



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

DC/DC MĚNIČ S TRANSFORMÁTOREM 24 V / 350 V / 100 VA

DC/DC CONVERTER 24 V / 350 V / 100 VA WITH A PULSE TRANSFORMER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Lukáš Pár

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Lukáš Pár

ID: 173720

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

DC/DC měnič s transformátorem 24 V / 350 V / 100 VA

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte a realizujte desku plošných spojů pro veškeré obvody navržené v semestrálním projektu.
2. Oživte veškeré obvody zdroje a dostavte regulátory.
3. Proveďte sérii ověřovacích měření.
4. Vypracujte dokumentaci k realizovanému zapojení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

1. Vorel, P., Patočka M.: Průmyslová elektronika. Skriptum FEKT VUT. 2007
2. Erickson, R.W., Maksimovic, D.: Fundamentals of Power Electronics. 2004
3. Bacha, S., Munteanu, I., Bratcu, A.I.: Power Electronic Converters Modeling and Control. 2014

Termín zadání:

Termín odevzdání:

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vitek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení částí druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem DC/DC měniče určeného pro napájení jednofázového střídače z baterií. Požadované parametry jsou přenášeny výkon 100 W, vstupní napětí 24 V, výstupní napětí 350 V. V úvodu je stručně rozebrána použitá topologie blokujícího měniče. Následuje část věnující se návrhu impulsního transformátoru včetně snahy navrhnout impulsní transformátor o co nejmenší velikosti. Práce pokračuje návrhem výkonových součástek na primární i sekundární straně měniče. V práci je popsána metoda omezení napěťového překmitu na tranzistoru ve vypnutém stavu. Následuje návrh řídicího obvodu, ve kterém bude použit integrovaný obvod z rodiny UC384x. Další část se zabývá výrobou a oživením měniče. V závěru práce jsou zaznamenána ověřovací měření potvrzující správnost návrhu.

Klíčová slova

Blokující měnič, VF transformátor, Spínaný zdroj, Integrovaný obvod UC384x, DC/DC měnič

Abstract

This diploma thesis deals with design of DC/DC converter which will be used in one-phase inverter powered from batteries. Required parameters are output power of 100 W, input voltage of 24 V and output voltage of 350 V. In the first part is briefly discussed used topology of flyback converter. In the next part is designed impulse transformer with a request to design impulse transformer as small as possible. Thesis continues with draft of power components placed on primary and secondary side of converter. In this thesis is part about limitation of voltage overshoot at turn off transistor. Next part of this thesis deals with the design of control circuits using an integrated circuit from the UC384x family. Thesis continues with the production and debugging of the converter. At the end of this thesis are measurements confirming the correctness of the proposed design.

Keywords

Flyback convertor, HF transformer, switching power supply, integrate circuit UC384x, DC/DC converter

Bibliografická citace:

PÁR, Lukáš. *DC/DC měnič s transformátorem 24 V / 350 V / 100 VA* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-04-27]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117497>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Pavel Vorel.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *DC/DC měnič s transformátorem 24 V / 350 V / 100 VA* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **10. května 2019**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji Ing. Janu Martišovi za metodickou a odbornou pomoc.

V Brně dne: **10. května 2019**

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	11
2.	Výběr vhodné topologie měniče	12
2.1.	Jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem	12
3.	Návrh silového obvodu	15
3.1.	Návrh transformátoru	15
3.1.1	Návrh transformátoru pro pracovní frekvenci 50 kHz.....	15
3.1.2	Optimalizace návrhu transformátoru pro dosažení požadované velikosti	18
3.1.3	Návrh transformátoru pro spínací frekvenci 80 kHz	19
3.1.4	Návrh počtu závitů cívek a dimenzování vodičů cívek	20
3.1.5	Návrh vzduchové mezery	21
3.2.	Dimenzování tranzistoru a chladiče	22
3.3.	Dimenzování obvodu pro omezení překmitu na vypnutém tranzistoru	23
3.1.6	Dimenzování diod obvodu pro omezení napět'ového překmitu	29
3.4.	Dimenzování výstupních diod.....	31
3.5.	Dimenzování výstupního kondenzátoru.....	32
4.	Řídicí obvod	34
4.1.	Nastavení spínací frekvence pomocí R_T a C_T	35
4.2.	Návrh snímače proudu	36
4.3.	Návrh napět'ové zpětné vazby.....	38
5.	Návrh a realizace DPS	40
5.1.	Vinuté součástky	40
5.2.	Deska plošných spojů.....	40
6.	Ověřovací měření	43
6.1.	Ověření pracovní frekvence	43
6.2.	Nastavení RC členů na výstupních diodách.....	44
6.3.	Měření průběhů U_{GS} a U_{DS}	46
6.4.	Měření zvlnění výstupního napětí.....	48
6.5.	Měření proudové informace na pinu 3 IO.....	51
6.6.	Měření účinnosti.....	53
7.	Závěr	54

Seznam obrázků

Obr. 2-1 Základní zapojení, převzato z [1].....	12
Obr. 2-2 Časový průběh veličin v měniči, převzato z [1].....	13
Obr. 2-3 Spřažený tok při podmínce $\Psi_{min} > 0$ a $\Psi_{min} = 0$, převzato z [1]	14
Obr. 3-1 Schéma silového obvodu.....	15
Obr. 3-2 Schéma zapojení silového obvodu s omezením přepětí na tranzistoru	23
Obr. 3-3 Idealizované průběhy důležitých veličin odlehčovacího obvodu.....	24
Obr. 3-4 Průběhy proudů na sekundární straně transformátoru.....	32
Obr. 4-1 Vnitřní zapojení IO UC384x, převzato z [12].....	34
Obr. 4-2 Popis pinů UC384x pro pouzdro SOIC a PDIP, převzato z [12]	34
Obr. 4-4 Schéma zapojení proudového transformátoru.....	36
Obr. 4-3 Závislost odporu R_T na frekvenci, převzato z [12].....	36
Obr. 4-5 Schéma zapojení napěťové zpětné vazby.....	38
Obr. 5-1 Osazená DPS - strana top	41
Obr. 5-2 Osazená DPS - strana bottom	42
Obr. 6-1 Průběh U_{GS}	43
Obr. 6-2 Průběh napětí na usměrňovací diodě.....	44
Obr. 6-3 Průběh napětí na usměrňovací diodě s RC článkem	44
Obr. 6-4 Průběh napětí na usměrňovací diodě s RC článkem při zatížení	45
Obr. 6-5 Průběh napětí na usměrňovací diodě s RC článkem při plném zatížení ...	45
Obr. 6-6 Průběhy U_{GS} a U_{DS} ve stavu naprázdno	46
Obr. 6-7 Průběhy U_{GS} a U_{DS} při poloviční zátěži	47
Obr. 6-8 Průběhy U_{GS} a U_{DS} při plné zátěži.....	47
Obr. 6-9 Průběh U_{GS} a rušení na výstupní zemi	48
Obr. 6-10 Průběh U_{GS} a zvlnění výstupního napětí	48
Obr. 6-11 Průběh U_{GS} a rušení na výstupní zemi	49
Obr. 6-12 Průběh U_{GS} a zvlnění výstupního napětí při poloviční zátěži	49
Obr. 6-13 Průběh U_{GS} a rušení na výstupní zemi	50
Obr. 6-14 Průběh U_{GS} a zvlnění výstupního napětí ve stavu plného zatížení.....	50
Obr. 6-15 Průběh na pinu Isence naprázdno.....	51
Obr. 6-16 Průběh na pinu Isence při polovičním zatížení	51

Obr. 6-17 Průběh na pinu Isence při plném zatížení..... 52

Seznam tabulek

Tab. 3-1 Základní parametry jádra ETD2910 [2] a příslušné kostry [3]	17
Tab. 3-2 Vypočtené součiny $S_o S_{F_c}$ pro možné frekvence	18
Tab. 3-3 Zadané a zvolené parametry pro návrh transformátoru.....	19
Tab. 3-4 Parametry tranzistoru IPP075N15N3 [4]	22
Tab. 3-5 Parametry jader EE1306 a EE1304 a jejich koster [6, 7, 8, 9].....	27
Tab. 3-6 Vypočtené parametry pro jádra EE 1306 a 1304	28
Tab. 3-7 Parametry diody SK810 [10].....	29
Tab. 3-8 Parametry diody SK510 [11].....	30
Tab. 3-9 Parametry diody UF4005G [5].....	31
Tab. 4-1 Parametry diody BAT43 [13].....	37
Tab. 4-2 Parametry jádra T1405 [14]	37
Tab. 4-3 Parametry optočlenu PC817 [15]	39
Tab. 5-1 Navržené parametry vinutí a reálné parametry vinutí	40
Tab. 5-2 Vypočtené a naměřené indukčnosti primárních vinutí TR1 a TR2.....	40
Tab. 6-1 Naměřené hodnoty pro stanovení účinnosti měniče	53

1. ÚVOD

V současné době, kdy jsou čím dál více využívány baterie jako zdroj energie, se DC/DC měniče stávají nedílnou součástí měničů, které nahrazují standardní síť (ať už jde o záložní zdroje nebo vytvoření ostrovní sítě). Při větších rozdílech napětí baterie a požadovaného výstupního napětí se hojně používají spínané zdroje. To vede na měnič s transformátorem. Pro menší výkony je vhodné použít blokující měnič pracující s frekvencí 10 kHz až 1 MHz. Díky tomuto je možné spínané zdroje s blokující topologií o daném výkonu konstruovat s menším objemem a váhou než měniče jiného typu. Spínané zdroje mají oproti jiným měničům jednu nevýhodu v podobě nutnosti vyhovět normám EMI z důvodu rušení, které vzniká zejména při přepínání výkonových prvků.

Cílem této práce je optimalizovat již existující měnič vyvinutý na UVEE. Cílem je návrh měniče s požadavky na co nejmenší vlastní spotřebu a tím i vysokou účinnost zejména z důvodu plánovaného použití v ostrovní síti napájené bateriemi. Dalším cílem je co nejmenší velikost výsledné desky plošných spojů.

Námi navrhovaný měnič má být použit jako mezistupeň mezi bateriemi a jednofázovým střídačem. Zátěží střídače bude ventilátor s výkonem 50 W. Pro náš návrh měniče musíme uvažovat nejen výkon ventilátoru, ale i vlastní spotřebu střídače a dostatečnou výkonovou rezervu pro například rozběh ventilátoru.

Z výše uvedených důvodů budeme navrhovat měnič o výstupním výkonu $P_z = 100 \text{ W}$.

Napájení bude realizováno pomocí baterií o jmenovitém napětí $U_D = 24 \text{ V}$. Ve skutečnosti se napěťová hladina baterií bude pohybovat v rozmezí 18 – 32 V, což odpovídá napěťovému rozsahu baterie v nabitém a vybitém stavu.

Za vstupní parametr můžeme považovat i požadavek na malou velikost výsledného zařízení a v neposlední řadě i výslednou cenu celého měniče. Tyto požadavky nás ovlivní i při výběru topologie měniče. Pro celkovou minimalizaci bude pravděpodobně vhodné navrhnout měnič se spínací frekvencí v rozmezí 50 - 100 kHz. S minimalizací souvisí i výběr řídicího obvodu. Z tohoto důvodu se jeví jako vhodné použít jednoúčelový integrovaný obvod pro řízení jednočinných nebo dvojčinných měničů, pro jehož funkci bude zapotřebí minimálního počtu součástek.

2. VÝBĚR VHODNÉ TOPOLOGIE MĚNIČE

Pro přenos výkonu 100 W se nabízí několik možností od step-up měniče až po dvojitý měnič s impulsním transformátorem.

Měnič step-up by byl pro námi požadovaný výkon dostačující ale rozdíl napěťových hladin na vstupu a výstupu měniče by mělo za následek velkou střidu spínání tranzistoru, tím by pracovní proud nabýval enormních hodnot a spolu s napěťovým namáháním tranzistoru by vedl na vyšší pořizovací cenu. Velký proud spolu s vysokým napětím by vedlo na vysoké přepínací ztráty. Nevýhodou by mohla být i velikost a cena potřebné tlumivky. Z těchto důvodů tento měnič nebudeme uvažovat.

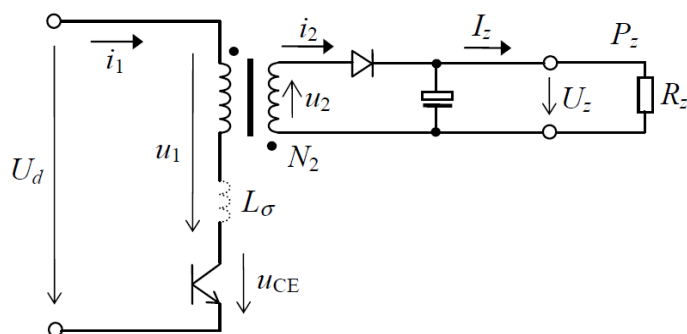
Další možností je použít jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem. U této topologie je nutné řešit demagnetizaci transformátoru, což obvykle vede na buď dvojnásobný počet spínacích prvků, nebo na řešení demagnetizace pomocí Zenerovy diody. Od těchto požadavků se odvíjí výsledná cena měniče. Vzhledem k tomu, že by se nejspíše jednalo o demagnetizaci se Zenerovou diodou, což je demagnetizace ztrátová, se tímto měničem nebudeme dále zabývat.

Dvojitý měnič s impulsním transformátorem v provedení polovičního můstku se může zdát jako vhodnější, ale opět je v této topologii mnoho součástek. Tato topologie obsahuje na výstupu LC filtr, kde by tlumivka mohla nabývat velké velikosti a tím pádem by rostla cena. Další nevýhodou je nutnost složitějšího řízení, čímž by se výsledná velikost i cena zařízení zvětšily.

Ideálním řešením nejspíše bude jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem.

2.1. Jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem

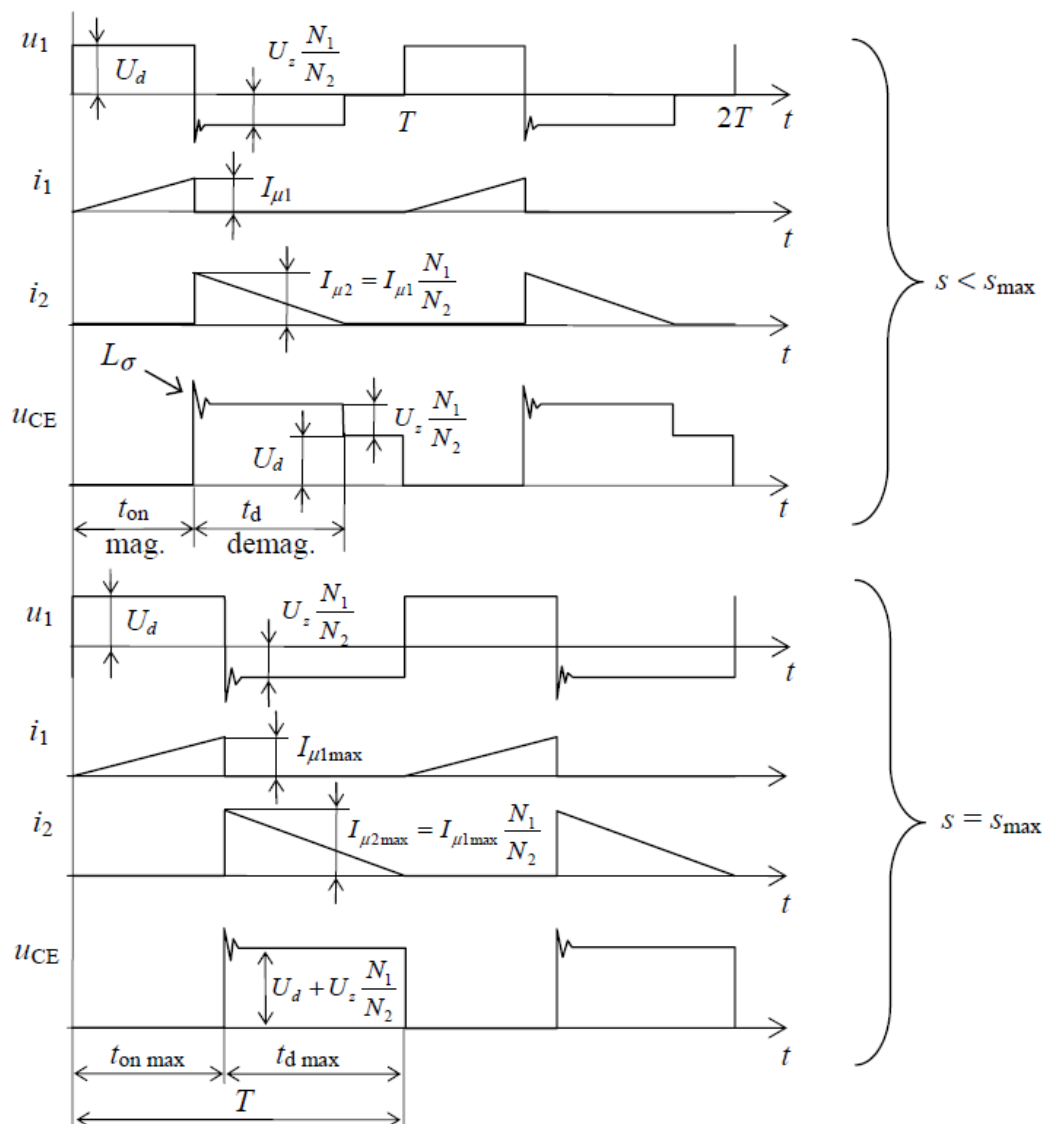
Princip činnosti blokujícího měniče je odlišný od měničů propustných. Energie ze vstupu na výstup je přenášena v okamžiku vypnutí tranzistorů. Z tohoto důvodu se blokující měnič nemůže realizovat jako dvojitý. Základní schéma je na Obr. 2-1.



Obr. 2-1 Základní zapojení, převzato z [1]

Tečkovaně zobrazená indukčnost L_σ představuje rozptylovou indukčnost transformátoru, která způsobuje při vypínání tranzistoru napěťový překmit. Tento překmit je závislý na velikosti vypínaného proudu a tím vlastně na přenášeném výkonu. Z tohoto důvodu se realizují pomocné obvody pro omezení přepětí. Nejpoužívanější je RC-člen, případně transil, ale v těchto případech jde o ochranu ztrátovou. Další možností je použití dvou spínačů zapojených do série s primárním vinutím a spínaných současně. Energie z rozptylové indukčnosti je v tomto případě odváděna nulovými diodami do meziobvodu. Tento způsob je sice bezztrátový, ale použití diod omezuje maximální možnou střidu na 0,5. Další možností je použití LC obvodu laděného do vlastní rezonance. Tato možnost bude použita v navrhovaném měniči a princip bude objasněn v části zabývající se návrhem této části obvodu. [1]

Činnost měniče je nejlépe zřejmá z časových průběhů zobrazených na Obr. 2-2. Tyto průběhy jsou zobrazeny pro režim přerušovaných proudů.



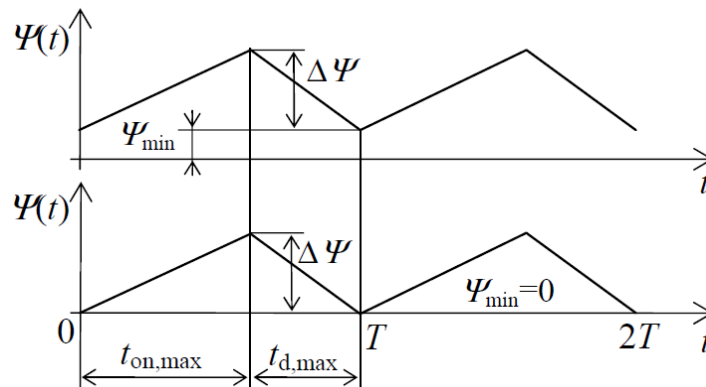
Obr. 2-2 Časový průběh veličin v měniči, převzato z [1]

V časovém intervalu t_z je transformátor magnetizován primárním vinutím, tranzistor je sepnutý. V tomto intervalu je zátěž napájena pouze z kondenzátoru. V intervalu t_d je tranzistor vypnut a probíhá demagnetizace pomocí sekundárního vinutí. Pro správný průběh demagnetizace by měl být výstupní kondenzátor dostatečně velký, aby demagnetizace mohla proběhnout do napětí, které bude co nejvíce konstantní. Díky konstantnímu napětí baterií a uvažovanému konstantnímu napětí na zátěži jsou průběhy primárního i sekundárního proudu trojúhelníkové.

Při střídě s_{max} je dosažen mezní stav, při kterém demagnetizace končí v okamžiku, kdy začíná magnetizace. Střída by se mohla zvětšit nad hodnotu s_{max} ale v tomto případě půjde o neoptimální režim. Přenášený výkon sice bude větší, ale transformátor bude pracovat s nepřerušným magnetickým tokem. Přenesená energie je dána rovnicí (2.1).

$$\Delta W = \frac{1}{2L_1} (2 \cdot \Psi_{min} \cdot \Delta\Psi + \Delta\Psi^2) \quad (2.1)$$

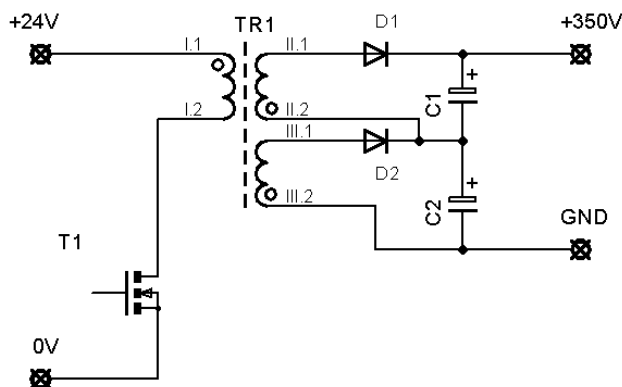
Rovnici (2.1) odpovídají následující průběhy. První průběh je pro nenulový minimální tok Ψ_{min} , druhý je pro $\Psi_{min} = 0$. Pro tuto podmínku budeme celý měnič navrhovat. [1]



Obr. 2-3 Spřažený tok při podmínce $\Psi_{min} > 0$ a $\Psi_{min} = 0$, převzato z [1]

3. NÁVRH SILOVÉHO OBVODU

S ohledem na velikost sekundárního napětí transformátoru volíme variantu s rozděleným sekundárním vinutím na poloviny. Díky tomuto opatření budou výstupní usměrňovací diody namáhány polovičním napětím. Takto upravené schéma je na Obr. 3-1.



Obr. 3-1 Schéma silového obvodu

3.1. Návrh transformátoru

Nejdříve budeme řešit návrh transformátoru, protože jeho velikost bude dána nejen přenášeným výkonem, ale i pracovní frekvencí. Při návrhu budeme postupovat podle literatury [1].

3.1.1 Návrh transformátoru pro pracovní frekvenci 50 kHz

Pro návrh transformátoru potřebujeme znát střihu, kterou získáme z napětí baterií a maximálního přepětí na tranzistoru U_{ce} , které si volíme. V praxi se přepětí volí podle následující rovnice.

$$U_{ce} = 2U_{dmax} = 2 \cdot 32 = 64 \text{ V} \quad (3.1)$$

Nyní můžeme stanovit střihu.

$$s = 1 - \frac{U_{dmax}}{U_{ce}} = 1 - \frac{32}{64} = 0,5 \quad (3.2)$$

Pro stanovení potřebné indukčnosti primárního vinutí L_1 vyjdeme z přenášeného činného výkonu.

$$P_z = \frac{W_{L1}}{T} = \frac{1}{2} U_d \cdot I_1 \cdot s \quad (3.3)$$

Do této rovnice musíme dosadit za primární proud, který je proudem pracovním a zároveň proudem magnetizačním. Pracovní proud uvažujeme jako trojúhelníkový, takže platí rovnice (3.4).

$$I_1 = \frac{U_d \cdot t_z}{L_1} = \frac{U_d \cdot s}{L_1 \cdot f} \quad (3.4)$$

Dosažením rovnice (3.4) do rovnice (3.3) získáme vztah pro primární indukčnost.

$$P_z = \frac{1}{2} U_d \cdot s \frac{U_d \cdot s}{L_1 \cdot f} = \frac{U_d^2 \cdot s^2}{2L_1 \cdot f} \Rightarrow L_1 = \frac{U_d^2 \cdot s^2}{2P_z \cdot f} \quad (3.5)$$

Číselně je poté indukčnost L_1 pro minimální napětí baterie.

$$L_1 = \frac{U_{dmin}^2 \cdot s^2}{2P_z \cdot f} = \frac{18^2 \cdot 0,5^2}{2 \cdot 100 \cdot 50000} = 8,1 \mu H \quad (3.6)$$

Než stanovíme ideální velikost jádra, tak dosadíme do rovnice (3.4) abychom získali pracovní proud, který budeme dále potřebovat.

$$I_{1max} = \frac{U_{dmin} \cdot s}{L_1 \cdot f} = \frac{18 \cdot 0,5}{8,1 \cdot 10^{-6} \cdot 50000} = 22,22 A \quad (3.7)$$

Pro stanovení velikosti jádra budeme potřebovat i vztah pro efektivní hodnotu pracovního proudu.

$$I_{1ef} = I_{1max} \sqrt{\frac{s}{3}} \quad (3.8)$$

V tuto chvíli můžeme odvodit vztah pro ideální velikost jádra. Návrh je obdobný jako návrh tlumivky, jen s odlišností zaplnění okna transformátoru. Uvažujeme zde totiž polovinu okna pro primární vinutí a polovinu pro sekundární vinutí.

Při návrhu vycházíme ze spráženého magnetického toku.

$$\Psi_{max} = N \cdot \phi_{max} = N \cdot B_{max} \cdot S_{Fe} = L_1 \cdot I_{1max} \quad (3.9)$$

Nyní můžeme vyjádřit počet závitů.

$$N = \frac{L_1 \cdot I_{1max}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \quad (3.10)$$

Pro dosažení minimální velikosti transformátoru použijeme předpoklad.

$$N = \frac{S_o}{S_{cu}} k_{pcu} \quad (3.11)$$

Pro vhodné vyjádření budeme potřebovat rovnici proudové hustoty.

$$\sigma = \frac{I_{1ef}}{S_{cu}} \quad (3.12)$$

Porovnáním rovnic (3.10) a (3.11) získáme výraz pro $S_o S_{Fe}$ pomocí kterého budeme následně vybírat vhodné jádro. V tomto výrazu zavedeme úpravu pro dvě vinutí, tzn. S_o vydělíme dvěma. Výraz upravíme pomocí rovnic (3.13) a (3.8) a dostaneme následující vztah.

$$\begin{aligned}
N &= \frac{L_1 \cdot I_{1max}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{S_o}{2S_{cu}} k_{pcu} \\
&\quad \downarrow \\
S_o S_{Fe} &= \frac{2L_1 \cdot I_{1max} \cdot S_{cu}}{B_{max} \cdot k_{pcu}} = \frac{2L_1 \cdot I_{1max} \cdot I_{1ef}}{B_{max} \cdot k_{pcu} \cdot \sigma} = \\
&= \frac{2L_1 \cdot I_{1max}^2}{B_{max} \cdot k_{pcu} \cdot \sigma} \sqrt{\frac{S}{3}}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Při návrhu budeme uvažovat materiál jádra CF139, který má $B_{sat} = 0,39$ T, my pro návrh použijeme $B_{max} = 0,3$ T abychom jádro malou chybou nemohli přesytit. Dále uvažujeme činitel plnění mědi $k_{pcu} = 0,3$ který by měl odpovídat možnostem ručního navíjení cívek. V takto malém transformátoru můžeme uvažovat proudovou hustotu $\sigma = 4$ A/mm².

Nyní můžeme dosadit do rovnice (3.13).

$$S_o S_{Fe} = \frac{2 \cdot 8,1 \cdot 10^{-6} \cdot 22,22^2}{0,3 \cdot 0,3 \cdot 4 \cdot 10^6} \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 9070 \text{ mm}^2 \tag{3.14}$$

V tuto chvíli máme základní údaj pro výběr jádra. Vzhledem k požadavku minimalizace celého zařízení ale budeme chtít použít co nejmenší jádro. Pro náš účel se nejvíce hodí jádra ETD. Z nabídky obchodu semic bylo vybráno nejmenší jádro ETD2910 s parametry viz Tab. 3-1.

Tab. 3-1 Základní parametry jádra ETD2910 [2] a příslušné kostry [3]

Parametr	Hodnota
S_{Fe} [mm ²]	71
S_o [mm ²]	130,5
S_o kostry [mm ²]	93
$S_o S_{Fe}$ [mm ⁴]	9265,5
$S_o S_{Fe}$ s kostrou [mm ⁴]	6603
l_{Fe} [mm]	71
μ_{rFe} [H/m]	2100

Porovnáním vypočtené hodnoty $S_o S_{Fe}$ s hodnotou $S_o S_{Fe}$ jádra vidíme, že by jádro bylo dostatečné pouze v případě nepoužití kostry. Kostru je ale vhodné použít z důvodů uchycení celého transformátoru do DPS a také z důvodu zjednodušení navíjení jednotlivých cívek a jejich větší mechanické pevnosti.

3.1.2 Optimalizace návrhu transformátoru pro dosažení požadované velikosti

Z důvodů popsaných v závěru předchozí kapitoly musíme změnit některé z volených parametrů tak, abychom získali součin S_oS_{Fe} menší než je tento součin u námi zvoleného jádra.

První možností je zmenšení střídavy, což by vedlo na zmenšení jádra, ale při tomto opatření vzroste maximální hodnota pracovního proudu, tzn., že tímto zvlněním budou více zatíženy vstupní kondenzátory a baterie a tím může být zapotřebí zvýšit počet kondenzátorů. Další nevýhodou zvýšeného pracovního proudu by bylo zvýšení přepínacích ztrát a ztrát vedením tranzistoru. Z tohoto důvodu je toto řešení nevhodné.

Druhou možností je zvýšení pracovní frekvence. Toto opatření povede na snížení součinu S_oS_{Fe} . Pracovní proud zůstane nezměněn.

Pro zkrácení výpočtů a jednodušší výběr pracovní frekvence byla v programu MS Excel vytvořena následující tabulka. Výpočet jednotlivých řádků je podle rovnic (3.2), (3.6), (3.7) a (3.13).

Tab. 3-2 Vypočtené součiny S_oS_{Fe} pro možné frekvence

f [kHz]	50	60	70	80	90	100
s [-]	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50
L_1 [μ H]	8,10	6,75	5,79	5,06	4,50	4,05
I_{1max} [A]	22,22	22,22	22,22	22,22	22,22	22,22
S_oS_{Fe} [mm^4]	9072,2	7560,2	6480,1	5670,1	5040,1	4536,1

Z Tab. 3-2 vidíme, že pro spínací frekvenci 70 kHz by námi zvolené jádro ETD2910 bylo použitelné. Pro získání drobné rezervy bude lepší zvolit spínací frekvenci 80 kHz. Také je zde vidět, že se pracovní proud s frekvencí nemění. To lze nejlépe vysvětlit rovnicí pro výpočet maximálního pracovního proudu. Do této rovnice je dosazena rovnice (3.6).

$$I_{1max} = \frac{U_{dmin} \cdot s}{L_1 \cdot f} = \frac{U_{dmin} \cdot s}{\frac{U_{dmin}^2 \cdot s^2}{2 \cdot P_z \cdot f} \cdot f} = \frac{2 \cdot P_z}{U_{dmin} \cdot s} \quad (3.15)$$

Z rovnice (3.16) je již jasné, že pracovní proud je závislý pouze na velikosti přenášeného výkonu, vstupního napětím a zvolené střídě.

3.1.3 Návrh transformátoru pro spínací frekvenci 80 kHz

Návrh provedeme stejným způsobem jako v kapitole 3.1.1. Pro připomenutí uvedeme v následující tabulce zadané a zvolené hodnoty.

Tab. 3-3 Zadané a zvolené parametry pro návrh transformátoru

Parametr	Hodnota
U_z [V]	350
P_z [W]	100
U_{dmin} [V]	18
U_{dmax} [V]	32
U_{ce} [V]	64
B_{max} [T]	0,3
σ [A/mm ²]	4
k_{pcu} [-]	0,3
U_{ce} [V]	64
s [-]	0,5

V tuto chvíli můžeme přejít na výpočet primární indukčnosti.

$$L_1 = \frac{U_{dmin}^2 \cdot s^2}{2P_z \cdot f} = \frac{18^2 \cdot 0,5^2}{2 \cdot 100 \cdot 80000} = 5,06 \mu H \quad (3.16)$$

Znovu stanovíme i pracovní proud primárním vinutím.

$$I_{1max} = \frac{U_{dmin} \cdot s}{L_1 \cdot f} = \frac{18 \cdot 0,5}{5,06 \cdot 10^{-6} \cdot 80000} = 22,22 A \quad (3.17)$$

V tuto chvíli nás zajímá i hodnota efektivního proudu pro potřeby dalšího postupu návrhu měniče.

$$I_{1ef} = I_{1max} \sqrt{\frac{s}{3}} = 22,22 \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 9,07 A \quad (3.18)$$

Pro stanovení jádra nyní stačí vypočítat součin $S_o S_{Fe}$.

$$S_o S_{Fe} = \frac{2L_1 \cdot I_{1max}^2}{B_{max} \cdot k_{pcu} \cdot \sigma} \sqrt{\frac{s}{3}} = \frac{2 \cdot 5,06 \cdot 10^{-6} \cdot 22,22^2}{0,3 \cdot 0,3 \cdot 4 \cdot 10^6} \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 5666 mm^4 \quad (3.19)$$

V tuto chvíli je zřejmé, že při dodržení zvolené proudové hustoty a činitele plnění mědi se s vinutími do jádra vejdem.

3.1.4 Návrh počtu závitů cívek a dimenzování vodičů cívek

Při návrhu počtu primárních závitů vyjdeme ze spráženého magnetického toku, pro který můžeme psát:

$$\Psi_{\max} = N_1 \cdot \phi_{\max} = N_1 \cdot B_{\max} \cdot S_{Fe} = L_1 \cdot I_{1\max} \quad (3.20)$$

Po vyjádření N_1 můžeme rovnou dosadit.

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{1\max}}{B_{\max} \cdot S_{Fe}} = \frac{5,06 \cdot 10^{-6} \cdot 22,22}{0,3 \cdot 71 \cdot 10^{-6}} = 5,28 \text{ z} \quad (3.21)$$

Z důvodu realizovatelnosti vinutí zaokrouhlíme výsledný počet závitů na $N_1 = 6 \text{ z}$.

Průřez primárního vinutí určíme ze vztahu pro zvolenou proudovou hustotu.

$$S_{cu1} = \frac{I_{1ef}}{\sigma} = \frac{9,07}{4} = 2,27 \text{ mm}^2 \quad (3.22)$$

Nyní stanovíme průměr kruhového vodiče.

$$d_1 = \sqrt{\frac{4}{\pi} S_{cu1}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} 2,27} = 1,7 \text{ mm} \quad (3.23)$$

Kvůli vysoké spínací frekvenci bude vhodné stanovit hloubku vniku.

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{80000}} = 0,265 \text{ mm} \quad (3.24)$$

Hloubka vniku nám udává největší možný poloměr vodiče, při kterém bude efektivně využitý celý průřez vodiče. Z porovnání rovnic (3.23) a (3.24) vidíme, že budeme muset použít vodič složený z více vodičů o poloměru menším než je hloubka vniku. Volbu vodiče ponecháme až na realizaci měniče a skladové možnosti v daném okamžiku. Primární vinutí může být provedeno i pásovým vodičem o tloušťce maximálně 2δ .

Než stanovíme počet sekundárních závitů tak musíme stanovit efektivní hodnotu sekundárního proudu. Tu získáme pomocí středního proudu, který získáme ze znalosti výstupního výkonu a napětí.

$$I_{2stř} = \frac{P_z}{U_z} = \frac{100}{350} = 0,2857 \text{ A} \quad (3.25)$$

Nyní můžeme stanovit efektivní hodnotu.

$$\begin{aligned} I_{2ef} &= \frac{I_{2\max}}{\sqrt{3}} \sqrt{1-s} = \frac{2 \cdot I_{2stř}}{\sqrt{3} \cdot 1-s} \sqrt{1-s} = \\ &= \frac{2 \cdot 0,2857}{\sqrt{3} \cdot 1-0,5} \sqrt{1-0,5} = 0,4665 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Pro stanovení počtu sekundárních závitů vyjdeme z maximálního dovoleného napětí na tranzistoru v době demagnetizace. V této době je napětí na tranzistoru rovno součtu napětí na bateriích a napětí U_z které je transformováno na primární vinutí.

$$U_{ce} = U_{dmax} + U_z \frac{N_1}{N_2} \quad (3.27)$$

Vyjádřením N_2 získáme vztah pro stanovení sekundárních závitů. Tento vztah ještě podělíme dvěma, protože uvažujeme topologii se dvěma sekundárními cívkami, které budou v sérii.

$$N_2 = \frac{U_z \cdot N_1}{2 \cdot (U_{ce} - U_{dmax})} = \frac{350 \cdot 6}{2 \cdot (64 - 32)} = 32,8 \Rightarrow 33 \text{ z} \quad (3.28)$$

Nyní můžeme stanovit průřez vodiče.

$$S_{cu2} = \frac{I_{2ef}}{\sigma} = \frac{0,4665}{4} = 0,117 \text{ mm}^2 \quad (3.29)$$

Dále stanovíme průměr vodiče.

$$d_2 = \sqrt{\frac{4}{\pi} S_{cu2}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} 0,117} = 0,386 \text{ mm} \quad (3.30)$$

Porovnáním průměru vodiče s hloubkou vniku vidíme, že sekundární vinutí může být navinuto jediným vodičem. Průměr bude upraven dle skladové dostupnosti vodičů v okamžiku výroby transformátoru.

Pro ověření správnosti výpočtů průřezů vodičů provedeme kontrolu zaplnění okna jádra.

$$S_{cu} = \frac{N_1 \cdot S_{cu1} + 2N_2 \cdot S_{cu2}}{k_{pcu}} = \frac{6 \cdot 2,27 + 2 \cdot 33 \cdot 0,117}{0,3} = 71,14 \text{ mm}^2 \quad (3.31)$$

Porovnáním hodnot S_{cu} a S_o vidíme, že vinutí se do jádra vleze s rezervou, kterou můžeme použít na zvětšení průřezů vodičů vinutí, nebo můžeme snížit činitel plnění mědi.

3.1.5 Návrh vzduchové mezery

Pro optimální návrh transformátoru je nutné, aby obsahoval vzduchovou mezeru. Je to z důvodu, že se magnetická energie, získaná při sepnutém tranzistoru, snáze ukládá do vzduchu než do feromagnetika. [1]

Při návrhu vycházíme z toho, že součet úbytků magnetického napětí na feromagnetiku a na vzduchové mezeře je roven budicímu magnetickému napětí.

$$\begin{aligned} N_1 \cdot I_{1max} &= H_{vmax} \cdot l_v + H_{Femax} \cdot l_{Fe} = \\ &= \frac{B_{max}}{\mu_0} l_v + \frac{B_{max}}{\mu_0 \cdot \mu_{rFe}} l_{Fe} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Vyjádřením vzduchové mezery dostaneme vztah, do kterého můžeme rovnou dosadit.

$$l_v = \frac{N_1 \cdot I_{1max} \cdot \mu_0}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} = \frac{6 \cdot 22,22 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,3} - \frac{0,071}{2100} = 0,522 \text{ mm} \quad (3.33)$$

Realizace vzduchové mezery bude řešena až při výrobě transformátoru.

Tímto máme kompletně navržený transformátor, který odpovídá požadavkům zadání.

3.2. Dimenzování tranzistoru a chladiče

Pro tuto nízkonapěťovou hladinu je vhodné použít MOS-FET tranzistor. Požadavky, které musí splňovat, jsou maximální napětí $U_{ce} = 64$ V a maximální pracovní proud $I_{I_{max}} = 22$ A. Vedoucím práce byl doporučen tranzistor IPP075N15N3. Parametry jsou uvedeny v následující tabulce.

Tab. 3-4 Parametry tranzistoru IPP075N15N3 [4]

Parametr	Hodnota
$R_{DS(on)}$ [mΩ]	7,2
U_{DS} [V]	150
t_{zap} [ns]	90
t_{vyp} [ns]	83
C_{in} [nF]	5,5
$R_{\theta JC}$ [KW ⁻¹]	0,5

Pro stanovení potřebného chladiče potřebujeme znát ztráty tranzistoru. Nejdříve stanovíme ztráty vedením.

$$P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{1ef}^2 = 7,2 \cdot 10^{-3} \cdot 9,07^2 = 0,592 \text{ W} \quad (3.34)$$

Přepínací ztráty nemusíme stanovovat pro zapínání tranzistoru, protože bude docházet ke spínání obvodu bez proudu, tzn. beze ztrát. Díky tomu se nám vztah zjednoduší na následující vztah.

$$\begin{aligned} P_{přep} &= f \cdot W_{off} = \frac{f}{4} U_{dmax} \cdot I_{1max} \cdot t_{vyp} = \\ &= \frac{80000}{4} \cdot 32 \cdot 22,22 \cdot 83 \cdot 10^{-9} = 1,18 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.35)$$

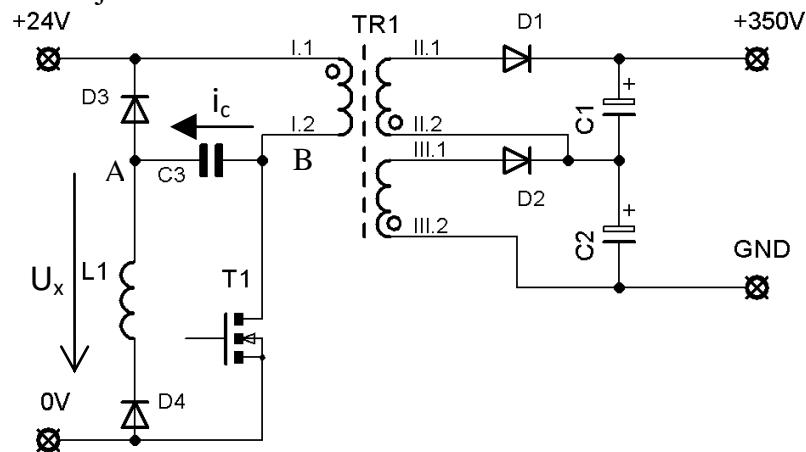
Nyní můžeme stanovit tepelný odpor chladiče. Teplotu okolí uvažujeme $T_o = 40$ °C a teplotu chladiče $T_H = 65$ °C.

$$\begin{aligned} R_{\theta H} &= \frac{T_H - T_o}{P_{ved} + P_{přep}} - R_{\theta JC} = \frac{65 - 40}{0,592 + 1,18} - 0,5 = \\ &= 13,6 \text{ KW}^{-1} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Této hodnotě tepelného odporu chladiče odpovídají chladiče z ohýbaného hliníku v různých provedeních pro různé pouzření tranzistoru. Vzhledem k tomu, že se námi zvolený tranzistor vyrábí v několika různých pouzdrech, tak výběr adekvátního chladiče ponecháme až na realizaci měniče. Vycházet se bude ze skladových zásob.

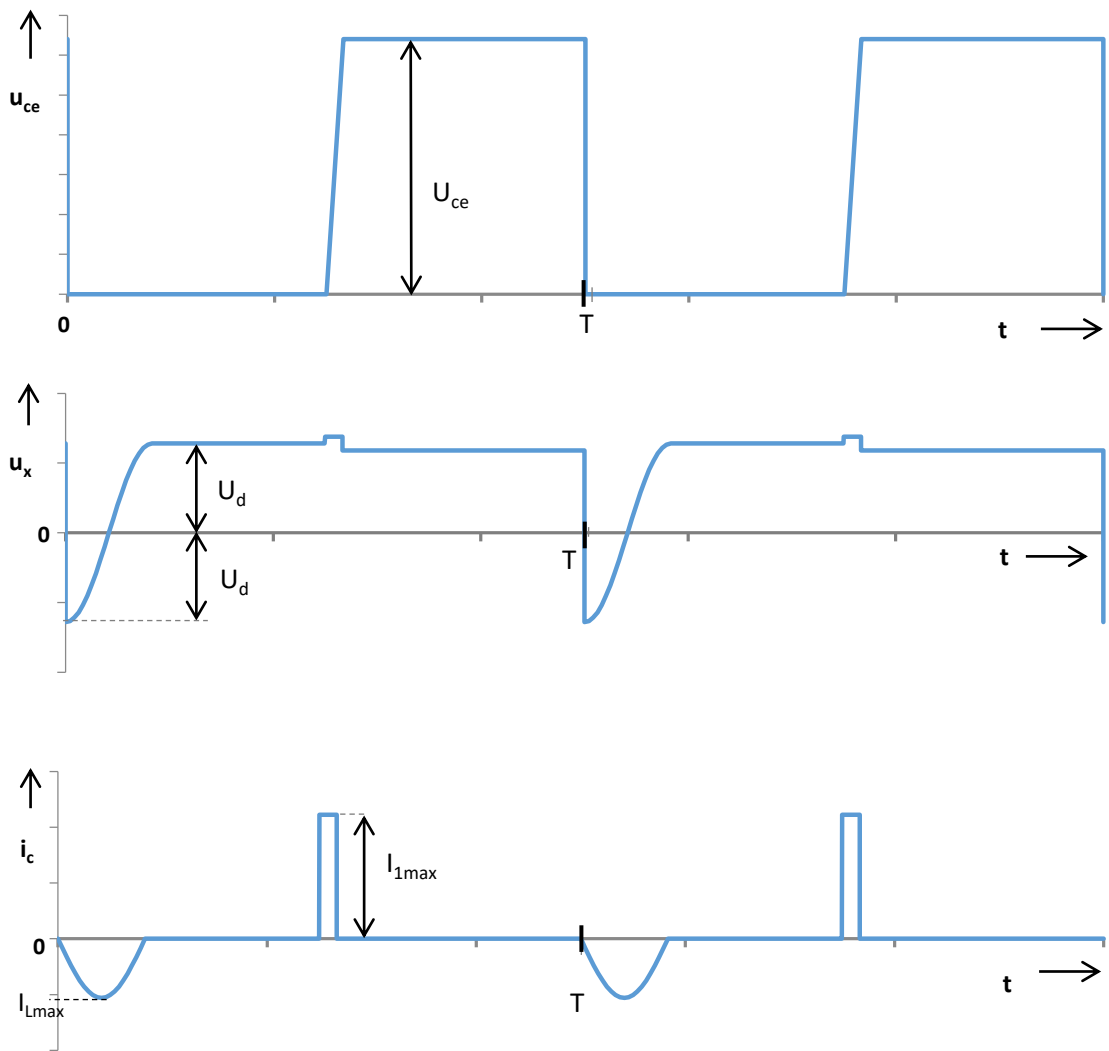
3.3. Dimenzování obvodu pro omezení překmitu na vypnutém tranzistoru

Při tomto návrhu musíme počítat s tím, že transformátor bude mít nezanedbatelnou rozptylovou indukčnost. Tato indukčnost může způsobovat problémy při vypínání tranzistoru. Proud indukčností nemůže skokově zaniknout a to by v našem případě vedlo k nárůstu napětí na tranzistoru na těžce definovatelnou úroveň. Z tohoto důvodu je nutné přepětí na tranzistoru omezovat. K tomu lze použít několik řešení. Při požadavku na minimální cenu se může zdát jako nejlepší řešení použití transilu nebo RC členu. Tyto součástky ale napěťový překmit mění v teplo, resp. ztráty. Pro dosažení lepší účinnosti i za cenu vyšších nákladů a více obsazeného místa na DPS lze použít pro omezení překmitu rezonanční LC člen, který je vhodně připojen diodami na napájecí napětí. Takto upravené schéma je na Obr. 3-2.



Obr. 3-2 Schéma zapojení silového obvodu s omezením přepětí na tranzistoru

Pro lepší pochopení problematiky zobrazíme na následujícím Obr. 3-3 průběhy důležitých veličin.



Obr. 3-3 Idealizované průběhy důležitých veličin odlehčovacího obvodu

Z idealizovaných průběhů na Obr. 3-3 vidíme, že v okamžiku vypínání tranzistoru převezme pracovní proud tranzistoru kondenzátor. Proud se uzavírá přes diodu D3. Před okamžikem, kdy dojde k zavírání tranzistoru, uvažujeme v bodě A napětí $U_x = U_d$. Během odlehčovacího děje se bod A posune napěťově o příbytek na diodě D3 nad napětí U_d , po skončení děje napětí poklesne. V průběhu odlehčovacího děje je kondenzátor nabíjen konstantním proudem, tzn. napětí U_{ce} roste konstantně. Bod B bude v závěru odlehčovacího děje nabyt na hodnotu U_{ce} , kterou jsme definovali jako $2U_d$. V reálném obvodu bude v závěru odlehčovacího děje napěťový překmit.

V okamžiku sepnutí tranzistoru je kondenzátor bodem B připojen na nulové napětí a tím pádem je v bodě A napětí $-U_d$. Přes tlumivku L1 a diodu D4 se uzavře obvod a kondenzátor je přebíjen rezonančním půlkmitem na výsledné napětí U_d v bodě A. O rezonanční půlkmít jde z důvodu nedovolení záporného proudu diodou D4.

Pro návrh kondenzátoru vyjdeme z obecné rovnice pro proud kondenzátorem.

$$i_c = C \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad (3.37)$$

Při respektování průběhů zobrazených na Obr. 3-3 můžeme rovnici (3.37) přepsat do tvaru vhodnějšího pro návrh.

$$C = i_c \frac{\Delta t}{\Delta u} = I_{1max} \frac{n \cdot t_{vyp}}{U_{dmax}} \quad (3.38)$$

Koeficient n udává, kolikrát delší bude odlehčovací děj oproti času vypínání tranzistoru. V reálných aplikacích se běžně volí 10, nebo tak, aby odlehčovací děj trval 200 – 500 ns při naší spínací frekvenci. Pro první návrh volíme $n = 4$.

$$C = I_{1max} \frac{n \cdot t_{vyp}}{U_{dmax}} = 22,22 \frac{4 \cdot 83 \cdot 10^{-9}}{32} = 230,5 \text{ nF} \quad (3.39)$$

Vzhledem k minimalizaci chceme použít pouze jeden kondenzátor, takže vybíráme ze standardní řady nejbližší možný, v tomto případě 220 nF. Pro takto upravenou hodnotu kondenzátoru je koeficient $n = 3,817$.

Potřebnou indukčnost získáme vyjádřením indukčnosti z Thomsonova vztahu.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow L = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot C} = \frac{1}{(6\pi \cdot f)^2 \cdot C} \quad (3.40)$$

Při uvažování střidy $s = 0,5$ a našeho požadavku trvání rezonančního půlkmitu po dobu třetiny doby otevření můžeme rezonanční frekvenci f_r stanovit jako trojnásobek spínací frekvence. Dosazením do rovnice (3.40) vychází indukčnost

$$L = \frac{1}{(6\pi \cdot f)^2 \cdot C} = \frac{1}{(6\pi \cdot 80000)^2 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} = 1,999 \mu\text{H} \quad (3.41)$$

Pro výpočet tlumivky budeme potřebovat efektivní a maximální proud tlumivkou.

Při výpočtu maximálního proudu uvažujeme LC článek se zanedbaným vlastním odporem.

$$I_{Lmax} = \frac{U_{dmax}}{Z} = \frac{U_{dmax}}{2\pi \cdot f_r \cdot L} = U_{dmax} \cdot 2\pi \cdot f_r \cdot C = \\ = 32 \cdot 2\pi \cdot 3 \cdot 80000 \cdot 220 \cdot 10^{-9} = 10,616 \text{ A} \quad (3.42)$$

Efektivní hodnotu proudového rezonančního půlkmitu stanovíme pomocí definice efektivního proudu. Meze integrálu jsou stanovovány stejnou úvahou jako rezonanční frekvence.

$$\begin{aligned}
I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{4T}{6}} I_{Lmax}^2 \cdot \sin^2(2\pi \cdot f_r \cdot t) dt} = \\
&= \sqrt{\frac{I_{Lmax}^2}{T} \left[\left(\frac{4T}{12} - \frac{\sin\left(4\pi \cdot f_r \cdot \frac{4T}{6}\right)}{8\pi \cdot f_r} \right) - \left(\frac{T}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot f_r \cdot T)}{8\pi \cdot f_r} \right) \right]} = \\
&= \sqrt{\frac{10,616^2}{12,5 \cdot 10^{-6}} \left[\left(\frac{4 \cdot 12,5 \cdot 10^{-6}}{12} - \frac{\sin\left(4\pi \cdot 240000 \cdot \frac{4 \cdot 12,5 \cdot 10^{-6}}{6}\right)}{8\pi \cdot 240000} \right) - \left(\frac{12,5 \cdot 10^{-6}}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot 240000 \cdot 12,5 \cdot 10^{-6})}{8\pi \cdot 240000} \right) \right]} = \\
&= 3,065 \text{ A}
\end{aligned} \tag{3.43}$$

Podobným způsobem můžeme stanovit efektivní proud kondenzátorem, který budeme potřebovat k výběru vhodného kondenzátoru. Proud kondenzátorem při demagnetizaci uvažujeme obdélníkový, i když ve skutečnosti bude proud v závěru lineárně klesat s neznámou strmostí.

$$\begin{aligned}
I_{cef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{n \cdot t_{vyp}} I_{\mu 1max}^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{4T}{6}} I_{Lmax}^2 \cdot \sin^2(2\pi \cdot f_r \cdot t) dt \right)} = \\
&= \sqrt{\frac{1}{12,5 \cdot 10^{-6}} (22,22^2 \cdot 3,817 \cdot 83 \cdot 10^{-9} + 1,174 \cdot 10^{-4})} \\
&= 4,68 \text{ A}
\end{aligned} \tag{3.44}$$

V tuto chvíli známe všechny veličiny pro návrh tlumivky. V následující tabulce jsou základní údaje jader a jejich koster, které uvažujeme použít.

Tab. 3-5 Parametry jader EE1306 a EE1304 a jejich koster [6, 7, 8, 9]

Jádra	EE1306	EE1304
S_{Fe} [mm ²]	17,1	13
S_o [mm ²]	33,3	24,75
S_o kostry [mm ²]	23,1	12,2
$S_o S_{Fe}$ [mm ⁴]	569,43	321,75
μ_{rFe} [-]	2100	2100
l_{Fe} [mm]	30,1	29,6

Pro určení ideální velikosti jádra stanovíme součin $S_o S_{Fe}$.

$$S_o S_{Fe} = \frac{L \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Lef}}{B_{max} \cdot k_{pcu} \cdot \sigma} = \frac{1,999 \cdot 10^{-6} \cdot 10,616 \cdot 3,065}{0,3 \cdot 0,3 \cdot 4 \cdot 10^6} = \quad (3.45)$$

$$= 180,6 \text{ mm}^4$$

Nyní budeme pokračovat s jádrem EE1306, pro které stanovíme počet závitů potřebných pro dosažení požadované indukčnosti.

$$N = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{1,999 \cdot 10^{-6} \cdot 10,616}{0,3 \cdot 17,1 \cdot 10^6} = 4,14 \Rightarrow 4 \text{ z.} \quad (3.46)$$

Vzhledem k velikosti jádra bude nutná vzduchová mezera, jejíž tloušťku stanovíme následující rovnicí.

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{Lmax}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} =$$

$$= \frac{4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 10,616}{0,3} - \frac{0,0301}{2100} = \quad (3.47)$$

$$= 0,164 \text{ mm}$$

Průřez vodiče stanovíme pomocí průřezu okna kostry a zvoleného činitele plnění mědi.

$$S_{cu} = \frac{S_o}{N} k_{pcu} = \frac{33,3}{4} 0,3 = 1,732 \text{ mm}^2 \quad (3.48)$$

Vodiče pro vinutí se většinou popisují pomocí průměru, takže ze stanoveného průřezu vodiče stanovíme průměr.

$$d = \sqrt{\frac{4}{\pi} S_{cu}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} 1,732} = 1,485 \text{ mm} \quad (3.49)$$

Pro zvolení vodiče musíme uvažovat vliv skinefektu, takže použijeme vodič složený z více paralelních vodičů o menším průměru.

Na závěr stanovíme proudovou hustotu ve vinutí.

$$\sigma = \frac{I_{Lef}}{S_{cu}} = \frac{3,065}{1,386} = 1,769 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (3.50)$$

Protože chceme celkově co nejmenší zařízení, tak výpočet rovnic (3.41) až (3.50) zopakujeme pro dvě hodnoty kondenzátoru a jádra EE1306 a EE1304. Výsledky jsou uvedeny v Tab. 3-6.

Tab. 3-6 Vypočtené parametry pro jádra EE 1306 a 1304

n [-]	3,817	5,726
C [nF]	220	330
L [μ H]	1,999	1,333
I_{Lmax} [A]	10,616	15,924
I_{Lef} [A]	3,065	4,597
I_{cef} [A]	4,680	6,317
$S_o S_{Fe}$ [mm^4]	180,65	270,97
Jádro EE1306		
N [z]	4	4
l_v [mm]	0,164	0,252
S_{cu} [mm^2]	1,732	1,732
σ [A/mm^2]	1,769	2,653
d [mm]	1,485	1,485
Jádro EE1304		
N [z]	6	6
l_v [mm]	0,253	0,386
S_{cu} [mm^2]	0,61	0,61
σ [A/mm^2]	5,02	7,54
d [mm]	0,881	0,881

Porovnáním proudových hustot u vinutí obou tlumivek se jeví jako lepší tlumivka na jádře EE 1306. Pro snížení ztrát se jeví jako nejlepší použít kondenzátor 220 nF v kombinaci s tlumivkou na jádře EE 1306. V tomto případě by odlehčovací děj měl být 3,8x delší než vypínání tranzistoru, což by pro naše účely mělo být dostačující.

3.1.6 Dimenzování diod obvodu pro omezení napětového překmitu

Pro zvolení diod D3 a D4 ve schématu na Obr. 3-2 potřebujeme znát střední a maximální hodnotu proudu, který jimi protéká.

Nejdříve se budeme věnovat diodě D3. Tato dioda vede proud pouze v okamžiku nabíjení kondenzátoru. Z teoretického rozboru tohoto zapojení víme, že proud diodou je uvažován jako obdélník s maximální hodnotou proudu I_{1max} trvající $n \cdot t_{vyp}$. Střední hodnotu proudu poté stanovíme následujícím způsobem.

$$I_{D3stř} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{n \cdot t_{vyp}} I_{1max} dt = \frac{I_{1max} \cdot n \cdot t_{vyp}}{T} = \quad (3.51)$$

$$= \frac{22,22 \cdot 3,817 \cdot 83 \cdot 10^{-9}}{12,5 \cdot 10^{-6}} = 0,563 \text{ A}$$

Pro tyto hodnoty proudů byla vybrána dioda SK810. Její základní parametry jsou uvedeny v Tab. 3-7.

Tab. 3-7 Parametry diody SK810 [10]

Parametr	Hodnota
U_{rrm} [V]	100
$I_{stř}$ [A]	8
I_{FRM} [A]	27
I_{FSM} [A]	125
U_f [V]	0,85

Na závěr stanovíme ztráty na diodě D3.

$$P_{ztr} = I_{D3stř} \cdot U_f = 0,563 \cdot 0,85 = 0,478 \text{ W} \quad (3.52)$$

Pro takto malé ztráty nemusíme řešit chlazení diody, protože takovýto ztrátový výkon jsou diody běžně schopny uchládit bez chladiče.

Pro dimenzování diody D4 potřebujeme znát maximální a střední proud. Víme, že diodou poteče pouze rezonanční půlkmit. Díky tomu víme, že maximální proud bude I_{Lmax} . Střední proud stanovíme obdobným způsobem, jako u diody D3.

Při výpočtu střední hodnoty budeme uvažovat záporný proud I_{Lmax} z důvodu, že po sepnutí tranzistoru je bod A posunut do záporného napětí, tzn. kladný průběh proudu I_{D4} odpovídá zápornému rezonančnímu půlkmitu proudu I_c .

$$\begin{aligned}
I_{D4stř} &= \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{4T}{6}} I_{Lmax} \cdot \sin(2\pi \cdot f_r \cdot t) dt = \\
&= \frac{I_{Lmax}}{T} \left[-\frac{\cos(2\pi \cdot f_r \cdot t)}{2\pi \cdot f_r} \right]_{\frac{T}{2}}^{\frac{4T}{6}} = \\
&= \frac{-10,616}{12,5 \cdot 10^{-6}} \left[\frac{-\cos\left(2\pi \cdot 240000 \cdot \frac{4 \cdot 12,5 \cdot 10^{-6}}{6}\right)}{2\pi \cdot 240000} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\cos\left(2\pi \cdot 240000 \cdot \frac{12,5 \cdot 10^{-6}}{2}\right)}{2\pi \cdot 240000} \right] = \\
&= \frac{-10,616}{12,5 \cdot 10^{-6}} [-6,4727 \cdot 10^{-7} - 6,5419 \cdot 10^{-7}] = 1,105 \text{ A}
\end{aligned} \tag{3.53}$$

Pro tyto hodnoty proudů byla vybrána dioda SK510. Její základní parametry jsou uvedeny v Tab. 3-8.

Tab. 3-8 Parametry diody SK510 [11]

Parametr	Hodnota
U_{rrm} [V]	100
$I_{stř}$ [A]	5
I_{FRM} [A]	20
I_{FSM} [A]	100
U_f [V]	0,83

Na závěr stanovíme ztráty na diodě D4.

$$P_{ztr} = I_{D4stř} \cdot U_f = 1,105 \cdot 0,83 = 0,917 \text{ W} \tag{3.54}$$

Pro takto malé ztráty nemusíme řešit chlazení diody, protože takovýto ztrátový výkon jsou diody běžně schopny uchládit bez chladiče.

3.4. Dimenzování výstupních diod

Pro naši spínací frekvenci 80 kHz musíme vybírat z velmi rychlých diod, které mají čas zotavení v rozmezí $t_{rr} = 50$ až 100 ns. Pro správné určení diody budeme potřebovat střední, efektivní a špičkový proud a maximální závěrné napětí.

Střední hodnota proudu je podle vztahu (3.25) $I_{2stř} = 0,2857$ A a efektivní hodnota je podle vztahu (3.26) $I_{2ef} = 0,404$ A. Maximální hodnotu stanovíme následovně.

$$I_{2max} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{2ef}}{\sqrt{1-s}} = \frac{\sqrt{3} \cdot 0,4665}{\sqrt{1-0,5}} = 1,143 \text{ A} \quad (3.55)$$

Při stanovování maximálního závěrného napětí musíme brát v úvahu to, že diody jsou řazeny v sérii, tzn., že napětí zátěže se na nich rozpůlí. Současně musíme uvažovat indukované napětí v sekundárním vinutí v době otevření tranzistoru.

$$U_{rrm} = U_{1max} \frac{N_2}{N_1} + \frac{U_z}{2} = 32 \cdot \frac{33}{6} + \frac{350}{2} = 351 \text{ V} \quad (3.56)$$

Pro tyto parametry volíme diodu UF4005G nebo diodu ze stejné řady a s vyšším závěrným napětím. Ostatní parametry se u diod této řady neliší. Dioda je pouzřena v pouzdře DO-41. V následující tabulce jsou typické hodnoty zvolené diody.

Tab. 3-9 Parametry diody UF4005G [5]

Parametr	Hodnota
U_{rrm} [V]	600
$I_{stř}$ [A]	1
I_{FSM} [A]	30
U_f [V]	1,7
t_{rr} [ns]	75

Pro takto zvolenou diodu ověříme výpočtem její ztrátový výkon. Vzhledem k tomu, že výrobce neuvádí parametr $R_{DS(on)}$ použijeme pro výpočet ztrát zjednodušený vztah.

$$P_{ztr} = I_{2stř} \cdot U_f = 0,2857 \cdot 1,7 = 0,487 \text{ W} \quad (3.57)$$

Ztrátový výkon je poměrně malý, tzn., že dioda nebude potřebovat chladič.

Pro omezení překmitů na diodě bude paralelně k diodě připojen RC článek. Pro jeho návrh vyjdeme ze zvoleného výkonu (typicky 1 – 2 W), pracovní frekvence a stanoveného závěrného napětí na diodě.

$$P = \frac{1}{2} C \cdot U_{rrm}^2 \cdot f \quad (3.58)$$

Vyjádřením získáme vztah, do kterého dosadíme výkon 1,5 W.

$$C = \frac{2P}{f \cdot U_{rrm}^2} = \frac{2 \cdot 1,5}{80 \cdot 10^3 \cdot 350^2} = 306 \text{ pF} \quad (3.59)$$

Kondenzátor zaokrouhlíme na standardní hodnotu 330 pF pro napětí 3 kV. Takto zvolený kondenzátor odpovídá výkonu přibližně 1,65 W. Na stejnou hodnotu

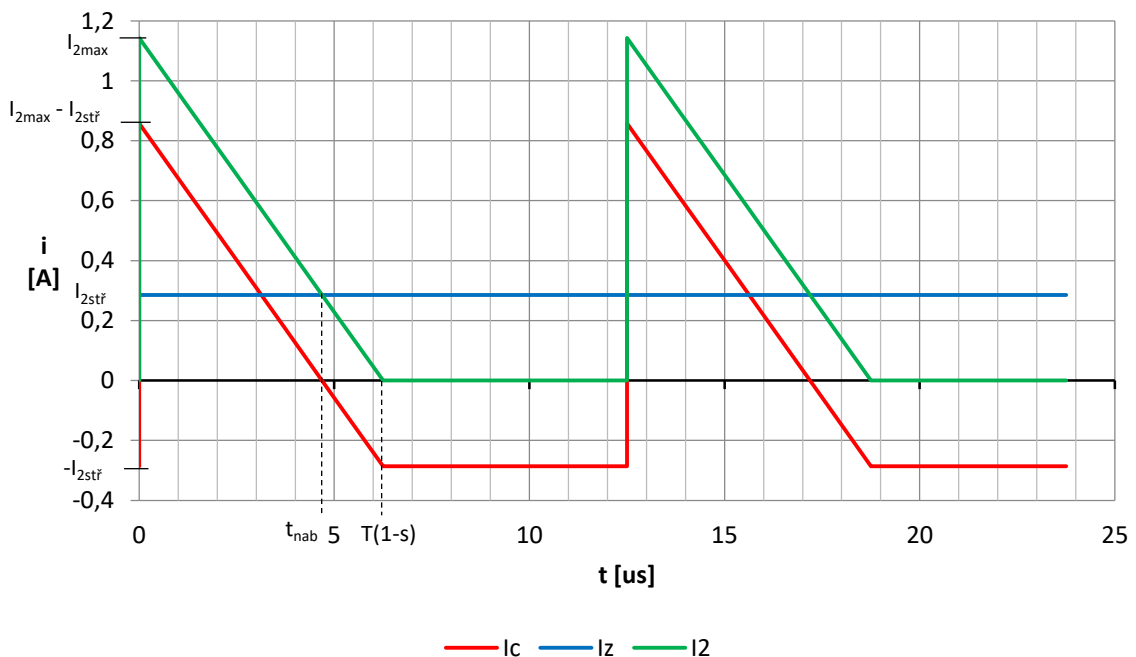
výkonu bude dimenzován i odpor. Jeho hodnota bude zvolena až při realizaci a to tak, aby tlumení bylo kritické. Provedení rezistoru by mělo být metalizované.

3.5. Dimenzování výstupního kondenzátoru

Při návrhu kondenzátoru vycházíme z obecné rovnice pro kondenzátor.

$$C = I_c \frac{\Delta t}{\Delta u} = (I_{2max} - I_{2stř}) \frac{t_{nab}}{2\Delta U} \quad (3.60)$$

Zvlnění výstupního napětí volíme $\Delta U = 10$ V. Pro stanovení času t_{nab} , který reprezentuje dobu po kterou je kondenzátor měničem nabíjen, vyjdeme z následujícího obrázku.



Obr. 3-4 Průběhy proudů na sekundární straně transformátoru

Nabíjecí čas kondenzátoru nyní můžeme získat z podobnosti trojúhelníků podle následujícího vztahu.

$$\frac{I_{2max}}{T(1-s)} = \frac{I_{2max} - I_{2stř}}{t_{nab}} \quad (3.61)$$

Vyjádřením získáme

$$t_{nab} = \frac{T(1-s)(I_{2max} - I_{2stř})}{I_{2max}} = \frac{(1-s)(I_{2max} - I_{2stř})}{f \cdot I_{2max}} = \frac{0,5 \cdot (1,143 - 0,2857)}{80000 \cdot 1,143} = 4,69 \mu s \quad (3.62)$$

Nyní můžeme dosadit do rovnice (3.60).

$$C = (I_{2max} - I_{2stř}) \frac{t_{nab}}{2\Delta U} = (1,143 - 0,2857) \frac{4,69 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10} = \quad (3.63)$$

$$= 201 \text{ nF}$$

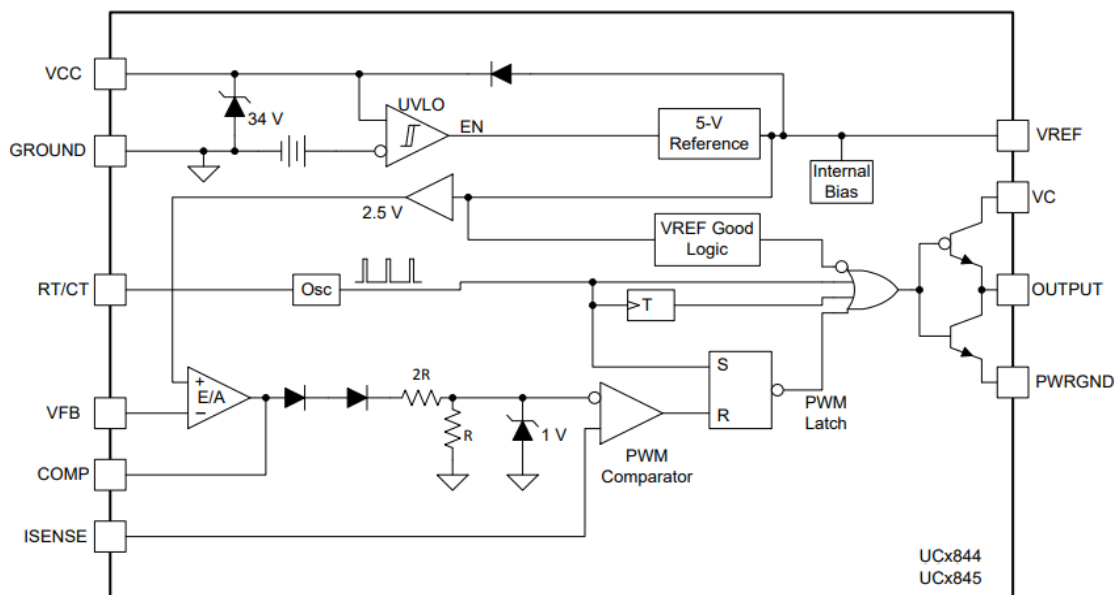
Nyní známe minimální hodnotu kondenzátoru pro dosažení námi požadovaného zvlnění. Vzhledem k tomu, že na tento měnič bude navazovat střídač s vlastními blokovacími kondenzátory (desítky μF), tak nemusíme tuto stanovenou hodnotu dodržet a můžeme použít kondenzátory menší kapacity. Při uvažování rozděleného sekundárního vinutí bude vhodné použít dva kondenzátory stejné hodnoty v sérii a na jejich střed připojit střed sekundárního vinutí s diodou. Kondenzátory si můžeme dovolit zvolit o kapacitě například 100 nF/400 V.

4. ŘÍDICÍ OBVOD

Pro naše požadavky nejlépe vyhovuje použití integrovaného obvodu s minimálním počtem externích součástek. Vhodnou volbou může být např. integrovaný obvod z řady UCx84x firmy Texas Instruments.

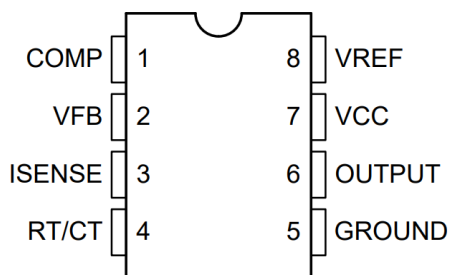
Integrované obvody UCx84x jsou navrženy především pro off-line nebo DC-to-DC aplikace s pevným pracovním kmitočtem. Tyto obvody mají vnitřně realizované podpět'ové ochrany s nízkým spouštěcím proudem. Hlavní částí je PWM komparátor se zpětnovazební regulací proudu. Výstup je přizpůsoben pro řízení N-kanálových MOSFET tranzistorů. Tyto obvody jsou k dispozici v několika pouzdrech, několika variantách podpět'ových ochran, a několika variant maximální střídy. K dispozici jsou tři varianty rozsahu teplot vhodných pro provoz. [12]

Pro naše účely se nejlépe hodí verze UC3845, případně UC3843. Jde o integrované obvody vhodné do prostředí s pracovní teplotou 0 – 70 °C. Rozdíl mezi těmito dvěma obvody je pouze v maximální střídě, kdy UC3845 má maximální střídu 50% a UC3843 až 98%.



Obr. 4-1 Vnitřní zapojení IO UC384x, převzato z [12]

Vnitřní zapojení integrovaného obvodu je na Obr. 4-1. Pro správný návrh externích komponentů je nutné znát parametry jednotlivých pinů, které rozebereme v následujících odstavcích. Pro jednodušší identifikaci pinů je na Obr. 4-2 zobrazené osmipinové pouzdro s popsány piny, ve kterém je IO pouzdřen.



Obr. 4-2 Popis pinů UC384x pro pouzdro SOIC a PDIP, převzato z [12]

Pin COMP slouží buď pro monitoring výstupu chybového zesilovače, nebo přes tento pin můžeme ovlivnit, resp. snížit velikost napětí, čímž se sníží střída. Připojením tohoto pinu k zemi dojde k nastavení nulové střídy a tím k vypnutí tranzistoru. Tuto funkci využijeme pro vypínání obvodu při přepětí na sekundární straně transformátoru.

Pin VFB je invertujícím vstupem chybového zesilovače. Tento pin může být použit obdobným způsobem jako pin COMP s tím rozdílem, že zvyšování napětí na tomto pinu povede ke snižování střídy. Teoreticky by se tento pin dal použít jako elektronický vypínač, kdy stav 0 V znamená sepnuto a stav 5 V znamená vypnuto. Tohoto by se dalo využít v okamžiku, kdy by námi konstruovaný měnič byl měničem záložním.

Pin ISENCE slouží jako napěťový vstup z čidla proudu, kde 1 V odpovídá maximálnímu proudu. Při překročení hodnoty 1 V dojde k okamžitému zkrácení střídy a tím dojde k vypnutí tranzistoru.

Pin RT/CT slouží pro nastavení spínací frekvence pomocí RC článku připojeného mezi Vref a Ground. Doporučené hodnoty rezistoru jsou 5 – 100 kΩ a kondenzátoru 1 – 100 nF. Těmito kombinacemi lze dosáhnout frekvence až 500 kHz.

Pin VREF je napěťový zdroj přesného referenčního napětí 5V určený především pro připojení RC článku určujícího spínací frekvenci.

Pin VCC slouží pro připojení napájecího napětí. Obvody UC3845 a UC3843 vyžadují napájecí napětí v rozmezí 10 – 28 V.

Pin OUTPUT slouží pro připojení gate tranzistoru. Je doporučeno použít rezistor R_G odpovídající požadavkům daného tranzistoru. Tento pin je schopen dodat proudový impuls až 1 A. [12]

Celkové schéma zapojení je uvedeno v příloze 1.

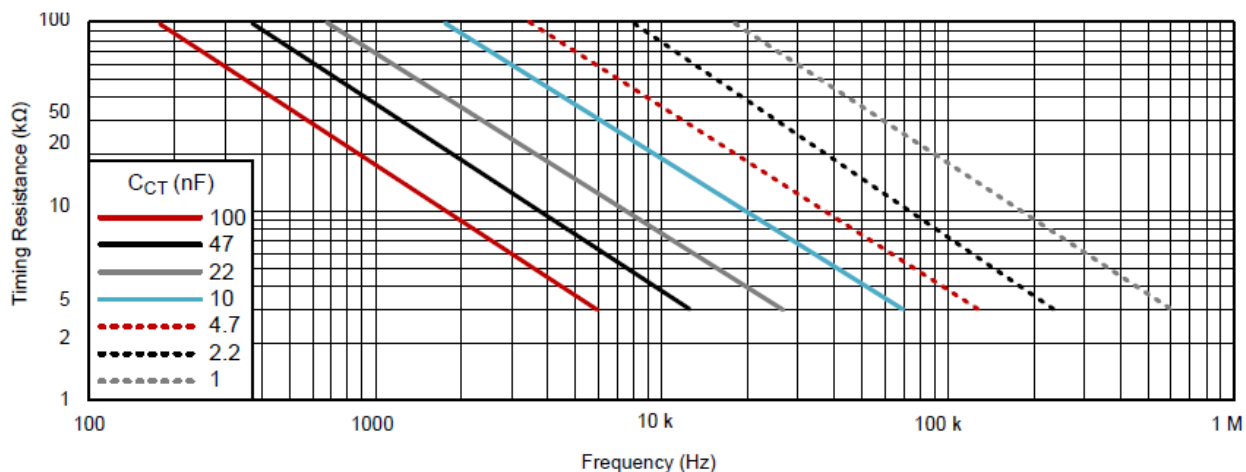
4.1. Nastavení spínací frekvence pomocí R_T a C_T

Při stanovování součástek vyjdeme z vlastností integrovaného obvodu. V našem případě bude vhodné zvolit hodnotu C_T a pomocí požadované frekvence dopočítat hodnotu rezistoru R_T . Podle datasheetu [12] je vhodné volit kondenzátor C_T menší. V našem případě volíme $C_T = 1$ nF a hodnotu rezistoru stanovíme z následující rovnice, ve které musíme uvažovat dvojnásobnou frekvenci, protože obvod UC3845 obsahuje děličku, díky které je použitelná střída maximálně 50 %.

$$2 \cdot f = \frac{1,72}{R_T \cdot C_T} \Rightarrow R_T = \frac{1,72}{2 \cdot f \cdot C_T} = \frac{1,72}{2 \cdot 80000 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = \quad (4.1)$$

$$= 10,75 \text{ k}\Omega$$

Druhou možností jak získat hodnoty potřebných součástek je odečtení z grafu na Obr. 4-3.



Obr. 4-3 Závislost odporu R_T na frekvenci, převzato z [12]

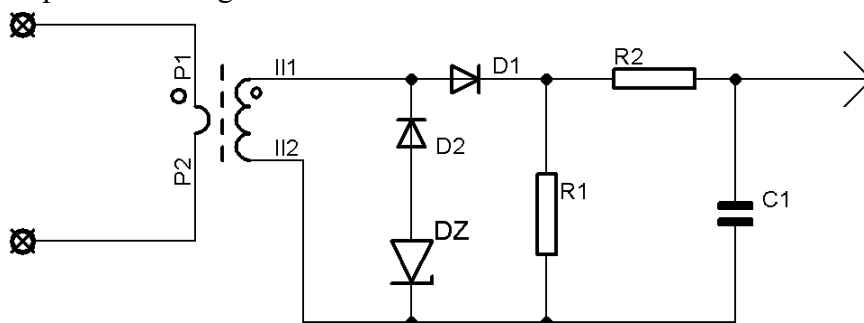
Výsledná hodnota rezistoru R_T bude tvořena dvěma rezistory a při oživování zapojení bude hodnota těchto rezistorů doladěna (vlivem tolerance kondenzátoru) tak aby frekvence odpovídala našim požadavkům.

4.2. Návrh snímače proudu

Varianty snímače proudu jsou vzhledem k ceně dvě.

První možností je použití bočnicku. Víme, že při maximálním proudu chceme získat napětí 1 V. V případě, že bychom zvolili bočník takový, aby při maximálním proudu na něm byl úbytek 1 V, tak bychom zmenšili napětí připadající na primární cívku transformátoru. To by vedlo ke snížení napětí na sekundární straně, což nechceme. Z tohoto důvodu bychom museli volit bočník malé velikosti a získané napětí zesilovat. Tato varianta by nám ale celé zapojení rozšířila o zesilovač a několik pasivních členů, což je proti našim požadavkům na minimální velikost a cenu.

Druhou možností je použití impulsního proudového transformátoru s několika součástkami. Použité schéma zapojení je na Obr. 4-4. Z tohoto zapojení je zřejmé, že napětí na bočníku R_1 je nenulové v okamžiku sepnutí tranzistoru. Při vypnutí tranzistoru probíhá demagnetizace diodou D_Z .



Obr. 4-4 Schéma zapojení proudového transformátoru

Při návrhu vyjdeme ze zvoleného počtu sekundárních závitů $N_2 = 50$ z. Primární vinutí bude jednozávitové. Pro stanovení odporu bočnicku musíme nejdříve stanovit maximální sekundární proud.

$$I_{2max} = I_{1max} \frac{N_1}{N_2} = 22,22 \frac{1}{50} = 0,444 \text{ A} \quad (4.2)$$

Nyní můžeme stanovit odpor bočnicku pomocí Ohmova zákona.

$$R_1 = \frac{U}{I_{2max}} = \frac{1}{0,444} = 2,25 \text{ } \Omega \quad (4.3)$$

Realizaci tohoto bočnicku ponecháme do praktické části.

Nyní potřebujeme znát parametry diod D1 a D2, které volíme BAT43. Jejich parametry jsou uvedeny v Tab. 4-1.

Tab. 4-1 Parametry diody BAT43 [13]

Parametr	Hodnota
U_{rrm} [V]	30
$I_{stř}$ [A]	0,2
I_{FRM} [A]	0,5
I_{FSM} [A]	4
U_f [V]	0,65

Dále budeme potřebovat parametry jádra, které použijeme pro proudový transformátor. Jádro volíme ze hmoty CF139 a velikost T1405. Potřebné parametry jádra jsou v Tab. 4-2.

Tab. 4-2 Parametry jádra T1405 [14]

Parametr	Hodnota
S_{Fe} [mm ²]	12,1
S_o [mm ²]	54,1
$S_o S_f$ [mm ⁴]	654
B_{sat} [T]	0,39
A_L [nH z ⁻²]	900

Nyní můžeme ověřit, zda jsme zvolili sekundární počet závitů dostatečný.

$$N_2 \gg \frac{U + U_f}{I_{1max} \cdot A_L} T \cdot s_{max} = \quad (4.4)$$

$$= \frac{1 + 0,65}{22,22 \cdot 900 \cdot 10^{-9}} 12,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 = 0,52 \text{ z.}$$

$$N_2 > \frac{U + U_f}{B_{max} \cdot S_{Fe}} T \cdot s_{max} = \quad (4.5)$$

$$= \frac{1 + 0,65}{0,39 \cdot 12,1 \cdot 10^{-6}} 12,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 = 2,19 \text{ z.}$$

Z rovnice (4.4) vidíme, že jsme zvolili stonásobek sekundárních závitů, čímž je zajištěna 1 % chyba měření způsobená magnetizačním proudem transformátoru.

Splněním rovnice (4.5) je zaručeno nepřesycování jádra transformátoru.

Pro kompletní návrh chybí už jen stanovení minimálního napětí Zenerovy diody a jejího ztrátového výkonu.

$$U_{ZD} = (U + U_f) \frac{s_{\max}}{1 - s_{\max}} = (1 + 0,65) \frac{0,5}{1 - 0,5} = 1,65 \text{ V} \quad (4.6)$$

$$P_{ZD} = (U + U_f)^2 \frac{T \cdot s_{\max}^2}{2 \cdot N_2^2 \cdot A_L} =$$

$$= (1 + 0,65)^2 \frac{12,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5^2}{2 \cdot 50^2 \cdot 900 \cdot 10^{-9}} = 1,89 \text{ mW} \quad (4.7)$$

Při volbě Zenerovy diody budeme volit Zenerovu diodu s napětím vyšším, než nám vyšlo v rovnici (4.6). Tím bude zajištěna včasná demagnetizace transformátoru.

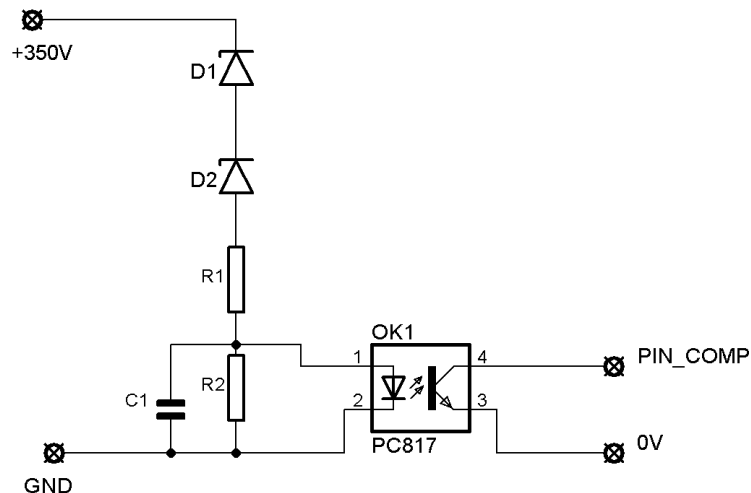
Pro omezení vlivu rušení je vhodné použít RC člunek. Pro tento člunek volíme časovou konstantu $\tau = 560 \text{ ns}$ a kapacitu kondenzátoru $C_1 = 560 \text{ pF}$. Rezistor R_2 dopočítáme pomocí následující rovnice.

$$R_2 = \frac{\tau}{C_1} = \frac{560 \cdot 10^{-9}}{560 \cdot 10^{-12}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (4.8)$$

4.3. Návrh napěťové zpětné vazby

Pro zamezení nekontrolovatelného růstu výstupního napětí nad zadanou hodnotu využijeme vlastnost obvodu UC384x, kdy pomocí optočlenu budeme připínat k zemi pin COMP, čímž dojde k vypnutí celého obvodu až do okamžiku poklesu výstupního napětí na zadanou hodnotu.

Zapojení je provedeno podle schématu na Obr. 4-5.



Obr. 4-5 Schéma zapojení napěťové zpětné vazby

Pro stanovení hodnot rezistorů v děliči potřebujeme znát parametry optočlenu PC817, které jsou uvedeny v Tab. 4-3.

Tab. 4-3 Parametry optočlenu PC817 [15]

Parametr	Hodnota
U_f [V]	1,2
I_f [mA]	5
U_{cemax} [V]	60
I_c [mA]	50

Vzhledem k vysokému výstupnímu napětí vložíme mezi dělič a měřené napětí Zenerovy diody o napětí $U_{ZD1} = 200$ V a $U_{ZD2} = 120$ V. Díky tomuto opatření bude v děliči méně ztrát na rezistorech. V tuto chvíli víme, že vstupní napětí děliče je $U_1 = 30$ V a požadované napětí na výstupu je $U_f = 1,2$ V.

Při výpočtu budeme uvažovat dělič zatížený LED diodou optočlenu. Pro zjednodušení si nahradíme LED diodu ve jmenovitém bodě rezistorem, jehož hodnotu získáme z Ohmova zákona.

$$R_D = \frac{U_f}{I_f} = \frac{1,2}{0,005} = 240 \Omega \quad (4.9)$$

Hodnotu rezistoru R_2 volíme na hodnotu $R_2 = 1$ k Ω . Nyní můžeme stanovit velikost rezistoru R_1 .

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{U_z - U_{ZD1} - U_{ZD2}}{U_f} \cdot \frac{R_D \cdot R_2}{R_D + R_2} - \frac{R_D \cdot R_2}{R_D + R_2} = \\ &= \frac{350 - 200 - 120}{1,2} \cdot \frac{240 \cdot 1000}{240 + 1000} - \frac{240 \cdot 1000}{240 + 1000} \quad (4.10) \\ &= 4645 \Omega \Rightarrow 4,7 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Nyní máme navržený celý dělič. Pro omezení rušení použijeme kondenzátor $C_1 = 33$ nF.

5. NÁVRH A REALIZACE DPS

V této kapitole se budeme věnovat realizaci jednotlivých komponent dle návrhů v předchozích kapitolách a jejich uvedením do provozu včetně doladění spínací frekvence.

5.1. Vinuté součástky

Vzhledem k požadavku na minimální velikost jsou všechny vinuté součástky navrženy ručně. Jednotlivé navržené parametry jsou uvedeny v Tab. 5-1.

Tab. 5-1 Navržené parametry vinutí a reálné parametry vinutí

	Počet závitů		Vypočtené průřezy vodičů [mm ²]		Použité vodiče [mm]		Jádro + kostra
	Primár	Sekundár	Primár	Sekundár	Primár	Sekundár	
TR1	6 z.	2x33 z.	2,27 mm ²	0,117 mm ²	90 x 0,2 mm	0,45 mm	CF139, ETD2910
TR2	1 z.	50 z.	-	0,011 mm ²	1,38 mm	0,375 mm	T1405
L1	4 z.		1,73 mm ²		70x0,15 mm		CF139, EE1306

Pro všechna vinutí o průměru větším než je dvojnásobek hloubky vniku jsou použity vodiče vhodné pro vysokofrekvenční transformátory. Vodiče o menším průměru jsou pouze s lakovou izolací. V transformátorech TR1 a TR2 jsou jednotlivé vrstvy vinutí od sebe izolovány transformátorovou páskou.

Po navinutí byly u transformátorů TR1 a TR2 upraveny vzduchové mezery tak, aby se naměřená indukčnost primárního vinutí blížila k indukčnosti vypočtené. Vzduchová mezera je tvořena vrstvami pásky, kterou se izolovaly jednotlivé vrstvy vinutí. Záznam z tohoto měření je v Tab. 5-2.

Tab. 5-2 Vypočtené a naměřené indukčnosti primárních vinutí TR1 a TR2

	Vypočtená	Naměřená
	L [uH]	L [uH]
TR1	5,06	5
TR2	1,99	2

5.2. Deska plošných spojů

V návrhu jsou kombinovány součástky THT a SMD. Základní myšlenkou je silovou část provést pomocí THT součástek (v SMD verzi buď nejsou vyráběny, nebo by musely být nahrazeny větším množstvím součástek, např. elektrolytické kondenzátory). Výstupní část je provedena také z THT součástek, k tomuto vedlo lepší chlazení RCD obvodů a bezproblémové zajištění izolační pevnosti. SMD součástky jsou použity pouze v zapojení řídicího obvodu.

Z důvodů skladové dostupnosti byly při realizaci vyměněny kondenzátory C_{41} a C_{42} za kondenzátory stejného typu o kapacitě 100 pF. Touto úpravou se změnil

parametry odlehčovacího obvodu diod. Z tohoto důvodu provedeme následující výpočet.

$$P = \frac{1}{2} C \cdot U_{rrm}^2 \cdot f = \frac{1}{2} \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 350^2 \cdot 80 \cdot 10^3 = \quad (5.1)$$

$$= 0,5 \text{ W}$$

Z rovnice (5.1) vyplývá, že při ožívování můžeme vybírat ze standardních THT rezistorů s povolenou výkonovou ztrátou 0,5W.

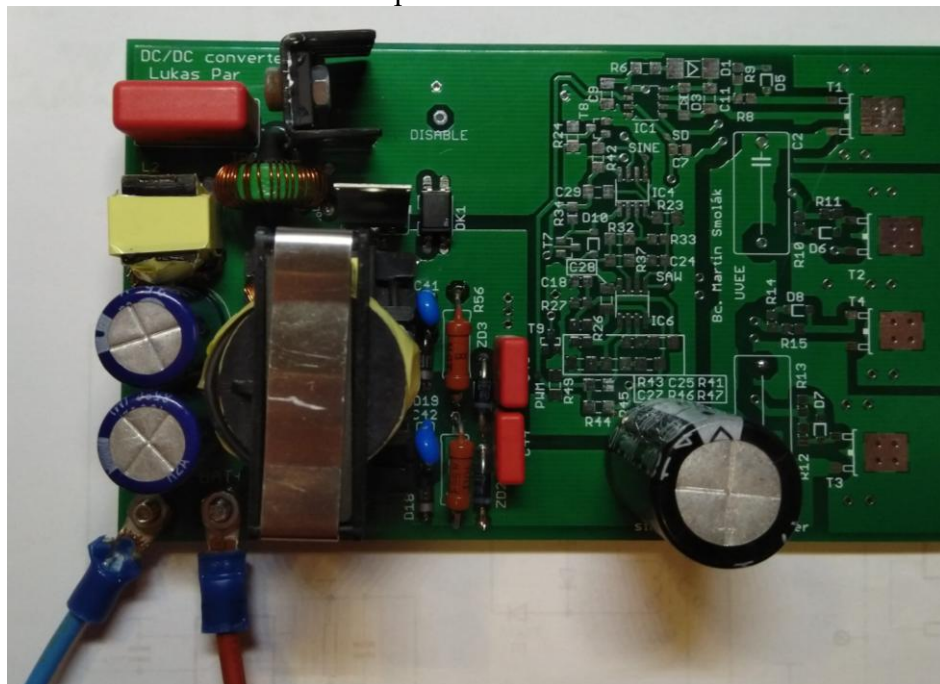
Při osazování diody DZ_1 je nutno splnit podmínku, která říká, že musíme použít Zenerovu diodu o napětí minimálně 1,65 V. S přihlédnutím k požadavku krátké demagnetizace proudového transformátoru použijeme Zenerovu diodu o napětí 12 V.

Seznam použitých součástek a jejich pouzder je v příloze 6. Tato příloha respektuje veškeré změny součástek při osazování a ožívování.

Veškeré návrhy schémat a plošného spoje jsou provedeny v programu EAGLE. Vzhledem k tomu, že je požadováno vytvoření jednoho zařízení sestávajícího z měniče navrhovaného v této práci a střídače (navrhován v jiné diplomové práci), bude DPS obsahovat obě části. Při návrhu se vycházelo z požadavku na šířku desky 73 mm, délka není omezená.

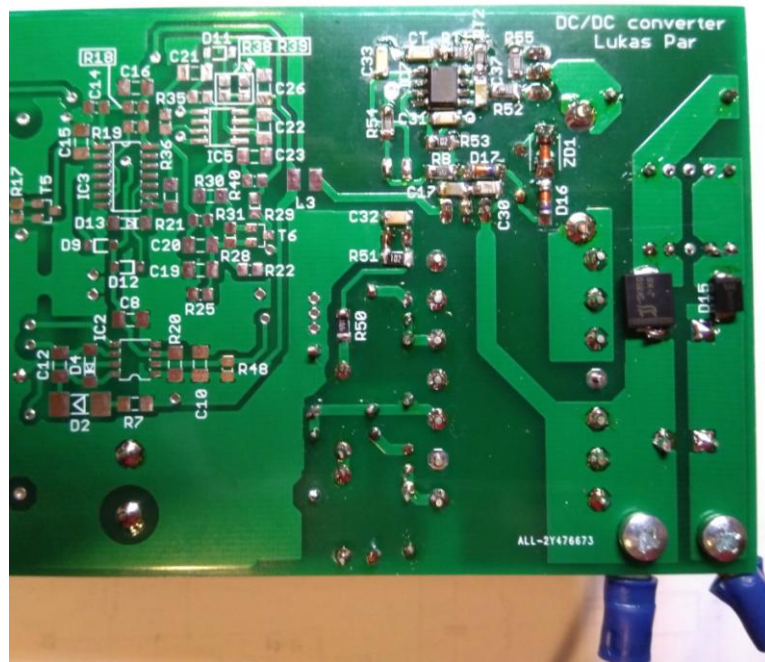
Deska je navržena jako dvouvrstvá, z důvodu uvedeného výše. Dokumenty nutné pro výrobu a následné osazení jsou uvedeny v příloze 1 až 5. Jejich součástí je i navazující střídač.

Na Obr. 5-1 je vyfocena DPS ze strany top. Osazení desky je již kompletní včetně velkého kondenzátoru na vstupu střídače.



Obr. 5-1 Osazená DPS - strana top

Na Obr. 5-2 je vyfocena osazená DPS ze strany bottom. K desce jsou připojeny napájecí vodiče od baterií.



Obr. 5-2 Osazená DPS - strana bottom

První zapnutí proběhlo po celkovém osazení s výjimkou odporů R_{56} a R_{57} . Pro omezení špičkových, nebo v horším případě zkratových proudů, byl vložen rezistor s odporem $6,66 \Omega$ 15 W mezi kladnou svorku měniče a kladný pól baterie. Na výstupu měniče nebyla připojena žádná zátěž s výjimkou kondenzátoru o kapacitě $100 \mu\text{F}$. Pro první spuštění byl k zařízení připojen osciloskop.

6. OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ

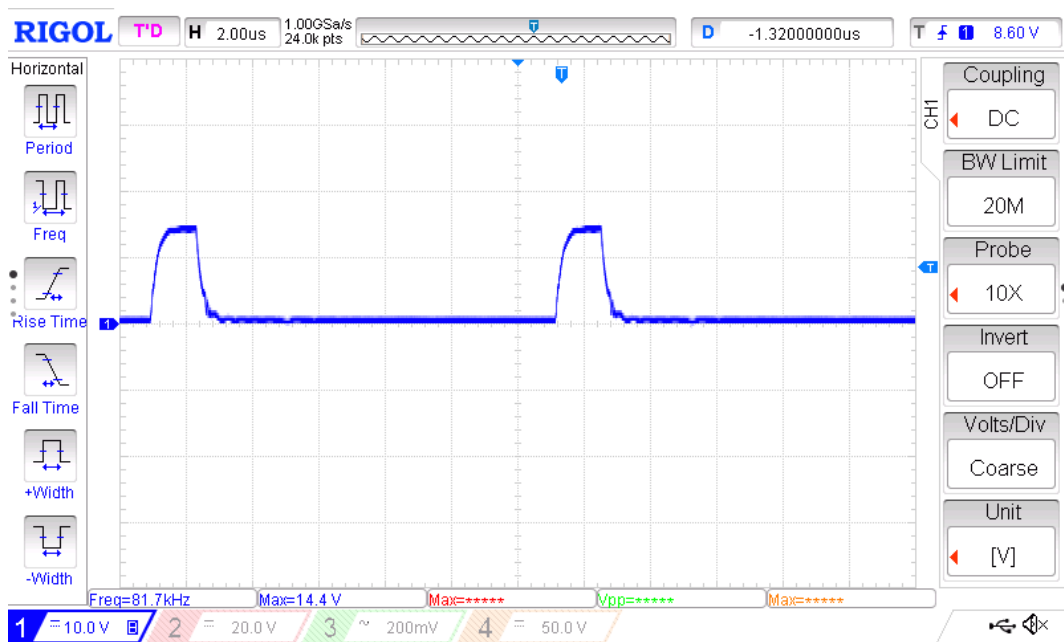
V této kapitole se budeme věnovat měření základních průběhů v měničích při několika základních stavech.

Měření byla provedena ve třech stavech, pro měnič naprázdno, poloviční zátěž (cca 55 W) a téměř maximální zátěž (cca 94 W). Pro lepší přehlednost budou jednotlivá měření rozdělena do podkapitol.

6.1. Ověření pracovní frekvence

Pro ověření spínací frekvence byl osciloskopem změřen průběh napětí. Spínací frekvenci jsme navrhli 80 kHz a z toho důvodu bylo nutné lehce upravit hodnoty součástek R_{T1} , R_{T2} a C_T . Pro jednoduchost změny byla ponechána hodnota kondenzátoru $C_T = 1$ nF a změněny byly pouze rezistory na hodnoty $R_{T1} = 10$ k Ω a $R_{T2} = 1,2$ k Ω .

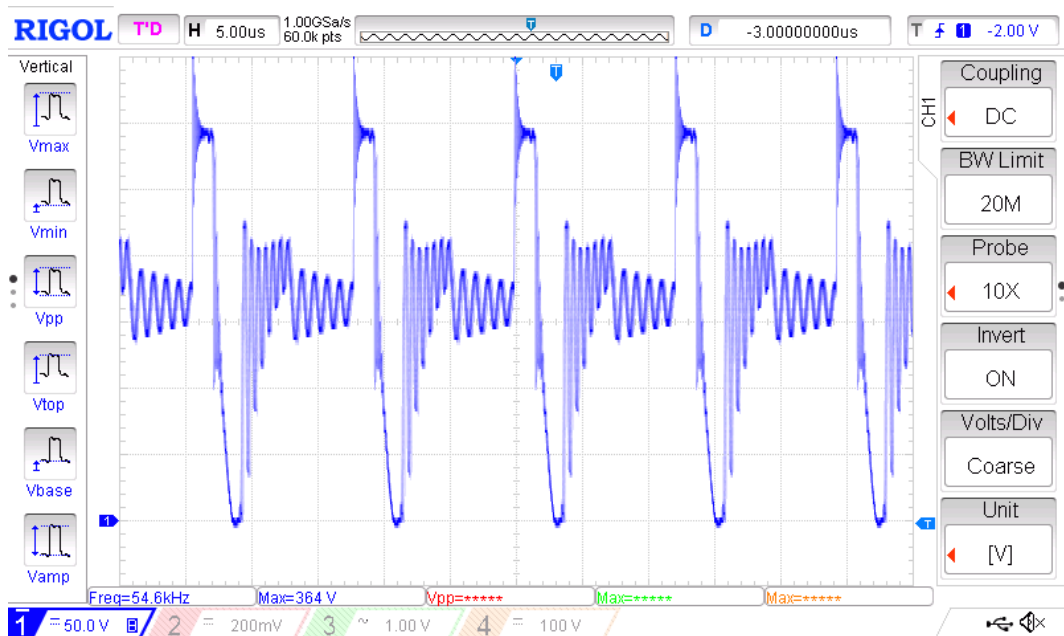
Po provedení úprav rezistorů bylo zopakováno měření. Záznam je na Obr. 6-1. Modrý průběh je průběhem napětí U_{GS} . Při tomto měření byla změřena spínací frekvence $f = 80,6$ kHz, která je již blízká k naší zvolené.



Obr. 6-1 Průběh U_{GS}

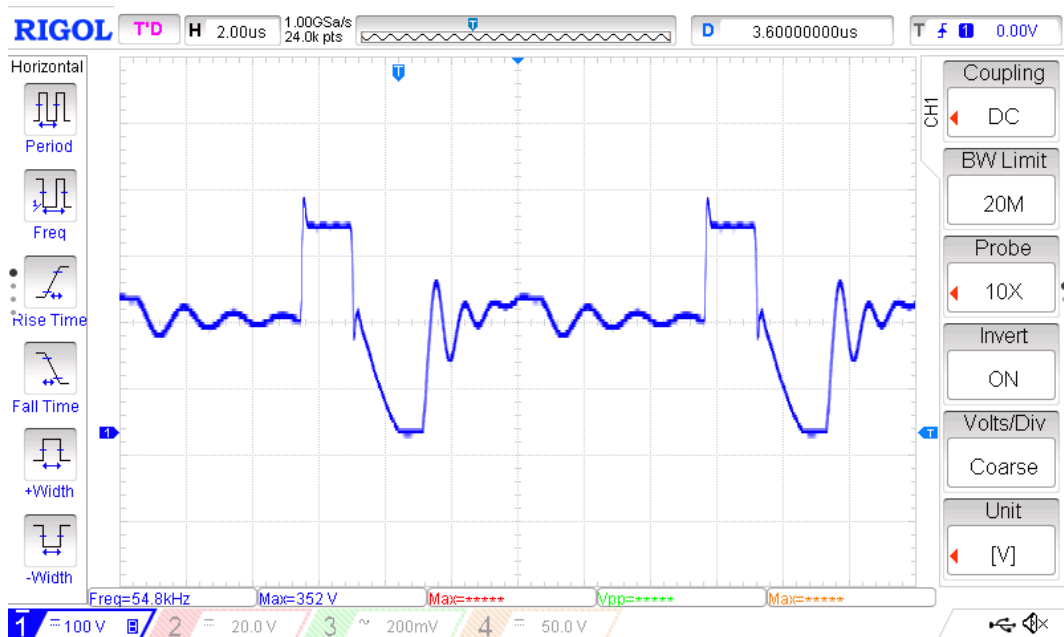
6.2. Nastavení RC členů na výstupních diodách

Dalším kontrolovaným průběhem jsou průběhy na výstupních usměrňovacích diodách. Pro zjednodušení měření uvažujeme, že průběhy jsou na obou diodách stejné. Na Obr. 6-2 je zobrazen napěťový průběh na diodě bez použití RC členu.

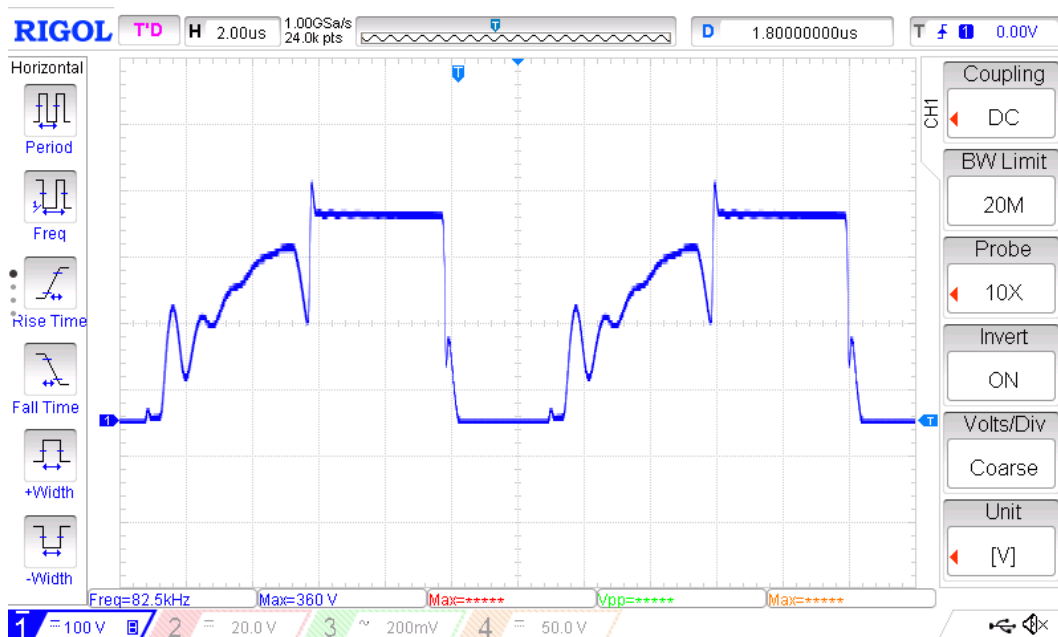


Obr. 6-2 Průběh napětí na usměrňovací diodě

Překmitky na diodě byly pomocí připojování rezistorů RC členu omezeny na přijatelnou hodnotu. Výslednou hodnotou rezistorů R_{56} a R_{57} jsme zvolili 560 Ω . Na Obr. 6-3 je zaznamenán průběh napětí na diodě při použití RC členu. V tomto případě je měnič naprázdno.



Obr. 6-3 Průběh napětí na usměrňovací diodě s RC článkem



Obr. 6-4 Průběh napětí na usměrňovací diodě s RC článkem při zatížení



Obr. 6-5 Průběh napětí na usměrňovací diodě s RC článkem při plném zatížení

Na Obr. 6-4 je pro ověření zobrazen průběh napětí na usměrňovací diodě s RC členem při zatížení měniče na 60 W. Na tomto průběhu je vidět, že rezistory R_{56} a R_{57} jsme zvolili vhodně.

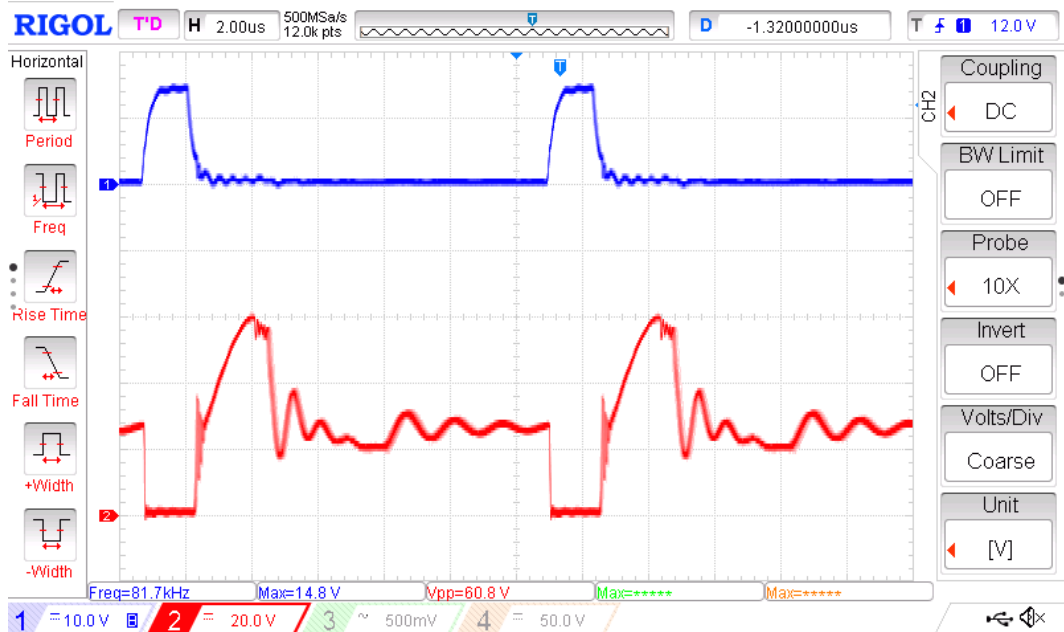
Na Obr. 6-5 je zobrazen průběh napětí na usměrňovací diodě při plném zatížení.

Průběh napětí na diodách je při všech zatíženích podobný. V okamžiku, kdy je napětí nulové, jsou diody otevřené a probíhá demagnetizační děj. Po jeho dokončení se diody uzavírají a napětí se přechodovým dějem dostává na napětí, které odpovídá polovině výstupního napětí. Následný nárůst napětí k hodnotě

340 V je způsoben sepnutím tranzistoru a magnetizací transformátoru. Po vypnutí tranzistoru klesá napětí k nule a začínají vést sekundární diody a celý děj se opakuje.

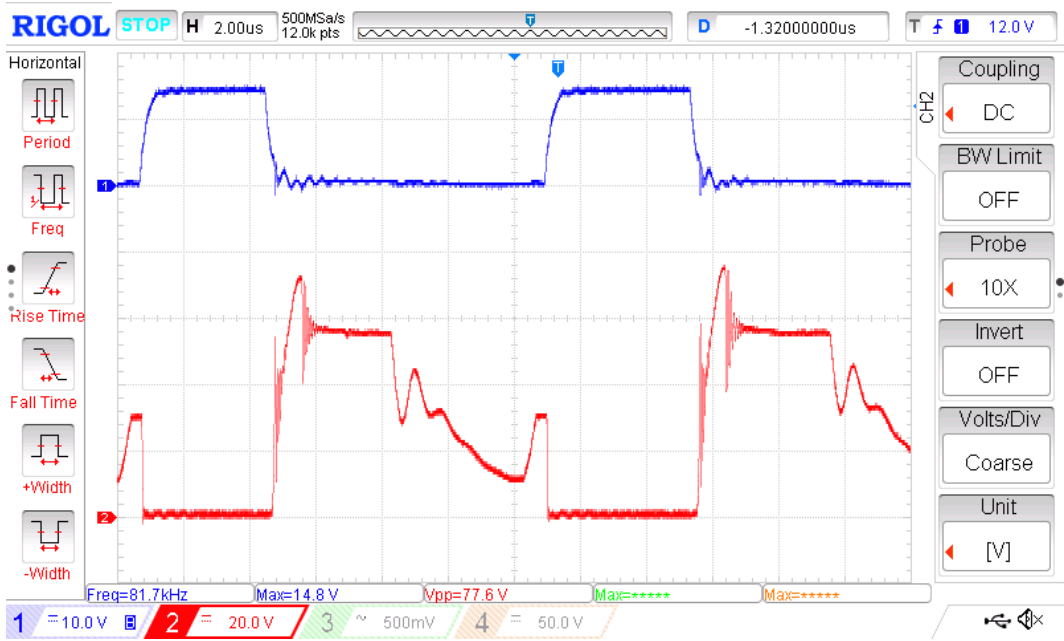
6.3. Měření průběhů U_{GS} a U_{DS}

Na Obr. 6-6, Obr. 6-7 a Obr. 6-8 jsou zobrazeny modře průběh U_{GS} a červeně průběh U_{DS} .

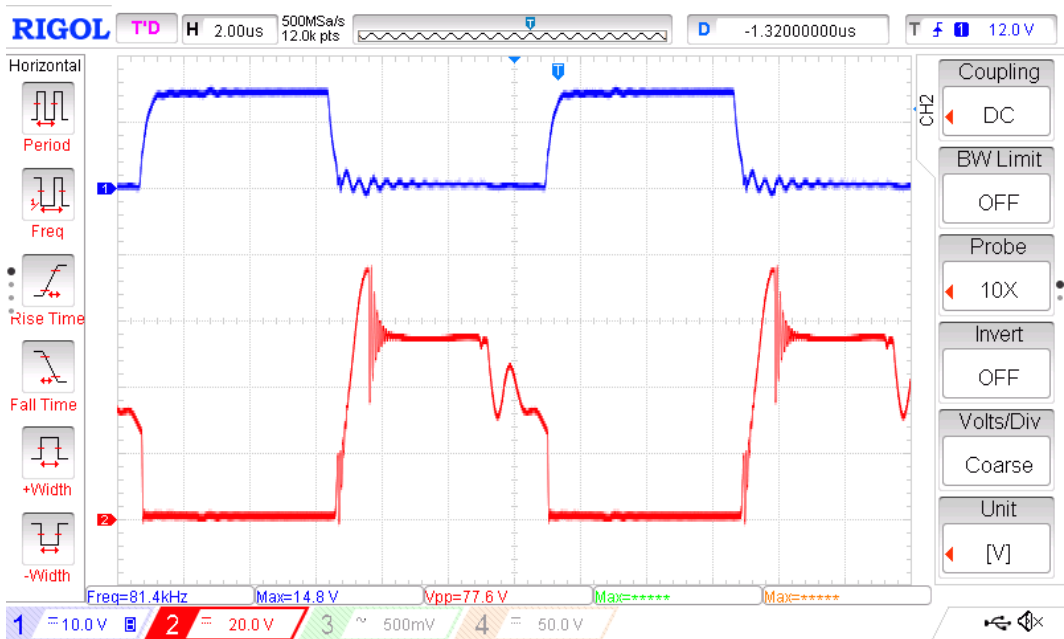


Obr. 6-6 Průběhy U_{GS} a U_{DS} ve stavu naprázdno

Z průběhů U_{GS} zobrazených na Obr. 6-6, Obr. 6-7 a Obr. 6-8 vidíme, že spínání tranzistoru probíhá podle očekávání. Z průběhů U_{DS} vidíme, že ve stavu naprázdno dosahuje napěťový překmit hodnoty 60 V, což odpovídá hodnotě navržené v návrhu. Při zvýšení zatížení se na vypínajícím se tranzistoru objeví překmit až 78 V, který se následně ustálí na 58 V a po demagnetizaci transformátoru sekundárním vinutím napětí na tranzistoru klesá na hodnotu napětí baterie.



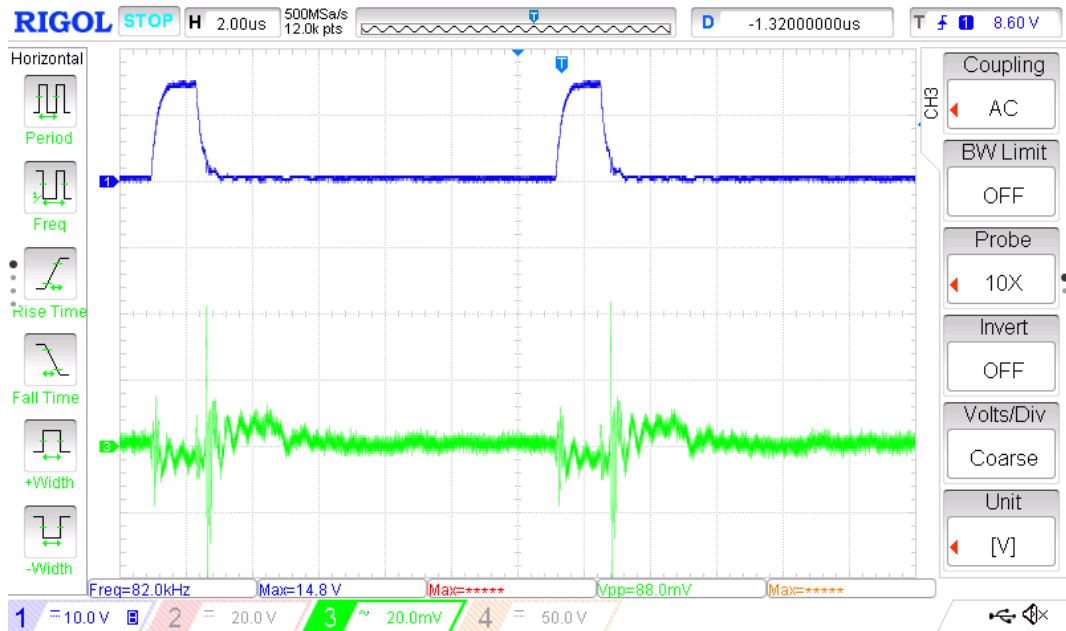
Obr. 6-7 Průběhy U_{GS} a U_{DS} při poloviční zátěži



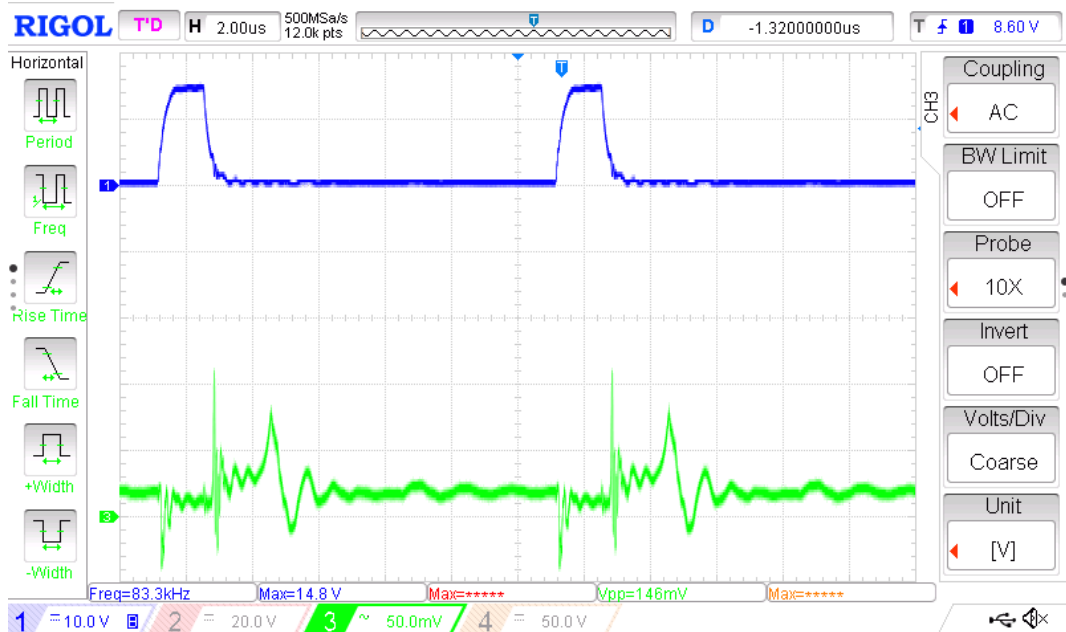
Obr. 6-8 Průběhy U_{GS} a U_{DS} při plné zátěži

6.4. Měření zvlnění výstupního napětí

Na Obr. 6-10, Obr. 6-12 a Obr. 6-14 jsou průběhy modře U_{GS} a zeleně zvlnění výstupního napětí.

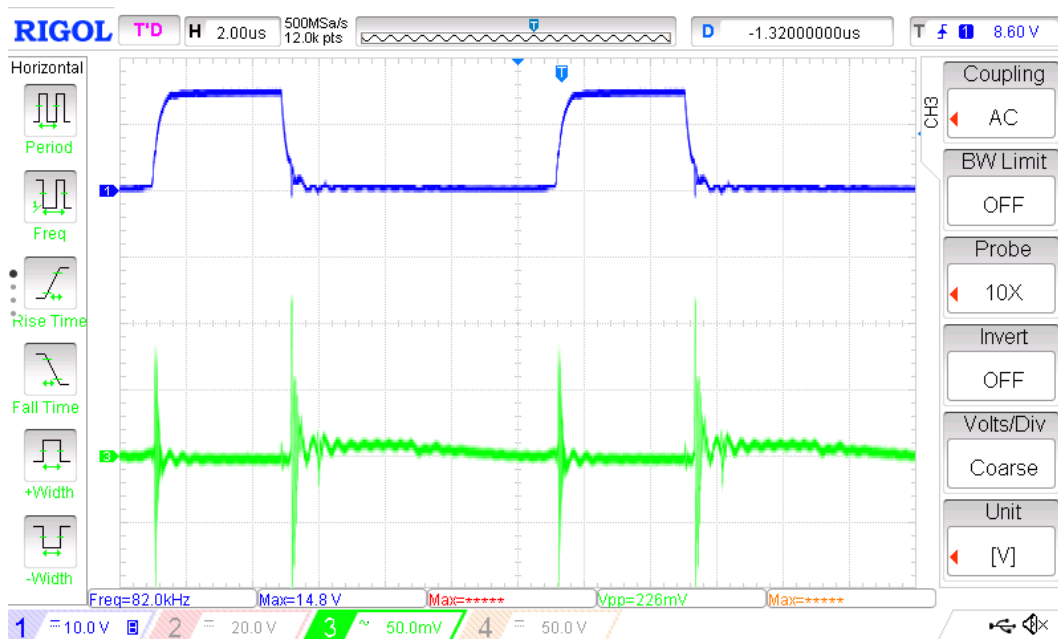


Obr. 6-9 Průběh U_{GS} a rušení na výstupní zemi

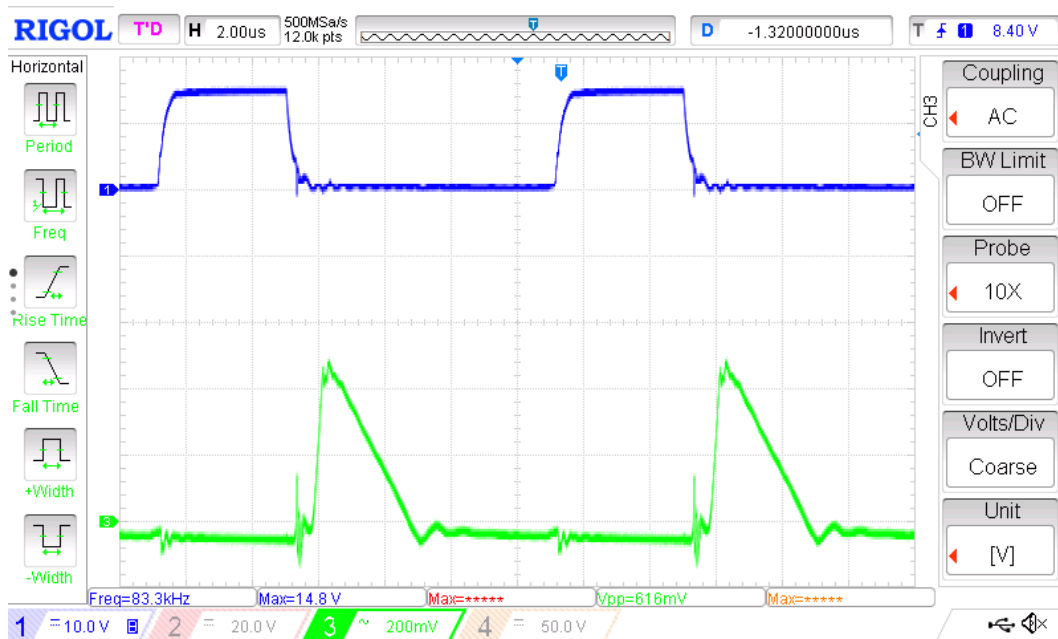


Obr. 6-10 Průběh U_{GS} a zvlnění výstupního napětí

Na Obr. 6-10 je zobrazeno zvlnění výstupního napětí. Pro správnou interpretaci je nutné odečíst rušení zaznamenané na Obr. 6-9. Současně byla změřena hodnota výstupního napětí $U = 342$ V. Zvlnění je v tomto případě přibližně 80 mV.

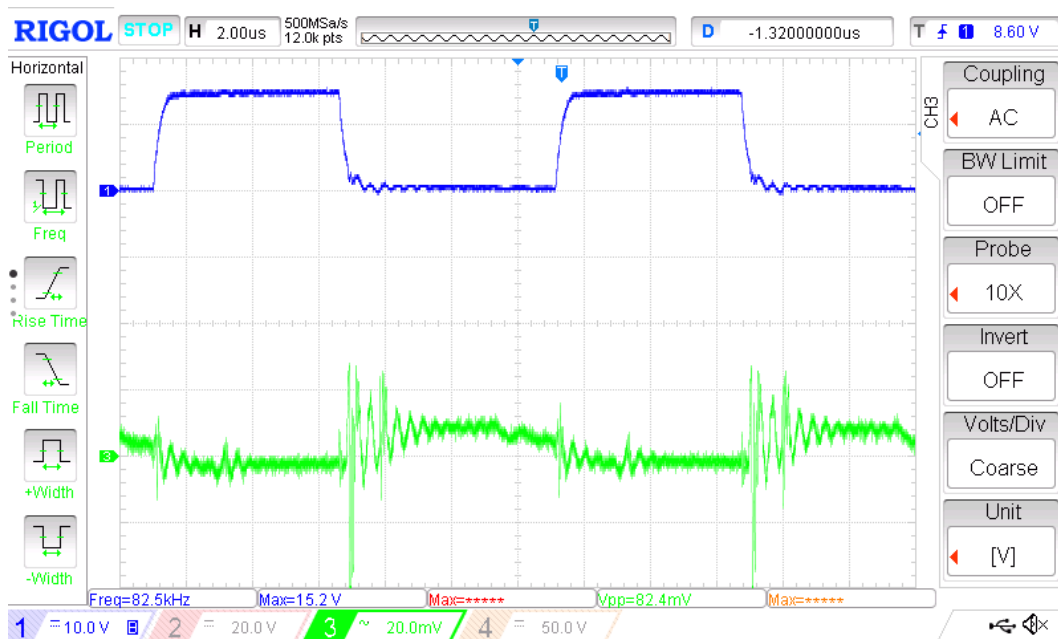


Obr. 6-11 Průběh U_{GS} a rušení na výstupní zemi

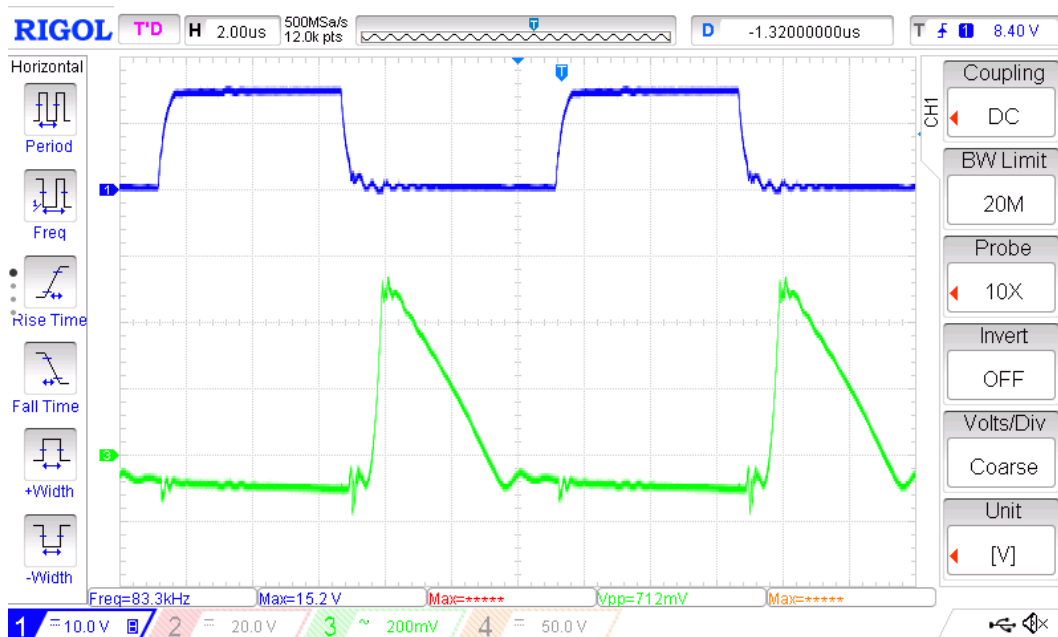


Obr. 6-12 Průběh U_{GS} a zvlnění výstupního napětí při poloviční zátěži

Na Obr. 6-12 je zobrazeno zvlnění při polovičním zatížení. Pro správnou interpretaci je nutné odečíst rušení zaznamenané na Obr. 6-11. Zvlnění dosahuje hodnoty přibližně 600 mV. Výstupní napětí je při tomto zatížení $U = 344$ V.



Obr. 6-13 Průběh U_{GS} a rušení na výstupní zemi

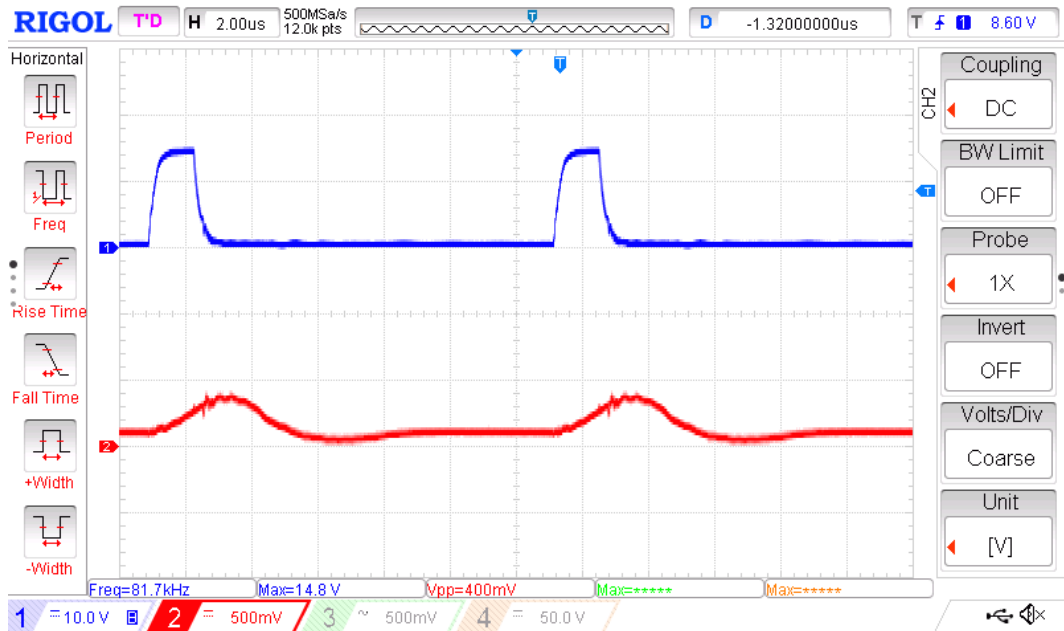


Obr. 6-14 Průběh U_{GS} a zvlnění výstupního napětí ve stavu plného zatížení

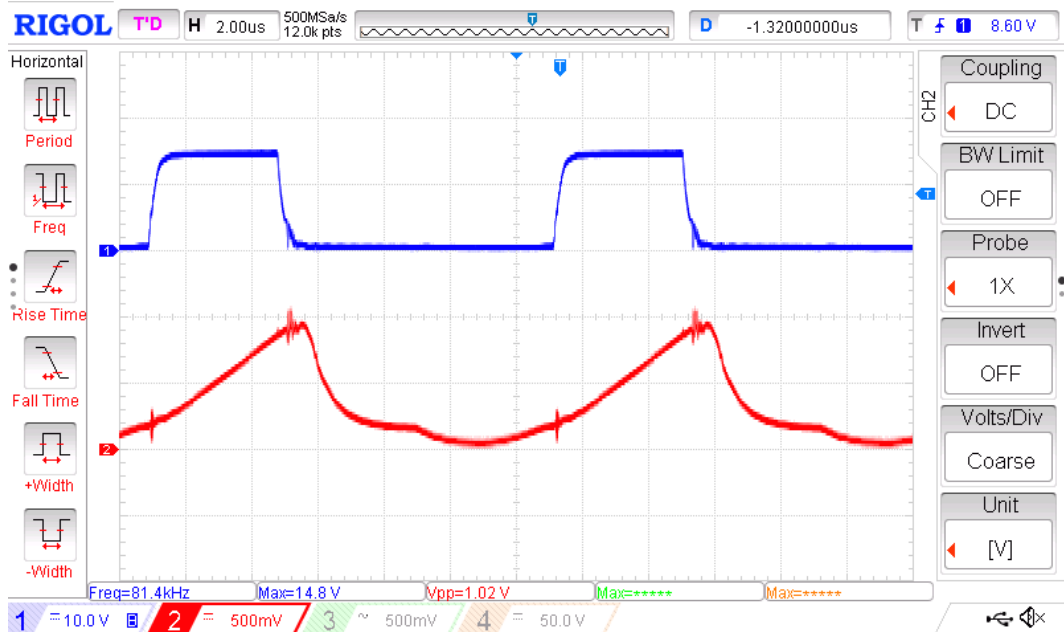
Na Obr. 6-14 je zobrazeno zvlnění při maximální zátěži. Pro správnou interpretaci je nutné odečíst rušení zaznamenané na Obr. 6-13. Zvlnění dosahuje hodnoty přibližně 650 mV. Výstupní napětí při tomto zatížení pokleslo na hodnotu $U = 324$ V.

6.5. Měření proudové informace na pinu 3 IO

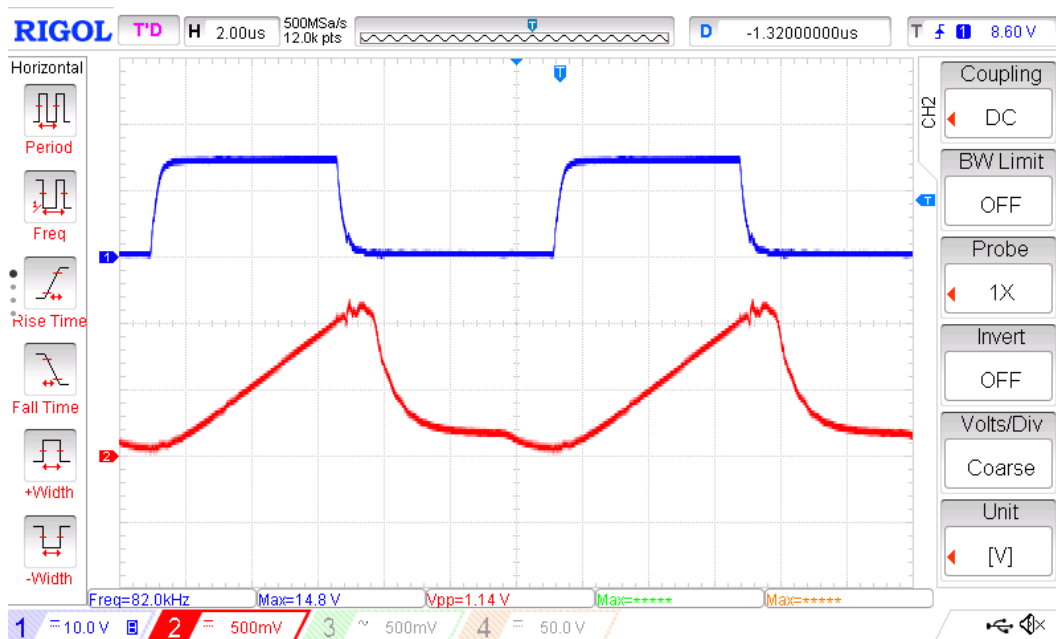
Na Obr. 6-15, Obr. 6-16 a Obr. 6-17 jsou zachyceny průběhy napětí U_{GS} (modře) a průběh na pinu Isence (červeně, pin 3) integrovaného obvodu UC3845.



Obr. 6-15 Průběh na pinu Isence naprázdno



Obr. 6-16 Průběh na pinu Isence při polovičním zatížení



Obr. 6-17 Průběh na pinu Isence při plném zatížení

Na Obr. 6-15 je zachycen průběh proudu při stavu naprázdno. Z tohoto průběhu lze pěkně vidět zaoblení způsobené RC členem vloženým mezi vstup integrovaného obvodu a výstup proudového transformátoru. Tento článek bychom ale neměli vynechat, protože filtruje rušení, které by mohlo vést k nechtěnému ovlivňování integrovaného obvodu.

Na Obr. 6-16 je zachycen průběh při polovičním zatížení. Průběh odpovídá průběhu uvažovanému při návrhu a zkreslení RC článkem je v tomto případě zanedbatelné.

Na Obr. 6-17 je zachycen průběh při plném zatížení. Z tohoto průběhu lze vidět, že měnič pracuje na hranici maximální střidy, protože přibližně v čase vypnutí tranzistoru dosahuje napěťový signál z proudového čidla hraniční hodnoty 1 V.

6.6. Měření účinnosti

Poslední kapitolou je měření účinnosti. Měření proběhlo ve třech základních stavech, naprázdno, s přibližně poloviční zátěží a s téměř maximálním zatížením. Naměřené údaje jsou v Tab. 6-1.

Tab. 6-1 Naměřené hodnoty pro stanovení účinnosti měniče

U_1	I_1	P_1	U_2	I_2	P_2	n
V	A	W	V	A	W	-
25,4	0,19	4,82	342	0	0	
25,0	2,54	63,50	336	0,173	58,12	91,54
24,5	3,97	98,06	330	0,285	94,05	95,91

Ve stavu naprázdno je odběr měniče 4,82 W. Při polovičním zatížení, které přibližně odpovídá uvažovanému zatížení střídačem, dosahuje odběr měniče 63,5 W. V tomto stavu dosahuje měnič účinnosti téměř 91,5 %.

Plného zatížení nebylo dosaženo z důvodů tolerancí jednotlivých prvků zátěže a nestabilitě odporu vlivem rostoucí teploty. Z těchto důvodů je účinnost měřena při zatížení $P_2 = 94,05$ W. Účinnost pro toto zatížení vychází téměř 96 %.

Jednotlivé hodnoty byly měřeny několika přístroji. Sekundární napětí bylo měřeno pomocí osciloskopu RIGOL DS1074Z, primární napětí bylo měřeno multimetrem CEM DT-3343T. Pro měření proudu byly použity multimetry UNI-T UT53 a UNI-T UT33C. Z důvodu rozdílných přesností multimetrů měřících proud byly multimetry vzájemně vyměňovány a naměřené hodnoty byly srovnány.

7. ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout 100 W měnič se vstupním napětím 24 V a výstupním 350 V. Vzhledem k požadavku na minimální velikost a cenu byl zvolen blokující měnič. Pro snížení závěrného napětí na výstupní diodě bylo sekundární vinutí navrženo jako dvě vinutí zapojená do série, přičemž na každé vinutí připadá jedna dioda a tím je závěrné napětí diod poloviční oproti původnímu stavu.

Pro vyhovění požadavku velikosti zařízení je v kapitole 3.1 popsán návrh transformátoru včetně kroků vedoucích ke zvolení pracovní frekvence na hodnotu 80 kHz a transformátoru ETD2910.

K tranzistoru na primární straně měniče je vhodně navržen obvod snižující přepětí na tranzistoru během jeho vypínání. Je zvolena variant LC článku laděného do rezonance, který má minimální ztráty. Návrh je v kapitole 3.3.

Při návrhu kondenzátoru na sekundární straně transformátoru se uvažovalo s tím, že na vstupu navazujícího střídače budou použity kondenzátory o velké kapacitě. Vzhledem k tomuto předpokladu je výstupní kondenzátor realizován dvěma malými kondenzátory, které tvoří kapacitní dělič pro dosažení stejnoměrného rozložení napětí na obou sekundárních vinutích.

Řídicí obvod je použit UC3845, ale může být nahrazen obvodem UC3843. Tento obvod vyžaduje pro svoji správnou funkčnost minimum externích součástek. Zpětná vazba je napěťová a zajišťuje nepřekročení maximálního napětí na výstupu měniče. Střída PWM je u těchto obvodů řízena proudovou zpětnou vazbou. V našem případě je proud snímán proudovým transformátorem s napěťovým výstupem, kde napětí 1 V odpovídá maximálnímu dovolenému proudu. V případě potřeby se činnost tohoto obvodu dá ovládat jedním ze vstupů pomocí 5 V signálu, kdy 5 V znamená vypnutý měnič.

Po vyrobení a osazení DPS byly při oživení upraveny hodnoty odporů určujících spínací frekvenci a byly vybrány odpory pro omezení napěťového překmitu na usměrňovacích diodách. Celý postup výroby a oživení je probrán v kapitolách 5 a 6.

V kapitole 6 jsou provedena ověřovací měření. Tato měření byla provedena pro tři stavy měniče – naprázdno, při polovičním zatížení a při plném zatížení. Použitá zátěž byla odporová a byla sestavena tak, aby se dala jednoduše rozdělit na dvě části. Vlivem teplotní závislosti a tolerance jednotlivých prvků odpovídala maximální zátěž přibližně 94 W. Jako poslední byla změřena účinnost měniče. Při zatížení 58 W je účinnost 91,5 % a při zatížení 94W účinnost vzroste na hodnotu 95,9 %.

Pro snížení namáhání baterie vlivem impulsního odběru proudu by bylo vhodné mezi měnič a baterii vložit LC filtr. Tento filtr by se navrhoval odhadem indukčnosti filtrační tlumivky a následně dopočítáním potřebné kapacity kondenzátoru.

Literatura

- [1] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] Datasheet jádra ETD2910 [online]. Semic Trade [cit. 2018-11-18]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7183/lj-etd2910-cf139-13afd6.pdf
- [3] Datasheet kostry pro jádro ETD2910 [online]. Semic Trade [cit. 2018-11-18]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7291/lj-etd2910vp-14p-1s-cf-0c6213.pdf
- [4] Datasheet IPP075N15N3 G [online]. Mouser electronics [cit. 2018-11-19]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-IPP075N15N3_G-DS-v02_06-en-522812.pdf
- [5] Datasheet UF4005G [online]. MIC [cit. 2018-11-20]. Dostupné z: <http://micindia.com:8080/micindia/resource/wcm/pdfs/UF4001G%20-%20UF4007G.pdf>
- [6] Datasheet jádra EE1306 [online]. Semic Trade [cit. 2018-11-26]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7178/lj-e-1306-cf138-a2f9cd.pdf
- [7] Datasheet kostry pro jádro EE1306 [online]. Semic Trade [cit. 2018-11-26]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7311/lj-e-1306v-10p-1s-cf-29836d.pdf
- [8] Datasheet jádra EE1304 [online]. Semic Trade [cit. 2018-11-26]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7176/lj-e-1304-cf139-3db2c3.pdf
- [9] Datasheet kostry pro jádro EE1304 [online]. Semic Trade [cit. 2018-11-26]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7415/lj-e-1304v-6p-1s-bf-8dbcc5.pdf
- [10] Datasheet diody SK810 [online]. GM Electronic [cit. 2018-11-27]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.920-063.1.pdf>
- [11] Datasheet diody SK510 [online]. GM Electronic [cit. 2018-11-27]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.920-062.1.pdf>
- [12] Datasheet UCx84x Current-Mode PWM Controllers [online]. Texas Instruments [cit. 2018-11-30]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3844.pdf>
- [13] Datasheet diody BAT43 [online]. GM Electronics [cit. 2018-12-01]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.223-067.1.pdf>

- [14] Datasheet jádra T1405 [online]. Semic Trade [cit. 2018-12-01]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7268/lj-t-1405c-cf139-087ca3.pdf
- [15] Datasheet optočlenu PC817 [online]. GM Electronics [cit. 2018-12-01]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.523-052.1.pdf>

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

DPS	Deska plošných spojů
FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
UVEE	Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
VUT	Vysoké učení technické v Brně
DPS	Deska plošných spojů
THT	Trough hole technology
SMD	Surface mounted device

Symbols:

A_L	Konstanta feritového jádra	[nHz ⁻²]
B	Magnetická indukce	[T]
C	Kapacita kondenzátoru	[F]
C_{in}	Vstupní kapacita tranzistoru	[F]
C_T	Kondenzátor pro nastavení pracovní frekvence	[F]
D	Dioda	
d_1	Průměr primárního vodiče	[mm]
d_2	Průměr sekundárního vodiče	[mm]
f	Pracovní frekvence	[Hz]
f_r	Rezonanční kmitočet	[Hz]
H_{Fe}	Intenzita magnetického pole ve feromagnetiku	[Am ⁻¹]
H_v	Intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře	[Am ⁻¹]
i_1	Primární okamžitý proud	[A]
i_2	Sekundární okamžitý proud	[A]
i_c	Proud kondenzátorem	[A]
I_{cef}	Efektivní proud kondenzátorem	[A]
$I_{Dstř}$	Střední proud diodou	[A]
I_{FRM}	Opakovatelný špičkový proud diodou	[A]
I_{FSM}	Neopakovatelný špičkový proud diodou	[A]
I_{Lef}	Efektivní proud tlumivkou	[A]

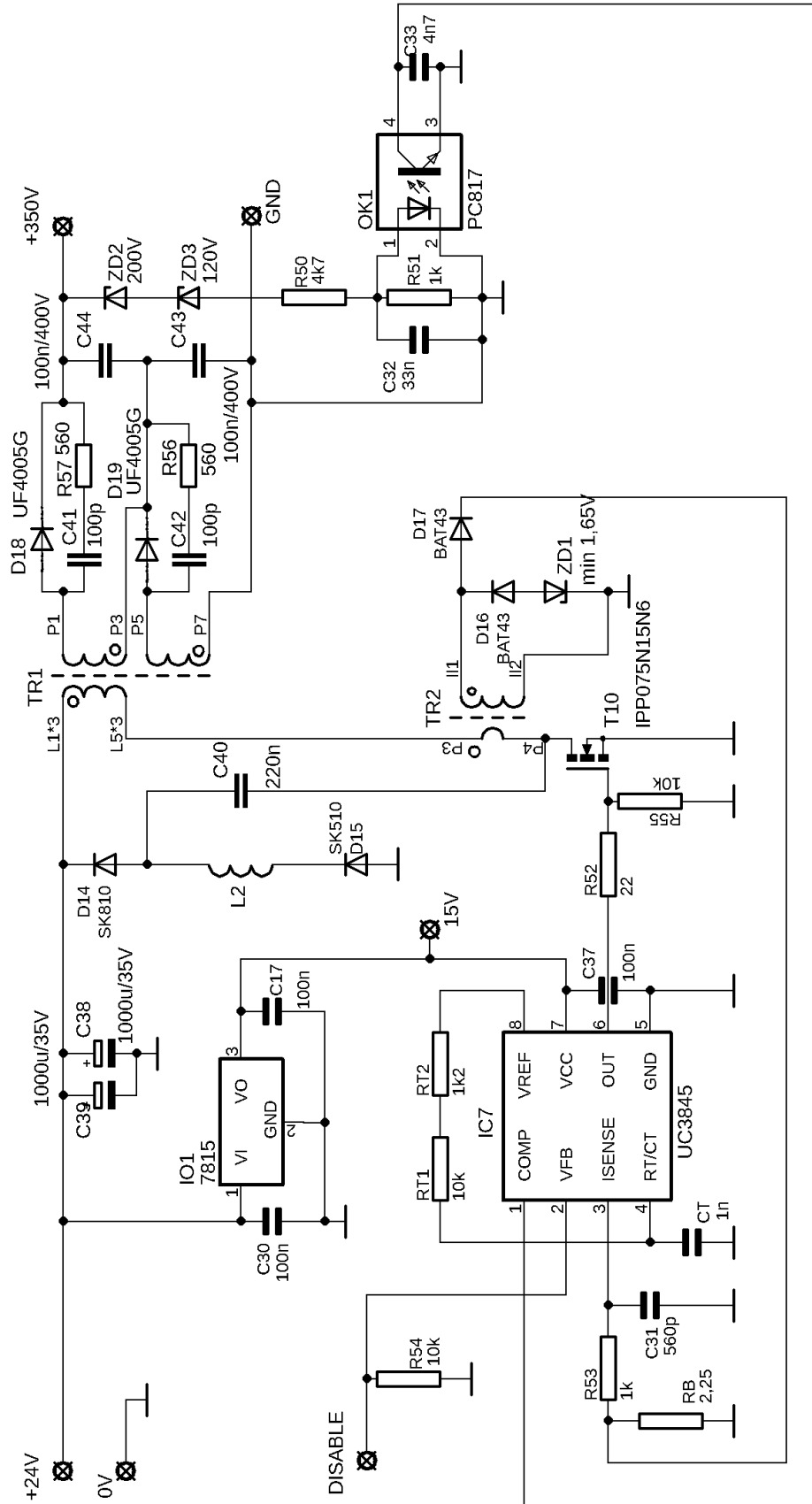
I_{Lmax}	Maximální proud tlumivkou	[A]
I_z	Proud zátěží	[A]
I_1	Primární pracovní proud	[A]
I_2	Sekundární pracovní proud	[A]
k_{pcu}	Činitel plnění mědi	[-]
L_1	Indukčnost primární cívky	[H]
L_1	Indukčnost tlumivky	[H]
L_2	Indukčnost sekundární cívky	[H]
l_{Fe}	Délka střední siločáry feromagnetika	[mm]
l_v	Délka vzduchové mezery	[mm]
L_σ	Rozptylová indukčnost transformátoru	[H]
N_1	Počet primárních závitů	[z]
N_2	Počet sekundárních závitů	[z]
$P_{přep}$	Přepínací ztráty	[W]
P_{ved}	Ztráty vedením	[W]
P_z	Zvolený maximální výkon měniče	[W]
P_{ZD}	Dovolený ztrátový výkon Zenerovy diody	[W]
P_{ztr}	Ztrátový výkon	[W]
$R_{DS(on)}$	Odpor kanálu sepnutého tranzistoru nebo odpor diody ve vodivém stavu	[Ω]
R_T	Rezistor pro nastavení pracovní frekvence	[Ω]
R_z	Odpor zátěže	[Ω]
$R_{\theta JC}$	Tepelný odpor přechodu polovodič-pouzdro	[KW ⁻¹]
s	střída	[-]
S_1	Průřez primárního vinutí	[mm ²]
S_2	Průřez sekundárního vinutí	[mm ²]
S_{cu}	Průřez vodiče	[mm ²]
S_{Fe}	Průřez železného jádra transformátoru/tlumivky	[mm ²]
S_o	Průřez okna jádra	[mm ²]
T	Perioda	[s]
t_d	Čas demagnetizace	[s]
T_H	Teplota chladiče	[°C]

t_{nab}	Nabíjecí čas kondenzátoru	[s]
T_o	Teplota okolí	[°C]
t_{on}	Doba sepnutí tranzistoru	[s]
t_{rr}	Recovery time diody	[s]
t_{vyp}	Vypínací čas tranzistoru	[s]
t_{vyp}	Vypínací doba tranzistoru	[s]
t_{zap}	Zapínací čas tranzistoru	[s]
u_1	Primární okamžité napětí	[V]
u_2	Sekundární okamžité napětí	[V]
U_{ce}	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru	[V]
U_d	Napětí baterie	[V]
U_{DS}	Napětí D-S tranzistoru	[V]
U_f	Prahové napětí diody	[V]
U_{rrm}	Maximální závěrné napětí diody	[V]
U_x	Napětí bodu A	[V]
U_z	Napětí zátěže	[V]
U_{ZD}	Napětí Zenerovy diody	[V]
W	Energie	[J]
W_{off}	Vypínací energie tranzistoru	[J]
Z	Obečná impedance	[Ω]
δ	Hloubka vniku při vlivu skin efektu	[mm]
ΔU	Zvlnění výstupního napětí	[V]
μ_0	Permeabilita vakua	[Hm ⁻¹]
μ_{Fe}	Relativní permeabilita	[-]
σ	Proudová hustota	[A/mm ²]
Φ	Magnetický tok	[Wb]
Ψ	Spřažený magnetický tok	[Wb]

Seznam příloh

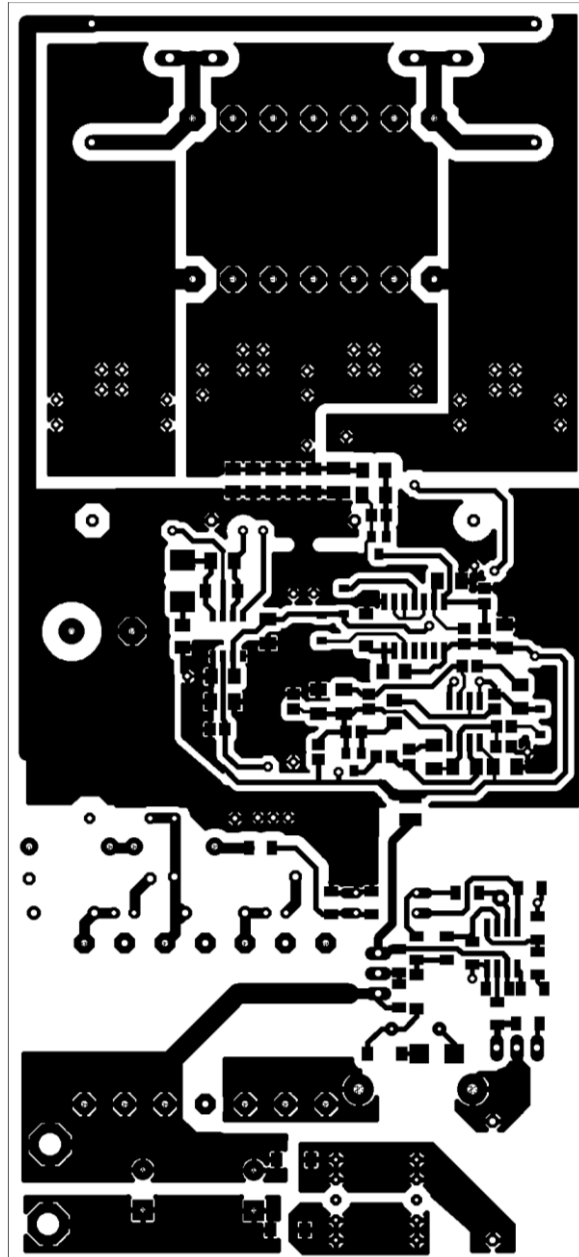
Příloha 1 - Celkové schéma zapojení měniče	61
Příloha 2 - Plošný spoj – strana bottom	62
Příloha 3 - Plošný spoj – strana top	63
Příloha 4 - Osazovací plán – strana bottom	64
Příloha 5 - Osazovací plán – strana top	65
Příloha 6 - Seznam součástek	66

Příloha 1 - Celkové schéma zapojení měniče



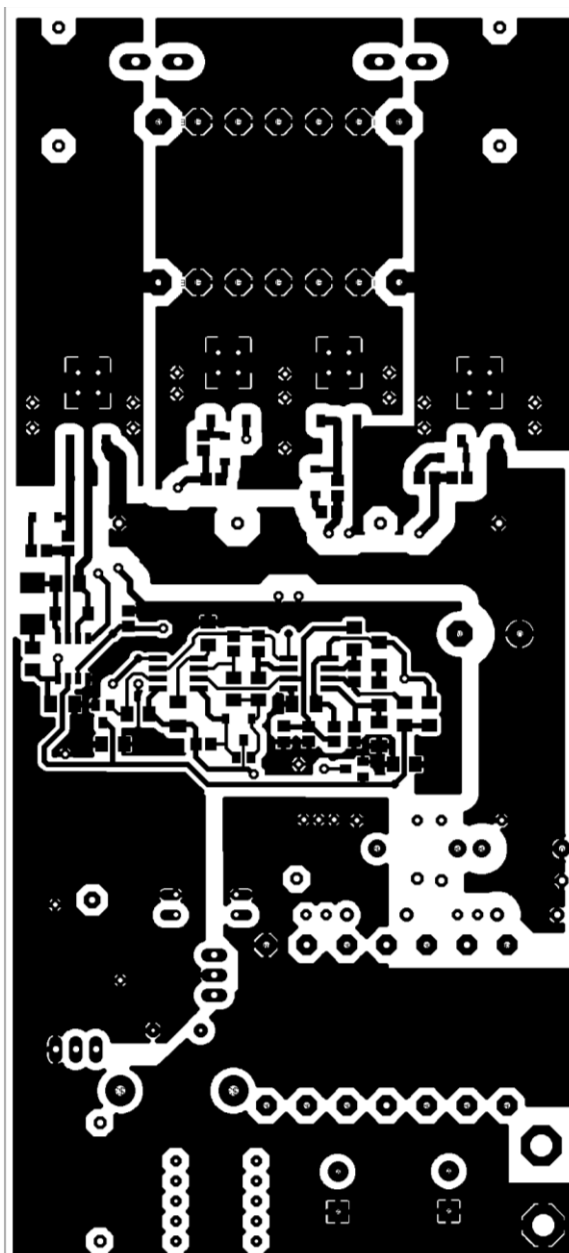
Příloha 2 - Plošný spoj – strana botám

Zapojení navazujícího střídače je podle starého návrhu.



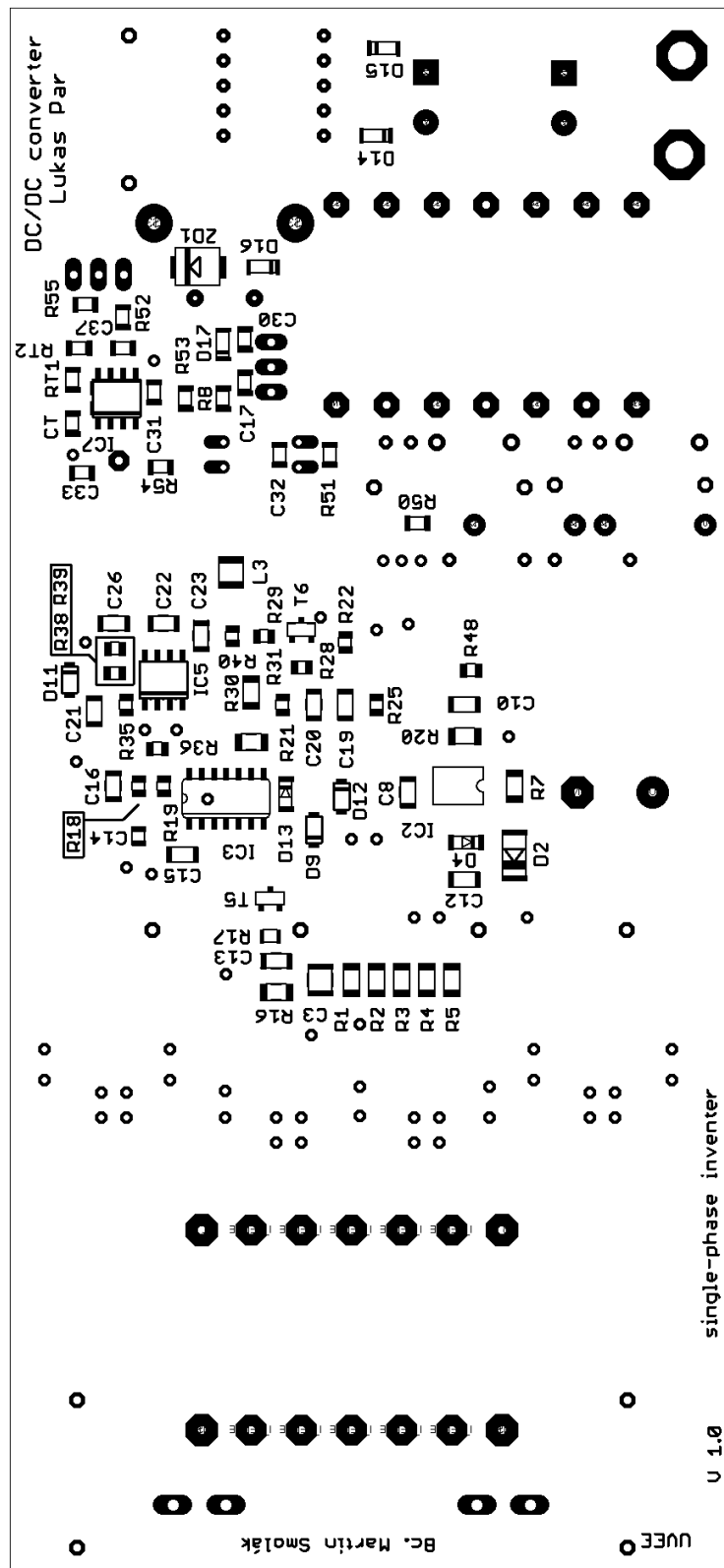
Příloha 3 - Plošný spoj – strana top

Zapojení navazujícího střídače je podle starého návrhu.



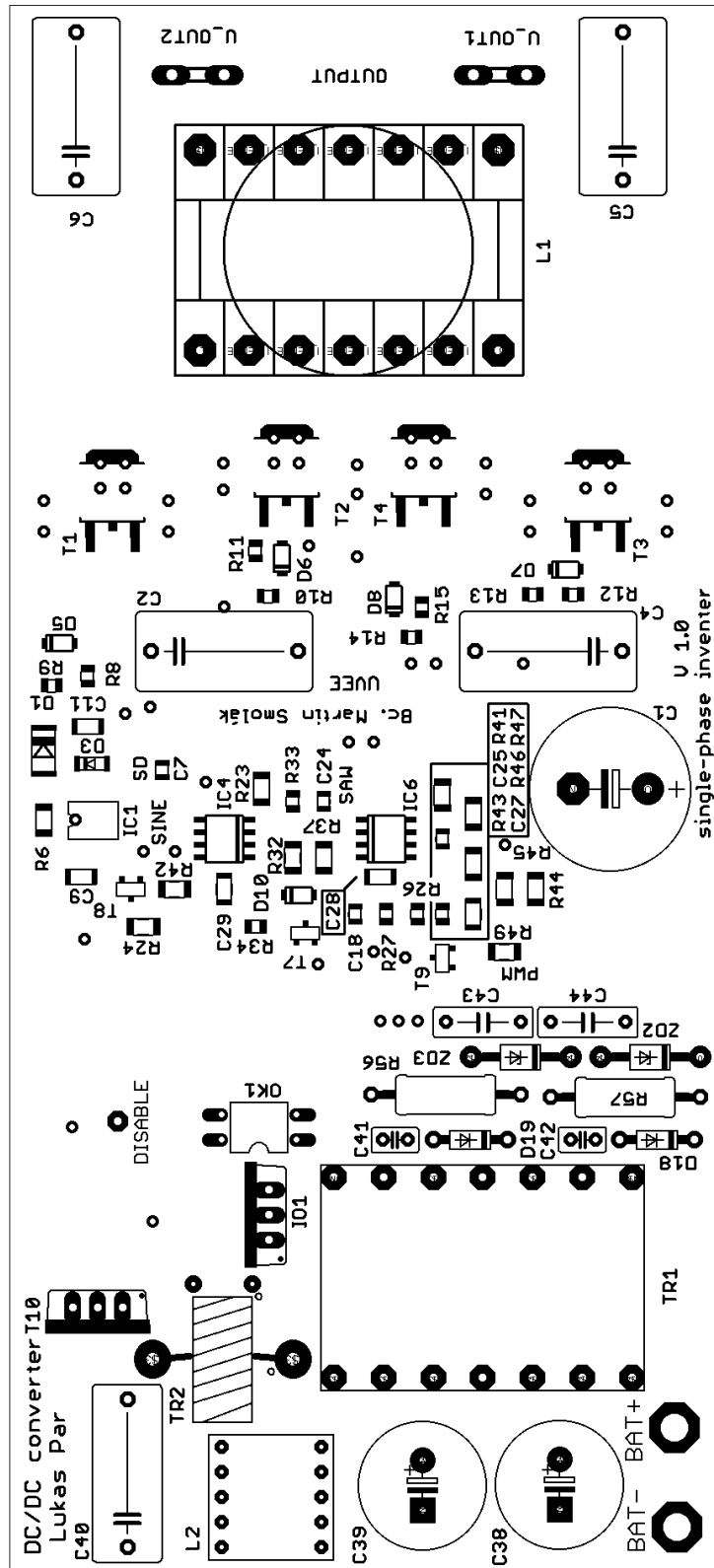
Příloha 4 - Osazovací plán – strana bottom

Zapojení navazujícího střídače je podle starého návrhu.



Příloha 5 - Osazovací plán – strana top

Zapojení navazujícího střídače je podle starého návrhu.



Příloha 6 - Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C17, C30	100n	1206	2
C31	560p	1206	1
C32	33n	1206	1
C33	4n7	1206	1
C37	100n	1206	1
C38, C39	1000u/35V	E5-13	2
C40	220n	C150-072X183	1
C41, C42	100p/3kV	C025-025X050	2
C43, C44	68n/250V	C075-032X103	2
CT	1n	1206	1
D14	SK810	SOT80	1
D15	SK510	SOT80	1
D16, D17	BAT43	SOT80	2
D18, D19	UF4005G	DO41-7.6	2
IC7	UC3845	SO-08	1
IO1	7815	TO220STO	1
L2		KOSTRA_EE1306	1
OK1	PC817	DIL04	1
R50	4k7	1206	1
R51	1k	1206	1
R52	22	1206	1
R53	1k	1206	1
R54, R55	10k	1206	2
R56, R57	560/0,5W	0411/15	2
RB	2,25	1206	1
RT1	10k	1206	1
RT2	1k2	1206	1
T10	IPPO75N15N6	TO220BV	1
TR1		KOSTRA_ETD2910	1
TR2		I_TRAFO_T1305	1
ZD1	12V	SMB	1
ZD2	200V	DO41Z10	1
ZD3	120V	DO41Z10	1