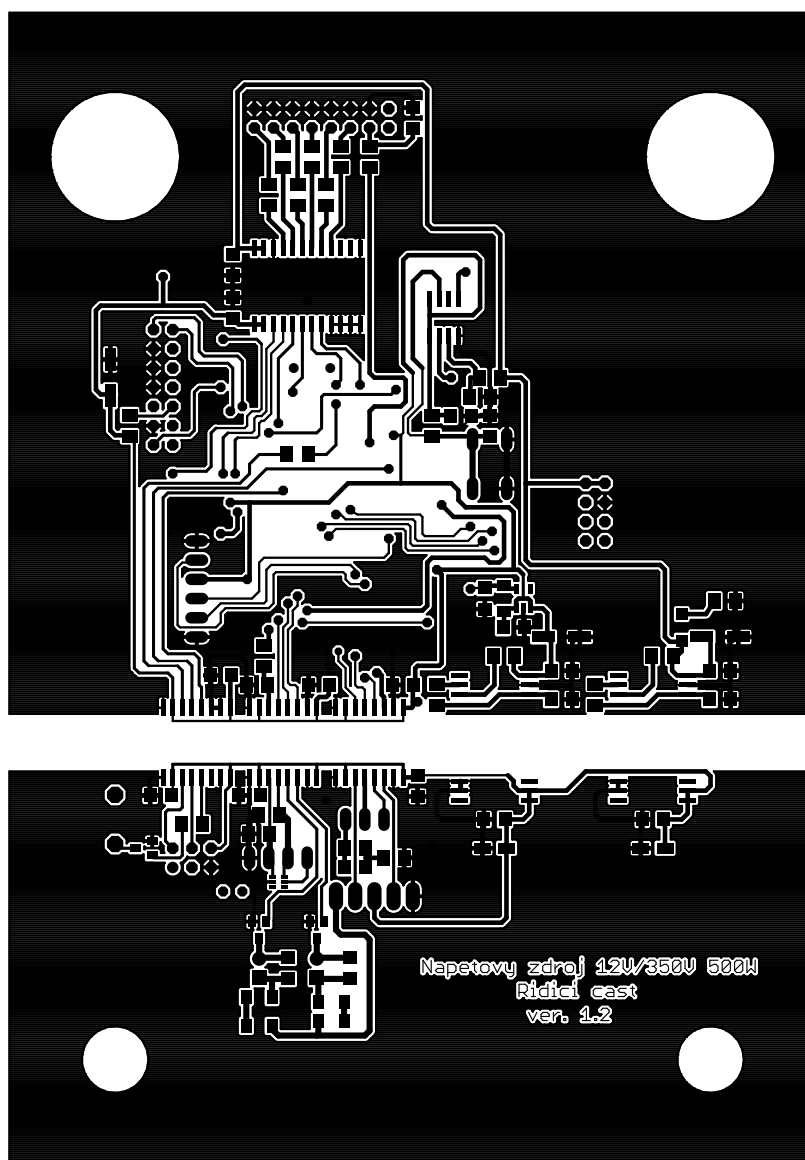
Bloková schémata



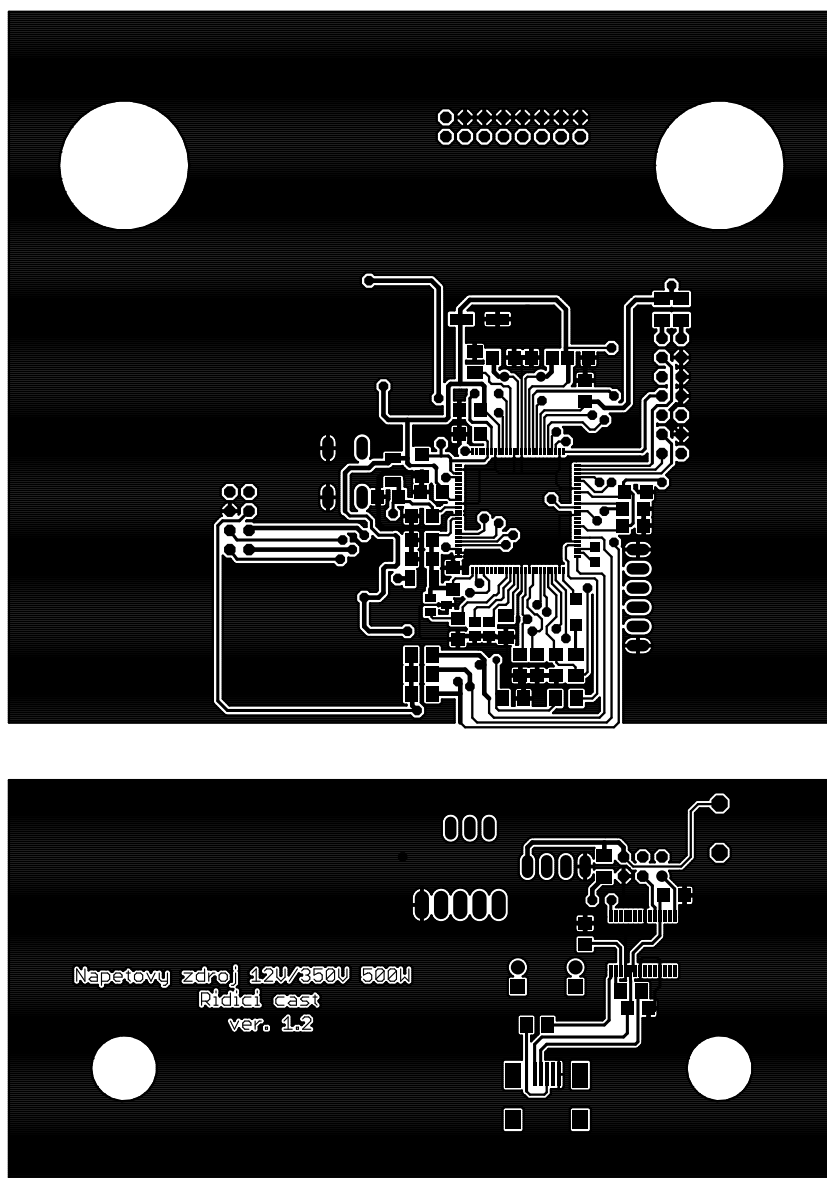
Obr. A.1: Blokové schéma procesoru TMS320F28044

Příloha B

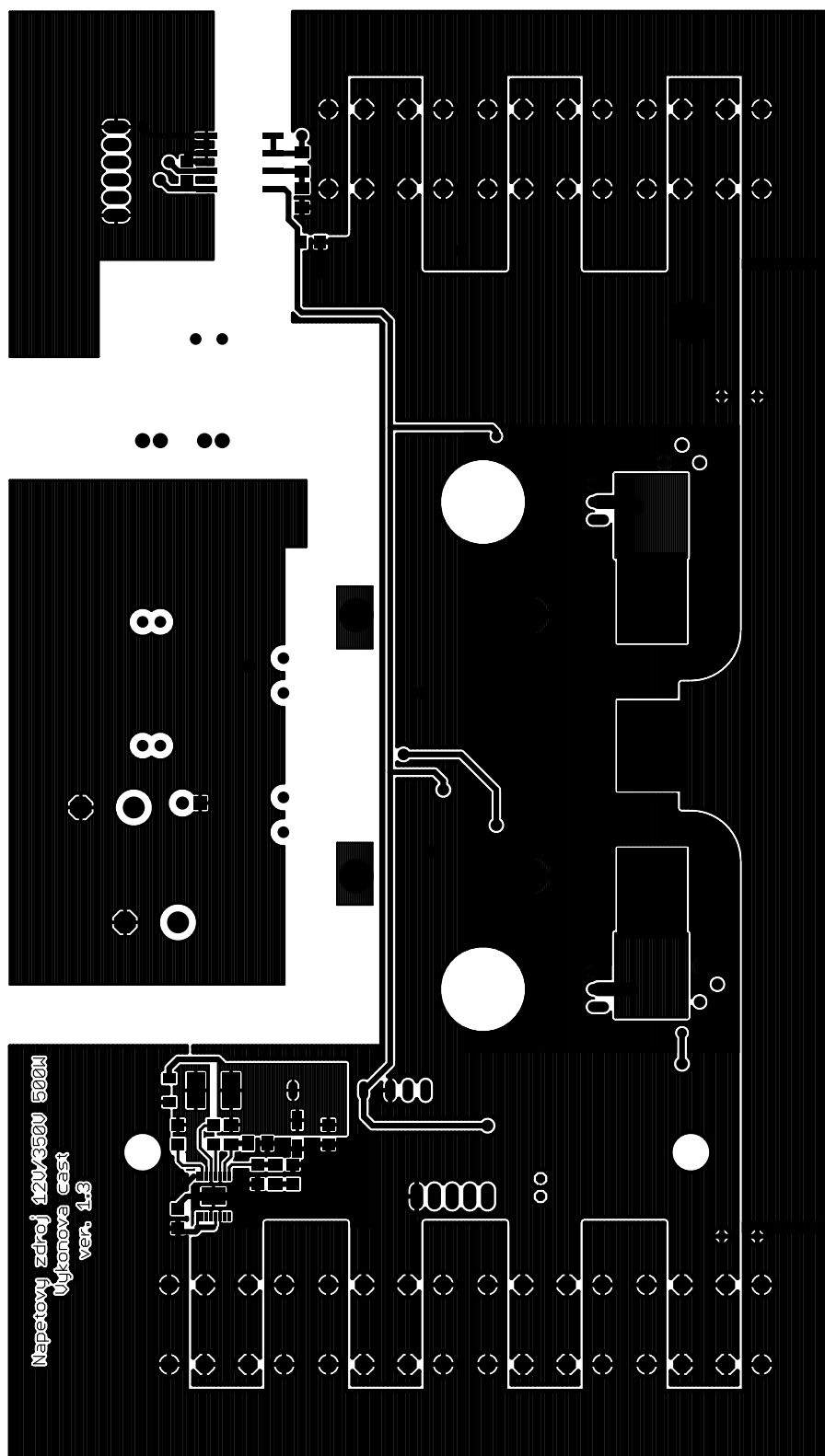
Desky plošných spojů



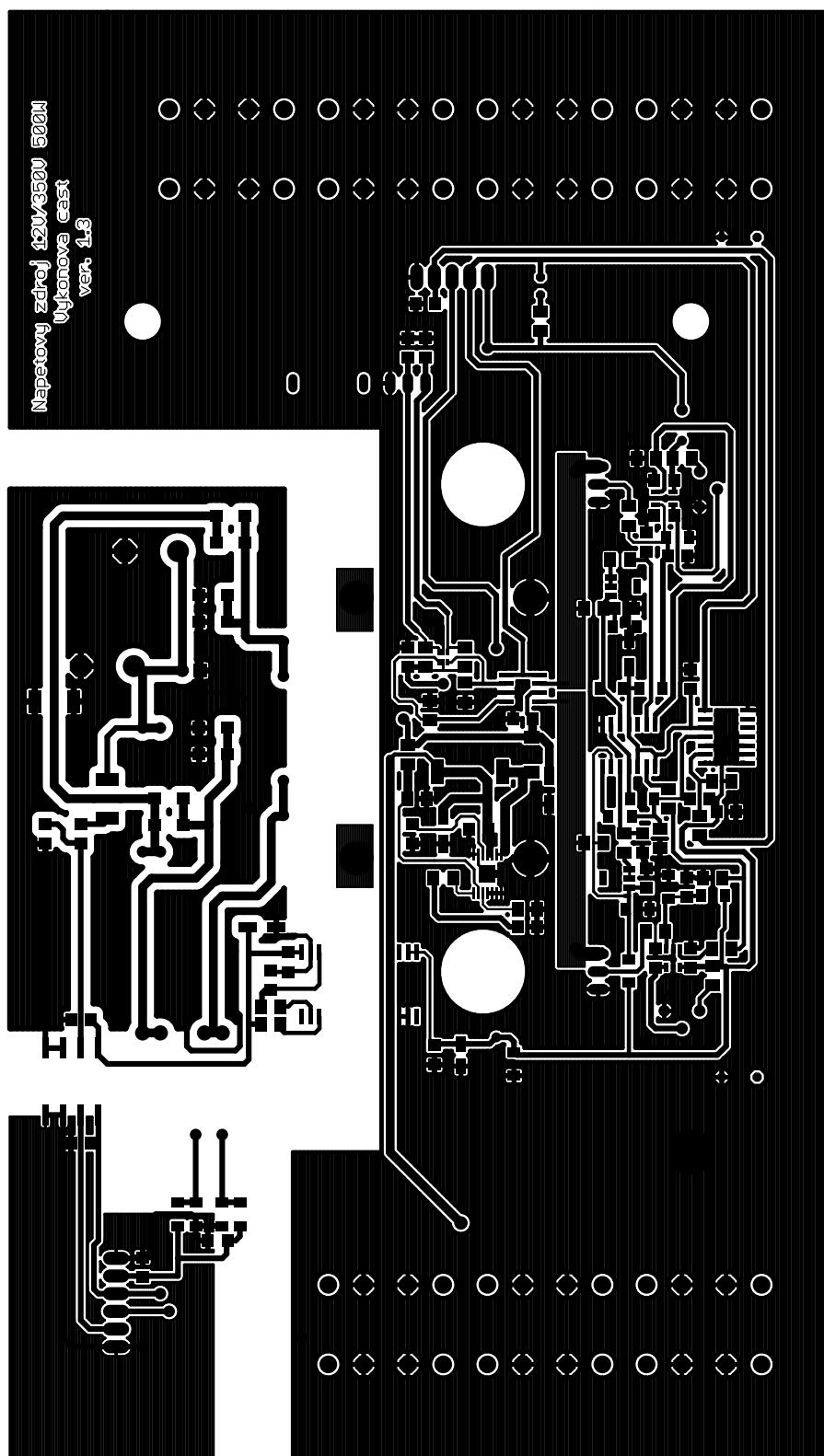
Obr. B.1: Horní strana DPS řídicí části



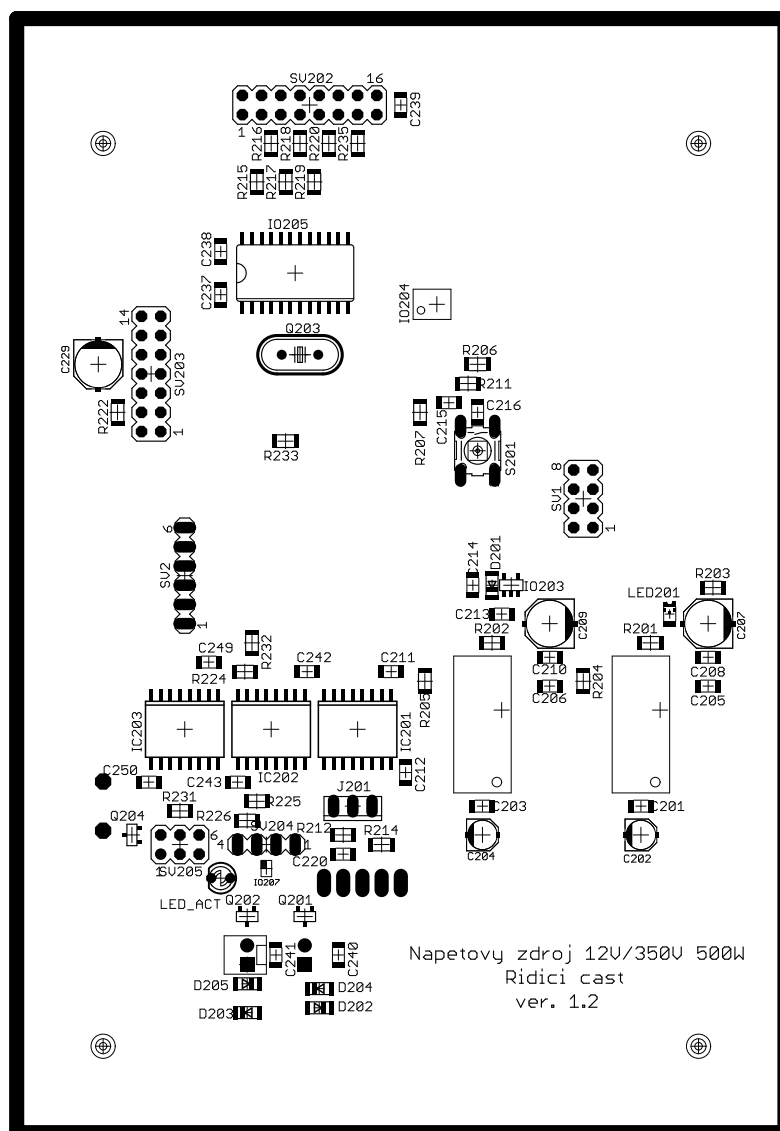
Obr. B.2: Spodní strana DPS řídicí části



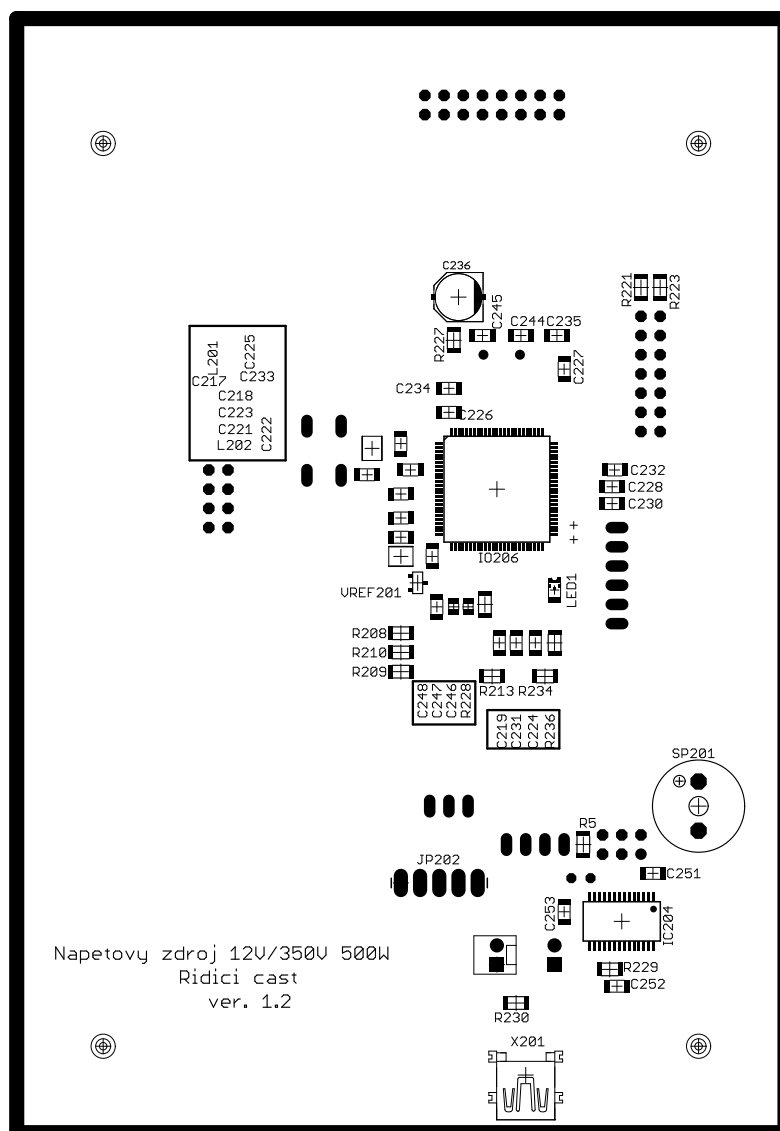
Obr. B.3: Horní strana DPS výkonové části



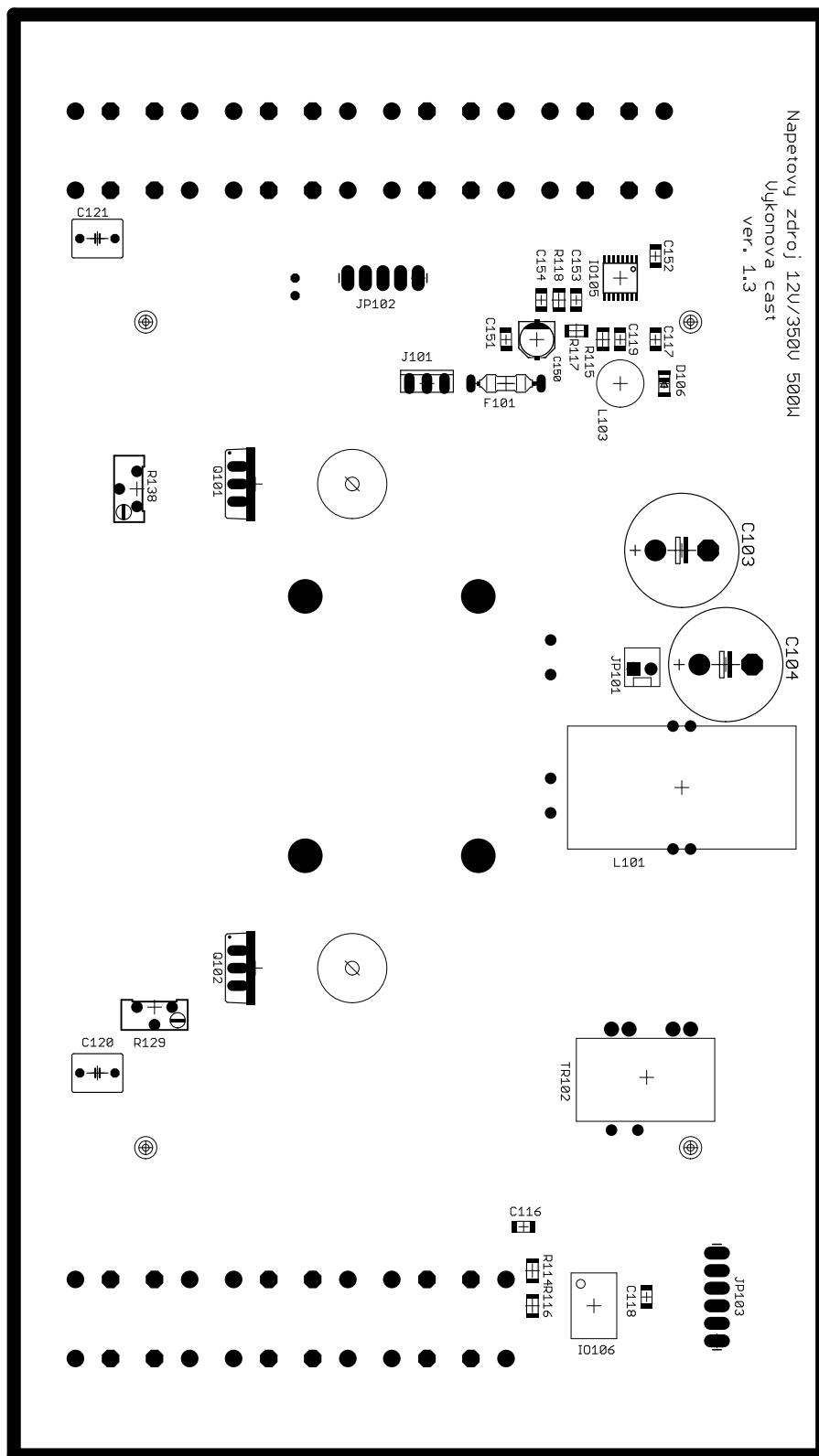
Obr. B.4: Spodní strana DPS výkonové části



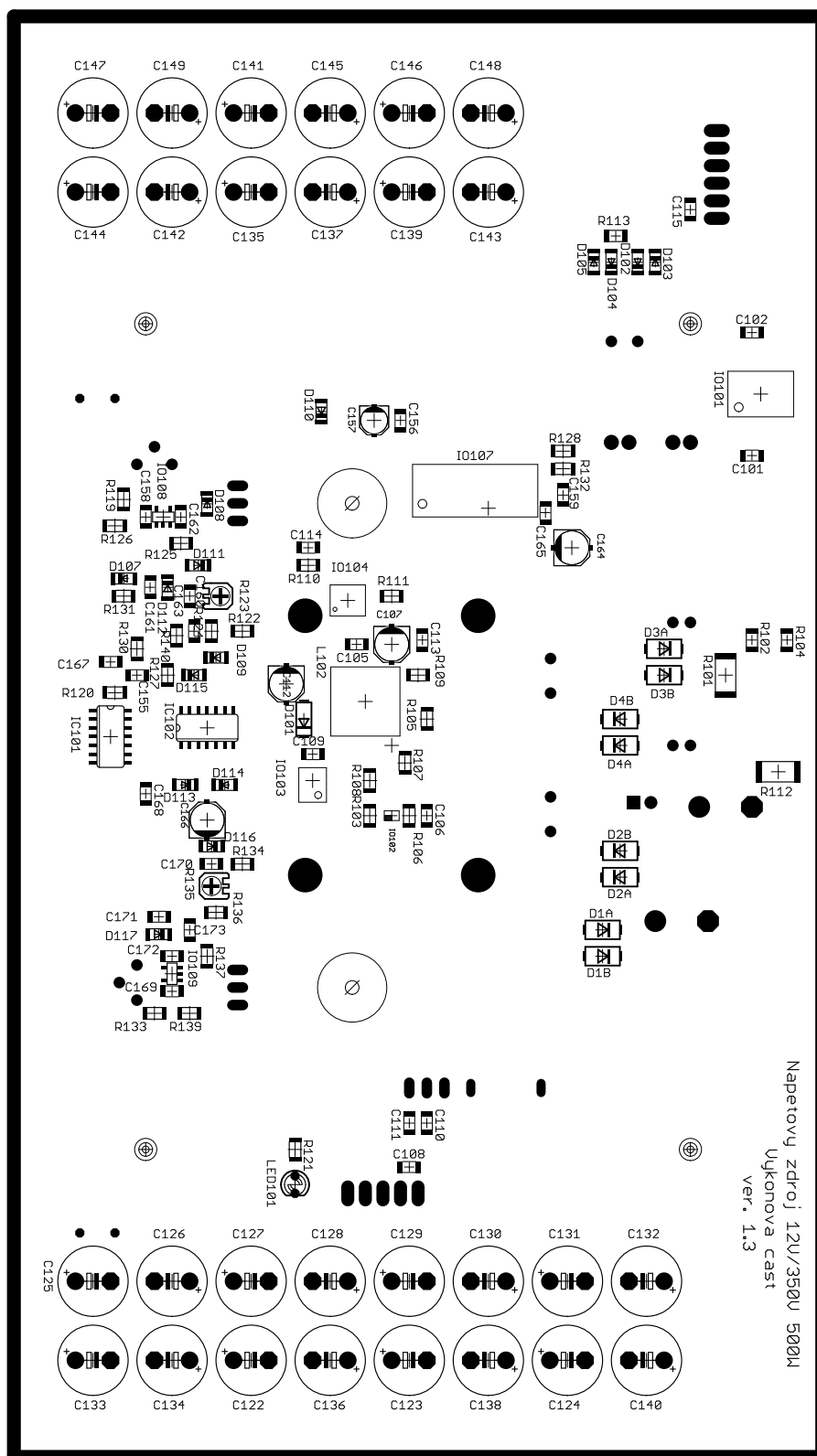
Obr. B.5: Schéma součástek horní strany DPS řídicí části



Obr. B.6: Schéma součástek spodní strany DPS řídicí části



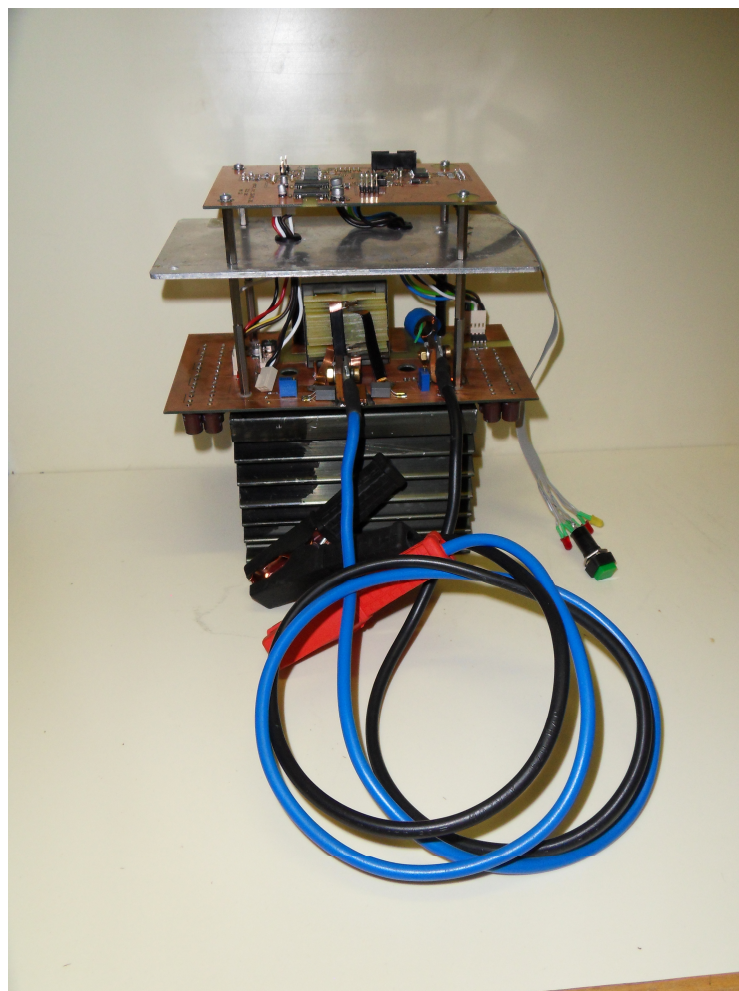
Obr. B.7: Schéma součástek horní strany DPS výkonové části



Obr. B.8: Schéma součástek spodní strany DPS výkonové části

Příloha C

Obrázky



Obr. C.1: Fotka měniče