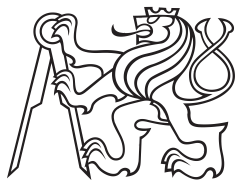


Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra radioelektroniky

Spínaný preregulátor pro laboratorní zdroje

Tomáš Kouba

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
Květen 2018

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kouba** Jméno: **Tomáš** Osobní číslo: **457252**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**
Studijní program: **Otevřené elektronické systémy**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Spínaný preregulátor pro laboratorní zdroje

Název bakalářské práce anglicky:

Switching Regulator for Laboratory Power Supplies

Pokyny pro vypracování:

Provedte rešerši zapojení měničů a řídicích obvodů pro spínané zdroje vhodné pro síťové napětí. Navrhněte univerzální jednotku spínaného preregulátoru jako řízený zdroj napětí pro lineární stabilizátor. Uvažujte následující parametry měniče: vstupní napětí 230V/50Hz, výstupní napětí galvanicky oddělené, regulovatelné v rozsahu minimálně 5 až 25V s proudovým odběrem 0 až 1A. Navrhněte DPS pro výsledné zapojení s vhodným řešením chlazení výkonových prvků. Dbejte na malé rozměry a spolehlivost celého zařízení. Výsledný návrh ověřte jak simulací jednotlivých bloků, tak realizací funkčního vzorku celkového zapojení zdroje. Na funkčním vzorku proveďte měření důležitých parametrů, které v závěru zhodnoťte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Havlát, L.: Precizní laboratorní zdroj s předřazeným spínaným DC/DC konvertorem, Diplomová práce ČVUT, 2017.
- [2] Krejčířik, A.: Napájecí zdroje I. - III., BEN, Praha 2003 a další vydání.
- [3] Aplikační poznámky a datasheety Texas Instruments, Vishay, Analog Devices, Atmel
- [4] Balogh, L.: Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits.
(<http://www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf>)
- [5] Dixon, L. H., Texas Instruments: Magnetics Design for Switching Power Supplies.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **13.02.2018**

Termín odevzdání bakalářské práce: **25.05.2018**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2019**

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
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

Poděkování

Děkuji Doc.Ing.Jiřímu Hospodkovi a doktorandům katedry teorie obvodů za konstruktivní připomínky k práci a zapůjčení prostoru s vybavením nutným pro její realizaci.

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, 24. května 2018

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá návrhem a realizací spínaného preregulátoru pro laboratorní zdroj. Je provedena analýza používaných zapojení, shrnutí a odvození fyzikálních vztahů. Dále jsou vypočteny jednotlivé komponenty, uveden návrh obvodu a tištěného spoje. Práci uzavírá měření zrealizovaného prototypu a zhodnocení výsledků.

Klíčová slova: zdroj, spínaný, laboratorní

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

Abstract

This bachelor's thesis covers analysis and realization of switched preregulator for laboratory power supply. Analysis of commonly used topologies, recapitulation and derivation of physical equations. Calculations of discrete components are made, resulting in circuit and board design. Measured values of prototype characteristics are discussed in the end.

Keywords: power supply, switched, laboratory

Title translation: Switched preregulator for laboratory power supply

Obsah

1 Úvod	1	3.7.1 Proximity effect	21
2 Teoretická část	3	3.7.2 Ztráty na vinutí	22
2.1 Úvod	3	4 Praktická část	23
2.2 Snižující spínaný měnič	4	4.1 Úvod	23
2.3 Měnič typu Forward	6	4.2 Výpočet hodnot transformátoru	23
2.4 Měniče typu bridge	7	4.2.1 Jádru	23
2.5 Push-Pull	8	4.2.2 Vinutí	24
2.6 Flyback	9	4.3 Výstupní indukčnost	25
3 Návrhová část	11	4.4 Výstupní kondenzátor	25
3.1 Výběr použité topologie	11	4.5 Ztráty ve vinutích	26
3.2 Výstupní indukčnost	11	4.5.1 Primární vinutí	26
3.3 Výstupní kondenzátor	12	4.5.2 Sekundární vinutí	27
3.4 Proudový transformátoru	13	4.6 Ztráty na spínacích tranzistorech	28
3.5 Ztráty na spínačích	15	4.7 Řídící obvod	28
3.6 Návrh transformátoru	16	4.7.1 Časovací RC článek	29
3.7 Vinutí	19	4.8 Kompenzace směrnice proudu . .	29
		4.9 Přenos zpětnovazební smyčky a jeho kompenzace	31

4.10 Návrh DPS	33
4.11 Měření	33
5 Závěr	37
A Literatura	39
B Schémata a layouty	41
B.1 Kompletní schéma	42
B.2 DPS	43
B.3 Realizovaný prototyp	44

Obrázky

2.1 Snižující spínaný měnič	4	4.1 Schéma zapojení UCC3808A [11]	29
2.2 Průběhy veličin na výstupním induktoru	4	4.2 Zapojení pro kompenzaci směrnice proudu	30
2.3 Měnič typu Forward	6	4.3 Kompenzátor 2. typu	32
2.4 Plný můstek a polomůstek	7	4.4 Zapojení měřících přístrojů	34
2.5 Push-Pull	8	4.5 Zatěžovací charakteristika	35
2.6 Průběhy veličin na induktoru	8	4.6 Převodní charakteristika	35
2.7 Flyback zapojení	9	4.7 Zvlnění napětí na výstupu	36
3.1 Model reálného kondenzátoru	12	B.1 Zapojení spínaného měniče	42
3.2 Průběh proudu a napětí na transformátoru	13	B.2 Dolní strana DPS	43
3.3 Proud v transformátoru	14	B.3 Horní strana DPS	43
3.4 Průběhy napětí a proudu na tranzistorech	16	B.4 Realizovaný prototyp	44
3.5 Hysterezní křivka feromagnetika [9]	18		
3.6 Eddy currents [1]	20		
3.7 Rovnoběžné nekonečné vodiče	21		

Tabulky

4.1 Zadání	24
4.2 Výběr z dostupných regulátorů .	28
4.3 Použité přístroje	34



Kapitola 1

Úvod

Práce, kterou právě čtete, se zabývá návrhem spínaného napěťového zdroje. I přesto, že tento zdroj je zadán jako součást většího funkčního celku, měl by pracovat i samostatně a být využitelný pro aplikace méně náročné na kvalitu vstupní veličiny. V našem případě se zejména jedná o zvlnění napětí na výstupu zdroje.

V úvodní, teoretické části, jsou shrnuty základní poznatky o spínaných zdrojích. Zejména budou diskutovány jednotlivé topologie, jejich klady a zápory, výkony, pro které je vhodné je použít.

Následuje kapitola zabývající se návrhem a teoretickými vztahy pro jednu topologii, která je zvolena pro realizaci zdroje. V práci jsou uvedeny podstatné vztahy a fyzikální úvahy, které jsou podstatné nejen pro topologii zvolenou, ale jsou často společné pro všechny druhy zapojení.

V poslední části jsou vypočteny konkrétní hodnoty vztahů z předchozí kapitoly a uvedeny čistě praktické rady, které autor nasbíral při samotné stavbě. Na závěr jsou uvedeny hodnoty naměřené na realizovaném prototypu.

Kapitola 2

Teoretická část

2.1 Úvod

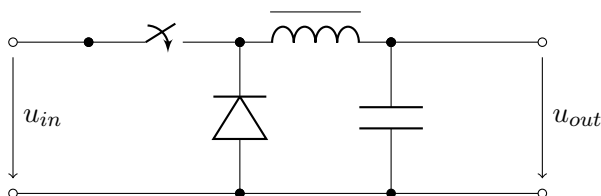
Spínané zdroje jsou s námi již od 70 let minulého století a jejich vývoj stále pokračuje. Hlavním důvodem, proč se jimi zabývat, je mnohem menší náročnost na rozměry traf. Protože si naši předci zvolili kmitočet sítě pouhých 50Hz, musíme na této frekvenci dle Faradayova zákona konstruovat jádra s velkým průřezem a mnoha závity, abychom nepřesytili jádro. I přesto jsou ztráty v trafostanicích velké a každý nový materiál s užší hysterezní smyčkou je vítaný a také velmi drahý.

Díky rozvoji polovodičové techniky stoupaly pracovní frekvence spínaných zdrojů dramaticky vzhůru a dnes se lze setkat se zdroji operujícími na frekvencích okolo MHz. Od původních, napětově řízených zapojení, bylo upuštěno ve prospěch proudového ovládaní, jen aby v upravené podobě slavilo v posledních letech návrat na výsluní. Také byly vymyšleny rezonanční měniče, které dále snižují ztráty, zejména na spínacích prvcích. Díky unipolárním tranzistorům je dnes možné dosáhnout účinnosti daleko přesahující 90%.

V následující kapitole budou uvedena základní zapojení, která jsou známá již hodně dlouho, nicméně jsou základem všech dnes používaných topologií a lze na nich dobře demonstrovat základní funkční principy.

2.2 Snižující spínaný měnič

Základní schéma snižujícího spínaného měniče je na následujícím obrázku [2]:



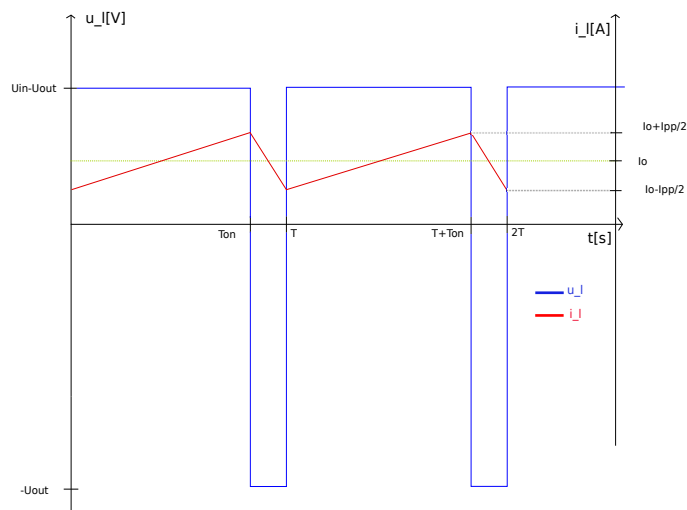
Obrázek 2.1: Snižující spínaný měnič

Funkce takového měniče spočívá v nabuzení induktoru během periody sepnutí spínače. Poté co je vypnut, induktor uzavře svůj proud přes diodu, čímž zároveň dobíjí výstupní kondenzátor. Ukážeme, že výstupní napětí lze ovlivnit dobou sepnutí spínače. Všimněme si, že energie je přenášena ze vstupu na výstup během doby sepnutí spínače.

Předpokládejme, že na vstupu obvodu je konstantní napětí U_{in} a zároveň kapacita C je dostatečně veliká, abychom mohli výstupní napětí považovat za konstantní. Pro proud na induktoru můžeme psát:

$$i_l = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\tau) d\tau + i_L(0), \quad (2.1)$$

kde L je indukčnost cívky a i_l její proud. V případě odběru konstantního proudu lze zobrazit časové průběhy veličin na induktoru následovně:



Obrázek 2.2: Průběhy veličin na výstupním induktoru

kde I_0 je elektrolytická střední hodnota proudu. Pro periodické signály platí:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt. \quad (2.2)$$

Nyní předpokládejme, že výstupní proud I_0 bude po dobu jedné periody konstantní. Navíc zavedeme podmínku:

$$I_0 > \frac{I_{L,pp}}{2}. \quad (2.3)$$

Touto nerovností se budeme podrobněji zabývat později. Dále platí:

$$\frac{1}{L} \int_0^T \int_0^t u_L(\tau) d\tau dt = \text{const}, \quad (2.4)$$

protože integrál je lineární zobrazení, můžeme je v rovnici (2.4) prohodit. Pokud má být I_0 konstantní, pak:

$$\int_0^T u_L(\tau) d\tau = 0. \quad (2.5)$$

To lze v našem případě přepsat na:

$$(U_{in} - U_{out})T_{on} = U_{out}(T - T_{on}), \quad (2.6)$$

kde T_{on} je perioda sepnutí tranzistoru, U_{in} vstupní napětí a U_{out} výstupní napětí měniče. Úpravou dostaneme:

$$\frac{T_{on}}{T} U_{in} = U_{out}. \quad (2.7)$$

Zavedeme novou veličinu D :

$$D = \frac{T_{on}}{T}, \quad (2.8)$$

kterou budeme nazývat střída. S její pomocí můžeme vztah (2.6) přepsat na:

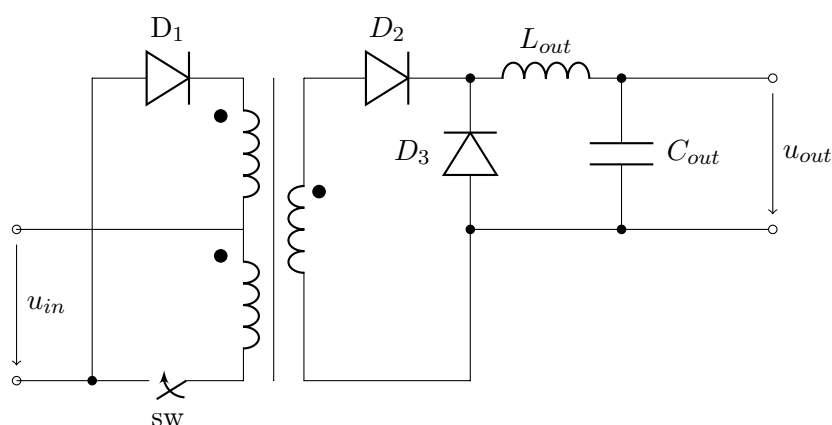
$$U_{out} = D u_{in}. \quad (2.9)$$

Nastal čas vrátit se k podmínce (2.3). Tato podmínka nám říká, že proud induktorem neklesl po celou dobu periody na nulu. Pokud by toto neplatilo, museli bychom $i_L(t)$ definovat jako po částech spojitou funkci, čímž se značně komplikuje vztah (2.4). I přesto, že vzorec pro U_{out} odvodit lze, nebudeme se tímto dále zabývat a budeme induktor provozovat ve spojitém režimu.

Mezi hlavní výhody tohoto měniče patří celková jednoduchost zapojení a nenáročnost na přesné časování spínače. Transformátor není zakomponován, z čehož vyplývá galvanická neoddělitelnost tohoto zapojení. Často je využíván pro převod malých napětí v PC, nicméně ho lze použít pro rozličná napětí a výkony [2].

2.3 Měníč typu Forward

Jedná se o galvanicky oddělenou topologii vycházející z měniče typu BUCK. Název je odvozen z toho, že energie ze zdroje do zátěže proudí během doby sepnutí tranzistoru T_{on} . Nicméně, toto je pravdou i u předcházející topologie. Jedno z možných zapojení podle [1] je na následujícím obrázku:



Obrázek 2.3: Měníč typu Forward

Princip činnosti je následující: Během doby, kdy je tranzistor sw sepnutý, teče proud skrze dolní část primárního vnutí, čímž vybudí kladné napětí u tečkovaného konce sekundárního vnutí. Proud prochází přes cívku a kapacitor. V momentě, kdy tranzistor vypne, parazitní indukčnost otočí polaritu napětí na vnutích transformátoru, tudíž tečkovaný konec bude na nižším potenciálu než netečkovaný konec. Proud tedy začne téci skrz diodu D_1 a výstupní cívka uzavře svůj proud diodou D_3 . Dioda D_2 zůstává zavřena. Výstupní napětí je rovno:

$$U_{out} = U_{in} \frac{N_s}{N_p} D, \quad (2.10)$$

kde N_s a N_p je počet závitů sekundárního, resp. primárního vnutí.

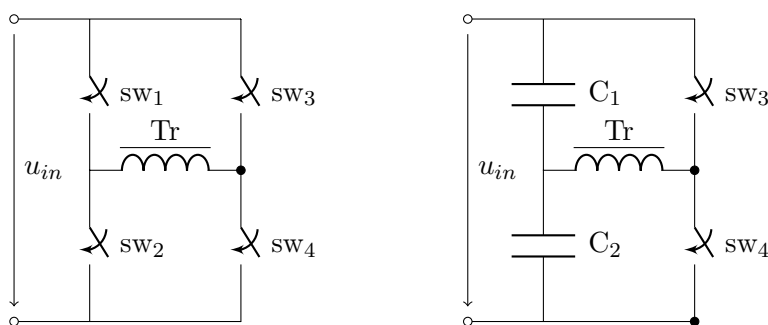
Použití transformátoru zapojení trochu komplikuje. Je totiž nutné jádro na konci každého pracovního cyklu vynulovat. Tedy zajistit, že intenzita magnetického pole uvnitř je nulová. To zajišťuje právě dioda D_1 . Navíc jádro operuje jen v jednom kvadrantu, není tedy ideálně využito a pro vyšší výkony je potřeba větší jádro než u dvoučinných měničů [1]. Tato topologie může být galvanicky oddělená a lze ji použít pro výkony do 500W [2].

2.4 Měníče typu bridge

Jedná se o měniče, které mají dva nebo čtyři spínače. Tyto spínače spínají střídavě, každý umožňuje průchod proudu transformátorem jiným směrem. Díky tomu dostáváme několik charakteristických vlastností:

- Rozkmit proudu na výstupní cívce je při zachování stejné spínací frekvence poloviční. Díky tomu lze měnič používat pro vyšší výkony;
- Pokud je aplikováno stejné napětí po tutožnou dobu na oba konce vinutí, není třeba řešit nulování jádra. Navíc jádro je magnetováno v intervalu $\langle -B_{sat}; B_{sat} \rangle$, místo $\langle 0; B_{sat} \rangle$. Můžeme volit menší velikosti jádra v porovnání s měničem typu Forward;
- Hrozí saturace jádra nepřesným spínáním.

Příklady primární strany jsou na obrázku níže, inspirováno [2]: Na ob-



Obrázek 2.4: Plný můstek a polomůstek

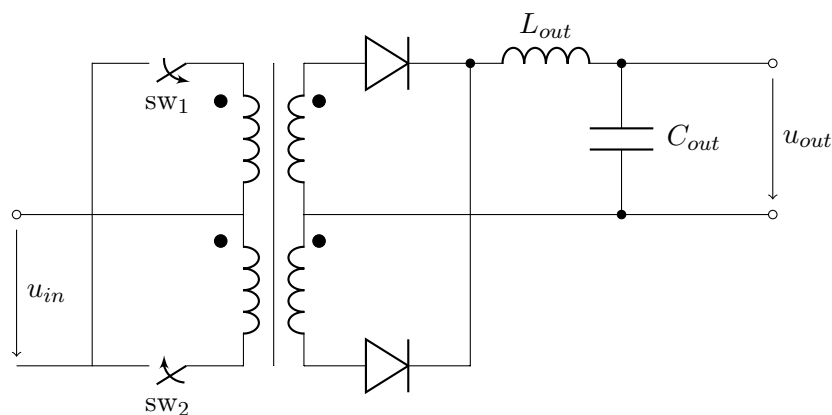
rázku vlevo je takzvaný plný můstek. Společně pracují spínače sw_1 a sw_4 , nebo sw_2 a sw_3 . Žádná jiná kombinace nesmí nikdy nastat. Proto se zavádí časový interval zvaný dead time, který udává dobu, po kterou není sepnutý žádný spínač. Toto zapojení se používá v případech, kdy potřebujeme velké výkony, až v řádu kW [2].

Vpravo se nachází mnohem používanější zapojení zvané polomůstek. Zde opět tranzistory spínají v protifázi a místo zbylých spínačů je zapojen kapacitní dělič, kde $C_1 = C_2$. Tranzistory jsou zde vystaveny polovině napájecího napětí, což je určitá výhoda.

Hlavní nevýhodou zapojení se dvěma a více spínači je riziko saturace jádra vlivem nesymetrie spínání. Protože i malá nesymetrie ve spínání způsobí, že jádro po jednom pracovním cyklu neskončí na nulové hodnotě magnetizační indukce a po konečném počtu opakování skončí v saturaci. Způsobů, jak tomuto jevu předejít, je mnoho a podrobněji se jimi zabývají následující kapitoly.

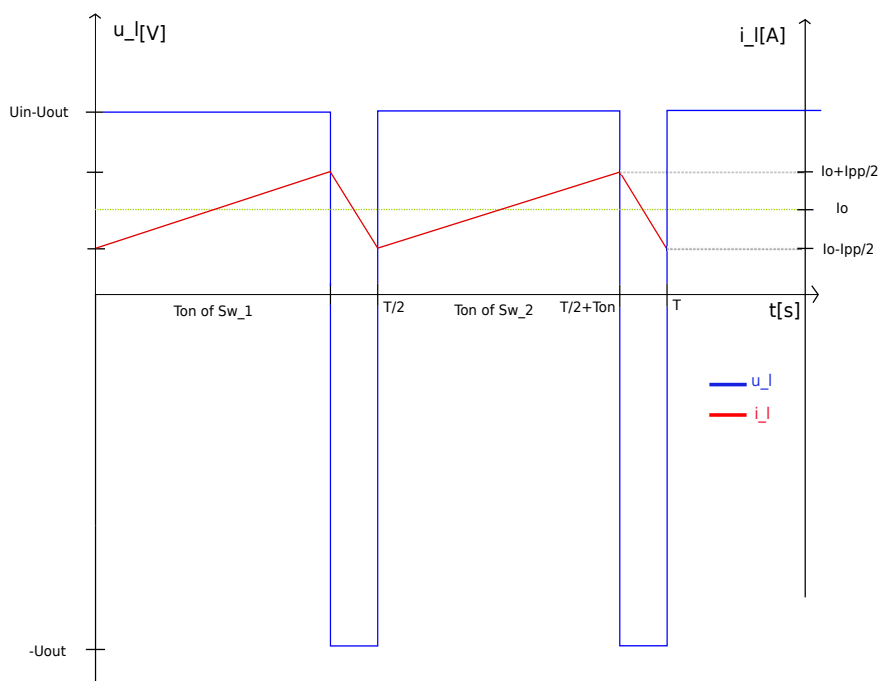
2.5 Push-Pull

Základní zapojení topologie Push-Pull je na následujícím obrázku:



Obrázek 2.5: Push-Pull

Jedná se o galvanicky oddělenou topologii, která funguje velmi podobně jako BUCK měnič. Spínače sw_1 a sw_2 spínají v protifázi, tedy střídavě vedou vždy 2 ze 4 inductorů. Průběhy proudů a napětí ilustruje obrázek (2.6).



Obrázek 2.6: Průběhy veličin na induktoru

Lze lehce ukázat, že z hlediska průběhů veličin výstupního induktoru je průběh identický jako na induktoru měniče BUCK s jediným rozdílem. A to

tím, že během jedné periody proběhnou dvě sepnutí. Můžeme tedy použít stejné vztahy jako pro jednočinný propustný měnič, kde pouze dosadíme:

$$U_{in} = U_{in} \frac{N_s}{N_p}, \quad (2.11)$$

kde N_s, N_p je počet závitů sekundárního, resp. primárního vinutí transformátoru. Pro výstupní napětí napětí poté dostáváme:

$$U_{out} = U_{in} 2 \frac{T_{on}}{T} = U_{in} 2D, D \in \langle 0; 0.5 \rangle. \quad (2.12)$$

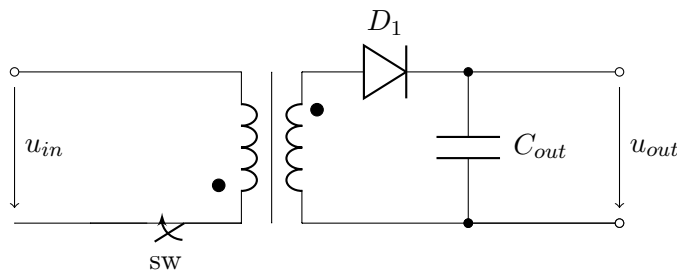
Občas je jednodušší si představit, že T_{on} sw_1 je vlastně polovina celkové doby sepnutí T_{on} . Potom můžeme říci, že:

$$U_{out} = U_{in} D, D \in \langle 0; 1 \rangle. \quad (2.13)$$

Vlastnosti tohoto měniče jsou velice podobné bridge zapojením. Na rozdíl od nich zde však není potřeba budič tranzistorů, jelikož oba dva spínače mohou být N kanálové MOSFETy, které jsou spínány ke společné referenci, avšak za cenu dvojnásobných napěťových špiček na tranzistorech, a také dvojitého primárního vinutí.

2.6 Flyback

Nakonec je uveden zástupce skupiny měničů založených na odlišném principu přenosu energie než měniče předcházející. Jedná se o topologii používanou pro výkony do 150W [2], která se často používá jako zdroj vysokého napětí při malých proudech. V aplikacích, u nichž je požadavek na co nejmenší rozměr poskytuje následující zapojení oproti ostatním velikou výhodu.



Obrázek 2.7: Flyback zapojení

To jest, že zde není potřeba výstupní indukčnost. Princip činnosti je založen na spojitosti proudu v induktoru. Během doby kde je sw sepnutý, je dioda D_1 polarizována závěrně a proud protéká pouze primárním vinutím flyback transformátoru. Jakmile je spínač vypnut, na obou vinutích se otočí polarita

napětí tak, aby induktorem protékal stále stejný proud. Dioda D_1 je kladně polarizována a proud nabíjí výstupní kondenzátor. Energie do zátěže je tedy přenášena během doby, kdy je sw vypnut.

Sekundární cívka také zachovává spojitý proud. Tudíž nehledě na zátěž, na sekundární straně poteče stále stejný proud. To je velice dvojsměrné. Pokud bychom na sekundární straně měli zátěž s odporem v řádu stovek ohmů, začínáme i při malých proudech dostávat velká napětí, která jsou navíc převodem transformátoru zrcadlena na primární stranu. Není zde problém dostat napětí v řádech kilovoltů. Pro úplnost ještě uvedeme vztah pro výstupní napětí [1]:

$$U_{out} = U_{in} T_{on} \sqrt{\frac{R_o}{2.5 T L_p}}, \quad (2.14)$$

vidíme, že výstupní napětí je opravdu funkcí zátěže.

Jak už bylo řečeno, hlavní výhodou tohoto zapojení je sloučení transformátoru a výstupní indukčnosti. Nicméně výpočet této indukčnosti není jednoduchý, a pokud se podaří, nelze z něj dostat velké výkony. Další nevýhodou je možné vysokofrekvenční rušení vznikající na induktoru. Tato topologie také není vhodná, pokud požadujeme velký rozsah výstupních napětí, opět z důvodu obtížného designu induktoru.

Kapitola 3

Návrhová část

3.1 Výběr použité topologie

Z důvodu dobrého využití jádra transformátoru a možné absenci buďiče tranzistorů byla zvolena topologie Push-Pull. Zapojení Flyback bylo vyloučeno, protože preregulátor bude součástí laboratorního zdroje a vysokofrekvenční rušení, které tento měnič způsobuje, může lehce procházet lineárním regulátorem. Navíc, zadání požaduje velký rozsah výstupních napětí.

3.2 Výstupní indukčnost

Indukčnost lze určit ze vztahu (2.1):

$$i_{L,pp}(t) = \frac{1}{L} \int_0^{T_{on}} (U_{in} - U_{out}) dt = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} T_{on} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} D \frac{T}{2}, \quad (3.1)$$

za předpokladu $I_o \geq \frac{I_{pp}}{2}$:

$$L = \frac{(U_{in} - U_{out})T_{on}}{i_{pp}} = \frac{(U_{in} - U_{out})T_{on}}{2I_{out}}. \quad (3.2)$$

Pro setrvání induktoru ve spojitém režimu je nutné zajistit nějaké $I_{o,min}$. Dle [1] je tento proud vhodné volit jako 10% nominální hodnoty I_o . Vztah (3.2)

můžeme upravit do finálního vztahu:

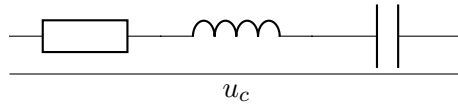
$$L_{min} = \max \left[\frac{(U_{in} - U_{out})T_{on}}{0.2I_{out}} \right]. \quad (3.3)$$

Pro naši topologii je možné vztah (3.3) dále upravit:

$$L = \frac{U_{in} \frac{N_s}{N_p} (1 - \frac{2T_{on}}{T}) T_{on}}{0.2I_{out}}. \quad (3.4)$$

3.3 Výstupní kondenzátor

Reálný kondenzátor můžeme namodelovat sériovým spojením ideálního rezistoru, induktoru a kapacitoru. Tyto složky se nazývají ESR, ESL, C. Ekvivalentní obvod je na následujícím schématu: Vzhledem k tomu, že na



Obrázek 3.1: Model reálného kondenzátoru

induktoru je lineární průběh proudu, tak na ESR dostaneme ten stejný průběh, ale napětí. Na čisté kapacitě pak integrál proudu výstupního induktoru. Dle [1] můžeme příspěvek ke zvlnění napětí od ESL do frekvence 500 kHz zanedbat. Protože pracovní indukčnost jsme navrhli tak, aby maximální zvlnění na ní bylo $0.2I_{on}$, můžeme rovnou psát hodnotu napětí na induktoru:

$$V_{pp} = R_{ESR} 0.2I_{on}. \quad (3.5)$$

K tomuto zvlnění dále přispívá kapacita C_0 , což je kapacita samotného kondenzátoru. Pro lze psát:

$$i_c = C \frac{du}{dt} \approx C \frac{\Delta u}{\Delta t}. \quad (3.6)$$

Ze vztahu (3.6) už můžeme lehce vyjádřit:

$$\Delta u = \frac{i_c \Delta t}{C}. \quad (3.7)$$

Pokud nahlédneme zpět do obrázku (2.6), lze vidět, že:

$$\Delta t = \frac{T}{2}, \quad (3.8)$$

proto:

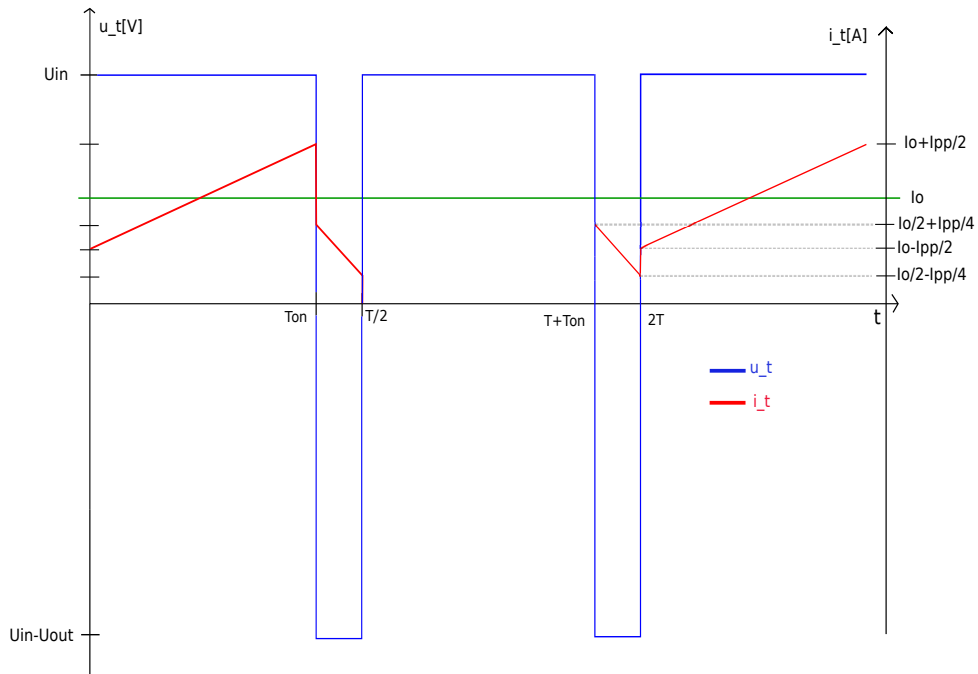
$$\Delta u = \frac{i_c T}{2C}. \quad (3.9)$$

Protože příspěvek ke zvlnění napětí od ESR a C_0 nemusí být ve fázi, může se stát, že se tyto odečtou. Pokud nastane nejhorší možnost a příspěvky se sečtou, pak:

$$U_{pp} = \frac{i_c T}{2C} + R_{ESR} 0.2 I_{on}. \quad (3.10)$$

3.4 Proudý transformátoru

Časové průběhy veličin na transformátoru spínaného zdroje jsou na obrázku (3.2).



Obrázek 3.2: Průběh proudu a napětí na transformátoru

Během času, kdy je jeden z tranzistorů sepnutý, protéká jím proud s amplitudou tvaru rampy. Uvažujme účinnost transformátoru η , pak platí:

$$P_{in} = \frac{1}{\eta} P_{out}. \quad (3.11)$$

Vstupní výkon můžeme také vyjádřit jako:

$$P_{in} = U_{in} A_v [I_{in}]. \quad (3.12)$$

kde U_{in} je napětí na vstupu měniče a I_{in} je proud procházející primární stranou zdroje.

Lineární průběh proudu na transformátoru během doby sepnutí můžeme aproximovat plochým pulsem o amplitudě I_{fl} , odpovídající amplitudě původního lineárního pulsu v polovině intervalu sepnutí. S tímto zjednodušením, můžeme srovnat vztahy (3.11) a (3.12):

$$\frac{1}{\eta} P_{out} = U_{in} D I_{fl}. \quad (3.13)$$

Tento vztah dále upravíme:

$$I_{fl} = \frac{P_{out}}{\eta U_{in} D}. \quad (3.14)$$

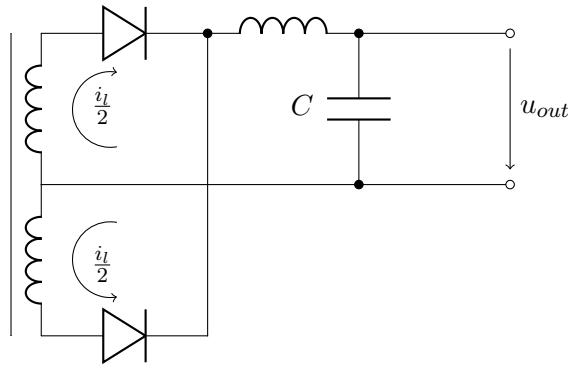
Nyní spočítáme efektivní hodnotu proudu vinutím. Každé primární vinutí je zatíženo po dobu:

$$T_{on} = \frac{DT}{2}. \quad (3.15)$$

Efektivní hodnota plochého pulsu se střídou D je:

$$I_{rms} = I_{fl} \sqrt{D} = I_{fl} \sqrt{\frac{DT}{2T}} = I_{fl} \sqrt{\frac{D}{2}}. \quad (3.16)$$

Na sekundární straně je situace komplikovanější. Pokud je jeden z tranzistorů sepnutý, příslušnou částí vinutí protéká stejný proud, jako filtrační cívkou. Ovšem během doby, kdy jsou oba tranzistory vypnuty, dojde k otevření obou diod a každým ze sekundárních vinutí protéká polovina původního proudu: Proud během doby sepnutí můžeme opět aproximovat obdélníkovým



Obrázek 3.3: Proudy v transformátoru

pulsem:

$$I_{fl} = I_{out}. \quad (3.17)$$

Příslušným vinutím bude téct efektivní proud o hodnotě:

$$I_{rms,s1} = I_{out} \sqrt{D} = I_{out} \sqrt{\frac{D}{2}}. \quad (3.18)$$

K tomuto proudu ještě musíme přičíst proud, který vinutím prochází během T_{off} každým z tranzistorů:

$$I_{rms,s2} = \frac{I_{out}}{2} \sqrt{\frac{T_{off}}{T}}. \quad (3.19)$$

Výsledný proud sekundárním vinutím bude:

$$I_{s,rms} = I_{s1,rms} + I_{s2,rms}. \quad (3.20)$$

Je doporučeno [1] navrhovat transformátor tak, aby hustota RMS proudu ve vinutí byla

$$J = 3952569 \left[\frac{A}{m^2} \right]. \quad (3.21)$$

3.5 Ztráty na spínačích

Ztráty na spínacích tranzistorech vznikají dvěma hlavními způsoby. První z nich jsou ztráty během spínání a vypínání tranzistoru, druhé jsou ztráty způsobené úbytkem napětí na sepnutém tranzistoru.

Spínací ztráty

Aktuální výkon procházející tranzistorem můžeme spočítat dle definice:

$$p(t) = u(t)i(t). \quad (3.22)$$

Idealizované průběhy proudů a napětí na tranzistoru jsou na obrázku (3.4). Vidíme, že ztráty při sepnutí můžeme zanedbat, jelikož parazitní indukčnost transformátoru omezuje rychlost náběhu proudu. Průměr ztrát přes jednu periodu spočítáme jako:

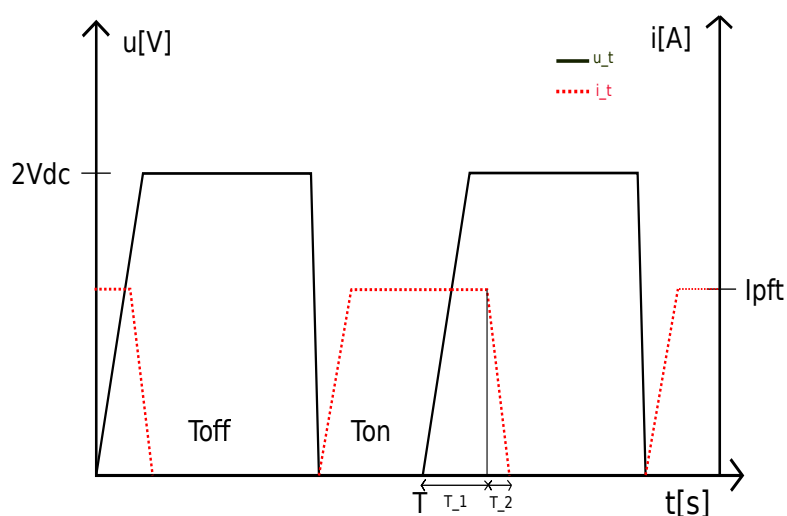
$$P_{ac} = P_1 + P_2, \quad (3.23)$$

kde:

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^{T_1} I_{pft} \frac{2U_{in}}{T_1} t dt, = \frac{U_{in} I_{pft} T_1}{T} \quad (3.24)$$

a:

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_2} 2U_{in} \frac{I_{pft}}{T_2} t dt. \quad (3.25)$$



Obrázek 3.4: Průběhy napětí a proudu na tranzistorech

Pokud bychom jako v [1] předpokládali, že $T_1 = T_2 = T_s$, pak můžeme celkové ztráty během jedné periody zapsat jako:

$$P_{ac} = 2I_{pft}U_{in}\frac{T_s}{T}. \quad (3.26)$$

■ Ztráty v sepnutém stavu

Ztráty během T_{on} , kdy je tranzistor ve vodivém stavu, spočítáme jako:

$$P_{dc} = U_{on}I_{ipft}T_{on} = U_{on}I_{ipft}D\frac{T}{2}. \quad (3.27)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru během jedné periody jsou:

$$P = P_{ac} + P_{dc}. \quad (3.28)$$

■ 3.6 Návrh transformátoru

Díky rozvoji technologie výroby polovodičů a následnému masivnímu rozšíření unipolárních tranzistorů, je možné provozovat spínané měniče až do

frekvence megahertzů. Tímto se stává design transformátorů mnohem složitější a zdlouhavější, než návrh síťových a nízkofrekvenčních transformátorů. S vyššími frekvencemi začínají do teplotních bilancí vstupovat jak ztráty v samotném materiálu jádra, tak na nižších frekvencích ne tak podstatné efekty indukce vířivých proudů ve vinutích.

■ Magnetické jádro

Z Faradayova zákona platí:

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.29)$$

dále platí:

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}. \quad (3.30)$$

Předpokládejme, že magnetická indukce je v průřezu jádra konstantní. Potom:

$$\Phi = B \int_S d\mathbf{S} = BA_e, \quad (3.31)$$

kde A_e je plocha průřezu magnetického obvodu. Tento výsledek dosadíme do (3.29) a dostaneme:

$$u_i = -\frac{d(NBA_e)}{dt}, \quad (3.32)$$

kde N je počet závitů na jádře. Transformátor je připojen mezi napětí, které můžeme během jedné periody považovat za konstantní. Magnetická indukce se tedy bude pohybovat v intervalu od $-\Delta B$ do ΔB . Vztah (3.32) můžeme pak přepsat:

$$U = \frac{NBA_e}{T_{on}}, \quad (3.33)$$

a tedy:

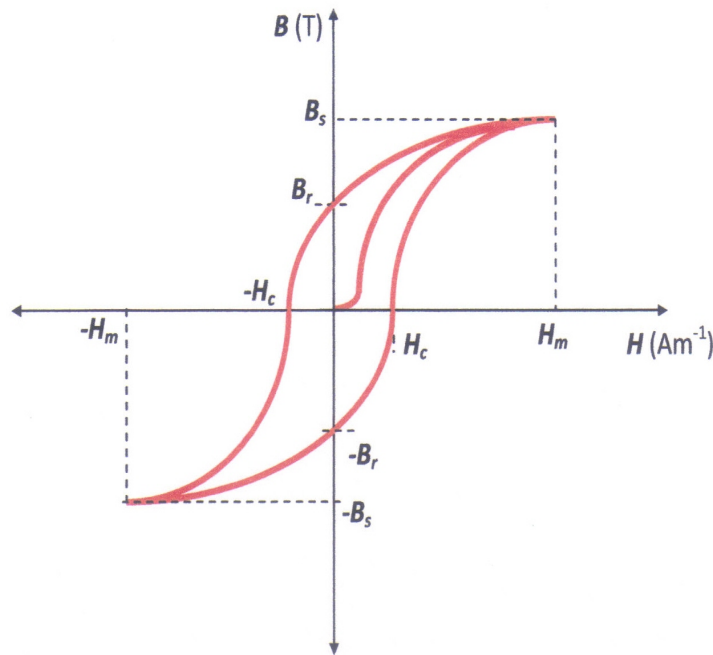
$$N = \frac{UT_{on}}{A_e\Delta B} = \frac{UD}{A_e\Delta Bf}. \quad (3.34)$$

Je zřejmé, že počet závitů můžeme ovlivnit třemi parametry. Buď velikostí transformátoru, volbou materiálu a tedy přeneseně ΔB , a pak změnou frekvence. V praxi většinou chceme co nejmenší zařízení, tudíž parametry které optimalizujeme jsou saturační indukce a frekvence.

Permeabilita feromagnetik je vysoce nelineární. Díky tomu dostáváme známou hysterezní křivku (3.5). energii na jednotku objemu uloženou v magnetiku můžeme dle [3] spočítat jako:

$$W_m = \int H dB. \quad (3.35)$$

Pokud se budeme pohybovat po křivce z H_c do H_m , budeme energii do jádra dodávat. Když půjdeme zpět z H_m do nuly, budeme energii odebírat.



Obrázek 3.5: Hysterezní křivka feromagnetika [9]

Výsledný rozdíl ploch, tedy velikost plochy uvnitř smyčky, se rovná energii, která se ztratila v magnetiku na otáčení magnetických domén. Pokud budeme zvyšovat frekvenci, za stejný časový interval oběhneme smyčku vícekrát a přijdeme o větší množství energie, která se přemění v teplo. Protože tepelné ztráty jsou úměrné [3]:

$$\Delta B^n, n \in (2; 3), \quad (3.36)$$

musíme pro vyšší frekvence rozkmit B značně omezit, tedy zvýšit počet závitů. Závislost ztrát na ΔB v daném objemu materiálu obvykle zjistíme z datasheetu výrobce.

Další z věcí limitující výkon, který je možné transformátorem přenést, je saturační magnetická indukce (B_s). Je to hodnota, po jejímž překročení již hodnota magnetické indukce uvnitř jádra neroste, nehledě na intenzitu vnějšího pole. Z Ampérova zákona platí:

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = I \sim NI. \quad (3.37)$$

Tedy intenzita magnetického pole je úměrná proudu, který protéká vinutím. Střední hodnota proudu transformátorem musí být nulová, jelikož jakákoli DC složka by po několika periodách způsobila saturaci jádra. Tento jev se nazývá flux walking a jeho řešením se budeme zabývat v praktické části.

Otázka tedy zní, jak určit rozměr jádra aby bylo schopné přenést daný výkon. Poměr otáček vinutí nám určuje vztah (2.12). Také musíme dodržet ztráty ve vinutí v přijatelných mezích, to bude diskutováno v další sekci. Odhad toho, jak určit průřez magnetického obvodu, nám dáva tzv. Area product

[3]:

$$Ap = A_w A_e = \left(\frac{P_o}{K \Delta B f} \right)^{\frac{4}{3}}, \quad (3.38)$$

kde:

- P_o = Výstupní výkon;
- ΔB = Rozkmit magnetické indukce;
- f = Pracovní frekvence;
- K = Konstanta transformátoru (0.017 pro Push-Pull);
- A_e = Efektivní průřez magnetického obvodu (sloupku);
- A_w = Plocha okénka jádra.

Tento vztah předpokládá proudovou hustotu $420 \frac{A}{cm^2}$ a 40% procentní využití plochy okna.

3.7 Vinutí

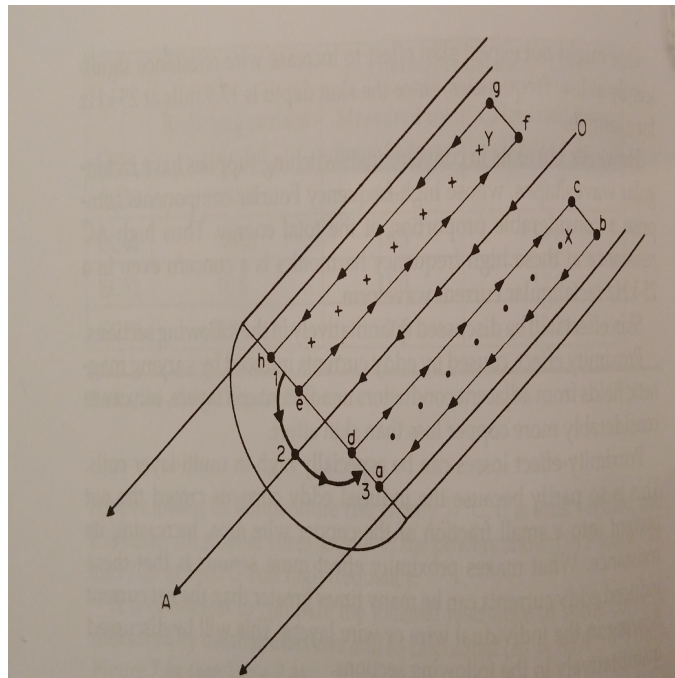
Vysoká frekvence spínání způsobuje jistá omezení v návrhu vinutí. Původcem těchto problémů je proměnné magnetické pole, které indukuje napětí na vodičích a způsobuje povrchové proudy.

První z nich je tzv. skin effect, který je způsoben samoindukcí napětí a proudů uvnitř vodiče. Pokud bychom uvažovali samostatný vodič, protékající proudem, bude jeho magnetické pole rotačně symetrické v rovině kolmé na směr toku proudu. Při představě, že vodič se skládá z nekonečného počtu vrstev, pak se v každé z nich bude indukovat proud, jelikož tvoří uzavřenou smyčku, kterou prochází proměnlivý magnetický tok.

Toto můžeme vidět na obrázku (3.6). Proud prochází ve směru šipky O-A, čímž vytváří magnetické pole ve směru šipek 1-2-3. To způsobuje sekundární proudy ve smyčkách e-f-g-h a d-c-b-a. Všimněme si, že uprostřed vodiče jdou proudy proti sobě, na okraji se naopak posilují. Proud teče zejména po povrchu. Tím se zmenšuje průřez vodiče, kterým může proud protékat a v důsledku se zvyšuje odpor drátu.

Definujeme hloubku vniku jako vzdálenost, kde proudová hustota je $\frac{1}{e}$ menší než proudová hustota na povrchu vodiče. Dále uvažujme, že vodičem se šíří vlna ve směru osy z . Její vlnové číslo bude:

$$k^2 = -j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon), \quad (3.39)$$



Obrázek 3.6: Eddy currents [1]

pro dobré vodiče je $j\omega\sigma\mu \gg \omega^2\epsilon\mu$, proto:

$$k \simeq \sqrt{-j\omega\sigma\mu}, \quad (3.40)$$

pokud využijeme, že:

$$\sqrt{-j} = \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \quad (3.41)$$

můžeme rovnici (3.40) upravit do finálního tvaru:

$$k \simeq \sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}} - j\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}} = \frac{1}{\delta} - j\frac{1}{\delta}, \quad (3.42)$$

kde δ je hloubka vniku určená jako:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}. \quad (3.43)$$

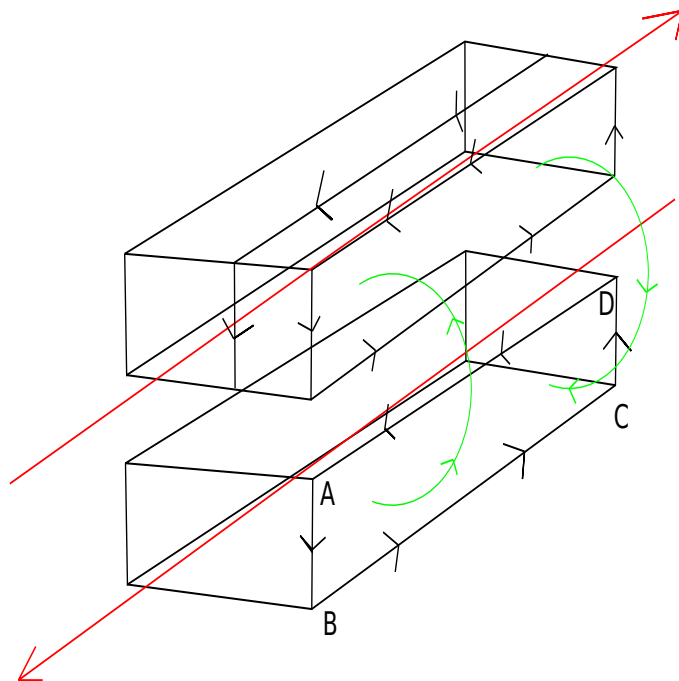
Proud vodičem bude tedy téci jen ve slupce na kraji vodiče. Definujeme poměr:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}}, \quad (3.44)$$

který udává poměr odporu vodiče protékaného proudem střídavým ku odporu vodiče protékaného proudem stejnosměrným. Tento poměr závisí pouze na hloubce vniku a průměru vodiče, lze ho tedy najít v tabulkách.

3.7.1 Proximity effect

Další z příčin zvýšeného odporu vodičů operujících na vyšších frekvencích je indukce napětí na vodičích v blízkosti proměnného magnetického pole. Uvažujme dva nekonečně dlouhé vodiče hranatého průřezu:



Obrázek 3.7: Rovnoběžné nekonečné vodiče

dráty protéká primární proud ve směru červených šipek. Dolní vodič vytváří magnetické pole (zeleně), které prochází boční stěnou horního vodiče (rovnoběžná s ABCD). Dle Faradayova zákona se v každé uzavřené smyčce bude indukovat napětí tak, aby způsobilo proud, který vyruší magnetický tok svojí smyčkou. Tedy na dané hraně a všech slupkách s ní rovnoběžných, bude téci proud ve směru černých šipek. Obdobná situace nastane i v druhém vodiči. Vidíme, že na hranách mezi vodiči se primární proud sečte s indukovaným, kdežto na vnějších stranách naopak.

Podobná situace nastane, pokud položíme dva vodiče, které vedou proud stejným směrem na sebe. Proud poté nepoteče na hranici mezi nimi, nýbrž na krajích. Navíc tento proud roste exponencialně [1], s tím kolik vrstev je na sobě. Z výše uvedeného tedy vyplývá:

- Je vhodné co nejvíce zvětšit dotykové plochy mezi primárními a sekundárními vinutími;
- Není přípustné pokládat na sebe více než dvě vrstvy vodičí proud stejným směrem;

- Snížení povrchových proudů, a tedy ztrát, lze dosáhnout prokládáním primárních a sekundárních vinutí.

■ 3.7.2 Ztráty na vinutí

Označme:

- I_{dc} = Střední hodnota proudu vinutím;
- I_{rms} = RMS hodnota proudu vinutím.

Poté můžeme podle [3] spočítat ztráty jako:

$$P = P_{ac} + P_{dc}, \quad (3.45)$$

kde P_{ac} jsou ztráty způsobené střídavou složkou proudu a P_{dc} jsou ztráty způsobené stejnosměrnou složkou proudu.

$$P_{ac} = R_{ac} I_{rms}^2. \quad (3.46)$$

R_{ac} je zjistíme z rozměru drátu a frekvence spínání z Dowellových křivek, které nalezneme v [1] ,nebo [3]. Nakonec spočteme:

$$P_{dc} = R_{dc} I_{dc}^2, \quad (3.47)$$

kde R_{dc} je stejnosměrný odpor vodiče, tedy:

$$R = \frac{\rho l}{S}, \quad (3.48)$$

ρ je rezistivita vodiče, l jeho délka a S jeho průřez.

Kapitola 4

Praktická část

4.1 Úvod

V této části jsou vypočteny hodnoty součástek pro použití v prototypu. Dále je vybrán řídicí integrovaný obvod a řešeny rovnice ohledně řízení a zpětnovazebních přenosů. Je navrhnut plošný spoj tak, aby bylo minimalizováno rušení zpětné vazby a vykresleny naměřené charakteristiky zdroje.

4.2 Výpočet hodnot transformátoru

4.2.1 Jádru

Vzhledem k požadavku na malý rozměr zvolíme frekvenci:

$$f = 200 \text{ kHz.} \quad (4.1)$$

Při tomto kmitočtu již dochází k zdatelným ztrátám v jádře. Omezíme proto maximální rozkmit ΔB na:

$$\Delta B = 0.2 T, \quad (4.2)$$

v takovémto rozsahu by měla mít hysterezní smyčka lineární průběh, menší plochu a tím menší ztráty. Ze zadání vyplývá:

Po	25 W
Uoutmin	5 V
Uoutmax	25 V
Ioutmax	1 A
Uinac	230 V
Uinmax	325 V
Uinmin	293 V
Dmax	0.8

Tabulka 4.1: Zadání

S těmito informacemi lze uskutečnit návrh jádra. Dle (3.38) vypočteme Area product:

$$A_p = \left(\frac{25}{0.017 \cdot 0.2 \cdot 2e5} \right)^{\frac{4}{3}} = 155.8 \text{ mm}^4. \quad (4.3)$$

To znamená, že stačí poměrně malé jádro. K dispozici máme jádro ETD34 s $A_p=11900 \text{ mm}^4$, můžeme ho tedy do prototypu klidně použít. Z datasheetu výrobce materiálu [5] vypočteme ztráty v jádře na jednotku objemu při dané frekvenci:

$$P = 210 \cdot V_e \left[\frac{mW}{cm^3} \right] = 210 \cdot 7640 = 1.1 \text{ W}. \quad (4.4)$$

To je přijatelné [3]. Z datasheetu ještě vyčteme B_{sat} , která je 390 mT@100 C.

■ 4.2.2 Vinutí

Dosadíme-li do rovnice (3.34) maximální požadovanou hodnotu výstupního napětí, která nastane pro největší střídá:

$$N_s = \frac{30 \cdot 2e - 6}{97.1e - 6 \cdot 0.2} = 3.1, \quad (4.5)$$

s mírnou rezervou zvolme $N_s = 4$. Z (2.12) můžeme vypočítat převod transformátoru:

$$p = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{inmin} 2T_{onmax}}{TU_{omax}} = 7.46. \quad (4.6)$$

Zvolme $p = 7$. Díky tomu bude zaručeno, že střída nepřekročí 0.85, jelikož

$$D = \frac{U_{out,max} N_p}{U_{in,min} N_s} = 0.7. \quad (4.7)$$

Tím dostaneme počet primárních závitů:

$$N_p = 28. \quad (4.8)$$

4.3 Výstupní indukčnost

Podívejme se na vztah 3.4. Maximum tohoto výrazu nastane, pokud U_{in} bude maximální a zároveň T_{on} bude maximální. To však nastat nemůže, protože $T_{on,max}$ nastane, pouze pokud je U_{in} minimální. Nicméně navrháme induktor tak, aby počítal i s touto situací. Navíc se to pro naši aplikaci hodí z důvodu velkého rozsahu výstupních proudů. Pak:

$$L_{min} = \frac{320}{7} \frac{(1 - \frac{4e-6}{5e-6}) \cdot 4e-6}{0.2} = 91 \mu\text{H}. \quad (4.9)$$

4.4 Výstupní kondenzátor

Zvlnění napětí na výstupu nebylo zadáno, zvolme si například:

$$U_{pp} = 0.2 \text{ V}. \quad (4.10)$$

Podle vzorce (3.7) provedeme první odhad kapacity:

$$C_{min} = \frac{i_c T}{2U_{pp}} = \frac{1 \cdot}{2 \cdot 0.2 \cdot 200000} = 12.5 \mu\text{F}. \quad (4.11)$$

Byla vybrána řada Low ESR kapacitorů od výrobce Nippon-Chemicon [6]. Zde vyčteme, že:

$$\tan(\delta) = 0,1 @ 25 \text{ V}, 120 \text{ Hz}. \quad (4.12)$$

Tento poměr je definován jako:

$$\tan(\delta) = \frac{ESR}{X_c}. \quad (4.13)$$

Můžeme vyjádřit:

$$ESR = \frac{1}{2\pi f C} \tan(\delta). \quad (4.14)$$

Pro kondenzátor o $C=220\mu\text{F}$ je:

$$ESR = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 220e-6} = 0.6 \Omega. \quad (4.15)$$

A tak z rovnice (3.5):

$$U_{pp} = 0.6 \cdot 0.2 = 0.12 \text{ V}. \quad (4.16)$$

Nakonec pro zvlnění na čisté kapacitě kondenzátoru dostaneme:

$$U_{pp} = \frac{0.2}{2 \cdot 220e-6 \cdot 200e3} = 2.27 \text{ mV}. \quad (4.17)$$

4.5 Ztráty ve vinutích

Abychom se vyhnuli riziku přehřátí jádra, které by mělo být provozováno do 100 °C [3] spočítáme výkonové ztráty na vinutích.

4.5.1 Primární vinutí

Konzervativně uvažujeme účinnost transformátoru $\eta = 0.85$. Dále spočítáme amplitudu $I_{fl,p}$, tedy amplitudu proudu na primárním vinutí v $\frac{T_{on}}{4}$. Protože na sekundární straně transformátoru je cívka připojená mezi konstantní napětí, průběh proudu zde bude lineární, a tedy i na primární straně bude lineární. Můžeme spočítat aproximaci dle vztahu (3.14):

$$I_{fl,p} = \frac{30}{0.85 \cdot 293 \cdot 0.8} = 0.15 \text{ A}, \quad (4.18)$$

pokračujeme dosazením do vztahu (3.16):

$$I_{rms,p} = 0.15 \cdot \sqrt{\frac{0.85}{2}} = 0.01 \text{ A}. \quad (4.19)$$

Vzhledem k omezenému rozsahu průměrů drátů k dispozici a s přihlédnutím k výšce cívky jádra zkusíme první výpočet s lakem izolovaným vodičem o průměru:

$$d = 0.2 \text{ mm}. \quad (4.20)$$

Resistivita mědi je:

$$\rho = 1.68 \cdot 10^{-8} \frac{\Omega}{\text{m}}. \quad (4.21)$$

Pro odpor vodiče platí:

$$R = \frac{\rho l}{S} \Omega \quad (4.22)$$

kde l je délka vodiče, S je jeho průřez. Z datasheetu výrobce jádra [7] zjistíme, že průměr sloupku cívky je:

$$d = 11.6 \text{ mm}, \quad (4.23)$$

proto jeho obvod:

$$o = \pi d = 11.6 \cdot \pi = 3,64 \text{ cm}. \quad (4.24)$$

Konečně můžeme spočítat odpor jednoho primárního vinutí:

$$R_{p,dc} = \frac{\rho o N_p}{S} = \frac{1.68e-8 \cdot 0.0364 \cdot 28}{\pi e - 8} = 0.545 \Omega. \quad (4.25)$$

a tedy:

$$P_{p,dc} = R_{p,dc} I_{fl,p}^2 = 0.545 \cdot 0.15^2 = 12.26 \text{ mW} \quad (4.26)$$

Z tabulky v [1] vyčteme pro průměr drátu $d=0.2$ mm a frekvenci 200 kHz:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1, \quad (4.27)$$

můžeme spočítat $P_{p,ac}$:

$$P_{p,ac} = R_{p,dc} \cdot I_{p,rms}^2 = 54.5 \mu\text{W}. \quad (4.28)$$

4.5.2 Sekundární vinutí

Obdobně vypočteme průběhy proudů na sekundárních vinutích, budeme opět postupovat dle kapitoly (2.1). Z rovnice (3.18):

$$I_{rms,s1} = 1 \cdot \sqrt{\frac{0.85}{2}} = 0.425 \text{ A}, \quad (4.29)$$

dále (3.19):

$$I_{rms,s2} = 0.5 \cdot \sqrt{0.2} = 0.22 \text{ A}. \quad (4.30)$$

Pro konstrukci sekundárního vinutí byl zvolen drát průměru 0.4 mm. Odpor 4 závitů bude:

$$R_{s,dc} = \frac{\rho_0 N_s}{S} = \frac{1.68e-8 \cdot 0.0364 \cdot 4}{(2e-4)^2} = 19.4 \text{ m}\Omega. \quad (4.31)$$

z toho:

$$P_{s,dc} = R_{s,dc} I_{s,fl}^2 = 19.4e-3 \cdot 1 = 19.4 \text{ mW}. \quad (4.32)$$

V tabulce z [1] vyčteme pro průměr drátu $d=0.4$ mm a frekvenci 200 kHz:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.05, \quad (4.33)$$

můžeme spočítat $P_{s,ac}$:

$$P_{s,ac} = R_{s,dc} \cdot 1.05 \cdot I_{s,rms}^2 = 3.69 \mu\text{W}. \quad (4.34)$$

Jelikož i ztráty v sepnutém stavu jsou malé, můžeme ztráty na vinutí během T_{off} zanedbat.

Z předchozího vyplynulo, že ztráty v jádře jsou mnohem větší než ztráty ve vodičích. Do finální aplikace by bylo vhodné zvolit např. 2x větší počet závitů, tím snížit rozkmit magnetické indukce a tím pádem ztráty v jádře.

4.6 Ztráty na spínacích tranzistorech

V této sekci spočítáme ztrátový výkon na tranzistoru, což je důležité z hlediska optimalizace velikosti chladiče.

Dle rovnice (3.26), která platí pro vypínání tranzistoru můžeme psát:

$$P_{off} = 2 \cdot 0.15 \cdot 325 \frac{112e - 9}{5e - 6} = 2.2 \text{ W}, \quad (4.35)$$

kde jsme za T_s dosadili hodnoty z datasheetu [8]:

$$T_s = t_{d,off} + t_f = 112 \text{ ns}. \quad (4.36)$$

V sepnutém stavu bude mít tranzistor ztráty (3.27):

$$P_{dc} = 1 \cdot 0.15 \cdot 0.4 = 0.06 \text{ W}. \quad (4.37)$$

kde $U_{on}=1 \text{ V}$, opět vzato z [8].

4.7 Řídící obvod

Řídící obvod má na starosti PWM modulaci, zpětnovazební řízení i samotné buzení tranzistorů. V nabídkách obchodů dnes převažují čipy, které mají integrované výkonové tranzistory, nicméně na radu Doc. Hospodky bylo vybíráno převážně z čipů určených pro fungování s externím tranzistorem. V následující tabulce je pro ukázkou vybráno několik regulátorů:

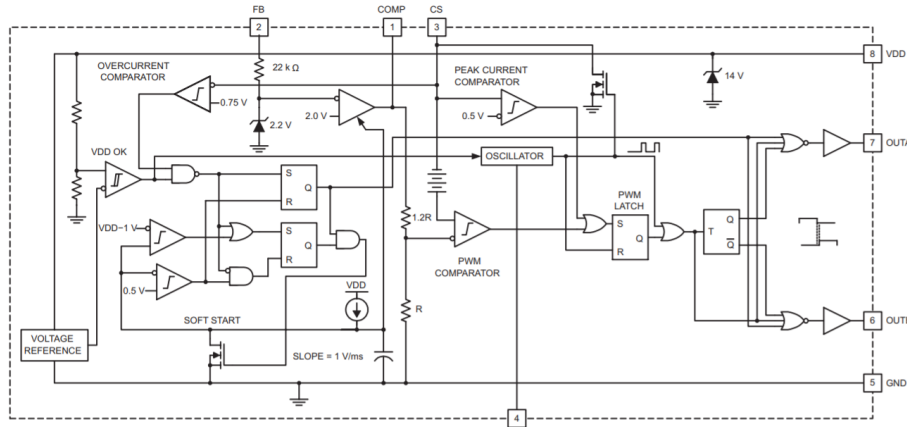
Název	UCC3808A	LM5030	NCP1910	LT1103	LM5035
ZV	proudová	proudová	proudová	proudová	napěťtová
Tranzistory	ne	ne	ANO	ne	ne
Frekvence	do 1 MHz	do 1Mhz	do 500kHz	do 200kHz	do 2MHz
U_{in}	9-14	14-90	20V	30V	13-105
Resonanční	ne	ne	ANO	ne	ne

Tabulka 4.2: Výběr z dostupných regulátorů

Byl zvolen obvod UCC3808A od společnosti Texas-Instruments. Hlavní výhoda oproti ostatním je o něco menší velikost a možnost ručně implementovat jak kompenzaci směrnice proudu, tak frekvenční kompenzaci zpětné vazby díky vyvedenému výstupu chybového zesilovače.

Tento obvod je určen pro proudové řízení ve špičkovém módu. To znamená, že porovnává průběh proudu tekoucí skrz primární vinutí s výstupem chybového zesilovače. Čip má implementovány dvě zpětnovazební smyčky. Ta

vnitřní, proudová, zajišťuje feed-forward regulaci a rychle reaguje na změny vstupního napětí. Vnější smyčka určuje výstupní napětí a vazba je také napěťová. Blokové schéma je na obrázku (4.1).



Obrázek 4.1: Schéma zapojení UCC3808A [11]

Piny OUTA a OUTB jsou výstupy pro ovládání spínacích tranzistorů, CS je vstup do komparátoru ze snímacího rezistoru R_i , FB/COMP je vstup/výstup chybového zesilovače a RC je vstup napětí z časovacího RC článku. Z tohoto článku je časován oscilátor. Ten slouží ke generování uzkých pulzů, které zajišťují přepínání výstupů A,B, a také zaručuje, že nebudou oba tranzistory sepnuty dohromady. Obvod vyžaduje napájecí napětí 13 V.

4.7.1 Časovací RC článek

Jedná se o klasický integrační RC článek. Kondenzátor je z napájecího napětí nabíjen přes rezistor R . Ve chvíli, kdy je nabit na danou hodnotu napětí, je jeho vstup zkratován na zem a počká se, než se vybije. Poté je od země odpojen a cyklus začíná nanovo. Od výrobce víme [11], že:

$$f = \frac{1.41}{RC}, R \in (10; 200) \text{ k}\Omega, C \in (100; 1000) \text{ pF}. \quad (4.38)$$

4.8 Kompenzace směrnice proudu

Hlavní nevýhodou proudově špičkového řízení je to, že střední hodnota výstupního proudu je závislá na době T_{on} , tedy intervalu sepnutí jednoho z

tranzistorů.

První příčina možného vzniku oscilací je kolísání vstupního napětí. Pokud začne růst hodnota vstupního napětí, proud na induktoru naroste rychleji a čas T_{on} se zkrátí. Tím se však sníží střední hodnota proudu induktorem. To způsobí pokles výstupního napětí a vnější zpětnovazební smyčka se pokusí interval T_{on} prodloužit. Takto může být způsobena oscilace. Předcházející lze kvalitativně zapsat jako [1]:

$$I_{av} = I_p - \frac{I_{pp}}{2} = I_p - \left(\frac{aT_{off}}{2}\right) = I_p - \frac{aT}{2} + \frac{aT_{on}}{2}, \quad (4.39)$$

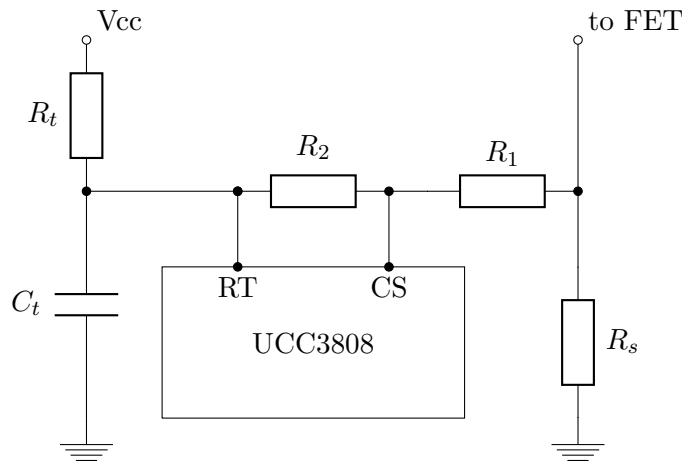
kde a je směrnice proudu během T_{off} a I_p je špičková hodnota proudu výstupního induktoru.

Druhým rizikem je proudová nerovnováha na výstupu. Pro $D > 50\%$ bude směrnice proudu během T_{off} větší než během T_{on} . Díky tomu dojde ještě k větší nerovnováze na počátku následujícího pracovního cyklu.

Abychom tomuto mohli zabránit, budeme potřebovat na vstup přidat lineární průběh s takovou směrnici a amplitudou, abychom velikost výstupního proudu zbavili závislosti na T_{on} . Na to použijeme průběh napětí na časovacím RC článku. Lze ukázat [1], že požadovaná směrnice musí být rovna:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{\frac{N_s R_i a}{N_p^2}}{\frac{\Delta V}{\Delta t}}, \quad (4.40)$$

kde N_s, N_p jsou počty závitů transformátoru, R_i je hodnota snímacího rezistoru, a je směrnice proudu během T_{off} a $\frac{\Delta V}{\Delta t}$ je směrnice napětí na časovacím RC článku. Zapojení a funkce rezistorů R_1 a R_2 jsou patrné z následujícího schématu:



Obrázek 4.2: Zapojení pro kompenzaci směrnice proudu

Z obrázku vyplývá, že na vstup proudového komparátoru přidáváme rezistory R_1 a R_2 vydělené napětí z RC článku. Abychom neodebírali energii z kondenzátoru, čímž bychom prodlužovali periodu spínání, je vhodné buď volit R_2

velmi velké, nebo použít tranzistor či OZ.

Z datasheetu [11] víme, že:

$$\Delta V = \frac{V_{dd}}{2} - 0.2 = 6.5 - 0.2 = 6.3 \text{ V} \quad (4.41)$$

a Δt je rovná půlce periody spínání. Tedy:

$$\Delta t = \frac{T}{2} = 2.5e - 6 \text{ s.} \quad (4.42)$$

Jinak řečeno, aproximujeme průběh napětí na RC článku lineární funkcí.

Směrnice a je konstantní pro jedno výstupní napětí, jelikož zpětná vazba drží špičku výstupního napětí konstantní. Můžeme psát:

$$a = \frac{V_o}{L_o}. \quad (4.43)$$

Autor nezjistil žádné pravidlo jak volit a pro proměnlivá výstupní napětí. Protože jedna z příčin oscilace nastává pouze pro $d > 0.5$, tak zvolíme a úměrné $V_{out,max}$. Proto

$$a = \frac{25}{320e - 6} = 78125. \quad (4.44)$$

Nyní už můžeme vypočítat požadované zesílení. Z 4.40:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.00221. \quad (4.45)$$

4.9 Přenos zpětnovazební smyčky a jeho kompenzace

Přenosová funkce otevřené smyčky propustného měniče v proudovém módu je [10]:

$$H(s) = \frac{R}{R_{map}} \frac{\left(\frac{s}{\omega_{ESR}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o} + 1\right)}, \quad (4.46)$$

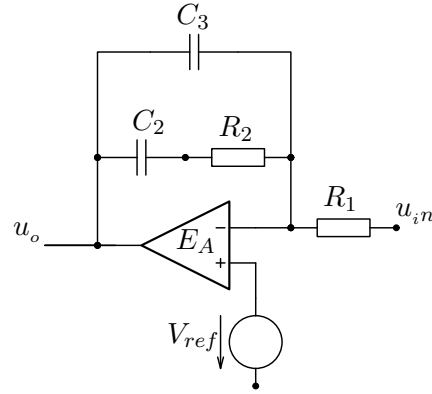
obsahuje jednu nulu ovlivněnou kapacitou výstupního kondenzátoru a jeho ESR:

$$\omega_{ESR} = \frac{1}{ESRC_o}. \quad (4.47)$$

Dále jeden pól, jehož kritický kmitočet je roven:

$$\frac{1}{RC_o}, \quad (4.48)$$

kde R je odpor zátěže a C_o kapacita výstupního kondenzátoru. Koeficient R_{map} je definován jako poměr napětí rampy za PWM komparátorem ku



Obrázek 4.3: Kompenzátor 2. typu

snímanému proudu. Z předcházejícího vyplývá, že bude stačit jednodušší typ kompenzátoru. Jeho zapojení je na schématu (4.3) [10]. Přenos mezi u_{in} a u_{out} má za předpokladu $C_1 \gg C_3$ tvar:

$$H(s) = \frac{(R_1 C_1 s + 1)}{(R_1 C_1 s)(R_2 C_3 s + 1)}. \quad (4.49)$$

Nejprve spočítáme R_{map} . Maximální proud tekoucí snímacím rezistorem je:

$$\frac{1.2 I_{o,max}}{7} = 0.17 \text{ A}. \quad (4.50)$$

Maximální napětí na CS je 0.5 V [11]. Zvolme $R_s = 1 \Omega$. Toto napětí je poté zesíleno 2.5 krát [11]. Můžeme spočítat:

$$R_{map} = \frac{2.5 \cdot 0.17}{0.17} = 2.5 \Omega. \quad (4.51)$$

Dále určíme frekvenci, na které bude mít otevřená smyčka jednotkové zesílení. Pro proudové řízení je doporučeno ji volit jako:

$$f_{cross} = \frac{f}{6} = 33.3333 \text{ kHz}, \quad (4.52)$$

kde f je spínací frekvence. Spočítáme frekvenci, při které bude integrační část kompenzátoru procházet nulou:

$$f_{int} = \frac{R_{map}}{R} f_{cross} = 3.3333 \text{ kHz}. \quad (4.53)$$

Za R jsme zvolili takový odpor, aby při $U_{out,max}$ byl proudový odběr maximální, tedy 25 Ω . Můžeme také spočítat kritickou frekvenci pólu:

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi R C_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 25100 \cdot 10^{-6}} = 63.67 \text{ Hz}. \quad (4.54)$$

a také nuly:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi ESR C_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.6 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 2.653 \text{ kHz} \quad (4.55)$$

Pokusíme se narovnat amplitudovou frekvenční charakteristiku tak, aby od nízkých až po vysoké frekvence lineárně (v log souřadnicích) klesala 20dB/dek. Umístíme tedy jeden pól kompenzátoru na frekvenci OL nuly a nulu na frekvenci pólu otevřené smyčky [10]:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{int} R_1} = 318 \text{ nF}, \quad (4.56)$$

dále:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi(R_2 f_{ESR} - R_1 f_{int})} = 7.9 \text{ nF}, \quad (4.57)$$

nakonec:

$$R_2 = R_1 \frac{f_{int}}{f_{RC}} = 7852 \Omega \quad (4.58)$$

kde hodnota R_1 byla zvolena s ohledem na dostatečný proud diodou optočlenu [12] zvolena jako $R_1=150 \Omega$.

4.10 Návrh DPS

Proudové řízení je velice citlivé na návrh DPS, jelikož napětí na snímacím rezistoru jsou velmi malá [10]. Je nutné optimalizovat umístění součástek tak, aby řídicí trasy byly co nejkratší. Tím je minimalizována jejich indukčnost a susceptibilita k rušení. Dle pokynů výrobce byla snaha o:

- Umístění vstupních kondenzátorů co nejlíže k VDD pinu;
- Zkrácení vzdálenosti mezi optočlenem a řídicím obvodem na minimum;
- Spojení země řídicích součástek se zemí snímacího rezistoru v jednom bodě.

Navíc, měď přímo pod transformátorem byla odleptána aby nedocházelo k indukci vířivých proudů. Layout plošného spoje, který je použit v prototypu se nachází v příloze.

4.11 Měření

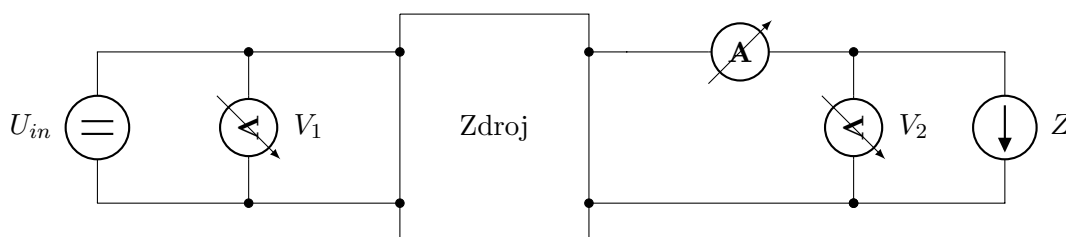
Na realizovaném prototypu byla změřena zatěžovací a převodní charakteristika. Tedy změna výstupního napětí v závislosti na výstupním proudu resp. změna

výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí. Použité přístroje jsou uvedeny v tabulce (4.3). Schéma zapojení přístrojů je na obrázku (4.4). Jako

Označení ve schématu	výrobce	typ	rozsah
V1	Rigol	DM3064	1000V
V2	Fluke	189	500V
A	Fluke	189	10A
Z	Statron	3227	200W
U_{in}	Hameg	HM704	300V

Tabulka 4.3: Použité přístroje

zdroj vstupního napětí byly použity 3 zdroje HM704 zapojené do série.



Obrázek 4.4: Zapojení měřících přístrojů

Pro měření přechodové charakteristiky, bylo pro výstupní proud 0.1 A nastaveno výstupní napětí 30 V, resp. 10 V. Zatěžovací charakteristika je na obrázku 4.5.

Výstupní odpor spočítáme jako:

$$\frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} = 1.6 \Omega, \quad (4.59)$$

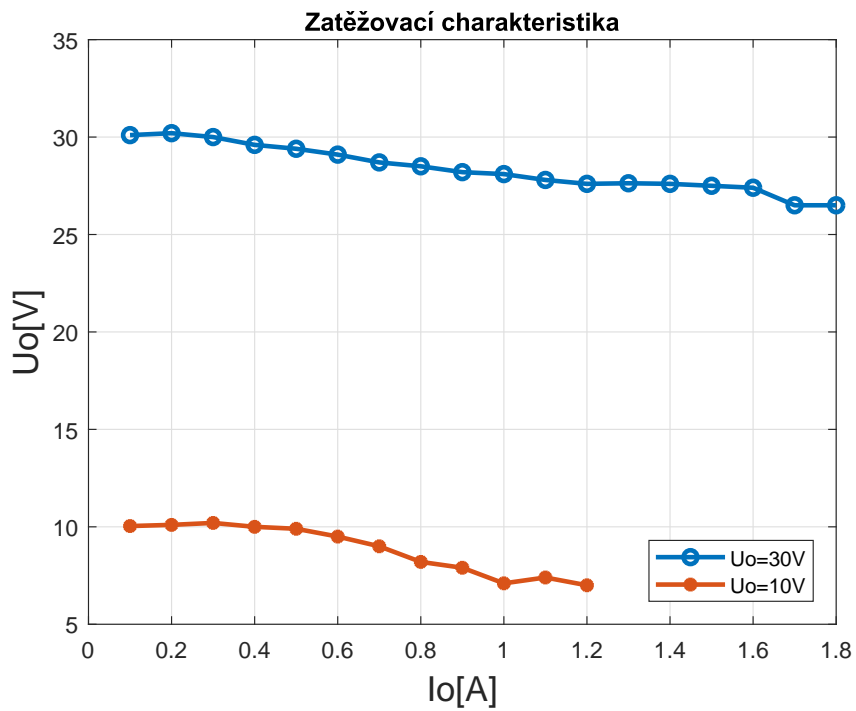
kde U_o je výstupní napětí a I_o je výstupní proud.

Převodní charakteristika byla měřena pro nastavené výstupní napětí 30 V při odběru 1 A, resp. 0 A. Charakteristika je na obrázku (4.6). S parametrem převodní charakteristiky můžeme spočítat jako:

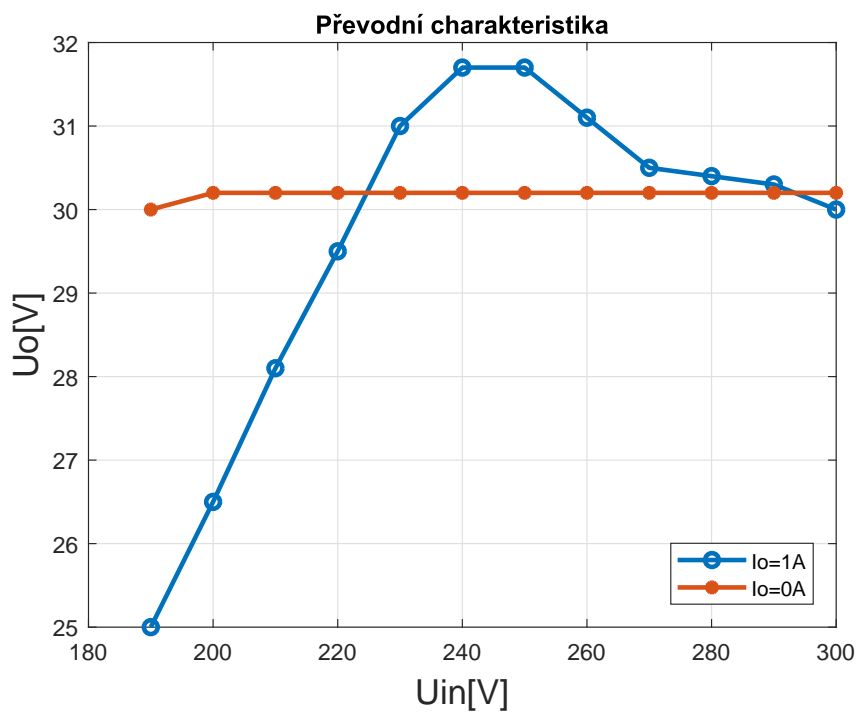
$$S = \frac{\Delta U_i}{\Delta U_o} = 160. \quad (4.60)$$

kde U_i je vstupní napětí a U_o je výstupní napětí.

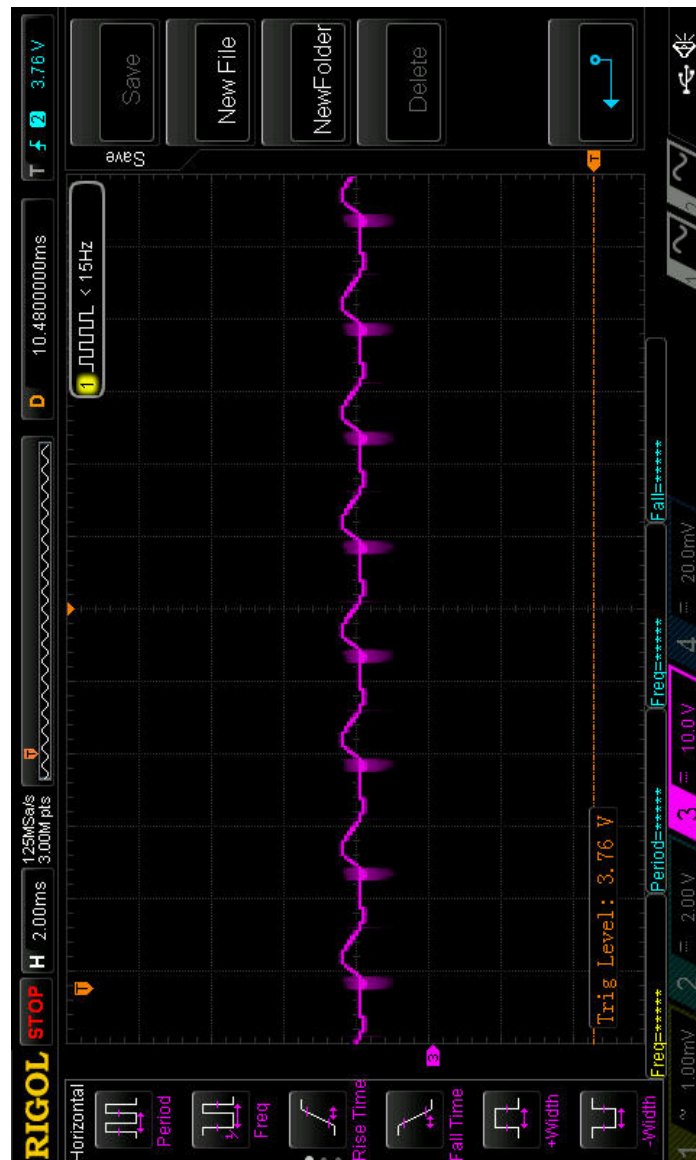
Zvlnění napětí na výstupu pro $U_o=25$ V, $I_o=1$ A je na obrázku (4.7).



Obrázek 4.5: Zatěžovací charakteristika



Obrázek 4.6: Převodní charakteristika



Obrázek 4.7: Zvlnění napětí na výstupu



Kapitola 5

Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout zapojení spínaného preregulátoru pro laboratorní zdroj, vybrat vhodný řídicí obvod, zvolit topologii zapojení a nakonec ho otestovat na funkčním prototypu. Po analýze jednotlivých topologií bylo vybráno nejvhodnější zapojení.

Dále byly ukázány důležité vztahy týkající se konstrukce transformátoru. Podrobná analýza ztrát v jádře a vinutích byla provedena s ohledem na výkonové požadavky dané zadáním.

Na základě zjištěných skutečností byl z dostupné nabídky řídicích obvodů vybrán ten nejvhodnější. Obvodový návrh byl proveden dle vlastností topologie a charakteristik zpětnovazebního řízení regulačního čipu. Podle tohoto schématu byl navrhnout tištěný spoj s důrazem na minimalizaci rušení řídicích prvků.

Návrh byl realizován a na funkčním prototypu byly změřeny charakteristiky zdroje. Požadavky na výstupní proud a napětí zdroj splňuje a z hlediska dodáváného výkonu i převyšuje.

Další práce bude spočívat v realizaci menšího transformátoru. Díky tomu půjde zmenšit celkové rozměry zařízení. Optimalizací konstrukce transformátoru se předpokládá dosažení menších ztrát a větší účinnosti zdroje.

Příloha A

Literatura

- [1] Pressman, Abraham I., Keith H. Billings a Taylor. Morey. Switching power supply design. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2009. ISBN 978-0-07-148272-1.
- [2] Havlát, L. Precizní laboratorní zdroj s předřazeným spínaným DC/DC konvertorem, Diplomová práce ČVUT, 2017.
- [3] Dixon, L. H. Texas Instruments: Magnetics Design for Switching Power Supplies [online]. [cit. 2018-5-23], <http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>
- [4] Maniktala, Sanjaya. Switching power supplies A-Z. Second edition. Amsterdam: Elsevier/Newnes, 2012. ISBN 978-0-12-386533-5
- [5] TDK Epcos. Ferrites and accessories: SIFERRIT material N87. – datasheet [online]. Zář 2006. [cit. 23. 5. 2018], <https://en.tdk.eu/download/528882/6a0da25e2745be5c13b587b3d4a8de48/pdf-n87.pdf>
- [6] Nippon-Chemi-Con. Miniature aluminium electrolytic capacitors, LXV Series [online]. [cit. 23. 5. 2018], <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.123-525.1.pdf>
- [7] Ferrocube. ETD cores and accessories, ETD/29/16/10-datasheet [online]. 2008 Sep. 01. [cit. 2018-5-23], http://www.farnell.com/datasheets/1469874.pdf?_ga=2.190505000.2003851865.1526242105-1359293132.1518088613
- [8] Vishay Siliconix. IRFBE30 Power MOSFET [online]. -Rev. B, 21-Mar-11. [cit. 2018-5-23], <http://www.vishay.com/docs/91118/91118.pdf>

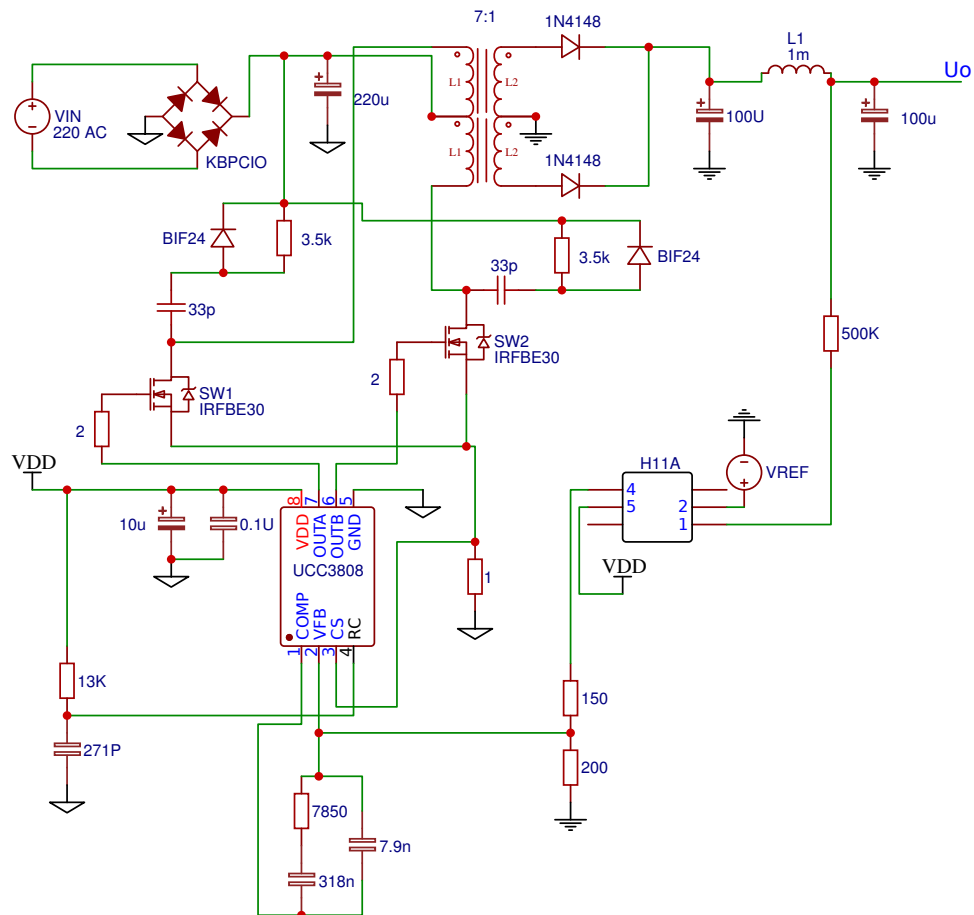
- [9] Publi.cz. Elektrotechnické materiály 1 [online],[cit.2018-5-23], Původní obrázek ve formátu JPEG. Dostupné z:
https://publi.cz/books/353/images/pics/7_8.jpg
- [10] Maniktala, Sanjaya. Switching power supply design & optimization. Second edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. ISBN 9780071798143.
- [11] Texas Instruments.UCCx3808A Low Power Current Mode Push-Pull [online].Rev.E,Dec.2016.[cit. 2018-5-23],
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc3808a-1.pdf>
- [12] Vishay Semiconductors. H11A Optocoupler [online].Rev.1.8, 02-Feb-18.
[cit. 2018-5-23],
<https://www.vishay.com/docs/83730/h11a1.pdf>



Příloha B

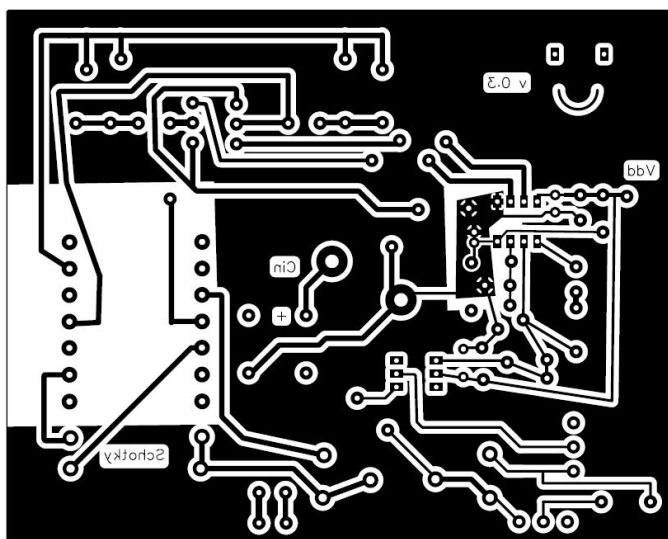
Schémata a layouty

B.1 Kompletní schéma

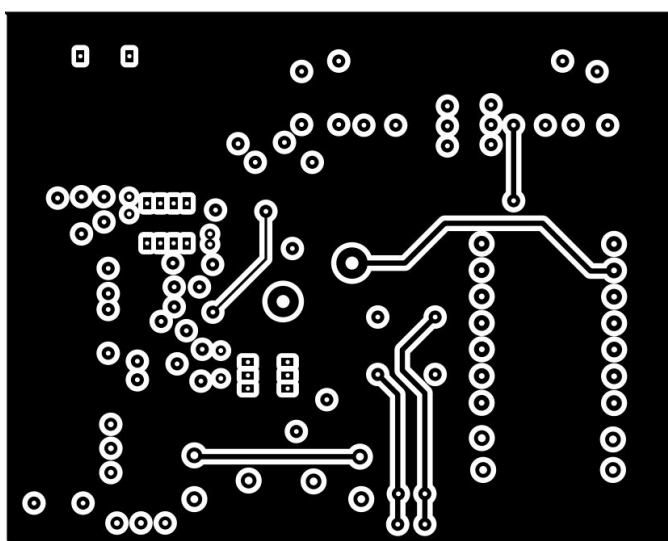


Obrázek B.1: Zapojení spínaného měniče

B.2 DPS

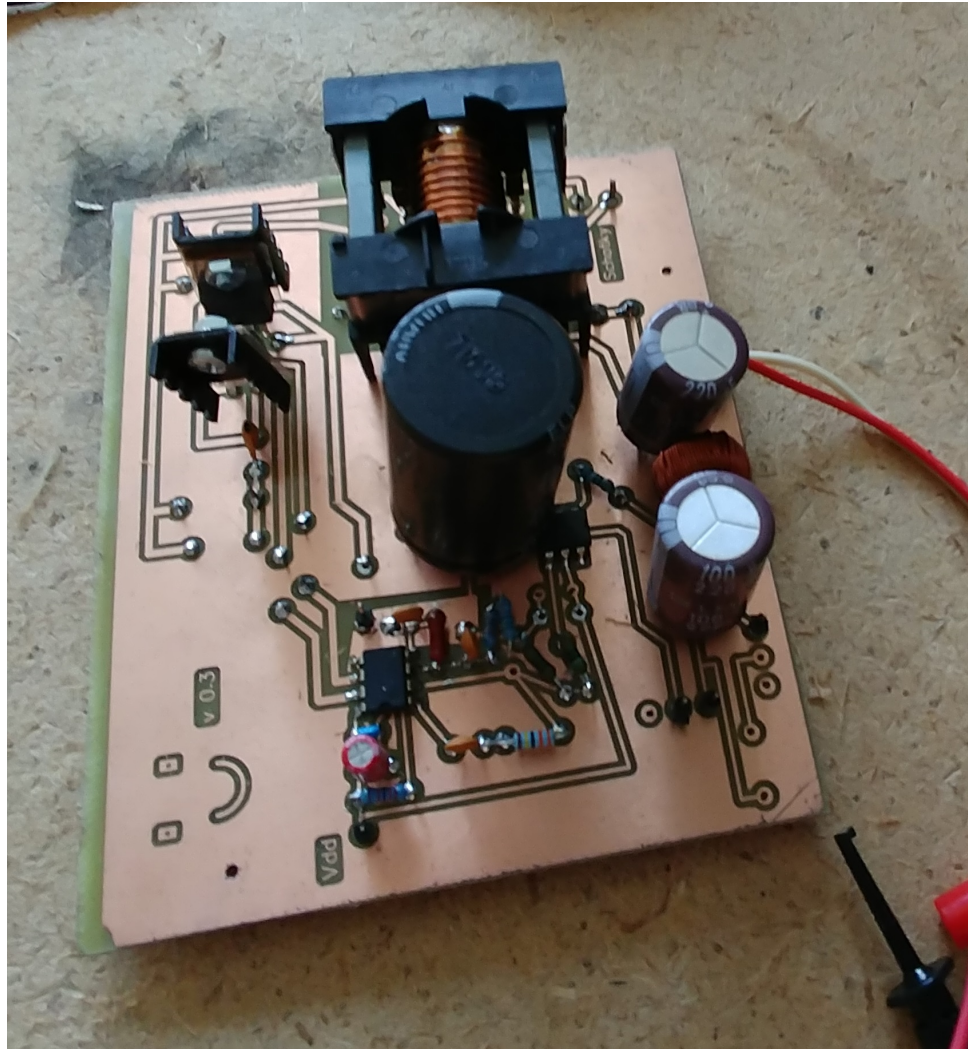


Obrázek B.2: Dolní strana DPS



Obrázek B.3: Horní strana DPS

B.3 Realizovaný prototyp



Obrázek B.4: Realizovaný prototyp