

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2020

Bc. Daniela Jánešová



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SPÍNANÝ ZDROJ PRO ELEKTRONOVÝ MIKROSKOP

SWITCHING POWER SUPPLY FOR ELECTRON MICROSCOPE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Daniela Jánešová

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Edita Hejátková

BRNO 2020



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Studentka: Bc. Daniela Jánešová

ID: 174206

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Spínaný zdroj pro elektronový mikroskop

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte spínaný zdroj pro rastrovací část elektronového mikroskopu se symetrickým výstupem +300 V a -300 V a výstupním proudem 60 mA. Počítejte se vstupním napětím 24 VDC a jeho možnou změnou o $\pm 5\%$. Nevybírejte topologie rezonančních měničů. Návrh realizujte na desku plošných spojů o velikosti 160x100 mm. Realizovaný zdroj otestujte na výstupní zvlnění napětí a stabilitu při změně zátěže od nulové do maximální zátěže, přičemž zdroj může být zatížen nerovnoměrně. Maximální požadované zvlnění pro tuto aplikaci je 100 mVPP v pásmu od 0 - 20 MHz.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Edita Hejátková

Konzultant: Ing. Jaromír Husták, Delong Instruments, a.s.

doc. Ing. Lukáš Fajcik, 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá teorií spínaných zdrojů a konkrétního řešení pro část elektronového mikroskopu. Na začátku práce jsou uvedena různá řešení jednotlivých bloků spínaných zdrojů, jejich výhody a nevýhody a vhodnost pro elektronovou mikroskopii. V další části práce jsou popsány požadavky a navrhované schéma zapojení spínaného zdroje pro rastrovací část elektronového mikroskopu. V práci je řešeno technické provedení, realizace prototypové desky plošných spojů a ověření správné funkčnosti.

KLÍČOVÁ SLOVA

Spínaný zdroj, pulzní zdroj, DC-DC měnič, spínaný transformátor, měnič

ABSTRACT

This thesis is about theory of switching power supplies and about a specific solution of switching power supply for electron microscope. In the beginning of the thesis are mentioned various solutions of part blocks of switching power supplies, their advantages and disadvantages, and their suitability for electron microscopy. In the next part of the thesis are described requirements and design scheme of switching power supply for scanning part of electron microscope. The thesis is also about technical solution and practical testing of the switching power supply and verification of its functions.

KEYWORDS

Switching power supply, pulse power supply, DC-DC converter, power transformer, converter

JÁNEŠOVÁ, D. *Spínaný zdroj pro elektronový mikroskop*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2019. 60 s., 0 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Edita Hejátková

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji konzultantu diplomové práce Ing. Jaromíru Hustákovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Zároveň chci poděkovat firmám Bagira Tech s.r.o. a ARRS Elektronik s.r.o. za odbornou pomoc při zpracování mé diplomové práce a za poskytnutí laboratoří, zapůjčení měřicích přístrojů a poskytnutí finančních prostředků ke zpracování výsledků mé práce.

OBSAH

Úvod	1
1 Princip spínaných zdrojů	2
1.1 Topologie klasických spínaných zdrojů	2
1.1.1 Snižující měnič	3
1.1.2 Zvyšující měnič	4
1.1.3 Invertující měnič (Buck-boost converter)	5
1.1.4 Snižující měnič s transformátorem	5
1.1.5 Zvyšující měnič s transformátorem	6
1.1.6 Proti-taktní měnič	6
1.1.7 Dvojčinný měnič s kapacitními děliči	7
1.1.8 Dvojčinný měnič se čtyřmi spínači	8
1.2 Topologie rezonančních spínaných zdrojů	8
1.2.1 Rezonanční sériový měnič	9
1.2.2 Rezonanční paralelní měnič	10
1.2.3 Sériově-paralelní měnič	11
1.2.4 LLC rezonanční měnič	12
1.3 Ochranné a pomocné obvody	13
1.4 Vyhlazení výstupního napětí	15
1.4.1 Pasivní filtry	15
1.4.2 Aktivní filtry	16
1.5 Řízení spínaných zdrojů	17
1.5.1 Napěťové řízení	17
1.5.2 Proudové řízení	18
2 Návrh zdroje pro elektronovou mikroskopii	19
2.1 Požadavky na zdroj	19
2.2 Integrovaný obvod pro řízení spínaného zdroje	20
2.3 Blokové schéma měniče	22
2.4 Návrh primární strany měniče	23
2.5 Návrh transformátoru	25

2.6	Návrh sekundární strany měniče.....	27
2.7	Výkonové ztráty.....	29
2.8	Celkové schéma zapojení spínaného zdroje	30
3	Návrh prototypové DPS	32
3.1	Rozmístění součástek.....	32
3.2	Návrhová pravidla.....	33
3.3	Topologie navržené desky	34
4	Realizace prototypové DPS zdroje	36
4.1	Primární strana.....	36
4.1.1	Transformátor	36
4.1.2	Vstupní kondenzátor	38
4.1.3	Spínací tranzistor a ochrana.....	38
4.1.4	Spínání a střída.....	40
4.2	Sekundární strana.....	42
4.2.1	Usměrňovací dioda	42
4.2.2	Zpětná vazba	43
4.2.3	Výstupní kondenzátor a filtr	44
5	Konečné řešení zdroje	45
5.1	Rozmístění součástek a návrhová pravidla.....	45
5.2	Výsledná DPS	46
5.3	Charakteristiky finálního zapojení.....	47
	Závěr	49
	Literatura	51
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	53
	Seznam obrázků	55
	Seznam Tabulek	57
A.1	Obvodové zapojení	58
A.2	Deska plošných spojů	59

ÚVOD

Spínané zdroje jsou v dnešní době nejpoužívanějšími zdroji napětí ve spotřební elektronice, které se vyznačují malými rozměry, vysokou účinností a nízkou hmotností. Jejich návrh však zpravidla bývá složitější, než je tomu u klasických lineárních zdrojů. Vysoká účinnost je dána rychlým připojováním a odpojováním zdroje ke spotřebiči, přičemž frekvence spínání je velmi rozmanitá a pohybuje se od 20 kHz až do desítek MHz. Další výhodou spínaných zdrojů je snadná filtrovatelnost zbytků střídavé složky ve výstupním napětí. Nevýhodou však je vyšší zvlnění výstupního napětí a pomalejší reakce výstupního napětí na změnu zátěže, což je způsobeno polovodičovými spínacími prvky.

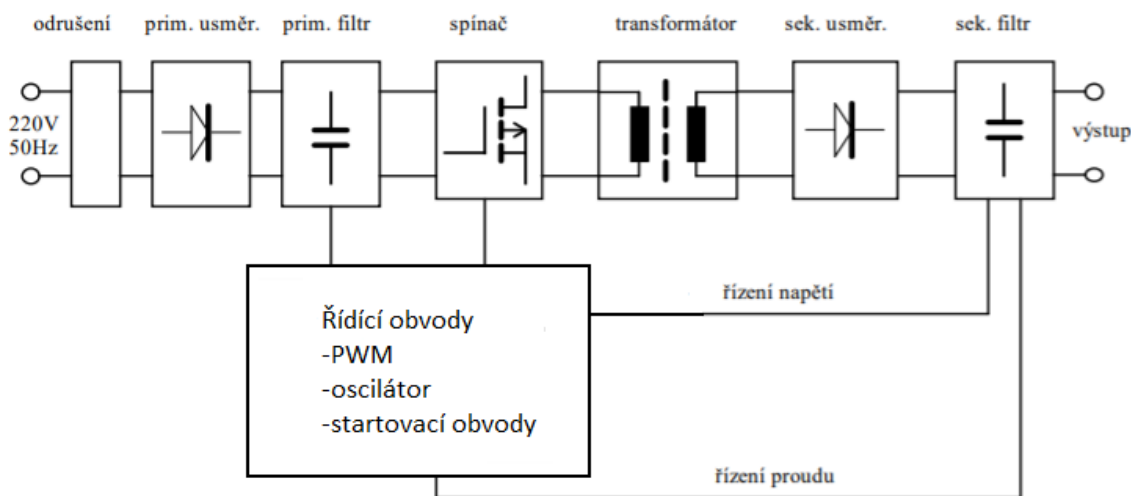
Existuje řada topologií měničů a jejich použití závisí na konkrétním použití v praxi. Každá topologie má své výhody i nevýhody, které je třeba při návrhu zohlednit. Dále se v dnešní době používá řada integrovaných obvodů pro řízení spínaných zdrojů a typ závisí opět na konkrétním použití. Tato diplomová práce se zabývá teorií spínaných zdrojů a dále pak realizací konkrétního spínaného zdroje pro elektronovou mikroskopii. Zdroj je určen pro rastrovací část elektronového mikroskopu a vyznačuje se vysokou stabilitou a nízkým šumem. Diplomová práce je zadána firmou Delong Instruments.

1 PRINCIP SPÍNANÝCH ZDROJŮ

V této kapitole jsou popsány různé topologie měničů a jejich funkce. Dále se zabývá řízením spínaných zdrojů a řešení důležitých částí obvodu, jako je například demagnetizační proud a filtrování výstupního signálu. Základním rozdílem mezi lineárními a spínanými zdroji je, že u spínaných zdrojů není dodávání proudu nepřetržité, ale je určeno spínáním obvodu určité frekvence a střídou. Z principu je zřejmé, že tyto zdroje jsou také zdroji rušení, proto je potřeba účinných filtrů. Dále je potřeba snížit spínací šum, který značně zvyšuje zvlnění na výstupu. Tento šum lze také kompenzovat určitým typem spínání, kdy je na spínacím prvku nulové napětí nebo jím neprochází žádný proud, takového spínání využívají rezonanční spínané zdroje.

1.1 Topologie klasických spínaných zdrojů

Spínané zdroje klasické koncepce pracují na principu znázorněném na obrázku 1.1. Na počátku bývá vždy primární usměrňovač, složený z běžných usměrňovacích diod, popřípadě Graetzův můstek. Za ním je zapojený primární filtr, který potlačuje vstupní zvlnění obvodu, které by se jinak projevilo až na výstupu zdroje.



Obr. 1.1: Blokové schéma síťového spínaného zdroje [1]

Spínacím prvkem bývá nejčastěji výkonový tranzistor MOSFET nebo například IGBT u vysokých výkonů. U spínacích tranzistorů je kladen důraz na rychlost spínání, maximální proud a velikost maximálního napětí. U menších výkonů může být spínací tranzistor součástí integrovaného řídicího obvodu. Aby byly ztráty co nejmenší, je vhodné volit součástku s co nejmenším odporem kanálu, tedy s malým saturačním napětím.

Řídící obvody zpravidla obstarávají celé spínání a regulaci obvodu. Pomocí těchto obvodů lze nastavit střidu a frekvenci spínání (PWM modulace). Integrované obvody mají za úkol hlídat velikost výstupního napětí pomocí zpětné vazby (například optočlen) a podle toho upravit řízení spínače, aby bylo výstupní napětí konstantní. Některé obvody obsahují též ochranu proti zkratu, přepětí nebo proudové pojistky.

Transformátor je konstrukčně nejsložitější částí obvodu. Složité výpočty pro návrh transformátoru dnes již obstarává moderní software a lze si objednat u firem transformátor navržený na míru. Pracuje na vysoké frekvenci (až stovky kHz) a musí mít na daném kmitočtu odpovídající vlastnosti, dbá se hlavně na malou kapacitu vinutí, malé rozptylové indukčnosti a ztráty v jádře.

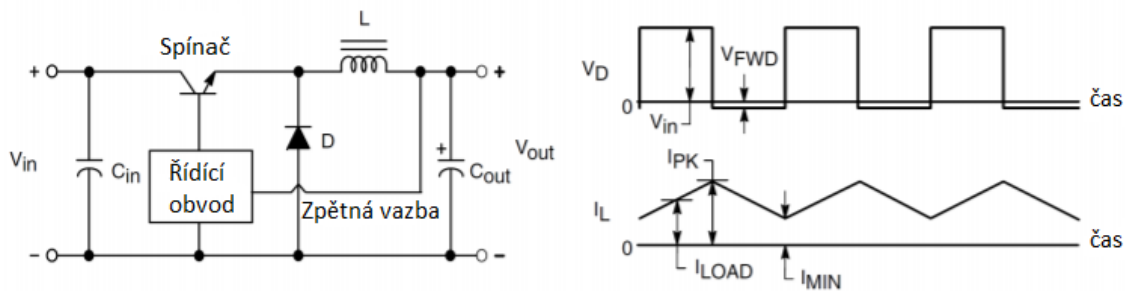
Sekundární usměrňovač slouží k usměrnění signálu na výstupní straně a je také dalším zdrojem ztrát po výkonových prvcích na primární straně. Z principu je jasné, že je třeba použít rychlé spínací diody s malým úbytkem napětí, aby byla zachována spínací frekvence a požadované napětí na výstupu. Při nižším napětí se nejčastěji používají Schottkyho diody, pro vyšší napětí se používají výkonové rychlé usměrňovací diody, nebo také synchronní usměrňovače. Jejich výhodou je malý úbytek napětí v propustném směru a největší využití mají u rezonančních spínaných zdrojů.

Sekundární filtr na výstupu má za úkol odstranit zvlnění výstupního signálu na pracovním spínacím kmitočtu. Podle toho, jak moc potřebujeme výstupní napětí vyhladit, použijeme filtr 2. nebo 3. řádu nejčastěji kondenzátorový nebo LC. Pokud jsou přísnější podmínky pro výstup, používá se T nebo π článek složený z cívek a kondenzátorů. Požadavky na kondenzátory jsou hlavně malá parazitní indukčnost a malý sériový odpor.

Zpětná vazba se nejčastěji kvůli nutnosti galvanického oddělení realizuje pomocí optočlenu, skrze který integrovaný regulační obvod řídí spínání zdroje.

1.1.1 Snižující měnič

Snižující měnič nebo také Buck Converter (propustný měnič) využívá k přenosu energie aktivního intervalu, kdy je sepnut spínací prvek (tranzistor) a přes tlumivku teče ze vstupu do výstupu obvodu proud I_L . Pokud je tranzistor rozepnutý, do zátěže je dodávána energie z akumulace tlumivky L. Přes propustně polarizovanou rekuperační diodu D se uzavírá proud zátěží. Schéma zapojení je na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Základní schéma snižujícího měniče [2]

Proud zátěží kolísá a má lineární průběh. Pro narůstání proudu platí vztah:

$$I_L = I_{MIN} + \frac{[(V_{in} - V_{DS(sat)}) - V_{out}] \cdot t_{on}}{L} \quad 1.1$$

$V_{DS(sat)}$ je saturační napětí na spínacím tranzistoru, který je sepnut po dobu aktivního intervalu t_{on} . Pokles proudu tekoucí tlumivkou L pak lze psát:

$$I_L = I_{PK} - \frac{(V_{FWD} + V_{out}) \cdot t_{off}}{L} \quad 1.2$$

Kde V_{FWD} je prahové napětí rekuperační diody D a dále t_{off} je doba po kterou je spínací tranzistor uzavřen. Pro zvlnění proudu tlumivkou pak platí vztah:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot (1-s)}{fL} \quad 1.3$$

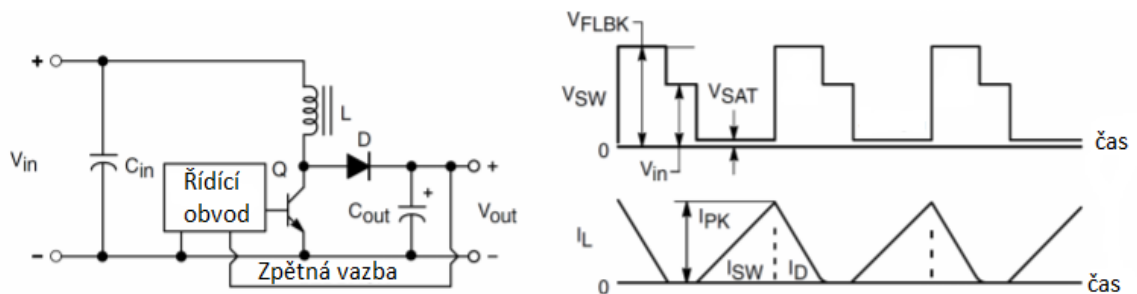
Kde s je střída cyklu a f je spínací/pracovní frekvence. Výstupní napětí poté vyjádříme takto:

$$V_{out} = V_{in} \cdot s \quad 1.4$$

Jelikož zde L a C_{out} tvoří filtrační člen v průběhu spínacího cyklu, má tento měnič výrazně menší zvlnění výstupního napětí, než jak tomu je u zvyšujícího měniče.

1.1.2 Zvyšující měnič

U zvyšujícího měniče (Boost converter) se na vstupním obvodu nachází menší napětí než na výstupu měniče. Vstupní kondenzátor je pouze filtrační. Schéma zapojení je na obr. 1.3.



Obr. 1.3: Základní schéma zvyšujícího měniče [2]

V sepnutém stavu se energie ukládá do indukčnosti L a přes kondenzátor C_{out} je dodávána do zátěže. Dioda slouží k tomu, aby se kondenzátor nevybíjel přes spínací tranzistor a při rozepnutí spínače se napětí na tlumivce otočí a přes diodu teče proud do výstupního kondenzátoru. Kondenzátor s cívkou se tedy v tomto okamžiku chovají jako dva napěťové zdroje v sérii. Kondenzátor se nabíjí na maximální hodnotu výstupního napětí, která se vyjádří takto:

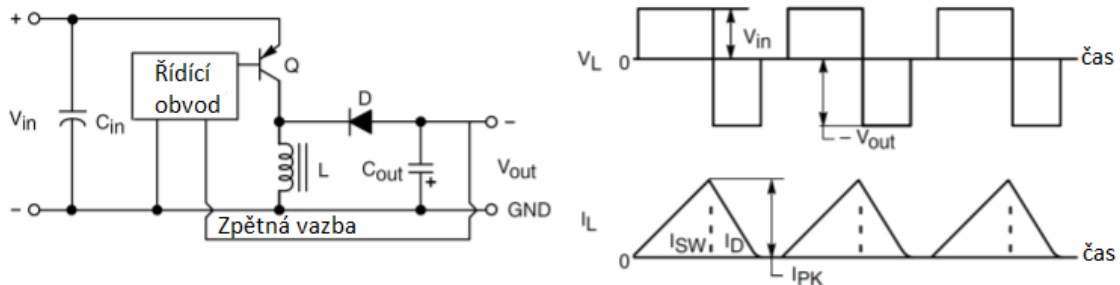
$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{1}{1-s} \quad 1.5$$

Pro zvlnění proudu tlumivkou, které je přímo úměrné střídě, platí vztah:

$$\Delta I = \frac{V_{in} \cdot s}{fL} \quad 1.6$$

1.1.3 Invertující měnič (Buck-boost converter)

Potřebujeme-li napětí invertovat, postačí překonfigurovat zapojení zvyšujícího měniče, jak je tomu na obr. 1.4.



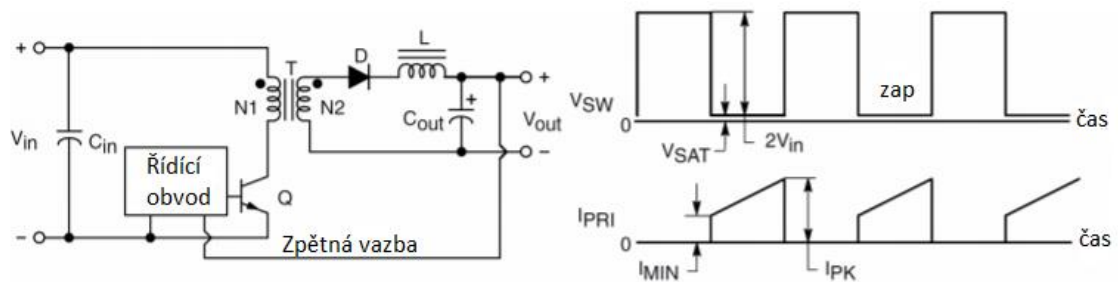
Obr. 1.4: Základní schéma invertujícího měniče [2]

Nejčastěji se používá pro získání záporného napětí z kladného. V sepnutém stavu je na cívce L přímo vstupní napětí V_{in} . Poté proud cívkou lineárně vzrůstá a přes tranzistor se uzavírá. V tomto zapojení je dioda D v závěrném směru. Po rozepnutí tranzistoru se obrátí polarita napětí na cívce a proud nyní teče přes diodu do výstupního kondenzátoru C_{out} . Výstupní napětí je tak opačné polarity než vstupní napětí V_{out} a je dáno tímto vztahem:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{s}{1-s} \quad 1.7$$

1.1.4 Snižující měnič s transformátorem

Schéma měniče s impulzním transformátorem je vidět na obr. 1.5.



Obr. 1.5: Základní schéma snižujícího měniče s transformátorem [2]

U snižujícího měniče s transformátorem začíná aktivní interval sepnutím tranzistoru a proud teče primárním vinutím transformátoru, který lineárně roste. Propustně polarizovanou diodou D prochází proud z transformátoru, dále přes cívku L a kondenzátor C_{out} do zátěže. Sekundární proud se s časem lineárně zvětšuje, a tak se zvětšuje i proud primárním vinutím, než se měnič dostane do vypnutého stavu. Průběh je tedy pilovitý. Cívka L s výstupním kondenzátorem C_{out} fungují jako účinný LC filtr, který vyhlazuje výstupní signál, a také zabraňuje skokové změně proudu, který se díky tomuto filtru po vypnutí lineárně zmenšuje. Při vhodném návrhu lze tedy dosáhnout spojitého pilovitého průběhu, z čehož vyplývá že výhodou tohoto zapojení je malé zvlnění ΔV_{out} .

Největší vliv na kvalitu a dynamickou stabilitu výstupního napětí V_{out} mají právě prvky L a C. Výstupní napětí je přitom dáno poměrem primárního a sekundárního vinutí a je popsáno tímto vztahem:

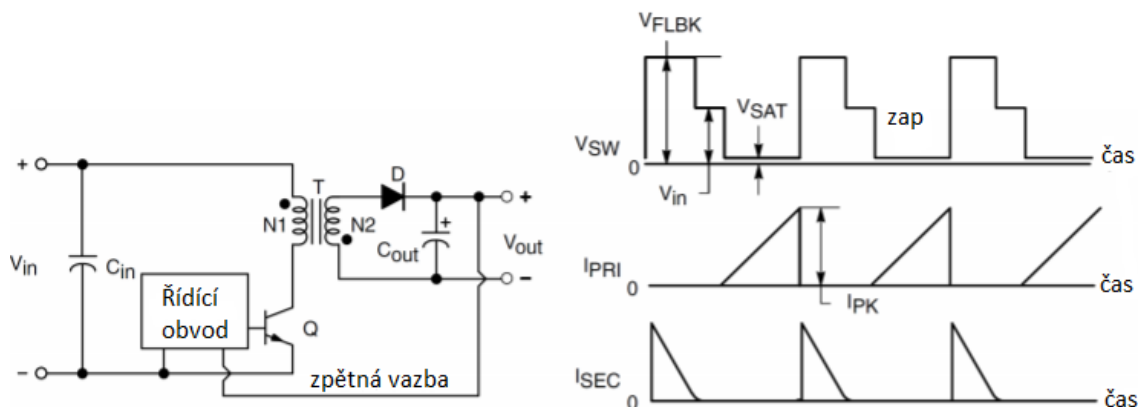
$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \quad 1.8$$

1.1.5 Zvyšující měnič s transformátorem

Základní schéma měniče (Flyback converter, blokující měnič) je na obr. 1.6. Princip je obdobný, jako u zvyšujícího měniče bez transformátoru. Místo cívky je nyní ve schématu transformátor. V sepnutém stavu protéká proud primárním vinutím a při rozepnutém stavu protéká sekundárním vinutím, přičemž výstupní napětí je dáno tímto vztahem:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{s}{1-s} \quad 1.9$$

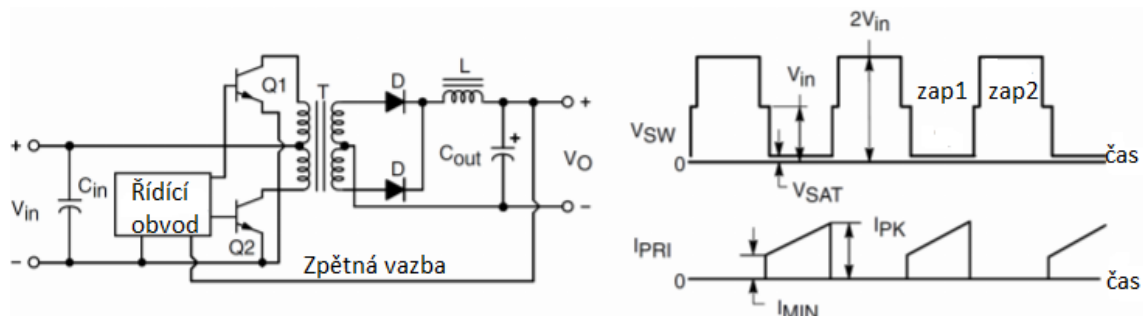
Nedostatkem tohoto měniče je velké zvlnění výstupního napětí, v důsledku kolísání napětí na kondenzátoru C_{out} . Napětí kolísá jednak kvůli tomu, že v sepnutém stavu je zátěž napájena napětím kondenzátoru, tak i v rozepnutém stavu kdy je kondenzátor nabíjen značnými proudovými pulzy, díky napěťovému spádu na reálné diodě. Lepších výsledků lze však dosáhnout při vyšším výstupním napětí a malých výstupních proudech, potom je zvlnění poměrně malé, proto se tyto měniče používají při menších výkonech řádově desítky wattů. Pro vyhlazení můžeme ještě použít výstupní filtr LC, poté má již výstupní napětí minimální zvlnění.



Obr. 1.6: Základní schéma zvyšujícího měniče s transformátorem [2]

1.1.6 Proti-taktní měnič

Princip proti-taktního měniče (nebo také Push-Pull Converter) vychází z dvojice proti-taktně pracujících propustných měničů, který mají společný impulzní transformátor, akumulaci cívku a filtrační kondenzátor C_{out} . Spínací tranzistory Q_1 a Q_2 se ve své činnosti spínají periodicky střídají. Přitom se dílčí intervaly nesmí překrývat. Schéma měniče je na obr. 1.7.

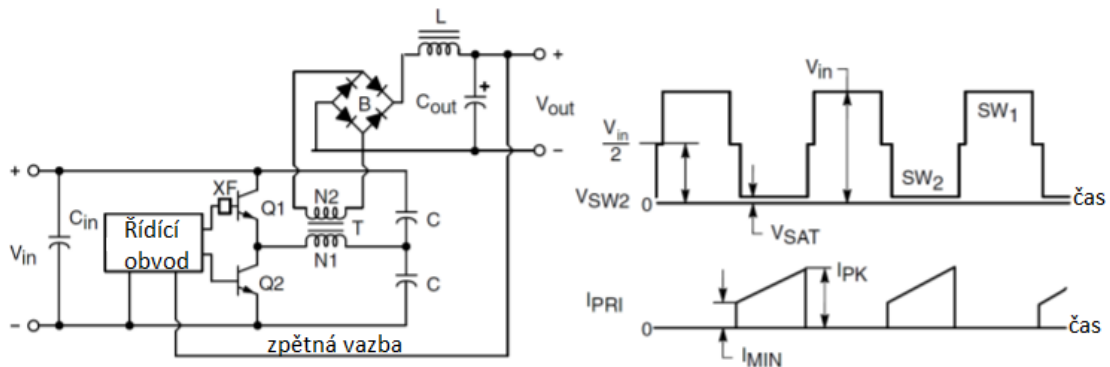


Obr. 1.7: Základní schéma proti-taktního měniče [2]

Když je sepnutý tranzistor Q_1 vede proud horní diodou, pak přes cívku L prochází proud až do zátěže. V cívce L se přitom akumuluje část energie, která má svůj původ ve vstupním obvodu. Pokud je tranzistor Q_1 rozpojen, tak tranzistor Q_2 musí být ještě po nějakou dobu také rozepnut. V tomto okamžiku pracují obě diody, D_1 a D_2 jako rekuperační. Část uchované energie se přenáší do zátěže. V dalším kroku je sepnut tranzistor Q_2 a dolní dioda vede proud dále do cívky L , odkud je poté dodávána energie do zátěže. Jakmile je tranzistor Q_2 rozepnut, diody opět pracují jako rekuperační. Tranzistory ve vypnutém stavu jsou namáhány dvojnásobným napětím V_{in} . Energie uchovaná transformátorem způsobuje při vypnutých tranzistorech nenulový potenciál na anodách diod D_1 a D_2 . To způsobí zmenšování akumulárního proudu cívkou L . Sekundární obvod tohoto měniče funguje jako zdvojovač kmitočtu, což má za následek mnohem menší zvlnění ΔV_{out} .

1.1.7 Dvojitý měnič s kapacitními děliči

Schéma zapojení dvojitýho měniče, někdy též půl-můstkového je na obr. 1.8.



Obr. 1.8: Základní schéma dvojitýho měniče s kapacitními děliči [2]

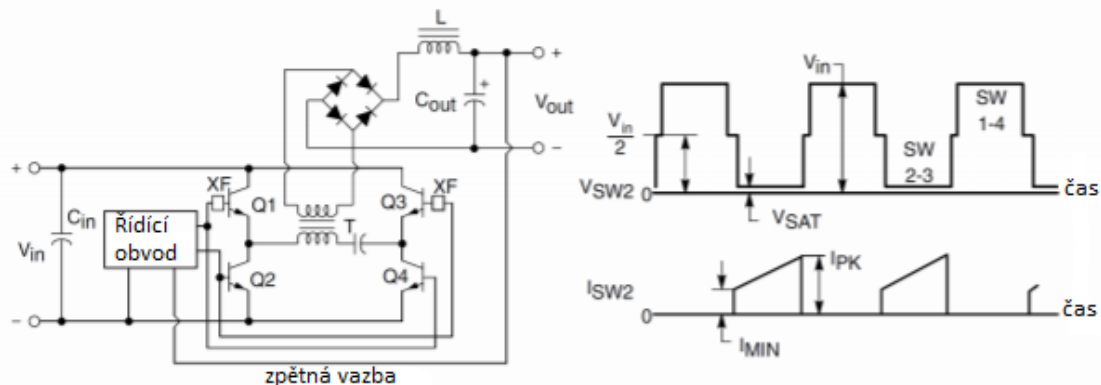
Dva tranzistory Q_1 a Q_2 dvojitě pracují proti dvěma kondenzátorům a vytvářejí dělič. Vstupní napětí se rozděluje rovnoměrně na primární vinutí transformátoru a zároveň kondenzátor, podle toho, který tranzistor je zrovna v sepnutém stavu. Kondenzátory tedy slouží jako napěťové zdroje. Do jejich středu je připojen jeden konec primárního vinutí transformátoru. Druhý je buď přes tranzistory připojen na kladné, nebo záporné napájecí napětí. Tranzistory Q_1 a Q_2 připojují střídavě primární vinutí na kladné nebo záporné napájecí napětí. Toto napětí se přímo transformuje na sekundární vinutí. U tohoto zapojení může být transformátor menších rozměrů, protože se v něm nehromadí tolik energie ve formě magnetického pole jako u zvyšujících měničů. Tranzistory jsou

sepnuty vždy po dobu menší, než je polovina periody. Na primárním vinutí se nachází polovina vstupního napětí V_{in} , což znamená že špičkový proud tranzistorů je dvakrát vyšší než u proti-taktního měniče. U tohoto typu měniče je nutná jistá minimální zátěž pro správnou funkci.

Problémem této topologie je řízení horního tranzistoru Q_1 , jehož emitor je připojen na vysoké pulzující napětí na primárním vinutí transformátoru. Řídicí signál tak musí být vztahován k tomuto vysokému napětí. Tento problém lze vyřešit tak, že vložíme impulsní transformátor mezi řídicí obvod a tranzistor, jak je v obvodu naznačeno blokem XF. Pro galvanické oddělení řídicí části se však v praxi přidává do transformátoru vinutí i pro spodní tranzistor Q_2 .

1.1.8 Dvojčinný měnič se čtyřmi spínači

Pokud je potřeba vyšší výkon zdroje, používá se zapojení dvojčinného měniče se čtyřmi spínači, což je vlastně úplné můstkové zapojení. Schéma zapojení je vidět na obr. 1.9. Čtyři tranzistory $Q_1 - Q_4$ pracují jako výkonové spínače. Každý pár pracuje dvojčinně během jedné poloviny cyklu. Co se týče řízení tranzistorů Q_1 a Q_3 , je zde stejný problém, jako u půl-můstkového zapojení. Kolektorové napětí na tranzistorech není větší než vstupní nestabilizované napětí. Na primárním vinutí se objevuje vstupní napětí V_{in} . Kmitočet zvlnění je dvojnásobný, než je kmitočet spínacích tranzistorů.



Obr. 1.9: Dvojčinný měnič se čtyřmi spínači [2]

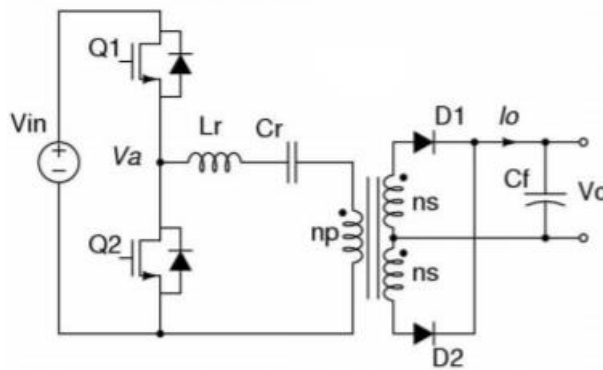
1.2 Topologie rezonančních spínaných zdrojů

Spínané zdroje s pulzně šířkovou modulací mají jednu základní nevýhodu a tou je tvrdé spínání napětí, které je důsledkem parazitní reaktance spínaných prvků. Při tvrdém spínání navíc vznikají na spínacích tranzistorech výkonové ztráty, při kterých vzniká rušení v podobě napěťových špiček, co se objevují jak ve výstupním, tak ve vstupním napětí. Tento problém řeší rezonanční měniče, které využívají rezonančních vlastností kapacity a indukčnosti. U rezonančních obvodů se rezonanční indukčnost připojí i odpojí v nulovém bodu proudu ZCS (Zero Current Switching), který prochází touto indukčností nebo se připojí i odpojí rezonanční kapacita v nule napětí ZVS (Zero Voltage Switching). V praxi je používanější technika spínání v nule napětí, protože je mnohem efektivnější při minimalizaci spínacího šumu tranzistorů než technika spínání v nule proudu.

Rozlišují se celkem tři základní skupiny rezonančních měničů – rezonanční měniče, kvazi-rezonanční měniče a multi-rezonanční měniče. U první skupiny je spínací kmitočet kolem několika set kHz a rezonanční indukčnost a kapacita je vyjádřena izolovanými prvky. U druhé skupiny průběh napětí a proudů odpovídá jen po částech průběhům u rezonančního obvodu a kmitočet spínání bývá kolem 1 MHz. Třetí skupina, multi-rezonanční měniče, má kmitočet spínání v řádu několika MHz. U spínání a rozpínání se uplatňují různé skupiny kondenzátorů a cívek, které dohromady tvoří periodický děj, ale s neharmonickým průběhem napětí a proudu.

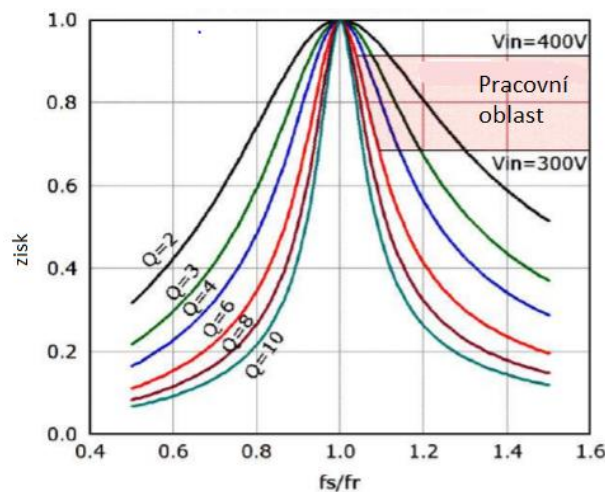
1.2.1 Rezonanční sériový měnič

Schéma tohoto měniče je na obr. 1.10. Nachází se zde rezonanční indukčnost L_r a rezonanční kondenzátor C_r v sérii a tvoří rezonanční obvod. Tento rezonanční obvod se zátěží je vlastně frekvenčně závislý dělič napětí, který dělí vstupní napětí V_{in} na rezonanční obvod a primární vinutí transformátoru. Impedance rezonančního obvodu se mění změnou pracovní frekvence a mění se i poměr děliče. Na rezonanční frekvenci má měnič největší přenos, protože na této frekvenci je impedance nejmenší.



Obr. 1.10: Základní schéma sériového rezonančního měniče [3]

Přenosová charakteristika je na obr. 1.11. Pracovní oblast je vyznačena červenou barvou a je pro dosažení podmínky ZVS vpravo od rezonančního kmitočtu f_r .

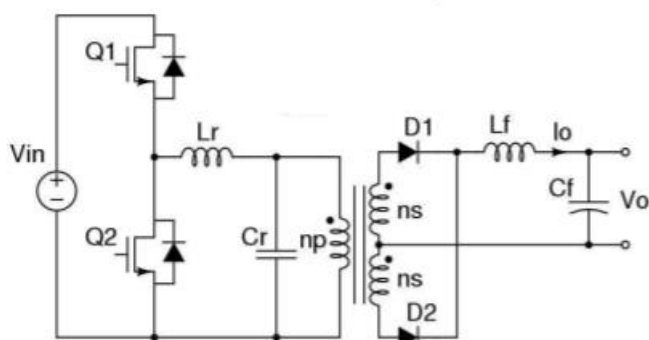


Obr. 1.11: Přenosová charakteristika sériového rezonančního obvodu [3]

Do režimu ZCS může měnič přejít, pokud bude pracovní frekvence menší než rezonanční kmitočet. Pokud rezonanční měnič pracuje v oblasti rostoucích přenosových charakteristik, pak pracuje v režimu ZCS a pokud je jeho pracovní oblast na klesající přenosové charakteristice, pracuje v režimu ZVS. Problémem tohoto zapojení je regulace konstantního výstupního napětí, kde při malé zátěži se musí značně zvýšit pracovní kmitočet, což je velký problém, a proto se tyto měniče příliš nepoužívají.

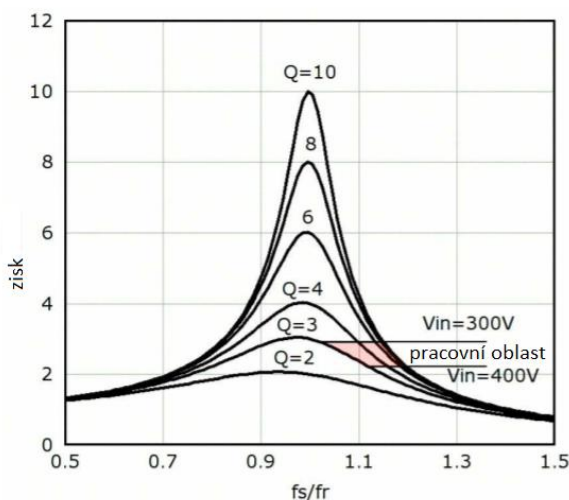
1.2.2 Rezonanční paralelní měnič

Schéma rezonančního paralelního měniče je na obr. 1.12. Prvky jsou vůči vstupu zapojeny v sérii, paralelně je zapojená zátěž k rezonančnímu kondenzátoru C_r . Aby bylo docíleno spínání ZVS, pracovní oblast je opět vpravo od rezonančního kmitočtu f_r . Výhodou oproti sériovému rezonančnímu měničů je menší rozsah pracovního kmitočtu při změně zátěže.



Obr. 1.12: Základní schéma paralelního rezonančního měniče [3]

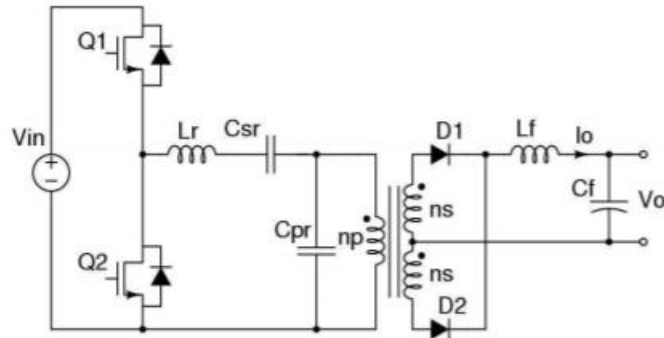
Přenosová charakteristika je vidět na obr. 1.13. Podobně jako u sériového i paralelní rezonanční měnič při minimálním vstupním napětí pracuje blízko rezonančního kmitočtu. Pokud je vstupní napětí vyšší, pracovní kmitočet se od rezonančního vzdaluje. Problémem tohoto měniče je vysoká cirkulační energie v primární části i při nulové zátěži.



Obr. 1.13: Přenosová charakteristika paralelního rezonančního měniče [3]

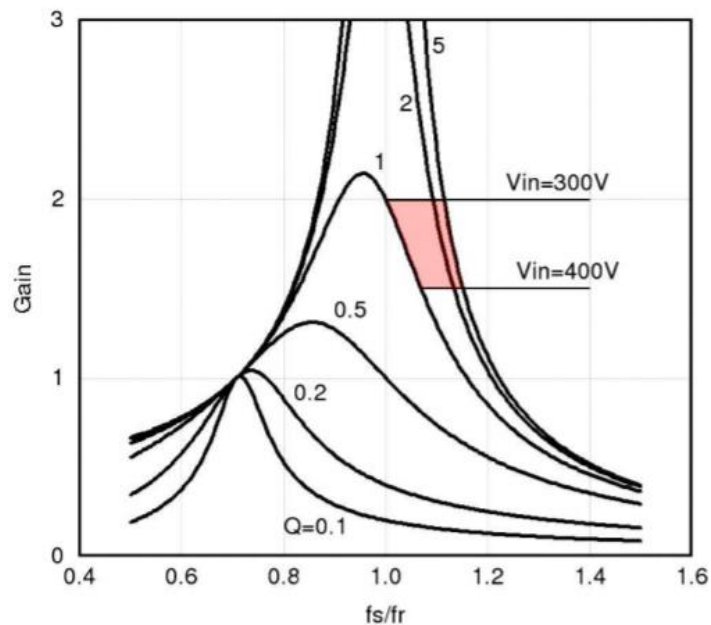
1.2.3 Sériově-paralelní měnič

Tento měnič je vlastně kombinací sériového a paralelního měniče, jehož schéma je na obr. 1.14. Skládá se ze tří rezonančních komponent, které jsou cívka L_r , sériový kondenzátor C_{sr} a paralelní kondenzátor C_{pr} . Jelikož je zde zátěž připojena sériově k sériovému rezonančnímu obvodu L_r a C_{sr} , cirkulační energie dosahuje mnohem menších hodnot než u paralelního měniče. Pomocí paralelního kondenzátoru C_{pr} je možné snadno řídit velikost výstupního napětí i bez zátěže.



Obr. 1.14: Základní schéma sériově paralelního měniče [3]

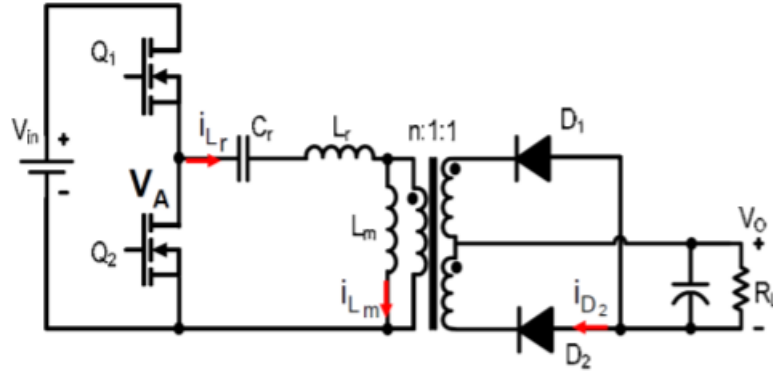
Na obr. 1.15 je vyobrazena přenosová charakteristika a pracovní oblast, která je vyznačena červenou barvou. Aby byla zachována ZVS, je pracovní oblast opět volena vpravo od rezonančního kmitočtu. V tomto případě není nutné volit rozsah frekvence tak velký, jako u sériového rezonančního měniče. Cirkulační energie není tolik citlivá na změnu zátěže. Tento obvod využívá výhod jak paralelního, tak sériového rezonančního obvodu, přesto přetrvává jeden problém, a to s návrhem širokého rozsahu vstupního napětí. Spínací ztráty se zvyšují s rostoucím vstupním napětím a jsou podobné jako u tvrdého spínání.



Obr. 1.15: Přenosová charakteristika sériově paralelního měniče [3]

1.2.4 LLC rezonanční měnič

U rezonančních měničů je účinnost nejvyšší, je-li pracovní kmitočet stejný jako rezonanční kmitočet rezonančního obvodu. Vzájemnou záměnou indukčností a kapacit v sériově paralelním měniči vzniká LLC rezonanční měnič. Základní schéma LLC měniče je vidět na obr. 1.16.



Obr. 1.16: Základní schéma LLC rezonančního měniče [4]

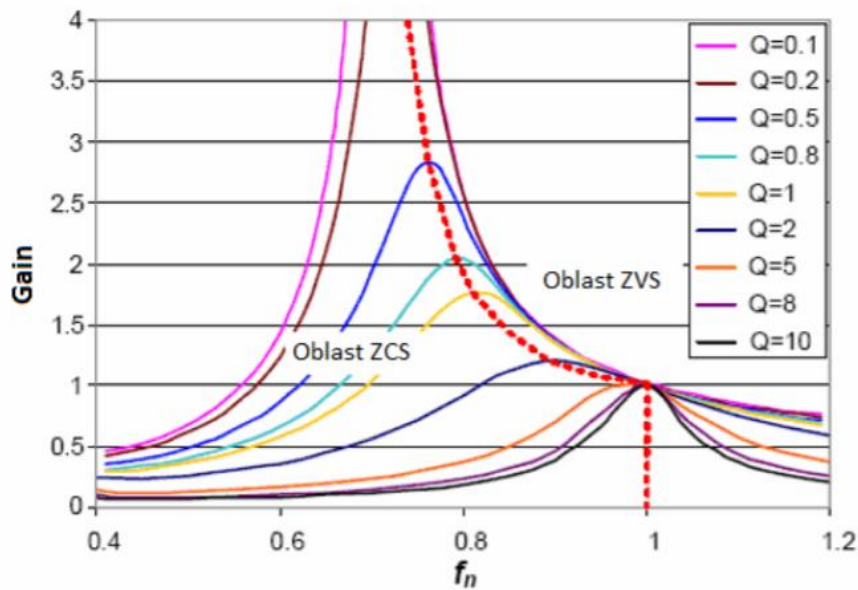
Podle zatížení se rezonanční frekvence pohybuje mezi dvěma hodnotami. Pokud je zatížení maximální, indukčnost transformátoru se neuplatní a rezonanční frekvence je dána pouze rezonančním kondenzátorem C_r a indukčností L_r podle vzorce:

$$f_{r \max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad 1.10$$

Pokud klesá zatížení obvodu, zapojuje se do obvodu i indukčnost L_m transformátoru. Pokud je však zátěž nulová, je výstup rezonančního obvodu rozpojen a indukčnost L_m je sériově připojena k indukčnosti L_r a rezonanční frekvence je tak ovlivněna všemi třemi rezonančními prvky:

$$f_{r \min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad 1.11$$

Přenosová charakteristika je vidět na obr. 1.17. Jsou zde vyznačeny oblasti ZCS a ZVS a jsou rozděleny křivkou spojující jednotlivé rezonanční kmitočty přenosových charakteristik. Základním parametrem charakteristiky je jakost rezonančního obvodu. Při maximálním zatížení je přenos na rezonančním kmitočtu roven 1. Pokud je pracovní frekvence vyšší než rezonanční kmitočet, zisk je vždy menší než 1 a měnič pracuje v režimu ZVS. Pokud je pracovní frekvence menší než rezonanční kmitočet, měnič může pracovat v obou oblastech. Aby byla splněna podmínka ZVS musí být zisk větší než 1.

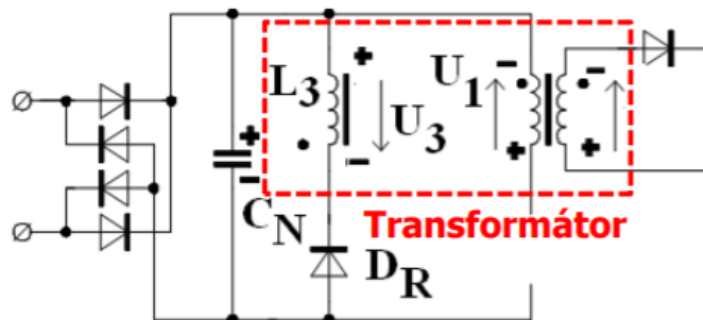


Obr. 1.17: Přenosová charakteristika LLC rezonančního měniče [4]

1.3 Ochranné a pomocné obvody

U měničů, u kterých je nutné nebo vhodné použít transformátor, jsou také vhodná jistá opatření kvůli demagnetizačním proudům transformátoru, nebo kvůli indukovanému přepětí, abychom ochránili spínací prvek. Podle použité topologie měniče je třeba jiných ochranných obvodů, protože u každé topologie se transformátor chová jinak.

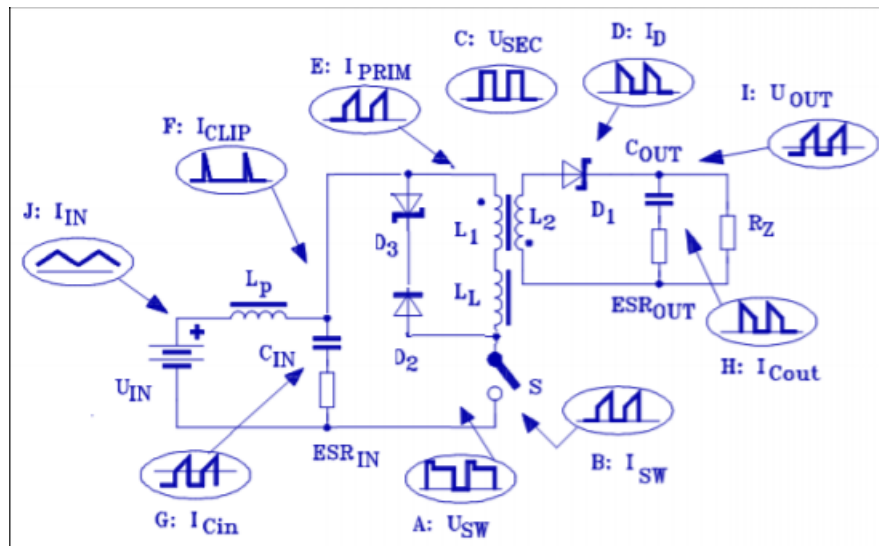
Prvním příkladem je propustný měnič (snižující) s transformátorem. Při sepnutém stavu vzrůstá proud diodou na sekundární straně až do doby vypnutí. V okamžiku rozepnutí spínacího prvku je energie, kterou nelze odebrat, nahromaděná v magnetickém poli rozptylové fiktivní indukčnosti, která je v sérii s indukčností primárního vinutí. Magnetické pole této rozptylové indukčnosti představuje zásobárnu energie, k jejíž naplnění potřebuje magnetizační proud transformátoru, tj. proud, který nepřenáší energii, ale pouze stejnosměrně polarizuje magnetický materiál jádra. Stejnoseměrná magnetizace jádra však zmenšuje využitelný rozkmit buzení jádra vnější magnetizací po hysterezní smyčce, a tedy zmenšuje možnost přenosu energie transformátorem. Tuto magnetizační energii je tedy nutné po každém rozepnutí spínače z jádra odebrat. Pro tento účel můžeme přidat další vinutí transformátoru, jak je vyobrazeno na obr. 1.18.



Obr. 1.18: Schéma zapojení s rekuperačním (demagnetizačním) vinutím [5]

Při rozeznutí tranzistoru se na všech vinutích změni polarita indukovaných napětí oproti tomu, když je tranzistor sepnutý. Začne protékat proud z kladné svorky rekuperačního vinutí L_3 (kladné polarity U_3) do kondenzátoru C_N a zpět přes rekuperační diodu D_R . Tímto je omezena velikost indukovaného napětí U_1 , které ohrožuje spínací tranzistor. Tato ochrana je aktivní (rekuperační) tzn. Že energie indukovaného přechmitu se vrací do nabíjecího kondenzátoru C_N .

Dalším případem je zvyšující měnič s transformátorem. Pokud je tranzistor v tomto měničů sepnut, protéká proud primárním vinutím a v magnetickém poli transformátoru je hromaděna energie. Když je tranzistor vypnut, výstup je napájen přes výstupní diodu, která je propustně polarizovaná na sekundární straně obvodu. Energie magnetického pole je odebrána do výstupu od okamžiku rozeznutí tranzistoru, kdy se otáčí polarita všech napětí. Kvůli rozptylové indukčnosti a primární indukčnosti dochází k zpětnému převodu sekundárního napětí na primární stranu a toto napětí se objeví na spínacím prvku. Ochranný obvod je na obr. 1.19.



Obr. 1.19: Schéma zapojení ochrany proti indukovanému přepětí [5]

Indukované napětí na primární indukčnosti L_1 a rozptylové indukčnosti L_L protlačuje proud přes diodu D_2 a tranzistor D_3 . Tím je přechmit omezen na mnohem menší hodnotu. Prahové napětí ochrany musí být navrženo na vyšší napětí, než jaké vznikne na primární indukčnosti L_1 zpětným převodem sekundárního napětí při rozeznutém spínacím – tranzistoru.

Kvůli parazitní kapacitě spínacího prvku (tranzistoru) přechází ze sepnutého stavu do vypnutého stavu postupně. Při vypnutí roste napětí na drainu (kolektor) tranzistoru s určitou rychlostí. Pokud je nárůst napětí příliš velký, teče do gate (báze) velmi vysoký proud a způsobuje vysokou špičkovou ztrátu. Pokud není nárůst napětí na drainu omezeno, teče gate tranzistoru plný spínací proud a tím se může poškodit nejen tranzistor, ale i řídicí integrovaný obvod. Z tohoto důvodu se připojuje paralelně k indukčnosti nebo k přechodu D-S (drain-source, kolektor-emitor) omezovací člunek RC, který zajistí, že nárůst napětí na tranzistoru od nuly do maxima je mnohem pomalejší než samotný přechod tranzistoru ze sepnutého do vypnutého stavu. Díky tomu je tranzistor zcela uzavřen už ve chvíli, kdy napětí D-S stihlo vzrůst jen na zlomek maxima.

1.4 Vyhlazení výstupního napětí

Protože u spínaných zdrojů se na výstupu vždy objeví určité zvlnění výstupního napětí kvůli správné funkci komparátoru pro spínání. V aplikacích, kde potřebujeme konstantní přesnou hodnotu výstupního napětí, musíme na výstupu toto napětí vyhladit filtry. Poté musí být také zohledněn impulzní charakter zdroje, proto je třeba dbát na výstupní obvody z hlediska filtrace vysokofrekvenčních složek. Charakteristickou veličinou vyhlazovacího filtru je činitel vyhlazení φ_v , který je definován jako poměr střídavého napětí na vstupu ke zbytkovému střídavému napětí na výstupu filtru. Protože potřebujeme potlačit hlavně první harmonickou složku zvlnění, uvádí se vztah pro tuto složku.

$$\varphi_v = \frac{|U_1|}{|U_2|} \quad 1.12$$

Pro ideální vyhlazovací filtr platí, že činitel vyhlazení se blíží nekonečnu. Pokud potřebujeme dosáhnout většího činitele vyhlazení, můžeme vyhlazovací filtry řadit kaskádně za sebou a výsledný činitel vyhlazení se tedy rovná:

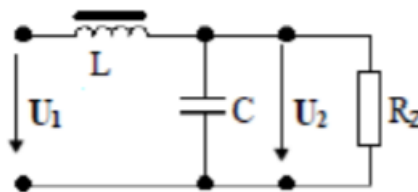
$$\varphi_v = \varphi_{v1} \cdot \varphi_{v2} \cdot \dots \cdot \varphi_{vn} \quad 1.13$$

1.4.1 Pasivní filtry

Co se týče pasivních filtrů (čili složený z pasivních součástek) nejpoužívanější a neúčinnější vyhlazovacím filtrem je LC filtr, jehož činitel vyhlazení je dán vztahem:

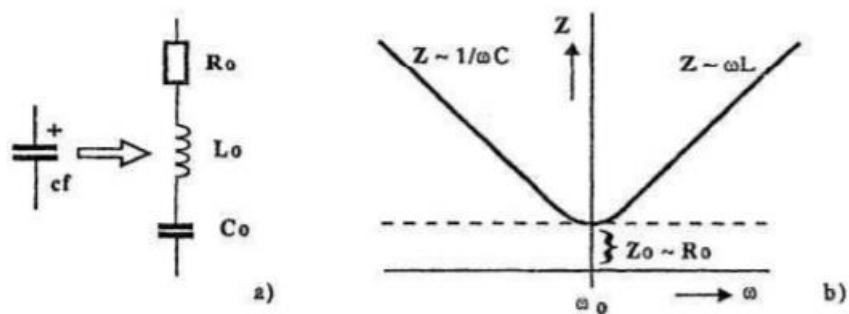
$$\varphi_v = m^2 \omega^2 LC - 1 \quad 1.14$$

Kde m značí počet usměřňovacích cest. Schéma zapojení LC filtru je vidět na obr. 1.20.



Obr. 1.20: Vyhlazovací filtr LC [6]

Aby bylo zvlnění co nejmenší, je nejlepší volit kondenzátor C s vysokou kapacitou, ale od určité hodnoty začíná spíše záležet na typu elektrolytického kondenzátoru. Výběr je důležitý především kvůli parazitním prvkům kondenzátoru jako je sériový odpor R_0 a kvůli pracovnímu kmitočtu měniče také sériová indukčnost L_0 . Na obr. 1.21 jsou vidět prvky L_0 , R_0 , a C_0 , které také ale tvoří sériový rezonanční obvod. Podle frekvence má kondenzátor jiný charakter, při rezonančním kmitočtu se chová přibližně jako odpor R_0 , při $f_s < f_0$ má kapacitní charakter a při $f_s > f_0$ má indukční charakter.



Obr. 1.21: Náhradní schéma kondenzátoru a impedanční charakter [6]

Rozhodujícím parametrem pro výběr elektrolytického kondenzátoru je především sériový odpor R_0 , protože má větší vliv na zvlnění výstupního napětí než parazitní indukčnost L_0 .

1.4.2 Aktivní filtry

Tyto filtry používají mimo pasivních prvků také aktivní prvky jako je například tranzistor. Využívají místo zásobníku energie většinou výstupní impedance reaktančního tranzistoru. Podle toho, jak je zapojena báze tranzistoru, může být výstupní impedance induktivního nebo kapacitního charakteru.

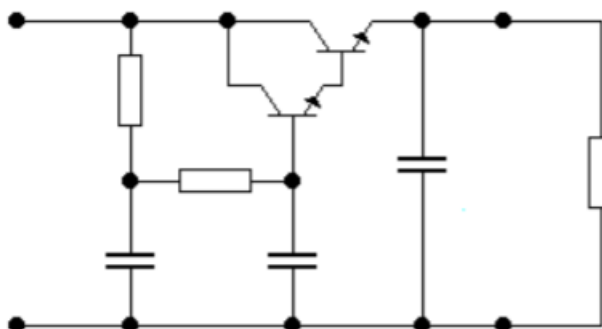
Na obr. 1.22 je vyobrazeno zapojení reaktančního tranzistoru s impedancí induktivního charakteru. Výkonový tranzistor je zařazen v podélné větvi filtračního dvojbranu. Příklad kapacitního charakteru tranzistoru je vidět na obr. 1.23, kde je výkonový tranzistor připojen paralelně. Činitel vyhlazení pro ekvivalentní indukčnost lze počítat podle vztahu:

$$\varphi_v = m^2 \omega^2 L_{ekv} C - 1 \quad 1.15$$

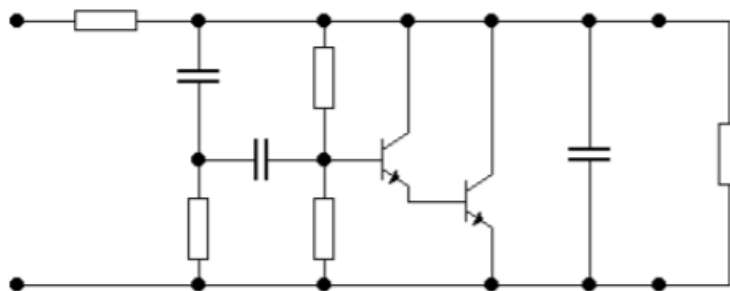
Pro ekvivalentní kapacitu pak můžeme použít vztah:

$$\varphi_v = m^2 \omega^2 (C + C_{ekv}) - 1 \quad 1.16$$

Pokud máme požadavek na velmi vysoký činitel vyhlazení φ_v , musí být $L_{ekv} \rightarrow \infty$ a tím pádem i $C_{ekv} \rightarrow \infty$.



Obr. 1.22: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní indukčností [6]



Obr. 1.23: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní kapacitou [6]

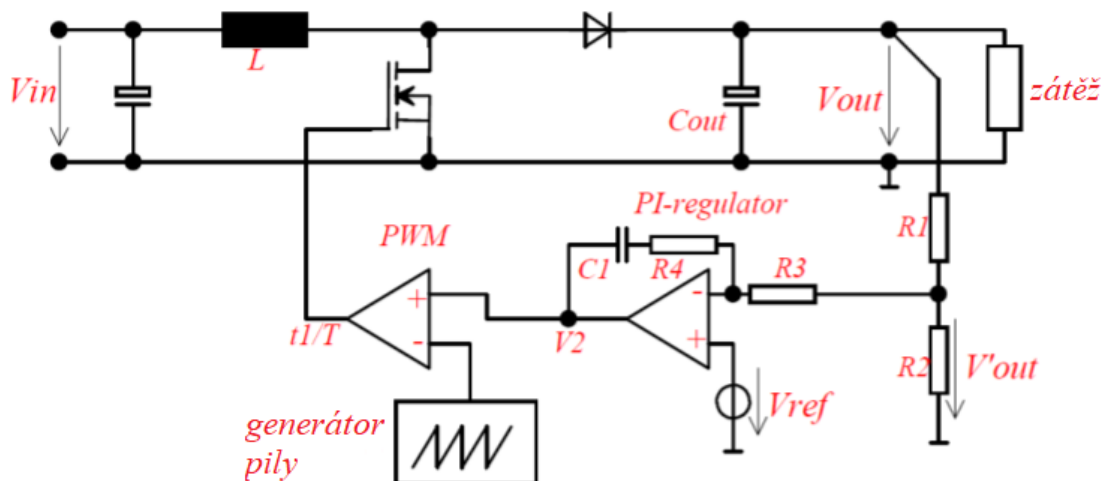
1.5 Řízení spínaných zdrojů

Pomocí uzavřené řídicí zpětnovazební smyčky je udržováno konstantní výstupní napětí. Skutečná hodnota výstupního napětí je porovnávána s referenčním napětím. Rozdíl mezi skutečnou a referenční hodnotou řídí střídu (duty cycle) spínání tranzistorového spínače. Funkcí této řídicí smyčky je udržovat konstantní výstupní napětí při proměnném vstupním napětí a změnách odběru proudu.

Rozlišujeme dvě metody regulace spínaných zdrojů, a to napět'ové a proudové. Napět'ové řízení se považuje za tradiční metodu řízení, moderní systémy však používají proudové řízení, které je základem mnoha integrovaných obvodů, které jsou určené pro řízení spínaných zdrojů.

1.5.1 Napět'ové řízení

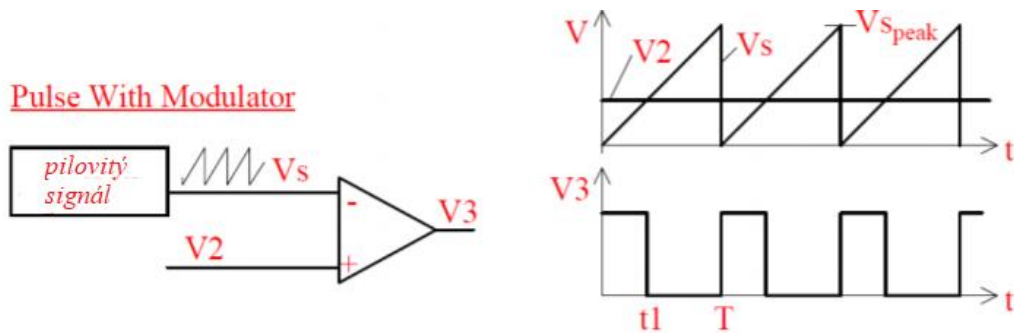
Funkce řízení obvodů spínaných zdrojů s použitím zvyšujícího měniče je na obr. 1.24.



Obr. 1.24: Napět'ové řízení zvyšujícího měniče [7]

Výstupní napětí V_{out} je zde porovnáváno s referenčním napětím V_{ref} přes napět'ový dělič R_1 , R_2 a zesíleno PI-regulátorem. Šířkový modulátor (PWM, obr. 1.25) převádí

výstupní napětí PI-regulátoru V_2 na šířkově modulované napětí t_1/T . Výstup šířkového modulátoru řídí tranzistor zvyšujícího měniče.

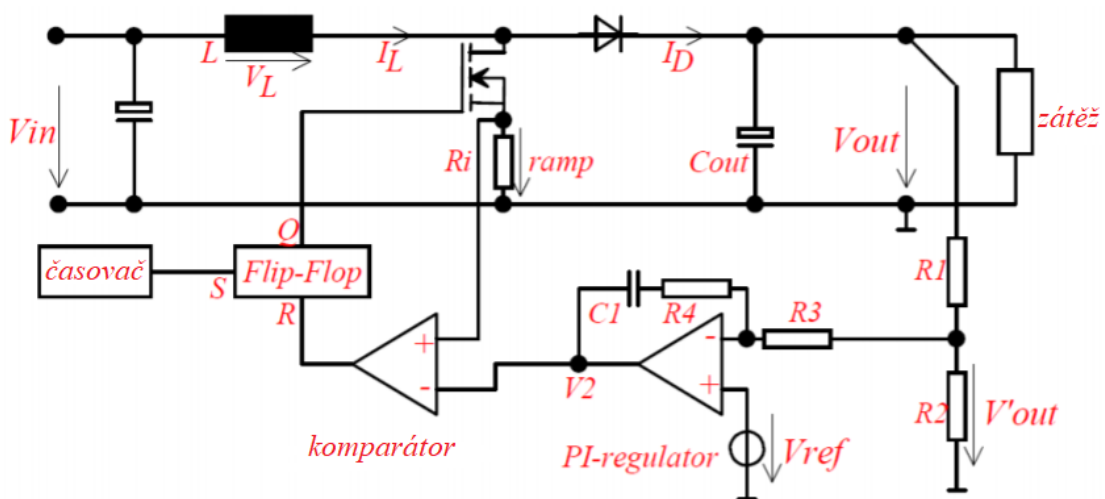


Obr. 1.25: Princip šířkové modulace [7]

Princip smyčky: Je-li výstupní napětí V_{out} nízké, je toto napětí nižší než referenční napětí V_{ref} , a tím pádem se výstupní napětí V_2 PI-regulátoru zvýší. V PWM obvodu je napětí V_2 porovnáváno s pilovitým signálem, které když se zvýší, zvýší se i střída t_1/T . Díky tomu se výstupní napětí zvyšuje, dokud se nebude rovnat referenčnímu napětí.

1.5.2 Proudové řízení

Princip proudového řízení spínaného zdroje je vyobrazen na obr. 1.26.



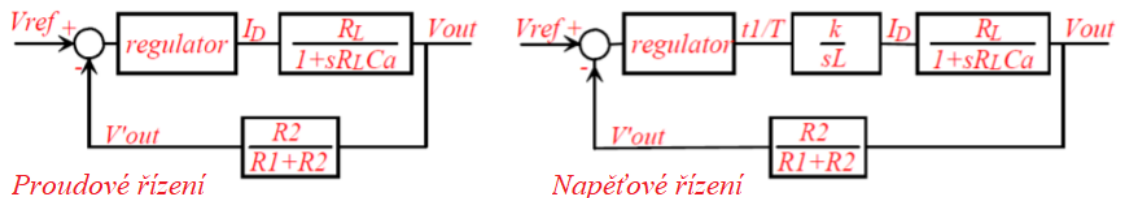
Obr. 1.26: Proudové řízení zvyšujícího měniče [7]

Výstupní napětí V_{out} je opět porovnáváno s referenčním napětím V_{ref} přes napěťový dělič R_1 , R_2 a zesíleno PI regulátorem. Výstupní napětí PI regulátoru V_2 je porovnáváno s úbytkem napětí na měřicím rezistoru proudu R_i . Pokud napětí na rezistoru R_i překročí hodnotu napětí V_2 , výstup komparátoru zresetuje RS klopný obvod a vypne tranzistor. RS klopný obvod je přitom nastavený pomocí hodinového signálu (časovače). Hodinový signál řídí sepnutí a vypnutí tranzistoru, když napětí na rezistoru R_i (představuje proud induktorem) dosáhne určité hodnoty. Takto PI regulátor přímo řídí proud induktorem.

Princip smyčky: Pokud bude výstupní napětí V_{out} nižší než referenční napětí V_{ref} , zvýší se výstupní napětí V_2 PI regulátoru. Komparátor porovnává napětí V_2 s úbytkem

napětí na rezistoru R_i . Takto napětí V_2 určuje hodnotu, na níž se napětí na R_i zvyšuje (což znamená hodnotu proudu, na kterou vzroste proud I_L tekoucí induktorem), dokud není tranzistor vypnut. Pokud se V_2 zvyšuje v důsledku toho, že V_{out} je nižší než V_{ref} , proud induktorem se bude zvyšovat, dokud se výstupní napětí nebude přesně rovnat referenčnímu napětí.

Porovnání obou typů řízení je vidět na obr. 1.27.



Obr. 1.27: Blokové schéma napěťového a proudového řízení [7]

U proudového řízení se reguluje proud induktorem přímo PI regulátorem. Tento proud nabíjí výstupní kondenzátor a teče do zátěže. Kondenzátor a zátěž tvoří systém prvního řádu a reakce na skokový signál je exponenciální funkce.

Při napěťovém řízení se reguluje poměr t_1/T , což znamená, že je řízeno napětí na indukčnosti L . Toto napětí pracuje se systémem druhého řádu tvořeného z L , C_{out} a R_L . Reakce na skokový signál je přechodová funkce se zanikající sinusovou složkou.

2 NÁVRH ZDROJE PRO ELEKTRONOVOU MIKROSKOPII

Tato kapitola se zabývá vlastním návrhem spínaného zdroje pro elektronovou mikroskopii, konkrétně pro rastrovací část mikroskopu.

2.1 Požadavky na zdroj

Navrhovaný zdroj slouží jako zdrojová část pro rastrování v elektronovém mikroskopu a má mít tyto parametry:

- Vstupní napětí: $24 V_{ss}$
- Výstupní napětí: $+300 V/-300 V$
- Výstupní proud: $60 mA$
- Maximální zvlnění: $100 mV_{p-p}$ v pásmu $0-20 MHz$
- Stabilita: $0,5 \%$ pro změnu zátěže $0-max$ a změnu napájecího napětí $\pm 5 \%$
- Rozměry desky: $100 \times 160 mm$ (malé evropská deska)
- Snímání zpětné vazby obou větví

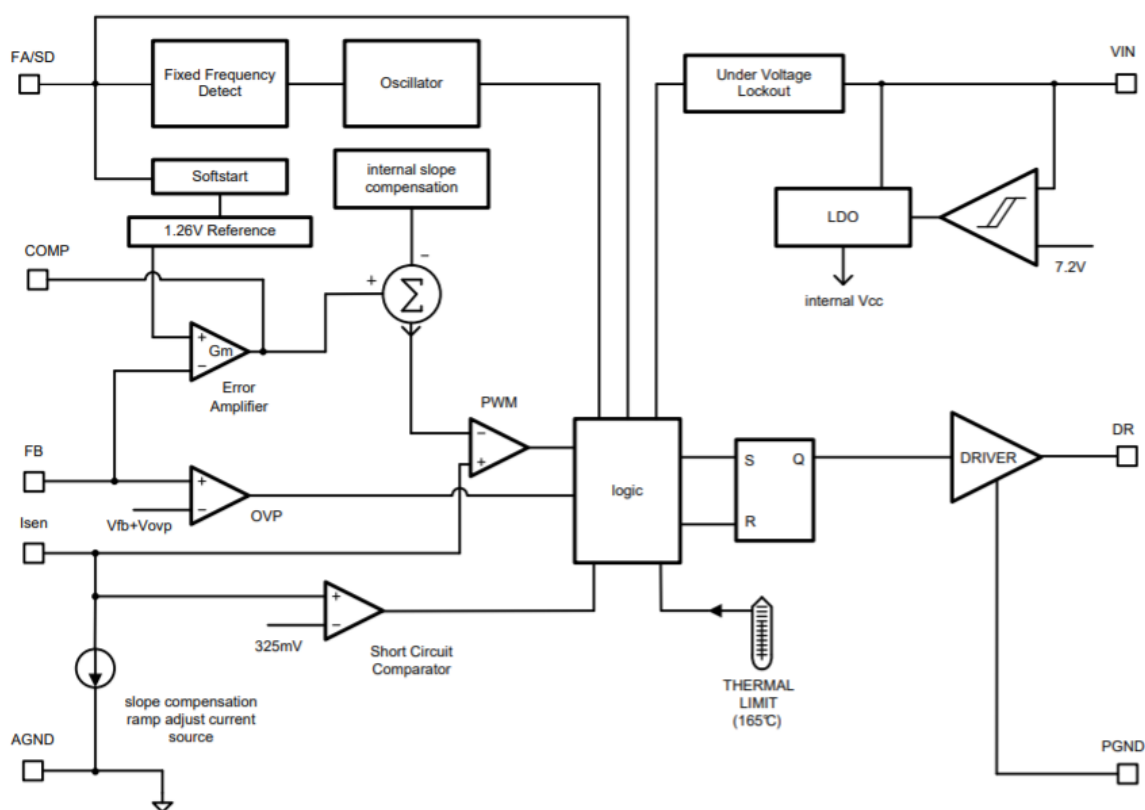
Zdroj je tedy symetrický se třemi výstupy a bude zatěžován jak symetricky, tak nesymetricky, to znamená že někdy bude zatížena pouze jedna větev, jindy obě najednou.

Zdroj má být navíc odolný vůči zkratu a zvládat maximální zatížení. Výběr součástek a transformátoru je libovolný.

2.2 Integrovaný obvod pro řízení spínaného zdroje

Spínané zdroje lze regulovat pomocí PWM (pulzně-šířková modulace) procesorem nebo integrovanými obvody určenými k regulaci spínání. Existuje celá řada integrovaných obvodů s různými topologiemi. V tomto případě bude zapotřebí, aby byl integrovaný obvod vhodný pro topologii zvyšujícího měniče s transformátorem, kvůli vysokému výstupnímu napětí také nejlépe určeného pro spínání externího výkonového tranzistoru. Takové integrované obvody najdeme nejčastěji u firmy Texas Instruments. Dále bylo možné vybrat moderní integrované obvody od firmy ON Semiconductor, ale podle katalogových listů se příliš nepoužívají pro spínání externího výkonového tranzistoru. Dnes je trendem spínat prvek pomocí PWM procesoru, ale pro tuto aplikaci je jednodušší a levnější použít pouze integrovaný obvod, a to od Texas Instruments, konkrétně obvod LM3478MA.

Vybraný integrovaný obvod je vhodný pro různé topologie s externím výkonovým tranzistorem jako je zvyšující měnič (Boost), zvyšující měnič s transformátorem (Flyback) a SEPIC (měnič, u kterého může být na vstupu jak vyšší, tak nižší napětí, než je výstupní), proti-taktní měnič atd. Jedná se o proudový regulátor s interním startovacím obvodem, který zajistí měkčí spínání na začátku sepnutí. Spínací frekvenci lze nastavit od 100 kHz až do 1 Mhz pouze jedním externím rezistorem. Vstupní napětí můžeme volit od 2,97 V až maximálně do 40 V. Obvod má také ochranu proti zkratu, přehřátí i proti přepětí. Odebíraný proud je přitom velmi malý, okolo 5 μ . Vyrábí se v pouzdře SOIC a má celkem osm vývodů. Blokové schéma integrovaného obvodu je uvedeno na obr. 2.1.



Obr. 2.1: Blokové schéma integrovaného regulátoru napětí LM3478MA

V typickém aplikačním obvodu je špičkový proud externího tranzistoru MOSFET snímán přes externí rezistor R_{sense} , který je zapojen na emitor tranzistoru. Mezi tento rezistor a emitor tranzistoru je připojen vstup integrovaného obvodu I_{sen} . Toto napětí je přiváděno do kladného vstupu komparátoru PWM. Výstupní napětí je také snímáno přes vstupní pin FB, pin zpětné vazby. Napětí na zpětnovazebním pinu je přiváděno do záporného vstupu zesilovače chyb (Error amplifier). Výstup tohoto zesilovače chyb se přičítá ke kompenzační rampě (kompenzačnímu signálu) a je přiváděn do záporného vstupu PWM komparátoru. Na začátku každého spínacího cyklu oscilátor nastaví RS klopný obvod pomocí spínacího logického bloku. To způsobí, že pinem DR (připojen na bázi (gate) externího MOSFETu) bude téct proud do báze tranzistoru a tranzistor se sepne. Pokud napětí na kladném vstupu komparátoru PWM překročí záporný vstup komparátoru, RS klopný obvod je resetován a externí tranzistor je vypnut [8].

Jednotlivé prvky integrovaného obvodu:

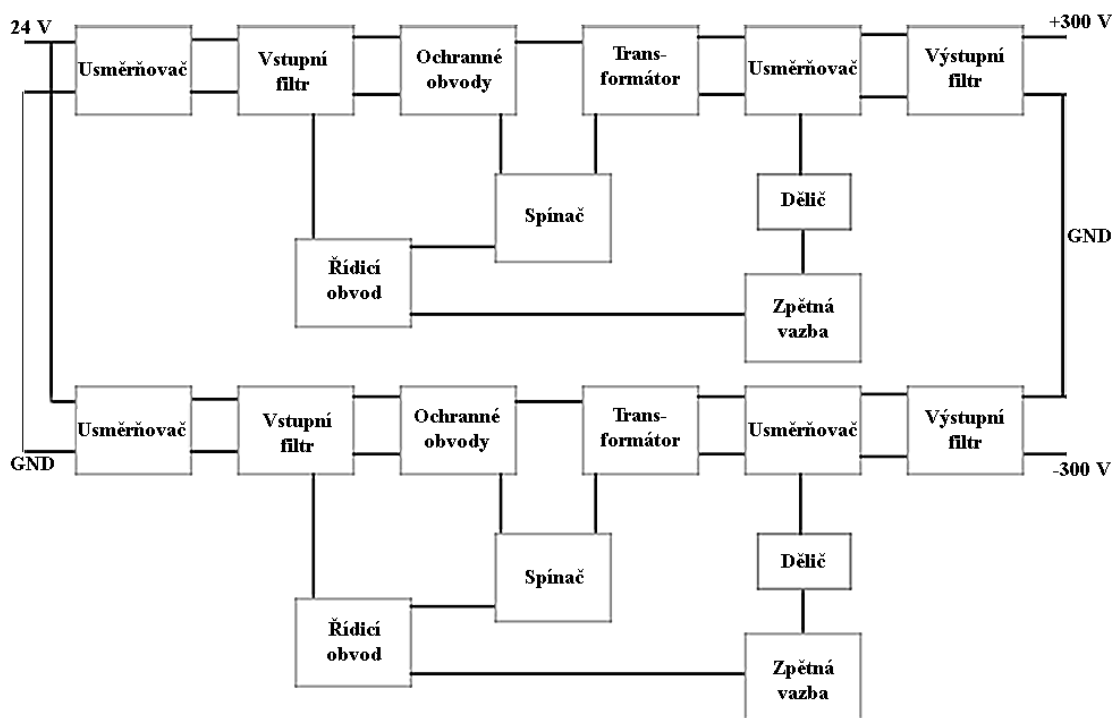
- **Ochrana proti přepětí** – Vyšší, než povolené napětí je snímáno pinem 3 (FB pin), pokud se výstupní napětí zvýší na hodnotu napětí zpětné vazby plus napětí této ochrany, tranzistor bude vypnut. Tato ochrana může být také spuštěna, pokud vstupní napětí zakolísá pod hodnotu 7,2 V nebo naopak. Proto se doporučuje na vstupu použít RC filtr.
- **Nastavení spínací frekvence** – Nastavení spínací frekvence pouze jedním externím rezistorem podle dané rovnice. Ten to pin se nazývá FA/SD. Tento

pin může také sloužit jako vypínací, pokud se na vstupu objeví vyšší napětí než 1,35 V po dobu delší než 30 us.

- **Ochrana proti zkratu** – Přes pin ISEN je přes snímací rezistor snímáno napětí, které když překročí 343 mV, spustí se ochrana proti zkratu. Integrovaný obvod sníží frekvenci spínání a tranzistor se vypne.
- **Kompenzační signál pro zabránění harmonickým oscilacím** – Interní kompenzace harmonických a sub-harmonických oscilací pomocí RC členu, dokonce pro střídu větší než 0,5. Pro ještě lepší kompenzaci je možné umístit externí rezistor přímo k pinu ISEN.
- **Redukce vstupního šumu** – Výběr vstupního kondenzátoru závisí na topologii měniče, doporučený postup podle dané rovnice.

2.3 Blokové schéma měniče

Důležitým požadavkem je stabilita zdroje a přesnost výstupního napětí. Z tohoto důvodu bylo nutné vyřešit problém se zpětnou vazbou na obě výstupní větve, kladnou i zápornou. Protože deska plošných spojů je dostatečně velká, místo řešení stability druhé větve pomocí stabilizátoru, bylo zvoleno zapojení dvou zdrojů – jeden pro záporné napětí a jeden pro kladné napětí. Blokové schéma měniče je znázorněno na obr. 2.2.



Obr. 2.2: Blokové schéma navrhovaného měniče

Byla zvolena topologie zvyšujícího měniče s transformátorem (Flyback convertor). Vzhledem k tomu, že výstupní výkon je poměrně malý, je tato topologie vhodná, protože při tomto výkonu není na výstupu velké zvlnění výstupního napětí. Rezonanční měnič nebyl použit z důvodu aplikace do elektronového mikroskopu. Vstupní usměrňovací člen je reprezentován usměrňovací diodou (vzhledem k tomu, že vstupní napětí je stejnosměrné) a vstupní filtr je reprezentován dvěma kondenzátory (jejichž velikost si určují aplikační listy integrovaného obvodu) a rezistorem, který určuje proud do integrovaného obvodu. Ochranné obvody slouží k ochraně spínacího tranzistoru před překmity napětí a rychlému nárůstu napětí D-S (drain-source). Řídící integrovaný obvod byl vybrán LM3478MA jak je již zmíněno výše. Spínacím prvkem je tranzistor MOSFET od firmy Toshiba s N-kanálem. Transformátor je vyroben na zakázku podle požadovaných parametrů. Výstupním usměrňovacím členem je výkonová dioda a výstupním filtračním členem je π -článek C-L-C. Protože by na zpětné vazbě bylo příliš velké napětí, je většina tohoto napětí rozptýlena mezi rezistory. Součástí zpětné vazby je také napěťový stabilizátor, který určuje pevný bod napětí pro zpětnou vazbu přes optočlen pro správné spínání.

2.4 Návrh primární strany měniče

Primární strana se skládá hlavně ze vstupní usměrňovací diody, vstupního kondenzátoru, spínacího tranzistoru a řídicího obvodu. Protože zapojení pro záporný zdroj je stejné, jen je na konci připojen do kaskády, bude se návrh zabývat pouze kladnou částí zdroje. Prvním krokem proto bude proudové a napěťové dimenzování vstupní diody a spínacího tranzistoru.

Pro blokující měnič platí vztah 1.9, podle kterého zjistíme převodový poměr p , který se rovná poměru počtu závitů na sekundární straně ku primární. (střída je zvolena 50 %):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{s}{1-s}$$

$$\frac{300}{24} = p \cdot \frac{0,5}{1-0,5}$$

$$p = 12,5$$

Nyní můžeme postupovat podle literatury [9]. Spínací tranzistor může být zatížen maximálním špičkovým proudem (při maximální střídě) podle rovnice:

$$I_{Tmax} = \frac{I_{out}}{1-s} \cdot p \quad (2.1)$$

$$I_{Tmax} = \frac{0,06}{1-0,8} \cdot 12,5$$

$$I_{Tmax} = 3,75 \text{ A}$$

Tranzistorem tedy poteče špičkový proud o velikosti 3,75 A. Tento proud poteče také primární stranou transformátoru a vstupní usměrňovací diodou. Musíme ale také uvažovat nějaký proud pro napájení integrovaného obvodu. Spínací tranzistor může být namáhán napětím způsobeným překmity z transformátoru. Pro omezení těchto překmitů, použijeme zapojení přepěťové ochrany z kapitoly 1.3, přičemž transil by měl být

dimenzován pro překmity vyšší, než je výstupní napětí. Dioda, která určuje směr tohoto napětí, musí být též dimenzována pro stejné napětí. Tranzistor tak bude namáhán maximálně napětím $2U_{vst}$. Z dostupných tranzistorů byl vybrán tranzistor TOSHIBA TPN4R806PL s těmito parametry:

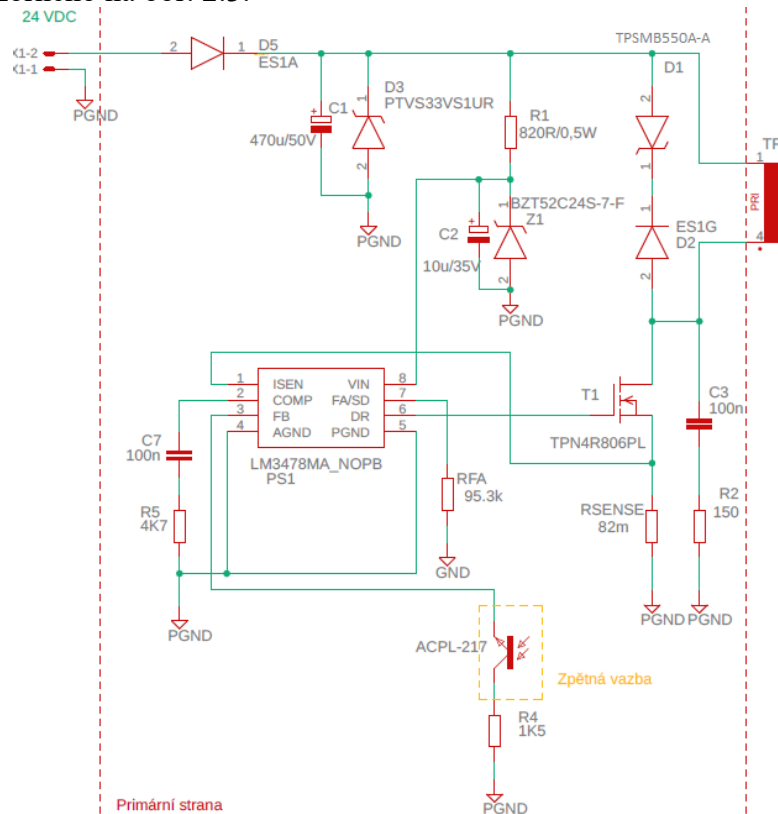
- Výstupní parazitní kapacita: 360 pF
- Odpor v sepnutém stavu: 3,5 mΩ (při menším proudu maximálně 9,1 mΩ)
- Prahové napětí: 1,5 V
- Maximální proud: 72 A
- Průrazné napětí: 60 V

Dále je nutné omezit rychlý nárůst napětí D-S (drain-source) při vypnutí tranzistoru, proto bude paralelně zapojený RC člen k tomuto spínacímu tranzistoru. Aby byl nárůst pomalejší, volíme několikrát větší kapacitu a rezistor, než je uvedeno v katalogových listech tranzistoru. Proto byl vybrán kondenzátor s hodnotou 100 nF a rezistor o hodnotě 150 Ω.

Pracovní frekvence spínání řízeného integrovaným obvodem se vypočítá podle vztahu uvedeném v katalogových listech [8] takto:

$$R_{FA} = 4,503 \cdot 10^{11} \cdot f^{-1,26} = 4,503 \cdot 10^{11} \cdot 180000^{-1,26} = 107,611 \text{ k}\Omega \quad (2.2)$$

Z dostupných rezistorů je nejbližší rezistor s hodnotou 107 kΩ. Aby byla zajištěna střída 50 %, musíme podle toho zvolit velikost rezistoru R_{sense} . Podle katalogového listu integrovaného obvodu, bude požadovaná hodnota rezistoru 82 mΩ. Zapojení primární strany je znázorněno na obr. 2.3.



Obr. 2.3: Primární strana měniče

2.5 Návrh transformátoru

Návrh transformátoru se skládá z elektromagnetického návrhu a poté z návrhu pro výrobu jednotlivých vinutí. Maximální výkon transformátoru vypočítáme podle vztahu (účinnost 80 %):

$$P_{max} = \frac{I_z U_z}{\eta} = \frac{0,06 \cdot 300}{0,8} = 22,5 \text{ W} \quad (2.3)$$

Dalším krokem návrhu je určení indukčnosti primárního vinutí [9] (maximální střída určena pomocí katalogového listu):

$$L_1 = \frac{U_{vst}^2 S_{max}^2}{2f P_{max}} = \frac{24^2 \cdot 0,5^2}{2 \cdot 180000 \cdot 22,5} = 17,8 \mu\text{H} \quad (2.4)$$

Pro tuto aplikaci bylo vybráno feritové jádro z materiálu s označením 3C90, jehož parametry jsou:

- $B_{max} = 0,35 \text{ T}$ (maximální magnetická indukce v jádře)
- $B_r = 0,05 \text{ T}$ (remanentní magnetická indukce v jádře)
- $\mu_{r,Fe} = 1500$ (relativní permeabilita feritu při B_{max})

Další potřebné parametry:

- $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$ (proudová hustota ve vinutí transformátoru)
- $k_{p,Cu} = 0,35$ – činitel plnění vinutí

Nyní určíme elektromagnetickou velikost jádra $S_0 S_{Fe}$, která určuje, jaký činný výkon je možné daným jádrem přenést:

$$\begin{aligned} S_0 S_{Fe} &= \frac{P}{k_{p,Cu} \cdot \sigma \cdot f \cdot (B_{max} - B_r) \sqrt{S}} = \\ &= \frac{22,5}{0,35 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 180000 \cdot (0,35 - 0,05) \cdot \sqrt{0,5}} = 561,2 \cdot 10^{-12} \text{ m}^4 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Protože jádro má nejmenší možný objem, když $S_0 = S_{Fe}$, pak přibližný průřez sloupku jádra se určí odmocněním elektromagnetické velikosti jádra:

$$S_j = \sqrt{S_0 S_{Fe}} = \sqrt{561,2 \cdot 10^{-12}} = 23,69 \text{ mm}^2 \quad (2.6)$$

Z řady vyráběných feritových jader vyhovuje jádro E20/10/6-3C90 s těmito parametry:

- $S_{j,N} = 24,6 \text{ mm}^2$ (efektivní průřez sloupku jádra)
- $S_0 = 48,38 \text{ mm}^2$ (plocha okna)
- $L_{Fe} = 62 \text{ mm}$ (efektivní délka siločáry ve feromagnetiku)

Dále vypočítáme počet závitů na primární straně transformátoru podle rovnice [9]:

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{V_{in}}{2f \cdot (B_{max} - B_r) S_{j,N}} = \\ &= \frac{24}{2 \cdot 180000 \cdot (0,35 - 0,05) \cdot 24,6 \cdot 10^{-6}} = 9 \text{ závitů} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Poté můžeme určit počet sekundárních závitů:

$$N_2 = N_1 \frac{V_{out}}{S \cdot V_{in}} = 9 \cdot \frac{300}{0,5 \cdot 24} = 225 \text{ závitů} \quad (2.8)$$

Délka vzduchové mezery byla vypočtena podle rovnice [9]:

$$l_v = \frac{N_1 \mu_0 I_{Tmax}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} = \frac{9 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,75}{0,35} - \frac{62 \cdot 10^{-3}}{1500} = 0,079 \text{ mm} \quad (2.9)$$

Dalším důležitým výpočtem bude výpočet průřezu vodiče – opatření proti skin efektu. Skin efekt je nežádoucí, kdy vlivem vysoké frekvence se elektrický proud nešíří rovnoměrně celým průřezem vodiče, ale spíše blízko povrchu vodiče. Klesá tak využitý průřez vodiče a roste jeho odpor. Parametr, který popisuje velikost vlivu skin efektu se nazývá hloubka vniku a určí se podle rovnice [9]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Cu}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 17,86 \cdot 10^{-9}}{2\pi \cdot 180000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 0,9999}} = 0,16 \text{ mm} \quad (2.10)$$

Hodnoty proměnných jsou:

- $\rho_{Cu} = 17,86 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$ (měrný odpor mědi)
- $f = 180 \text{ kHz}$ (pracovní frekvence zdroje)
- $\mu_{r,Cu} = 0,9999$ (relativní permeabilita mědi)

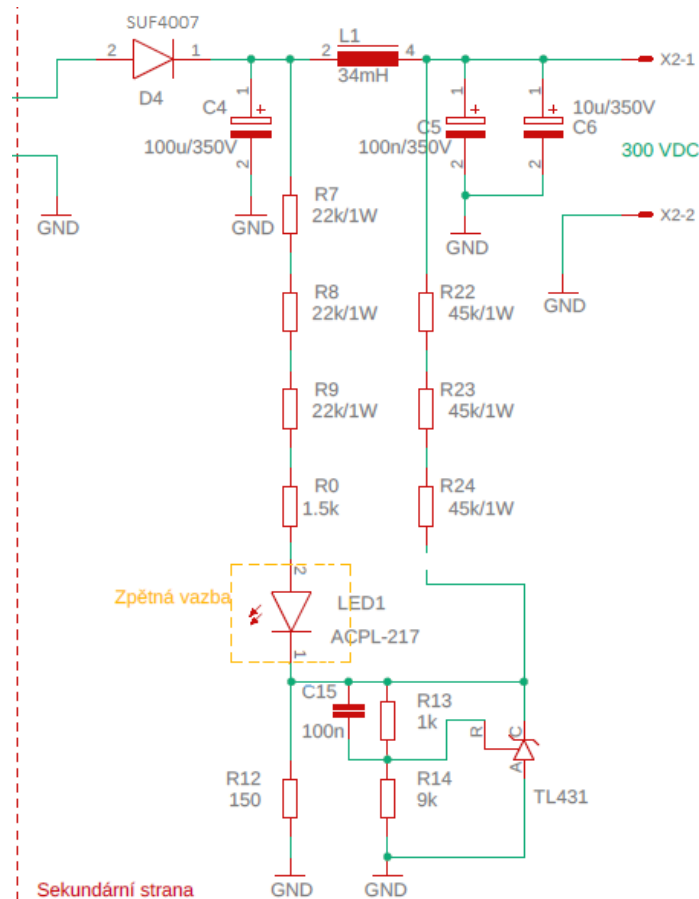
Aby se neprojevoval skin efekt, musí platit, že průměr vodiče je menší než 2δ . Z řady vyráběných průměrů vodičů je tomuto požadavku nejbližší vodič o průměru $d = 0,25 \text{ mm}$, jehož průřez je:

$$S_v = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,25^2}{4} = 0,05 \text{ mm}^2 \quad (2.11)$$

Transformátor bude tedy realizován devíti závity s průměrem drátu 1,4 mm (podle proudové hustoty v tabulkách) na primárním vinutí a 225 závitů s průměrem drátu 0,25 mm.

2.6 Návrh sekundární strany měniče

Na výstupní straně měniče se nachází výkonová usměrňovací dioda, výstupní kondenzátor a výstupní LC filtr. Výstupní kondenzátor musí být dimenzován na výstupní napětí a spolu s LC filtrem tvoří filtr třetího řádu. Schéma sekundární strany měniče je vidět na obr. 2.4.



Obr. 2.4: Sekundární strana měniče

Dioda je namáhána maximálním výstupním proudem daným poměrem vinutí a maximálním odebíraným proudem primárního vinutí [9]:

$$I_{Dmax} = I_{Tmax} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 3,75 \cdot \frac{8}{200} = 150 \text{ mA} \quad (2.16)$$

Napětově je dioda maximálně namáhána opět poměrem vinutí a vstupním napětím takto [9]:

$$U_{Dmax} = V_{in} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 24 \cdot \frac{200}{8} = 600 \text{ V} \quad (2.17)$$

Vzhledem k rozptylové indukčnosti transformátoru, která způsobuje napětové překmity na sekundárním vinutí, je nutno volit tuto usměrňovací diodu co se závěrného napětí týče se značnou rezervou. Byla tedy zvolena usměrňovací dioda SUF4007 se

závěrným napětím 1000 V a maximálním proudem 1 A. Výstupní kondenzátor byl zvolen s hodnotou 100 $\mu\text{F}/350\text{ V}$.

Návrh výstupního LC filtru začíná návrhem cívky. Postup je uveden v literatuře [9] a bude postupováno podle ní. Nejprve je nutné určit špičkové napětí na výstupním kondenzátoru:

$$U_{C\check{s}p} = V_{out} = 300\text{ V} \quad (2.18)$$

Následně je potřeba zvolit zvlnění proudu v tlumivce, většinou se hodnota pohybuje okolo $0,1 \cdot I_{out}$, zvlnění proudu tedy vypočítáme takto:

$$\Delta I = 0,1 \cdot I_{out} = 0,1 \cdot 0,06 = 6\text{ mA} \quad (2.19)$$

Výpočet potřebné indukčnosti vychází ze vztahu pro proud indukčností. Pro tento konkrétní případ vypočítáme hodnotu indukčnosti:

$$L = \frac{U_{C\check{s}p}}{2f\Delta I} \cdot (1-s)s = \frac{300}{2 \cdot 200000 \cdot 0,006} \cdot (1-0,5) \cdot 0,5 = 31,25\text{ mH} \quad (2.20)$$

Z dostupných součástek byla zvolena cívka SSHB21H-07340 s indukčností 34 mH a maximálním proudem 700 mA. Návrh vyhlazovacího kondenzátoru vychází z předpokladu, že výstupní proud I_{out} do zátěže je hladký, kondenzátor tedy musí pohlcovat a dodávat proud odpovídající zvlnění ΔI , navíc by mělo platit $\Delta U \ll U_{out}$. Požadovaná velikost kondenzátoru se vypočte podle vzorce:

$$C = \frac{(1-s)s}{8f^2L} \cdot \frac{U_{C\check{s}p}}{2\Delta U} = \frac{(1-0,5) \cdot 0,5}{8 \cdot 200000^2 \cdot 34 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{300}{2 \cdot 0,05} = 68,9\text{ nF} \quad (2.21)$$

Z dostupných součástek byl zvolen kondenzátor s hodnotou 100 nF/100 V. Paralelně k němu bude zapojen kondenzátor s hodnotou 10 $\mu\text{F}/350\text{ V}$ jako výstupní kapacita.

Zpětná vazba je řešena pomocí optočlenu ACPL-217. Protože napětí na výstupu je příliš velké, je toto napětí rozděleno mezi rezistorový dělič složený ze čtyř rezistorů. Celkově je na rezistorech 270 V a proud bude 4 mA. Zbýlých 30 V připadne na zpětnou vazbu a napětřovou referenci. Potřebujeme tedy na nich rozptýlit výkon [3]:

$$P = I_{d\check{e}li\check{c}} \cdot U_{d\check{e}li\check{c}} = 0,004 \cdot 270 = 1,08\text{ W} \quad (2.22)$$

První tři rezistory budou muset přeměnit 0,36 W na teplo. Aby byl zajištěn proud děličem potřebujeme celkově odpor [3]:

$$R_{d\check{e}li\check{c}} = \frac{U_{d\check{e}li\check{c}}}{I_{d\check{e}li\check{c}}} = \frac{270}{0,004} = 67,5\text{ k}\Omega \quad (2.23)$$

Pro optimální rozložení tepla byly zvoleny tři rezistory 22 k Ω /1 W a poslední rezistor 1,5 k Ω . Dalším krokem bude vypočítat vstupní dělič pro napětřovou referenci TL431 a poměr rezistorů děliče pro výstupní napětí reference. Vstupní napětí reference ponecháme 30 V a zvolený vstupní proud 2 mA. Dělič pak vypočítáme takto [3]:

$$R_{d\acute{e}li\acute{c}h2} = \frac{U_{d\acute{e}li\acute{c}h2}}{I_{d\acute{e}li\acute{c}h2}} = \frac{270}{0,002} = 135 \text{ k}\Omega \quad (2.24)$$

Každý rezistor bude mít tedy hodnotu 45 kΩ/1 W. Poměr rezistorů děliče pro napětřovou referenci vypočítáme podle vzorce z katalogových listů [10]:

$$U_{výst} = \left(1 - \frac{R_{13}}{R_{14}}\right) \cdot U_{ref} \quad (2.25)$$

$$\frac{U_{výst}}{U_{ref}} - 1 = \frac{R_{13}}{R_{14}}$$

$$1R_{13} = 9R_{14}$$

Hodnota pro rezistor R₁₃ byla tedy zvolena 9 kΩ a pro rezistor R₁₄ 1 kΩ. Paralelně k R₁₃ je ještě zapojený filtrační kondenzátor 100 nF. Rezistor, na kterém napětřová reference drží 25 V má symbolickou hodnotu 150 Ω a funguje jako pomyslná zátěž.

2.7 Výkonové ztráty

Ztráty vedením a spínací ztráty tranzistoru, ztráty na diodách

Spínací tranzistor byl zvolen od firmy Toshiba, a to konkrétně TPN4R806PL. Pro výpočet ztrát na tranzistoru a jeho chlazení jsou potřebné tyto katalogové informace:

- R_{dson} = 9,1 mΩ (maximální odpor kanálu v sepnutém stavu)
- t_{on} = 15 ns
- t_{off} = 27 ns
- t_r = 4 ns (doba nárůstu)
- t_f = 5,1 ns (doba poklesu)
- T_{J,max} = 175 °C (maximální teplota křemíkového čipu)
- R_{θ,jc} = 1,43 °C/W (tepelný odpor čip > pouzdro)
- T = 25 °C (teplota okolí)

Maximální teplotu křemíkového čipu, kterou udává výrobce nelze brát příliš v potaz, protože kontinuální provoz na této teplotě by mohl tranzistor poškodit.

Nejprve je nutné vypočítat přepínací ztráty způsobené zpožděným spínáním. Teoretické určení velikosti přepínacích ztrát je poměrně složité, má-li být přesné. Je ovlivněno množstvím parazitních jevů, které jsou jen velmi těžko předpověditelné, protože jsou značně ovlivněny nejen použitými součástkami, ale i geometrickým uspořádáním prvků v obvodu, teplotou spínacích prvků a podobně. Přepínací ztráty tranzistoru můžeme přibližně určit takto [11] (u tohoto měniče zanedbáváme magnetizační proud):

$$P_P = \frac{1}{2} f V_{in} I_{Tmax} (t_{on} + t_{off}) = \frac{1}{2} \cdot 200000 \cdot 24 \cdot 3,75 \cdot (19 \cdot 10^{-9} + 32,1 \cdot 10^{-9}) = 0,46 \text{ W} \quad (2.26)$$

Kde I_t je maximální proud tranzistorem a t_{on} , t_{off} je doba trvání celého přechodového jevu. Dále můžeme vypočítat výkonové ztráty vedením. MOSFET tranzistor se v ustáleném stavu chová jako rezistor s odporem o hodnotě R_{dson} . Maximální ztráty vedením jsou odvozeny od maximálního proudu tranzistorem. Výsledný vztah pro výpočet ztrát vedením v tranzistoru tedy je:

$$P_V = R_{dson} \cdot I_{Tmax}^2 = 0,0091 \cdot 3,75^2 = 0,13 \text{ W} \quad (2.27)$$

Celkový ztrátový výkon na tranzistoru tedy je:

$$P_C = P_P + P_V = 0,46 + 0,13 = 0,59 \text{ W} \quad (2.28)$$

Ztrátový výkon na tranzistoru je velmi malý, podle katalogových listů se tranzistor dokáže sám uchladiť (bez vylití mědi pod čipem) do výkonu 0,63 W, není tedy potřeba navrhovat zvlášť chlazení, ale pro jistotu bude pod tranzistorem vylitá měď přiměřených rozměrů pro lepší rozložení tepla.

Výstupní usměřňovací dioda byla vybrána SUF4007, jak je již zmíněno výše. Pro výpočet výkonových ztrát potřebujeme znát tyto parametry [12]:

- $U_P = 0,7 \text{ V}$ (prahové napětí)
- $R_D = 0,33 \Omega$ (diferenciální odpor náhradní přímky [12])
- $T_{J,max} = 175 \text{ °C}$ (maximální teplota křemikového čipu)
- $R_{\theta,jc} = 45 \text{ K/W}$ (tepelný odpor čip \rightarrow vzduch)

Pro určení maximálního ztrátového výkonu usměřňovací diody je nejprve potřeba určit střední a efektivní proud diodou [9]:

$$I_{Dstř} = I_{out} = 60 \text{ mA} \quad (2.29)$$

$$I_{Def} = \frac{I_{out}}{\sqrt{1-s}} = \frac{0,06}{\sqrt{1-0,5}} = 84,9 \text{ mA} \quad (2.30)$$

Maximální ztrátový výkon na usměřňovací diodě je tedy:

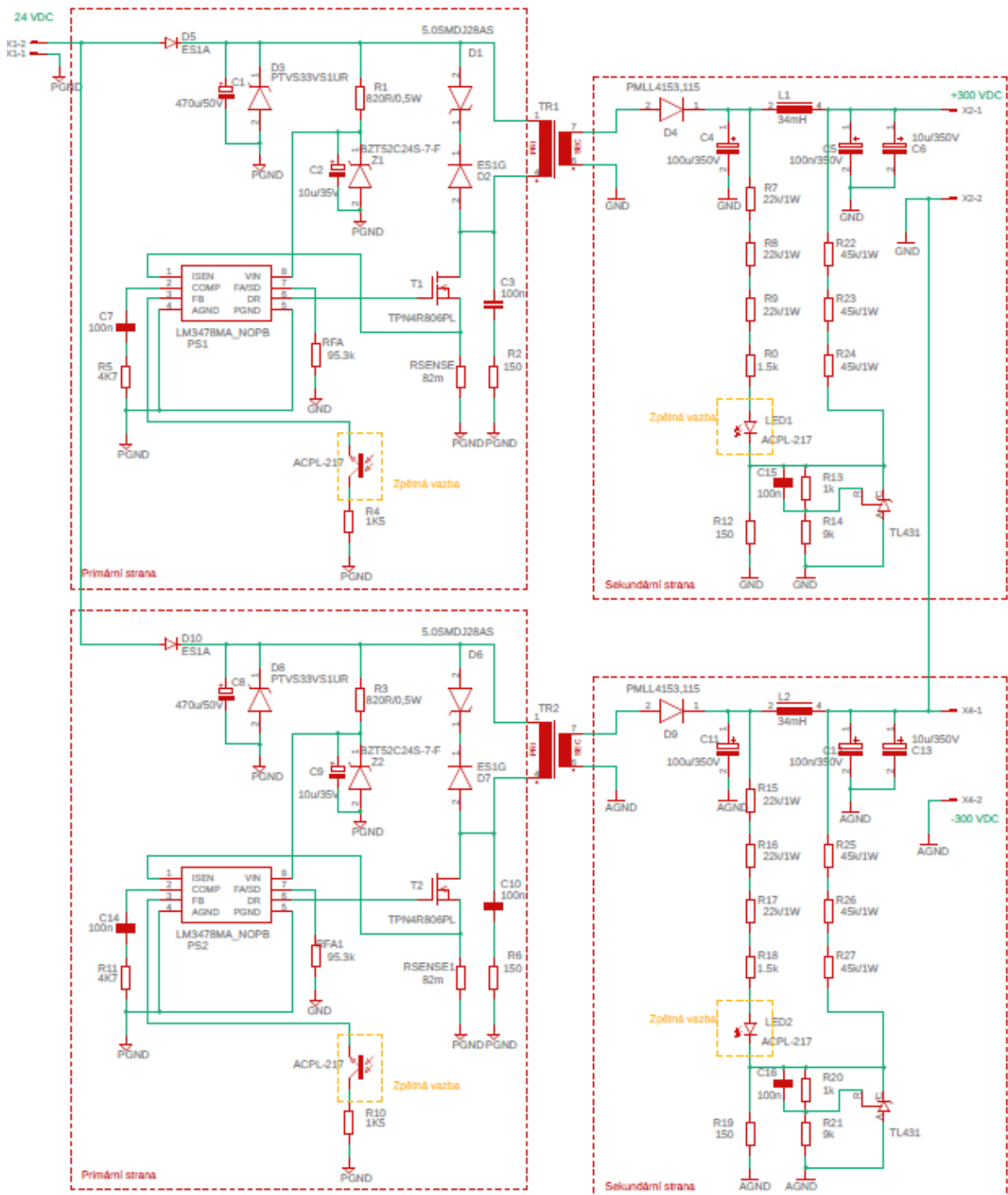
$$P_D = U_P \cdot I_{Dstř} + R_D \cdot I_{Def}^2 = 0,7 \cdot 0,06 + 0,33 \cdot 0,0849^2 = 0,044 \text{ W} \quad (2.31)$$

Ztrátový výkon na diodě je velmi malý, proto nebude třeba navrhovat chlazení této součástky. Tím že je zdroj rozdělený na dva kaskádně zapojené zdroje se také docílilo menších výkonů na součástkách, a to hlavně na spínacím tranzistoru.

2.8 Celkové schéma zapojení spínaného zdroje

Celkové zapojení je znázorněno na obr. 2.5. Ze schématu je vidět, že zdroje jsou zapojeny do kaskády, tzn. zdroje jsou identické a na konci je druhý zdroj připojen svou kladnou svorkou na zem prvního zdroje, abychom vytvořili zdroj záporného napětí -300 V. Na desce se budou nacházet celkem 3 galvanické země. První zem je pro řídicí část

zdrojů s názvem PGND. Obě řídicí části mají tedy společnou zem. Výstupní část zdrojů má každá svoji galvanickou zem, protože jsou každá na jiném potenciálu, první se nazývá ve schématu GND a zem pro druhý zdroj je AGND. Kaskádní zapojení zdrojů bylo zvoleno hlavně kvůli stabilitě a přesnosti výstupního napětí obou větví zároveň a také z toho důvodu, že daná deska plošných spojů toto zapojení dovoluje z hlediska rozměrů. Transformátor se dvěma sekundárními vinutími by měl být sice symetrický, ale kvůli parazitním jevům nemůžeme zaručit, že napětí bude na záporné větvi úplně stejné. Schéma bylo vytvořeno v programu EAGLE verze 9.4.2.



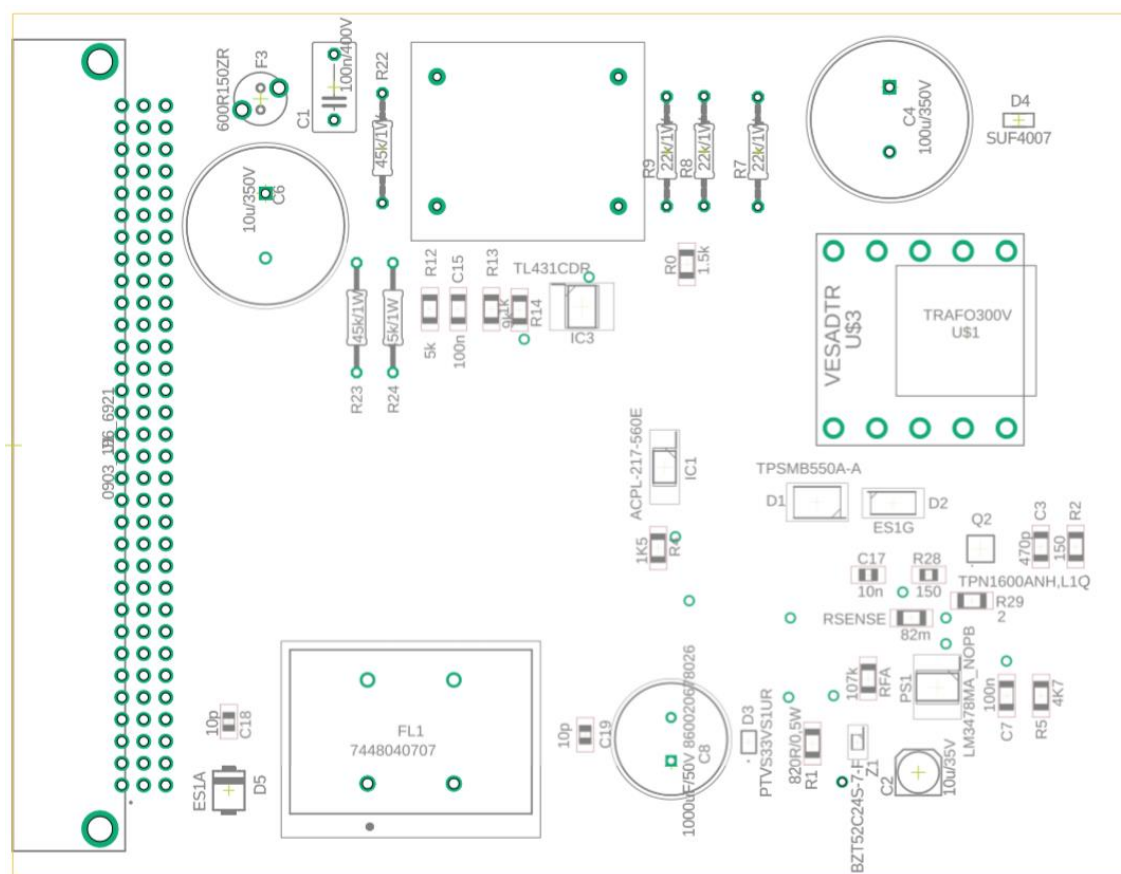
Obr. 2.5: Celkové schéma spínaného zdroj

3 NÁVRH PROTOTYPOVÉ DPS

Návrh prototypové DPS (desky plošných spojů) byl proveden v programu Eagle 9.5.2. Protože se jedná o prototypovou DPS, byly vynechány některé ochranné prvky a záporná část zdroje, jelikož se jedná o stejný zdroj na stejném principu jen řazen do série. Díky možnosti využití dvou různých transformátorů, je prototyp určen pro oba transformátory – osadí se jeden nebo ten druhý. DPS vychází z původních parametrů zadaných zadavatelem práce.

3.1 Rozmístění součástek

Rozmístění součástek bylo provedeno tak, aby řídicí obvod byl dále od transformátoru, ale v dostatečné blízkosti spínacího tranzistoru. Zároveň bylo využito místo na DPS co nejvíce, aby případně bylo možné součástky jednoduše vyměnit. Rozmístění součástek je vidět na obr. 3.1.

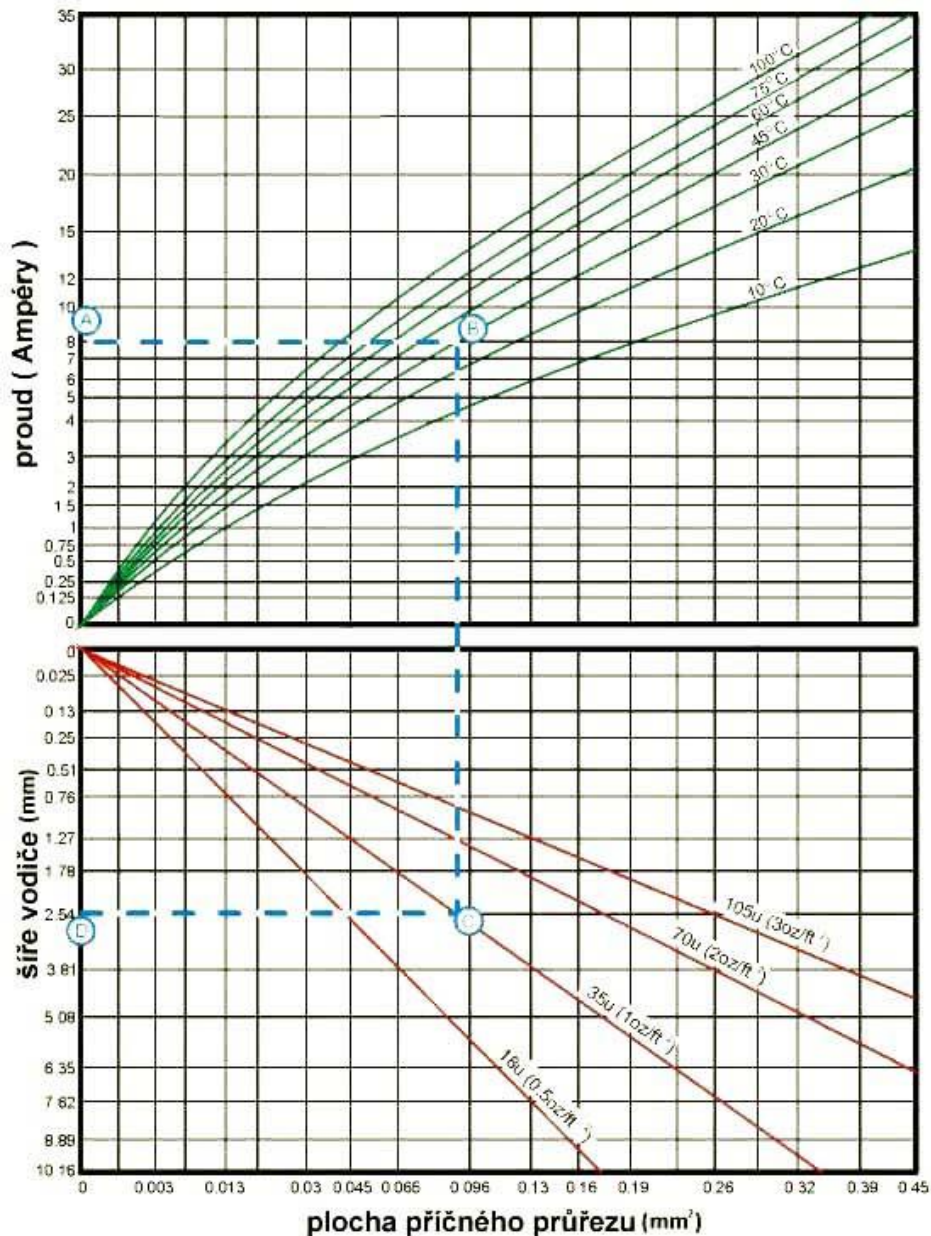


Obr. 3.1: Rozmístění součástek na desce plošných spojů

Protože na sekundární straně se počítá s velkým ztrátovým výkonem na dělicích, byly zvoleny drátové rezistory. Ochranný obvod pro spínací tranzistor byl umístěn poblíž transformátoru. Řídicí obvod se svými okolními součástkami je umístěn dále od transformátoru, aby na něm nevznikalo rušení. Jelikož se jedná o prototypovou DPS, není rozmístění úplně perfektní, byla vytvořena v rychlosti, aby se mohlo co nejdříve začít s testováním. Vyrobený transformátor je popsán v kapitole 4.1.4.

3.2 Návrhová pravidla

Při návrhu DPS bylo postupováno podle doporučení výrobců desek plošných spojů. Šířky vodičů byly voleny například podle firmy Pragoboard při zadané šířce mědi. Graf šířky spojů a proudové zatížitelnosti je na obr. 3.2.

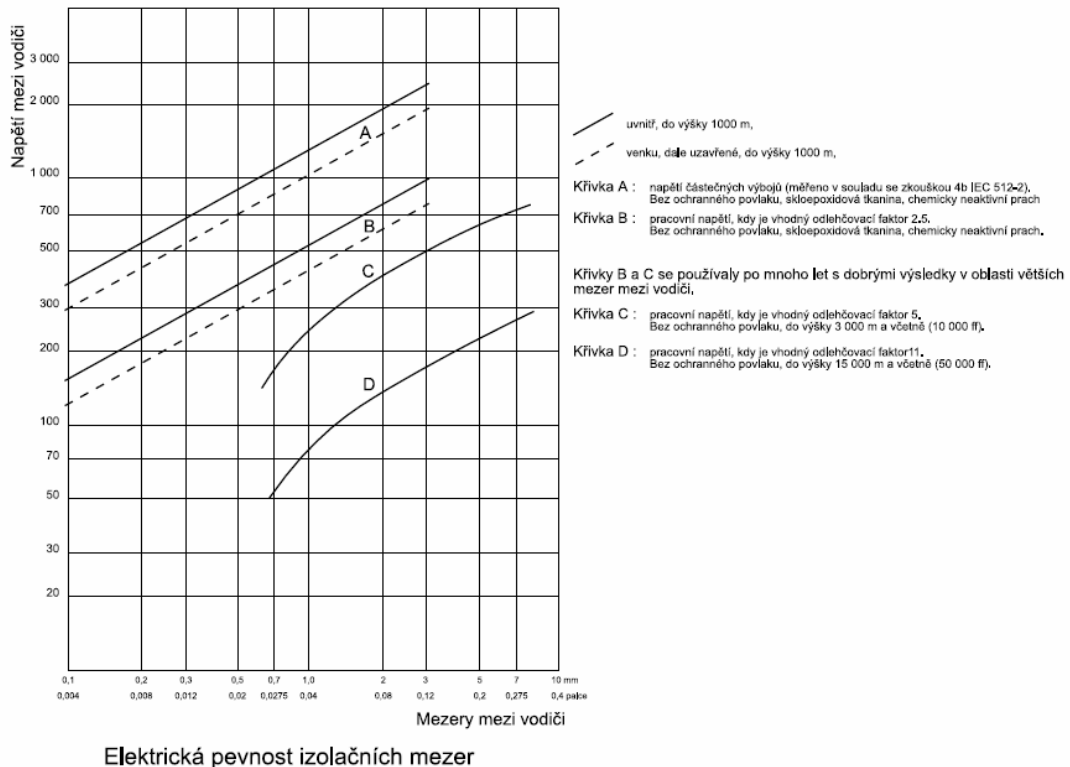


Obr. 3.2: Proudová zatížitelnost vůči šířce spoje [19]

Podle tohoto grafu, pokud uvážíme maximální proud do zdroje 4 A, musí být šířka vodičů na primární straně minimálně 1,3 mm (počítáme se základní tloušťkou mědi 35 μm + nakovení a 20 °C). Pro lepší rozvod tepla a aby se tloušťka nepohybovala těsně kolem doporučených hodnot, byla zvolena šířka 1,8 mm pro silové spoje na primární straně. Pro logické spoje potom byla zvolena šířka 0,4 mm, protože v logické části poteče

jen několik desítek miliampér. Pro sekundární stranu, kde potečou maximálně stovky miliampér, byla zvolena šířka spojů 0,8 mm.

Izolační mezery byly zvoleny také podle doporučení výrobců desek plošných spojů podle obr. 3.3.

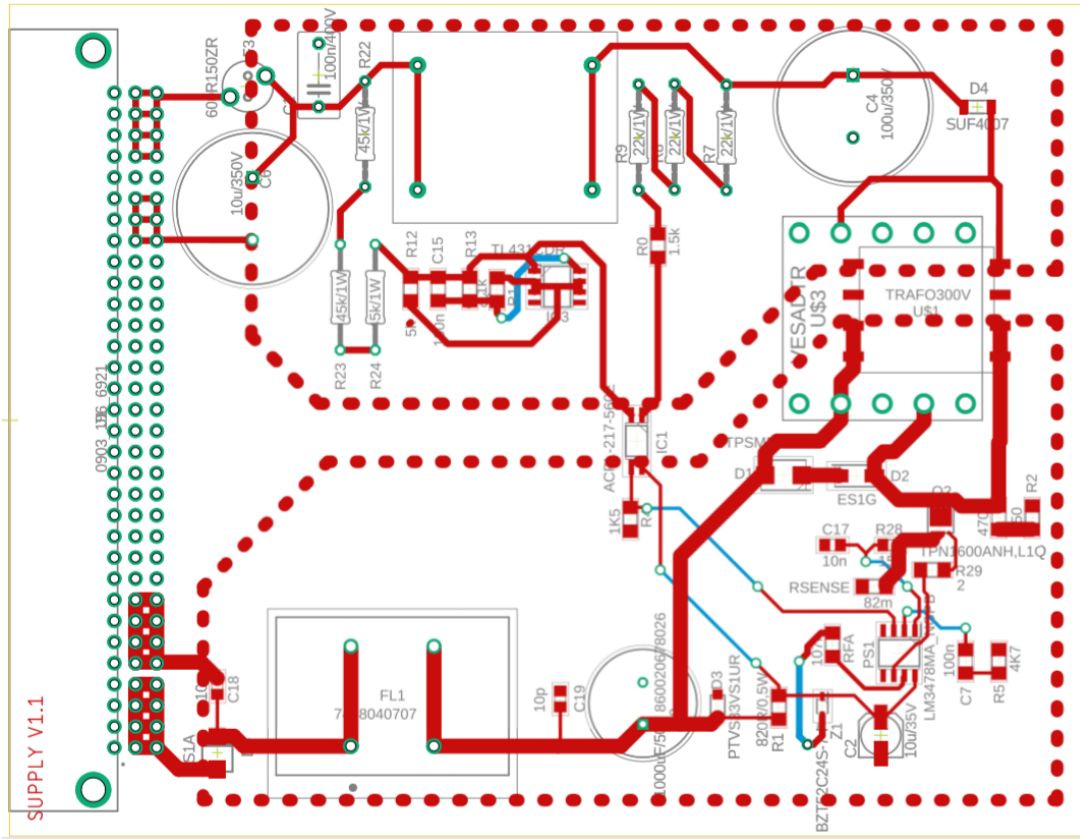


Obr. 3.3: Elektrická pevnost vodičů vůči napětí mezi vodiči [20]

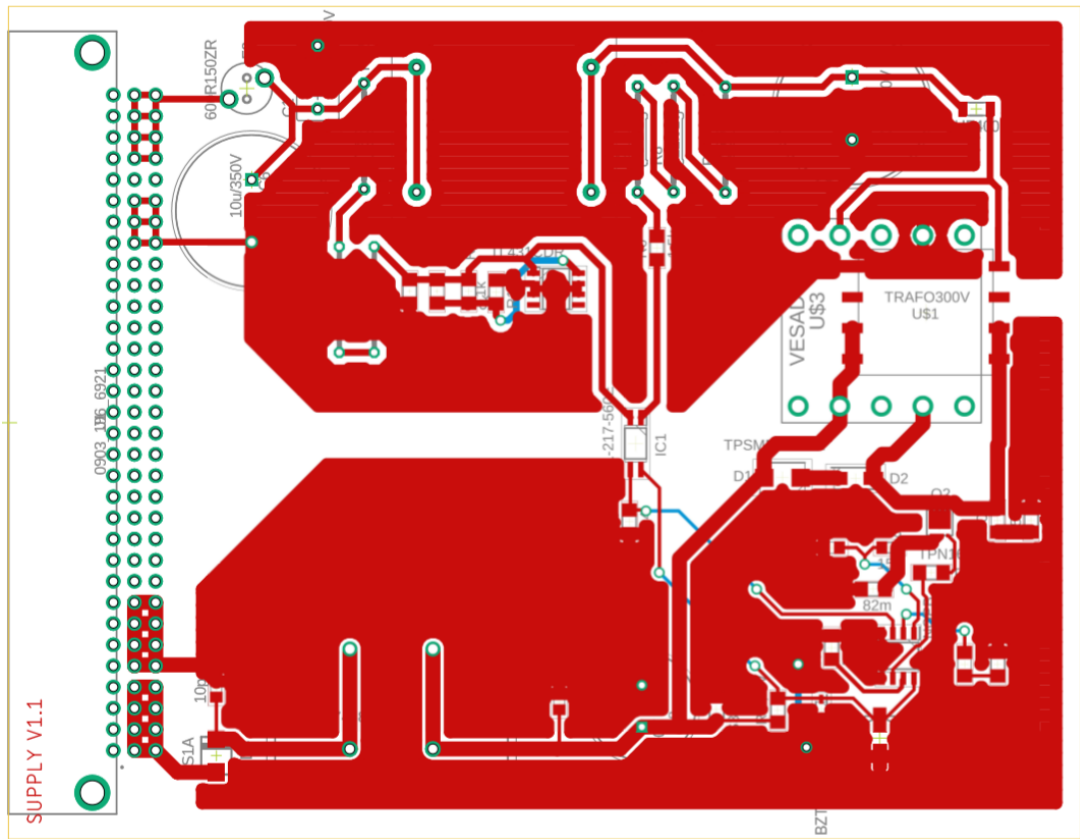
Protože se jedná o standardní plošný spoj, je izolační mezera odvozena od křivky B čerchovaně. Podle tabulky je tedy při 300 V nutná minimální vzdálenost mezi vodiči 0,7 mm pro sekundární stranu. Byla zvolena izolační mezera 0,8 mm i pro polygon pro vylití země. Zem primární a sekundární strany je oddělená. Na primární straně byla zvolena izolační mezera 0,4 mm i pro polygon země. Země byly vylity na větší část desky a jsou odděleny od sebe 5,5 mm.

3.3 Topologie navržené desky

Výsledná deska je vidět na obr. 3.4. Deska byla osazena příslušnými součástkami a ručně zapájena. Výstupní konektor byl pro snazší testování nahrazen zlacenými pinovými headery, aby se na ně daly připevnit měřicí kontakty. Deska plošných spojů byla vyrobena u firmy JLC PCB. Výsledná DPS je vidět na obr. 3.4. a na obr. 3.5. Na prvním obrázku jsou vidět spoje bez vylití zemí. Na druhém obrázku jsou již vidět vylité země a jejich různá izolační vzdálenost. Na vrchní straně je také pojmenování desky plošných spojů „SUPPLY V1.1“.



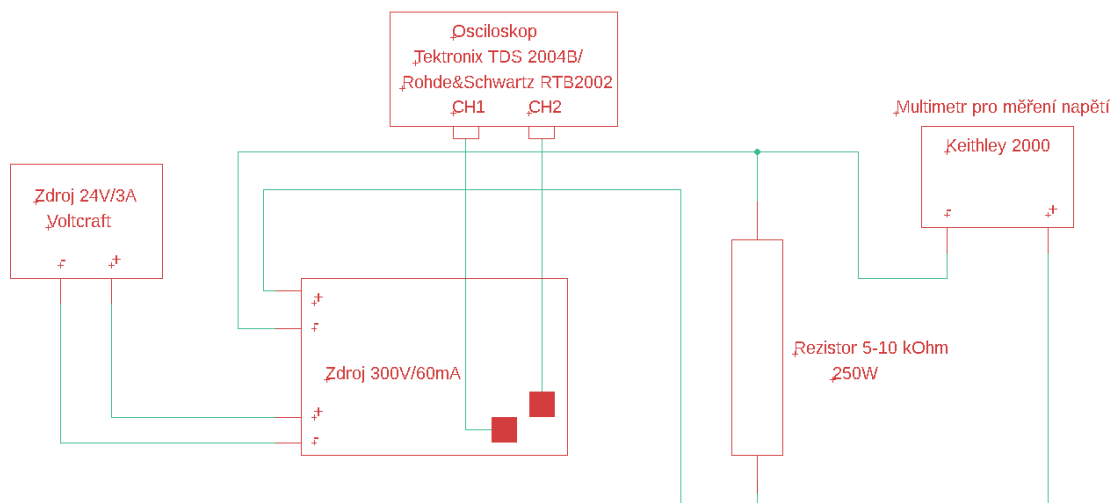
Obr. 3.4: Výsledná DPS bez vylití zemí



Obr. 3.5: Výsledná DPS s vylitím zemí

4 REALIZACE PROTOTYPOVÉ DPS ZDROJE

Test prototypové DPS byl proveden v laboratoři firmy Bagira Tech a ARRS Elektronik. Schéma zapojení při testování zdroje je vidět na obr. 4.1. Primární strana zdroje se týká řídicí části obvodu – tedy zapojení včetně primárního vinutí transformátoru. Sekundární strana je výstupní obvod společně se sekundárním vinutím.



Obr. 4.1: Schéma zapojení pro měření

4.1 Primární strana

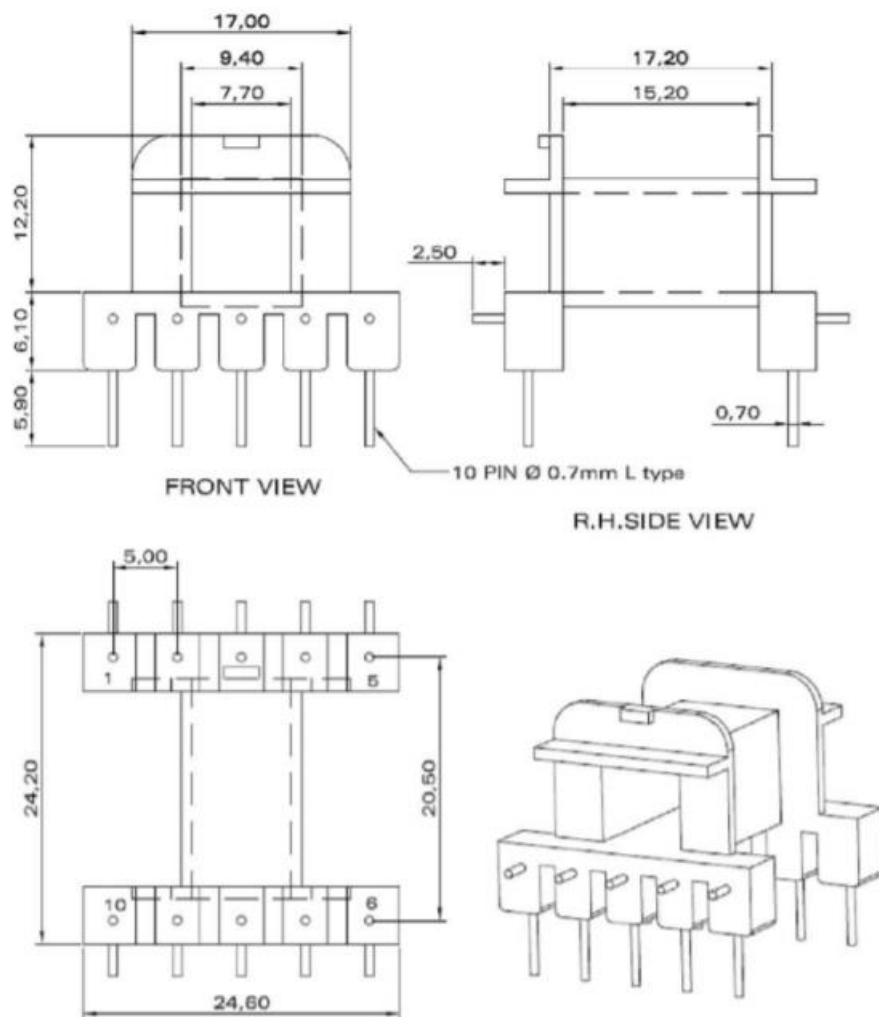
Při testování primární strany nastaly problémy, které jsou popsány v jednotlivých podkapitolách a jsou zde navržena řešení daných problémů. Primárně bylo testování prováděno s transformátorem od firmy VESAD, která transformátor vyrobila podle zadaných parametrů.

4.1.1 Transformátor

Celkem byly vyzkoušeny dva transformátory s obdobnými indukcemi vyrobené různou technologií. K dispozici byl transformátor od firmy VESAD vyrobený na zakázku podle požadavků zdroje s těmito parametry:

- Jádro: E 2507h 10p 1s/c
- Indukčnost primárního vinutí: 7,6 μH
- Indukčnost sekundárního vinutí: 2,95 mH

Výkon transformátoru výrobce neuvádí. Jeho technický náčrt je vidět na obr. 4.2.



Obr. 4.2: Technický náčrt transformátoru od firmy VESAD v mm

Druhý transformátor byl zakoupen od firmy Würth s těmito parametry:

Planární transformátor 750032050
 Jmenovité primární napětí: 3 V až 24 V
 Jmenovité sekundární napětí: 300 V
 Jmenovitý výkon: 36 W
 Jmenovitý sekundární proud: 120 mA
 Induktance: 10 μ H
 Provozní frekvence: 100 kHz to 400 kHz

První transformátor pracoval dobře a bez zahřívání, ale frekvence byla nízká a transformátor byl částečně přesycený, tak byla frekvence zvýšena pomocí rezistoru na 200 kHz. Hodnota rezistoru tak byla zvolena podle rovnice 2.2 a činila 82 k Ω . Druhý transformátor s vyšším výkonem a vyšší indukčností se však přesycoval i se zvýšenou frekvencí, takže z tohoto důvodu nebyl vybrán pro tuto aplikaci.

4.1.2 Vstupní kondenzátor

Při použití měkčího zdroje napětí, kdy nejprve tekl do obvodu maximální proud, ale napětí bylo nízké, než se zdroj napětí stabilizoval, probíhal v obvodu přechodový jev. Tento jev se projevoval sepnutím spínacího tranzistoru naplno, dokud spínání nezačal řídit integrovaný obvod, jelikož bylo dosaženo jeho požadovaného napájecího napětí. Při tomto jevu měl tranzistor velké tepelné ztráty a hrozilo jeho poškození. Z tohoto důvodu byla vstupní kapacita zvýšena na $6800 \mu\text{F}$, která způsobila, že napájecí zdroj se stihl stabilizovat při nabití kondenzátoru a po jeho dobití již měl integrovaný obvod dostatečné napájecí napětí, aby řídil spínání tranzistoru.

4.1.3 Spínací tranzistor a ochrana

Po testu prototypové desky bylo zjištěno, že spínací pulz z integrovaného obvodu závisí na vlastnostech spínacího tranzistoru. Vyzkoušeno bylo celkem 5 spínacích tranzistorů s různými vlastnostmi. Nejdůležitějšími vlastnostmi spínacích tranzistorů je průrazné napětí mezi drainem a sourcem, odpor kanálu v sepnutém stavu a vstupní kapacita. Pro první zkoušku byl použit tranzistor od firmy Toshiba, popsáný v kapitole výše. Bohužel při zapnutí napájecího zdroje nebyla ještě zvýšena vstupní kapacita, a tak se nedokázal uchládit, aby se na něm dalo cokoli naměřit. Z tohoto důvodu byl poté zvolen spínací tranzistor v pouzdře TO-247AC, konkrétně IRFP4468 [15], který se vyznačoval velice nízkým odporem v sepnutém stavu, který činil $2 \text{ m}\Omega$. Na tranzistor byl z ochranných důvodů přišroubován velký chladič, aby se při pokusech nezničil. Bohužel jeho vstupní kapacita byla příliš velká (téměř 20 nF) a projevovala se velkými záškrtami při spínání a zároveň malou strmostí spínacího pulzu. Záznam z osciloskopu je vidět na obr. 4.3.



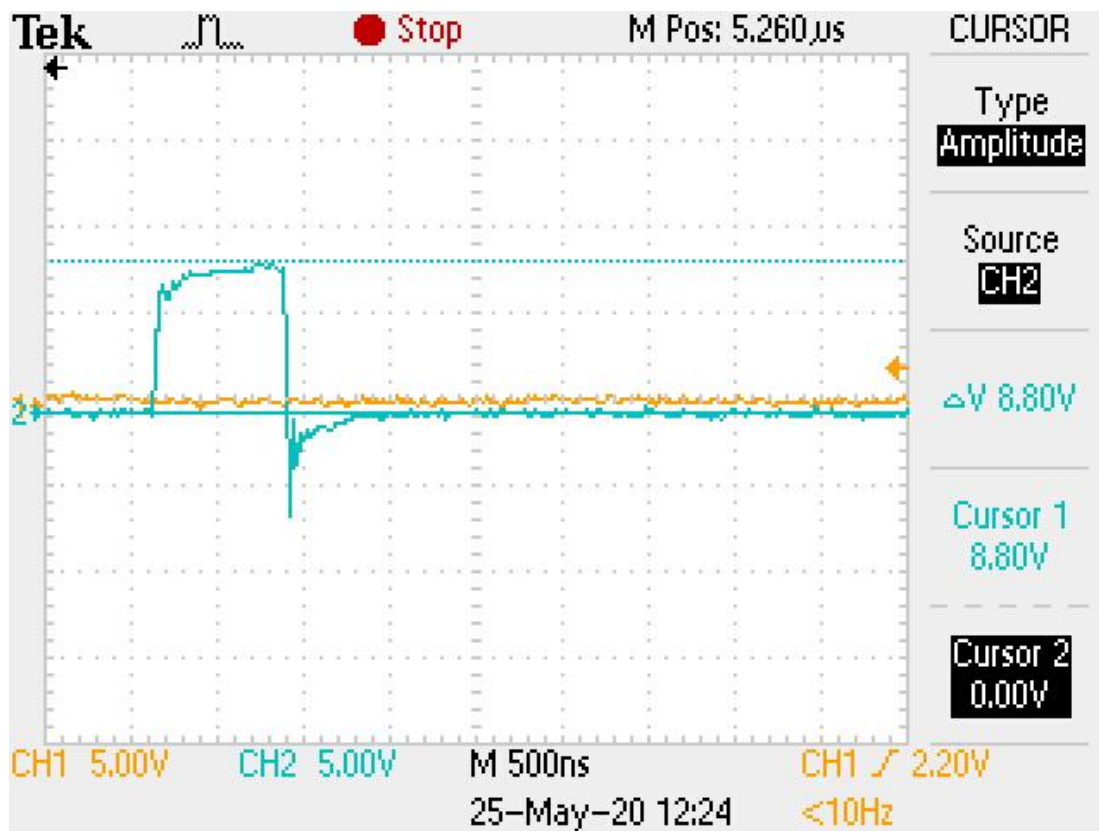
Obr. 4.3: Záznam z osciloskopu při měření spínání a napětí drain-source

První kanál (žlutý) je záznam spínacího pulzu, kde jsou vidět značné zákmity při rozepínání tranzistoru, způsobené již zmíněnou kapacitou tranzistoru. Druhý kanál (zelený) je napětí mezi drainem a sourcem při spínání. Z průběhu je vidět, že zákmity na vstupu tranzistoru se přenáší i na výstup, což má za následek celkové zahřívání struktury tranzistoru. Dále jsou pak vidět zákmity, které jsou tlumené transilem v kombinaci s rychlou diodou. Běžně se tato ochrana řeší i RC členem. Zákmity však s původními hodnotami dosahovaly příliš vysokých hodnot napětí (obr. 4.4), protože transil byl příliš předdimenzován (byl určen na vyšší napětí) a tak se vůbec neotevřel. Byl tedy vyměněn za transil SMAJ33A, který se otevírá při menším napětí (33 V) a dioda byla vyměněna za ES1D. V tomto případě ochrana zafungovala a zákmity tak byly maximálně 48 V (obr 4.3).



Obr. 4.4: Zákmity na drain-source při původních součástkách

Spínací tranzistor byl tedy ještě vyměněn za další různé typy, kde nejlepších výsledků bylo dosaženo s tranzistorem BUK96180-100A [16]. Jedná se o tranzistor v pouzdře SOT-404, který má průrazné napětí 100 V, odpor kanálu v sepnutém stavu 152 mΩ a vstupní kapacitu 464 pF. Odpor kanálu v sepnutém stavu je sice značně vyšší než u předešlých tranzistorů, takže se předpokládají vyšší spínací ztráty, což je řešeno chladičem. Rozepínání tranzistoru je usnadněno pomocí RC členu, který již v základním zapojení je. Vstupní kapacita je však velice malá, což zapříčinilo strmější spínání bez zákmitů, jak je vidět na obr. 4.5.

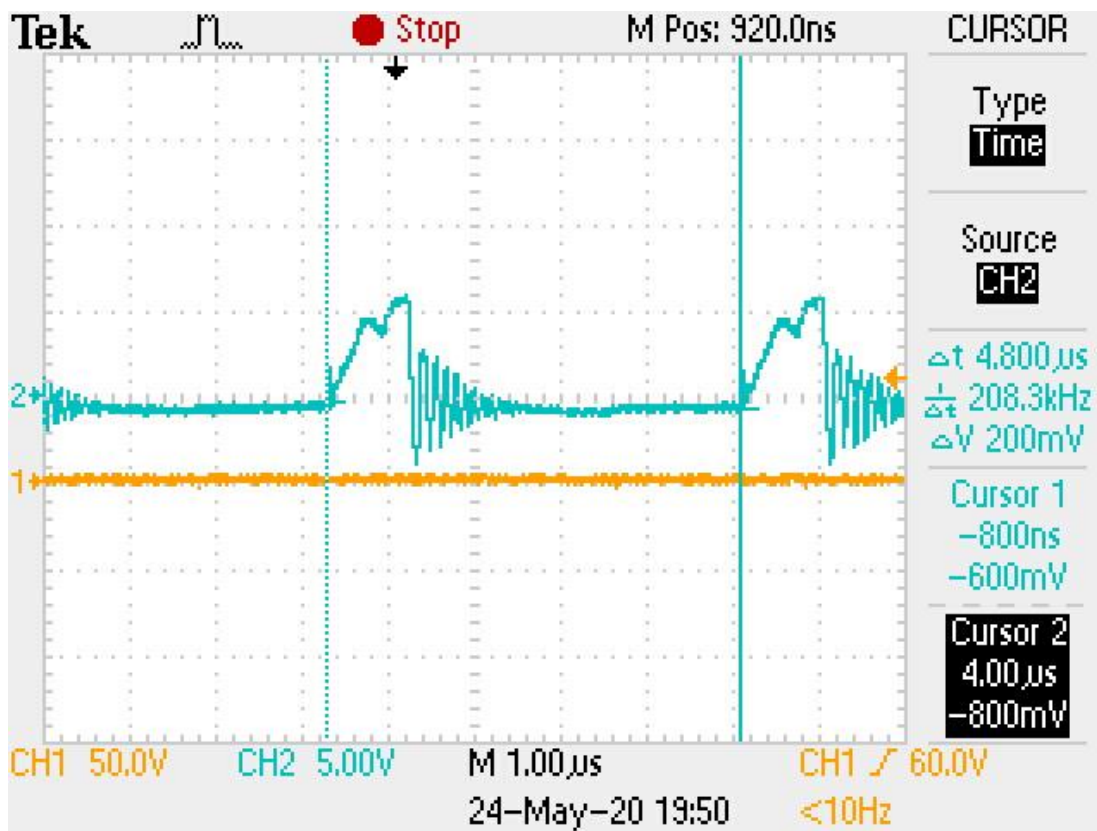


Obr. 4.5: Záznam z osciloskopu při spínání s tranzistorem BUK96180-100A

Druhý kanál (modrý) je měřen na vstupu tranzistoru (gate) a na prvním kanálu nebyl zapojený při měření žádný bod na prototypové desce.

4.1.4 Spínání a střída

Princip spínání byl vyzkoušen nejprve na prototypové desce s původními součástkami a postupně byly zjišťovány parametry, které ovlivňují správné spínání a střídu. Jak již bylo zmíněno výše, správné a strmé spínání ovlivňuje vybraný tranzistor a jeho parametry. Střídu poté ovlivňuje malý rezistor R_{sense} , který byl v původním zapojení $82\text{ m}\Omega$. Na tomto malém rezistoru se měří proud tranzistorem. Pokud je na tomto rezistoru velký úbytek napětí, integrovaný obvod spínací tranzistor vypne. Měření bylo provedeno s tranzistorem IRFP4468, takže se na spínacím pulzu objevují nechtěné zákmity. Spínací frekvence byla změněna kvůli přesycování transformátoru na 200 kHz . Na obr. 4.6 je vidět spínací frekvence a střída kolem 20% .



Obr. 4.6: Frekvence spínání a střída

Pro každý tranzistor je však nutné tento malý rezistor zvolit jiný, podle odporu kanálu v sepnutém stavu daného tranzistoru. Pro tranzistor BUK96180-100A, musel být R_{sense} nastaven na hodnotu 33-35 m Ω pro menší střídu. Pokud byla hodnota R_{sense} 30 m Ω a nižší, střída byla téměř 85 % a na sekundární straně se při delším provozu prorazila usměrňovací dioda. Při vyšší hodnotě odporu byla střída minimální, a tak nebylo dosaženo požadovaného napětí na výstupu. Přesné určení tohoto rezistoru závisí také na délce a šířce vodivého spoje na desce plošných spojů. Z tohoto důvodu je vždy nutné spínání otestovat a hodnotu rezistoru určit na již osazené desce.

Tento rezistor také funguje jako přepětová a zkratová ochrana. Pokud integrovaný obvod pošle na vstup tranzistoru startovací pulz a na zpětné vazbě se neobjeví žádná napěťová změna, obvod vyhodnotí, že na výstupu je zkrat a nespíná tranzistor. Za dobu několika milisekund se obvod pokouší znovu o startovací pulz a vyhodnocuje co se děje na zpětné vazbě. Z tohoto důvodu byla proudová pojistka přesunuta na vstup zdroje, protože tam už integrovaný obvod nedokáže zkrat ovlivnit, například při zničení vstupních kondenzátorů. Pro tyto účely je vhodné zvolit vratnou pojistku na 3 A. Odběr proudu při této střídě byl 760 mA.

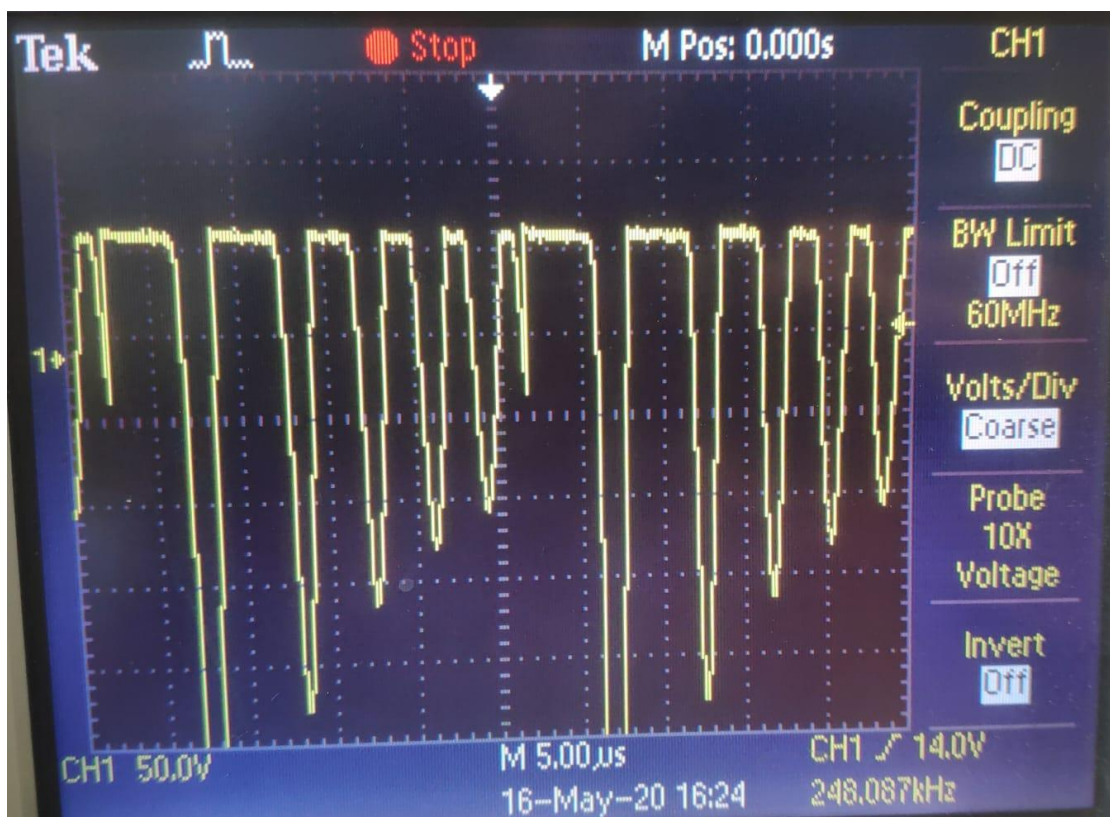
Pro stabilní výsledky byl ještě připojen paralelně k R_{sense} kondenzátor 1 nF a do vstupu I_{sen} pomocný rezistor 1 k Ω .

4.2 Sekundární strana

Na sekundární straně proběhly změny na základě problémů, poznatků a požadovaných parametrů zdroje, podle nastavení správného spínání primární strany a snímání napětí na zpětné vazbě.

4.2.1 Usměrňovací dioda

Při ladění primární strany bylo zjištěno, že původní usměrňovací dioda (SUF4007) byla moc pomalá a měla velkou kapacitu přechodu, což způsobilo hned několik problémů. Díky velkému zvlnění na výstupu transformátoru (obr. 4.7) se dioda kvůli své kapacitě přechodu zničila.



Obr. 4.7: Zvlnění napětí na výstupu transformátoru

Dále byla vyzkoušena dioda S1M [16], která je poměrně pomalá ($1,2 \mu\text{s}$), je určena na maximální proud 1 A a její průrazné napětí je 1000 V. Kapacita přechodu této usměrňovací diody byla menší, a tak nedocházelo k jejímu přehřívání. Její rychlost však ovlivnila napětí na výstupu na tolik, že výstupní napětí kleslo až o 120 V.

Poté byla vyzkoušena dioda ES3J [17], která je velice rychlá (35 ns) a má průrazné napětí 600 V. S touto diodou bylo na výstupu požadované napětí. Při delším provozu zdroje se však také začala značně zahřívat až došlo k průrazu. Z tohoto důvodu byly tedy do obvodu připojeny tyto usměrňovací diody dvě zapojené paralelně, aby se na nich požadovaný výkon rozložil a nedocházelo k jejich zničení.

4.2.2 Zpětná vazba

Při zkoušení výchozího prototypového zapojení zpětná vazba nefungovala tak, jak se předpokládalo, protože reference z druhé větve vytvořila proudovou nestabilitu systému a zpětná vazba tak nemohla správně fungovat, protože nebylo dosaženo napěťového úbytku na zpětné vazbě.

Zpětná vazba pro testování primární strany a správného spínání byla tedy pozměněna na jednoduchý odporový dělič tak, aby děličem teklo $100 \mu\text{A}$, což je při 300 V :

$$R_{\text{dělič}} = \frac{U_{\text{dělič}}}{I_{\text{dělič}}} = \frac{300}{100\mu} = 3 \text{ M}\Omega \quad (4.1)$$

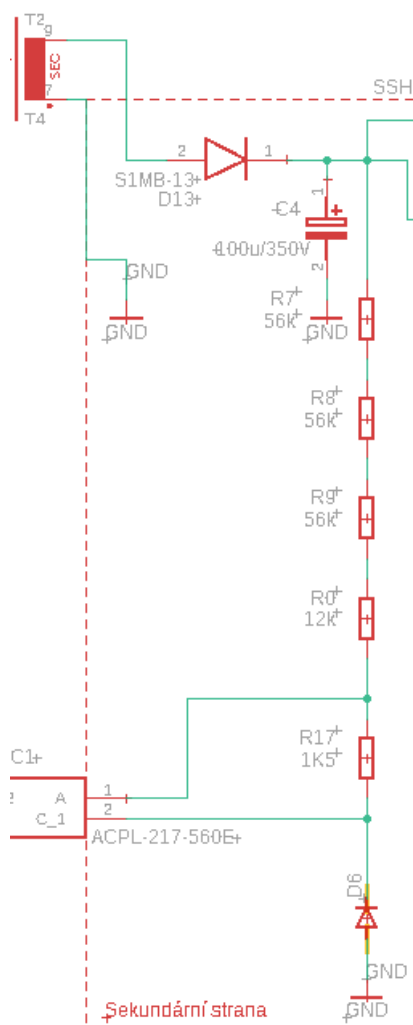
Tato hodnota byla složena pomocí 4 rezistorů, aby byl na nich výkon rovnoměrně rozložen ($3 \times 320 \text{ k}\Omega$ a $40 \text{ k}\Omega$). Na rezistoru, na kterém je snímáno napětí zpětné vazby by mělo být kolem $1,2 \text{ V}$. Podle výpočtu má tedy tento rezistor pod děličem hodnotu:

$$R_{zp} = \frac{U_{zp}}{I_{zp}} = \frac{1,2}{100\mu} = 12 \text{ k}\Omega \quad (4.2)$$

Pomocí tohoto děliče byla doladěna primární strana a dále se přešlo na řešení zpětné vazby tak, aby byla galvanicky oddělená. Zpětná vazba tak byla pozměněna na odporový dělič, poté následoval optočlen ACPL-217, který byl zespodu podepřený Zenerovou diodou BZV55C27 [18]. Tato dioda drží napětí 27 V při vhodném proudu (5 mA). Pro tento proud byl vypočítán dělič, který tak měl v součtu hodnotu:

$$R_{\text{děličz}} = \frac{U_{\text{děličz}}}{I_{\text{děličz}}} = \frac{300}{5m} = 60 \text{ k}\Omega \quad (4.3)$$

Tato hodnota byla dosažena kombinací rezistorů $18 \text{ k}\Omega$ ($3 \times$) a $6 \text{ k}\Omega$. Po odzkoušení tohoto zapojení však na výstupu bylo 70 V . Dalšími pokusy bylo poté nutné zvýšit dělič natolik, že Zenerova dioda již neměla potřebný proud pro stabilizaci napětí. Z tohoto důvodu byl připojen mezi katodu a anodu optočlenu rezistor, který byl dimenzován tak, aby optočlenem tekla poloviční proud než děličem, ale Zenerovou diodou již opět proud, který dělič udával. Tento rezistor byl určen testováním a činil $1,5 \text{ k}\Omega$. Dělič byl poté doladěn tak, aby měl v součtu $180 \text{ k}\Omega$ ($3 \times 56 \text{ k}\Omega$ a $12 \text{ k}\Omega$). Upravená část sekundární strany je na obr. 4.6.

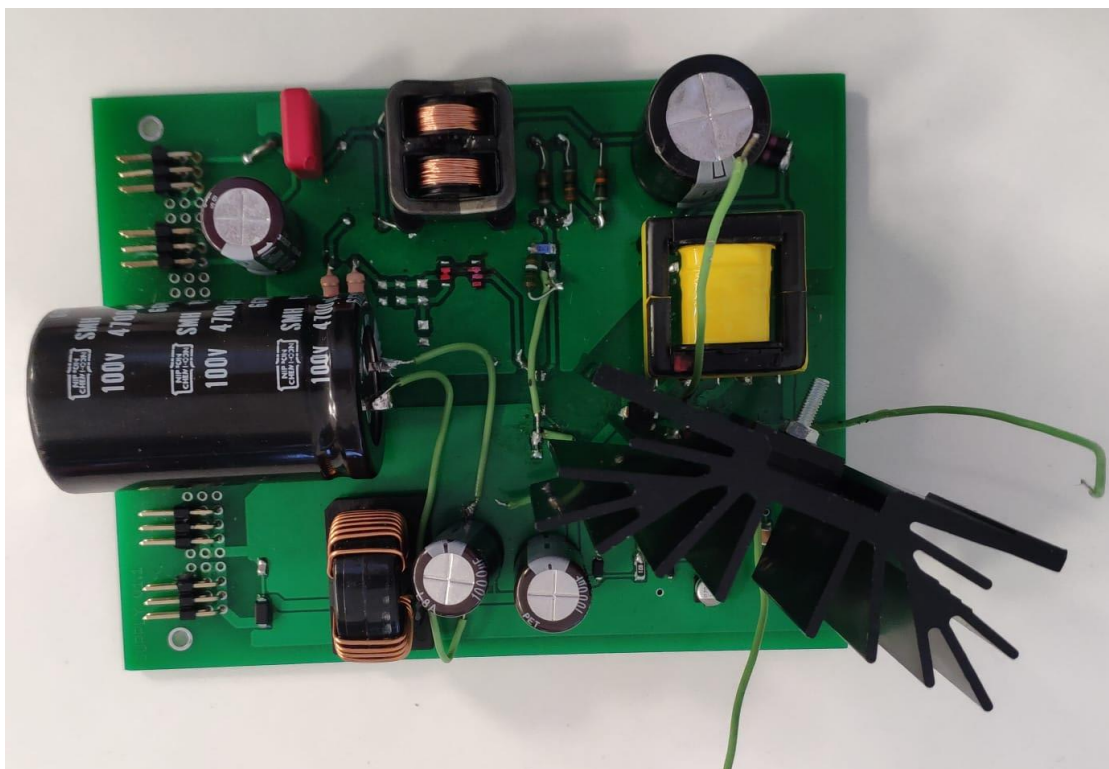


Obr. 4.8: Upravená část sekundární strany – dělič se Zenerovou diodou

Schéma zahrnuje pouze upravenou část obvodu, dioda D6 je zvolená Zenerova dioda, pro lepší rozložení výkonu byly zvoleny rezistory THT a rezistor R17 v SMD pouzdře R1206. Protože na děliči dochází k velkému úbytku napětí, není tak úplně přesný a je třeba ho pomocí R0 nastavit na přesnou hodnotu výstupního napětí a zároveň přizpůsobit rezistor Rsense, aby byla střída optimální. Zpětná vazba úzce spolupracuje se snímáním proudu na primární straně kvůli ochraně proti přepětí a proti zkratu, proto je třeba tyto dvě části obvodu ladit zároveň pro optimální výsledky.

4.2.3 Výstupní kondenzátor a filtr

Výstupní kondenzátor byl upraven podle zvlnění na zpětné vazbě a dále byl upraven kondenzátor filtru pro lepší filtraci a minimalizaci zvlnění. Výstupní kondenzátor byl zvýšen na 330 μF a díky tomu na zpětné vazbě kolísalo napětí bez rušivých signálů v podobě pily. Na výstup byl pak dán kondenzátor 100 μF pro minimalizaci výstupního zvlnění. Protože se některé kondenzátory nevešly na prototypovou desku, byly připájeny pomocí vodičů a pro snazší testování byly připájeny vodiče k důležitým bodům obvodu, aby se daly lépe měřit osciloskopem. Prototypová deska je vidět na obrázku 4.9.



Obr. 4.9: Osazená prototypová deska během testování

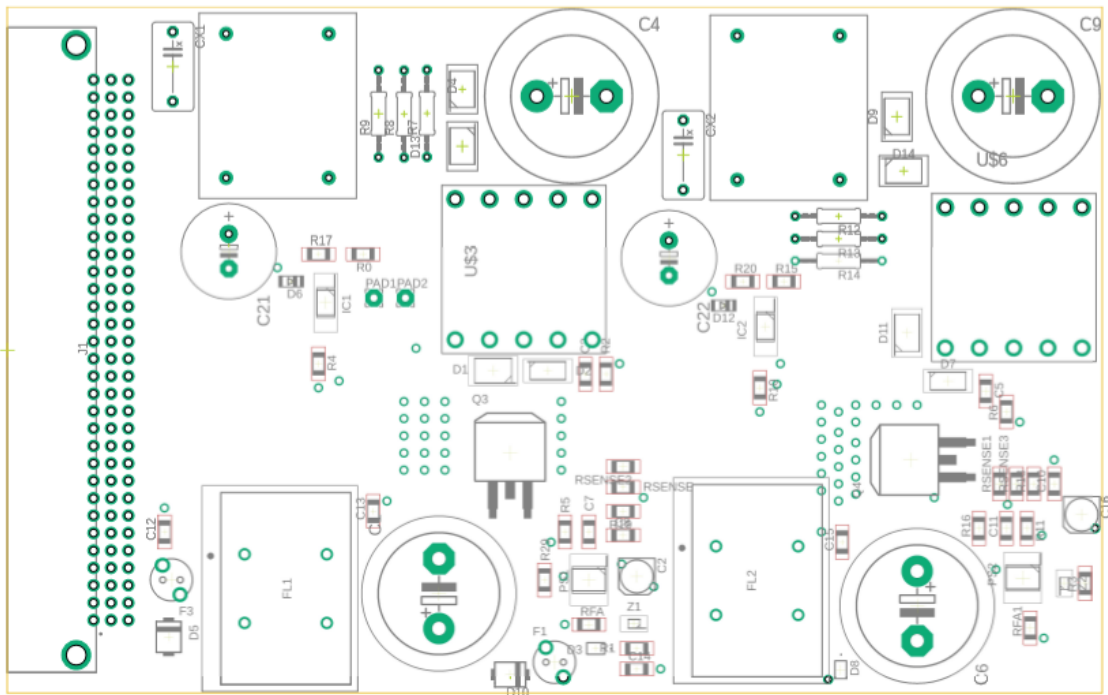
Vstup je na levém spodním rohu a výstup je v levém horním rohu desky. Z obrázku je vidět, že během testování byla zvýšena vstupní i výstupní kapacita, kdy na vstupu je přidán paralelně jeden kondenzátor s hodnotou $1000 \mu\text{F}$ a na vodičích zelené barvy je paralelně připojen ještě jeden kondenzátor o hodnotě $4700 \mu\text{F}$. Na tranzistor je přimontovaný velký chladič, kvůli již zmiňované kapacitě a zákmitům na drain-source při testování. Zelený vodič nad transformátorem slouží k měření napětí na transformátoru. Zelený vodič vpravo slouží k měření zákmitů na drain-source spínacího tranzistoru a poslední vodič vpravo dole slouží k měření spínání. Při připojení sondy se však zavádí parazitní kapacita na vstup tranzistoru, která může měření trochu zneprávnit.

5 KONEČNÉ ŘEŠENÍ ZDROJE

Návrh finálního zapojení byl proveden ve stejném programu jako prototypová deska, jen byla navržena již pro oba sériově řazené zdroje. Návrh byl proveden již se změněnými optimalizovanými součástkami a pro možnost testování obou zdrojů zvlášť je dělí drátová propojka. Deska plošných spojů má velikost $100 \times 160 \text{ mm}$.

5.1 Rozmístění součástek a návrhová pravidla

Rozmístění součástek bylo provedeno tak, aby důležité spoje byly co nejkratší a zároveň bylo vytvořeno optimální chlazení celého systému. Zároveň bylo dbáno na to, aby oba zdroje byly rozmístěním součástek co nejpodobnější z hlediska zachování stejných vlastností. Rozmístění je vidět na obr. 5.1.

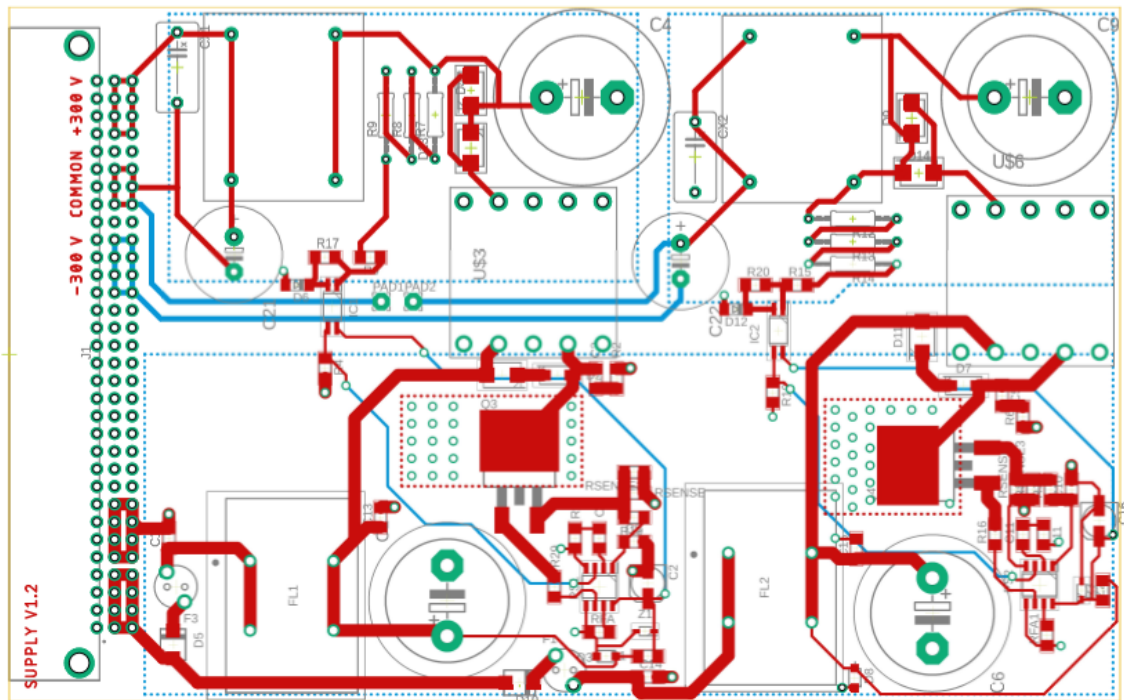


Obr. 5.1: Rozmístění součástek finální desky

Návrhová pravidla byla zvolena stejná, co pro prototypovou desku, protože se v praxi osvědčila. Tloušťky spojů a izolační mezery pro polygony zůstávají tedy stejné. Pro polygon drainu obou tranzistorů platí taktéž izolační mezera 0,4 mm. Tento polygon je určen pro chlazení spínacího tranzistoru a je na obou stranách desky plošných spojů. Pro lepší rozvod tepla je zde několik propojů skrz. Všechny země jsou vylity na spodní straně a spoje jsou umístěny na vrchní straně, kvůli parazitním jevům, jež se mohou projevit parazitními kapacitami a indukčnostmi.

5.2 Výsledná DPS

Návrh je zobrazen bez vylitých zemí pro přehlednost na obr. 5.2. Zdroje jsou téměř symetrické a sériové spojení je uskutečněno pomocí drátové propojky a jsou spojeny až na výstupní svorce. Jednotlivé výstupy jsou značeny před připojením konektoru. Pro lepší doladění rezistoru R_{sense} , jsou zde umístěny dva na každém zdroji. Toto zajistí přesné nastavení střídý a spínání tranzistoru na každém zdroji zvlášť. Jelikož se jedná o sériové řazení dvou zdrojů, mohou být bez větších problémů s nestabilitou zatíženy nerovnoměrně.



Obr. 5.2: Finální zapojení na desce plošných spojů

5.3 Charakteristiky finálního zapojení

Podle požadavků zdroje byly odzkoušeny na jednom ze zdrojů jeho charakteristiky. Nejprve byla testována stabilita výstupu na měnící se vstupní napájecí napětí o 5 %. Hodnoty byly zaznamenány do tabulky níže. Napětí na výstupu bylo měřeno multimetrem podle zapojení testování prototypu, ale nebyli do obvodu připojeny žádné měřicí sondy osciloskopu.

Tabulka 1: Naměřené hodnoty vstupního a výstupního napětí

	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.
V_{in} [V]	23,0	23,2	23,4	23,6	23,8	24	24,2	24,4	24,6	24,8
V_{out} [V]	294,7	294,7	294,4	294,7	295	294,7	294,5	294,8	294,7	294,6

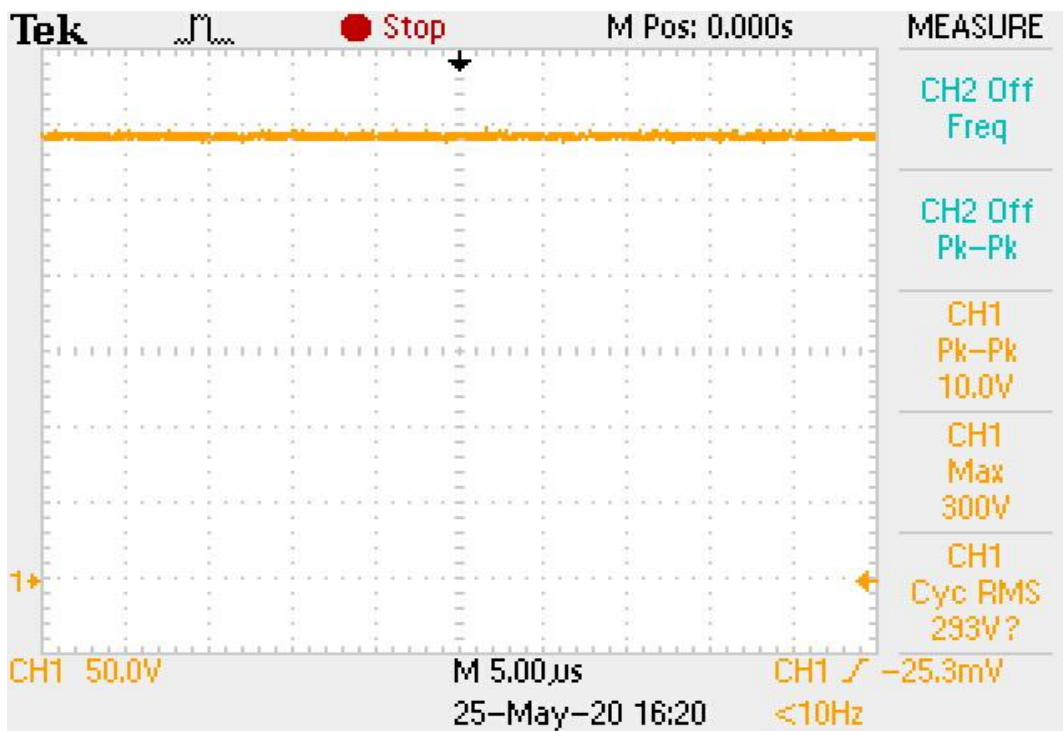
Z tabulky je vidět, že zdroj je při změně napájecího napětí stabilní a jeho napětí kolísá jen o několik desetin.

Dalším parametrem zdroje je jeho zvlnění na výstupu v pásmu 0-20 MHz. Toto zvlnění bylo měřeno pomocí osciloskopu a zaznamenáno. Toto zvlnění je vidět na obr. 5.3.



Obr. 5.3: Měření zvlnění na výstupu zdroje

Ze záznamu z osciloskopu je vidět parametr s názvem Cyc RMS což je změřené zvlnění na výstupu, které činilo 101 mVpp. Frekvence zvlnění byla různá, při této hodnotě 61,35 MHz. Při dalším měření při frekvenci nižší než 20 MHz bylo zvlnění menší než 100 mVpp. Toto měření bylo provedeno několikrát. Výstupní napětí bylo změřeno taktéž pomocí osciloskopu a bylo zaznamenáno, jak je vidět na obr. 5.4.



Obr. 5.4: Měření výstupního napětí zdroje

Při změně zátěže směrem nahoru (od nejmenší po největší) nejprve docházelo k poklesu napětí na výstupu, což znamená že je nutné doladit rezistor R_{sense} vůči děliči na zpětné vazbě. Po doladění byla střída změněna zhruba na 40 %, aby bylo napětí na výstupu stálé. Odběr proudu se tak zvýšil na 950 mA. Jelikož se jedná o dva stejné zdroje na jediné desce plošných spojů, může být zdroj zatížen nerovnoměrně aniž by se mezi sebou ovlivňovali.

Zdroj je také na výstupu odolný vůči zkratu – což bylo odzkoušeno s výkonovým rezistorem 1Ω , kdy na výstupu se neobjevilo žádné napětí. Odolnost proti zkratu na primární straně je zajištěna vratnými pojistkami s vypínacím proudem 3 A.

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout symetrický spínaný zdroj ± 300 V se zadanými parametry. Podle návrhu transformátoru a podle požadavků byla zadána poptávka po výrobě takového transformátoru, jelikož z dostupných skladem žádný neodpovídal přesně parametrům. Pro tento účel se nabídla pouze jedna firma, a to firma VESAD, že tyto vzorky vyrobí. Bohužel kvůli okolnostem a časovým možnostem firmy byly transformátory vyrobeny se značným zpožděním. Testování tak probíhalo v omezeném čase a v laboratořích, jež za těchto okolností byli dostupné. Výsledky tak byly měřeny na prototypovém vzorku, nikoliv na finální desce. Výsledky však korespondují s výsledným zapojením.

Prototypová DPS byla testována s oběma nabízenými transformátory, ale jak se předpokládalo zakoupený planární transformátor nevyhovoval aplikaci kvůli přesycování. Problémy a úpravy zapojení byly prováděny na základě výsledků a poznatků při měření prototypové DPS. První změna, která byla provedena se týkala vstupního kondenzátoru, protože v laboratoři byl k dispozici horší napájecí zdroj a spínací tranzistor byl tak na začátku sepnutí zdroje v otevřeném stavu.

Další změnou byla zpětná vazba, která v původním zapojení nefungovala a byla pro další testování nahrazena obyčejným děličem. Poté již byl řešen problém se spínáním a spínacím tranzistorem, což zabralo asi většinu času testování. Při řešení tohoto problému se objevily další slabiny původního zapojení v podobě výstupního kondenzátoru a usměrňovací diody. Tyto problémy pak byli řešeny naráz. Výstupní kondenzátor byl zvětšen na $330 \mu\text{F}$ a dioda byla změněna na ES3J (nebo ES2J) a byly dány paralelně dvě, aby se na nich rozložil výkon.

Poté byla vytvořena zpětná vazba s optočlenem a Zenerovou diodou, která musela být doladěna zároveň se střídou, a tedy rezistorem R_{sense} , což se nepodařilo doladit přesně na 300 V. Bohužel na poslední test na zvlnění a zátěž byl k dispozici tranzistor s horšími vlastnostmi, a tak se obvod musel znovu s hodnotami rezistorů měnit, aby bylo dosaženo zadaných parametrů – což je vidět hlavně na zvlnění zdroje, které téměř odpovídá zadání, ale projevila se zde vstupní kapacita tranzistoru a zákmity na drain-source, které se přenesly až na výstup.

Konečné řešení DPS by již mělo řešit veškeré problémy, které se při testování vyskytly a zároveň je zde pár úprav pro pohodlnější testování. Pro optimální výsledky jsou zde dány paralelně dva rezistory R_{sense} do každého zdroje, aby mohla být hodnota odladěna velice přesně při testu zdroje. Zároveň je druhý zdroj připojen k prvnímu pomocí drátové propojky, aby se daly oba zdroje testovat nepropojené individuálně. Po

testu a odladění obou zdrojů zvlášť se propojí drátovou propojkou, aby na druhé straně vznikl záporný potenciál -300 V. Další vhodnou úpravou je vylití polygonu drainu spínacích tranzistorů pro odvod tepla při spínání, jelikož výsledné tranzistory mají větší odpor kanálu v sepnutém stavu. Jejich kapacita je však velmi nízká, takže se nepředpokládají větší tepelné ztráty jako tomu bylo u předešlých tranzistorů.

LITERATURA

- [1] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje I. Praha: BEN - technická literatura, 1997, 350 s. ISBN 80-860-5602-3.
- [2] ON SEMICONDUCTOR. SWITCHMODE Power Supplies: Reference Manual and Design Guide [online]. 3. vyd. 2002 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF
- [3] BO, Y. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system [online]. 2003 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-09152003-180228/unrestricted/Ch4.pdf>.
- [4] LIU, Y. High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range [online]. Blacksburg, 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-01182008-151424/unrestricted/ThesisYaLiu_ETD_Final.pdf.
- [5] A0M34NNZ - Návrh napájecích zdrojů pro elektroniku. Moodle [online]. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <https://moodle.fel.cvut.cz/course/view.php?id=466>
- [6] NOBILIS, J. Teorie elektronických obvodů VIII. Pardubice, 2000, 108 s.
- [7] Řízení spínaných zdrojů [online], 1-20 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <http://free-energy.xf.cz/inventions/DC-DC-control.pdf>
- [8] LM3478 High-Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulator [online]. 2019, 1-41 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3478.pdf>
- [9] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [10] TL431 / TL432 Precision Programmable Reference [online]. 2018, 1-83 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [11] Patočka, M. Prezentace k předmětu MTVM — VE2. Brno 2005.
- [12] SUF4001-SUF4007 Ultrafast Recovery SMD Rectifier Diodes [online]. 2015, 1-2 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.917-024.1.pdf>
- [13] FAKTOR, Zdeněk. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-860-5691-0.
- [14] KREJČÍŘÍK, Alexandr. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-730-0031-8.
- [15] IRFP4468PbF Power MOSFET [online]. 8 s. 1-8 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/irfp4468pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c73472019>

- [16] *Surface-Mount Glass Passivated Rectifier: S1A, S1B, S1D, S1G, S1J, S1K, S1M* [online]. 4 s. 1-4 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/88711/s1.pdf>
- [17] *3A, 50V - 600V Surface Mount Super Fast Rectifier: ES3A - ES3J* [online]. 7 s. 1-7 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: https://www.taiwansemi.com/products/datasheet/ES3A%20SERIES_M1903.pdf
- [18] *500mW, 5% Tolerance SMD Zener Diodes: BZV55C2V4 - BZV55C75* [online]. 7 s. 1-7 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/395/BZV55C2V4_SERIES_G1804-1519273.pdf
- [19] *Proudová zatížitelnost vodičů* [online]. [cit. 2020-05-29]. Dostupné z: http://www.pragoboard.com/proudova_zatizitelnost
- [20] *Šíře vodiče* [online]. [cit. 2020-05-29]. Dostupné z: <https://www.pragoboard.cz/node/16>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

B_{max}	maximální magnetická indukce v jádře	[T]
B_r	remanentní indukce v jádře	[T]
f	pracovní frekvence měniče	[Hz]
I_L	proud cívkou	[A]
I_{PK}	maximální proud cívkou	[A]
I_{1ef}	efektivní proud primární stranou transformátoru	[A]
I_{2ef}	efektivní proud sekundární stranou transformátoru	[A]
I_{Tmax}	maximální proud spínacím tranzistorem	[A]
I_z	proud zátěží na výstupu	[A]
I_{Dmax}	maximální proud diodou	[A]
ΔI	zvlnění proudu	[A]
ΔI_L	zvlnění proudu cívkou	[A]
l_v	délka vzduchové mezery	[mm]
L_{Fe}	efektivní délka siločáry ve feromagnetiku	[mm]
M_1	počet paralelních vodičů primární strany	[-]
M_2	počet paralelních vodičů sekundární strany	[-]
N_1	počet závitů primární strany	[-]
N_2	počet závitů sekundární strany	[-]
m	počet usměrňovacích cest	[-]
p	převodový poměr	[-]
P_C	celkový ztrátový výkon na spínacím tranzistoru	[W]
P_V	ztráty vedením na spínacím tranzistoru	[W]
P_D	ztráty na usměrňovací výstupní diodě	[W]
P_P	přepínací ztráty tranzistoru	[W]
P_{max}	maximální výkon	[W]
R_D	dynamický odpor usměrňovací diody	[Ω]
s	střída	[%/-]
S_v	průřez vodiče	[mm ²]
$S_o S_{Fe}$	elektromagnetická velikost jádra transformátoru	[m ⁴]
S_j	průřez sloupku jádra	[mm ²]
S_o	plocha okna	[mm ²]
S_1	průřez mědi primární strany	[mm ²]
S_2	průřez mědi sekundární strany	[mm ²]
t_{on}	doba sepnutí tranzistoru	[s]
t_{off}	doba vypnutí tranzistoru	[s]
U_{Dmax}	maximální závěrné napětí na diodě	[V]
$U_{Cšp}$	maximální špičkové napětí na kondenzátoru	[V]
U_z	napětí na zátěži	[V]
ΔU	zvlnění napětí	[V]
V_{in}	vstupní napětí	[V]
V_{out}	výstupní napětí	[V]
V_{FWD}	prahové napětí rekuperační diody	[V]

φ_v	činitel vyhlazení	[-]
$\mu_{r,Cu}$	relativní permeabilita mědi	[-]
$\mu_{r,Fe}$	relativní permeabilita feritu	[-]
μ_0	relativní permeabilita vakua	[H.m ⁻¹]
σ	proudová hustota ve vinutí	[A.m ⁻²]
$k_{p,Cu}$	činitel plnění vinutí	[-]
η	účinnost	[%/-]
δ	hloubka vniku	[m]
PWM	Pulse width modulation, Pulzně šířková modulace	

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Blokové schéma síťového spínaného zdroje [1].....	2
Obr. 1.2: Základní schéma snižujícího měniče [2]	3
Obr. 1.3: Základní schéma zvyšujícího měniče [2]	4
Obr. 1.4: Základní schéma invertujícího měniče [2]	5
Obr. 1.5: Základní schéma snižujícího měniče s transformátorem [2].....	5
Obr. 1.6: Základní schéma zvyšujícího měniče s transformátorem [2].....	6
Obr. 1.7: Základní schéma proti-taktního měniče [2].....	7
Obr. 1.8: Základní schéma dvojčinného měniče s kapacitními děliči [2].....	7
Obr. 1.9: Dvojčinný měnič se čtyřmi spínači [2].....	8
Obr. 1.10: Základní schéma sériového rezonančního měniče [3].....	9
Obr. 1.11: Přenosová charakteristika sériového rezonančního obvodu [3]	9
Obr. 1.12: Základní schéma paralelního rezonančního měniče [3]	10
Obr. 1.13: Přenosová charakteristika paralelního rezonančního měniče [3]	10
Obr. 1.14: Základní schéma sériově paralelního měniče [3]	11
Obr. 1.15: Přenosová charakteristika sériově paralelního měniče [3]	11
Obr. 1.16: Základní schéma LLC rezonančního měniče [4].....	12
Obr. 1.17: Přenosová charakteristika LLC rezonančního měniče [4].....	13
Obr. 1.18: Schéma zapojení s rekuperačním (demagnetizačním) vinutím [5]	13
Obr. 1.19: Schéma zapojení ochrany proti indukovanému přepětí [5].....	14
Obr. 1.20: Vyhlazovací filtr LC [6]	15
Obr. 1.21: Náhradní schéma kondenzátoru a impedanční charakter [6]	16
Obr. 1.22: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní indukčností [6].....	16
Obr. 1.23: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní kapacitou [6].....	17
Obr. 1.24: Napěťové řízení zvyšujícího měniče [7]	17
Obr. 1.25: Princip šířkové modulace [7].....	18
Obr. 1.26: Proudové řízení zvyšujícího měniče [7]	18
Obr. 1.27: Blokové schéma napěťového a proudového řízení [7].....	19
Obr. 2.1: Blokové schéma integrovaného regulátoru napětí LM3478MA	21
Obr. 2.2: Blokové schéma navrhovaného měniče	22
Obr. 2.3: Primární strana měniče	24
Obr. 2.4: Sekundární strana měniče.....	27
Obr. 2.5: Celkové schéma spínaného zdroj	31
Obr. 3.1: Rozmístění součástí na desce plošných spojů.....	32
Obr. 3.2: Proudová zatížitelnost vůči šířce spoje [19].....	33
Obr. 3.3: Elektrická pevnost vodičů vůči napětí mezi vodiči [20]	34
Obr. 3.4: Výsledná DPS bez vylití zemí	35
Obr. 3.5: Výsledná DPS s vylitím zemí	35
Obr. 4.1: Schéma zapojení pro měření	36
Obr. 4.2: Technický náčrt transformátoru od firmy VESAD v mm.....	37
Obr. 4.3: Záznam z osciloskopu při měření spínání a napětí drain-source.....	38
Obr. 4.4: Zákmity na drain-source při původních součástkách	39
Obr. 4.5: Záznam z osciloskopu při spínání s tranzistorem BUK96180-100A	40
Obr. 4.6: Frekvence spínání a střída	41
Obr. 4.7: Zvlnění napětí na výstupu transformátoru.....	42

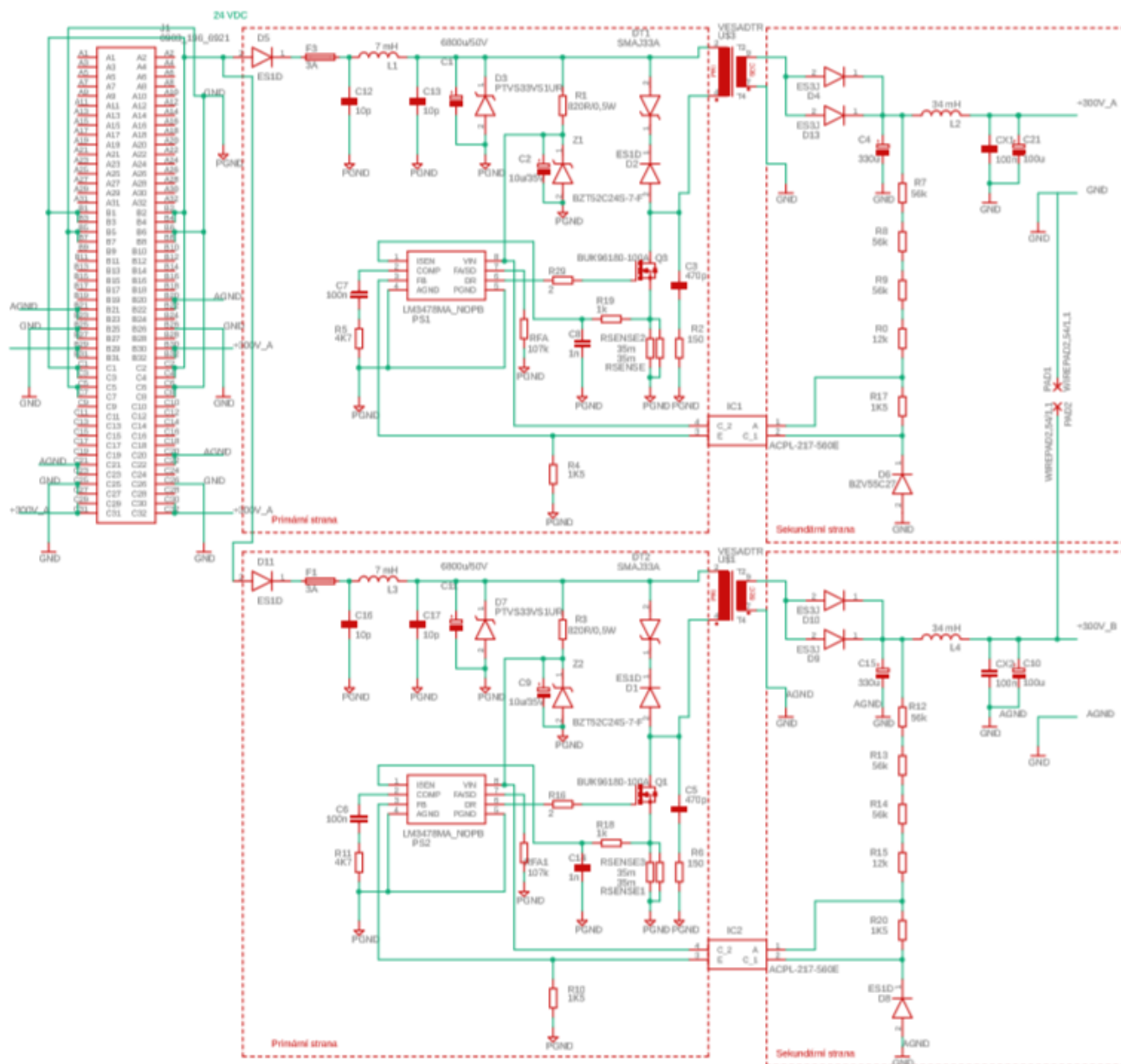
Obr. 4.8: Upravená část sekundární strany – dělič se Zenerovou diodou	44
Obr. 4.9: Osazená prototypová deska během testování	45
Obr. 5.1: Rozmístění součástek finální desky	46
Obr. 5.2: Finální zapojení na desce plošných spojů	47
Obr. 5.3: Měření zvlnění na výstupu zdroje	48
Obr. 5.4: Měření výstupního napětí zdroje	48

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Naměřené hodnoty vstupního a výstupního napětí.....	47
--	----

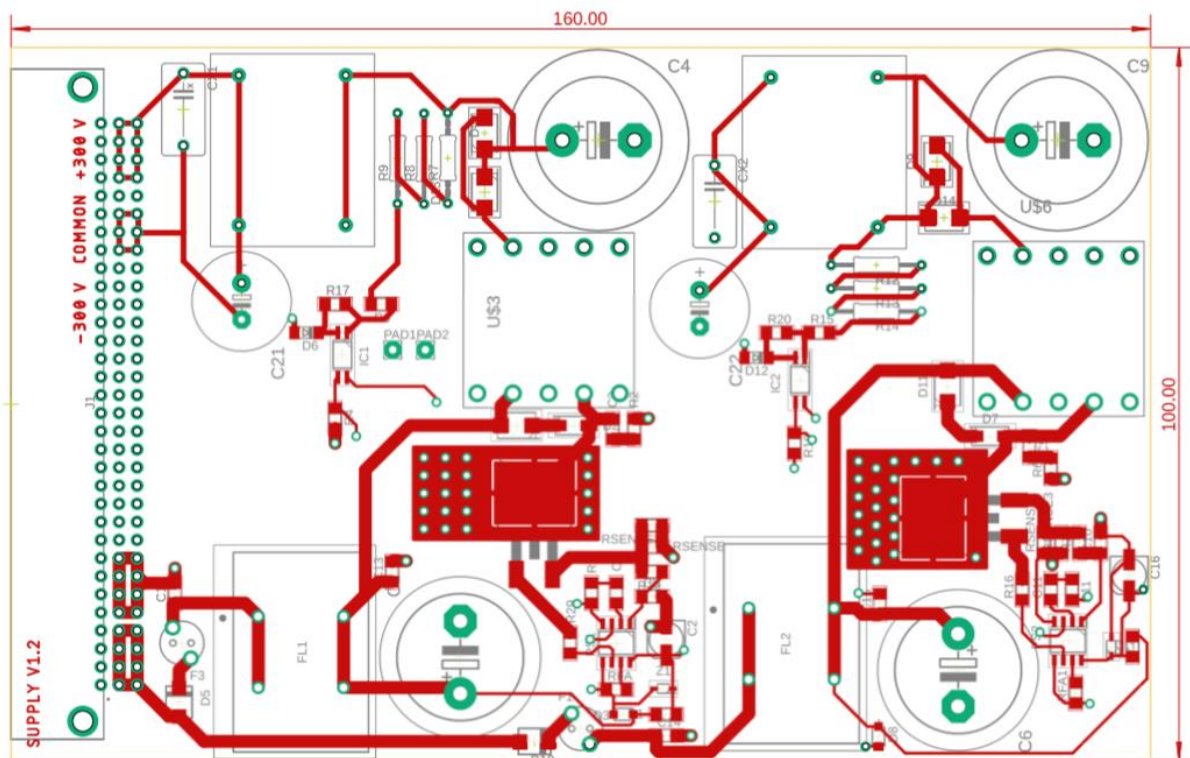
A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Obvodové zapojení

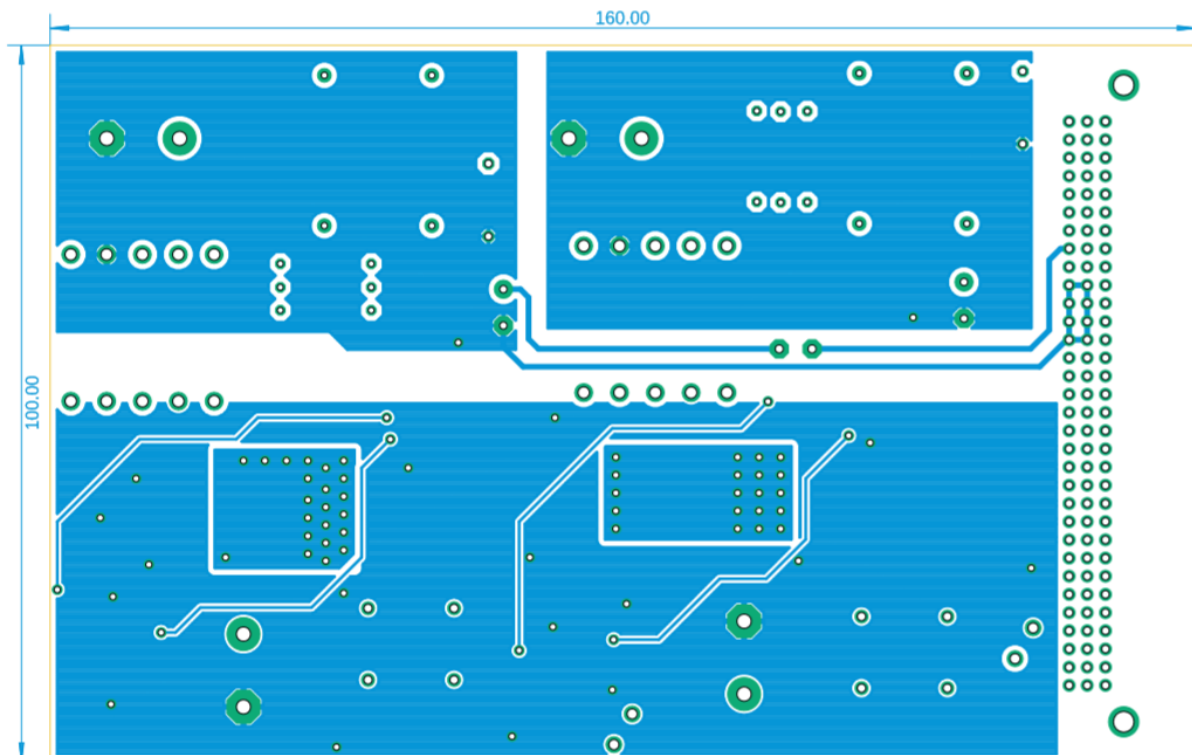


A.2 Deska plošných spojů

Strana TOP (v mm):



Strana BOTTOM (v mm):



B SEZNAM SOUČÁSTEK

Part	Value	Package	Description
C1	6800u/50V	EB22,5D	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C2	10u/35V	153CLV-0505	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C3	470p	C1206	CAPACITOR, European symbol
C4	330u/400V	EB25D	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C5	470p	C1206	CAPACITOR, European symbol
C6	6800u/50V	EB22,5D	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C7	100n	C1206	CAPACITOR, European symbol
C8	1n	C1206	CAPACITOR, European symbol
C9	330u/400V	EB25D	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C10	1n	C1206	CAPACITOR, European symbol
C11	100n	C1206	CAPACITOR, European symbol
C12	10p	C1206	CAPACITOR, European symbol
C13	10p	C1206	CAPACITOR, European symbol
C14	10p	C1206	CAPACITOR, European symbol
C15	10p	C1206	CAPACITOR, European symbol
C16	10u/35V	153CLV-0505	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C21	100u/400V	E5-13	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
C22	100u/400V	E5-13	POLARIZED CAPACITOR, European symbol
CX1	100n/400V	XC10B6	X CAPACITOR
CX2	100n/400V	XC10B6	X CAPACITOR
D1	SMAJ33A	DIOM5436X244N	LITTELFUSE - TPSMB550A-A - TVS DIODE, AEC-Q101, 600W, 468V, DO214AA
D2	ES1D	DIOM5226X240N	DIODES INC. - ES1G - DIODE, RECT, S FAST, 1A, 400V, SMA
D3	PTVS33VS1UR	SOD123W	400 W Transient Voltage Suppressor, 3.3-64V, 33V 2-Pin SOD-123W
D4	ES3J	DIOM5336X240N	Rectifiers 1000V 1A
D5	ES1A	SMA	Diode Fast
D6	BZV55C27	MINIMELF	DIODE
D7	ES1D	DIOM5226X240N	DIODES INC. - ES1G - DIODE, RECT, S FAST, 1A, 400V, SMA
D8	PTVS33VS1UR	SOD123W	400 W Transient Voltage Suppressor, 3.3-64V, 33V 2-Pin SOD-123W
D9	ES3J	DIOM5336X240N	Rectifiers 1000V 1A
D10	ES1A	SMA	Diode Fast
D11	SMAJ33A	DIOM5436X244N	LITTELFUSE - TPSMB550A-A - TVS DIODE, AEC-Q101, 600W, 468V, DO214AA
D12	BZV55C27	MINIMELF	DIODE
D13	ES3J	DIOM5336X240N	Rectifiers 1000V 1A
D14	ES3J	DIOM5336X240N	Rectifiers 1000V 1A
F1	3A	QPL	Fuseholder for Micro(TM) Fuse or Pico(R) II Fuses
F3	3A	QPL	Fuseholder for Micro(TM) Fuse or Pico(R) II Fuses
FL1	7448040707	7448040707	Würth 2 x 7 mH -30 +50% Nano Crystalline Common Mode Choke, Max SRF:1 kHz 300 MHz, 7A Idc
FL2	7448040707	7448040707	Würth 2 x 7 mH -30 +50% Nano Crystalline Common Mode Choke, Max SRF:1 kHz 300 MHz, 7A Idc
IC1	ACPL-217-560E	SOIC127P700X220-4N	Transistor Output Optocouplers 3000Vrms 50% CTR
IC2	ACPL-217-560E	SOIC127P700X220-4N	Transistor Output Optocouplers 3000Vrms 50% CTR
J1	0903_196_6921	09031966921	HARTING - 0903 196 6921 - CONNECTOR, DIN 41612, PLUG, RA, C, 96WAY
PAD1	WIREPAD2,54/1,1	2,54/1,1	Wire PAD connect wire on PCB
PAD2	WIREPAD2,54/1,1	2,54/1,1	Wire PAD connect wire on PCB
PS1	LM3478MA_NOPB	SOIC127P600X175-8N	Texas Instruments LM3478MA/NOPB, DC-DC Controller, 1A, 40 V, Step Up, 1 MHz, 8-Pin, SOIC
PS2	LM3478MA_NOPB	SOIC127P600X175-8N	Texas Instruments LM3478MA/NOPB, DC-DC Controller, 1A, 40 V, Step Up, 1 MHz, 8-Pin, SOIC
Q3	BUK96180-100A	D2PACK	SMPS MOSFET
Q4	BUK96180-100A	D2PACK	SMPS MOSFET
R0	12k	R1206	RESISTOR, European symbol
R1	820R/0,5W	R1206	RESISTOR, European symbol
R2	150	R1206	RESISTOR, European symbol
R3	820R/0,5W	R1206	RESISTOR, European symbol
R4	1K5	R1206	RESISTOR, European symbol
R5	4K7	R1206	RESISTOR, European symbol
R6	150	R1206	RESISTOR, European symbol
R7	56k	0207/12	RESISTOR, European symbol
R8	56k	0207/12	RESISTOR, European symbol
R9	56k	0207/12	RESISTOR, European symbol
R10	1K5	R1206	RESISTOR, European symbol
R11	4K7	R1206	RESISTOR, European symbol
R12	56k	0207/12	RESISTOR, European symbol
R13	56k	0207/12	RESISTOR, European symbol
R14	56k	0207/12	RESISTOR, European symbol
R15	12k	R1206	RESISTOR, European symbol
R16	2	R1206	RESISTOR, European symbol
R17	1.5k	R1206	RESISTOR, European symbol
R18	1k	R1206	RESISTOR, European symbol
R19	1k	R1206	RESISTOR, European symbol
R20	1.5k	R1206	RESISTOR, European symbol
R29	2	R1206	RESISTOR, European symbol
RFA	107k	R1206	RESISTOR, European symbol
RFA1	107k	R1206	RESISTOR, European symbol
RSENSE	35m	R1206	RESISTOR, European symbol
RSENSE1	35m	R1206	RESISTOR, European symbol
RSENSE2	35m	R1206	RESISTOR, European symbol
RSENSE3	35m	R1206	RESISTOR, European symbol
US2	SSHB21H-07340	SSHB21H-07340	34 mH
US3	VESADTR	TRAFOVESAD	Transformer
US5	SSHB21H-07340	SSHB21H-07340	34 mH
US6	VESADTR	TRAFOVESAD	Transformer
Z1	BZT52C24S-7-F	SOD2513X120N	Diodes Inc BZT52C24S-7-F Zener Diode, 24V 6% 200 mW SMT 2-Pin SOD-323
Z2	BZT52C24S-7-F	SOD2513X120N	Diodes Inc BZT52C24S-7-F Zener Diode, 24V 6% 200 mW SMT 2-Pin SOD-323