



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Jednofázový procesorem řízený střídač 350VDC/230VAC,50Hz

Autor práce: Bc. Pavel Rubáš

Vedoucí práce: Ing. Matouš Bartl

Plzeň 2014

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Pavel RUBÁŠ**
Osobní číslo: **E12N0156P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a aplikovaná informatika**
Název tématu: **Jednofázový procesorem řízený střídač 350VDC/230VAC (50Hz)**
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 :

V návaznosti na BP "Procesorem řízený spínaný izolovaný napěťový zdroj 12V/350V (500W)" student navrhne jednofázový střídač se sinusovým průběhem výstupního napětí.

1. Prostudujte dostupnou literaturu a shrňte používané principy střídačů.
2. Na základě zjištěných poznatků navrhněte koncepci střídače.
3. Navrhněte konkrétní obvodové řešení včetně procesorové řídicí části. Doporučeno je použití mikrokontroléru řady TMS320F28 společnosti Texas instruments.
4. Vytvořte ovládací firmware. Jako volitelný úkol vytvořte i diagnostický software pro PC.
5. Realizujte funkční vzorek, oživte jej, odlaďte softwarové vybavení a změřte důležité parametry.



Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

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

Seznam odborné literatury:

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

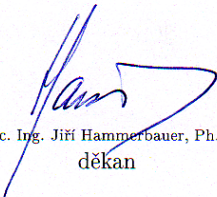
Vedoucí diplomové práce:

Ing. Matouš Bartl

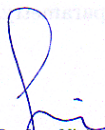
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2013**

Termín odevzdání diplomové práce: **12. května 2014**



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



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem střídače napětí z 350 V na 230 V, 50 Hz, 500 VA, který navazuje na předchozí práci se zadáním „Procesorem řízený spínaný izolovaný napěťový zdroj 12V/350V,500W“. V práci jsou popsány jednotlivé části zařízení a vysvětlena jejich funkčnost. Jako hlavní řídicí prvek je použit procesor TMS320F28044. Je navržena můstková koncepce střídače s tranzistorem SPP20N60C3. Většina použitých součástek je, pro snadnou dostupnost, zvolena od firmy Texas Instruments. V závěru práce je zhodnocena zvolená koncepce zařízení. Parametry měniče jsou částečně odměřeny při nižším napětí.

Klíčová slova

DC/AC měnič, střídač, UPS, TMS320F28044, PC814A, měření napětí, měření proudu, LC filtr, sinusový výstup, SPP20N60C3, AMC1200, TPS54292, ISO5500

Abstract

Rubáš, Pavel. *Microcontroller controlled single phase inverter 350VDC/230VAC,50Hz* [*Jednofázový procesorem řízený střídač 350VDC/230VAC,50Hz*]. Pilsen, 2014. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Matouš Bartl

This work deal with the inverter from 350 V on 230 V,50 Hz, 500 VA. This thesis connects to thesis „Microprocessor controlled isolated switching mode power supply 12V/350V,500W“. There are described parts equipment and explained their functionality. The main controller processor is TMS320F28044. Is used H-bridge inverter with transistors SPP20N60C3. 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 with low power were partly measurement.

Keywords

DC/AC converter, inverter, UPS, TMS320F28044, PC814A, measuring of voltage, measuring of current, LC filter, sine wave output, SPP20N60C3, AMC1200, TPS54292, ISO5500

Prohlášení

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

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci 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 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 diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 8. května 2014

Bc. Pavel Rubáš

.....

Podpis

Poděkování

Tato diplomová práce vznikla s podporou Studentského grantového systému ZČU SGS – 2012 – 019.

Poděkování dále patří vedoucímu diplomové práce Ing. Matoušovi Bartlovi za cenné rady a zkušenosti a také Doc. Ing. Jiřímu Hammerbauerovi, Ph.D. za hodnotné připomínky.

Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Seznam symbolů a zkratk	x
1 Úvod	1
2 Typy napěťových střídačů	2
2.1 Střídač s transformátorem	2
2.2 Střídač se symetrickým vstupem	3
2.3 Střídač s děličem napětí	3
2.4 Střídač s výstupním můstkem	4
2.5 Další typy měničů	5
2.6 Průběhy výstupního napětí	6
2.6.1 Obdélníkový výstup bez mezery v nule	6
2.6.2 Obdélníkový výstup s mezerou v nule	6
2.6.3 Obdélníkový výstup PWM modulace	7
2.6.4 Víceúrovňové průběhy	7
3 Výkonová část	8
3.1 Volba tranzistorů	9
3.2 Návrh výstupního filtru	10
3.3 Kompletní zapojení výkonového obvodu	12
3.4 Realizace vzorku	13
3.4.1 Výpočet ztrát na výkonových prvcích	14
3.4.2 Tepelné schéma a návrh chladiče	15
3.5 Mechanická konstrukce	17
4 Řídicí část	18
4.1 Procesor TMS320F28044	18
4.2 Vlastní firmware	18
4.2.1 Generování sinusového signálu	20

4.2.2	Synchronizace se sítí	21
4.2.3	Ochrana proti přetížení a zkratu	21
4.3	Další ochranné prvky	22
4.4	Komunikace s okolím	22
4.5	Ovládání	23
5	Zdroje pro vlastní potřebu	24
6	Vybrané obvodové prvky	28
6.1	Oddělení analogových signálů	28
6.1.1	Galvanicky oddělené zesilovače	28
6.1.2	Linearizace optočlenu	29
6.2	Mosfet budiče ISO5500	32
6.3	Napájecí oddělovače DCP02	33
6.4	Spínané měniče TPS5429x	34
7	Měření výstupních parametrů	37
7.1	Měření střídače	37
7.2	Měření pomocného zdroje	39
8	Závěr	40
	Reference, použitá literatura	42
	Přílohy	44
A	Bloková schémata	44
B	Desky plošných spojů	45
C	Obrázky	54

Disk CD a 6ks volně vložených schémat.

Seznam obrázků

2.1	Střídač s transformátorem	2
2.2	Střídač se symetrickým vstupem	3
2.3	Střídač s děličem napětí	4
2.4	Střídač s výstupním můstkem	4
2.5	Tří-úrovňový střídač	5
2.6	Tvar obdélníkového napětí	6
2.7	Tvar obdélníkového napětí s mezerou v nule	6
2.8	Tvar výstupního napětí s PWM modulací	7
2.9	Průběh víceúrovňového střídače	7
3.1	Střídač v můstkovém zapojení	8
3.2	Zapojení měniče 12V/350V	13
3.3	Spínací ztráty na tranzistoru	14
3.4	Náhradní tepelné schéma výkonových součástek	15
3.5	Rozmístění obvodů v konstrukční krabičce	17
4.1	Spínací diagram tranzistorové dvojice	19
4.2	Komunikační rámec sériového rozhraní	22
6.1	Schéma měření výstupního napětí s AMC1200	29
6.2	Oddělení analogového signálu optočlenem	30
6.3	Převodní charakteristiky několika optočlenů	31
6.4	Převodní charakteristiky optočlenu PC814A	31
6.5	Paralelní spojení DC/DC měničů	34
6.6	Zapojení obvodu TPS54292 pro napájení procesoru	35
7.1	Zatěžovací charakteristika střídače 230 V, 50 Hz	37
7.2	Průběh výstupního napětí při zatížení 300 W	38
7.3	Průběh výstupního proudu při zatížení 300 W	39
A.1	Blokové schéma procesoru TMS320F28044	44
B.1	Pohled na DPS vrchní strany pomocného zdroje	45
B.2	Pohled na DPS spodní strany pomocného zdroje	46

B.3	Osazovací plán vrchní strany DPS pomocného zdroje	46
B.4	Osazovací plán spodní strany DPS pomocného zdroje	47
B.5	Pohled na DPS vrchní strany řízení	47
B.6	Pohled na DPS spodní strany řízení	48
B.7	Osazovací plán vrchní strany DPS řízení	48
B.8	Osazovací plán spodní strany DPS řízení	49
B.9	Pohled na DPS vrchní strany budiče	49
B.10	Pohled na DPS spodní strany budiče	49
B.11	Osazovací plán vrchní strany DPS budiče	49
B.12	Osazovací plán spodní strany DPS budiče	50
B.13	Pohled na DPS vrchní strany střídače	50
B.14	Pohled na DPS spodní strany střídače	51
B.15	Osazovací plán vrchní strany DPS střídače	52
B.16	Osazovací plán spodní strany DPS střídače	53
C.1	Fotka měniče-čelní panel	54
C.2	Fotka měniče-vnitřní pohled	55
C.3	Fotka měniče-budiče a tranzistory SPP20N60C3	55

Seznam tabulek

3.1	Některé parametry tranzistoru SPP20N60C3 [Převzat z [2]]	10
3.2	Parametry tranzistoru IRFP4110 [Převzat z [3]]	13
3.3	Parametry rychlé diody RHRP8120 [Převzat z [4]]	14
3.4	Maximální oteplení výkonových součástek	16
4.1	Seznam identifikátorů sériového rozhraní	23
5.1	Některé parametry jádra ETD29 [Převzat z [8]]	25
5.2	Počty závitů jednotlivých vinutí	27
6.1	Rozdílné parametry měničů TPS5492x	34
7.1	Body zatěžovací charakteristiky	38

Seznam symbolů a zkratek

ADC	Analog to Digital Converter. Převodník analogového signálu na číslicový.
BYPASS	Obtokový režim měniče.
CAN	Controller Area Network. Sériový komunikační protokol.
CRC	Cyclic Redundancy Check. Cyklický redundantní součet.
D	Střída signálu.
DESAT	Saturační ochrana tranzistoru.
D_{MAX}	Maximální střída signálu.
DPS	Deska plošného spoje.
ENABLE	Zapínací signál měniče.
f	Frekvence[Hz].
FAULT	Linka pro signalizaci chyb v měniči.
FB	FeedBack. Zpětná vazba.
FIFO	First In, First Out. Vyrovnávací paměť.
FLASH	Elektricky programovatelná paměť.
IIC	Internal Integrated Circuit Bus. Vnitřní dvoudrátová sériová sběrnice.
I_{DS}	Proud procházející skrz DRAIN - SOURCE [A].
I_L	Proud procházející cívkou [A].
I_{mag}	Magnetizační proud [A].
I_{out}	Výstupní proud měniče [A].
I_{Mout}	Maximální výstupní proud měniče [A].
JTAG	Joint Test Action Group. Programovací a testovací rozhraní.
L	Vlastní indukčnost [H].
LDO	Low Drop Out. Stabilizátor s nízkým úbytkem napětí.
LQFP	Low Profile Quad Flat Package. Ploché, nízkoprofilové pouzdro.
l_e	Efektivní délka jednoho závitů [m].
N_1	Počet primárních závitů.
N_2	Počet sekundárních závitů.
OZ	Operační zesilovač.
p	Převod transformátoru.
P_{max}	Výstupní výkon měniče [W].

PC	Personal computer. Osobní počítač.
PWM	Pulse Width Modulation. Pulzně šířková modulace.
RAM	Random-Access Memory. Paměť s přímým přístupem.
$R_{DS(on)}$	Odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu [Ω].
R_m	Magnetický odpor 1/H.
$R_{\theta JC}$	Tepelný odpor mezi přechodem a pouzdrem tranzistoru [$^{\circ}C/W$].
$R_{\theta CS}$	Tepelný odpor mezi pouzdrem tranzistoru a chladičem [$^{\circ}C/W$].
$R_{\theta JA}$	Tepelný odpor mezi přechodem tranzistoru a okolím [$^{\circ}C/W$].
$R_{\theta CHL}$	Tepelný odpor chladiče [$^{\circ}C/W$].
SCI	Serial Communications Interface. Sériové komunikační rozhraní.
SOA	Safe Operating Area. Oblast bezpečného provozního stavu.
SPI	Serial Peripheral Interface. Sériové periferní rozhraní.
SYNC	Synchronizační signál měniče.
T	Perioda [s].
t_f	Doba zavření tranzistoru [s].
T_a	Teplota okolního vzduchu [$^{\circ}C$].
t_{OFF}	Latence rozepnutí tranzistoru [s].
t_{ON}	Latence sepnutí tranzistoru [s].
t_r	Doba otevření tranzistoru [s].
U_{DS}	Napětí na přechodu DRAIN - SOURCE [V].
u_i	Indukované napětí [V].
U_L	Napětí na cívce [V].
UPS	Uninterruptible Power Systems. Zdroje nepřetržitého napájení.
USB	Universal Serial Bus. Univerzální sériová sběrnice.
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 střídače napětí z 350 V DC na 230 V, 50 Hz, 500 W s procesorem TMS320F28044. Práce navazuje na napěťový měnič 12 V/350 V, 500W, který je součástí jiné, předchozí práce. Vzhledem k tomu, že tato samotná polovina zařízení je v praxi špatně použitelná, je tak v práci myšleno na rozšíření na kompletní DC/AC měnič z napětí 12 V na 230 V, 50 Hz. Jako určitý bonus je do práce přidán usměrňovač ze síťového napětí 230 V, což má za následek rozšíření použitelnosti práce pro zálohování systémů nepřetržitým zdrojem energie, neboli UPS. Jako zdroj energie slouží 12 V akumulátor, který je schopen dodávat do zátěže 500 W činného výkonu při síťovém napětí 230 V a frekvenci 50 Hz.

V první části práce je rozebrána problematika střídačů a jejich možná zapojení, včetně řízení výstupního napětí. Druhá část se zabývá již samotným návrhem práce. Jsou zde popsány jak výkonové, tak řídicí a další podpůrné obvody. V poslední kapitole jsou publikovány změřené parametry střídače. V závěru je pak diskutováno splnění jednotlivých bodů zadání, zhodnocení a směr dalšího vývoje.

V kapitolách je tedy celá práce detailně rozebrána a jsou popsány jednotlivé elementární bloky. Všechny součástky ve schématech jsou pro přehlednost číslovány podle vzorce $x + n \cdot 100$, kde x je číslo součástky a n je číslo desky. Na jednom schématu se proto nacházejí součástky s označením 100 - 199 a na druhém schématu součástky s označením 200-299. Stejně očíslované jsou součástky i v textu, aby nedošlo k nepochopení výkladu. Kompletní elektrická schémata jsou pro přehlednost a svoji rozsáhlost ve volné příloze a seznam součástek je uveden pouze na příloženém CD.

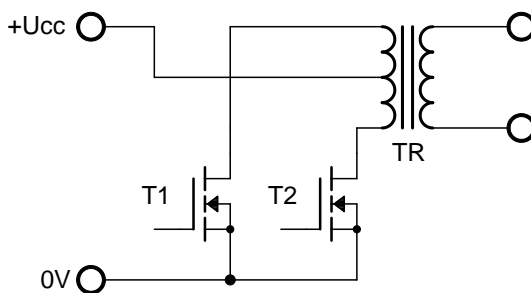
2

Typy napěťových střídačů

V následujících podkapitolách jsou uvedeny nejběžnější typy střídačů 230 V/50 Hz, včetně možnosti jejich uplatnění a způsobu řízení. Tyto střídače jsou detailněji popsány v literatuře [12] a [13]. Stejnoseměrná vstupní část měniče je připojena ke zdroji napětí, kterým může být například akumulátorová baterie nebo usměrněné napětí s dostatečně velkým filtračním kondenzátorem.

2.1 Střídač s transformátorem

Střídač zobrazený na obrázku 2.1 patří mezi jednoduché a ekonomicky nenáročné měniče napětí. Jeho výhodou je snadná realizace a jednoduchý způsob řízení. Výstupní frekvence je shodná se spínací frekvencí tranzistorů. Výstup z transformátoru není potřeba nijak filtrovat, o to se částečně postará vlastní indukčnost použitého transformátoru. Mezi



Obr. 2.1: Střídač s transformátorem

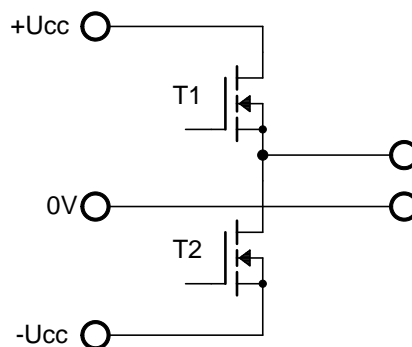
další výhody patří galvanické oddělení vstupu a výstupu měniče a možnosti napěťové konverze z jiné napěťové hladiny. I přes jisté výhody, má řešení řadu nevýhod. Především mezi ně patří průběh výstupního napětí, které má obdélníkový průběh. Ten by se dal přidáním filtračních obvodů zhoršit a zmenšit tak výraznou změnu napětí při průchodu nulou a přiblížit se tak sinusovému průběhu. Nicméně i tak výstupní napětí obsahuje několik harmonických složek a nelze proto dosáhnout sinusového výstupního napětí a

tento měnič je téměř nepoužitelný pro motorickou zátěž. Uplatnění takového měniče lze očekávat u takového zařízení, které vstupní napětí nejprve usměrní.

Další nevýhodou je nutnost použití transformátoru pro frekvenci 50 Hz, který dosahuje velkých rozměrů a hmotnosti. S měničem takového typu se dá nejčastěji setkat v levnějších zdrojích nepřetržitého napájení (Uninterruptible Power Systems – UPS).

2.2 Střídač se symetrickým vstupem

Pro střídač zobrazený na obrázku 2.2 je zapotřebí symetrického vstupního napětí většího než je maximální hodnota výstupního napětí. Spínací frekvence tranzistorů je odlišná a vyšší než frekvence výstupního napětí. Tím je možné, při vhodně navrženém způsobu

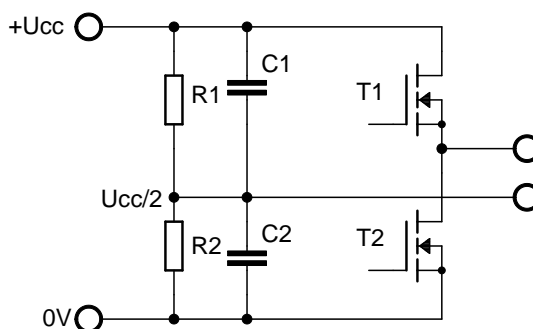


Obr. 2.2: Střídač se symetrickým vstupem

řízení, dosáhnout sinusového výstupního napětí. Je ovšem zapotřebí odfiltrovat spínací frekvenci filtračním členem. Ten má také za úkol vyhladit výstupní napětí a proud. Velikost těchto filtračních prvků je závislá na odstupu obou frekvencí od sebe. Čím je spínací frekvence větší, tím je zapotřebí menších hodnot a klesají ztráty. Naopak roste složitost řídicího obvodu a spínací ztráty na tranzistorech i v řídicím obvodu. Z hlediska řízení je nutné dodržet spínací a vypínací časy tranzistorů tak, aby nedošlo k sepnutí obou zároveň. Oproti předchozímu typu střídače má tento nevýhod hned několik. Je totiž potřeba symetrického napájení a plovoucího napájení pro buzení tranzistoru T1. Dále je zapotřebí vyšších nároků na řídicí část a pozornosti by také mělo být věnováno při návrhu filtračních obvodů, aby se zamezilo pronikání spínací frekvence do jiných částí obvodu.

2.3 Střídač s děličem napětí

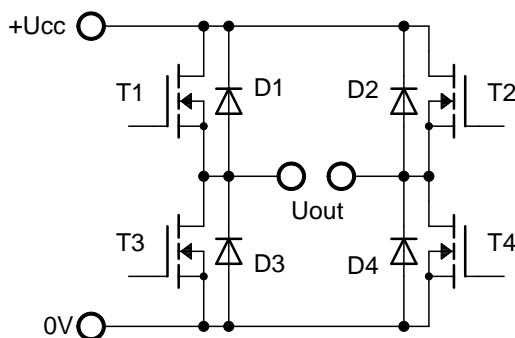
Tento střídač je shodný s předchozím typem, pouze není zapotřebí symetrického napájení. To je zajištěno napěťovým děličem C1,C2. Odporů R1,R2 slouží k udržení poloviny napětí U_{cc} . S rostoucím výstupním výkonem roste hodnota kondenzátorů a klesá velikost odporů. Tím dochází k vyzařování většího ztrátového výkonu a měnič se tak stává ekonomicky nevýhodný. Výstupní proud je odebírán především z kondenzátorů, které musí



Obr. 2.3: Střídač s děličem napětí

být na takový proud dimenzovány. Výstupní napětí může dosáhnout maximálně poloviny napětí vstupního, je proto třeba volit vstupní napětí dvojnásobné, než napětí výstupní.

2.4 Střídač s výstupním můstkem

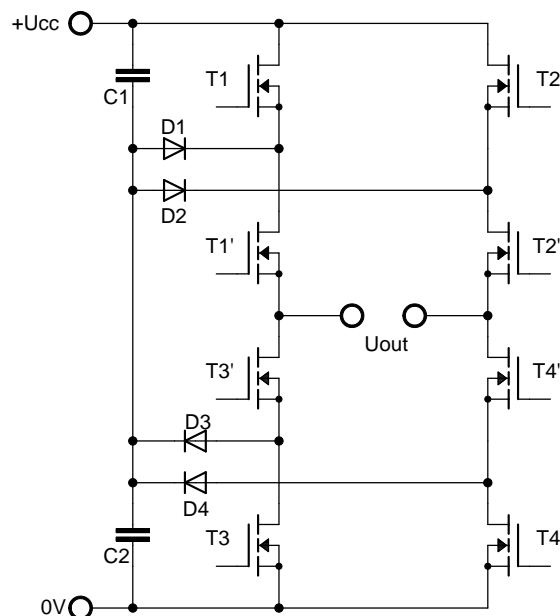


Obr. 2.4: Střídač s výstupním můstkem

Zapojením na obrázku 2.4 je umožněno použití nižšího stejnosměrného napětí na vstupu a tím tak zmenšení napěťového namáhání součástek. Pracovní proud teče vždy přes tranzistory T1,T4 nebo T2,T3. Pro výstup střídavého napětí tak stačí ovládat dvojici tranzistorů a použít jeden komplementární výstup z řídicího obvodu. Pro lepší způsob řízení je ovšem lepší řídit každou větev nezávisle a použít tak dva nezávislé komplementární výstupy. Pokud je navíc ke každému tranzistoru paralelně připojena dioda v závěrném směru je možné provozovat tento měnič ve všech kvadrantech a umožnit tak výměnu jalové energie. Ostatní parametry tohoto měniče jsou shodné s předchozími typy.

2.5 Další typy měničů

Výše popsané typy měničů jsou možné jakkoliv modifikovat a dokáží se tak přizpůsobit konkrétnímu požadavku. Všechny předchozí typy používají dvojúrovňové řízení, které je následně vyfiltrováno. Pro lepší průběh výstupního napětí je možné použít víceúrovňového řízení a dosáhnout tak lepších parametrů. Na obrázku 2.5 je tříúrovňový střídač, kde výstupní napětí může nabývat hodnot $\pm U_{cc}$, $\pm U_{cc}/2$ a $0V$.

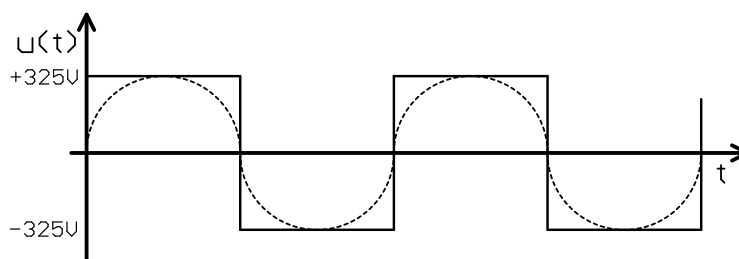


Obr. 2.5: Tří-úrovňový střídač

2.6 Průběhy výstupního napětí

2.6.1 Obdélníkový výstup bez mezery v nule

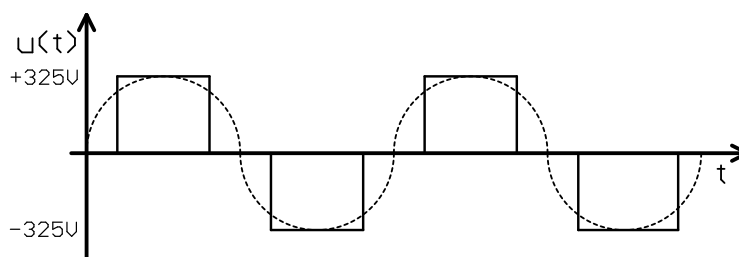
Ve většině případech se jedná o měniče s transformátorem a střídavé napětí 230 V se získává z akumulátorového zdroje 12 V, 24 V nebo 48 V. Velikost výstupního napětí se velmi málo podobá sinusovému průběhu. Přidáním rezonančního filtru 50 Hz na výstup lze odstranit vyšší harmonické a výstupní obdélníkové průběhy zdeformovat, nicméně i tak nelze dosáhnout sinusového výstupního napětí. Největší nevýhodou tohoto měniče je primární strana transformátoru s vyvedeným středem. Protože se v transformátoru akumuluje energie, dochází při přepínání tranzistorů k velkým napěťovým špičkám, které je nutno ošetřit. K tomu se používají RC či RCD ochrany, které špičky přemění na teplo. Z toho vyplývá, že měniče tohoto typu jsou ekonomicky nevýhodné a pro vyšší výkony je realizace téměř nemožná. Průběh výstupního napětí ku ideálnímu je vidět na obrázku 2.6



Obr. 2.6: Tvar obdélníkového napětí

2.6.2 Obdélníkový výstup s mezerou v nule

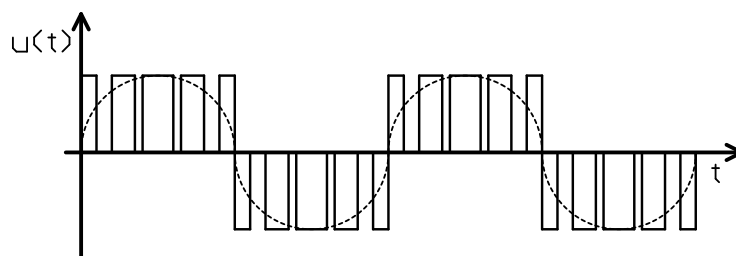
Mírnou modifikací předchozího typu měniče lze získat měnič s několika výhodami. Výstupní napětí se více přibližuje sinusovému průběhu, snižuje se klidový proud měniče a zlepšuje se účinnost. Dále pro případný akumulátor má přerušovaný odebíraný proud pozitivní dopad na výdrž, protože mezi proudovými impulzy dochází k regeneraci a obnovovací schopnosti akumulátoru. Průběh výstupního napětí je na obrázku 2.7



Obr. 2.7: Tvar obdélníkového napětí s mezerou v nule

2.6.3 Obdélníkový výstup PWM modulace

Měničem toho typu lze dosáhnout téměř sinusového výstupního napětí. Oproti předchozím typům se měnič liší pouze v řídicím systému, výstupní tranzistory je potřeba sepnout několikrát za periodu sinusového signálu. To je dáno nosným kmitočtem. Měniče tohoto typu jsou dvojího druhu. První možností je pevně daný nosný kmitočet. Velikost výstupního napětí je poté dána střídou PWM modulace. Jako nosný kmitočet se volí frekvence v řádu několika [KHz]. Přičemž platí, že pro hladší tvar výstupního napětí je třeba frekvenci vyšší. Tím se ale zvětšují přepínací ztráty na tranzistorech. Průběh výstupního napětí řízeného PWM modulací je vidět na obrázku 2.8

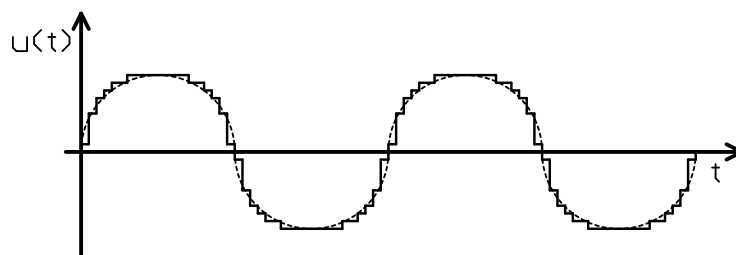


Obr. 2.8: Tvar výstupního napětí s PWM modulací

Druhou možností realizace je proměnný nosný kmitočet PWM modulace. Při generování nižšího napětí je nosný kmitočet vyšší než při generování vrcholu sinusoidy. Tím lze dosáhnout menšího zvlnění výstupního napětí.

2.6.4 Víceúrovňové průběhy

Víceúrovňový průběh má několik výhod. Především není nutné řešit snížení vyšších harmonických vyšším nosným kmitočtem. Více napěťových úrovní lze získat několika způsoby. Nejčastěji se používají kapacitní děliče, výjimkou není ani několikeré spojení jednotlivých měničů i s bateriemi do série. Průběh výstupního napětí bez jakékoli filtrace se téměř shoduje se sinusovým průběhem. Takové měniče dosahují velké účinnosti, nevýhodou jsou počáteční náklady kvůli použití několika měničů. Proto se tyto střídače používají pro zařízení velkých výkonů. Na obrázku 2.9 je průběh výstupního napětí víceúrovňového měniče. Schéma zapojení tříúrovňového střídače je na obrázku 2.5



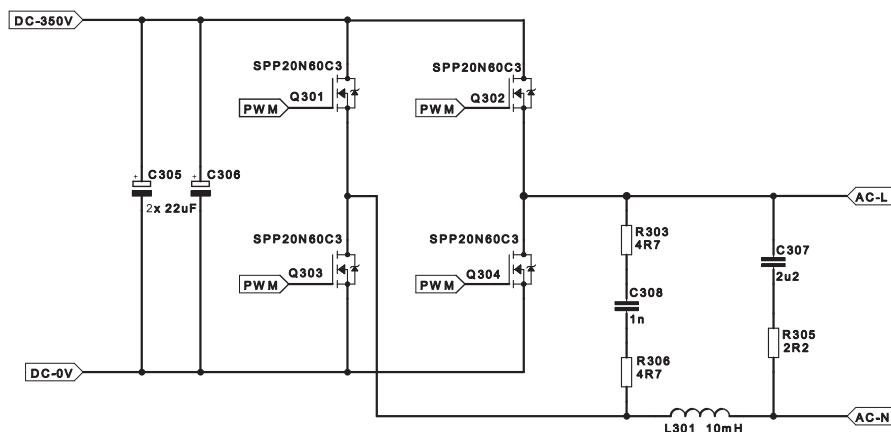
Obr. 2.9: Průběh víceúrovňového střídače

3

Výkonová část

Tato kapitola se zabývá návrhem výkonového obvodu, který navazuje na předchozí kapitole. Je vybrán a popsán konkrétní typ včetně dalších prvků, které jsou součástí výkonového obvodu.

Střídavé výstupní napětí vytváří střídač v můstkovém zapojení probraný v podkapitole 2.4. Toto schéma je vybráno z důvodu, že práce navazuje na napěťový střídač 12 V/350 V popsáný v [14]. Konkrétní schéma zapojení je znázorněno na obrázku 3.1.



Obr. 3.1: Střídač v můstkovém zapojení

Vybrané obvodové schéma obsahuje kromě můstkového střídače i vstupní filtrační kondenzátor, pro zajištění konstantního napětí při spínání tranzistorů. Ten je zdvojen z důvodu menšího proudového namáhání. Dále je schéma doplněno o filtrační LCR člen a RC ochranu tranzistorů.

Z hlediska spínání, je nutno dodržet, aby byl sepnut pouze jeden tranzistor ve svlé větvi a nedošlo tak ke zkratu v meziobvodu. Tento požadavek a i následné řízení střídače je probráno později.

3.1 Volba tranzistorů

Pro dimenzování a nalezení vhodných tranzistorů je třeba určit napěťové a proudové namáhání, přičemž je třeba zohlednit i způsob chlazení a frekvenci spínání. Jelikož zadáním této práce je střídač se sinusovým výstupem, bylo by správné tranzistory volit tak, aby bylo možné řídit velikost výstupního napětí pouhým otevřením tranzistoru a provozovat je tak v lineárním režimu. Tím by bylo zřejmě dosaženo čistě sinusového výstupního napětí za předpokladu značných výkonových ztrát na tranzistorech, které by rapidně zhoršily účinnost měniče.

Je-li připuštěno mít výstupní napětí mírně zvlněné, je možné tranzistory provozovat ve spínacím režimu a výstupní napětí upravit výstupním filtrem. Je proto zvolena PWM modulace jejíž střída mění střední hodnotu výstupního napětí, které kopíruje sinusový průběh. Následně je nosná frekvence utlumena a na výstupu je pouze sinusový signál. Nosná frekvence musí být oproti výstupnímu signálu větší aby byla snáze utlumena. Zároveň platí, že s rostoucí frekvencí klesají rozměry filtračního obvodu, naopak ale rostou spínací ztráty na tranzistoru a potřeba rychlejšího řízení.

Volba nosné frekvence je proto určitým kompromisem a její volba vychází z již známých a ověřených postupů. Je proto zvolena nosná frekvence o hodnotě 30 KHz. Pro určení velikosti proudu tekoucí tranzistorem, je potřeba spočítat velikost proudu tekoucí zátěží a k tomu přičíst velikost proudu tekoucí filtrem. Velikost výstupního proudu vychází z maximálního výkonu a výstupního napětí. Jeho maximální velikost je stanovena následovně:

$$I_{Mout} = \frac{P_{out}}{U_{out}} \sqrt{2} = \frac{500}{230} \sqrt{2} = 3,1 \text{ A} \quad (3.1)$$

Tranzistory je třeba volit tak, aby vydržely tento proud a i případný proud tekoucí do filtru. Pro určení napěťového namáhání se vychází z napětí meziobvodu, které je 350 V. Zároveň je třeba dodržet určitý bezpečnostní koeficient a volit tak vyšší průrazné napětí. Zároveň s rostoucími parametry tranzistoru roste jeho nárok na buzení. S určitým kompromisem všech požadavků je proto zvolen MOSFET tranzistor typu SPP20N60C3 v pouzdře TO220, jehož důležité parametry jsou uvedeny v tabulce 3.1.

Pro tento typ tranzistoru je následně třeba zjistit, zda je možné použít spínací frekvenci pro konkrétní hodnoty proudu a napětí. Jde o takzvané operační křivky (Safe Operating Area – SOA), které udávají minimální možnou spínací frekvenci pro dané napětí a proudy. Tato křivka je dostupná v katalogovém listu [2], z které vyplývá, že pro proud 3 A a napětí 600 V je nutné zvolit minimální frekvenci 10 KHz. Volba 30 KHz je proto dostačující. Nevýhodou těchto tranzistorů je, že obsahují již integrovanou ochrannou diodu, která není dostatečně rychlá a má horší provozní parametry. Je proto k ní přidána paralelně výkonová rychlá dioda RHRP8120 jejíž parametry jsou uvedeny níže v tabulce 3.3.

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
V_{DS}	maximální spínané napětí	650	V
I_D	maximální spínaný proud	20,7	A
$R_{DS(on)}$	odpor kanálu v sepnutém stavu	0,19	Ω
t_r	doba zapnutí	5	ns
t_f	doba vypnutí	4,5	ns
t_{rr}	regenerační čas diody	800	ns
T_j	pracovní teplota	-55 – 150	$^{\circ}\text{C}$
Q_g	kapacita Gate hradla	114	nC
$R_{\theta JS}$	tepelný odpor přechod-chladič	0,35	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Tab. 3.1: Některé parametry tranzistoru SPP20N60C3 |Převzato z [2]|

Nevýhodou velké kapacity hradla je, že při spínání a rozpínání je potřeba dodat či odvést velký náboj. S tím souvisí požadavek na dodání velkých proudů za krátký časový interval. Z toho důvodu jsou pro spínání tranzistorů přidány výkonové budiče, které proudovou špičku pokryjí. Tyto budiče jsou více popsány v kapitole 6.2.

Protože vedení k tranzistorům bude jistě nějak dlouhé, lze na něm předpokládat jistou indukčnost, díky které mohou vznikat napěťové špičky, které mohou prorazit tranzistor. Ty je třeba odvést. Slouží k tomu RC ochrana v podobě R303,R306 a C308. Velikost je určena odhadem. Zároveň však bylo zjištěno, že tento jeden RC člen není schopen snížit napěťové špičky. Je proto ještě navíc ke každému tranzistoru přidán další RC člen v podobě $R = 100 \Omega$ a $C = 680 \text{ nF}$.

3.2 Návrh výstupního filtru

Výstupní LC filtr má za úkol potlačit nosný signál PWM modulace o frekvenci 30 KHz. Pro stanovení velikosti filtrační indukčnosti je potřeba zohlednit několik faktorů. První důležitý faktor je ten, že napěťová ztráta na indukčnosti nesmí být větší jak 5 % výstupního napětí. Tím je stanovena maximální velikost indukčnosti pokud cívkou poteče pouze pracovní proud.

$$L_{301_{MAX}} = \frac{U_{out}}{2\pi f I_{out}} 0,02 = \frac{230}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 50 \cdot \frac{3,1}{\sqrt{2}}} 0,05 = 16,8 \text{ mH} \quad (3.2)$$

Maximální napěťová ztráta 5 % je volena z hlediska účinnosti a také z důvodu dosažení amplitudy výstupního napětí při vstupním napětí 350 V.

Pro výpočet filtračního kondenzátoru C307 je použit následující vzorec:

$$C_f = I_{Mout} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_C} 0,5 = 3,1 \cdot \frac{16 \cdot 10^{-6}}{10} 0,5 = 2,6 \mu\text{F} \quad (3.3)$$

Konstanta 0,5 je z toho důvodu, že největší zvlnění výstupního napětí je při střídě 50 %, tedy kdy výstupní napětí je poloviční. Doba, po kterou kondenzátor musí udržet napětí je polovina periody - 16 μ s.

Tím jsou dány minimální parametry filtru. Filtr má za úkol potlačit spínací frekvenci 30 KHz. Proto je třeba zvolit zlomovou frekvenci filtru co nejnižší. Pokud by byly dodrženy předchozí parametry, zlomová frekvence by měla hodnotu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{7,9 \cdot 10^{-6} \cdot 2,6 \cdot 10^{-6}}} = 761 \text{ Hz} \quad (3.4)$$

Z toho se jednoduchým výpočtem dá zjistit útlum takového filtru pro frekvenci 30 KHz, který vychází přibližně 60 dB. Při připuštění mírného zhoršení zkreslení výstupního napětí, za účelem zvětšení účinnosti, jsou vybrány filtrační prvky $L=10$ mH a $C=2,2$ μ F. Důsledkem toho se zlomová frekvence posune na 1073 Hz, nicméně útlum se nijak výrazně nezmění. Protože se jedná o kondenzátor ve střídavém poli poteče jím proud, jehož výše se spočte vzorcem:

$$I_C = 2\pi fUC = 230 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} = 0,16 \text{ A} \quad (3.5)$$

Což odpovídá přibližně 5 % celkového výstupního proudu a maximální možná účinnost měniče by byla 95 %. Tento předpoklad ovšem platí pro ideální kondenzátor, skutečný má i jistou odporovou hodnotu. Tuto hodnotu můžeme ještě zvětšit sériovým odporem, jehož velikost bude zjištěna z měření.

Filtrační kondenzátor má za úkol odstranit nosnou frekvenci, proto při volbě jeho dielektrika je zapotřebí tento požadavek zohlednit. Je proto vybrán polypropylénový kondenzátor určený pro vysokofrekvenční a impulzní obvody, který je schopen pokrýt špičky o velikost 400 V/ μ s. Více údajů je možno zjistit z internetových stránek výrobce [9].

Filtrační tlumivka spočítané velikosti není běžně dostupná a je potřeba si jí vyrobit. Nejprve je třeba zvolit vhodné jádro velikostně a materiálově. Protože tlumivka má za úkol odstranit frekvenci 30 KHz a propustit 50 Hz lze při návrhu uvažovat pracovní frekvenci 50 Hz. Tím dojde ke zjednodušení ohledně výběru materiálu a je tak možno použít transformátorové plechy. Následující rovnice uvádí způsob výpočtu počtu závitů pro daný materiál a typ jádra.

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{\mu_0 \mu_r S}} \quad [z] \quad (3.6)$$

V práci byla ovšem s výhodou použita tlumivka z PC zdroje. Měřením byla zjištěna indukčnost 10 mH, velikostně odpovídá jádru E12.

3.3 Kompletní zapojení výkonového obvodu

I když podle zadání má být tento měnič napájen stejnosměrným napětím 350 V získaným z 12 V, bylo by vhodné doplnit výkonovou část o usměrňovač, přidat několik ochranných a řídicích prvků a udělat tak plnohodnotný UPS zdroj s dvojitou přeměnou, neboli také „ON-LINE“

Kompletní schéma výkonové části je vzhledem ke své rozsáhlosti uvedené ve volné příloze. Střídavá síť 230 V je přivedena na konektory I/P-L a I/P-N. Proud teče přes ochrannou pojistku a termistor na obtokové, neboli „BYPASS“ relé. To umožňuje vstupní napětí přivést do meziobvodu měniče nebo rovnou na výstup, v případě, že dojde k poruše na střídači. Odpor R302 připojený paralelně ke kondenzátoru v meziobvodu má pouze funkci ochranou a má za úkol vybit kondenzátory při vypnutí měniče.

Pro měření obvodových veličin, jako je průběh napětí a proudu je využito několika měřicích prvků. Z hlediska možnosti regulace je třeba znát velikost napětí v meziobvodu, určitou výhodu přinese i znalost okamžité hodnoty výstupního proudu. Pro určitou korekci velikosti výstupního napětí, vlivem jeho úbytku na filtrační indukčnosti, je vhodné i sledovat průběh výstupního napětí. Pro možnost výpočtu velikosti připojené zátěže stačí znát průběh výstupního napětí a proudu, ovšem pokud bude měřen i proud v meziobvodu před kondenzátory, lze provést výpočet zátěže snadnější a lze navíc i měřit aktuální účinnost střídače. Aby celý měnič mohl fungovat jako zdroj UPS je třeba i znát průběh napětí v napájecí síti.

Těchto pět veličin je měřeno dále popsanými způsoby. O měření proudu v meziobvodu a na výstupu se stará Hallova sonda ACS712 se vstupním proudem ± 5 A a výstupním napětím 185 mV/A galvanicky odděleným od výkonové části. Napětí na výstupu střídače je měřeno izolačním zesilovačem AMC1200. Pomocí napěťového děliče z odporů R338, R339, R341 a R345 je upraveno maximální měřitelné napětí na hodnoty ± 400 V. Výstupní napětí je v rozsahu 0–3,3 V.

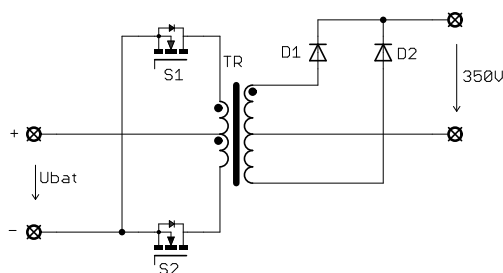
Měření velikosti napětí meziobvodu a napájecí sítě je provedeno optočlenem PC814, provozovaným v lineární oblasti. Aby bylo možné měřit i napětí záporné, je v měřicím obvodu pro měření síťového napětí přidán usměrňovač. Tím je ovšem ztracena informace o polaritě napětí potřebná k synchronizaci výstupního napětí se síťovým. Pro získání polarity je třeba přidat další optočlen provozovaný tak, aby jeho výstup nabýval logických hodnot 0 nebo 1 dle polarity vstupního napětí.

Protože jsou měřicí obvody v těsné blízkosti s výkonovými, lze očekávat pronikání rušení a zkeslování měření. Tomu je zabráněno zatížením všech analogových linek odporem 470 Ω . Aby následným proudem byly co nejméně ovlivněny měřicí obvody, je každá analogová linka posílena operačním zesilovačem OPA353, zapojeným jako napěťový sledovač.

3.4 Realizace vzorku

Pro návrh a realizaci je nutné znát několik parametrů. Předně se počítá s tím, že i měnič 12 V/350 V, 500 W popisovaný v [14] bude umístěn společně s tímto zařízením a budou tvořit jeden funkční celek. Předně je třeba vybrat nebo navrhnout konstrukční box. Po prozkoumání dostupných možností je vybrán konstrukční box KK12-230 od firmy EZK. Ten je dvoudílný, každý díl je ve tvaru písmene U. Do zadní části je připevněn chladič. Je počítáno s jedním chladičem na celé zařízení.

Pro výpočet a návrh chladiče je nutné znát všechny potřebné parametry všech chlazených součástek. Předně je třeba znát topologii zvyšujícího měniče. Ta je zachována z již hotového zařízení. Schéma je uvedeno na obrázku 3.2 Jako spínací tranzistor je vybrán



Obr. 3.2: Zapojení měniče 12V/350V

typ IRFP4110 a usměrňovací dioda RHRP8120. Parametry těchto prvků jsou uvedeny v tabulkách. Spínací frekvence je zvolena 100 KHz.

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
V_{DS}	maximální spínané napětí	100	V
I_D	maximální trvalý proud	120	A
$R_{DS(on)}$	odpor kanálu v sepnutém stavu	3,7	m Ω
t_r	doba zapnutí	67	ns
t_f	doba vypnutí	88	ns
T_j	pracovní teplota	-55 – 175	$^{\circ}$ C
Q_g	kapacita Gate hradla	210	nC
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor přechod-pouzdro	0,4	$^{\circ}$ C/W
$R_{\theta CS}$	tepelný odpor pouzdro-chladič	0,24	$^{\circ}$ C/W

Tab. 3.2: Parametry tranzistoru IRFP4110 [Převzato z [3]]

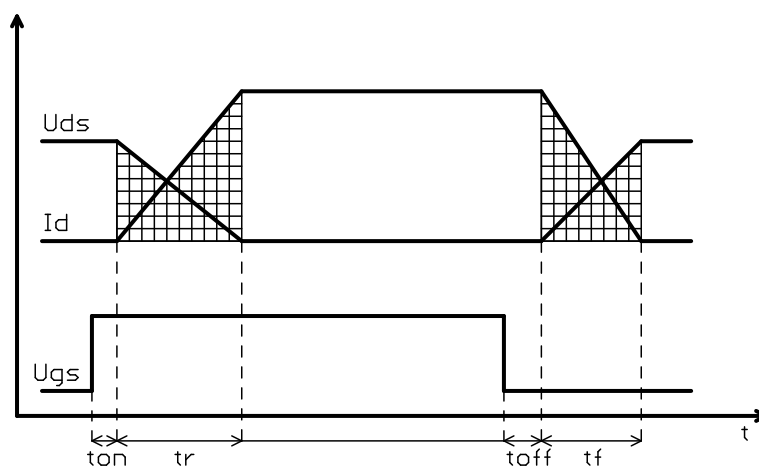
Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
V_R	závěrné napětí	1200	V
I_f	maximální trvalý proud	8	A
V_f	propustné napětí při $I_f=1,5 A$	1,3	V
t_{rr}	regenerační čas	55	ns
t_f	doba vypnutí	88	ns
T_j	pracovní teplota	-65 – 175	°C
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor přechod-pouzdro	2	°C/W
$R_{\theta CS}$	tepelný odpor pouzdro-chladič	0,5	°C/W

Tab. 3.3: Parametry rychlé diody RHRP8120 [Převzato z [4]]

3.4.1 Výpočet ztrát na výkonových prvcích

Pro určení celkových ztrát na tranzistoru, stačí znát jejich dva druhy a to ztráty spínací a ztráty vedením. Ztráty spínací, jsou závislé na spínací frekvenci a času sepnutí a vypnutí tranzistoru. Tyto ztráty jsou vyznačeny na obrázku 3.3 a jejich velikost se spočte pomocí vzorce:

$$P_{spinaci} = \frac{U_{ds} \cdot I_{ds} \cdot (t_r + t_f)}{T_{per}} \quad [W] \quad (3.7)$$



Obr. 3.3: Spínací ztráty na tranzistoru

Ztráty vedením, závisí na hodnotě statického odporu R_{DS-ON} a vypočítají se podle vzorce,

$$P_{vedenim} = I_{Dmax}^2 \cdot 2R_{DS-ON} \cdot D \quad [W] \quad (3.8)$$

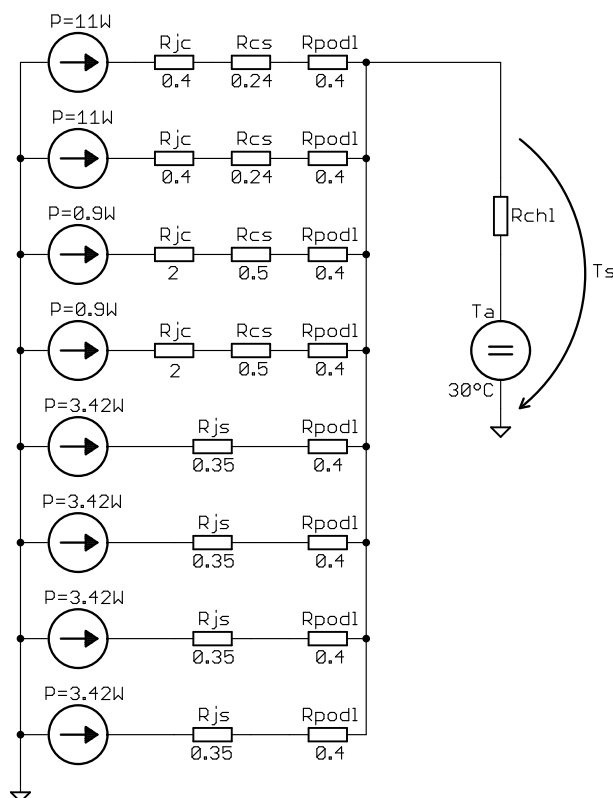
kde D je poměr doby po kterou prochází proud ku celkové periodě. Dvojnásobek R_{DS-ON} je uvažován z důvodu zvýšení odporu při oteplení. Celkové ztráty jsou poté dány jejich součtem:

$$P_{celkove} = P_{vedenim} + P_{spinaci} \quad [W] \quad (3.9)$$

Ztráty spínací na jednom tranzistoru SPP20N60C3 střídače jsou 74 mW, které jsou téměř zanedbatelné oproti ztrátám vedením $P_{vedenim} = 3,4 W$.

Ztráty na jednom tranzistoru ve zvyšovacím měniči činí 11 W. Podobně se spočtou ztráty na usměrňovacích diodách, pro hrubý odhad stačí vynásobit proud tekoucí diodou, propustné napětí a poměr doby vedení k periodě. Ztráty na jedné diodě tak činí přibližně 0,9 W. Součet všech ztrát činí 37 W, které je třeba vyzářit do okolí. Pro výpočet chladiče je nutno znát tepelné schéma a jednotlivé přechodové odpory.

3.4.2 Tepelné schéma a návrh chladiče



Obr. 3.4: Náhradní tepelné schéma výkonových součástek

Teplotní schéma je znázorněno na obrázku 3.4. Z důvodu zjednodušení nejsou uvažovány jednotlivé tepelné kapacity součástek, některé neuvádí ani výrobce.

Pro návrh chladiče z hlediska ceny, je vhodné mít na chladiči nejvyšší přípustnou teplotu, která se spočte jako,

$$T_{smax} = T_{jmax} - R_{\theta} \cdot P \quad [^{\circ}C] \quad (3.10)$$

kde R_{θ} je součet všech odporů v řadě a P je ztrátový výkon na součástce. Výsledky včetně ztrát uvádí tabulka 3.4. Protože ale tranzistory dosahují lepších parametrů při teplotách nižších je vhodné zvolit maximální teplotu chladiče nižší. Navíc i z důvodu bezpečnosti je doporučená maximální teplota 60 °C. Teplota okolí, pro provoz zařízení, je zvolena 30 °C. Výpočet potřebného maximálního odporu chladiče R_{chl} je:

$$R_{\theta} = \frac{T_s - T_a}{P_{celk}} = \frac{60 - 30}{37} = 0,8^{\circ}C/W \quad (3.11)$$

Součástka	Ztráty	$T_{s,max}$
IRFP4110	11 W	163 °C
RHRP8120	0,9 W	172 °C
SPP20N60C3	3,4 W	147 °C

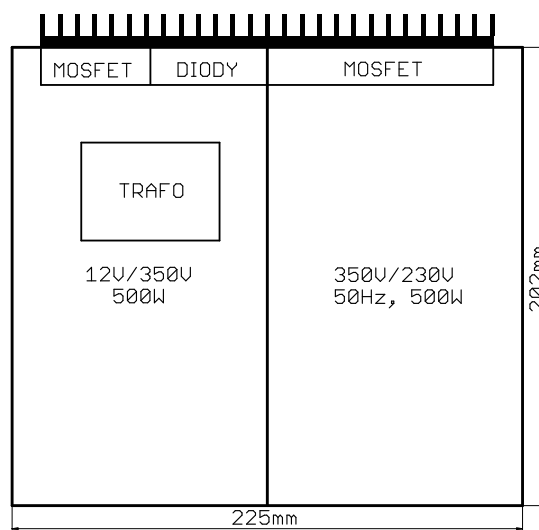
Tab. 3.4: Maximální oteplení výkonových součástek

Následně je zvolen potřebný chladič s označením SK47/100 SA od výrobce Fischer elektronik délky 200 mm a výšky 100 mm. Dle výrobce [11] jeho tepelný odpor je 0,45 °C/W. Zpětným přepočtem v rovnici 3.11 dostaneme maximální oteplení při plném zatížení $T_s - T_a = 17$ °C, což je naprosto dostačující.

Pokud by i tak docházelo k přehřívání byť i jen vnitřních obvodů měniče, je uvnitř osazen konektor pro ventilátor, který by byl umístěn na vrchní straně, kde by docházelo k vyfukování vzduchu ven. Nasávání by probíhalo buď okolo chladiče, či na spodní straně. Regulace otáček je řízena PWM modulací v závislosti na teplotě, případně podle zatížení.

3.5 Mechanická konstrukce

Vzhledem k tomu, že chladič je téměř přes celou zadní stranu boxu, je možno zvolit následující rozmístění součástek. Výkonová část je rozdělena na dvě části. Je to již navržený napěťový měnič z 12 V a poté střídač z 350 V. Co se počtu součástek týče, více jich obsahuje střídač, proto pokud bude střídač navržen v jedné polovině boxu, lze očekávat dostatek místa pro umístění napěťového měniče. Všechny prvky, které je třeba chladit, musí být umístěny na okraji desky pro montáž na chladič. Zároveň je třeba dodržet pravidla pro návrh obvodů [10] a výkonové spoje dělat co nejkratší. Při návrhu je také třeba zohlednit umístění dalších obvodů, jako řídicí části nebo pomocné zdroje. Dále je třeba umístit konektory tak, aby byla dodržena co největší vzdálenost mezi datovými a silovými vodiči. Na obrázku 3.5 je znázorněno rozmístění výkonových obvodů.



Obr. 3.5: Rozmístění obvodů v konstrukční krabičce

Na předním panelu měniče se nachází EURO konektory pro připojení jak síťového napětí, tak spotřebiče a konektory USB a ETHERNET pro připojení komunikačních vedení. Přívod silového napájení 12 V z akumulátoru je plánován ze strany měniče.

4

Řídicí část

4.1 Procesor TMS320F28044

Tento 32-bitový procesor od firmy Texas Instruments, s pracovní frekvencí až 100 MHz, dodávaný v pouzdře LQFP se 100 vývody, je primárně určen pro využití ve výkonové elektronice. Disponuje 16ti nezávislými výstupy pro PWM řízení, které mohou být vzájemně synchronizované. Má tři 32-bitové čítače, 12-bitový AD převodník, 96 vstupů pro přerušeni s možností nastavení priority, komunikační rozhraní SCI,SPI,IIC a fázový závěs s možností napojení na dva externí hodinové zdroje. Interní datová paměť je typu FLASH o velikosti 64 Kb a RAM o velikosti 10 Kb. Obslužný program je možné spustit z interní paměti nebo z paměti připojené přes externí rozhraní. Lze tak využít například uživatelskou aktualizaci vlastního firmware, bez nutnosti použití programátoru. Procesor vyžaduje dvě napájecí úrovně. 1,8 V pro napájení vlastního jádra a 3,3 V pro napájení vstupně výstupních pinů a periferních obvodů. Blokové schéma procesoru převzaté z katalogového listu [6] je uvedeno v příloze A.1. Ač se jedná o 100 vývodový procesor, vstupně-výstupních pinů má 35 plus 16 analogových vstupů. Ostatní piny z velké části tvoří napájení, hodinové vstupy a JTAG.

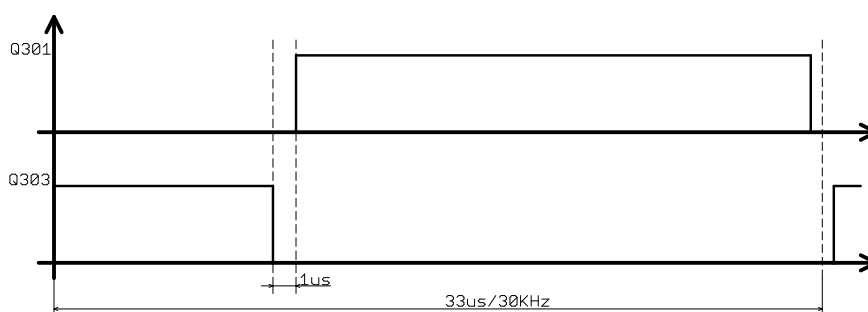
Pro plné využití v průmyslovém zarušeném prostředí obsahuje každý vstup kvalifikátor a možnost nastavit vzorkovací frekvenci. Tím je možné vzorkovat vstupní signál až 6krát frekvencí 200 KHz až 100 MHz. Z důvodu předpokládaného rušení je tato funkce využita a vstupní signál je tak vzorkovaný 3krát frekvencí 100 MHz.

4.2 Vlastní firmware

V procesoru je uložen vlastní firmware měniče, který zabírá přibližně 0,5 % interní RAM paměti, a 30 % FLASH paměti. Z tohoto důvodu při spuštění programu dojde nejprve k vypnutí watchdogu, poté k zapnutí fázového závěsu a zvednutí frekvence jádra na 100 MHz. Ihned poté jsou důležité funkce z přerušeni zkopírovány do volné RAM paměti pro rychlejší obsluhu. Následně dojde k inicializaci vstupně-výstupních pinů a k nastá-

vení PWM jednotek. Poté jsou nastaveny zbývající periferní obvody, nastaveny adresy funkcí přerušení a následně je spuštěna výkonná smyčka programu. V procesoru běží dvě výkonné smyčky. Jedna běží v nekonečné smyčce while a jsou v ní obsluhovány nekritické části měniče. Druhá řídicí smyčka je volána v přerušení každých $100 \mu\text{s}$ a obsluhuje důležité části, jako kontrola proti přetížení, generování výstupního napětí a další.

Jak již bylo zmíněno, procesor má několik PWM výstupů. Pro ovládání dvojice výkonových tranzistorů střídače Q301, Q303 a Q302, Q304 jsou použity právě tyto výstupy. Vždy dva určité PWM výstupy je možné spojit v jednu hardwarovou komplementární dvojici. To přináší jisté výhody. Komplementární výstupy způsobí, že oba dva výstupy se mění v jeden okamžik, přičemž je hardwarově kontrolováno, aby oba dva výstupy nenabývaly hodnoty logická 1. To by mělo za následek sepnutí jedné dvojice tranzistorů a následnému zkratu meziobvodu. Protože ale sepnutí či rozepnutí tranzistorů střídače neproběhne okamžitě, nýbrž s nějakou časovou prodlevou, umožňuje hardwarová PWM jednotka nastavit takzvané mrtvé časy (Dead-Time). Tím je docíleno, aby mezi sepnutími byla bezpečná prodleva, umožňující rozepnutí tranzistoru. V aplikaci je tato doba nastavena na $1 \mu\text{s}$. Následující obrázek 4.1 ukazuje časy spínání tranzistorů při střídě 30 % pro frekvenci 30 KHz. Rozsah generujícího registru je 0–3334. Pro střidu 30 % odpovídá hodnota registru číslu 1000. Velikost výstupního napětí je přímo úměrná střídě. Tedy při střídě 30 %



Obr. 4.1: Spínací diagram tranzistorové dvojice

dosahuje výstupní napětí třetiny velikosti napětí meziobvodu.

Za zmínku také stojí interní 12-bitový AD převodník. Ten je rozdělen na dva nezávislé vzorkovací obvody s osmi vstupy. Převod analogové veličiny je pak zajištěn jednou ADC jednotkou. Řízení posloupnosti konverze lze libovolně nastavit v registrech. Díky dvěma modulům je možné ve stejný okamžik měřit napětí na každém modulu současně. V registrech lze dále nastavit chování převodníku. Lze nastavit počet konverzí, po kterých dojde k zastavení nebo je možné nastavit trvalé spuštění. Výsledky jsou pak ukládány do registrů, kde každý registr odpovídá jednomu vstupnímu kanálu. V aplikaci je použito trvalé měření a po každém převodu je vyvoláno přerušení kde dojde k filtraci výstupního signálu. To je z důvodu odstranění vlastního šumu AD převodníku a odstranění rušení. Rychlost vzorkování je přibližně 80 KHz a vzorky následně prochází okénkovým filtrem řádu 16. Jako reference je použit externí obvod REF3020 s referenčním napětím 2,048 V. Dále je možné zvolit externí referenci o napětí 1,5 V nebo 1,024 V.

4.2.1 Generování sinusového signálu

Aby bylo možné generovat co nejrychleji sinusový průběh výstupního napětí, je potřeba mít předem vytvořenou tabulku sinusového průběhu. Ta může být vygenerována při překladu a napevno uložena ve FLASH paměti nebo pokud to velikost RAM paměti dovolí, vypočítaná při spuštění programu. Pro možnost snažší modifikace je proto zvolen druhý způsob.

Rychlost běhu řídicí smyčky je $100 \mu s = 10 \text{ KHz}$, frekvence výstupního signálu je 50 Hz. Tabulka proto musí mít 200 bodů, které odpovídají jedné periodě. Generování probíhá tak, že je vybrána první hodnota z tabulky a zapsána do registru PWM. Ten se svojí frekvencí 30 KHz generuje tvar výstupního napětí. Po $100 \mu s$ je zapsána druhá hodnota z tabulky a opět následují 3 periody obdélníkového signálu. Takto je projeta celá tabulka za 20 ms a poté probíhá vše znova od prvního indexu. Tímto způsobem je ovšem nemožná plynulá změna frekvence potřebná k synchronizaci se sítí.

Proto generující tabulka obsahuje 5 krát více hodnot na jeden sinusový průběh a za normálního stavu je vybírán každý pátý index. Generování tabulky vypadá takto:

```
#define period_IV 3334
int Uout_Table[1000];

for(i = 0; i < 1000; i++)
    Uout_Table[i] = sin(i*PI/500)*period_IV;
```

Tabulka tak obsahuje hodnoty od -3334 do $+3334$. Pro uložení hodnoty do registru *EPwm3Regs.CMPA* je zapotřebí nejprve zjistit jaká polarita výstupního napětí je požadována. Ta je přepínána dvojicí tranzistorů Q301, Q303 s odpovídajícím registrem *EPwm2Regs.CMPA* a zapsáním hodnoty 0 nebo 3334. Zápis do obou registrů je proveden takto:

```
if(duty_IV < 0){          // zaporna pulvlna
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = period_IV;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0 - duty_IV;    // odstraneni znamenska
}
else{                    // kladna pulvlna
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = period_IV - duty_IV;
}
}
```

Proměnná *duty_IV* obsahuje hodnotu získanou z tabulky, upravenou podle napětí v meziobvodu.

```
duty_IV = 325/U_meziobvod * Uout_table[(int)cnt]
cnt = (cnt+freq/10)\%1000;
```


Z proměnné cnt je tak vytvořen kruhový čítač od 0 do 1000 ukazující aktuální generované napětí s frekvencí $freq$. Díky tomu, že proměnná cnt i $freq$ je typu float, je možné nastavit jakoukoliv frekvenci.

4.2.2 Synchronizace se sítí

Protože frekvence sítě může mít nějakou odchylku od 50 Hz, je důležité tuto odchylku umět změřit a podle toho upravit i výstupní frekvenci. Síťová frekvence je měřena z průběhu napětí a je vyhodnocován průchod nulovou hodnotou. Z toho je vypočítaná frekvence s přesností na 0,01 Hz, která je uložena do proměnné $freq$. Pokud se frekvenci nepodaří změřit, je automaticky vložena hodnota 50 Hz.

Změna frekvence je nutná i pro synchronizaci na síť. Je měřena odchylka průchodů nulou a v případě, že je moc velká, to znamená, že napětí nejsou ve fázi, je podle potřeby výstupní frekvence zvýšena či snížena. Synchronizace je nutná z důvodu napájení měniče ze sítě, aby nebyly odebírány velké proudy z kondenzátoru v meziobvodu a také při provozu měniče jako off-line UPS, kdy mezi výstupními zdroji přepíná relé a v době přepnutí by se mohlo na zátěži objevit přepětí.

4.2.3 Ochrana proti přetížení a zkratu

Protože použité budiče ISO5500 jsou vybaveny ochranou proti nadproudu tekoucí tranzistorem, je vhodné tento signál zavést do procesoru a v případě problému odstavit celý měnič, aby nedošlo k větším škodám. Všechny hardwarové PWM jednotky jsou vybaveny vstupy (Trip-Zone) TZ1-TZ6, pomocí kterých se dá definovat co se má stát s PWM výstupy při dané úrovni TZ vstupu. Výstup z budiče je na principu otevřeného kolektoru, proto za funkčního stavu je signál \overline{FAULT} v log. 1. Při detekci nadproudu jakýmkoliv budičem je linka uzemněna a signál \overline{FAULT} nabývá hodnoty log. 0. Proto je TZ vstup procesoru nastaven tak, aby se při logické hodnotě 0 zastavilo generování PWM signálu a i po vrácení se do log. 1 byl nutný ruční zásah pomocí běžícího firmware.

Pro ochranu proti přetížení a podpětí je nutné tyto měřitelné veličiny sledovat a v případě, že dojde k překročení nastavené tolerance vykonat zásah v podobě odstavení měniče.

V měniči dále funguje teplotní ochrana. Teplota je měřena na chladiči digitálním teplotním čidlem SMT 160-30 v pouzdře TO220, které má obdélníkový výstup o frekvenci 3 KHz. Měřená teplota je úměrná střídě signálu. V případě, že dojde k ohřátí chladiče nad teplotu 80 °C je měnič odstaven.

4.3 Další ochranné prvky

Výstup z procesoru je napěťový, proudově omezený. Pokud by došlo k chybě v obsluženém firmwaru a pin definovaný jako vstup by byl přepnut do výstupního režimu, došlo by pravděpodobně k poškození koncového stupně na procesoru nebo na druhém obvodu vlivem nadproudu. Proto jsou na všechny vstupy přidány odpory, které mají za úkol snížit procházející proud. Velikost 330Ω je vybrána tak, aby při napájecím napětí 3,3 V tekla maximální proud 10 mA.

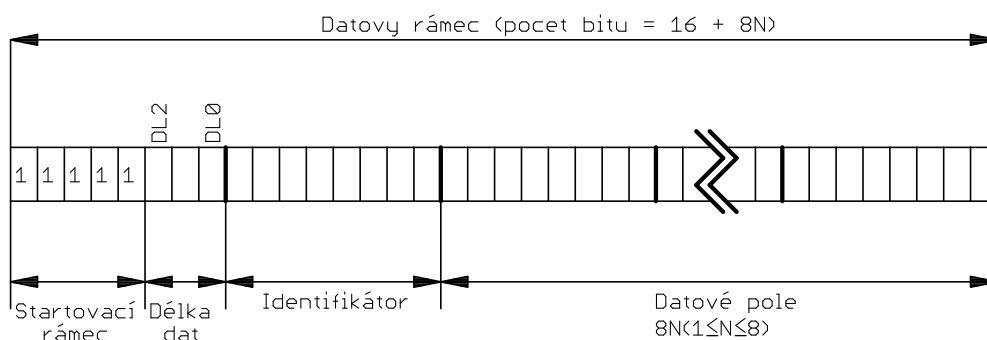
Pro ovládání jednotlivých výkonových obvodů je zapotřebí velká odolnost proti rušení. Proto všechny signály jsou proudové s napěťovou úrovní 5 V a proudem přibližně 10 mA

Dále jsou na řídicí desce přidány další pull odpory, které mají za úkol držet výstupní signál z procesoru v určité úrovni i při jeho odpojení. To je potřeba, aby nedošlo k poškození součástek před naběhnutím firmware, či při jeho přehrávání.

Také je potřeba zajistit, aby došlo k resetu procesoru při detekci podpětí. O to se stará obvod IC203 TPS3307-18, který monitoruje úroveň napětí 5 V, 3,3 V a 1,8 V a v případě podpětí stáhne signál \overline{RESET} na log. 0. Při podpětí totiž může dojít k nedefinovanému odskoku programu. To je částečně také eliminováno vyvoláním přerušování, ve kterém je provedeno odstavení měniče a tento stav je signalizován červenou LED diodou LED202 na DPS.

4.4 Komunikace s okolím

Pro komunikaci s okolím, se čtením a zápisem provozních hodnot, jsou vyvedené dvě komunikační linky. Prvním komunikačním rozhraním je virtuální sériová linka vyvedená přes sběrnici USB. Ta slouží především pro připojení k obsluhujícímu počítači, na kterém běží potřebný program. Pro tyto potřeby je potřeba zvolit nějaký komunikační protokol. Je proto zřízen jednoduchý komunikační rámec uvedený na obrázku 4.2 Pro jednoduchost



Obr. 4.2: Komunikační rámec sériového rozhraní

je zvolena metoda - jeden identifikátor = jedna přenášená hodnota. Z velikosti datového pole je následně spočtena jeho délka a ta je bitově zakódována do tří bitů. Je tak možné přenést data o délce až 64 bitů. Následující tabulka 4.1 ukazuje, která data jsou přenášena

pod daným identifikátorem. V současnosti lze provést pouze čtení dat z měniče. Data jsou přenášena v nezakódované podobě s daným násobkem. Například hodnota 431,4 je přenášena jako 4314 s násobkem 10

Identifikátor dekadicky	Přenášená hodnota	Násobitel
1	efektivní hodnota vstupního napětí	1
2	velikost vstupní frekvence	100
2	napětí v meziobvodu	1
4	efektivní hodnota výstupního napětí	1
5	efektivní hodnota výstupního proudu	10
6	velikost výstupní frekvence	100

Tab. 4.1: Seznam identifikátorů sériového rozhraní

Druhé rozhraní tvoří CAN sběrnice, která je aplikována dle protokolu CAN 2.0A. Jedná se o průmyslové komunikační rozhraní s podporou propojení do několika uzlů a nenáročnosti na výkonu obsluhujícího procesoru, protože řadu věcí, jako CRC či řešení konfliktů při přístupu na sběrnici obstarává vlastní CAN jednotka. Jako komunikační modul slouží převodník MCP2515 od firmy Microchip. Ten je připojen přes SPI rozhraní k signálovému procesoru. Výstup je veden přes izolační budič na síťový konektor RJ-45. Obě uvedené rozhraní jsou vzájemně galvanicky oddělené a nehrozí tak vytváření různých zemních smyček.

Provozní data z měniče jsou odesílány každou vteřinu, proto je na CAN rozhraní aplikována FIFO paměť, aby nedocházelo ke ztrátě dat při případných kolizích. Protože je požadováno galvanické oddělení i od konstrukčního boxu, jsou komunikační rozhraní vyvedena na externí desku, která je do čelního panelu připevněna přes plastový kryt.

4.5 Ovládání

Vlastní měnič vyžaduje minimální uživatelskou obsluhu. Jsou-li všechna napětí a proudy ve správných tolerancích nachází se měnič v provozním stavu. Tento stav je signalizován zelenou LED diodou „ON LINE“, či žlutou diodou „ON BATTERY“. Pokud dojde k přetížení maximálně o 10 % je tento stav signalizován červenou LED diodou „OVERLOAD“. Tento stav je signalizován i akusticky po dobu 30 vteřin. Jestliže přetížení trvá i nadále, případně dojde k přetížení většímu jak 10 %, je měnič odstaven. Poté je možný návrat do provozního stavu pouze vypínačem umístěným na předním panelu.

5

Zdroje pro vlastní potřebu

Protože použité budiče MOSFET tranzistorů vyžadují zvláštní napájení, od sebe vzájemně oddělené, je potřeba získat několik napěťových hladin. Zároveň je potřeba napájet další podpůrné obvody, které vyžadují taktéž galvanické oddělení. Celá koncepce měniče je stavěna tak, že vzniklou galvanickou bariérou je možné měnič rozdělit na tyto části: vstupní část 12 V, výstupní část 230 V, řídicí obvod, sériový výstup a CAN sběrnice. Celá koncepce podpůrných zdrojů je řešena tak, že je dostupné vstupní napětí 12 V získané z předchozího měniče [14]. Případně je možné toto napětí získat z 230 V dalším pomocným zdrojem. Z pomocného zdroje jsou potřeba tyto výstupy:

- 5 V/1 A pro napájení komunikačních obvodů - může být spojeno s rozvodem 12 V;
- 5 V/8 mA pro napájení izolačního zesilovače AMC1200, pro měření úrovně napětí 12 V - může být spojeno s rozvodem 12 V;
- 5 V/0,5 A pro napájení procesoru a řídicích obvodů;
- 5 V/8 mA pro napájení izolačního zesilovače AMC1200, pro měření úrovně výstupního napětí 230 V;
- 3x +20 V, -8 V/16 mA pro napájení budičů střídače;
- 1x +20 V, -8 V/45 mA pro napájení budičů zvyšujícího měniče.

Protože je potřeba několik galvanicky oddělených výstupů, je vhodné vyrobit transformátor místo použití několika jednotlivých galvanických napáječů. Z důvodu jednoduchosti je vybrán dvojčinný měnič, kde primární vinutí je s vyvedeným středem. Převod transformátoru je dán poměry vinutími a v ideálních případech platí:

$$p = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad [-] \quad (5.1)$$

To znamená, že při stabilizovaném napětí na primární části transformátoru lze očekávat v určitém poměru i výstupní napětí a není potřeba žádné zpětnovazební řízení. Je

pouze potřeba generovat pulzy pro jednotlivá primární vinutí a tyto pulzy musí být stejně dlouhé, aby nedocházelo k přesycení transformátorů. Jako řízení je zvolena PWM modulační frekvenci 100 KHz, která je snadno získána z použitého procesoru. To znamená, že galvanicky oddělené napájení pro procesor je potřeba získat jiným způsobem.

Základním obvodem je snižovací měnič (step-down) TPS54290, více popsán v 6.4. Pomocí jeho dvou výstupů je získáno napětí +5 V a +9 V. První napětí je použito pro napájení procesoru, přes zdvojený napájecí oddělovač DCP020505U, více popsán v 6.3 a pro napájení komunikačních obvodů a izolačního převodníku AMC1200. Druhé napětí +9 V je použito pro napájení transformátoru.

Z transformátoru je tak třeba vyvést čtyři výstupy pro napájení budičů a jeden výstup pro napájení izolačního zesilovače AMC1200 označený jako IC313. Napěťové úrovně pro napájení budičů jsou přibližně +20 V, -8 V a to z toho důvodu, že rozhodovací úroveň použitých výkonových tranzistorů je +5 V a kvůli nižším ztrátám je nutná velká změna $\frac{\Delta U}{\Delta t}$. Pro napájení izolačního zesilovače je nutné stabilizované napětí 5 V. Pro získání stabilizovaného napětí je použit LDO stabilizátor TPS76350, který potřebuje vstupní napětí o hodnotě minimálně 5,375 V.

Při návrhu transformátoru je nejprve nutno zvolit jádro, spočítat velikost vinutí a zpětně zkontrolovat zda se do okénka jádra vinutí vejde. Zkusmo je proto zvoleno jádro ETD29 z materiálu 3F3. Jeho parametry převzaté z katalogového listu [8] jsou uvedeny v následující tabulce společně s velikostmi použité kostry.

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
l_e	efektivní délka	53	mm
v	obsah okénka	95	mm ²
μ_r	permeabilita jádra	1680	–

Tab. 5.1: Některé parametry jádra ETD29 [Převzato z [8]]

Pro výpočet je zvolena maximální magnetická indukce 100 mT, to znamená, že při použití vinutí s vyvedeným středem lze počítat s dvojnásobnou magnetickou indukcí $B=200$ mT.

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

$$U_L = L_f \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad [\text{V}] \quad (5.2)$$

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} \quad [\text{H}] \quad (5.3)$$

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

$$N_1 = \frac{U \Delta t}{\Delta B S} = \frac{9 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-3} \cdot 76 \cdot 10^{-6}} = 3z \quad (5.4)$$

Protože při takto velké magnetické indukci a malém počtu závitů lze očekávat velké ztráty, je počet závitů zvednut na 27. Tím dojde ke snížení magnetické indukce na 33 mT a taky k upravení poměru závitů na napětí - 3 z/V. Následně je potřeba spočítat indukčnost primární cívky a magnetizační proud.

$$L_1 = \frac{N^2}{R_m} = \frac{N^2 \mu_0 \mu_r S}{l} = \frac{27^2 \mu_0 \cdot 1680 \cdot 76 \cdot 10^{-6}}{72 \cdot 10^{-3}} = 1,6 \text{ mH} \quad (5.5)$$

Dosazením výsledné indukčnosti do rovnice 5.2 je spočten magnetizační proud:

$$I_{mag} = \Delta I_L = \frac{U \cdot \Delta t}{L} = \frac{9 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{1,6 \cdot 10^{-3}} = 28 \text{ mA} \quad (5.6)$$

Tento proud je ztrátový a není přenášen do sekundárního vinutí. Jeho velikost je ovšem malá, činí 7 % celkového přenášeného proudu. Použitím rovnice 5.1 lze dopočítat počty závitů jednotlivých vinutí a podle procházejícího proudu a zvolené proudové hustoty 2 A/mm² i minimální tloušťku vodiče. Maximální průměr vodiče ovlivňuje hloubka vniku, která se spočte pomocí vztahu:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}} \quad [\text{mm}] \quad (5.7)$$

V praxi lze také použít a používá se již upravený vztah,

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} \quad [\text{mm}] \quad (5.8)$$

který ovšem platí pouze pro měděný vodič. Dosazením tak lze dopočítat, že hloubka vniku $\delta=0,24$ mm. To znamená, že při větších poloměrech se začne uplatňovat skin efekt a elektrický proud je vytlačován ven od středu vodiče. I když proud od místa δ do středu exponenciálně klesá, jeho výsledná velikost je tak malá, že je možné tento proud považovat za nulový. Proto je třeba, aby nedocházelo k nadměrnému zatížení tlustých vodičů procházejícím proudem, tyto vodiče rozdělit na více slabších.

Maximální průměr jednoho drátu s ohledem na skin efekt je tak 0.4 mm a tím je i omezen proud na 0,8 A při zachování proudové hustoty 2 A/mm². V tabulce 5.2 jsou uvedeny počty závitů jednotlivých vinutí a doporučený průměr drátu. Indexy a,b znamenají vinutí s vyvedeným středem.

Z toho lze dopočítat celkový přenášený výkon, který činí 3,5 W. Primárním vinutím tak poteče proud 0,4 mA. I přesto je, z důvodu značné rezervy v rozměrech vinutí, použito bifilární vinutí. Tloušťka sekundárního vinutí by mohla být menší, ale při ručním navíjení slabším drátem dojde snadno k jeho přetržení. Celkový obsah vinutí je pak dán součtem:

$$S = \sum_{i=1}^k \pi \left(\frac{d_i}{2} \right)^2 = 29 \text{ mm}^2 \quad (5.9)$$

kde k je počet jednotlivých vinutí a d je průměr vodiče. Protože ale jednotlivá vinutí jsou mezi sebou izolována, je lepší počítat s jejich průřezem čtvercovým, nikoli kruhovým.

Vinutí	Napětí	Proud	Závitů	Drát
$N1_a$	9 V	-	27 z	2x0,3 mm
$N1_b$	9 V	-	27 z	2x0,3 mm
$N2_a$	20 V	13 mA	60 z	1x0,3 mm
$N2_b$	8 V	16 mA	24 z	1x0,3 mm
$N3_a$	20 V	13 mA	60 z	1x0,3 mm
$N3_b$	8 V	16 mA	24 z	1x0,3 mm
$N4_a$	20 V	26 mA	60 z	1x0,3 mm
$N4_b$	8 V	32 mA	24 z	1x0,3 mm
$N5_a$	20 V	48 mA	60 z	1x0,3 mm
$N5_b$	8 V	90 mA	24 z	1x0,3 mm
$N6$	8 V	10 mA	24 z	1x0,3 mm

Tab. 5.2: Počty závitů jednotlivých vinutí

Poté vychází velikost vinutí 37 mm^2 . Určitou velikost zabere i zmíněná izolace z kaptonové pásky. Proto není zvoleno menší jádro a kostra. Celková délka měděného drátu vychází:

$$l = N \cdot l_e = 468 \cdot 0,053 = 24,8 \text{ m} \quad (5.10)$$

Po navinutí je třeba vložit jádro a držákem, či izolační páskou zajistit jeho pohyb.

6

Vybrané obvodové prvky

6.1 Oddělení analogových signálů

Pro měření analogových veličin, kde je potřeba výstupní signál galvanicky oddělit od měřeného, existuje několik způsobů:

1. Oddělení pomocí transformátoru.
2. Signál navzorkovat AD převodníkem a převést na digitální, který lze oddělit.
3. Použít speciálních izolačních zesilovačů.
4. Použít optočlen v lineárním režimu.

Měření oddělovacím transformátorem se často využívá, galvanicky oddělí vstup od výstupu a podle převodu změni velikost napětí. Problém nastává při měření stejnosměrné složky, kterou není schopen změřit. Navíc transformátor je nutné, ve většině případů, vyrobit. Proto je v této práci měření s jeho využitím zavrženo.

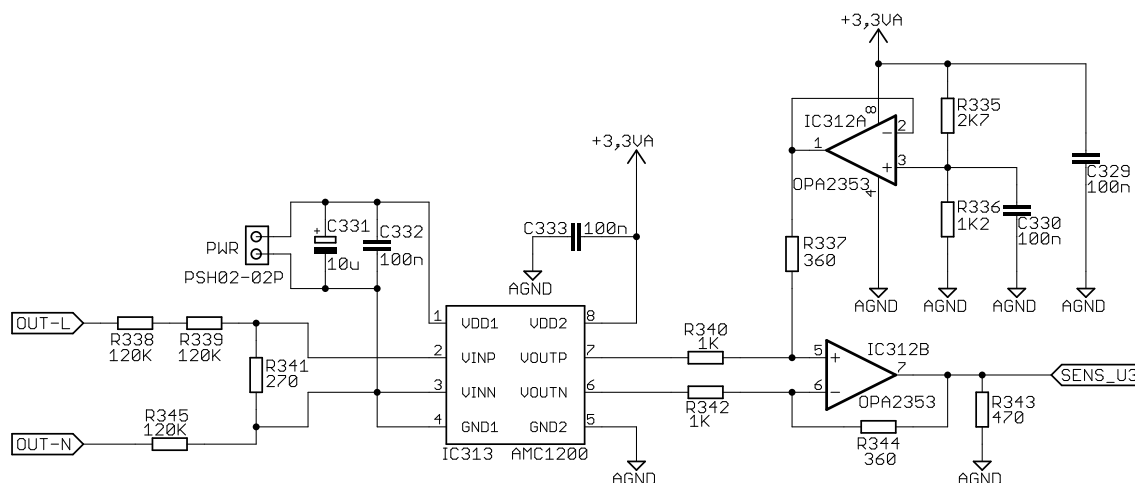
Problémy transformátoru vyřeší použití AD převodníku, ovšem i toto řešení přináší další problémy, jako vyřešit jeho napájení, referenci, či připojení a samotné zpracování dat v procesoru. Navíc v procesoru je již AD převodník integrován a je škoda ho nevyužít.

6.1.1 Galvanicky oddělené zesilovače

Izolační zesilovač oddělí bez problému vstupní analogový signál od výstupního, ovšem tyto zesilovače vyžadují napájení i na vstupní části měniče. Na trhu jsou také dostupné izolační zesilovače i s napájecím oddělovačem, jejich cena je ovšem vysoká. Obyčejnější, například používaný AMC1200 vyžaduje napájení vstupní strany napětím 5 V. Napájení lze částečně řešit napájením z měřeného obvodu, ovšem problém nastane při zpracování napětí blízkých nule. Výhodou těchto převodníků je malé zkreslení a vstup záporného měřeného napětí. Konkrétní typ AMC1200 umožňuje měření vstupního napětí v rozsahu ± 250 mV, velikost výstupního napětí se pohybuje v rozmezí 0–2,6 V. Pokud je na vstupu napětí nulové, na výstupu je napětí poloviční z maximálního rozsahu a to 1,3 V. Další výhodou je

malá nelinearita, která dosahuje maximálně 0,075 %. Nevýhodou je již zmíněné potřebné napájení, jeho cena a také fakt, že při použití v zarušeném prostředí se do napětí 250 mV něco snadno naindukují.

I přesto je tento izolační zesilovač použit pro měření velikosti výstupního napětí. Schéma zapojení je na obrázku 6.1. Diferenční výstup z izolačního zesilovače IC313 je



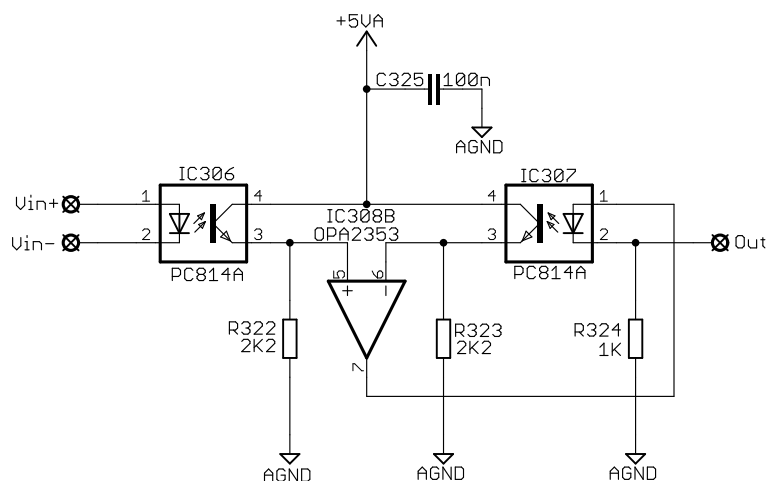
Obr. 6.1: Schéma měření výstupního napětí s AMC1200

veden do OZ IC312B, který je zapojen jako sumátor a k hodnotě výstupního napětí je přičtena polovina měřicího rozsahu. Lze tak snadno měřit jak kladné, tak záporné výstupní napětí.

6.1.2 Linearizace optočlenu

Použití optočlenů jako izolační zesilovače se v praxi moc nepoužívá. Zřejmě to je z důvodu, že každý má odlišnou nelineární převodní charakteristiku závislou na teplotě a také, že měřicím obvodem musí protékat určitý proud. Pro eliminaci teplotní závislosti a částečnou linearizaci převodní charakteristiky je možné využít zapojení dvou optočlenů, kde druhý je zapojený ve zpětné záporné vazbě. Na obrázku 6.2 je znázorněno schéma linearizace a eliminace teplotní závislosti.

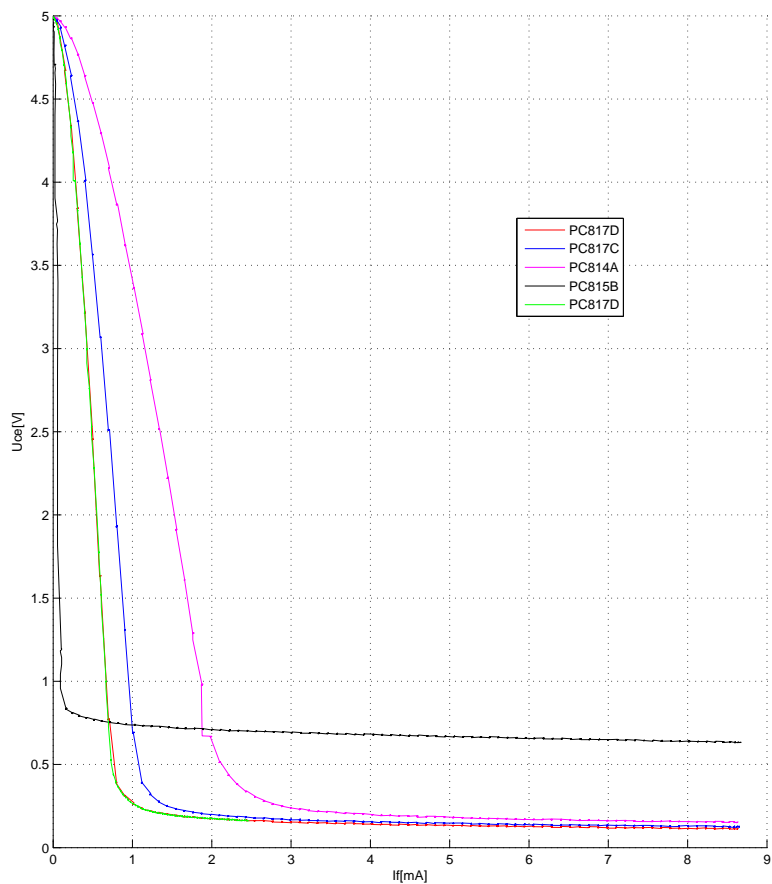
Na optočlen IC306 je přiveden takový proud, který zapříčiní malé otevření tranzistoru na jeho výstupu a přes odpor R322 začne téci proud, který vytvoří úbytek napětí. Tento úbytek napětí je přiveden do operačního zesilovače IC308. Zde je vstupní napětí na kladném vstupu porovnáváno s napětím na záporném vstupu. Pokud je kladný vstup větší než záporný, na výstupu OZ se objeví kladné napětí. Tak začne téci proud optočlenem IC307 a díky tomu se zvedne napětí na záporném vstupu OZ. Tímto je zajištěna záporná zpětná vazba a nulový rozdíl mezi vstupy operačního zesilovače. Za předpokladu, že oba optočlenu mají shodné převodní charakteristiky a jsou vystaveny stejné teplotě, teče stejný proud diodou u obou optočlenů. Dalším předpokladem jsou stejné velikosti odporů R322 a R323 a malý offset OZ. Výstupní napětí je potom v rozmezí $0\text{ V} - (5 - V_f)\text{ V}$, kde V_f je úbytek napětí na diodě při maximálním proudu.



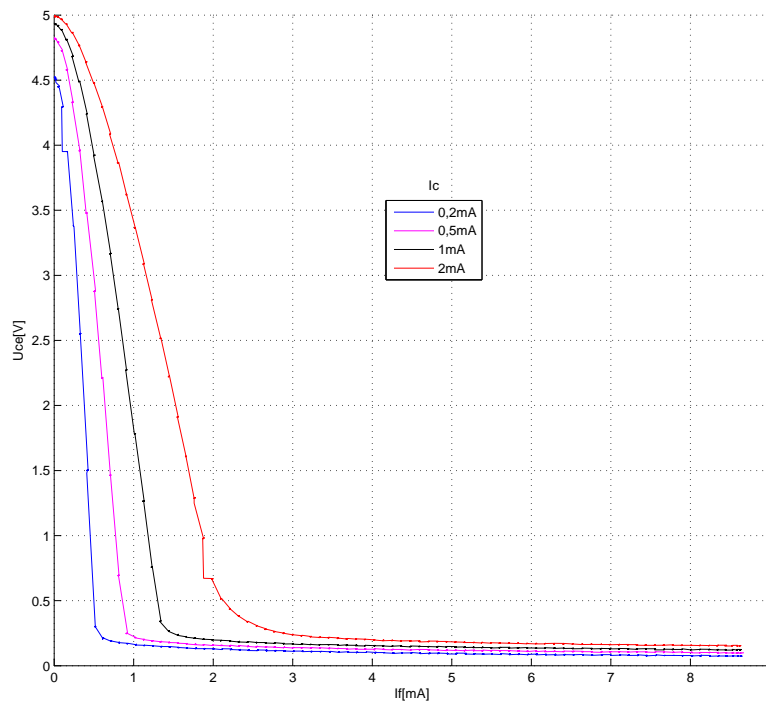
Obr. 6.2: Oddělení analogového signálu optočlenem

Z důvodu dostupnosti několika druhů optočlenů, byly některé vybrány a proběhlo měření převodní charakteristiky. Na obrázku 6.4 jsou uvedeny změřené převodní charakteristiky při proudu kolektorem $I_C = 2 \text{ mA}$. Z grafů vyplývá, že nejlépe vychází optočlen PC814A, kde je nejmenší strmota charakteristiky a pro sepnutí výstupního tranzistoru je potřeba proud diodou až 2 mA . Pro proudy větší se optočlen již nachází v saturačním režimu a změna napětí na vstupu, má minimální vliv na změnu napětí na výstupu. Jsou proto ještě změřeny navíc převodní charakteristiky optočlenu PC814A při různém proudu kolektorem.

Z grafu je patrné, že s větším kolektorovým proudem, je možný větší rozsah proudu diodou. Zároveň však roste nárůst nelinearity v okolí nulového proudu. Je proto vybrán proud $I_C = 2 \text{ mA}$ a linearizace je provedena v procesoru metodou linearizace po částech formou tabulky.



Obr. 6.3: Převodní charakteristiky několika optočlenů



Obr. 6.4: Převodní charakteristiky optočlenu PC814A

6.2 Mosfet budiče ISO5500

Jak již je psáno v kapitole 3.1 pro spínání výkonových MOSFET tranzistorů jsou zapotřebí budiče. Tento izolační budič je určen pro buzení IGBT a MOSFET tranzistorů s parametry $I_C=150$ A a $V_{CE}=600$ V a maximálním proudem $I_G=2,5$ A. Galvanické oddělení vstupu od výstupu je formou kapacitní vazby. Budič má na vstupní straně rozsah napájení 3–5,5 V a na výstupní straně 15–30 V. Na vstupní straně jsou dále dva vstupy (přímý a negovaný) pro budičí signál, chybový výstup a reset budiče. Na výstupní vysokonapěťové straně je vstup DESAT, pro připojení kolektoru (drainu) tranzistoru, a výstup pro ovládání jeho hradla.

Vstup DESAT je saturační ochrana tranzistoru. V případě, že má dojít k jeho sepnutí a mezi kolektorem a emitorem, či drain-source je naměřeno napětí vyšší než 7,2 V, dojde k zablokování budiče a tento stav je hlášen pomocí otevřeného kolektoru na chybovém výstupu FAULT. Doba, po kterou má budič čekat na sepnutí tranzistoru a až poté zapnout ochranu se dá nastavit externím kondenzátorem mezi vývody DESAT a VE. Různou kombinací chybového výstupu a ostatních vstupů lze docílit několika možností řízení. Například se dá nastavit, aby při chybovém výstupu byly odstaveny všechny ostatní budiče spojeny linkou FAULT, nebo aby se budič sám resetoval při dalším pulzu.

Jak bylo zmíněno, napájecí napětí na vysokonapěťové straně by mělo být v rozsahu 15 V – 30 V. Při napětí nižším je automaticky výstup pro tranzistor spojen se zemí a tím je zajištěno aby nedošlo k jeho sepnutí. Vhodnou kombinací dalších tranzistorů je možné posílit výstup budiče až na 15 A. Podrobnější informace jsou uvedeny v katalogovém listě[1].

Tento budič je umístěn na zvláštní DPS a k výkonovému tranzistoru připojen pouze třemi vodiči. Tím je i zajištěna snadná výměna v případě poruchy. Pro výpočet potřebného proudu pro sepnutí, či rozepnutí tranzistoru je nutné nejprve určit kapacitu hradla. Následující výpočet je proveden pro oba typy použitých tranzistorů a to SPP20N60C3 a IRFP4110.

$$C_1 = \frac{Q}{\Delta U} = \frac{114 \cdot 10^{-9}}{28} = 4,1 \text{ nF} \quad (6.1)$$

$$C_2 = \frac{Q}{\Delta U} = \frac{210 \cdot 10^{-9}}{28} = 7,5 \text{ nF} \quad (6.2)$$

Tomu odpovídá potřebná energie pro nabití:

$$W_1 = \frac{1}{2}CU^2 = \frac{1}{2} = 4,1 \cdot 10^{-9} \cdot 28^2 = 1,6 \mu\text{J} \quad (6.3)$$

$$W_2 = \frac{1}{2}CU^2 = \frac{1}{2} = 7,5 \cdot 10^{-9} \cdot 28^2 = 2,9 \mu\text{J} \quad (6.4)$$

Výkon, který dodá budič se spočte:

$$P = U \cdot I = 28 \cdot 2,5 = 70 \text{ W} \quad (6.5)$$

Následuje výpočet času potřebného k nabití hradla:

$$t_1 = \frac{W}{P} = \frac{1,6 \cdot 10^{-6}}{70} = 23 \text{ ns} \quad (6.6)$$

$$t_2 = \frac{W}{P} = \frac{2,9 \cdot 10^{-6}}{70} = 41 \text{ ns} \quad (6.7)$$

Čas t_1 sice překračuje reakční dobu tranzistoru, nicméně při spínací frekvenci 30 KHz je tento čas zanedbatelný. Pro spínání tranzistoru IRFP4110 ve zvyšovacím měničích ale již samotný budič nepostačuje a zřejmě bude zapotřebí posílit jeho výstup.

Protože odběr proudu budičem je impulzní, je zapotřebí správně dimenzovat jeho napájení. Střední hodnota odebíraného výkonu se spočte:

$$P_{avg_1} = P \cdot t \cdot f = 70 \cdot 23 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 = 48 \text{ mW} \quad (6.8)$$

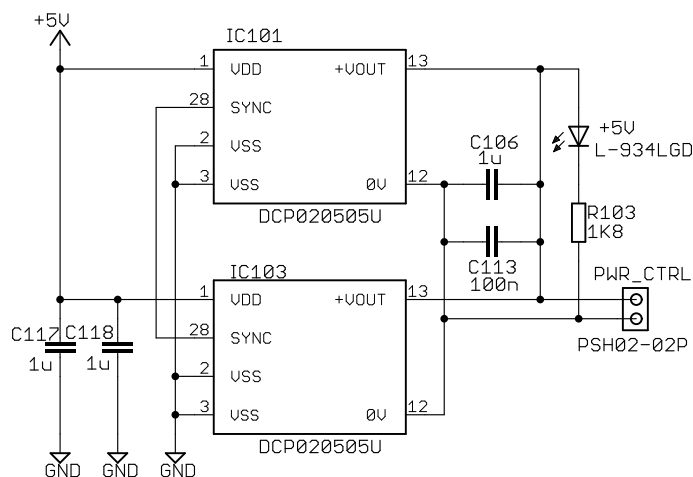
$$P_{avg_2} = P \cdot t \cdot f = 70 \cdot 41 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 = 287 \text{ mW} \quad (6.9)$$

Pro tento výkon je nutno dimenzovat napájecí transformátor.

6.3 Napájecí oddělovače DCP02

Měniče tohoto typu popisované v [5] jsou 2-watové neregulovatelné DC/DC měniče vyžadující minimum externích součástek. Podle názvu se rozlišuje několik měničů. Označení DCP021205DU znamená dvouwatový DC/DC měnič se vstupním napětím 12 V a výstupním 5 V, které je symetrické. Poslední písmeno U udává, že se jedná o pouzdro typu SO-28, písmeno P pak DIP-14.

Co se týče vnitřního zapojení, měnič obsahuje push-pull měnič s frekvencí 400 KHz, která je vyvedena ven na vývod SYNC. Tento vývod je pro potlačení vzájemného rušení několika spojených měničů. Výstupní napětí není nijak stabilizováno a u pětivoltové verze se může pohybovat v rozmezí 4,5 V – 5,5 V. Měnič dále obsahuje integrovanou podpěťovou a teplotní ochranu, nastavenou na 150 °C. Na obrázku 6.5 je použité schéma zapojení pro paralelní spojení dvou měničů, používané pro napájení řídicí jednotky.



Obr. 6.5: Paralelní spojení DC/DC měničů

6.4 Spínané měniče TPS5429x

Měniče tohoto typu, kam patří TPS54290, TPS54291 a TPS54292 jsou dvoukanalové, snižující konvertory. Detailní popis je v katalogovém listu [7]. Výkonový MOSFET tranzistor je vnitřně integrován a zvládne proudy 1,5 A na jeden kanál, případně 2,5 A na druhý kanál. Vstupní napěťový rozsah je 4,5 V až 18 V, výstupní napětí lze nastavit v rozsahu 0,8 V až $D_{MAX} \cdot V_{IN}$, kde D_{MAX} je maximální střída, která se pohybuje v rozmezí 82 % – 96 %, v závislosti na použitém typu. Spínací frekvence je pevně dána a její velikost taktéž závisí na použitém typu. Řízení velikosti výstupního napětí je pomocí PWM modulace, kde oba kanály jsou otočeny o 180°. To je z důvodu minimálního zvlnění napětí na vstupním kondenzátoru a menšího proudového namáhání. Všechny tři moduly také obsahují integrovaný zpoždovač náběhu napětí (Soft-Start). To má za následek, že výstupní napětí nemá skokový, ale lineární průběh. Jednotlivé odlišné parametry shrnuje tabulka 6.1

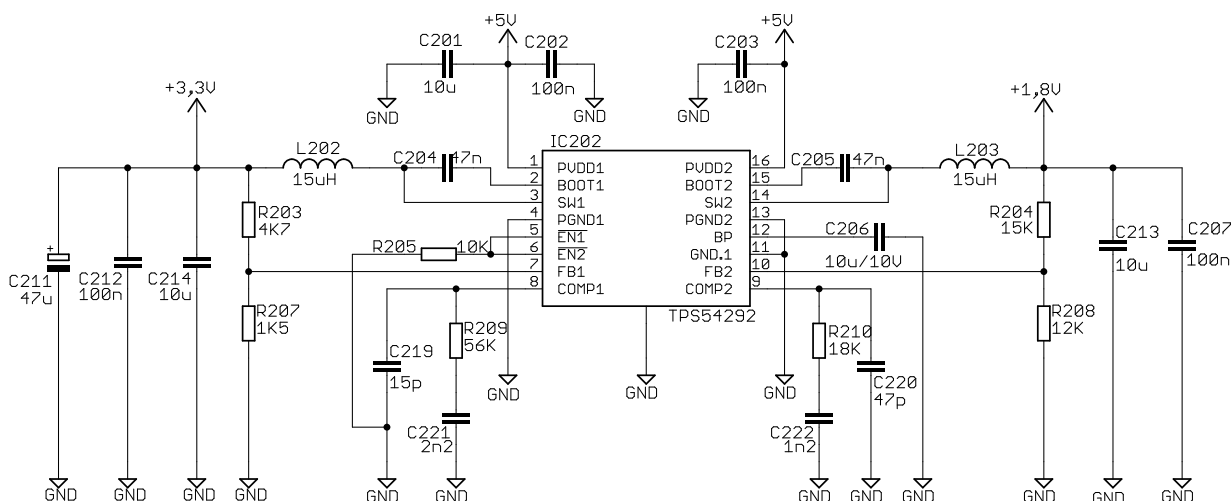
Označení	Spínací frekvence	Soft start	D_{MAX}
TPS54290	300 KHz	5,2 ms	96 %
TPS54291	600 KHz	2,6 ms	91 %
TPS54292	1,2 MHz	1,3 ms	82 %

Tab. 6.1: Rozdílné parametry měničů TPS5492x

Měnič dále obsahuje 2 vstupy \overline{ENABLE} pro ovládání jednotlivých kanálů.

Na obrázku 6.6 je znázorněno typické zapojení, které je použito pro napájení procesoru. Pro některé aplikace se může hodit sériové zapojení měniče, a to takové, že napájení PVDD1 či PVDD2 je připojeno na výstup druhého měniče.

Pro výpočet jednotlivých součástek je zapotřebí nejprve určit maximální požadovanou



Obr. 6.6: Zapojení obvodu TPS54292 pro napájení procesoru

střidu a dle toho vybrat konkrétní typ měniče:

$$D_{MAX1} = \frac{V_{OUT1}}{V_{IN(min)}} = \frac{3,3}{4,5} = 73\% \quad (6.10)$$

$$D_{MAX2} = \frac{V_{OUT2}}{V_{IN(min)}} = \frac{1,8}{4,5} = 40\% \quad (6.11)$$

Tím je zjištěno, že lze použít typ s nejvyšší spínací frekvencí TPS54292. Následuje výpočet minimální střidy pro výpočet filtrační tlumivky a zvlnění výstupního proudu v rozsahu 20 % až 30 %. Protože zatím nebylo počítáno zatížení jednotlivých úrovní, je brán nejhorší možný způsob a to, že proud $\frac{P}{U} = \frac{4}{5} = 0,8$ A protéká buď jen jedním, či druhým výstupem.

$$D_{MIN1} = \frac{V_{OUT1}}{V_{IN(max)}} = \frac{3,3}{5,5} = 60\% \quad (6.12)$$

$$D_{MIN2} = \frac{V_{OUT2}}{V_{IN(max)}} = \frac{1,8}{5,5} = 33\% \quad (6.13)$$

$$I_{Lrip1(max)} = 0,20 \cdot I_{OUT1(max)} = 0,2 \cdot 0,4 = 0,08 \text{ A} \quad (6.14)$$

$$I_{Lrip2(max)} = 0,20 \cdot I_{OUT2(max)} = 0,2 \cdot 0,4 = 0,08 \text{ A} \quad (6.15)$$

Výpočet minimální velikosti tlumivky je pak dán vztahem:

$$L_{MIN1} = \frac{V_{IN(max)} - V_{OUT1}}{I_{Lrip1(max)}} D_{MIN1} \frac{1}{f_{SW}} = \frac{5,5 - 3,3}{0,08} 0,60 \frac{1}{1,2 \text{ MHz}} = 13,8 \mu\text{H} \quad (6.16)$$

$$L_{MIN2} = \frac{V_{IN(max)} - V_{OUT2}}{I_{Lrip2(max)}} D_{MIN2} \frac{1}{f_{SW}} = \frac{5,5 - 1,8}{0,08} 0,33 \frac{1}{1,2 \text{ MHz}} = 12,7 \mu\text{H} \quad (6.17)$$

V obou dvou případech je zvolená tlumivka s indukčností $15 \mu\text{H}$ od firmy Coilcraft MSS7341T-153MLB. Následně by mělo být provedeno přepočítání velikosti zvlnění proudu dosazením použité indukčnosti do vzorců 6.16 a 6.17. Ale vzhledem k tomu, že jsou použity cívky větší než minimální doporučené, lze očekávat zvlnění menší než 20 % a není nutné ho počítat.

Dále je nutné určit minimální hodnotu výstupního filtračního kondenzátoru:

$$C_{OUT1(min)} = \frac{I_{TRAN(max)}^2 \cdot L}{V_{OUT1} \cdot V_{OVER}} = \frac{1^2 \cdot 15 \cdot 10^{-6}}{3,3 \cdot 0,2} = 23 \mu\text{F} \quad (6.18)$$

$$C_{OUT2(min)} = \frac{I_{TRAN(max)}^2 \cdot L}{V_{OUT2} \cdot V_{OVER}} = \frac{1^2 \cdot 15 \cdot 10^{-6}}{1,8 \cdot 0,2} = 42 \mu\text{F} \quad (6.19)$$

Volba velikosti výstupního kondenzátoru $47 \mu\text{F}$ tak bude dostatečná.

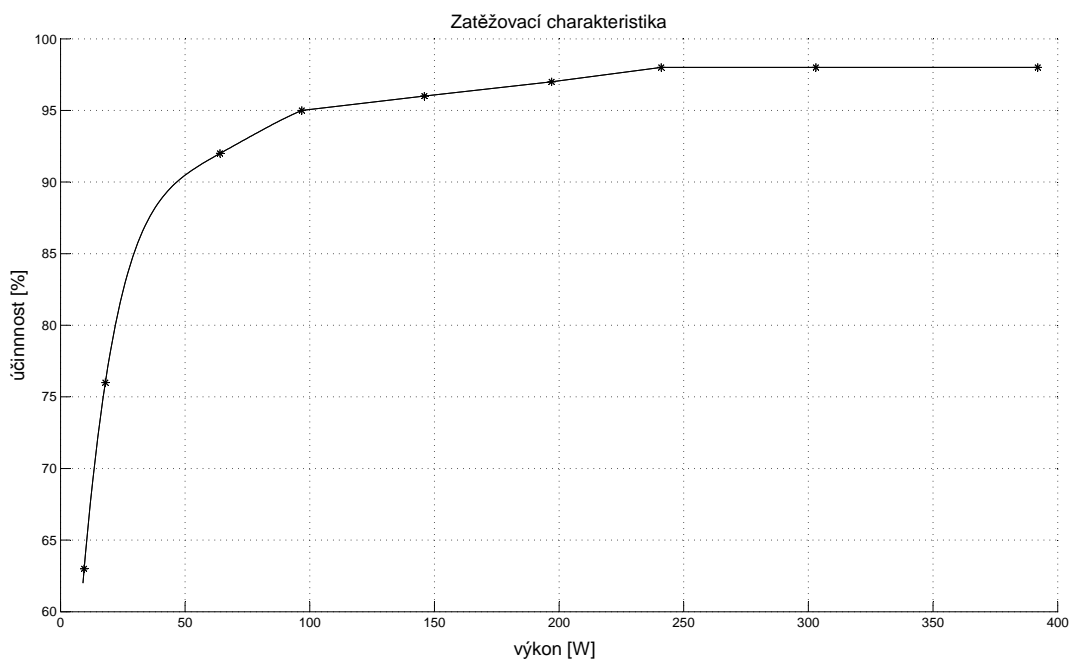
Velikost výstupního napětí je dána děličem R203,R207 a R204,R208. Na vstupu FB se tak porovnává zmenšené vstupní napětí s referenční hodnotou 0,8 V.

7

Měření výstupních parametrů

7.1 Měření střídače

Vzhledem k tomu, že při návrhu DPS nebyly zohledněny všechna návrhová pravidla [10], je při provozu měniče vyzařováno rušení, které neumožňuje změřit veškeré provozní parametry, podle kritérií stanovených v předchozích kapitolách. Pro částečné korektní změření výstupní charakteristiky je potřeba snížit nosnou frekvenci z 30 KHz na 5 KHz. Dále pro snížení napěťových špiček je sníženo napětí meziobvodu na 150 V. Za těchto předpokladů již proběhlo měření zatěžovací charakteristiky do 400 W. Při vyšším zatížení již docházelo k výraznému zkreslení výstupního napětí. Průběh zatěžovací charakteristiky je znázorněn na obrázku 7.1, jednotlivé body jsou pak vyneseny v tabulce 7.1.



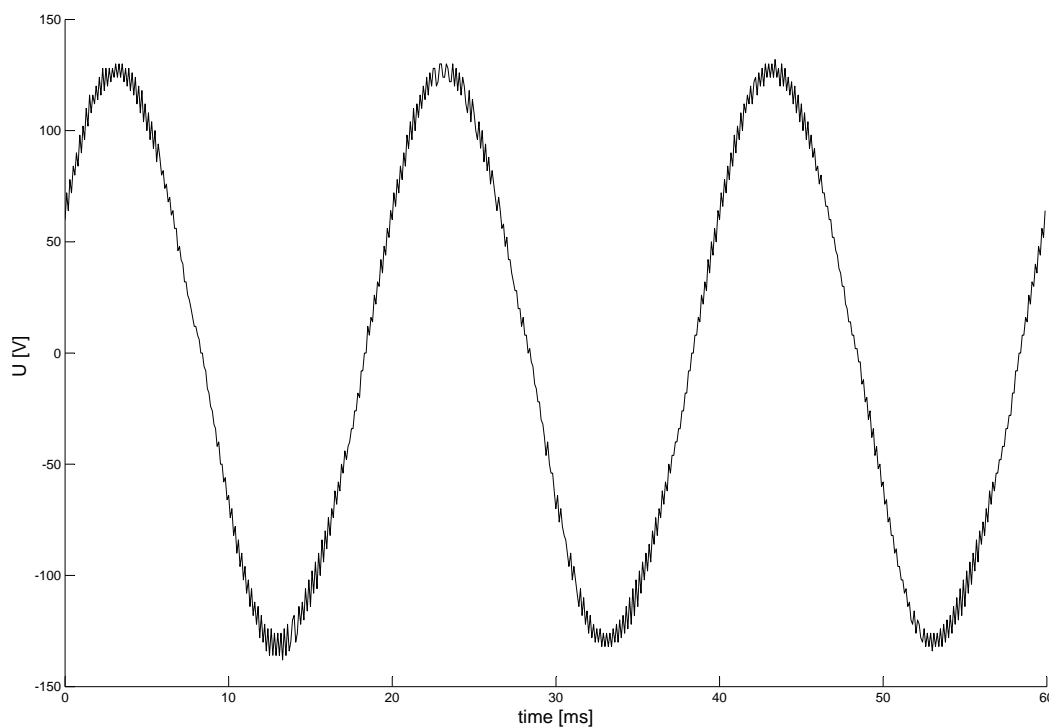
Obr. 7.1: Zatěžovací charakteristika střídače 230 V, 50 Hz

P [W]	9,5	18	64	96,8	146	197	241	303	392
η [%]	63	76	92	95	96	97	98	98	98

Tab. 7.1: Body zatěžovací charakteristiky

Z grafu je patrné, že s rostoucím výstupním výkonem roste účinnost. Celková ztráta na filtračním LC prvku však nepřevyšuje 8 W. Špatných parametrů zřejmě dosahuje filtrační indukčnost L301, která by měla být rozměrově větší. V případě potřeby výroby této cívky, byla zpracována cenová nabídka od firmy Tronic. Výsledná cívka, podle nabídky, na jádře E55 by byla zalitá do krabičky s montáží na DPS.

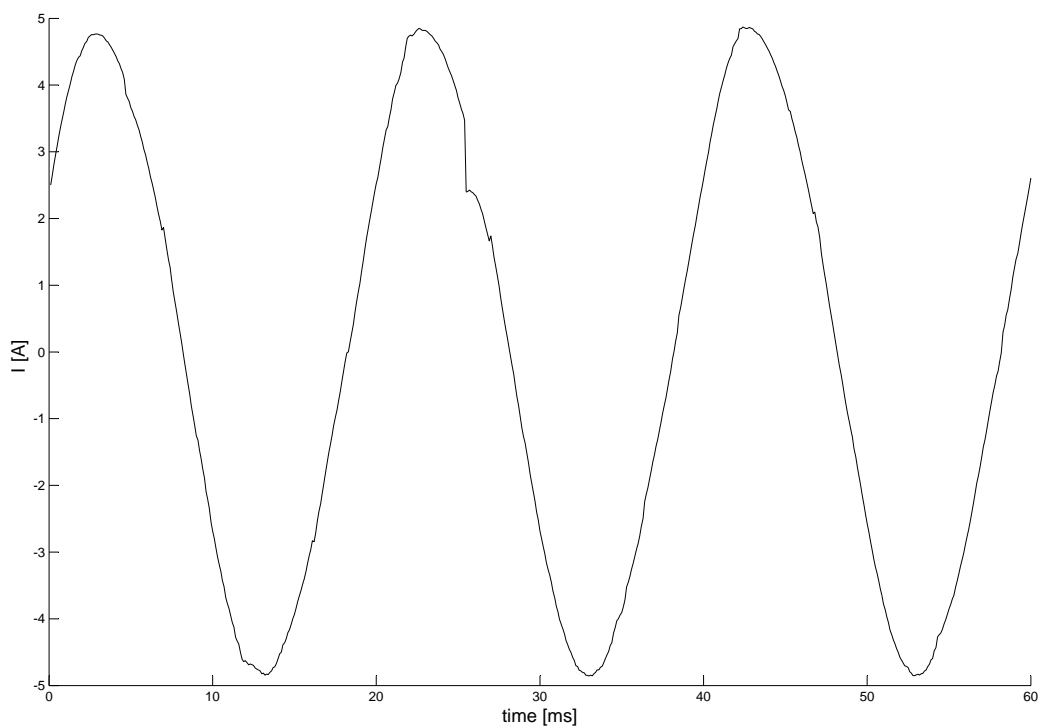
Dlouhodobě pak byl měnič zatížen výkonem 300 W po dobu 15 minut. Za tuto dobu se filtrační tlumivka ohřála o přibližně 30 °C. Průběh výstupního napětí při této zátěži je zobrazen na obrázku 7.2. Tomu odpovídá průběh proudu zátěží měřený Halloovou sondou IC302, který je na obrázku 7.3

**Obr. 7.2:** Průběh výstupního napětí při zatížení 300 W

Stejnoseměrná složka střídavého signálu se spočte jako střední hodnota:

$$U_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad [\text{V}], \quad (7.1)$$

která je rovna hodnotě 1 V.



Obr. 7.3: Průběh výstupního proudu při zatížení 300 W

7.2 Měření pomocného zdroje

Při měření proběhlo pouze ověření potřebných hodnot, jako napětí na budících obvodech a jeho zvlnění při zatížení. Velikost napětí na všech větvích je téměř shodné a dosahuje velikosti +17 V a -5,5 V. Při vypnutí budičů toto napětí vzroste o cca 500 mV. Zvlnění tohoto napětí je 150 mV. Zároveň je změřena spotřeba pomocného napájení, která činí 4,3 W při napájecím napětí 13 V. Z toho činí spotřeba budičů 1,9 W a relé 1 W.

8

Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout, realizovat a odměřit funkční vzorek. V kapitole 2 byly probrány různé možnosti realizace, podle kterých byl vybrán realizovaný střídač s můstkem. Při návrhu a programovém ladění bylo vycházeno z předchozí práce [14]. Navrhlo se tak obvodové schéma včetně řízení, umístěné do konstrukčního boxu. V zadní části konstrukčního boxu je chladič, ke kterému jsou přišroubovány výkonové součástky. Na čelní straně boxu jsou připojovací konektory, ovládací a signalizační prvky. Při návrhu bylo počítáno s realizací předchozí práce [14]. Tomu odpovídá i konstrukční rozmístění v boxu. Cílem projektu by tak měla být plnohodnotná UPS s externě připojenou baterií.

Jako řídicí jednotka slouží doporučený mikrokontrolér TMS320F28044 od firmy Texas Instruments, který je na zvláštní desce. V procesoru běží firmware, který se stará o řízení. Je řízena velikost výstupního napětí a frekvence. Je tak možné fázové synchronizace na napájecí elektrickou síť. Tím byl minimalizován impulsní odběr, samotným zařízením, při připojení na síť. I přes synchronizaci k síti nelze, při takovémto napájení, zajistit výstupní napětí 230 V. To bylo zmenšeno o ztráty a odpovídá velikosti 215 V.

Vzhledem k nedostatečné symetrii výkonového vedení a poddimenzování tlumivky, dochází k pronikání spínací frekvence 30 KHz do všech ostatních obvodů, která se šíří jak na vstup, tak na výstup přes filtrační člen. Kvůli tomu nebylo možno korektně odměřit důležité parametry měniče. Byla proto spínací frekvence snížena na 5 KHz a kvůli menším napěťovým špičkám na tranzistorech i sníženo napětí meziobvodu na 150 V. Při těchto parametrech byla změřena účinnost se zátěží do 400 W. Při větší zátěži již opět docházelo k rušení měřicích přístrojů a zkreslení výstupního napětí.

Vzhledem k rušení byla i zatěžovací charakteristika publikována s určitou nejistotou správnosti, zvláště u zatížení blížícího se k 400 W. Celková maximální účinnost tak dosáhla 98 %. Dále byl také vzorek podroben zatížení 300 W po dobu 15 minut. Během této doby došlo k ohřátí filtrační tlumivky o 30 °C. Ohřátí ostatních obvodových prvků nebylo zjištěno. Tímto měřením se podrobněji zabývala kapitola 7. Zároveň byl zde také změřen vlastní odběr měniče při napájení zdrojem 13 V, který činil 4,3 W. Rozsah napájecího napětí je od 10 V do 18 V a je možné ho získat z 12V baterie, případně pomocí napájecího zdroje z 230 V.

Vlastní ovládání měniče bylo probráno v kapitole 4.5. To sestává z tří signalizačních LED diod, reproduktoru a vypínače měniče. Pro komunikaci s okolím byla zvolena CAN sběrnice o komunikační rychlosti 250 Kbps a sériové rozhraní emulované přes USB o rychlosti 30400 bd. Pro tyto komunikační obvody bylo zatím pouze vytvořeno schéma bez realizace. Testování komunikace tak probíhalo na vývojových zařízeních. Výpis provozních stavů měniče do PC byl realizován přes terminálový program, přičemž v závěru komunikačního okna jsou vyslány provozní stavy podle tabulky 4.1 a je tak připravena realizace diagnostického software, což byl volitelný úkol. Podle zadání tak byly splněny všechny povinné úkoly, částečné ulehčení nastalo v měření provozních parametrů. Výsledná konstrukce zařízení je na obrázcích v příloze C a na přiloženém CD.

Pro další rozvoj zařízení by bylo vhodné minimalizovat rušení změnou topologie obvodů měniče, či využití filtrů a odměření při plném zatížení s napájením 350 V. Především je nutné dodržet symetrii výkonových cest a dále správně proudově zvolit filtrační tlumivku. Pro plnohodnotné využití měniče jako jednotka UPS, by bylo vhodné stejnosměrný meziobvod doplnit o impulzní stabilizátory a docílit tak vyššího výstupního napětí. Veškeré problémy s napěťovým namáháním součástek střídače by i zlepšila změna koncepce na symetricky napájený střídač. Zároveň by bylo vhodné vylepšit řídicí smyčku výstupního napětí o jeho zpětnovazební kontrolu. Pro tento úkol by se dalo využít již připojených snímačů napětí a proudu.

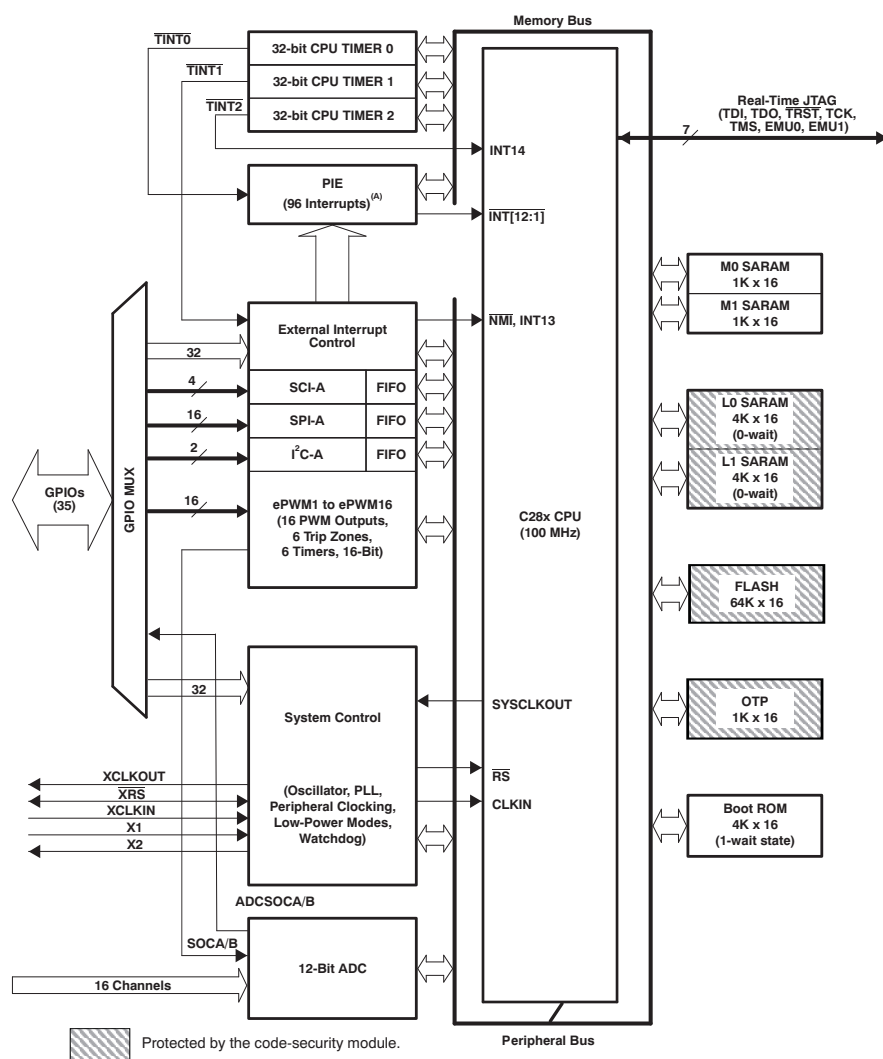
Literatura

- [1] Texas Instruments. *2.5 A Isolated IGBT/MOSFET Gate Driver*[online]. 2013 [cit. 2014-03-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso5500.pdf>
- [2] Infineon. *Katalogový list tranzistoru SPP20N60C3*[online]. 2009 [cit. 2014-02-25]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/SPP_I_A20N60C3_Rev3.2.pdf
- [3] International Rectifier. *Katalogový list tranzistoru IRFP4110*[online]. 2008 [cit. 2014-02-25]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4110pbf.pdf>
- [4] Fairchild Semiconductor. *8 A, 1200 V, Hyperfast Diode*[online]. 2013 [cit. 2014-02-25]. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/ds/RH/RHRP8120.pdf>
- [5] Texas Instruments. *UNREGULATED DC/DC CONVERTERS*[online]. 2008 [cit. 2014-04-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dcp020505.pdf>
- [6] Texas Instruments. *Digital Signal Procesor: TMS320F28044* [online]. 2011 [cit. 2014-01-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs357c/sprs357c.pdf>
- [7] Texas Instruments. *1.5-A/2.5-A Dual, Fully-Synchronous Buck Converter With Integrated MOSFET*[online]. 2009 [cit. 2014-05-02]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54292.pdf>
- [8] FERROXCUBE. *Jádro ETD29/16/10*[online]. 2008 [cit. 2014-02-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/>
- [9] FERROXCUBE. *Jádro ETD29/16/10*[online]. 2011 [cit. 2014-05-01]. Dostupné z: <http://www.wima.com/>
- [10] ZÁHLAVA, Vít. *Metodika návrhu plošných spojů*. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, 2000, 181 s. ISBN 978-800-1021-934.
- [11] Fischer elektronik. *Kühlkörper, Gehäuse und Steckverbinder vom Hersteller*[online]. 2011 [cit. 2014-04-05]. Dostupné z: <http://www.fischerelektronik.de>
- [12] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. Vyd. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, Elektrotechnická fakulta, 1998, 181 s. ISBN 80-708-2411-5.

- [13] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. Svazek 3. 2., rozš. vyd.* Plzeň: Západočeská univerzita, 2003, 267 s. ISBN 80-708-2980-X.
- [14] RUBÁŠ, Pavel. *Procesorem řízený spínaný izolovaný napěťový zdroj 12V/350V,500W.* Plzeň 2012. Bakalářská práce. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI, Fakulta elektrotechnická.

Příloha A

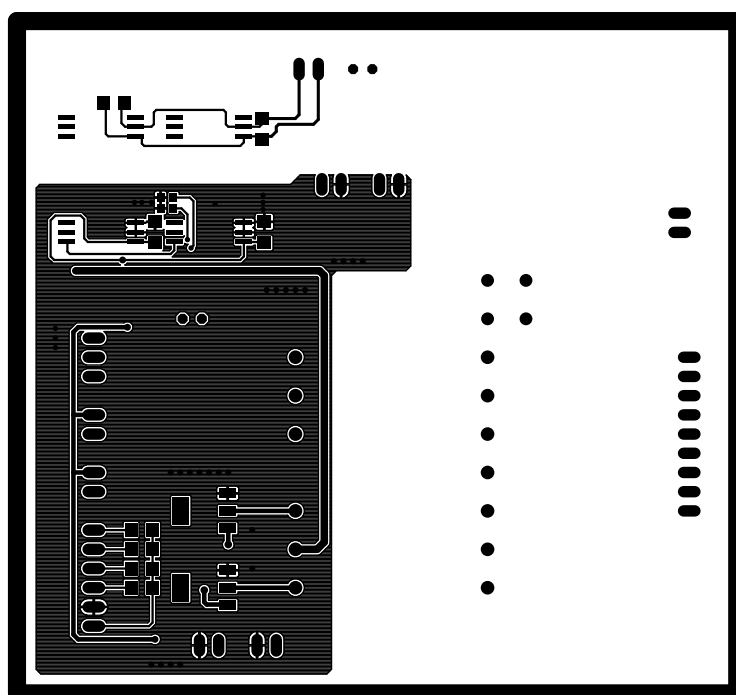
Bloková schémata



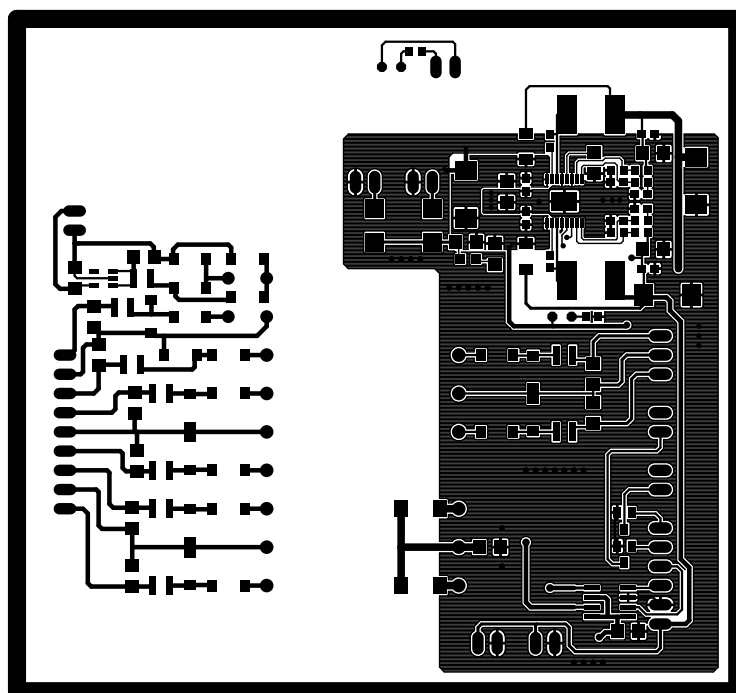
Obr. A.1: Blokové schéma procesoru TMS320F28044

Příloha B

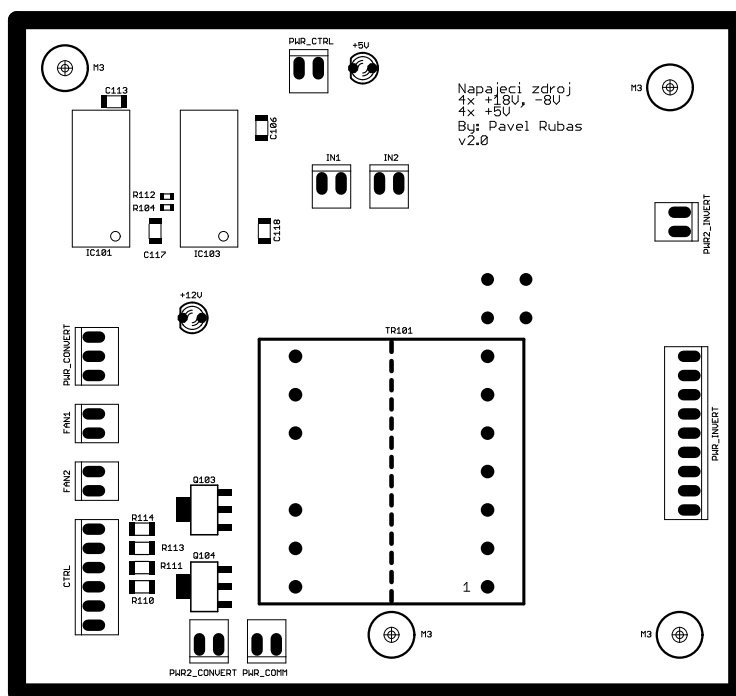
Desky plošných spojů



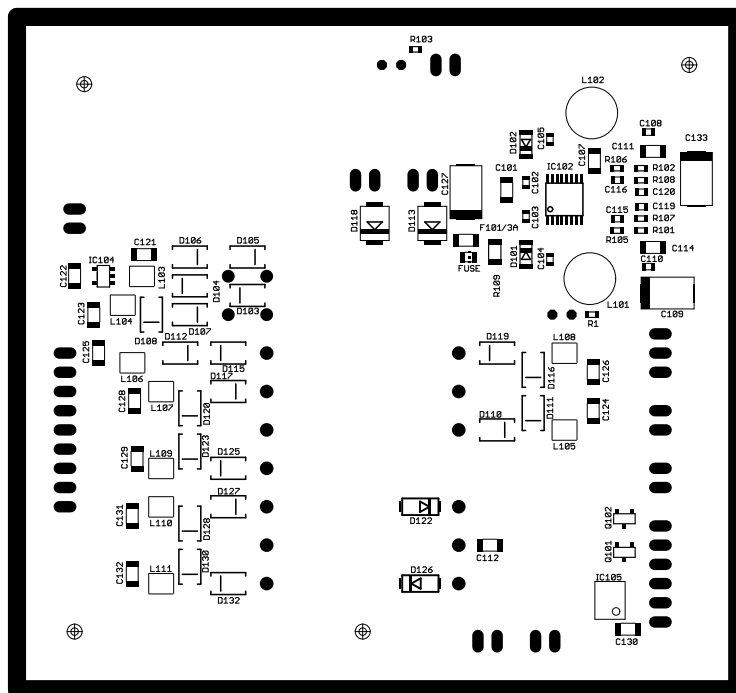
Obr. B.1: Pohled na DPS vrchní strany pomocného zdroje



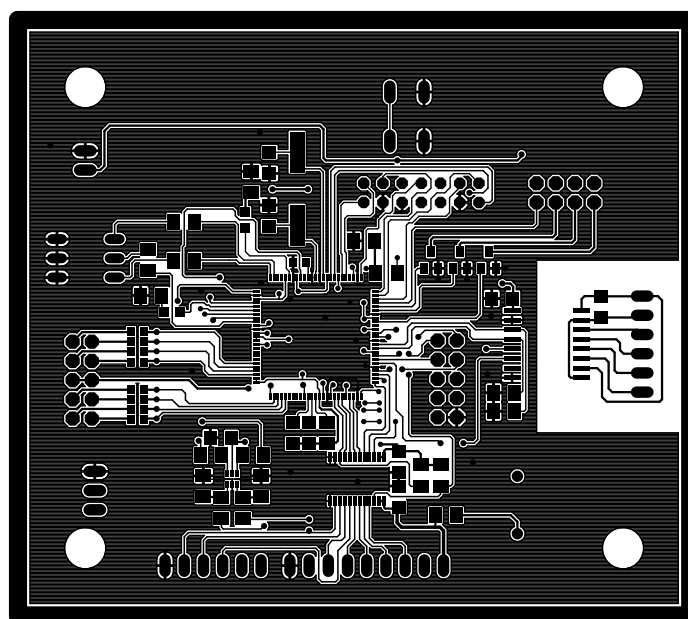
Obr. B.2: Pohled na DPS spodní strany pomocného zdroje



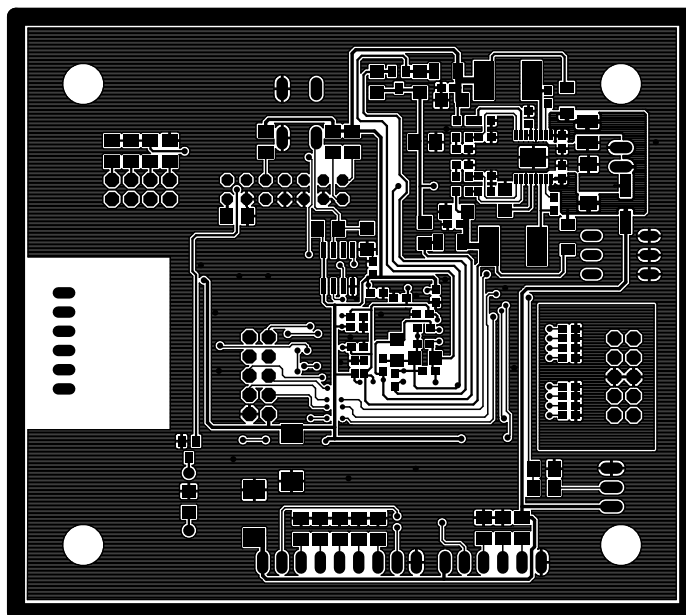
Obr. B.3: Osazovací plán vrchní strany DPS pomocného zdroje



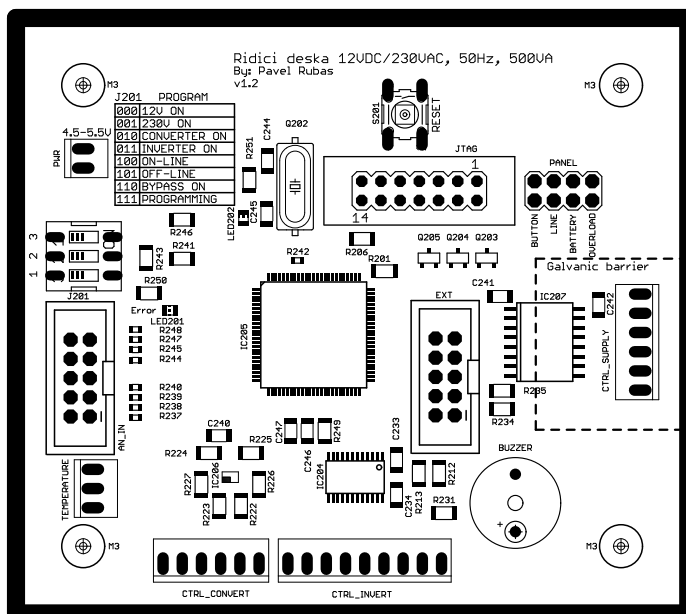
Obr. B.4: Osazovací plán spodní strany DPS pomocného zdroje



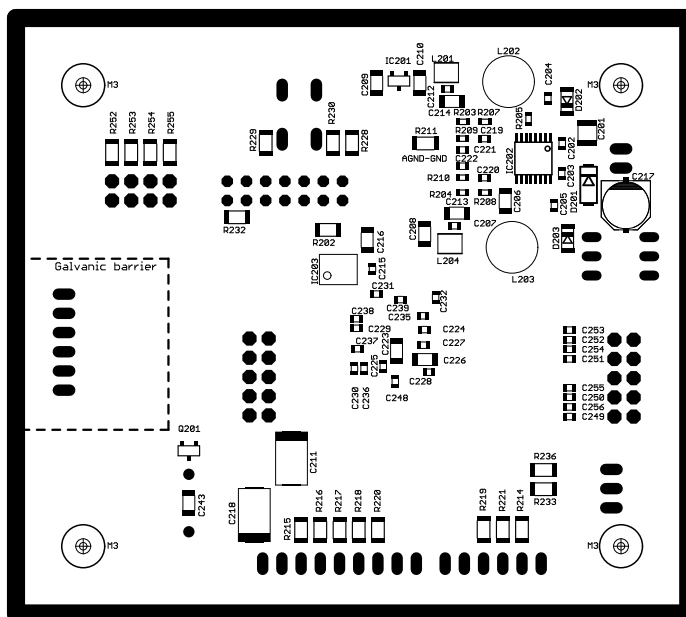
Obr. B.5: Pohled na DPS vrchní strany řízení



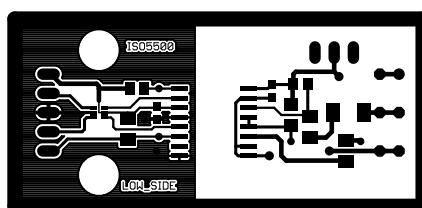
Obr. B.6: Pohled na DPS spodní strany řízení



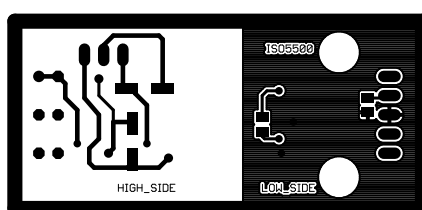
Obr. B.7: Osazovací plán vrchní strany DPS řízení



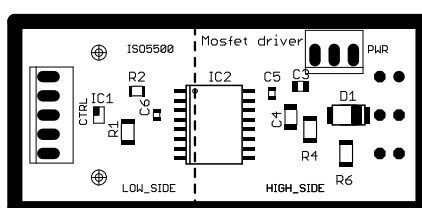
Obr. B.8: Osazovací plán spodní strany DPS řízení



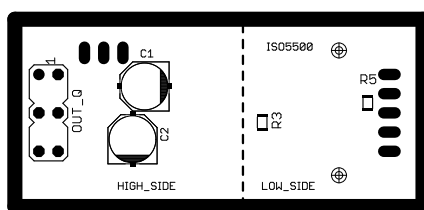
Obr. B.9: Pohled na DPS vrchní strany budiče



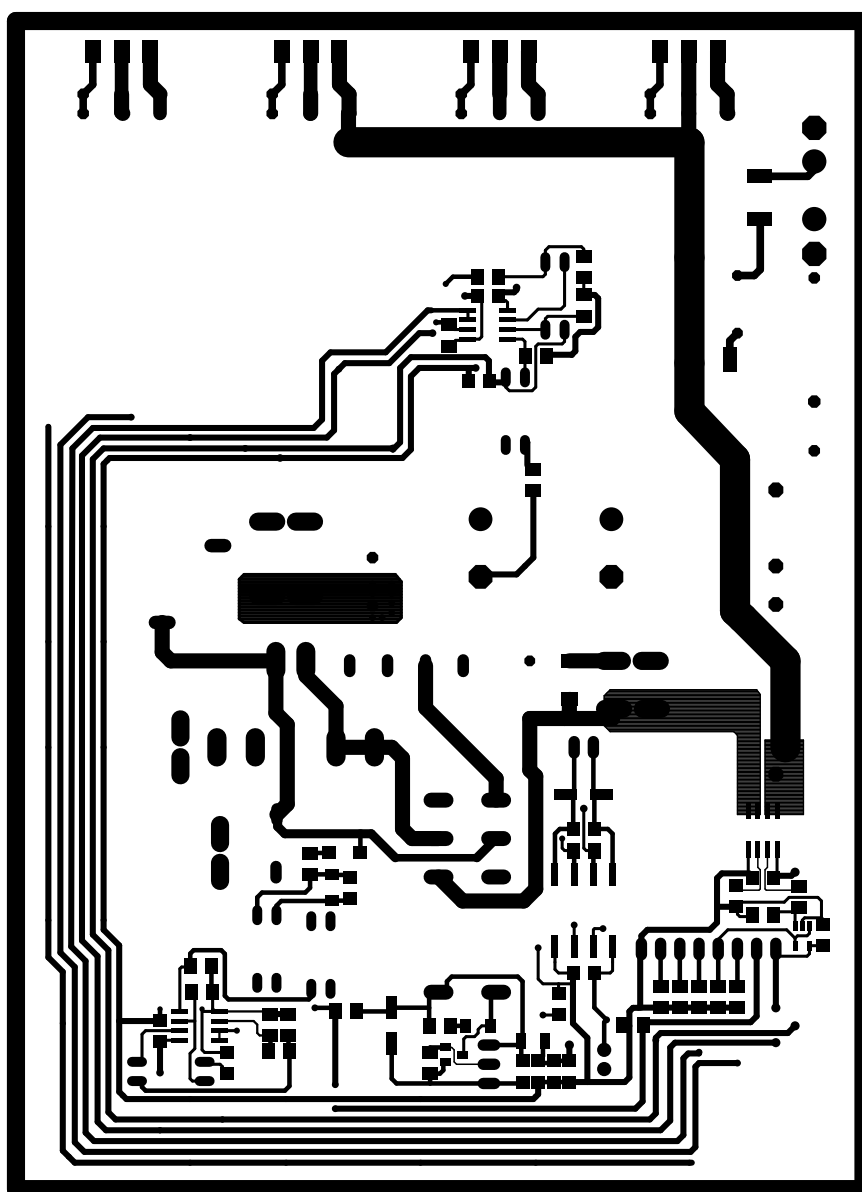
Obr. B.10: Pohled na DPS spodní strany budiče



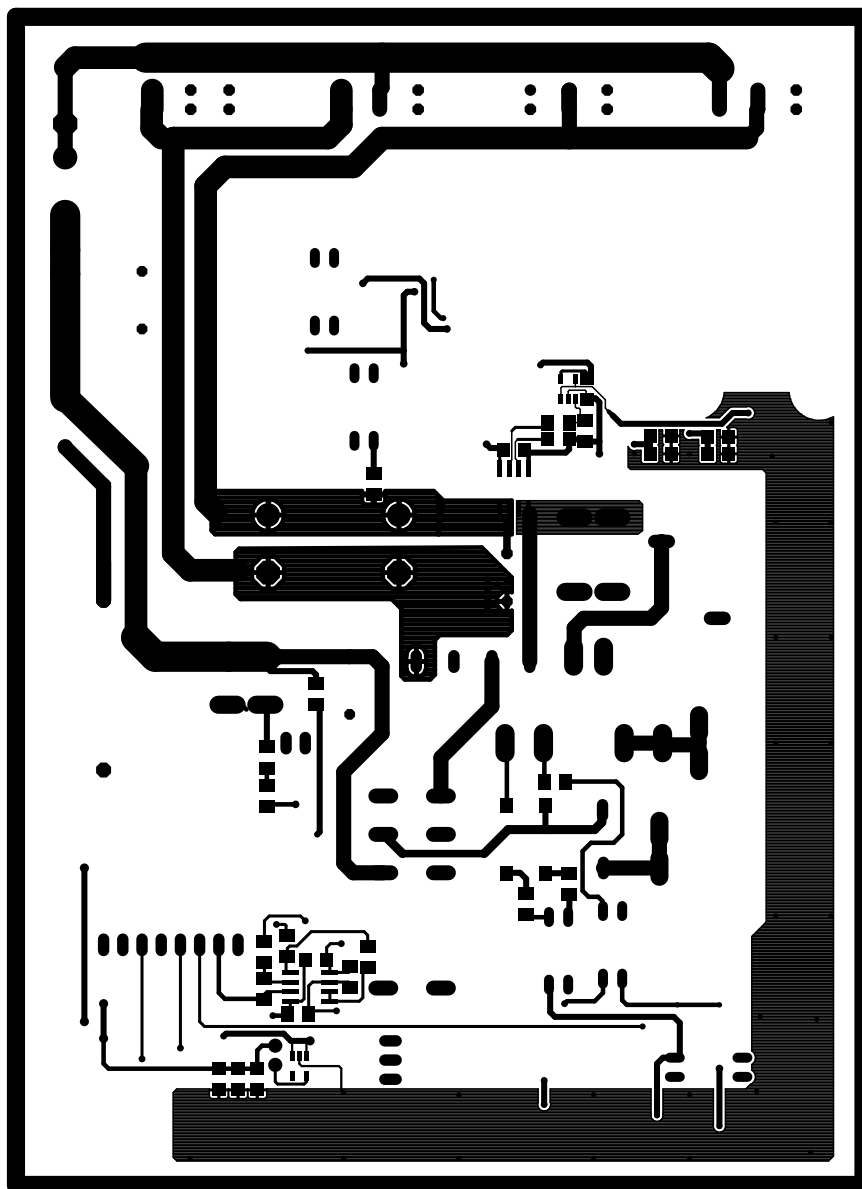
Obr. B.11: Osazovací plán vrchní strany DPS budiče



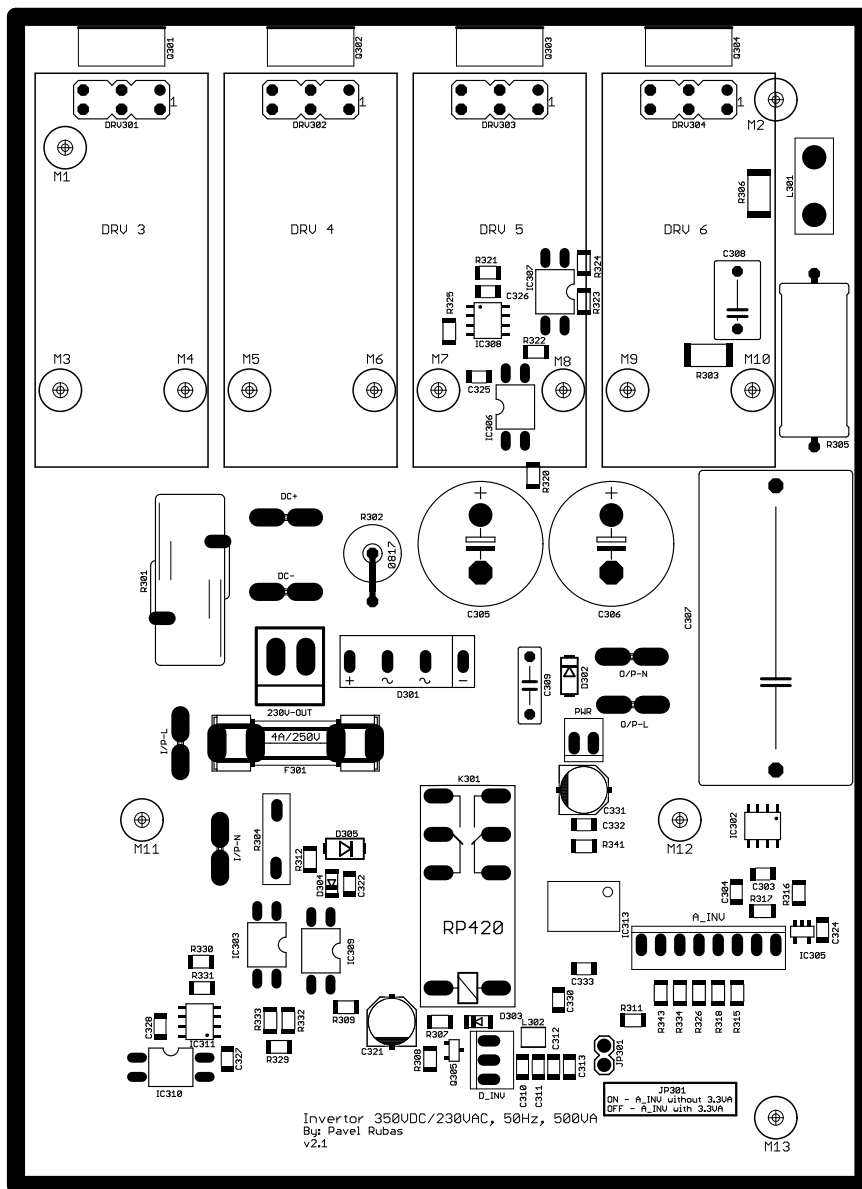
Obr. B.12: Osazovací plán spodní strany DPS budiče



Obr. B.13: Pohled na DPS vrchní strany střídače



Obr. B.14: Pohled na DPS spodní strany střídače



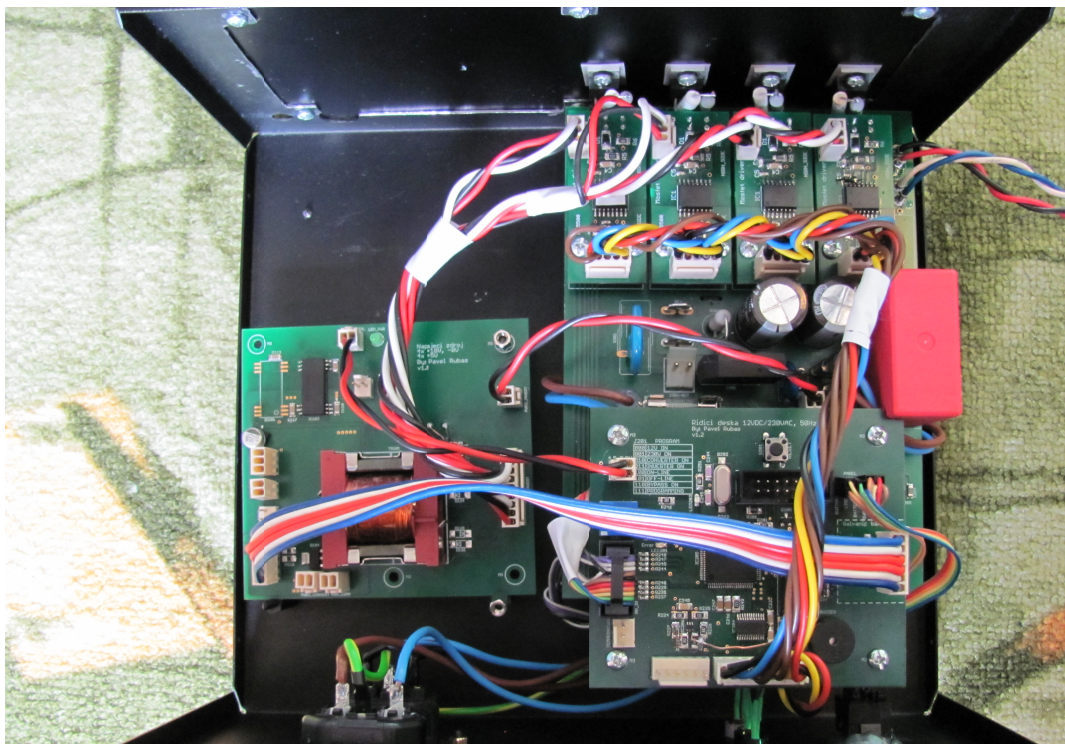
Obr. B.15: Osazovací plán vrchní strany DPS střídače

Příloha C

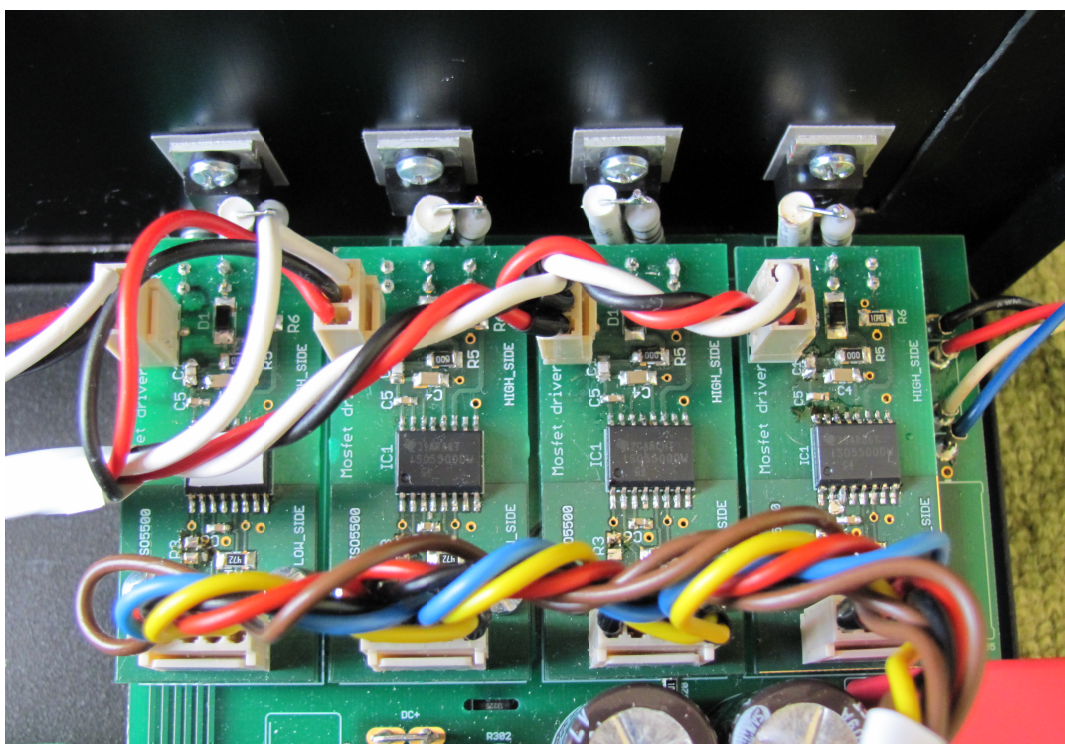
Obrázky



Obr. C.1: Fotka měniče-čelní panel



Obr. C.2: Fotka měniče-vnitřní pohled



Obr. C.3: Fotka měniče-budiče a tranzistory SPP20N60C3