

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

DC/DC měnič pro elektromobil

Ondřej Šereda

Vedoucí: Ing. Jan Novák, Ph.D.



FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA MIKROELEKTRONIKY

23. května 2019

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Šereda** Jméno: **Ondřej** Osobní číslo: **459226**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

DC-DC měnič pro elektromobil

Název bakalářské práce anglicky:

DC-DC Converter for Electromobile

Pokyny pro vypracování:

- 1) Seznamte se s problematikou dvojitých DC-DC spínaných zdrojů [1-3].
- 2) Navrhněte spínaný zdroj pro elektromobil, který vzniká v rámci inženýrské soutěže Formula student na ČVUT FEL. Zdroj bude vytvářet napětí pro palubní napájecí větev (24 V +/- 10 %, zvlnění max. 500 mV). Trvalý výstupní výkon bude 500 W. Vstupní napětí bude v rozsahu 400 V - 600 V. Parametry zdroje musí odpovídat specifikaci organizace Formula Student EV4.3 [4].
- 3) Realizujte funkční vzorek a proveďte ověřovací měření. Zhodnoďte dosažené výsledky a navrhněte případné budoucí úpravy.
- 4) Proveďte finální rozbor nákladů.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Keith H. Billings and Taylor Morey. Switchmode power supply handbook. McGraw-Hill, New York, 3rd edition, 2011.
- [2] Marty Brown. Power sources and supplies: world class designs. Newnes, Burlington, 2008.
- [3] George Chryssis. High-frequency switching power supplies: Theory and design. Osborne-McGraw-Hill, New York, 2. edition, 1989.
- [4] FSG: fs-germany.org [online]. FSG: Formula Student Rules 2019. https://www.formulastudent.de/fileadmin/user_upload/all/2019/rules/FS-Rules_2019_V1.1.pdf

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Jan Novák, Ph.D., katedra mikroelektroniky FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **12.02.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2019**

Platnost zadání bakalářské práce: **20.09.2020**

Ing. Jan Novák, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta



Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze,

.....



Poděkování

Chtěl bych poděkovat mému vedoucímu bakalářské práce za jeho konstruktivní rady a potřebnou kritiku práce a Honzovi Sixtovi, který mi i při různých nesnázích dokázal poradit. Dále bych chtěl poděkovat své rodině, která mi byla vždy nablízku během mém studiu i přes mnohé nesnáze. Velké poděkování patří Laboratoři pro vývoj a realizaci která poskytla možnost pořízení rentgenových snímků a Petru Haincovi, který vše dokázal domluvit. Poslední poděkování patří týmu elektrické formule *eForce FEE Prague Formula* za to, že vůbec existuje.



Anotace

Bakalářská práce se zaměřuje na návrh DC/DC měniče pro eForce FEE Prague Formula elektrickou formuli s parametry vstupního napětí v rozsahu 400-600 V, výstupním napětí 24 V při výstupním výkonu 500 W. V práci jsou rozebrány možné topologie vhodných měničů a je provedena diskuze nad použitými součástkami. Součástí práce je zhotovení prototypového vzoru s půl-můstkovou topologií a kapacitním děličem. Na testovacím vzoru proběhlo měření výstupního zvlnění a chování zdroje pod zátěží.

Klíčové slova: DC/DC, Půl-můstek, 600V, Proudové řízení, Elektrická formule, Formula Student

Annotation

The bachelor thesis is focused on the design of DC / DC converter for the *eForce FEE Prague Formula*. Possible topologies of suitable converters are discussed in the thesis and also discussion on components used in schematic. From the analysis, a test device with a half bridge topology and a capacitive divider is created. On the test device, the output ripple and the source load behavior were measured.

Keywords: DC/DC, Half-bridge, 600V, 24V, Current-control, Electric Formula, Formula Student



Obsah

Seznam obrázků	III
Seznam tabulek	IV
Seznam zkratk	V
1 Úvod	1
1.1 Motivace	1
1.2 Existující řešení	1
1.2.1 DC/DC měnič ve FSE07	1
1.2.2 DC/DC měniče na 600 V	3
2 Současný stav	4
2.1 Topologie DC/DC měničů	4
2.1.1 Dvojjinný s plným můstkem	4
2.1.2 Rezonanční	4
2.1.3 Dvojjinný s kapacitním děličem	5
2.1.4 Flyback	6
3 Návrh funkčních bloků	7
3.1 Vstupní filtr	7
3.2 Kapacitní dělič	8
3.3 Blokovací kapacita	9
3.4 Tranzistory a buzení	9
3.4.1 Požadavky	9
3.4.2 Ztráty	9
3.4.3 Typ	10
3.4.4 Chlazení	11
3.4.5 Buzení tranzistorů	11
3.5 Transformátor	13
3.5.1 Návrh	14
3.5.2 Realizace	15
3.5.3 Ztráty	15
3.5.4 Ověření	16
3.6 Usměrnovací diody	16
3.6.1 Tepelná ztráta	17
3.7 Výstupní filtr	18
3.7.1 Tlumivka	19
3.7.2 Výstupní filtrační kapacita	19
3.8 Řízení	20
3.8.1 Měření proudu	21
3.9 Finanční kalkulace	22
3.9.1 Součástky	22
3.9.2 Transformátor	22



4	Návrh desky plošných spojů	23
4.1	Návrhová pravidla	23
4.1.1	Izolační vzdálenosti	23
4.2	Rozvržení součástek	23
4.3	Deska plošných spojů	23
4.3.1	Primární část	23
4.3.2	Sekundární část	24
4.3.3	3D model	25
4.4	Výroba DPS	25
4.4.1	Finanční kalkulace	26
5	Měření	27
5.1	Oživení	27
5.1.1	RC Článek	27
5.2	Řízení se zpětnou vazbou	28
5.3	Výstupní parametry	31
5.3.1	Zvlnění	31
5.3.2	Účinnost	31
6	Závěr	32
A	Přílohy	36
A.1	Rentgenový snímek měniče	36
A.2	BOM	37
A.3	BOM transformátor	37
A.4	Schéma primární části	38
A.5	Schéma sekundární části	39

Seznam obrázků

1	Stávajícího DC/DC měnič 425 V/24 V 600 W.	2
2	Rentgenový snímek stávajícího DC/DC měniče.	2
3	Topologie s plným můstkem.	4
4	Rezonanční topologie.	5
5	Topologie půl-můstku s kapacitním děličem.	5
6	Topologie flyback měniče.	6
7	Blokový diagram měniče.	7
8	Vstupní filtr.	8
9	Schéma funkce low-side/high-side budiče. Převzato z [1]	12
10	Schéma řízení tranzistoru přes transformátor.	12
11	Náhradní obvod transformátoru.	13
12	Upravený náhradní obvod transformátoru.	13
13	Měření rozptylové indukčnosti.	14
14	Schéma vinutí.	15
15	Výsledný transformátor vlastní výroby.	16
16	Charakteristiky diod.	18
17	Blokový diagram řízení LM5030. Převzat to z [2]	21
18	Nákres vrstvy plošných spojů TOP (červeně) a BOT (modře) primární části.	24
19	Nákresy vrstev sekundární části.	24
20	3D model testovací desky.	25
21	Vyrobená deska plošných spojů.	25
22	Umístění RC článku na výstupu transformátoru.	27
23	Průběh napětí za usměrňovacími diodami.	28
24	Zapojení řídicího IC.	29
25	Měření testovacího přípravku.	30
26	Měřené průběhy na testovací přípravku.	30
27	Výstupní zvlnění napětí.	31
28	Rentgenový snímek měniče.	36
29	Schéma primární části.	38
30	Schéma sekundární části.	39



Seznam tabulek

1	Měniče dostupné na trhu pro potřebné napětí.	3
2	Parametry kondenzátorů.	8
3	Porovnání různých typů tranzistorů.	11
4	Usměrňovací diody.	17
5	Výstupní indučknosti.	19
6	Výstupní kondenzátory (* ozn. polymerové kondenzátory).	20
7	Řídící IO.	20
8	Izolační vzdálenosti definované pravidlem EV 5.3.5 [3]	23
9	Tabulka použitých součástek a jejich cena.	37
10	Tabulka použitého materiálu na výrobu transformátoru.	37



Seznam zkratek

BOM kusovník

DPS deska plošných spojů

EL elektrolyt

FSAE formula SAE

FSE07 sedmá generace elektrické formule

FSE08 osmá generace elektrické formule

FSG formula student germany

HIGH-SIDE transistor spíná napájecí napětí

HV vysoké napětí

IO integrovaný obvod

LOW-SIDE transistor spíná zem

LV nízké napětí

NMC nikl - mangan - kobalt

PFC korekce účinníku

PP polypropylen

PWM pulzně šířková modulace

RMS efektivní hodnota

SAE společnost automobilových inženýrů

SMD součástky pro povrchovou montáž



1 Úvod

1.1 Motivace

Formula student je mezinárodní inženýrská soutěž, které se účastní okolo 500 univerzit celosvětově. Na *FEL ČVUT* už několikátým rokem vzniká elektrická formule. Soutěž se ještě do nedávna, mezi kontinenty, velmi lišila. Od roku 2019 americká verze evropské FSG (FSAE) upravila pravidla a přiblížila se evropskému standardu. Pravidla této soutěže nově umožňují napětí trakčního akumulátoru až do 600 V. Nejnovější monopost týmu *eForce FEE Prague Formula*[4] (FSE07) z roku 2018 má napětí trakčního akumulátoru 400 V. Pro napájení jednotek v elektrické formuli je použito palubní napájení ze separátní baterie 24 V (dále LV akumulátor) při výstupním výkonu 500 W. V trakčním akumulátoru je vestavěn DCDC měnič, který napájí palubní větev. Tato topologie umožňuje snížit kapacitu LV akumulátoru na nutné minimum 2000 mAh. Přejít na napětí 600 V trakčního akumulátoru je proto logickým krokem. Na trhu na toto napětí existuje pouze omezený výběr DCDC měničů, které odpovídají požadavkům pro velký rozsah vstupního napětí, přeneseného výkonu či velikosti.

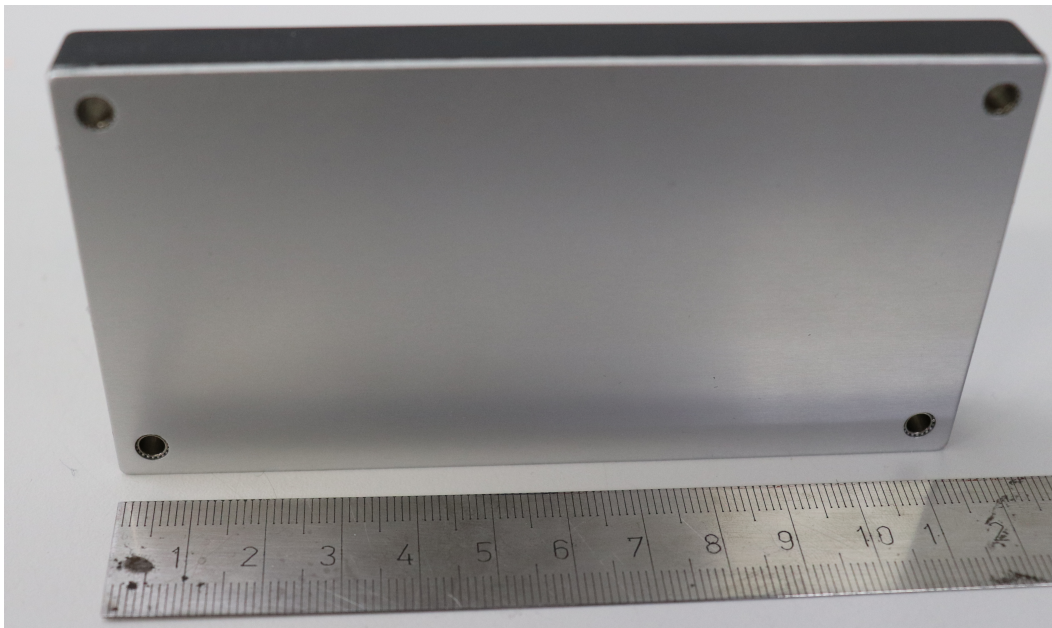
1.2 Existující řešení

Základní parametry měniče jsou odvozeny od parametrů trakčního akumulátoru. Akumulátor má zapojení 96s8p Li-Ion článků SONY VTC-5A (chemie katody NMC). To podle hodnot z katalogového listu [5] vychází na rozsah napětí (absolutní) 192 V-408 V. Z palubního napětí jsou napájeny všechny jednotky včetně měničů a chlazení, což dohromady činí 500 W.

Teoretický akumulátor pro napětí 600 V by musel mít 141 těchto článků v sérii. To určuje rozsah napětí, který vychází z absolutních hodnot (2 V/4,25 V) na 282 V-599 V. Je nutno podotknout, že na absolutní minimum se nedostaneme kvůli softwarové ochraně proti podbití. Změna článků je zvyšována pro budoucí monopost, a proto se rozsahy napětí můžou lišit.

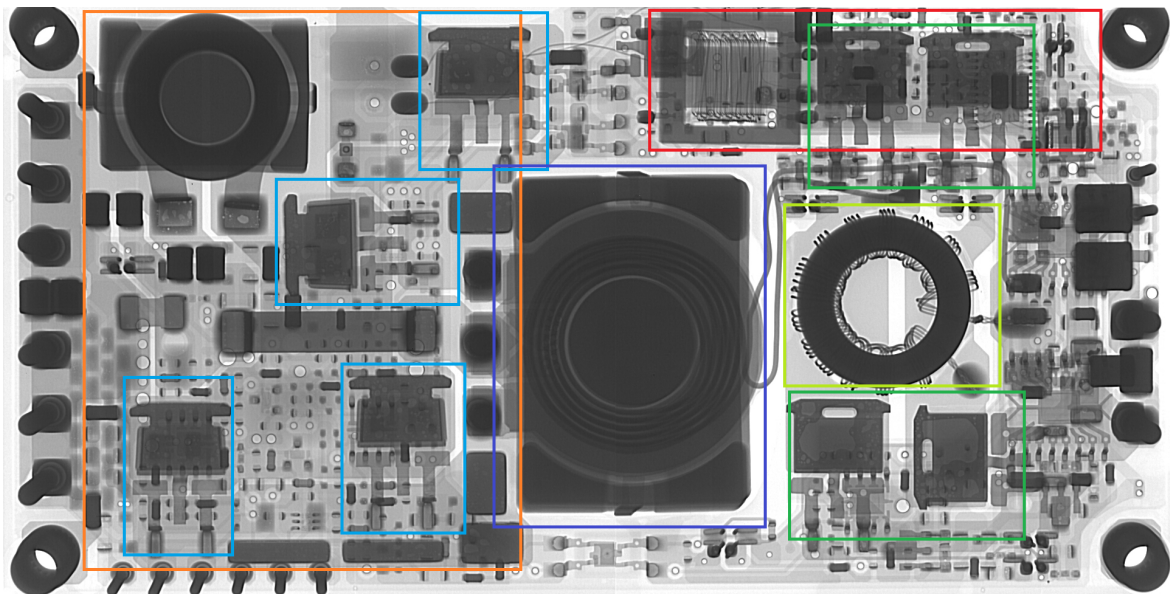
1.2.1 DC/DC měnič ve FSE07

V monopostu FSE07 je použit DCDC s rozsahem vstupního napětí 280 V-425 V, výstupním napětí 24 V, výstupním výkonu až 600 W, spínací frekvencí 200 kHz, zvlněním 120 mV efektivní a rozsahem účinností 80-90.5 % . Největší předností měniče je jeho velikost, přestože nevykazuje příliš vysokou účinnost. Při maximálním odebíraném výkonu a nejnižší účinnosti se jedná o 150 W odpadního tepla. Výrobce počítá s chladičem s aktivním chlazením, který je připevněn na styčnou plochu. Cena tohoto měniče, v současné době, je přibližně 250 €.



Obrázek 1: Stávajícího DC/DC měnič 425 V/24 V 600 W.

Pro inspiraci při návrhu bylo velice zajímavé zjistit, jak vypadá měnič uvnitř. Tento měnič nejde nedestruktivně rozebrat, protože je celý zalitý kvůli chlazení. Tým elektrické formule bohužel nedisponuje měničem, který by se pro destruktivní rozbor hodil. Jedinou možností zůstává, pořízení rentgenového snímku měniče.



Obrázek 2: Rentgenový snímek stávajícího DC/DC měniče.

V pravé části se nachází primární část měniče (tmavě zelená) a čtveřice tranzistorů. Jedná se o topologii s plným můstkem. V horní části (červená) je vidět další transformátor. Tato část je flyback měnič, ze kterého se napájí řízení hlavního měniče. Tlumivka vedle transformátoru (světle zelená) je pravděpodobně součástí EMC filtru. Hlavní transformátor (tmavě modrá) má planární sekundární část. Sekundární část (oranžová) je snadno rozpoznatelná, zejména

díky velikosti polygonů. Ve výstupní části vidíme čtveřici diod (světle modrá), které jsou zapojeny vždy dvě a dvě paralelně. Účinnost by bylo možné zvýšit synchronním usměrněním. V levém horním rohu lze vidět výstupní tlumivku. Velmi tmavé součástky jsou pravděpodobně keramické kondenzátory. Na výstupu je výrobcem vyžadováno připojení minimálně 470 μF kondenzátoru. Primární část je od části sekundární galvanicky oddělena pomocí optoelektronických součástek, které jsou vidět uprostřed, v horní a dolní části.

1.2.2 DC/DC měniče na 600 V

Na toto napětí se v drtivé většině nabízejí měniče do železničních či vojenských aplikací. Tyto měniče mají velmi rigidní zástavbu. Svou velikostí a hmotností jsou naprosto nevhodné pro potřeby elektrické formule. Naopak se dají použít měniče, které svou zástavbou odpovídají výsledné aplikaci. Tyto měniče ale nedisponují dostatečným výkonem. V (Tabulka 1) můžeme vidět měniče dostupné na trhu, které se blíží potřebným parametrům. Žádný z nich nespĺňuje všechny požadované parametry.

Tabulka 1: Měniče dostupné na trhu pro potřebné napětí.

Firma	Typ	U_{in} [V]	U_{out} [V]	P [W]	η [%]	Typ zástavby
Schaefer	C3574G	320-640	24	700	92	Rack (šířka 6U ¹)
Polarity		48-600	48	250		
Mornsun	PV10-27B24R	200-1200	24	10	82	Do PCB
Powerex	VLA313-2450	475-850	24	50	82	Na PCB

Ideální měnič by měl mít velký rozsah vstupního napětí, nízkou velikost a hmotnost a neměl by příliš rušit do okolí a zároveň by mu nemělo vadit rušení na napájení.

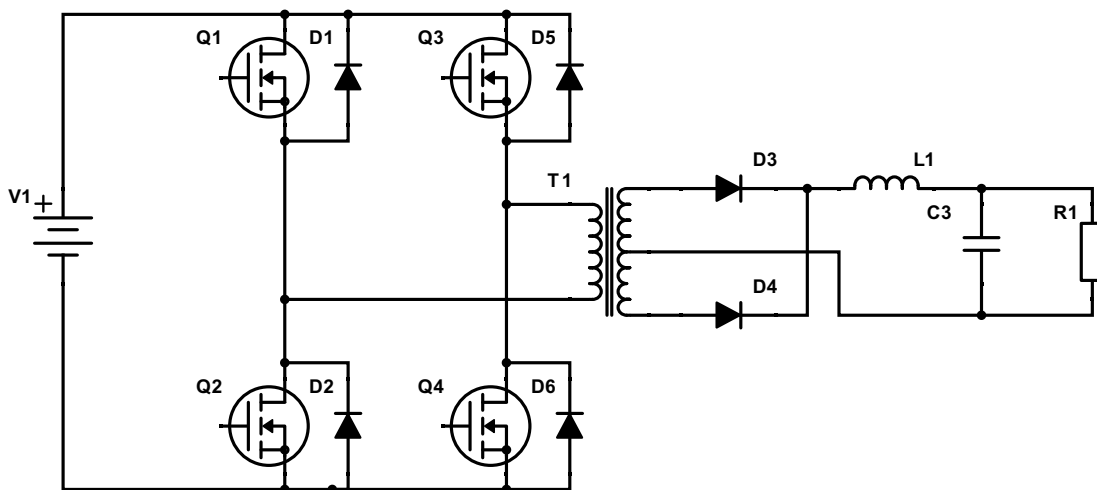
2 Současný stav

2.1 Topologie DC/DC měničů

Základní kategorie DC/DC měničů se dají dělit podle komponenty ukládající energii (magnetické, kapacitní), jejich topologie či periodicity ukládání energie. V tomto případě budeme uvažovat jen varianty s izolovaným výstupem.

2.1.1 Dvojčinný s plným můstkem

Tato topologie umožňuje spínat plné napájecí napětí transformátorem. Hlavní použití je zejména na vyšší výkony (počínaje 1kW). Tranzistory musí vydržet stejné napětí jako v topologii s půl-můstkem, pouze přes ně poteče menší proud. Primární vinutí vystavujeme plnému napětí, proto je potřeba dát pozor, abychom nepřekročili maximální mezizávítové napětí. Nicméně velikost transformátoru nesouvisí s použitou topologií, ale s přenášeným výkonem. Výpočet parametrů je velice podobný výpočtu pro polo-můstek[6]. Návrh DPS plného můstku je náročný, a proto je nevhodný pro tuto práci.

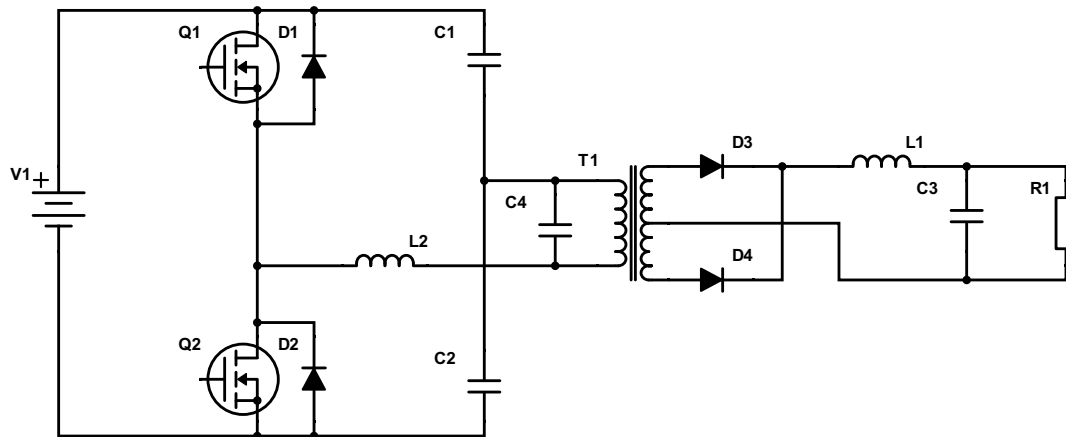


Obrázek 3: Topologie s plným můstkem.

2.1.2 Rezonanční

Jedná se o podobnou topologii jako u měniče s půl-můstkem, ale navíc je přidán rezonanční obvod. S touto topologií lze dosáhnout účinnosti až 97 % a vysoké výkonové hustoty. Řízení je ovšem obtížné při změnách zatížení nebo vstupního napětí. Větší nároky jsou také kladeny na součástky než u klasických topologií. Dnes existuje mnoho různých topologií (příklad Obrázek 4). Obvykle rezonanční měniče pracují na vysokých frekvencích [7]. Pro tuto aplikaci se řešení nehodí kvůli obtížné regulaci. Nutno podotknout, že řízení měniče je velmi rozdílné oproti konvenčním.

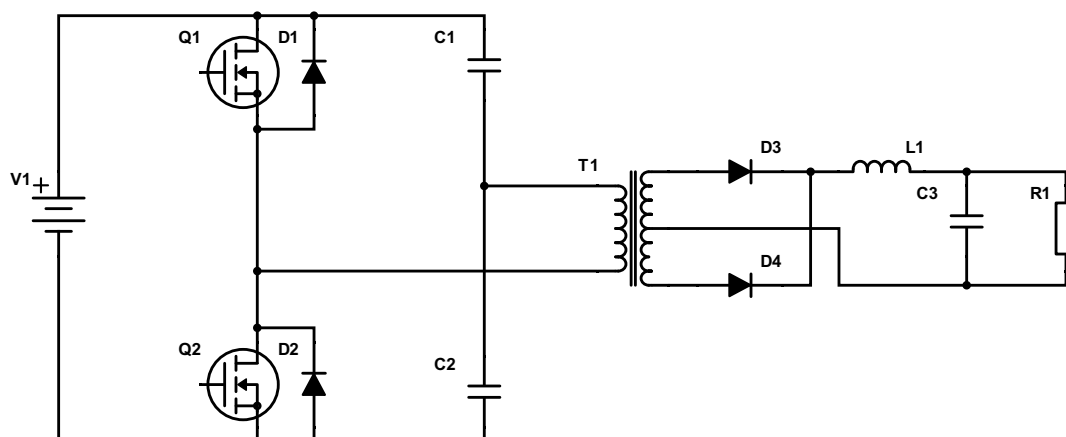
Při funkci můžeme očekávat změnu zátěže, proto se do této aplikace nehodí rezonanční měnič.



Obrázek 4: Rezonanční topologie.

2.1.3 Dvojitý s kapacitním děličem

Jedná se o topologii s dvěma tranzistory, které budí transformátor střídavým proudem. Dochází k obousměrnému buzení transformátoru. Při obou cyklech dochází k přenosu energie z napájení, na rozdíl od buck/boost měničů, a proto se nazývají dvojitý. V této topologii se používá kapacitního můstku (C1, C2), který rozdělí spínané napětí. Primární vinutí transformátoru také vystavujeme polovičnímu napětí než u plného můstku. Kapacity C1 a C2 fungují jako rezervoáry energie při spínání. Tranzistory jsou zapojeny ve středu kapacit a při spínání spínají vůči polovině napájecího napětí. Je nutné podotknout, že tranzistory sice spínají poloviční napětí, ale musejí být dimenzovány minimálně na napájecí napětí z důvodu otáčení proudu tekoucím transformátorem[8]. Při rozepínání indukčnosti (nezapomínejme na parazitní indukčnosti) dojde k překmitu napětí. Toto napětí je následně odvedeno přes antiparalelní (D1, D2) diody zpět do zdroje. Tímto zapojením se zvyšují nároky na proud, který tranzistory protéká. Toto zapojení se doporučuje používat do výkonu okolo 500 W (maximálně až 1 kW) kvůli proudu, tekoucí tranzistory, který je dvojnásobně nižší při plném můstku.



Obrázek 5: Topologie půl-můstku s kapacitním děličem.

Tato topologie se zdá být nejvhodnějším kandidátem z více důvodů. Výhodou je jednoduché řízení, které je realizováno PWM driverem (podobně jako u plného můstku). V této topologii jsou pouze dva tranzistory (viz. 2.1.1), proto jejich řízení nevyžaduje tolik úsilí. Nutno podotknout, že jsme na hranici použitelného výkonu pro tuto topologii. Zvolení spínací frekvence na 40 kHz snižuje nároky na rychlost tranzistorů a snižuje rušení.

Špičkový proud

Hodnotu špičkového proudu vypočteme

$$I_{peak} = \frac{P_{input}}{U_{min}} \quad (1)$$

kde P_{input} je vstupní výkon a U_{min} je minimální napětí na děliči. Při 80 % účinnosti musí být výkon na vstupu měniče okolo 625 W. Špičkový proud je tedy $I_{peak} = 3,9$ A

Efektivní hodnota proudu

Efektivní hodnota se spočítá [6] pomocí

$$I_{RMS} = I_{peak} \cdot \sqrt{D} \quad (2)$$

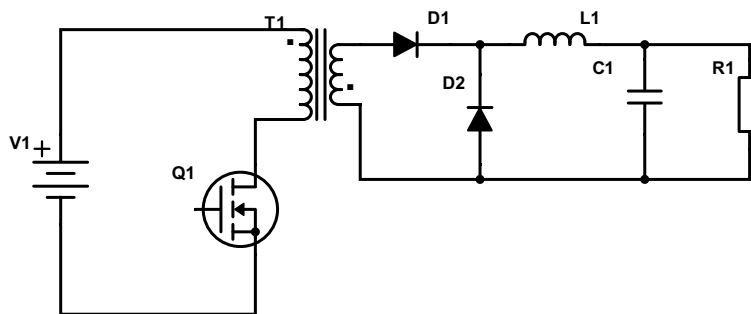
kde D je duty-cycle, který je roven 0,8 (tzn. proud protéká pouze 80 % periody). Hodnota je pak $I_{RMS} = 3,5$ A.

Tyto hodnoty jsou velice důležité v následném výběru tranzistorů a dalších součástek.

2.1.4 Flyback

Tento typ měniče se používá velice často v DC/DC měničích jako pomocný zdroj pro řídicí část. Měnič po připojení na napájení je schopen začít sám fungovat bez vnějšího dalšího napájení. Flyback měnič je dimenzován pouze na opravdu nutný výkon pro napájení řídicích obvodů. V první fázi je tranzistor Q4 sepnut a ukládá energii do transformátoru. Tranzistor Q4 se uzavře, a poté dojde k otočení napětí na sekundárním vinutí a otevření diody [9]. Výstup je aktivní tehdy, když není aktivní vstup. Transformátor v tomto případě funguje jako uložitel energie (všimnete si rozdílu s 2.1.1) a spíše plní funkci cívky.

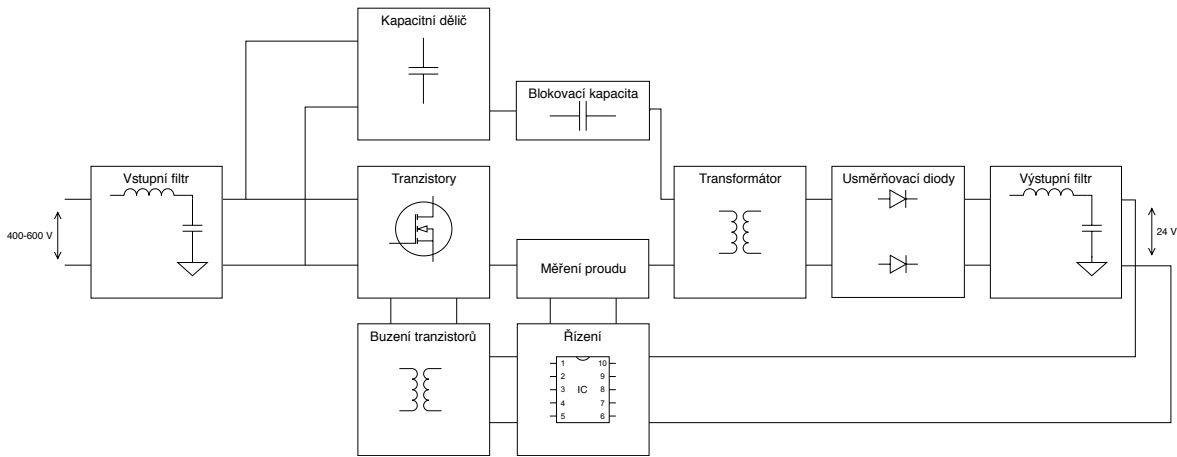
Nicméně náš měnič spoléhá na vnější napájení z palubní větve, a proto nepotřebuje pomocný zdroj.



Obrázek 6: Topologie flyback měniče.

3 Návrh funkčních bloků

Tato sekce se zabývá návrhem a výběrem součástek měniče. Blokový diagram (Obrázek 7) zobrazuje zjednodušené schéma podstatných částí měniče. Následující odstavce se zabývají výběrem částí z diagramu.

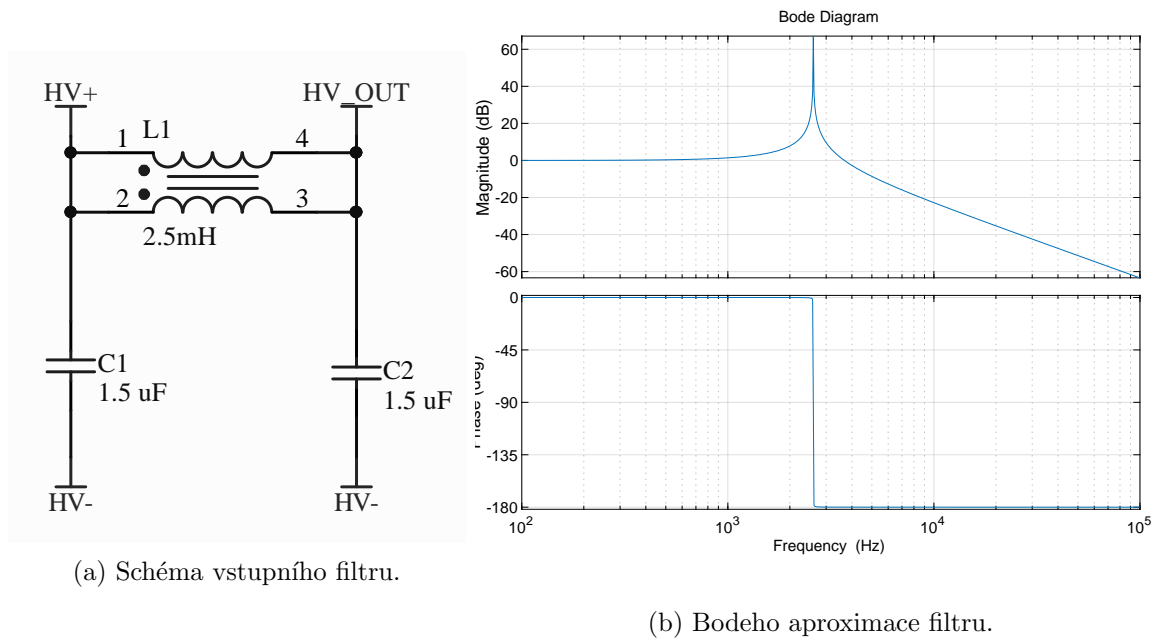


Obrázek 7: Blokový diagram měniče.

3.1 Vstupní filtr

Při návrhu se musí brát v úvahu elektromagnetická kompatibilita, a tedy zamezit rušení (vytváří se spínáním), aby unikalo po napájení z měniče a ovlivňovalo další elektroniku. Vhodně zvoleným filtrem zamezíme úniku rušení, ale také potlačíme rušení vstupující do obvodu. Na vstup měniče umístíme filtr typu CLC. Při výběru z elektrolytických kondenzátorů narazíme na maximální povolené napětí okolo 450 V. Jediná možnost je umístění v sériové kombinaci, aby nedošlo k překročení napětí. Další variantou je použití fóliových kondenzátorů, které se vyrábějí na napětí i do 1000 V.

Tlumicí cívka na napájení byla zvolena podle její útlumové charakteristiky. Rušení se předpokládá typu common-mode okolo spínací frekvence a na jejích násobcích. Tento předpoklad bude nutné ověřit měřením a zjistit na jaké frekvenci zdroj opravdu ruší.



(a) Schéma vstupního filtru.

(b) Bodeho aproximace filtru.

Obrázek 8: Vstupní filtr.

Potlačení spínací frekvence (40 kHz) je ≈ 46 dB. Taková hodnota je dostatečná, proto nepředpokládáme, že by měnič měl tendenci rušit zpět do napájení.

3.2 Kapacitní dělič

Hodnota kapacit v děliči se vypočítá z dovoleného zvlnění na vstupu. Při výběru kondenzátorů děliče je nutné brát v potaz několik kritérií, aby nedošlo k jeho přetěžování. Základním parametrem při výběru kondenzátoru je ekvivalentní sériový odpor, který ho teplotně zatěžuje. Také ho teplotně zatěžuje svodový proud, který protéká při aplikaci stejnosměrného napětí.

V potaz připadají i elektrolytické kondenzátory, ale musí se jednat o řadu s nízkým ESR a zároveň musí zvládnout velké proudové zvlnění (ripple-current). Větší zvlnění zvládají pouze při vyšších kapacitách. Při porovnání elektrolytických a fóliových kondenzátorů (v Tabulka 2) lze vidět, že fóliové kondenzátory mají lepší požadované parametry.

Tabulka 2: Parametry kondenzátorů.

Výr. Č.	U[V]	C[μ F]	I_l [μ A]	I_r [mA]	ESR[m Ω]	Cena[Kč]	Typ
MAL216358221E3	385	220	580	1,44	525	254	EL
861 111 484 018	450	180	1620	930	N/A	162	EL
B43858C5476M000	450	47	649	1050	N/A	102	EL
C4AQC BW5200A3FJ	650	20	N/A	11000	5,3	94	PP
C4AQC BU4700A1YJ	650	7	N/A	7000	9	50	PP

Kondenzátory v děliči plní především funkci dělení napětí, ale také fungují jako rezervoár pro přenos energie přes transformátor. Při výpočtu dostatečné kapacity pro přenos energie vycházíme z (3).

$$I_{max} = C \frac{dU}{dT} \quad (3)$$

Diferenciál je zde aproximován diferencí, kde ΔT je doba sepnutí. Napětí ΔU je pak hodnota maximálního zvlnění na kondenzátoru a C je kapacita. Zvlnění se typicky počítá okolo 10 %, což při nejnižším napětí na kondenzátoru znamená 20 V. Při návrhu byla zvolena 5 % odchylka, aby byla zajištěna dostatečná kapacita. I_{max} je maximální proud, který protéká transformátorem, a to při $P_{in}=700$ W (vstupní výkon) a spínání $U=300$ V na 2,4 A.

$$I_{max} = \frac{P_{in}}{U} = \frac{700}{300} = 2,4 \text{ A} \quad (4)$$

Pro kapacitu tedy platí při zvlnění $\Delta U=10$ V a doby sepnutí $\Delta T = 12,5 \mu$ (půlka periody)

$$C = I_{max} \frac{\Delta T}{\Delta U} = 3 \mu\text{F} \quad (5)$$

Zvolený je fóliový kondenzátor o kapacitě 20 μF a maximální proudové zvlnění 11 A. Zvolený výběr je předdimenzován, aby mohlo dojít ke změně spínací frekvenci bez nutnosti změny kapacity.

3.3 Blokovací kapacita

Kondenzátory v kapacitním můstku mají přesnost 5 %, a proto napětí aplikované při spínání se bude lišit. Blokovací kapacita je velmi důležitá, protože by mohlo dojít k saturaci jádra transformátoru a zničení tranzistorů. Kondenzátor blokuje stejnosměrnou složku. Saturaci ještě může způsobit rychlá změna zátěže, ale pouze v případě napěťového řízení.

$$C = \frac{\Delta t}{\Delta U} \cdot I_{peak} = \frac{12,5 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6}}{20} \cdot 3,91 = 1,955 \mu\text{F} \quad (6)$$

Kde Δt je maximální doba sepnutí, ΔV rozkmit napětí způsobený kapacitou (10 % z nejnižšího napětí) a I_{peak} je špičkový proud. Blokovací kondenzátor byl zvolen fóliový o hodnotě 2,2 μF .

3.4 Tranzistory a buzení

3.4.1 Požadavky

Zapojení tranzistorů v této topologii nevyžaduje, aby tranzistory musely být dimenzovány na dvojnásobek vstupního napětí, ale postačí maximální napětí na vstupu s dostatečnou rezervou. Mohlo by se zdát, že tranzistory spínají pouze 300 V, ale musí se brát v potaz, že dochází k otáčení toku proudu. Musíme brát v úvahu též parazitní indukčnost, proto by tranzistory měly vydržet minimálně 800 V.

$$U_r = 1.3U_{in} \quad (7)$$

3.4.2 Ztráty

Při výběru je důležité počítat se ztrátami na tranzistoru. Ztráty jsou dvojího druhu, a to vodivostní a spínací.

Pro aproximaci vodivostních ztrát platí (převzato z [10])s

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{RMS}^2 \quad (8)$$

kde $R_{ds(on)}$ je odpor drain-source při otevřeném tranzistoru a I_{RMS} je efektivní hodnota proudu.

Pro spínací ztráty IGBT tranzistorů platí (převzato z [11])

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (9)$$

kde E je energie při vypínání a zapínání a f_{sw} je spínací frekvence.

Výpočet spínacích ztrát pro MOSFET se liší a tedy platí (převzato z [10])

$$P_{sw} = V_{in} \cdot I_{out} \cdot f_{sw} \cdot \frac{Q_{gs2} + Q_{gd}}{I_g} \quad (10)$$

kde V_{in} je napětí drain-source, I_{out} je proud tekoucí drainem, Q je gateový náboj a I_g je proud tekoucí do gateu.

3.4.3 Typ

Pro tento typ aplikace je obtížné zvolit vhodný transistor, protože parametry výběru (přenášený výkon, spínací frekvence) jsou na pomezí použití obou typů.

IGBT

Tranzistor IGBT nemá interní diodu (velmi často je přidávána výrobcem), tudíž se hodí do aplikací s vysokým napětím a zejména výkonem.

MOSFET

Tranzistory MOSFET mají uvnitř interní anti-paralelní diodu, která je při odpojení indukativní zátěže kritická. Jsou vhodné do aplikací s vysokou spínací frekvencí, díky nízké kapacitě gate. Výhodou je také nízké $R_{DS(on)}$. Pro tuto aplikaci jsme zvolili tento typ zejména kvůli možnosti změny spínací frekvence (vyrábějí se i na napětí 1200 V, a tak se hodí i do topologií s plným můstkem 2.1.1).

SiC

Karbid křemíku je v současné době velmi diskutovaný substrát, protože zaručuje nízké spínací a vodivostní ztráty. Nicméně na trhu neexistuje široká škála parametrů tranzistorů. Předpokládaná cena těchto tranzistorů je poměrně vysoká a je nutné poptání na konkrétní počet. Tato varianta je zajímavá, ale pravděpodobně se investice nevyplatí.

GaN

Galium-nitrid je substrát, o kterém se často mluví jako o budoucnosti elektroniky. Hlavním důvodem jsou velmi nízké ztráty. Na trhu existuje relativně široký výběr nicméně je otázka, zdali v této aplikaci výhody převáží cenu. Nutno podotknout, že jsou zde kladeny vyšší nároky při návrhu spínací části.

V Tabulka 3 lze vidět výběr několika vhodných kandidátů. Nejlevnější variantou je použití IGBT tranzistorů, nicméně MOSFET tranzistory mají více než poloviční vodivostní ztráty. Naopak IGBT vynikají svými spínacími ztrátami, které jsou velice nízké. Při této frekvenci hrají roli zejména vodivostní ztráty. Do výběru byl zařazen SiC a GaN tranzistor. Velmi zajímavý je GaN tranzistor, který má bezkonkurenční parametry kromě ceny. Po zvážení ceny a parametrů byl zvolen STW23N80K5.

Tabulka 3: Porovnání různých typů tranzistorů.

ID	Typ	Q_g [nC]	I_{avg} [A]	R_{ds} [Ω]	P_{con} [W]	P_{sw} [W]	EUR
STW23N80K5	MOSFET	33	10A	0,23	3,6	0,3	4,22
STB25N80K5	MOSFET	40	12A	0,19	3,0	0,5	8,02
IPB65R660CFDA	IGBT	20	4,5A	0,66	10,4	0,0	1,85
IPD65R420CFDA	IGBT	32	5,5A	0,42	6,6	0,0	1,53
IMZ120R045M1	SiC	52	52A	0,45	7,1	0,9	NaN
IGT60R190D1S	GaN	3,2	12,5A	0,19	3,0	0,1	11,60

3.4.4 Chlazení

Maximální výkonová ztráta u zvoleného tranzistoru je ≈ 5 W. Výrobce pro tento tranzistor [12] udává tepelný odpor přechod-pouzdro $R_{thj-case} = 0,66$ °C/W a přechod-okolí $R_{thj-amb} = 50$ °C/W a maximální tepelnou ztrátu $P_{tot} = 190$ W (při 25 °C). Tento výkon není pouzdro bez chladiče schopno vyzářit. Pro teplotu přechodu bez chladiče (převzato z [13]) platí

$$v_j = v_a + R_{thj-amb} \cdot P \quad (11)$$

a pro teplotu pouzdra obdobně.

$$v_c = v_j - R_{thj-case} \cdot P \quad (12)$$

Maximální dovolená teplota přechodu je 150 °C, proto musí být na pouzdro umístěn chladič. Celkový tepelný odpor je součet odporu přechod-pouzdro, pouzdro-chladič a chladič-okolí. Hodnota odporu pouzdro-chladič je determinována velikostí styčných ploch a kvalitou kontaktu. Při použití teplovodivé pasty je hodnota odporu R_{cs} mezi 0,005 až 0,1 K/W. Hodnota odporu mezi chladič-okolí R_{sa} je určena výrobcem chladiče.

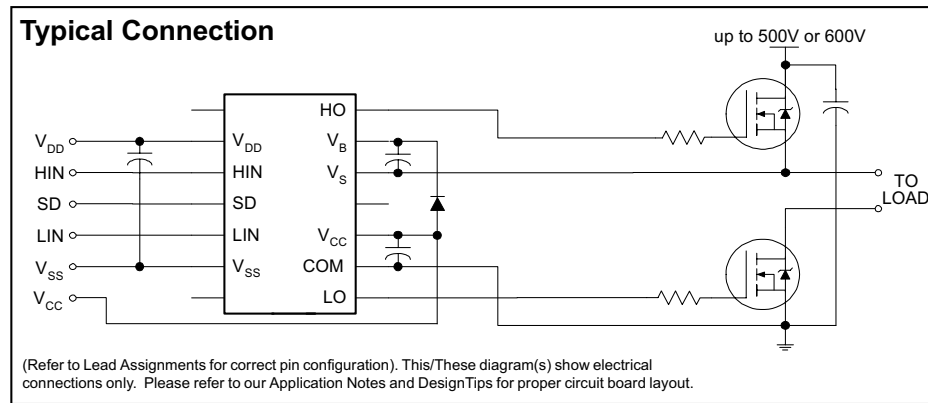
$$R_{th} = R_{thj-case} + R_{cs} + R_{sa} = 0,66 + 8,6 + 0,1 = 9,36 \text{ K/W} \quad (13)$$

Teplota přechodu (při 25 °C) je 71,8 °C a 68 °C. Teplota okolí 25 °C je optimistická, ale teplota přechodu je stále nízká i pro vyšší teplotu.

3.4.5 Buzení tranzistorů

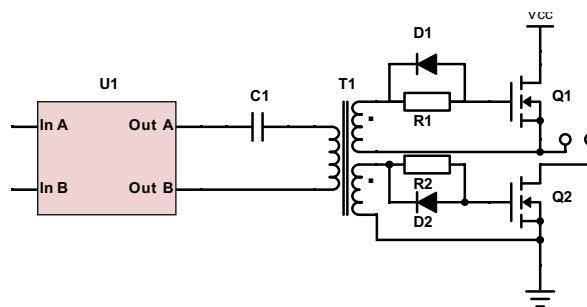
Budič spíná tranzistory na straně země (low-side) ale také na straně napájení (high-side). Sepnutí na straně napájení je trochu obtížnější, protože musíme vytvořit větší napětí na gate tranzistoru, než je na source.

Řešení, které se dnes běžně používá, je řízení gate pomocí budiče. Tento budič nabije (viz.Obrázek 9) kondenzátor na napájecí napětí a připojí ho mezi gate a source, tím dojde k otevření tranzistoru. Tato metoda vylučuje libovolnou délku sepnutí a úplně vylučuje 100 % střidu. Pro splnění požadavku izolování vstupu od výstupu musí být izolováno napájení a signály pro řízení. Tímto se schéma značně komplikuje a žádná z těchto použitých součástek (izolovaný zdroj, optočlen) není příliš levná.



Obrázek 9: Schéma funkce low-side/high-side budiče. Převzato z [1]

Požadavek izolace řízení lze splnit i přes buzení gatu přes transformátor. Transformátor bude budit driver, proto nemusíme izolovat napájení ani řídicí signály. Toto řešení snižuje finanční náročnost a také složitost realizace. Ve schématu (Obrázek 10) lze vidět zapojení transformátoru s budičem. Blokovací kapacita $C1$ je zde kvůli zabránění přesycení jádra transformátoru. Obvykle se používá transformátor typu 1 : 1 : 1. Další výhodou tohoto zapojení spočívá v nemožnosti sepnutí obou tranzistorů současně. Odpor s diodou ($R1, D1$) slouží ke zpomalení zapínání a naopak dioda slouží k rychlému uzavírání tranzistoru. Tento obvod zamezí zkratu při spínání.



Obrázek 10: Schéma řízení tranzistoru přes transformátor.

Při návrhu budícího transformátoru lze vycházet z (17) a (18). Upravenou rovnicí je možné zapsat

$$N = \frac{V \cdot dt}{dB \cdot S}. \quad (14)$$

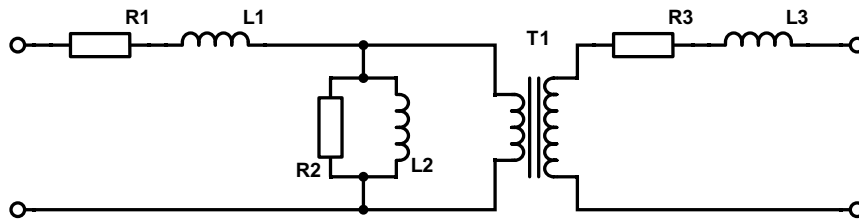
Kde V je napětí buzení, dt je doba sepnutí, S je průřez jádra a dB je indukčnost na závit (označováno jako AL). Proces výběru jádra je iterativní, protože ne vždy vypočtený počet závitů lze navinout na jádro. Při použití TIW (Triple insulated wire) vodiče máme zaručenou i dostatečnou izolaci.

Je možné zvolit už vyrobený transformátor v pouzdře, které je vhodné pro desku plošných spojů. Výběr je stanoven parametrem změny napětí za čas $V/\mu S$. Toto řešení je dražší než namotání vlastního transformátoru.

3.5 Transformátor

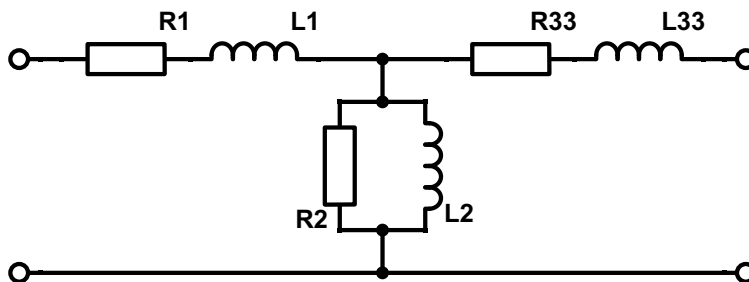
Velmi důležitá část DC/DC měniče je transformátor, přes který prochází všechen výkon a zároveň izoluje vstup od výstupu.

Při následném měření je možné vycházet z náhradního schématu transformátoru (viz Obrázek 11).



Obrázek 11: Náhradní obvod transformátoru.

Úpravou[14] náhradního schématu lze přepočítat hodnoty ekvivalentně bez přítomnosti transformátoru (Obrázek 12). Tuto úpravu lze realizovat z primární nebo sekundární strany.



Obrázek 12: Upravený náhradní obvod transformátoru.

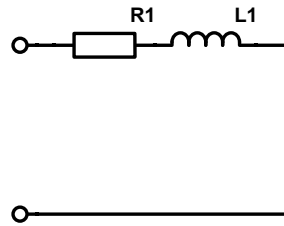
Odpor $R1$ a $R33$ jsou odpory způsobené konečným odporem vinutí. Indukčnosti $L1$ a $L33$ jsou tzv. rozptylové indukčnosti. Odpor $R2$ jsou pak zastoupeny ztráty v jádře (hysterezní ztráty a ztráty vířivými proudy) a $L1$ je magnetizační indukčnost. Hodnoty sekundární strany ze strany primární jsou

$$R_{33} = a^2 R_3. \quad (15)$$

Toto platí ekvivalentně pro ostatní hodnoty. Primární a sekundární indukčnost se měří při rozpojení druhého (tzv. chod naprázdno) vinutí.

Určení rozptylové indukčnosti

Náhradní schéma transformátoru (Obrázek 12) při zkratování sekundárního vinutí lze překreslit (Obrázek 13).



Obrázek 13: Měření rozptylové indukčnosti.

Při zkratování bude napětí na výstupní části 0 V, a tak při měření indukčnosti na primární straně lze měřit indukčnost rozptylovou. Při měření odporu pak lze měřit odpor vinutí. Při měření je třeba, aby byly připojovací kabely (a kabel kterým zkratujeme druhé vinutí) co nejkratší. Měřená indukčnost je obvykle, při správném vinutí, velmi malá.

Planární transformátory

V úvahu připadají planární transformátory, které v sobě sdružují malou velikost, nízký úbytek a vysoký přenesený výkon. Často je transformátor navržen na DPS, do které je umístěn magnetický obvod. V praxi tento typ není příliš rozšířen. Například v počítačových zdrojích se planární transformátory nepoužívají z důvodu ceny, která je vyšší.

3.5.1 Návrh

V první části návrhu se vypočítá poměr vinutí, který je pro různá jádra stejný. Transformátor je nutné navrhovat pro nejnižší napětí, na kterém musí fungovat. Na vstupu může být nejnižší napětí 400 V, což znamená, že se spíná v kapacitním můstku 200 V.

$$a = \frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (16)$$

kde U_p je napětí na primární straně, U_s je napětí na sekundární straně a N jsou počty závitů. Pro elektromotorické napětí na cívce platí

$$U = N \frac{d\Phi}{dt}. \quad (17)$$

kde N je počet závitů, Φ je magnetický indukční tok. Za předpokladu, že normálový vektor plochy je identický se směrem magnetické indukce, platí

$$\Phi = B \cdot A_e. \quad (18)$$

kde A_e je průřez jádra a B je magnetická indukce.

Po mírné úpravě rovnice (17) dostaneme

$$N_{prim} = \frac{U_{max} \cdot dt}{A_e \cdot B_{max}} \quad (19)$$

kde B_{max} je určeno materiálem (velmi častá hodnota je okolo 0.3 T) a označuje maximální sycení jádra, U_{max} je maximální spínací napětí (za můstkem), dt je polovina doby spínání (pokud bychom chtěli být korektní, měli bychom uvažovat deadtime a tedy vynásobit 0.8).

Pro počet závitů sekundární části pak platí

$$N_{sek} = a \cdot N_{prim}. \quad (20)$$

Pro výpočet L indukčnosti byl použit vzorec

$$L = Al \cdot N^2 \quad (21)$$

kde Al je dáno použitým materiálem jádra a N je počet závitů.

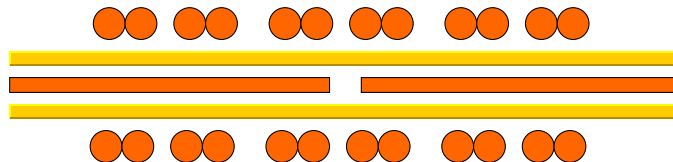
3.5.2 Realizace

V první fázi si zvolí tvar jádra, kterých je široká škála (např. ETD, EI, toroidní). Existuje několik velikostí jádra, proto je důležité před začátkem namotávání mít jistotu že je na všechna vinutí na transformátoru dostatek místa. Nejprve musí být zjištěn minimální průřez vodičů pro obě vinutí. Pro transformátor pro kontinuální provoz bychom měli počítat s průřezem vodiče 4 A/mm^2 . Nicméně jsme pro prototypovou verzi zvolili 8 A/mm^2 . Činitel plnění lze vyjádřit

$$q = \frac{N \cdot S}{h \cdot d} \quad (22)$$

kde N je počet závitů, S je průřez vodiče, h je šířka kostry a d je průměr vodiče. Hodnota činitele plnění by neměla přesáhnout 0,6 pro kruhové závity.

Výpočet několika variant velikostí koster transformátorů ukázal nejvhodnější kostru ETD49. Pro primární vinutí bylo zvoleno použití dvou paralelních měděných (lakovaných) vodičů o průměru $d = 0,355 \text{ mm}$. Nutno podotknout, že tento průřez je velmi poddimenzovaný. Pro sekundární vinutí byl spočítán nutný průměr kruhového vodiče $d = 1,6 \text{ mm}$. Tento vodič má bohužel velice špatný činitel plnění. To lze vyřešit velkým počtem tenkých paralelních vodičů nebo měděným páskem. Pro sekundární vinutí se ukázalo jako nejlepší řešení, vinutí pomocí měděné pásky. Šířka pásky je 10 mm a tloušťka $0,3 \text{ mm}$. Sekundární vinutí (viz. Obrázek 14) je zdvojené, a proto bylo navinuto vedle sebe. Tímto se mírně zhoršily vlastnosti, protože ideálně by měly být závity primárního a sekundárního vinutí nad sebou. Byla tím zvýšena rozptylová indukčnost.



Obrázek 14: Schéma vinutí.

Primární vinutí má 40 závitů, ale je rozděleno po 20 závitech. Mezi primární vinutí bylo namotáno sekundární vinutí s osmi závity.

Izolování vrstev závitů bylo provedeno páskou[15], která je určena pro vinutí transformátorů malých výkonů do cca 500 W . Průrazné napětí použité pásky je 7 kV a při vinutí bylo aplikováno dvou vrstev mezi sekundárním a primárním vinutím.

Při počítání napětí mezi závity musí být bráno nejvyšší možné napětí na vstupu. Toto napětí pak vychází na $\approx 5 \text{ V}$ mezi závity. Pokud se vrací vodič z posledního závitu, tak se kříží nad závitem prvním. Rozdíl napětí je zde až 150 V (při rozdělení primárního vinutí), z toho důvodu musí nejprve dojít k umístění izolace pod vracející vodič.

3.5.3 Ztráty

Při návrhu je třeba brát v úvahu ztráty v jádře, které výrobce popisuje několika grafy. Hlavní důvod je, že jádro lze používat na různých frekvencích a při různých hodnotách magnetické

indukce. Materiál zvoleného jádra je *CF138* [16]. Odečtené hodnoty z grafu ztrát v závislosti na magnetické indukci vycházejí na 5,75 W při 100 °C a 100 kHz. Z grafu ztrát v závislosti na frekvenci s parametrem magnetické indukce vycházejí ztráty na 2,3 W. Tato hodnota je opět zkruslena, jelikož maximální parametr magnetické indukce v grafu je 200 mT, ale jádro je počítáno při 300 mT.

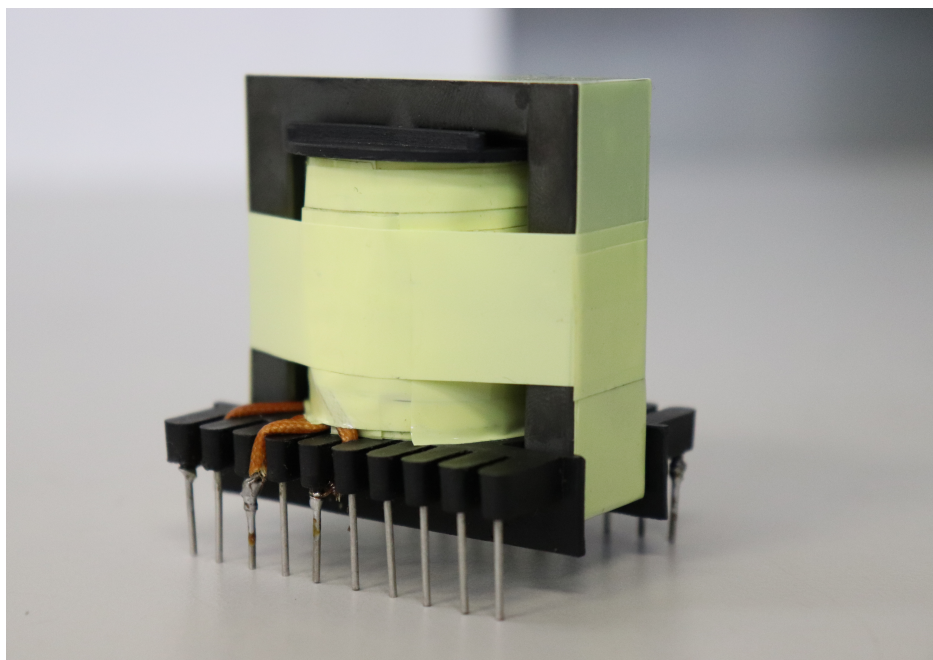
Vodivostní ztráty je možno určit ze znalosti průřezů použitých vodičů. Primární vinutí má průřez 0,197 mm² a délku 1920 mm. Odpor primárního vinutí je 17,5 mΩ, proto maximální ztrátový výkon je $\approx 0,16$ W. Verze, která by byla dimenzována pro trvalý provoz, by pak měla 4,6 mΩ a ztrátový výkon 0,042 W. Na sekundárním vinutí je celkový průřez 3 mm² a odpor je 1,2 mΩ. Výkonová ztráta na jednom sekundárním vinutí je 0,045 W. Tato část vinutí se velice blíží i realizaci pro trvalý provoz.

Celková ztráta v transformátoru je 6 W.

3.5.4 Ověření

Výsledný transformátor byl proměřen na RLCG metru, aby byla ověřena správnost vinutí. Pokud by například byla porušena izolace v nějaké části vinutí, výsledky by neodpovídaly spočítaným hodnotám. Pro výpočet indukčnosti byl použit (21) a tak pro primární vinutí vychází $L_{prim} = 6,5$ mH a $L_{sek} = 125$ μH. Měřením byly získány tyto výsledky $L_{prim} = 7,2$ mH a $L_{sek} = 163$ μH.

Rozptylová indukčnost primárního vinutí byla změřena při zkratovaném sekundárním vinutí. Hodnota vychází na $L_{roz-prim} = 7$ μH. Odpor sekundárního vinutí byl změřen na $R_{sek} = 0,06$ Ω.



Obrázek 15: Výsledný transformátor vlastní výroby.

3.6 Usměrňovací diody

Maximální napětí na sekundárním vinutí je 48 V a vypadá to, že usměrňovací diody musí vydržet alespoň toto napětí. Pokud je na první části sekundárního vinutí 48 V, pak je na

druhé části -48 V. Rozdíl na neaktivní diodě je ≈ 100 V. Je potřeba mít dostatečná rezerva, a proto se vybírají se diody, které zvládnou alespoň 150 V.

Při výběru je nutné hlídat parametr reverzního proudu (Obrázek 16a) diody. Ten určuje, jak velký proud protéká diodou při polarizaci napětí na diodě. Obecně by mělo dojít ke zavření diody, nicméně při zavření ještě dokáže v zpětném směru vést proud.

Tabulka 4: Usměrňovací diody.

Název	U_{rrm} [V]	U_f [V]	I_f [A]	I_r [mA] při 125 °C	Cena[€]
BYV72EW-200	200	0,780	2x15	1	1,55
STTH3002C	200	0,750	2x15	0,125	3,43
STTH30W02C	200	0,900	2x15	0,05	2,14
STPS60SM200C	200	0,640	2x30	13	5,44
FERD20H100S	100	0,415	20	7	0,725

Snížení ztrát na usměrňovacích diodách je možné pouze snížením U_f . Tento parametr je velmi nízký u *FERD20H100S*, lřesto má nejvyšší zotavovací proud. Součástka je na hranici použitelnosti kvůli maximálně 100 V v závěrném směru. V tomto návrhu byla zvolena dioda *BYV72EW - 200*, zejména kvůli její nízké ceně.

3.6.1 Tepelná ztráta

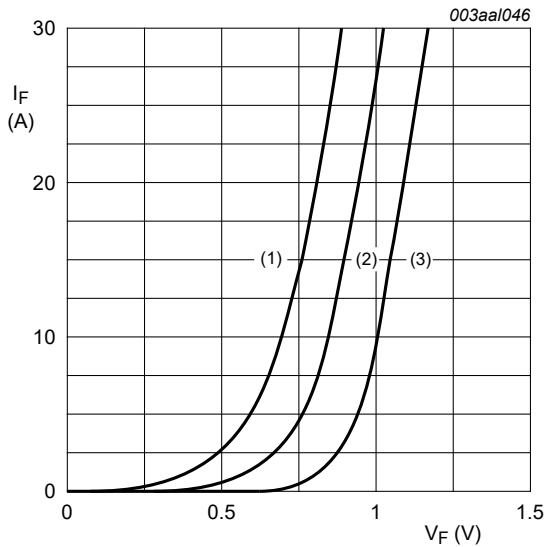
Jedna dioda vede vždy polovinu periody, z toho důvodu byla spočítána efektivní hodnota proudu. Hodnotu lze vypočítat pomocí

$$I_{RMS} = I_{DC} \cdot \sqrt{D} = 20,8 \cdot \sqrt{0,4} = 12,7 \text{ A} \quad (23)$$

kde I_{DC} je výstupní proud a D je duty-cycle.

Pro další výpočty ztrátového výkonu je potřeba určit střední hodnotu proudu (rovnice převzata z [8]).

$$I_{AV} = I_{DC} \cdot 0,5 = 10,4 \text{ A} \quad (24)$$



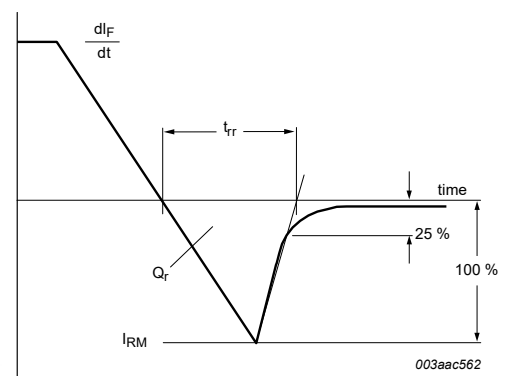
$V_o = 0.744 \text{ V}$; $R_s = 0.010 \Omega$

(1) $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$; typical values

(2) $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$; maximum values

(3) $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; maximum values

(a) Závislost napětí v propustném směru na proudu. Převzato z [17]



(b) Graf zpětného zotavení diody. Převzato z [17]

Obrázek 16: Charakteristiky diod.

Výkonová vodivostní ztráta na jedné diodě je $\approx 12,8 \text{ W}$ (při teplotě $25 \text{ }^\circ\text{C}$) a $\approx 9,3 \text{ W}$ (při teplotě $150 \text{ }^\circ\text{C}$) a celková ztráta je tedy dvojnásobná.

Při výpočtu celkových ztrát se nesmí zapomenout na ztráty způsobené komutací diody. Ztráty, způsobené otevíráním, lze předpokládat, že jsou dostatečně nízké na to, aby nemusely být brány v úvahu [18]. Ztráty způsobené vypínáním diody souvisí se zotavovacím proudem. Vypínací ztráty se vypočítají pomocí

$$P_{sw} = Q_R \cdot U_r \cdot f_s = 60 \text{ mW} \quad (25)$$

kde Q_r je zpětný náboj (viz. Obrázek 16b), f_s je spínací frekvence a U_r je blokovací napětí. Ztrátová hodnota je velice nízká, a proto ji lze zanedbat.

Výrobce pro tuto diodu udává tepelný odpor přechod-pouzdro $R_{thj-case} = 1,4 \text{ }^\circ\text{C/W}$ (při obou diodách aktivních) a přechod-okolí $R_{thj-amb} = 45 \text{ }^\circ\text{C/W}$ a maximální tepelnou ztrátu $P_{tot} = 15 \text{ W}$ (za jednu diodu při $25 \text{ }^\circ\text{C}$). Teplota přechodu bez chladiče je mimo pracovní rozsah diody. Chladič musí mít tepelný odpor maximálně $3,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Chladič s touto hodnotou vychází velmi rozměrný a jedinou možností je, umístit ho pod desku. Návrh DPS počítá se součástkami poze z jedné strany, a tak je možné diody umístit z druhé strany a umístit zde dostatečný chladič.

3.7 Výstupní filtr

Výstupní filtr významně ovlivňuje výstupní zvlnění napětí a při návrhu je třeba vzít v potaz několik faktorů použitých součástek.

3.7.1 Tlumivka

Tlumicí cívka zajišťuje akumulaci energie pro část, kdy při periodě nedochází k přenosu energie. Výběr výstupních tlumivek pro proud 20 A je velmi omezený. Také je vhodné, aby saturační proud byl zvolen s dostatečnou rezervou.

$$L_o = 0,5 \cdot U \frac{T}{I} = 9,4 \mu\text{H} \quad (26)$$

Rovnici lze odvodit z výstupních průběhů. Běžně se počítá s povoleným proudovým zvlněním 10 % a to platí i pro tuto rovnici (rovnice převzata z [8]). Vypočítaná hodnota je minimální hodnota indukčnosti. Může se stát, že je problém najít cívky s dostatečným proudem, a tak lze použít i zapojení cívek paralelně.

Tabulka 5: Výstupní indukčnosti.

Typ	$L[\mu\text{H}]$	$I_{rated}[\text{A}]$	$I_{sat}[\text{A}]$	$R[\text{m}\Omega]$	Cena[€]
7443641500	15	30	26	2,4	8,50
HA65A-251515RLF	15	26	22	2,6	7,02
IHLP6767GZER150M01	15	12,5	25	19,9	3,96
SER2918H-223KL	15	20	18	2,86	5,78
PQ2614BLA-150K	15	30	14	1,9	3,49

Zvolena byla cívka *WE 7443641500* [19] o indukčnosti 10 μH , maximálním proudem 30 A a saturačním proudem 26 A. Výrobce udává graf velikosti indukčnosti v závislosti na proudem. Je vhodné ověřit, že i při provozovaném proudem má cívka stále požadovanou indukčnost. Hlavní důvod volby je, že několik vzorků bylo k dispozici při návrhu. Pro snížení nákladů by bylo lepší, aby byla zvolena levnější variantu. Maximální ztrátový výkon je 960 mW.

3.7.2 Výstupní filtrační kapacita

Při nejnižším napětí je na výstupu 24 V a při nejvyšším 48 V. Je nutné mít na paměti, že výstup z vinutí při nejnižším napětí nedává přesně 24 V ale více, protože musíme počítat s úbytkem na diodách. Kondenzátory musí být minimálně dimenzovány na 60 V. Ideální rezerva je 100 V.

Existuje několik přístupů ke stanovení výstupní kapacity. Jeden z přístupů je přes ekvivalentní sériový odpor kondenzátorů, který nejvíce ovlivňuje zvlnění napětí [6].

$$C = \frac{80 \cdot 10^{-6} \cdot \Delta I}{V_r} = 70 \mu\text{F} \quad (27)$$

Magická hodnota v rovnici vychází z předpokladu, že $R_0 C_0$ je konstantní. Tato hodnota je stanovena pro hliníkové elektrolytické kondenzátory. V_r je zvlněné napětí na výstupu které u nás činí 10 %.

Druhý přístup bez magických konstant spočívá v použití rovnice pro chování kapacity.

$$C = I_{ripple} \cdot \frac{\Delta T}{\Delta V} = 8,3 \mu\text{F} \quad (28)$$

Vypočítané hodnoty jsou při výběru kondenzátoru orientační, protože musí být vybrán takový kondenzátor (či zapojení), který vydrží proudové zvlnění. V této aplikaci se jedná o 2 A (ΔI nebo I_{ripple}). Taktéž lze zvolit několik polymerových kondenzátorů zapojených paralelně, které pak zvládnou vyšší proud. Lze použít klasické elektrolytické, ale je nutné se smířit

s mnohem vyšší kapacitou, protože ho zvládají od řádu stovek μF . Řešení je několik a rozhodující faktor je cena.

Tabulka 6: Výstupní kondenzátory (* ozn. polymerové kondenzátory).

ID	C[μF]	I_{ripple} [mA]	ESR[m Ω]	Cena[€]
860040774004	82	500	430	0,41
860080774008	47	400	220	0,3
860080780025	560	2350	39	1,85
870055875006*	56	1600	50	4,57
875075855005*	39	3500	27	2,52

Nejlevnější řešení spočívá v paralelním zapojení několika elektrolytických kondenzátorů. Velmi dobré parametry mají i polymerové kondenzátory, které dokáží zvládnout větší proudové zvlnění i při nízké kapacitě. V této aplikaci byl zvolen 870055875006, protože několik vzorků bylo k dispozici.

3.8 Řízení

Řízení je uskutečněno PWM řídicím IO, který je vhodný pro tuto aplikaci. Na řídicí IO jsou kladeny tyto požadavky: nesmí obsahovat spínací tranzistory, musí umět proudové řízení, samozřejmostí je deadtime a ideálně ochrana proti zkratu výstupu. Na vstupu očekáváme stejnosměrné napětí, a proto nepotřebujeme korekci účinníku (PFC).

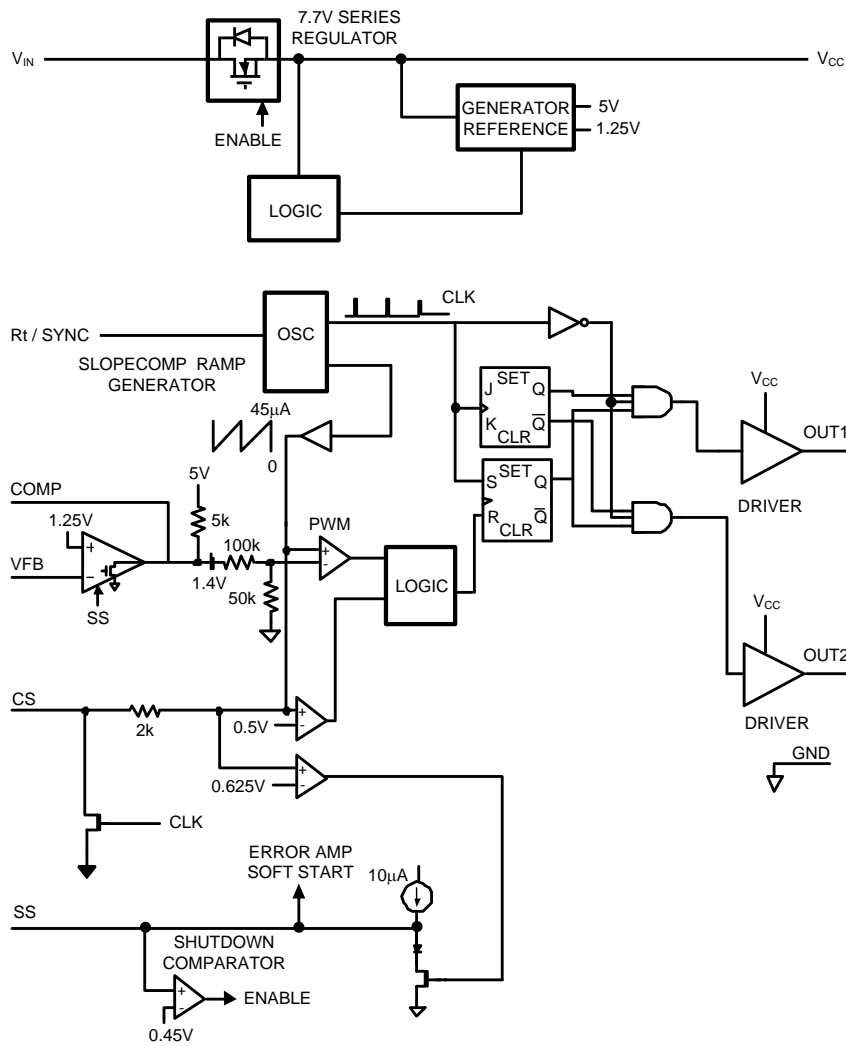
Tabulka 7: Řídící IO.

ID	Další funkce	Typ řízení	Cena[€]
LM5030	Interní regulátor	I	2,24
LM5035	Synchronní usměrnění	U	3,46
LM5039	Synchronní usměrnění	U	4,27
UC2856Q	Driver	I	5,12
UCC28251	Synchronní usměrnění	I	3,46
L6591	PFC	U	2,63

Tyto požadavky velice dobře splňuje TI LM5030. Ve schématu (Obrázek 17) lze vidět realizace řízení. LM5030 obsahuje 7 V interní regulátor napětí, který v tomto případě nebude využit. Napětí je příliš nízké pro buzení tranzistorů. Interní drivery nejsou navrženy na spínání kapacitní zátěže, proto je použit další budič (TC4427). Obě tyto součástky jde napájet z 15 V a pokud by měl být měnič opravdu napájen z 24 V je nutné přidat na vstup měnič na 15 V.

LM5030 neumí synchronní usměrnění na výstupu, které by snížilo ztrátový výkon. Pro aplikaci se synchronním usměrněním je vhodný např. TI UCC28251. Navíc má možnost realizace externího vypnutí v případě přehřátí (např. transformátoru).

V první verzi byl zvolen LM5030, protože bylo nutné odladit problémy týkající se základní funkce měniče a potvrdit vhodné zvolení součástek. Volbou příliš komplikovaného IO by došlo ke ztížení hledání případných příčin problémů. Nutno podotknout, že vyniká i svou nízkou cenou.



Obrázek 17: Blokový diagram řízení LM5030. Převzat to z [2]

3.8.1 Měření proudu

Pro řízení je nutné měřit proud na vstupu transformátoru. V úvahu přichází několik realizací měření. Měření pomocí měřicího odporu (tzv. shunt), který je zapojen v sérii. Opět je nutná izolace, která je poměrně složitá. Měření může probíhat magneticky, buď specializovaným IO s halovým senzorem (např. Allegro microsystems ACS723KMA) nebo lze použít měřicí transformátor proudu.

Velká přednost měřicího transformátoru proudu je v jeho jednoduchosti. Na výstupu transformátoru jsou umístěny usměrňovací diody, protože směr proudu se mění každou periodu. Převod napětí se nastaví odporem který je umístěn na výstupu můstku. Byl zvolen transformátor CST25-0050, který má převodní poměr 1:50. Pro odpor R , který je nutný k nastavení správné hodnoty, pak platí

$$R = 50 \cdot \frac{U_{out}}{I_{in}} = 50 \cdot \frac{0,65}{4} \approx 8 \Omega. \quad (29)$$

Řízení pomocí proudu funguje tak, že při sepnutí jednoho z tranzistorů se chvíli ignoruje měření proudu (tzv. blanking time). Důvodem je, že by mohlo dojít k překmitu měření, a

tak prakticky k okamžité saturaci regulace. Na výstup měření je doporučeno [2] umístění RC članku. Odpor i kapacita se musí umístit blízko řídicího IO, aby nedošlo k zarušení měření.

3.9 Finanční kalkulace

3.9.1 Součástky

Cena použitých součástek je (viz. Tabulka 9) rovna celkem 54 €. Součástky jsou naddimenzované, aby fungovaly i při změnách parametrů. Snížení nákladů součástek lze zajistit například zvolením součástek, které se více blíží jejich použití. Velké snížení nákladů by bylo možné při výběrů levnějších kondenzátorů. Fóliové a polymerové kondenzátory patří k dražším položkám a důvod jejich použití je v jejich parametrech. Ekvivalentní úpravou schématu lze docílit použití i kondenzátorů horších parametrů, které jsou levnější. Další možností snížení nákladů je použití vlastního oddělovacího transformátoru tranzistorů kde cena materiálu je desetinásobně nižší než cena na trhu dostupného transformátoru, který je dostupný na trhu.

3.9.2 Transformátor

Hodnota materiálu (Tabulka 10), který byl použit pro namotání transformátoru je 4,90 €. Při výpočtu zanedbáme použité nástroje a energii. Oslovená firma si náklady na výrobu transformátoru (zvolená použitá kostra 59) odhadla na 20 €.



4 Návrh desky plošných spojů

4.1 Návrhová pravidla

Před návrhem je nutné znát výrobní možnosti dodavatele. Parametry mohou být například nejmenší šířka cest, nejmenší vzdálenosti mezi cestami nebo tloušťka mědi. Hlavním důvodem je, aby deska plošných spojů mohla být vyrobena. Výrobce desku dokáže vyrobít ale neručí za její funkčnost. Byl zvolen tzv. POOL servis, který má možnost jen tloušťku 18 μm . Ve standardní výrobě mohou vyrobít tloušťky např. 18, 35, 50, a až 140 μm .

4.1.1 Izolační vzdálenosti

Pravidla soutěže Formula Student definují postup při výskytu vysokého napětí (soutěž rozlišuje vysoké napětí jako napětí vyšší než 60 V) a nízkého napětí v jedné krabici. HV a LV část musí být oddělena izolační bariérou, která je odolná vůči vlhkosti a splňuje standard typu UL nebo ekvivalentní izolační materiál s teplotní odolností min. 150 °C. Také stačí dodržet izolační vzdálenosti na DPS viz. Tabulka 8.

Tabulka 8: Izolační vzdálenosti definované pravidlem EV 5.3.5 [3]

Napětí po povrchu [V_{DC}]	Skrz vzduch [mm]	(Výřez v desce) [mm]	Pod lakem [mm]
0 do 50	1.6	1.6	1.0
50 do 150	6.4	3.2	2.0
150 do 300	9.5	6.4	3.0
300 do 600	12.7	9.5	4.0

Je třeba zmínit, že termín „under-coating“ neznamena mít na desce standardní masku z výroby. Toto řešení není dostačující a deska, aby splnila tuto podmínku, musí být zalakována. Tento lak musí splňovat výše zmíněné požadavky. Pravidla dále definují označení vysokého napětí na desce, aby bylo jednoduše rozeznatelné, na které části se nebezpečné napětí vyskytuje.

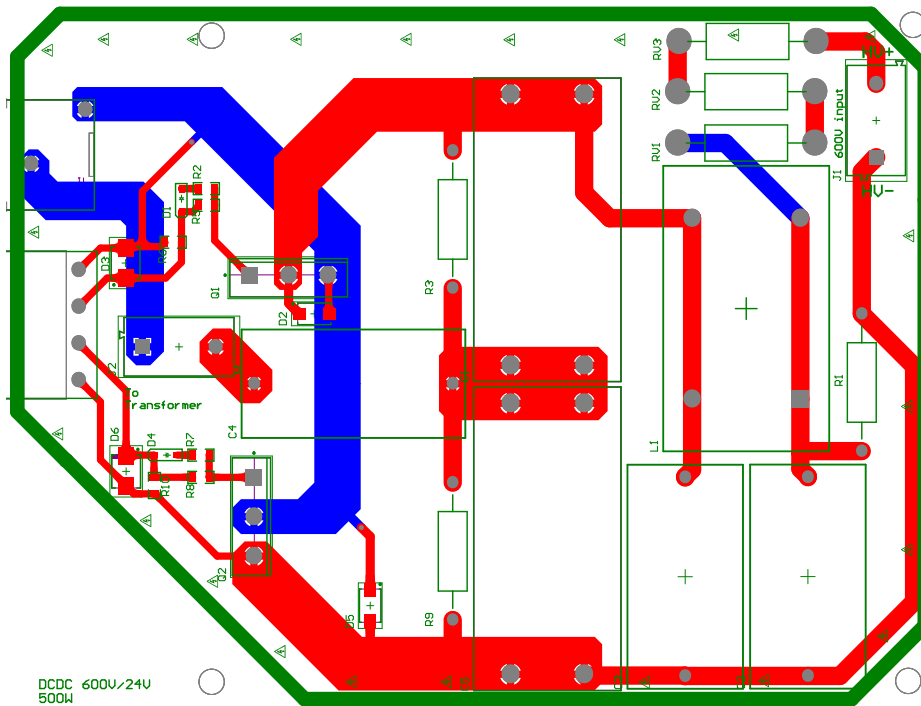
4.2 Rozvržení součástek

V první fázi se rozvrhne umístění součástek tak, aby cesty nebyly zbytečně dlouhé (zmenšení proudových smyček [20]). Taktéž se musí oddělit část s nebezpečným napětím, dostatečnou izolační mezerou či bariérou. Umístění součástek velmi zjednoduší postup podle schématu. Velmi důležité je nezapomenout na montážní díry či jiné frézovací otvory v této části.

4.3 Deska plošných spojů

4.3.1 Primární část

U tranzistorů bylo záměrně ponecháno místo pro umístění chladiče. Vstupní částí by měl teoreticky téct proud 1 A, a proto není nutné, aby cesty musely být nějak zesílené. V části, kde se spíná, očekáváme až 3 A efektivní hodnoty. V této části jsme umístili termální plošku pro zjednodušené pájení. Při následném měření je potřeba zjistit, zdali se nezesílená část opravdu nepřehřívá. Označení přítomnosti vysokého napětí je docíleno širokou linkou a znakem pro vysoké napětí ve vrstvě pro popisky.

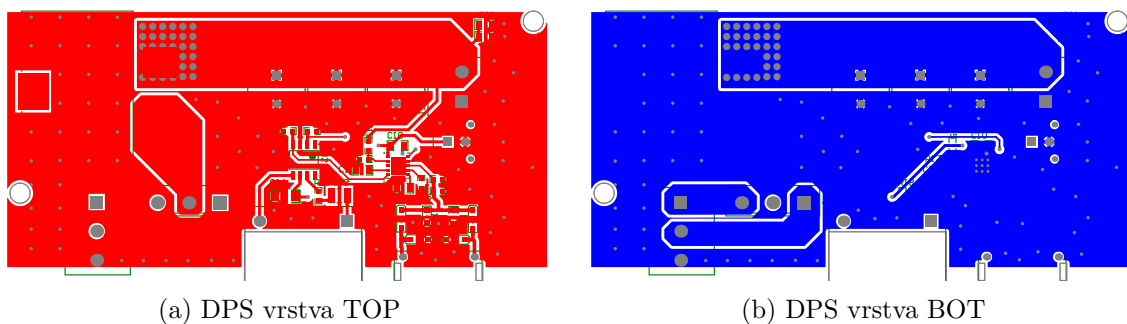


Obrázek 18: Nákres vrstvy plošných spojů TOP (červeně) a BOT (modře) primární části.

4.3.2 Sekundární část

Sekundární částí může protékat až 12,7 A. Při tloušťce mědi 18 μm (povolení oteplení vodiče 10°C) šířka cesty vychází na 40 mm. To není jednoduše realizovatelné. Tento problém se řeší tak, že cesty se navrhnu maximálně široké tak, jak místo na desce dovolí. Tyto proudové cesty se nechaly odmaskovat a dodatečně posílit další mědí či přidáním cínu.

V Obrázek 19b lze snadno rozpoznat proudové cesty. Tyto cesty jsou vytvořeny pomocí polygonů a jsou odmaskovány. Výstupní část, kde jsou připojeny filtrační kondenzátory, je vedena horní i spodní vrstvou. Všechny tyto cesty jsou odmaskované, a tak se počítá s přidáním mědi. Na těchto polygonech byla vypnuta termální ploška, protože by přípojné plošky nemusely vydržet tento proud.



(a) DPS vrstva TOP

(b) DPS vrstva BOT

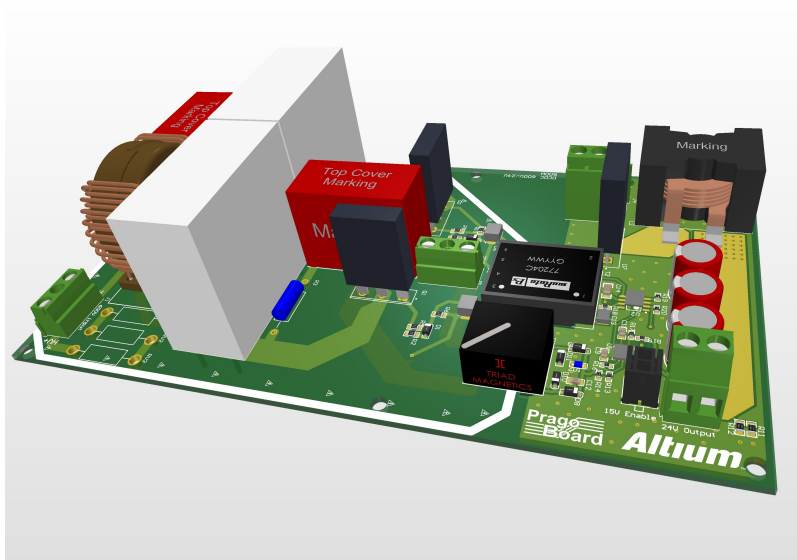
Obrázek 19: Nákresy vrstev sekundární části.

V Obrázek 19a lze vidět řídicí IO (vpravo) měniče a IO k řízení gatu spínacích tranzistorů. Vpravo dole lze vidět část pro měření proudu.

V obou vrstvách byl umístěn zemní polygon pro vyvážení množství mědi. Nevyváženost mědi může způsobit zkroucení desky při výrobě [20].

4.3.3 3D model

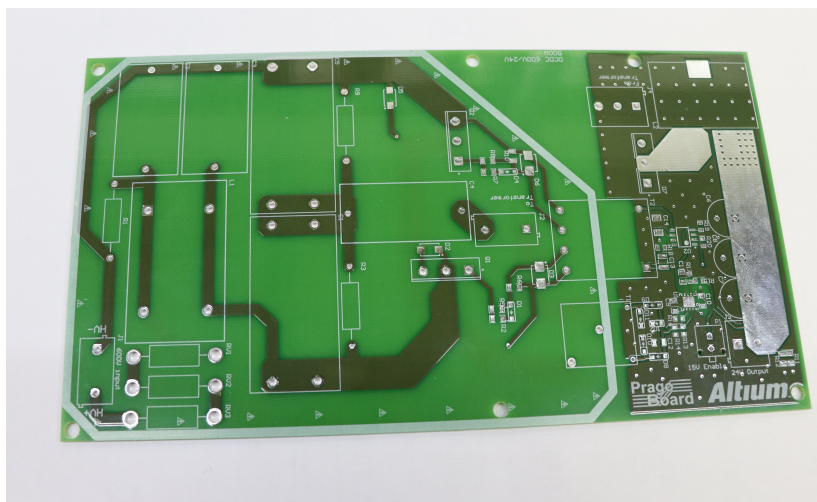
Z 3D modelu měniče lze vidět, že největší součástky jsou zejména fóliové kondenzátory a jejichž výstupní část je velmi malá v porovnání s primární stranou. U tranzistorů a diody byl ponechán dostatek místa pro různé velikosti chladičů. Umožňuje to změnu chladiče v případě chybného výpočtu ztrátového výkonu.



Obrázek 20: 3D model testovací desky.

4.4 Výroba DPS

Na Obrázek 21 lze vidět vyrobenou desku. Při exportování výrobních podkladů nejspíše došlo k chybě, kdy frézování pod budícím transformátorem a další součástkou nebylo zhotoveno. Tato chyba není kritická pro funkčnost desky.



Obrázek 21: Vyrobená deska plošných spojů.



4.4.1 Finanční kalkulace

Cena desky plošných spojů se odvíjí zejména od velikost desky a použitých procesů. Při standardních parametrech výroby (tloušťka mědi 18 μm , nejmenší vrtání 0,4 mm, minimální počet kusů 10 atp.) je cena celkově 20 €.

5 Měření

5.1 Oživení

Při osazování je nutné každou část otestovat, zdali funguje. Tento proces je zdlouhavý, ale zaručí, že nedojde k poškození součástek při spuštění.

Řízení bylo provedeno přes vývojový kit ST Nucleo F103RB[21], kde jsme si vytvořili dva kanály PWM. Mikroprocesor zvládá měnit střihu obou signálů, a dokonce mít zaručený dead-time. Tento kód je vhodný pro další testování bez zpětné vazby.

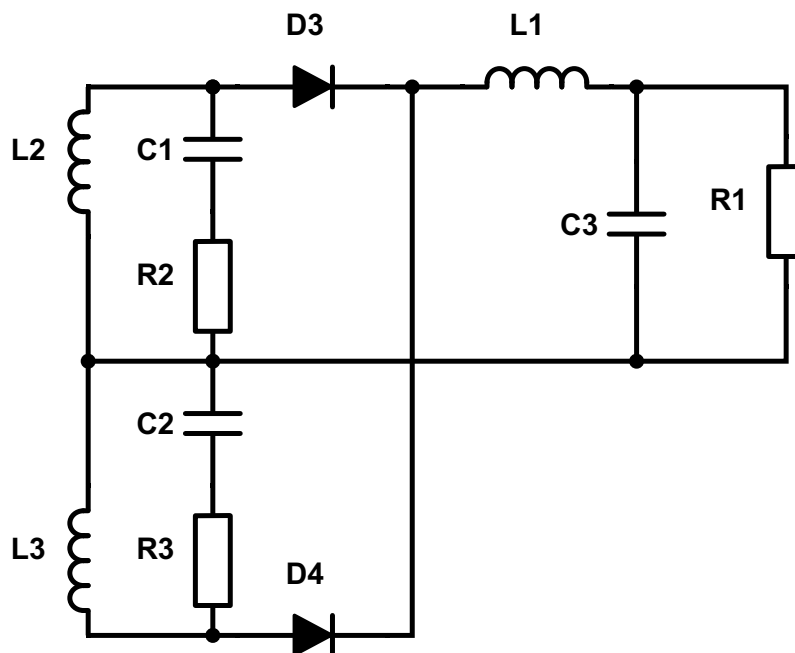
V první fázi byla ověřena funkce IO, a řídicí tranzistory přes izolující transformátor. Místo tranzistorů jsme připojili odpovídající kapacity gatu, abychom se přiblížili skutečnému provozu. Výstupní signál vypadal podle očekávání, a tak došlo i na přidání tranzistorů a spínání naprázdno.

Na výstup jsme připojili transformátor a začali spínat pod nízkým napětím. Po ověření průběhu napětí transformátoru na primární straně, které vypadaly podle očekávání, jsme se přesunuli na sekundární stranu. Problém se vyskytl na výstupu za diodami.

5.1.1 RC Článek

Na výstupu za usměrňovacími diodami lze vidět průběh Obrázek 23a. Můžeme vidět, že zde dochází k tlumené rezonanci. To může být způsobeno indukčností/kapacitou přívodních kabelů nebo mezizávitovou kapacitou vinutí. S vyšším napětím se tento jev zhoršuje, proto je potřeba ho aktivně řešit. Frekvence kmitů je okolo 4 MHz.

Tento jev lze utlumit umístěním vhodného RC článku přímo na výstup transformátoru (Obrázek 22).



Obrázek 22: Umístění RC článku na výstupu transformátoru.

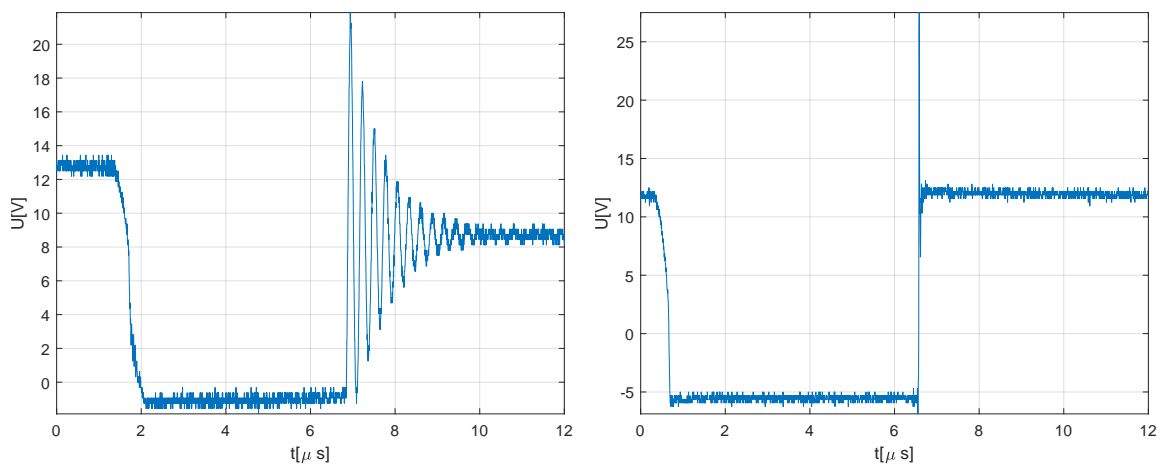
Na kapacitu je vhodné vybrat keramický kondenzátor, který musí minimálně vydržet

50 V (při maximálním vstupním napětí 600 V a může být na výstupu až 48 V). Napětí na výstupu může být i vyšší (Obrázek 23a), je potřeba dimenzovat kondenzátor s rezervou na 100 V. Kapacita by měla být v rozsahu 3–30 nF, aby došlo k utlumení vyšších frekvencí, než je minimální frekvence spínací (exaktní postup je výpočet přes přenosovou funkci dolní propusti, ale výsledných kombinací je příliš mnoho). Vhodné parametry článku se dají odhadnout z průběhů výstupu. Při návrhu lze vycházet z faktu, že plocha pod křivkou rušení je náboj. Původní rovnici lze upravit (30). Proud prochází za periodu článkem celkem čtyřikrát (to vyplývá z průběhů na vinutí).

$$I = 4 \cdot f \cdot C \cdot U \quad (30)$$

Odpor vypočítáme přes maximální povolený ztrátový výkon, který odhadneme na 1 W. Parametry výsledného RC článku jsou $C = 10$ nF, $R = 32$ Ω . Správný výběr se dá potvrdit právě určením zlomové frekvence filtru (nastaveno na ≈ 240 kHz). Je nutné zjistit, zdali jsme do obvodu přidali dostatečné tlumení.

Výstup zaznamenal velmi dobré utlumení kmitů, tady odhad vykazuje správnou funkci. Amplitudová špička může být způsobena nevhodným měřením (zemní smyčky), které by mělo na diodách probíhat diferenciálně.



(a) Před přidáním RC článku.

(b) Po přidání RC článku.

Obrázek 23: Průběh napětí za usměroňovacími diodami.

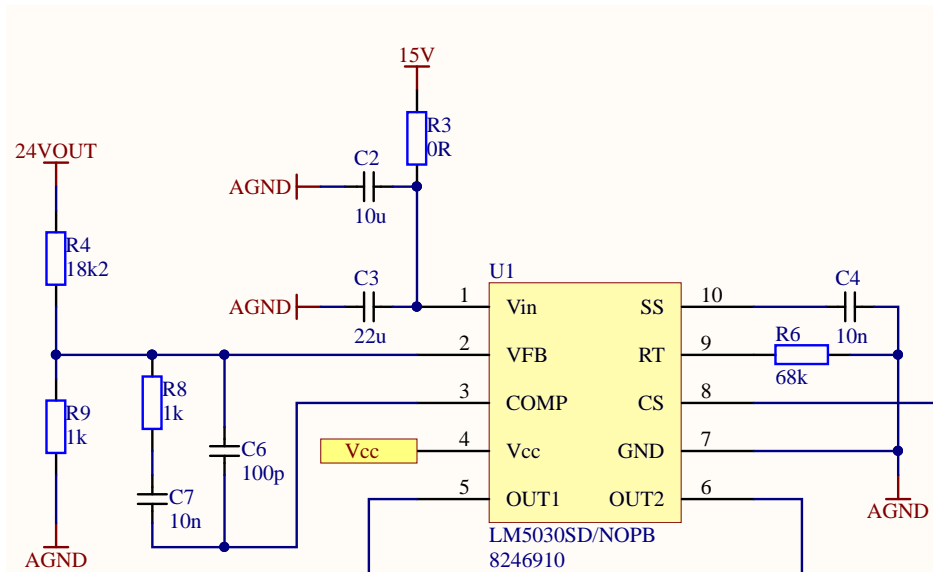
Po ověření základní funkčnosti řízení bez zpětné vazby jsme zdroj zatížili. Zatížení jsme provedli při vstupním napětí 300 V a výstupním proudu 6 A. Měnič bez větších problémů fungoval.

5.2 Řízení se zpětnou vazbou

Po zapojení zpětné vazby se ukázalo, že měření proudu ihned saturuje řízení. Ukázalo se, že překmit napětí na měření způsobil ukončení aktuální periody. Přidáním filtru s nižší zlomovou frekvencí byl tento problém vyřešen. Zlomová frekvence RC článku byla zvolena na $f_c = 483$ kHz. Hodnota odporu je 330 Ω a hodnota kondenzátoru 1 nF.

Odpor, nastavující napětí přivedeného do chybového zesilovače, se volí v hodnotách jednotek až desítek k Ω . Kompenzační filtr typu II [22] je zapojen mezi pin COMP a VFB (Obrázek 24). V případě příliš vysokého rušení z výstupu jde snížit zlomovou frekvenci. Při

přílišném snížení se zhoršuje chování zdroje při změně zátěže. Při použití kompenzačního filtru typu I se zlomová frekvence nastavuje odporem R4 a kondenzátorem C6.

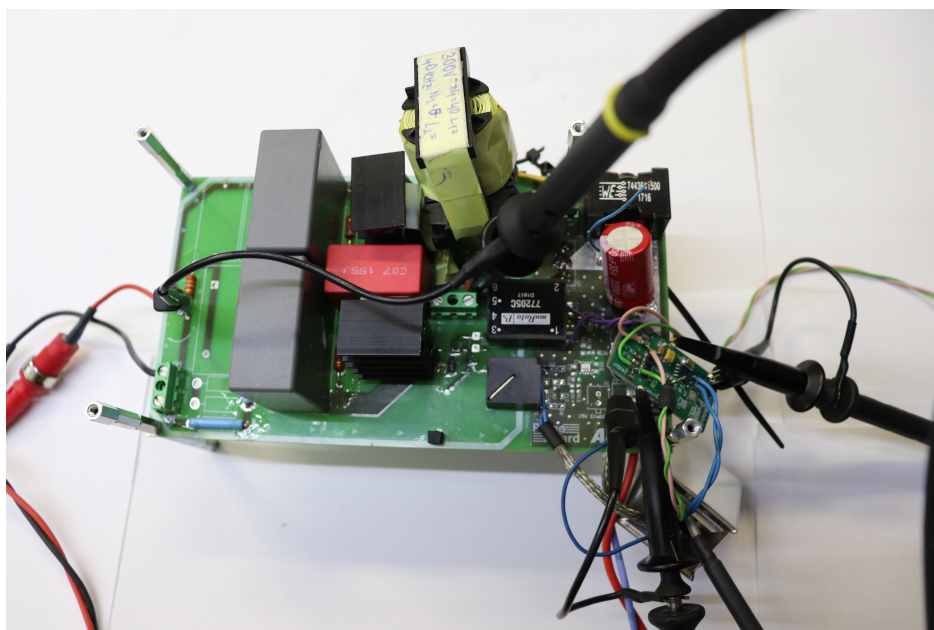


Obrázek 24: Zapojení řídicího IC.

Kvůli střídě nad 50 % (půl periody) je IO zavedena kompenzace sklonu, která jde nastavit zapojením odporu mezi CS pin a měření proudu. Může se stát, že zdroj začne podléhat subharmonické oscilaci [23] a tímto způsobem jde zdroj stabilizovat.

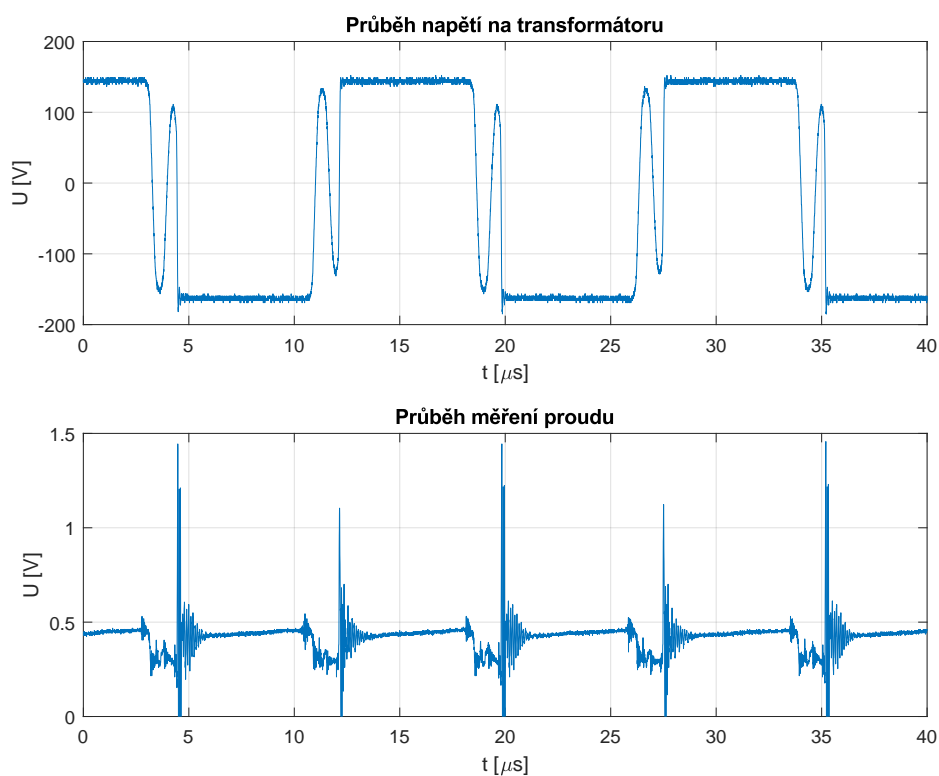
Tyto hodnoty se mohou měnit v závislosti na funkci zdroje. Při návrhu schématu není možné určit, jak dobře bude zdroj fungovat, a zdali bude potřeba změnit zlomovou frekvenci filtrů.

K dispozici byl pouze 3 kW zdroj s maximálním napětím 510 V, a tedy měnič nemohl být otestován na plných 600 V, to pro otestování nevádí protože jsme stále v rozsahu vstupního napětí. Výsledná forma měřícího přípravku po integraci nových poznatků (viz. Obrázek 25).



Obrázek 25: Měření testovacího přípravku.

Průběhy měřené na přípravku při vstupním napětí 400 V, výstupním napětí 24,2 V a proudu 3,8 A lze vidět v Obrázek 26. Kmity na transformátoru se podařilo snížit zapojením RC článku stejně jako na primární straně vinutí.



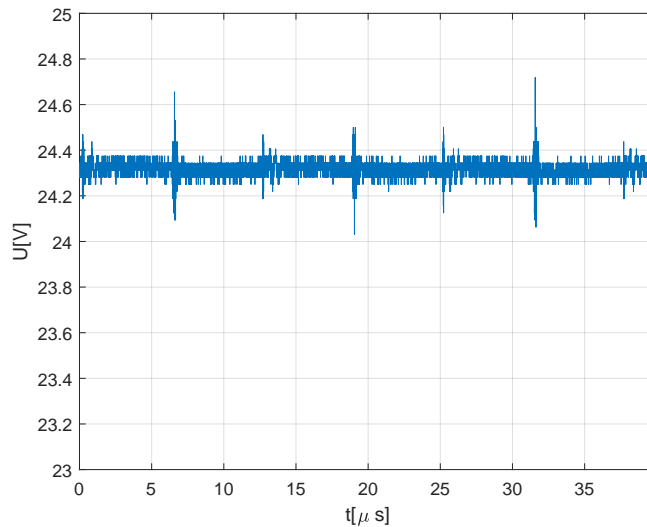
Obrázek 26: Měřené průběhy na testovací přípravku.

5.3 Výstupní parametry

Při odpojení zátěže se zdroj chová velice dobře. Kondenzátory na výstupu si udrží výstupní napětí, a tak dojde k zastavení spínání. Účinnost zdroje při odpojení zátěže je velmi dobrá.

5.3.1 Zvlnění

Důležitým parametrem je výstupní zvlnění, které se dá velmi dobře ovlivnit zvolením správné hodnoty výstupní kapacity. Špičky mohou být způsobeny zemnicí smyčkou měřících sond. Zvlnění se pohybuje velice nízko, méně než 500 mV. Napětí na výstupu je vyšší, ale stále je ve stanoveném rozsahu.



Obrázek 27: Výstupní zvlnění napětí.

5.3.2 Účinnost

Při vstupním napětí 400 V a výstupním napětí 24 V a výstupním výkonu 9,97 W byla účinnost 77 %. Nejvyšší účinnost jsme naměřili při vstupním napětí 450 V, výstupním napětí 24 V a výstupním výkonu 133,1 W byla účinnost 88 %. Maximální dosažený odebíraný výkon byl 300 W.



6 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout měnič, který by se dal využít v budoucí generaci elektrické formule. Důvod potřeby je budoucí změna trakčního napětí. Zvolil jsem dvojitý polomůstek s kapacitním děličem. Oproti plnému můstku jsou kladeny nižší nároky na návrh DPS.

Při následném výběru součástek jsem vzal v potaz parametry zdroje jako vstupní rozsah napětí, výstupní výkon nebo výstupní zvlnění. Spínací frekvenci 40 kHz jsem zvolil kvůli sníženým nárokům při návrhu desky. Po návrhu a výpočtu součástek jsem vytvořil schéma měniče a následně i desku plošných spojů. Objednal jsem součástky a nechal desku vyrobit.

Na návrh a výrobu transformátoru jsem nechal udělat cenovou nabídku firmou, která se specializuje na výrobu transformátorů. Tato firma bohužel neměla kapacity, aby se mé zakázce mohli věnovat. Transformátor jsem si chtěl navrhnout a provést měření abych ho dokázal udělat co nejmenší. Z důvodu nízké ceny jsem transformátor vyrobil sám a celkem jsem navinul tři prototypové transformátory. Připojení transformátoru jsem řešil přes konektory v DPS, tak bylo snadné ho vyměnit. Prototypový transformátor nedosahuje potřebných parametrů jako transformátor od profesionální firmy.

Desku jsem osadil součástkami a postupně otestoval základní funkce. Při osazování řídicího IO jsem zjistil, že při kreslení schématické značky jsem prohodil několik pinů. Tato chyba bohužel nešla jednoduše opravit, a tak jsem vytvořil další desku, na které je jen řízení a budič izolujícího transformátoru gate tranzistorů. Protože jsem nedodržel obecná pravidla návrhu DPS, budič svým spínáním vytvářel rušení ovlivňující řídicí IO. V záloze jsem měl ještě další desky řízení, a tak jsem rozdělil řízení a buzení na dvě desky. Do napájení jsem ještě vložil feritové perly, protože IO sdílejí napájení, a tak se rušení může šířit i po něm. Tyto úpravy způsobily zlepšení stavu. Na tyto desky jsou připraveny i stínící krabičky, které nakonec nebyly použity. Při spínání se na primární i sekundární straně vinutí transformátoru, při pohledu osciloskopem, ukázaly překmity až na frekvenci 2 MHz. Na obě strany byl tedy umístěn RC člunek, který situaci výrazně zlepšil.

Proudové řízení se zdá být správnou volbou, protože výstup je ochráněn proti zkratu výstupu a také v případě, že by se saturevalo jádro transformátoru, nedojde ke kataklyzmatické události. U prvního transformátoru docházelo k saturaci jádra a řídicí IO tento stav dokázal detekovat, protože došlo k překročení povoleného proudu. Při měření, na dalších transformátorech, jsem z měniče získal maximálně 300 W. Důvodem, že zvolená velikost ETD 49 tento výkon měla teoreticky přenést (podle katalogového listu) ale je to opravdu na hranici. Snažil jsem se, aby byl transformátor co možná nejmenší (aktuálně připravuji transformátor s větším jádrem).

Podarilo se mi vyrobit prototypový měnič, ze kterého může vycházet další verze, která by už měla být použitelná v elektrické formuli. Celková cena použitého materiálu v měniči je ≈ 80 €. Při své kalkulaci jsem práci úmyslně nezapočítal. Stávající řešení, které bylo použito v současné generaci elektrické formule, po odečtení marže 50 %, činí 125 €. V této ceně je započítána, kromě materiálu také práce. Měnič, který jsem vyvinul, je logicky levnější, ale při ekvivalentním porovnání by bylo vhodné se zamyslet nad volbou některých dražších součástek.

V budoucím vývoji by bylo potřeba aktualizovat schéma o součástky, které byly přidány v průběhu testování. Přepočítat transformátor tak, aby nedocházelo k saturaci jádra a umístit ho přímo do DPS. Pokud se umístí chladiče tranzistorů ze spodní strany desky (stejně jako usměrňovací diody), tak lze velikost desky měniče zmenšit a snížit i délku cest. Zmenšením proudových smyček na primární straně zdroje a zvětšením šířky cest snížíme parazitní indukčnosti. Návrh DPS primární i sekundární strany je potřeba předělat. Je nutné rozdělit země budiče, výstupu transformátoru a řídicího IO. Tyto země pak spojit na jednom místě



tak, aby se rušení neuzavíralo přes řídicí část. Součástky okolo řízení umístíme co nejbližší. Změna je také potřeba při návrhu měření proudu, kdy filtr musí být umístěn co nejbližší pinům řídicího IC. Zem na výstupu usměrňovacích diod měření proudu musí být spojena se zemí co nejbližší pinu. Zvýšením pracovní frekvence bychom dokázali snížit velikost transformátoru a zmenšit měnič. Zvýšení pracovní frekvence na 60 kHz by umožnilo použít menší kostru. Nejedná se o dramatické zvýšení frekvence, a proto může většina součástek zůstat stejná. Také by bylo dobré zvýšit účinnost měniče, a to buď vybráním diody s menším úbytkem (použití 150 V diod) nebo použitím synchronního usměrnění na výstupu. Pro synchronní usměrnění je potřeba změnit řídicí IO, a to na např. UC28251. Důvod, proč tento IO nebyl použit v první verzi, je jeho vyšší komplikovanost, a tak se pro prvotní potvrzení výpočtů nehodil. Prostor pro zlepšení je také v ceně. Některé součástky, které jsem použil, mohou být nahrazeny ekvivalentním zapojením součástek levnějších. Konkrétně by bylo dobré se zaměřit na volbu kondenzátorů v kapacitním můstku a také na kondenzátory výstupního filtru, kde došlo k použití polymerových. Transformátor bych nechal vyrobit firmou zabývající se jejich výrobou a návrhem, protože parametry tohoto transformátoru budou na profesionální úrovni.

Tato práce ukázala, že je možné navrhnout zdroj, který by dokázal splnit požadavky elektrické formule. Je však nadále třeba vylepšit parametry zdroje.

Reference

- [1] International Rectifier. *High and low side driver*, 3 2005. Rev.U.
- [2] Texas Instruments. *LM5030 100-V Push-Pull Current Mode PWM Controller*, 4 2003. Rev.November 2015.
- [3] FSG: fs-germany.org [online]. *FSG: Formula Student Rules*. 2019. https://www.formulastudent.de/fileadmin/user_upload/all/2019/rules/FS-Rules_2019_V1.1.pdf.
- [4] eForce FEE Prague Formula. <https://eforce.cvut.cz>. Navštíveno: 2019-04-20.
- [5] Sony. *VTC5A Datasheet*, 9 2012. Rev.1.
- [6] Abraham I. Pressman, Keith H. Billings, and Taylor Morey. *Switching power supply design*. McGraw-Hill, New York, 3rd edition, 2009.
- [7] George Chryssis. *High-frequency switching power supplies: Theory and design*. Osborne-McGraw-Hill, New York, 2. edition, 1989.
- [8] Keith H. Billings and Taylor Morey. *Switchmode power supply handbook*. McGraw-Hill, New York, 3rd edition, 2011.
- [9] Marty Brown. *Power sources and supplies: world class designs*. Newnes, Burlington, 2008.
- [10] G Lakkas. Mosfet power losses and how they affect power-supply efficiency. pages 42–44, 04 2016.
- [11] Noman Rao a Dinesh Chamund. Application note: Calculating power losses in an igbt module. Technical Report AN6156-1, Dynex, September 2014.
- [12] ST Microelectronics. *STW23N80K5*, 8 2015. Rev.1.
- [13] Nikhil Seshasayee. Understanding thermal dissipation and design of a heatsink. Technical Report SLVA462, Texas Instruments, May 2011.
- [14] Vladimír NOVOTNÝ a Pavel MINDL VOŽENÍLEK Petr. *Elektromechanické měniče*. ČVUT, V Praze, 2. edition, 2011.
- [15] 3M. *Samozhášecí páska z polyesterové folie s akrylovým samolepicím lepidlem*, 3 2015. Rev.1.
- [16] Cosmo Ferrites. *Material CF138*, 4 2010. Rev.1.
- [17] WeEn Semiconductors. *Dual ultrafast power diode*, 7 2018. Rev.1.
- [18] Calculation of turn-off power losses generated by an ultrafast diode, 4 2017. Rev.1.
- [19] Würth. *WE-HCF SMT High Current Inductor*, 11 2018. 3.000.
- [20] Vít Záhlava. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu*. BEN - technická literatura, Praha, 1. vyd. edition, 2010.
- [21] ST Microelectronics. *STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and STM32F107xx advanced Arm-based 32-bit MCUs*, 1 2018. Rev20.

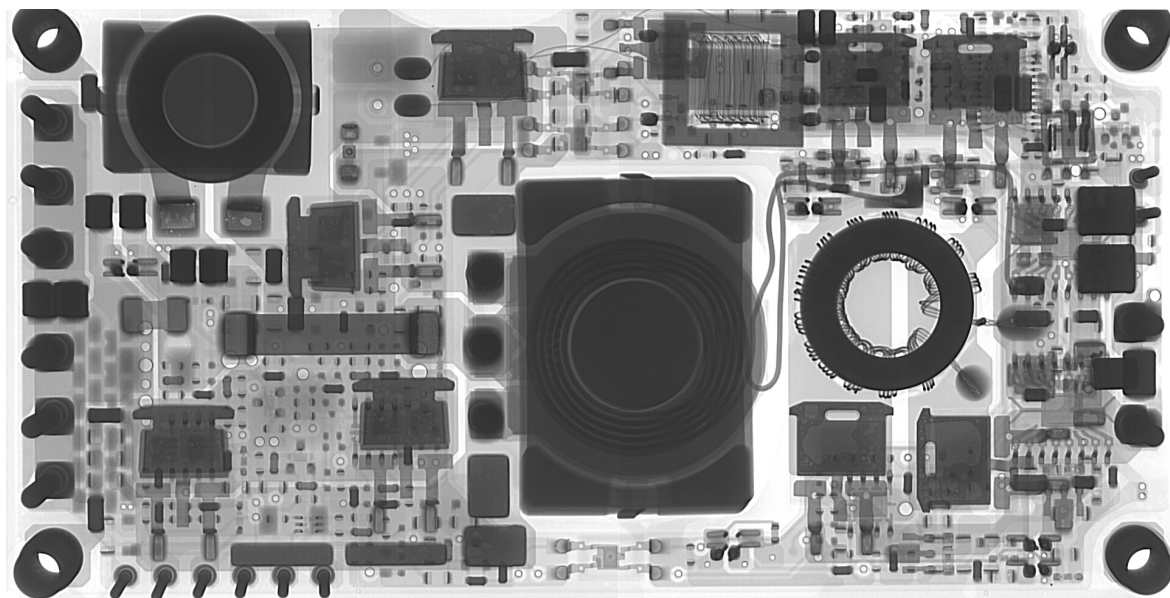


- [22] SW Lee. Demystifying type ii and type iii compensators using opamp and ota for dc/dc converters. Technical Report SLVA662, Texas Instruments, July 2014.
- [23] Modelling, analysis and compensation of the current-mode converter, 3 1999. Rev.1.



A Přílohy

A.1 Rentgenový snímek měniče



Příloha 28: Rentgenový snímek měniče.

A.2 BOM

Tabulka 9: Tabulka použitých součástek a jejich cena.

Description	Designator	Piece	Per piece
C4AQCWBW5200A3FJ	C1, C5	2	3,66 €
WCAP-FTBP 630V DC, 1.5 uF	C2, C3	2	2,24 €
WCAP-FTBP 400V DC, 2.2 uF	C4	1	1,73 €
WCAP-PTHR 63V DC, 56uF	C6, C7, C8	3	4,62 €
Ceramic capacitor 50V	C9, C10, C11, C12, C13, C14	5	0,12 €
Ceramic capacitor 50V,10uF,1206	C13	1	0,78 €
SCHOT, 1A, 30V, SOD123	D1, D4	2	0,33 €
Diode Switching 800V 1A	D2, D5	2	0,78 €
DIODE ARRAY GP 200V 30A TO247-3	D7	1	1,57 €
SCHOTTKY, 1A, 40V, SOD123	D8, D9, D10, D11	4	0,44 €
Connector WE 691213610002	J1, J2	2	0,90 €
Connector WE 691236510002	J3	1	2,50 €
Connector WE 691236510003	J4	1	3,19 €
WE-CMBHV CM Choke	L1	1	3,23 €
SMT High Current Inductor WE-HCF	L2	1	8,60 €
Connector WE 66200221122	P1	1	0,96 €
MOSFET N-channel 800 V	Q1, Q2	2	4,22 €
SMD Resistor 0603	R11, R12, R13, R14, R17, R18 R19, R20, R6, R10, R5, R8, R2, R7	14	0,03 €
THT Resistor 2W	R15, R16, R1, R3, R9	5	0,10 €
Inrush current limiter NTC	RV1, RV2, RV3	3	1,94 €
Current Transformer 1: 50	T1	1	2,47 €
Murata, 77204C, Pulse Transformer	T2	1	6,14 €
Current Mode PWM Controller	U1	1	2,27 €
Microchip TC4427EOA, Driver	U2	1	1,19 €

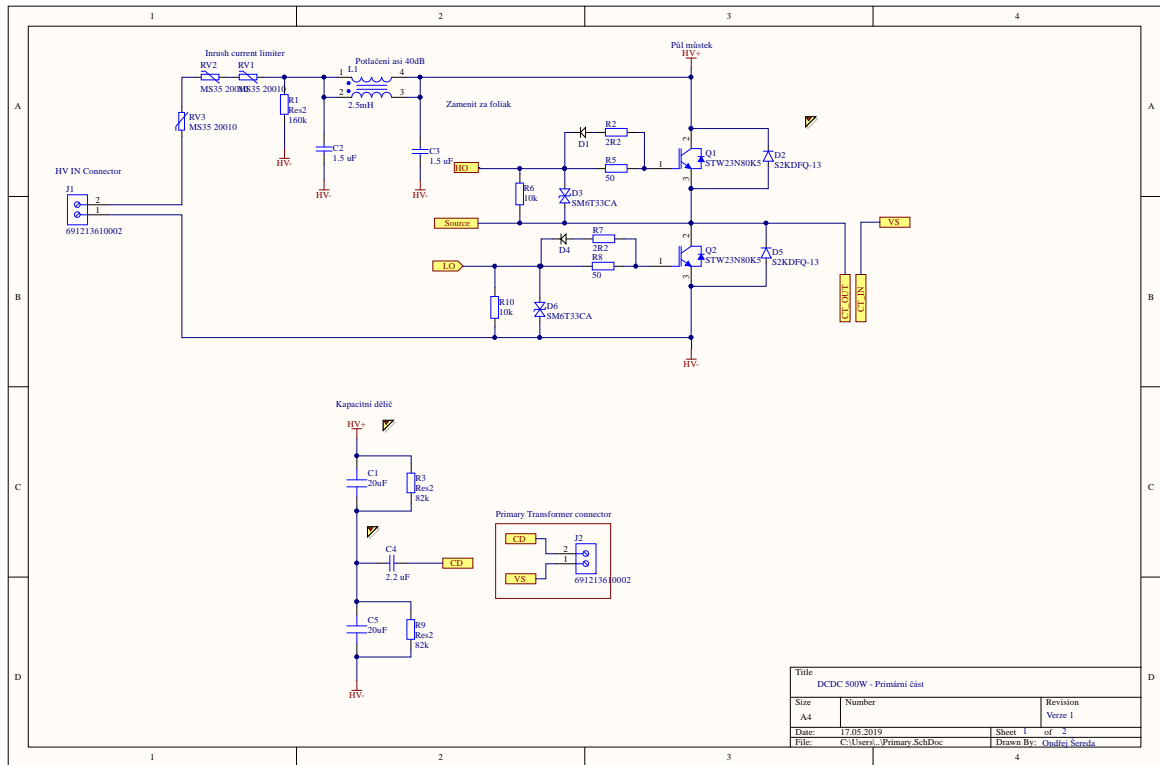
A.3 BOM transformátor

Tabulka 10: Tabulka použitého materiálu na výrobu transformátoru.

Název	Kusů	Cena[€]
Jádro ETD39CF139	1	1,19
Kostra ETD39	1	0,95
Páska 3M1350 F FY2	10 m	1,69
CU páska 0,25 mm	0,7 m	1,01
Lakovaný drat ,3 mm	2 m	0,06



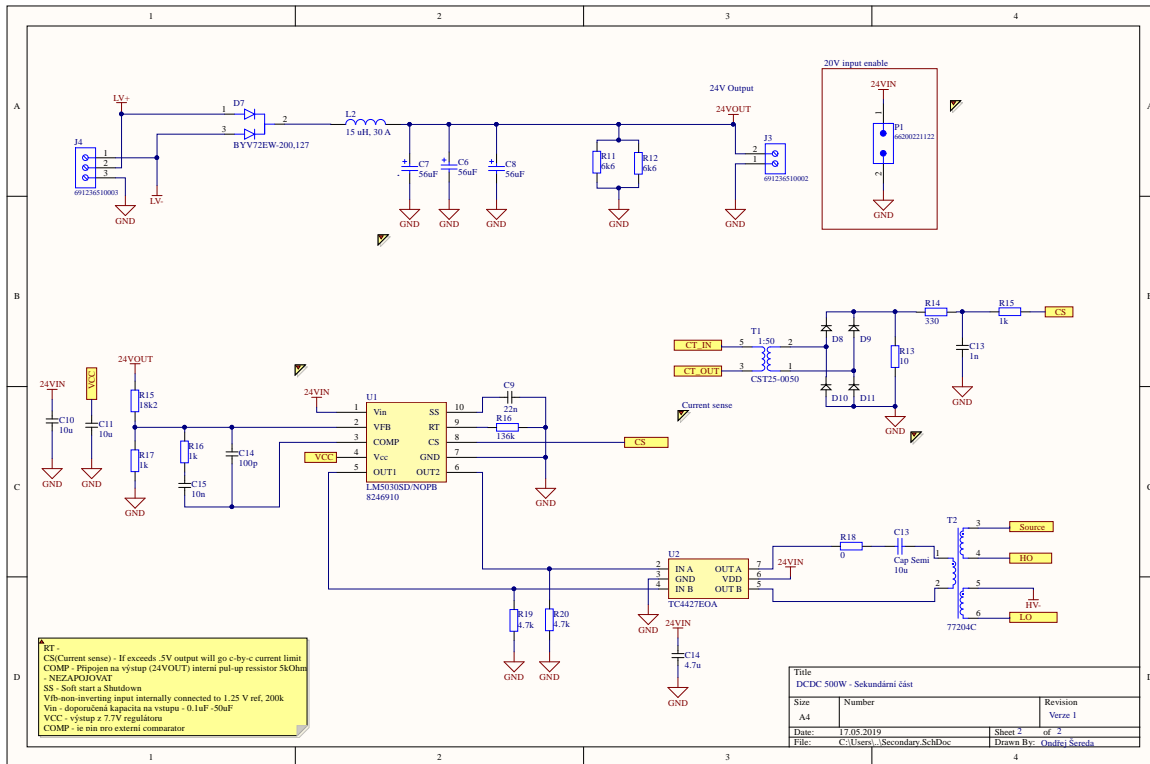
A.4 Schéma primární části



Příloha 29: Schéma primární části.



A.5 Schéma sekundární části



Příloha 30: Schéma sekundární části.