



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

IMPULZNÍ ZDROJ NA REZONANČNÍM PRINCIPU S KOMPENZACÍ ÚČINÍKU

RESONANT SWITCHED-MODE POWER SUPPLY WITH PFC

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jan Punar

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Filip Záplata, Ph.D.

BRNO 2020



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Jan Punar

ID: 186562

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Impulzní zdroj na rezonančním principu s kompenzací účinníku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte analýzu dostupných moderních řešení rezonančních spínaných zdrojů. Vyberte v době analýzy nejpokrokovější řešení z pohledu účinnosti a EMI. Navrhněte design (schéma a plošný spoj) zdroje o parametrech: výkon 250W, vstupní napětí 230V AC, výstupní napětí 2x 100V DC (-100V, + 100V). Proveďte simulaci a případnou optimalizaci výkonové části zdroje ve vybraném simulačním prostředí (Spice, Microcap, ...).

Realizujte funkční vzorek zdroje, změňte jeho parametry a analyzujte získaná data. Výsledky měření porovnejte s parametry zdrojů konvenčních topologií (forward, flyback).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] MANIKTALA, Sanjaya. Switching power supply design & optimization. Second edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. ISBN 9780071798143

[2] LENK, Ron. Practical design of power supplies. Piscataway, NJ: Wiley Interscience, c2005. ISBN 9780471750451

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 28.5.2020

Vedoucí práce: Ing. Filip Záplata, Ph.D.

Konzultant: Ing. Vladimír Holý

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato semestrální práce je zaměřena na LLC rezonanční zdroje a kompenzaci účinníku. První část práce je zaměřena na výběr vhodného kontroléru pro řízení tohoto zdroje. Zde je kladen důraz převážně na účinnost a EMC. Dále se práce zabývá návrhem schématu a výběrem vhodných součástek. Práce obsahuje návrh samotného LLC zdroje a také obvodu pro kompenzaci účinníku neboli PFC.

Klíčová slova

Rezonanční zdroj, LLC, spínaný zdroj, zdroj napětí, PFC, transformátor

Abstract

This semester thesis is focused on the LLC resonant power supply with power factor correction. The first part of the thesis is focused on a selection of a suitable controller for the control of this source. Here the emphasis is mainly on efficiency and EMC. The thesis also deals with the design of the scheme and the selection of suitable components. The thesis contains the design of the LLC power supply itself and also the power factor correction circuit - PFC.

Keywords

Resonant power supply, LLC, switching power supply, power supply, PFC, transformer

Bibliografická citace:

PUNAR, Jan. Impulzní zdroj na rezonančním principu s kompenzací účinníku [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/126130>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Filip Záplata.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Impulzní zdroj na rezonančním principu s kompenzací účinníku* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne: **28. května 2020**

.....
podpis autora

Poděkování

V první řadě bych chtěl poděkovat panu Ing. Rudolfovi Procházkovi a Ing. Vladimírovi Holému za odborné a praktické rady při návrhu obvodu a výběru součástek. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Filipovi Záplatovi, Ph.D. za akademické vedení práce a ochotu při řešení veškerých problémů.

V Brně dne: **28. května 2020**

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	1
2.	Teoretický rozbor	2
2.1	Rezonanční obvod.....	2
2.1.1	Sériový rezonanční obvod	2
2.1.2	Paralelní rezonanční obvod.....	3
2.2	Spínané zdroje.....	3
2.3	Rezonanční zdroje.....	4
2.3.1	Princip funkce	4
2.3.1.1	Půlmůstkové zapojení spínačů	4
2.3.1.2	Můstkové zapojení spínačů	5
2.3.2	Paralelní rezonanční zdroj	5
2.3.3	Sériový rezonanční zdroj	6
2.4	Kompenzace účinníku	6
2.4.1	Pasivní PFC.....	7
2.4.2	Aktivní PFC	7
2.4.3	Možné topologie měničů pro aktivní PFC	7
2.4.3.1	Blokující měnič	8
2.4.3.2	Zvyšující měnič	8
2.4.4	Pracovní módy PFC	8
2.4.4.1	PFC pracující v CCM módu	9
2.4.4.2	PFC pracující v CrCM módu.....	9
2.4.4.3	PFC pracující v DCM módu.....	9
2.5	EMC filtr	10
2.5.1	Galvanická vazba	11
2.5.2	Kapacitní vazba.....	11
2.5.3	Induktivní vazba	11
2.5.4	Vazba vyzařováním	11
2.5.5	Omezení rušivých vlivů	11
2.6	Transformátor.....	12
2.6.1	Ideální transformátor.....	12

2.6.2	Reálný transformátor	13
2.6.2.1	Rozptylová indukčnost	13
2.6.2.2	Jouleovy ztráty ve vinutí	14
2.6.2.3	Povrchový jev	14
2.6.2.4	Jev blízkosti	14
2.6.2.5	Ztráty v jádře	14
2.6.2.6	Jádra transformátorů	15
3.	Výběr kontroléru pro řízení LLC Zdroje	16
3.1	Hlavní kritéria výběru	16
3.1.1	Způsob řízení	16
3.1.2	Bezpečný start.....	16
3.1.3	Adaptivní mrtvý čas.....	17
3.1.4	Detekce kapacitního módu.....	17
3.1.5	Další důležité elektrické vlastnosti a parametry	17
3.2	Porovnání	18
3.3	Popis funkce vybraného kontroléru	19
3.3.1	Řízení při chodu naprázdno	19
3.3.2	Ochrana proti přepětí a podpětí	19
3.3.3	Napájení	20
3.3.4	Interní budič tranzistorů.....	20
3.3.5	Startovací napětí	20
3.3.6	Snímání proudu a napětí v rezonančním obvodu.....	20
4.	Návrh PFC.....	21
4.1	Výběr řídicího obvodu PFC	21
4.2	Popis schématu.....	22
4.3	Výpočet součástí.....	22
4.3.1	Výpočet silové části	23
4.3.1.1	Dimenzování tranzistoru	24
4.3.2	Výpočet zapojení pro řídicí část obvodu	24
5.	Návrh LLC rezonančního zdroje.....	26
5.1	Parametry zdroje	26
5.2	Výpočet rezonančního obvodu.....	26

5.2.1	Dimenzování tranzistorů.....	28
5.3	Návrh transformátoru	28
5.4	Výroba transformátoru	30
5.4.1	Měření transformátoru	32
5.5	Přepočítání rezonančního obvodu podle fyzických parametrů trafo.....	32
5.6	Návrh zapojení pro řídicí část obvodu	33
5.6.1	Dělič napětí pro pin BLK.....	33
5.6.2	Dělič napětí pro pin BW	33
5.6.3	Derivační člen na pinu ISNS.....	33
5.6.4	Kapacitní dělič pro snímání napětí v rezonančním obvodu.....	34
5.6.5	Zpětná vazba	35
6.	Schéma zapojení.....	36
7.	Návrh desky plošných spojů	39
8.	Naměřené průběhy	41
9.	Závěr	47

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

FEKT	...	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	...	Vysoké učení technické v Brně
EMC	...	Elektromagnetická kompatibilita
LLC	...	Typ zapojení rezonančního zdroje
PFC	...	Power factor correction, kompenzace účinníku
PF	...	Power factor, účinník
DC	...	Označení stejnosměrného napětí nebo proudu
AC	...	Označení střídavého napětí nebo proudu
CCM	...	Continuous conducting mode, režim spojitých proudů
DCM	...	Discontinuous conducting mode, režim nespojitých proudů
CrCM	...	Critical conducting mode, kritický režim
ZVS	...	Zero voltage switching, spínání v nulovém napětí.
ZCS	...	Zero current switching, spínání v proudu napětí.
EMS	...	Elektromagnetická susceptibilita
EMI	...	Elektromagnetická interference
HHC	...	Hybrid hysteretic control, hybridní řízení hystereze
RS	...	Typ klopného obvodu
R	...	Reset
S	...	Set, nastavení
UVLO	...	under voltage lock out, uzamčení při podpětí

Symboly:

U	...	Napětí	[V]
I	...	Proud	[A]
P	...	Výkon	[W]
η	...	Účinnost	[%]
s	...	Střída spínání	[-]
t	...	Čas	[s]
n	...	Poměr závitů	[-]
C	...	Kapacita	[F]

L	...	Indukčnost	[H]
R	...	Elektrický odpor	[Ω]
Z	...	Impedance	[Ω]
Z ₀	...	Charakteristická impedance	[Ω]
X	...	Reaktance	[Ω]
f	...	Frekvence	[Hz]
T	...	Perioda	[s]
j	...	Imaginární jednotka	[-]
Q	...	Elektrický náboj	[C]
Q _e	...	Činitel jakosti	[-]
ω	...	Úhlová frekvence	[Hz]
Y	...	Admitance	[S]
G	...	Vodivost	[S]
B	...	Susceptance	[S]
t _D	...	Dead time, mrtvý čas	[s]
t _t	...	Transition time, doba přechodu	[s]
Φ	...	Magnetický indukční tok	[Wb]
B	...	Magnetická indukce	[T]
S	...	Obsah	[m ²]
N ₁	...	Počet závitů na primární straně	[-]
N ₂	...	Počet závitů na sekundární straně	[-]

Seznam obrázků

Obr. 1 Sériový rezonanční obvod, převzato z [1]	2
Obr. 2 Paralelní rezonanční obvod, převzato z [1]	3
Obr. 3 Půlmůstkové zapojení tranzistorů.....	4
Obr. 4 Můstkové zapojení tranzistorů.....	5
Obr. 5 LCC rezonanční zdroj, převzato z [8]	5
Obr. 6 Příklad zapojení LLC rezonančního zdroje	6
Obr. 7 Využitý výkon bez kompenzace účinníku (vlevo) s kompenzací (vpravo), převzato z [3]	7
Obr. 8 Topologie blokujícího měniče	8
Obr. 9 Topologie zvyšujícího měniče.....	8
Obr. 10 Charakteristický průběh proudu pro mód CCM, převzato z [5].....	9
Obr. 11 Charakteristický průběh proudu pro mód CrCM, převzato z [5].....	9
Obr. 12 Charakteristický průběh proudu pro mód DCM, převzato z [5].....	10
Obr. 13 Definice mezi odolnosti a vyzařování, převzato z [9]	10
Obr. 14 Jednofázový transformátor, převzato z [15]	12
Obr. 15 Průběh napětí a magnetického indukčního toku na ideálním transformátoru.....	13
Obr. 16 Rozmístění a názvy pinů UCC256301 - pohled shora, převzato z [11]	19
Obr. 17 Obvodová realizace UVLO, převzato z [13].....	21
Obr. 18 Rozmístění a názvy pinů UCC28180 pohled shora převzato z [13].....	21
Obr. 198 Zjednodušené schéma LLC rezonančního zdroje.....	26
Obr. 20 Závislost zesílení rezonančního obvodu na normalizované frekvenci, převzato z [16]	27
Obr. 21 feritové jádro ETD39	30
Obr. 22 kostra pro jádro ET39	30
Obr. 23 Používané druhy prokládání vinutí, převzato z [17].....	31
Obr. 24 Styl vinutí vyrobeného transformátoru	32
Obr. 25 Schéma zapojení primární části obvodu	36
Obr. 26 Schéma zapojení EMC filtru	36
Obr. 27 Schéma zapojení řídicí části obvodu.	37
Obr. 28 Schéma zapojení sekundární části obvodu	38

Obr. 29	Deska plošných spojů pro řídicí část obvodu, horní vrstva.....	39
Obr. 30	Deska plošných spojů pro řídicí část obvodu, spodní vrstva.....	39
Obr. 31	Deska plošných spojů, LLC rezonančního zdroje, horní vrstva.....	40
Obr. 32	Deska plošných spojů, LLC rezonančního zdroje, spodní vrstva.....	40
Obr. 33	Průběh napětí na pinu VCC (žlutá) a RVCC (modrá)	41
Obr. 34	Průběh napětí na pinu VCC (žlutá) a HV (modrá)	42
Obr. 35	Průběh napětí na pinu LO (žlutá) a RVCC (modrá).....	42
Obr. 36	Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v normálním režimu	43
Obr. 37	Detail šířky horního spínacího pulsu (žlutá), měřeno na pinu HO a LO....	43
Obr. 38	Detail spínací periody, měřeno na pinu HO a LO	44
Obr. 39	Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v burst režimu	44
Obr. 40	Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v burst režimu, detail spínacího cyklu“	45
Obr. 41	Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v burst režimu, detail kmitání signálu po odpojení napětí	45
Obr. 42	Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a na pomocném vinutí transformátoru (modrá) v normálním režimu	46
Obr. 43	Charakteristické výstupní napětí v režimu Burst.....	46

Seznam tabulek

Tabulka 1 Srovnání vybraných kontrolérů	18
Tabulka 2 Výsledky měření indukčností transformátoru.....	32

1. ÚVOD

Předkládaná diplomová práce se zaměřuje na návrh impulsního rezonančního zdroje. Zdroje tohoto typu disponují velkou účinností a malými rozměry, v dnešní jsou hojně používány v mnoha zařízeních. Jejich základem je rezonanční obvod, který může být buď sériový nebo paralelní.

V první části práce byla provedena analýza komerčně dostupných kontrolérů pro řízení těchto zdrojů, na jejímž základě byl vybrán vhodný čip. Na trhu existuje velké množství těchto dílčích obvodů a stejně tak i firem, které se jejich výrobou zabývají. Výběr čipu považujeme za důležitou část práce, jelikož vlastnosti čipu určují chování a vlastnosti celého obvodu. Při výběru byl kladen důraz především na účinnost a EMC. V práci jsou podrobně rozebrána kritéria výběru řídicího kontroléru a srovnání nejvhodnějších z nich.

V další části práce se zabýváme samotným návrhem obvodového schématu zdroje. Návrh je rozdělen na dvě části, návrh obvodu pro kompenzaci účinníku tzv. PFC a návrh samotného rezonančního zdroje. Při návrhu PFC obvodu bylo opět nutné nejprve vybrat vhodný kontrolér pro jeho řízení. V této práci je PFC obvod realizován jako zvyšující napěťový měnič. PFC obvody mohou pracovat ve třech různých módech, jejichž rozdíly budou v práci popsány. V souladu s požadavky na nízké EMI, byl použit PFC obvod pracující ve spojitém režimu. Pro tento obvod byly vybrány vhodné součástky.

Stěžejní částí práce je návrh samotného rezonančního zdroje. Pro jeho správnou činnost je nutné vhodně navrhnout rezonanční obvod, ale také pomocné obvody pro jeho řízení a napájení kontroléru. Jedná se o LLC rezonanční zdroj, tedy sériový rezonanční obvod. Pro návrh je kritická správná volba součástek, a to především v rezonančním obvodu, kde vznikají velké proudy. Velmi důležitou částí práce je návrh transformátoru, který v obvodu slouží ke galvanickému oddělení vstupní a výstupní části, a zároveň transformuje napětí na požadovanou hodnotu. Návrh transformátoru je zásadní, protože jeho rozptylová a magnetická indukčnost zásadním způsobem ovlivňují chování rezonančního obvodu.

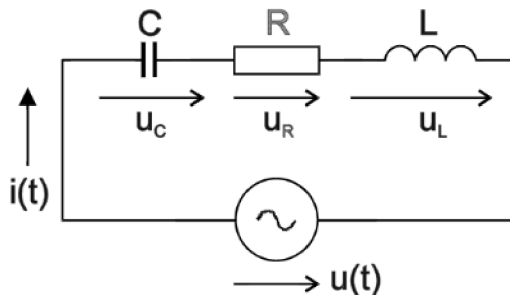
2. TEORETICKÝ ROZBOR

2.1 Rezonanční obvod

Rezonanční obvod je tvořen minimálně jedním kondenzátorem C a minimálně jednou cívkou L. Při určité tzv. rezonanční frekvenci nastává v obvodu stav, kdy se vyrovnávají indukční a kapacitní reaktance a navzájem se tak vyruší. Tento stav se nazývá rezonance. Za těchto podmínek se celková impedance reálného rezonančního obvodu jeví jako činný odpor, pro obvod tvořený ideální cívkou a kondenzátorem jako zkrat. Při této rezonanční frekvenci nastává velký nárůst proudu nebo napětí, záleží na druhu rezonančního obvodu. Podle uspořádání dělíme rezonanční obvody na dva druhy: sériové a paralelní.

2.1.1 Sériový rezonanční obvod

Sériovým spojením cívky a kondenzátoru vznikne sériový rezonanční obvod. V tomto obvodu při rezonanci výrazně stoupá proud a napětí zůstává konstantní. Na obrázku číslo 1 představuje rezistor R parazitní odpor přívodů a ztráty v kondenzátoru [1].



Obr. 1 Sériový rezonanční obvod, převzato z [1]

Pro impedanci obvodu platí rovnice (2.1).

$$Z(\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{j\omega C}\right) = R + jX \quad (2.1)$$

V této rovnici R vyjadřuje činný odpor, X reaktanci, ω úhlovou frekvenci, L indukčnost, C kapacitu, Z impedanci a j imaginární jednotku. Z této rovnice je patrné, že kapacitní a induktivní reaktance se při určité frekvenci může vyrovnat a odečíst. Celková impedance obvodu bude tudíž rovna pouze činnému odporu. Z této rovnice je možné odvodit vztah pro výpočet rezonanční frekvence tzv. **Thomsonův vztah** – rovnice (2.2).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

Charakteristická impedance obvodu v rezonanci je dána rovnicí (2.3).

$$Z_0 = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.3)$$

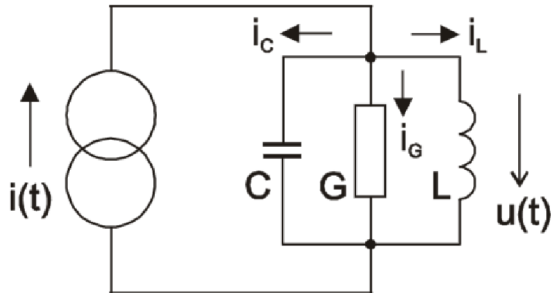
Kvalitu rezonančního obvodu vyjadřuje činitel jakosti Q.

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{R} \quad (2.4)$$

Jak je vidět z rovnice 2.4, činitel jakosti Q je přímo úměrný charakteristické impedanci obvodu. Poměrem L/C můžeme měnit charakteristickou impedanci obvodu a tím i činitel jakosti [1].

2.1.2 Paralelní rezonanční obvod

Paralelním spojením cívky a kondenzátoru vznikne paralelní rezonanční obvod.



Obr. 2 Paralelní rezonanční obvod, převzato z [1]

Na tomto obrázku vodivost G představuje ztráty obou prvků C i L , a zároveň zahrnuje i vnitřní vodivost zdroje G . Thomsonův vztah platí stejně pro sériový i paralelní rezonanční obvod, což je patrné z rovnice (2.5). Admittance obvodu se vypočítá z rovnice (2.5).

$$Y(\omega) = G + j\left(\omega C - \frac{1}{j\omega L}\right) = G + jB \quad (2.5)$$

V této rovnici je Y admittance a B je susceptance.

Činitel jakosti paralelního rezonančního obvodu se vypočte ze vztahu (2.6).

$$Q = \omega_r CR = \frac{1}{\omega_r LG} = \frac{R}{\omega_r L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{Z_0} \quad (2.6)$$

Z rovnice (2.6) je patrné, že činitel jakosti je nepřímo úměrný odmocnině z poměru L/C , můžeme tedy opět měnit činitel jakosti pomocí změny poměru L/C [1].

2.2 Spínané zdroje

Spínané zdroje někdy nazýváme také jako impulsní zdroje. Základem zdroje je spínací člen realizovaný výkonovým tranzistorem, nejčastěji se používají tranzistory typu MOSFET (polem řízený tranzistor). Pro akumulování energie jsou použity akumulární prvky L a C , ve kterých je uchována energie v době vypnutí nebo sepnutí spínaných prvků (vypnutí/sepnutí tranzistoru, záleží na topologii). Jedná se o nespojitou regulaci. Energie je uchována v akumulárních prvcích a spojitě dodávána do zátěže. Tyto akumulární prvky jsou velmi důležité a určují parametry zdroje. Impulsní zdroje pracují většinou na velkých frekvencích, a to z důvodu zmenšení velikosti akumulárních prvků. Podle toho, zda topologie obsahuje transformátor nebo nikoliv, dělíme zdroje na izolované a neizolované. Každá z těchto variant má tři základní zapojení – snižující, zvyšující a invertující. Speciálním případem spínaných zdrojů je zdroj rezonanční.

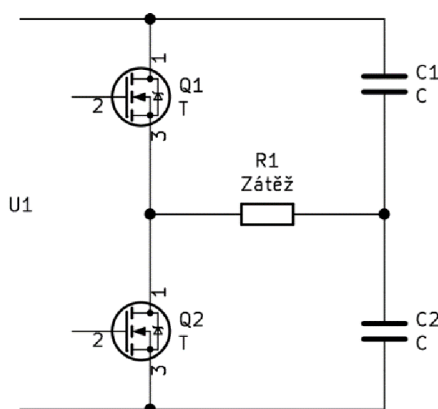
2.3 Rezonanční zdroje

Jak vyplývá z názvu jedná se o zdroje, kde dochází k rezonanci. Rezonanční obvod dodává energii pro magnetizaci jádra transformátoru, v některých publikacích bývá označován jako rezonanční tank. Jak již bylo uvedeno, rezonanční obvod se skládá z rezonančního kondenzátoru a cívky, je tedy nutné, aby rezonanční frekvence dána hodnotami L a C byla stejná jako frekvence spínání tranzistorů. Rezonanční zdroje můžeme podle zapojení rozdělit na dva základní typy, zdroj s paralelním rezonančním obvodem a zdroj se sériovým rezonančním obvodem. Pro tyto zdroje se používají dva druhy zapojení spínacích tranzistorů: půlmůstkové zapojení a můstkové zapojení.

2.3.1 Princip funkce

Princip funkce rezonančního zdroje spočívá ve střídavém spínání tranzistorů. Jelikož rychlost přepnutí není nekonečná, což je dáno parazitní kapacitou spínačů, je nutné mezi rozeptutí jednoho a sepnutí druhého tranzistoru vložit čas, kdy budou oba tranzistory rozeptuty, tzv. mrtvý čas. V době sepnutí jednoho tranzistoru dochází k magnetizaci jádra transformátoru a v době sepnutí druhého tranzistoru dochází k demagnetizaci jádra přes rezonanční kondenzátor. Tím vzniká v jádře transformátoru časově proměnný magnetický indukční tok, který na sekundární straně vytváří podle Faradayova indukčního zákona elektrické napětí. Transformátor tak dodává energii do zátěže ve formě střídavého napětí, které je na sekundární straně usměrněno a vyhlazeno.

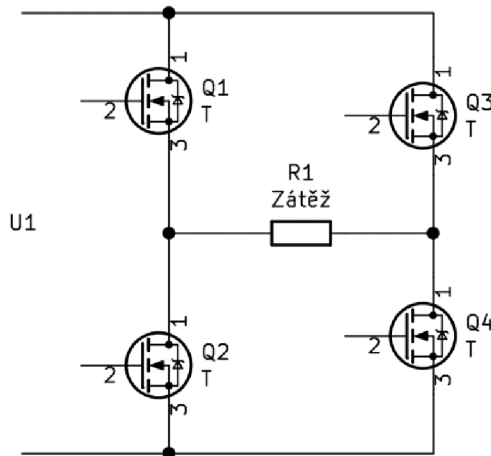
2.3.1.1 Půlmůstkové zapojení spínačů



Obr. 3 Půlmůstkové zapojení tranzistorů

Půlmůstkové zapojení je zobrazeno na obrázku č. 3. V tomto zapojení kondenzátory $C1$ a $C2$ tvoří kapacitní dělič napětí. Pro stejné kondenzátory je na zátěži vždy polovina vstupního napětí. V případě rezonančního zdroje je zátěží transformátor, který má určitou magnetickou a rozptylovou indukčnost, tvoří tedy spolu s rezonančními kondenzátory rezonanční obvod. Na rezonanci se podílí pouze indukčnost rozptylová, jedná se o indukčnost vzniklou nedokonalou magnetickou vazbou primárního a sekundárního vinutí transformátoru. Toto zapojení se používá pro nižší výkony a je použito pro návrh zdroje.

2.3.1.2 Můstkové zapojení spínačů

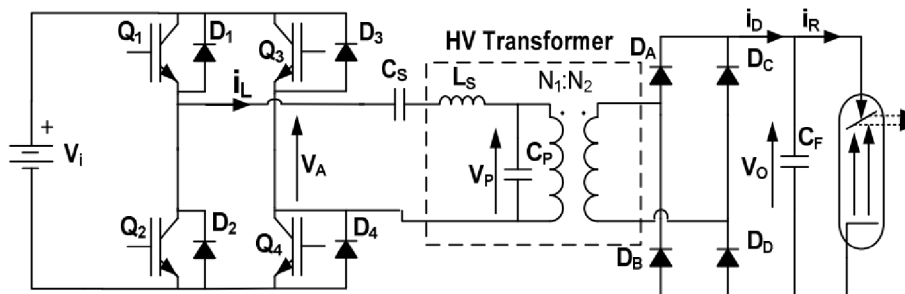


Obr. 4 Můstkové zapojení tranzistorů

V zapojení na obrázku č. 4 je zátěž připojena mezi 4 tranzistory. V tomto zapojení jsou spínány vždy dva tranzistory v úhlopříčce najednou, tedy Q1 a Q4 a v dalším cyklu Q2 a Q3. Tento typ zapojení se používá pro velké výkony. Nevýhodou je větší počet tranzistorů.

2.3.2 Paralelní rezonanční zdroj

Základní zapojení se označuje jako LCC. Paralelně k transformátoru, který představuje zátěž, a zároveň se jeho rozptylová indukčnost podílí na rezonanci, je připojen kondenzátor. Toto zapojení můžeme vidět na obrázku č.3

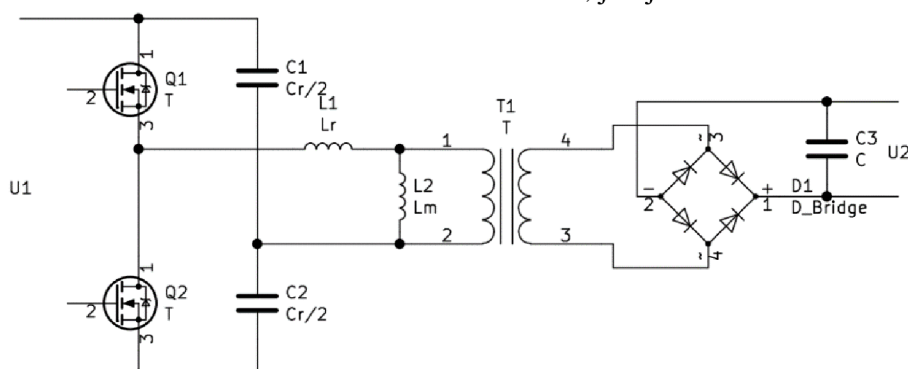


Obr. 5 LCC rezonanční zdroj, převzato z [8]

Z obrázku je patrné, že paralelní kombinace transformátoru a kondenzátoru C_p tvoří paralelní rezonanční obvod. Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.1.2, v paralelním rezonančním zdroji při rezonanci stoupá napětí a proud zůstává konstantní. Tudíž můžeme říci, že při malém výstupním napětí bude poměr závitů relativně velký, což může v některých aplikacích představovat nevýhodu. Sériově zapojená cívka je nutná kvůli vyhlazení proudu. Tato cívka tvoří s kondenzátory C_s i C_p další, tentokrát sériový rezonanční obvod, se kterým je třeba počítat. Výhodou této topologie je, že zdroj může pracovat s širším rozsahem výstupního napětí.

2.3.3 Sériový rezonanční zdroj

Základní zapojení tohoto zdroje se označuje LLC. Zátěž je zde připojena do série s rezonančním obvodem ve formě transformátoru, jak je vidět na obrázku č. 6.

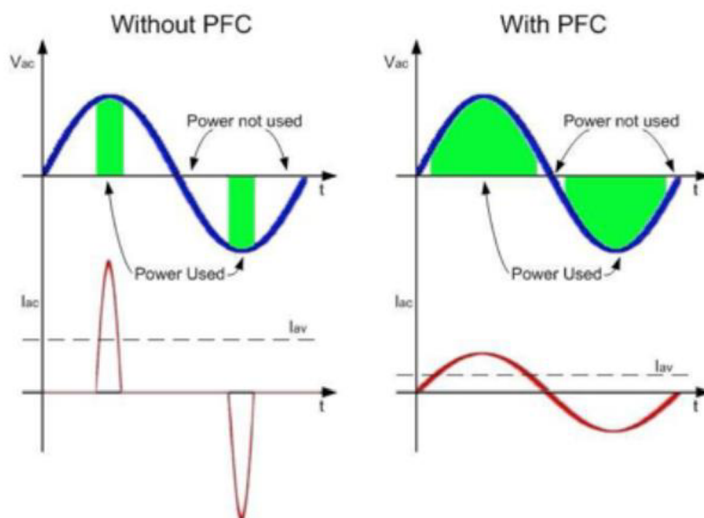


Obr. 6 Příklad zapojení LLC rezonančního zdroje

U tohoto typu zapojení při rezonanci stoupá proud a napětí zůstává konstantní, poměr závitů je tedy u tohoto zapojení spjat pouze s napětím na primární a sekundární straně. U zdroje typu LLC nastává problém během regulace při velmi malé zátěži nebo při chodu naprázdno, protože pro udržení regulace je nutné, aby rezonančním obvodem protékal alespoň minimální cirkulující proud. V praxi je tento problém řešen například tzv. režimem Burst, o kterém bude pojednááno v dalších kapitolách. Pro návrh zdroje bylo použito toto zapojení.

2.4 Kompenzace účinníku

Kompenzace účinníku se označuje zkratkou PFC (power factor correction). PF (power factor) je označení pro účinník. Ten vyjadřuje poměr mezi celkovým výkonem dodávaným do zařízení (zdánlivý výkon) a výkonem skutečně spotřebovaným (činný výkon). Hodnota účinníku se pohybuje mezi 0 a 1. Čím je tato hodnota větší, tím je obvod kvalitnější. Pokud je odebíraný proud sinusového tvaru a ve fázi s napětím, bude účinník roven jedné. Pokud je napětí i proud sinusového tvaru, ale nejsou ve fázi, účinník bude roven kosinu rozdílu fáze. Toto ale platí pouze pro sinusový průběh proudu a napětí. U zdrojů s usměrňovačem napětí dochází k tomu, že vyhlazovací kondenzátor je nabíjen pouze krátkými, silnými pulsy proudu o síťové frekvenci, které mohou obsahovat vyšší harmonické [2]. Tuto situaci je možné vidět na obrázku č. 7.



Obr. 7 Využitý výkon bez kompenzace účinníku (vlevo) s kompenzací (vpravo), převzato z [3]

Z obrázku číslo 7 (vlevo) je patrné, že účinník je bez PFC velmi malý, to znamená že výkon dodávaný do zařízení by musel být o poznání vyšší než u případu s kompenzací účinníku (vpravo), i když skutečně spotřebovaný výkon by byl stejný. Zvýšení účinníku je pro spínané zdroje nutné, minimální hodnota je uvedena v normě ČSN EN61000-3-2.

Podle zapojení můžeme dělit obvody pro kompenzaci účinníku na dva základní typy, a to na pasivní a aktivní.

2.4.1 Pasivní PFC

Pasivní PFC představuje filtr skládající se pouze z pasivních součástek. Zdroje bez korekce účinníku mívají typicky účinník okolo 0,6, při použití pasivní korekce se dostáváme na hodnoty kolem 0,7. Tyto filtry můžeme podle volby součástek dělit na induktivní a kapacitní. Jedná se pouze o zkreslení vstupního proudu inverzně oproti zkreslení proudu zátěží. Pasivní filtry jsou tedy závislé na vlastnostech zátěže. Podle volby pasivních prvků dělíme pasivní PFC na kapacitní a induktivní. Induktivní filtry přinášejí lepší účinník, avšak oproti kapacitním je nevýhodou velikost cívek.

2.4.2 Aktivní PFC

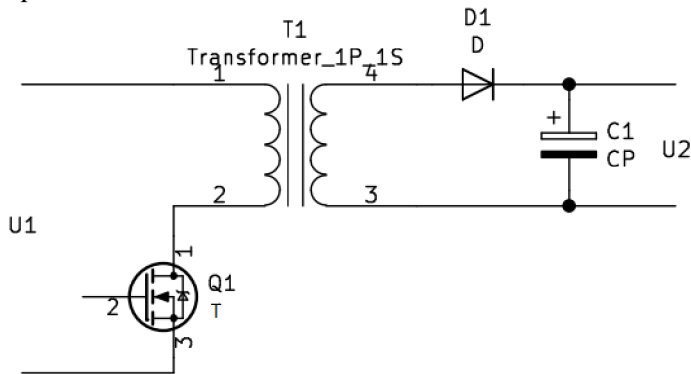
Aktivní PFC obvody bývají někdy označovány také jako předregulátory. Řídící obvod snímá aktuální hodnotu usměrněného vstupního napětí a aktuální hodnotu výstupního napětí. Tyto informace ovlivňují střidu spínání výkonového tranzistoru tak, aby vstupní proud měl přibližně stejný průběh i fázi jako vstupní napětí. Jako aktivní PFC tedy lze použít různé topologie DC/DC měničů, kde kontrolér řídící spínání bude plnit tuto funkci. Oproti pasivním PFC mají výhodu v kvalitě korekce a zároveň nejsou závislé na vlastnostech zátěže. Jedinou nevýhodou je poměrně velká složitost obvodu.

2.4.3 Možné topologie měničů pro aktivní PFC

Pro PFC obvody je teoreticky možné použít jakoukoli topologii DC/DC měničů. V praxi se ale nejvíce používají dvě topologie, a to blokující měnič (Flyback) a zvyšující měnič (BOOST). Těmito topologiemi se práce bude dále zabývat..

2.4.3.1 Blokující měnič

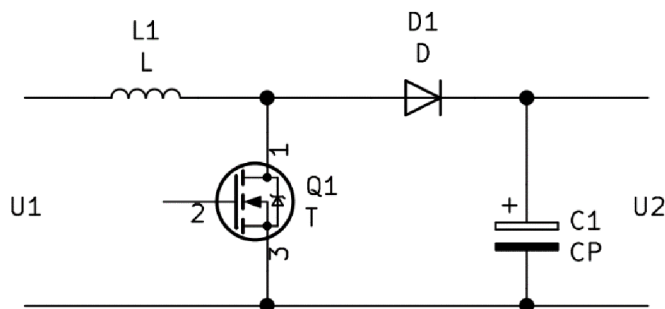
Jedná se o izolovanou topologii měniče, tzn. vstup je od výstupu galvanicky oddělen pomocí transformátoru. Transformátor v tomto případě zastává také funkci tlumivky a vyhlazuje vstupní proud. Tento měnič může být jak zvyšující, tak snižující, pomocí transformátoru můžeme na výstupu dostat libovolné napětí. Nevýhodou je velikost transformátoru a větší zvlnění výstupního napětí. To se dá částečně řešit zvětšením výstupního kondenzátoru.



Obr. 8 Topologie blokujícího měniče

2.4.3.2 Zvyšující měnič

Výstupní napětí je vždy vyšší než vstupní napětí. Výhodou je, že na vstupu tohoto měniče je zapojena cívka, která vstupní proud vyhladí, korekce je poté jednodušší. Další výhodou této topologie je korekce v celém rozsahu vstupního napětí a nižší nároky na výkonový tranzistor než u invertujícího měniče. Nevýhodou jsou zvyšující se nároky na součástky na výstupu měniče. Ve většině případů se pro aktivní PFC používá právě tato topologie.



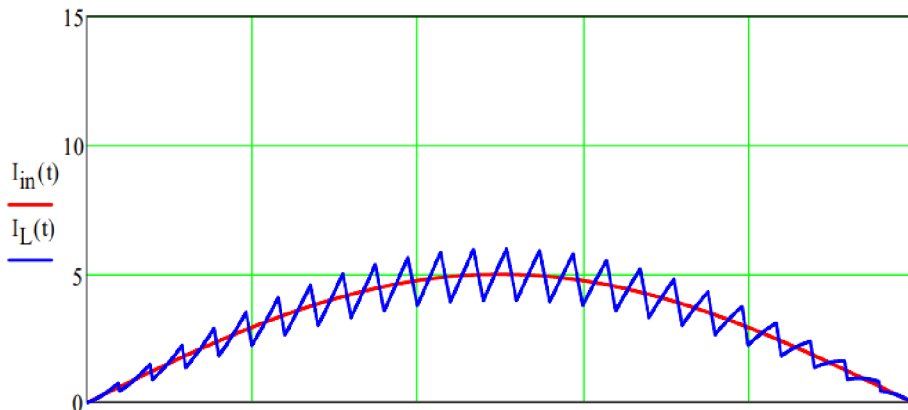
Obr. 9 Topologie zvyšujícího měniče

2.4.4 Pracovní módy PFC

PFC může pracovat ve třech základních módech: CCM, DCM a CrCM. Jedná se o spojitý režim (continuous conducting mode), nespojitý režim (discontinuous conducting mode) a kritický režim (critical conducting mode). Charakteristické průběhy pro tyto režimy je možné vidět na obrázcích č. 10, 11, 12.

2.4.4.1 PFC pracující v CCM módu

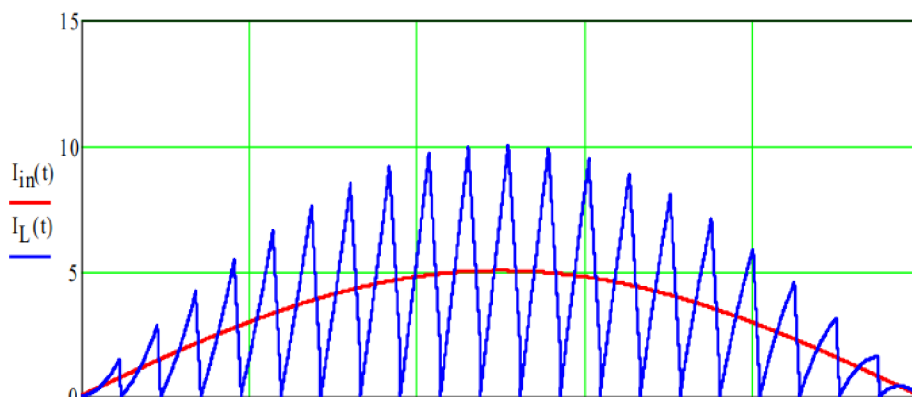
V tomto módu je proud spínán s konstantní frekvencí po celou dobu běhu. Jak je patrné z obrázku č. 10, proud protékající cívkou je držen v rozsahu typicky 20 % - 40 % aktuálního vstupního proudu. Výhodou tohoto módu je, že zde nevznikají velké proudové špičky a účinnost korekce je zároveň relativně vysoká. Nevýhodou tohoto zapojení je, že cívka musí mít velkou indukčnost, bude tedy mít i větší rozměry. Problematické je také to, že obvod spíná nenulový proud, čímž vznikají větší spínací ztráty na výkonovém tranzistoru [5].



Obr. 10 Charakteristický průběh proudu pro mód CCM, převzato z [5]

2.4.4.2 PFC pracující v CrCM módu

CrCM mód je vlastně speciálním případem módu CCM. Tranzistor je sepnut v době, kdy proud poklesne na nulovou hodnotu. Proud tedy kmitá s amplitudou danou dvojnásobkem aktuální hodnoty vstupního proudu, což je patrné z obrázku č.11. Nevýhodou tohoto módu je měnící se spínací frekvence a relativně velké špičkové proudy. Hlavní výhodou je spínání výkonového tranzistoru při nulové hodnotě tzv. ZVS (zero current switching), díky čemuž jsou spínací ztráty minimální. Pro zdroje s vysokým výkonem jsou proudové špičky nevhodné.

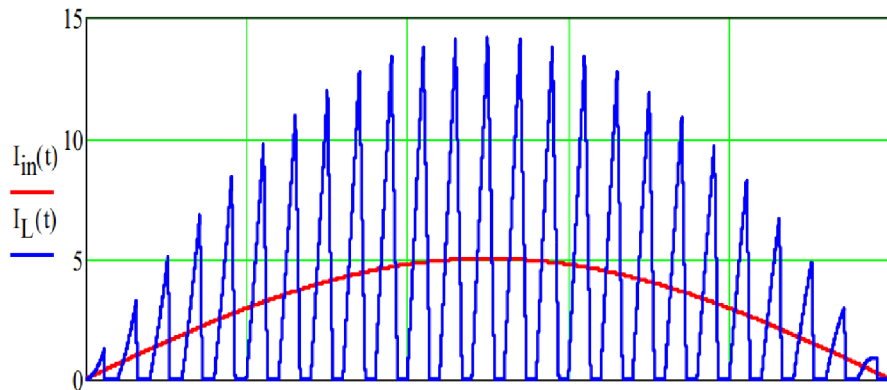


Obr. 11 Charakteristický průběh proudu pro mód CrCM, převzato z [5]

2.4.4.3 PFC pracující v DCM módu

Tento mód pracuje s konstantní frekvencí spínání výkonového tranzistoru. Proud klesá na nulu a na této hodnotě zůstává až do příchodu dalšího spínacího pulsu, viz obrázek č.12. Tento mód nemá perspektivní uplatnění u zdrojů s vyšším výkonem,

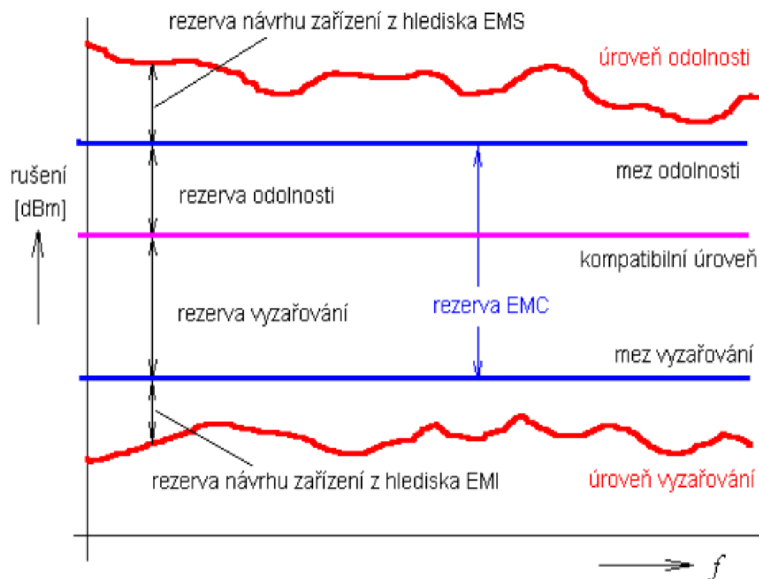
protože jsou zde velké špičky proudu a účinnost korekce není tak velká jako u CCM módu. Výhodou je cívka s malou indukčností a malými rozměry.



Obr. 12 Charakteristický průběh proudu pro mód DCM, převzato z [5]

2.5 EMC filtr

EMC neboli elektromagnetická kompatibilita (electromagnetic compatibility) je schopnost systému správně pracovat i v prostředí, kde se vyskytují rušivé zdroje elektromagnetických signálů a zároveň svou činností neovlivňovat ostatní zařízení. Elektromagnetickou kompatibilitu můžeme dělit na EMC biologických a technických systémů. Vzhledem k charakteru práce se budeme zajímat hlavně o EMC technických systémů. Dále je možné EMC dělit na ochranu proti vnějšímu rušení - EMS elektromagnetická susceptibilita (odolnost) a na ochranu proti šíření rušení generovaného zařízením - EMI elektromagnetická interference. Zařízení lze pokládat zároveň za zdroj i přijímač rušení. Tyto rušivé signály může zařízení přijímat i vysílat po vedení nebo prostorem ve formě elektromagnetických vln. Mezi rušení šířené po vedení je možná řadit např. podpětí, přepětí, výpadky napájení, nežádoucí vyšší harmonické složky apod. Každé zařízení má normou stanovené meze pro vyzařování a odolnost, viz obrázek č.13. Jedná se o normu ČSN IEC 50 kapitola 161 [9].



Obr. 13 Definice mezí odolnosti a vyzařování, převzato z [9]

Z obrázku je patrné, že pro splnění této normy a s tím spojený bezproblémový chod zařízení je nutné dodržet tyto meze. Úroveň vyzařování musí být nižší než daná mez. Odolnost zařízení je dána maximální úrovní rušení, při níž ještě nedojde ke zhoršení vlastností. S tím souvisí mez odolnosti, která definuje, jak velké rušení musí zařízení zvládnout bez zhoršení provozu [9].

Rozlišujeme 4 základní mechanismy šíření rušivých signálů: galvanickou vazbu, kapacitní vazbu, induktivní vazbu a vazbu vyzařováním.

2.5.1 Galvanická vazba

Galvanická vazba bývá někdy označovaná jako vazba společnou impedancí. Rušení může nastat například u obvodů se společným napájením nebo u signálových vodičů pro více zdrojů a podobně. Omezení vlivu galvanické vazby můžeme dosáhnout dodržováním určitých pravidel jako například nepoužívat společný vodič pro více signálových zdrojů, nevytvářet společné části napájecích přívodů a podobně.

2.5.2 Kapacitní vazba

Kapacitní vazba je způsobena parazitní kapacitou vzniklou mezi dvěma vodiči taženými blízko sebe. Tuto vazbu můžeme eliminovat odstíněním ovlivňujících se vodičů nebo vzdálením vodičů od sebe.

2.5.3 Induktivní vazba

Vodič, kterým protéká elektrický proud, vytváří ve svém okolí magnetické pole. Toto pole může být konstantní nebo proměnné, záleží na průběhu proudu. Ve vodiči umístěném v proměnném magnetickém poli se indukuje napětí. Pro minimalizaci vlivu induktivní vazby je třeba, aby vzdálenost obou vodičů byla co největší a smyčka rušeného obvodu byla co nejmenší [9].

2.5.4 Vazba vyzařováním

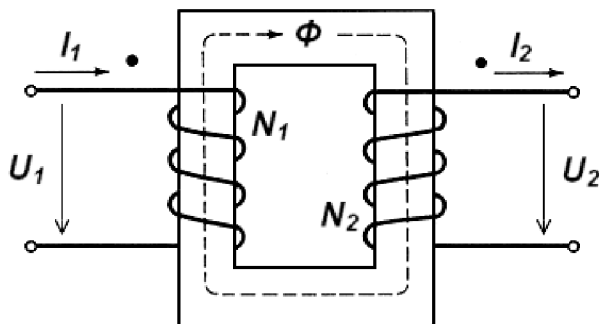
Vazba vyzařováním nastává u systémů tak vzdálených od sebe, že už nemá smysl uvažovat kapacitní nebo induktivní vazbu. Toto rušení většinou generují vysílače velkých výkonů. Ochrana proti této vazbě spočívá v použití stínícího krytu [9].

2.5.5 Omezení rušivých vlivů

Omezení rušivých vlivů je třeba řešit již při návrhu systému. Se zmiňovaným omezením je možné pracovat ve třech částech řetězce: ve zdroji, na přenosové cestě a v přijímači. Kde je omezení prováděno, závisí na charakteru zařízení. V případě návrhu spínaného zdroje je třeba vznik i příjem rušení řešit v rámci jednoho zařízení. Pro příjem rušivých signálů je možné použít odrušovací prvky jako jsou přepěťové ochrany, odrušovací cívky, odrušovací kondenzátory nebo odrušovací filtry a podobně. Pro omezení vysílání vzniklého rušení do sítě mohou být použity EMI filtry tvořené opět kondenzátory a cívkami. Pro omezení příjmu a vysílání rušení prostorem musí být použito stínění.

2.6 Transformátor

Transformátor je zařízení, které slouží k přenosu energie mezi dvěma obvody pomocí elektromagnetické indukce. Výhodou transformátoru je galvanické oddělení těchto obvodů. Transformátor se skládá z jádra a dvou nebo více vinutí. Základní jednofázový transformátor obsahuje pouze dvě vinutí: primární a sekundární. Existují také transformátory vícefázové, kdy na primární nebo sekundární straně může být více vinutí. Princip činnosti transformátoru spočívá ve vzniku magnetického indukčního toku Φ v magnetickém jádře vlivem napětí U_1 na primární straně. Časová změna magnetického indukčního toku vytvoří dle Faradayova indukčního zákona na sekundárním vinutí napětí U_2 .

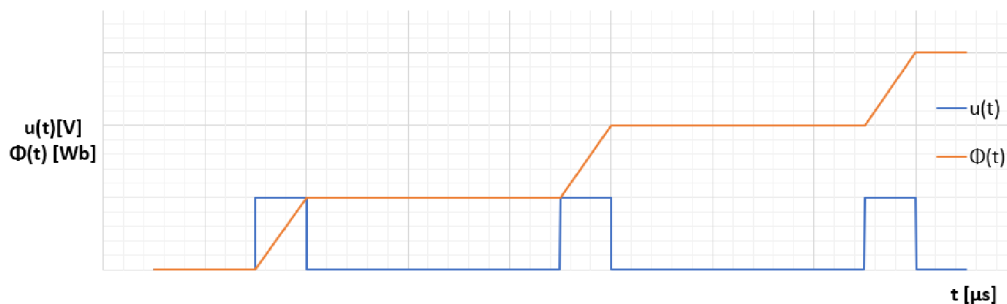


Obr. 14 Jednofázový transformátor, převzato z [15]

Transformátor má N_1 závitů na primární straně a N_2 závitů na sekundární straně, což můžeme vidět na obrázku č. 14. Magnetický indukční tok Φ je totožný pro primární i sekundární cívku, ze znalosti zákona o zachování energie tedy můžeme odvodit, že poměr závitů N_2/N_1 je roven poměru napětí U_2/U_1 .

2.6.1 Ideální transformátor

Pro popis funkce transformátoru se používá jeho zjednodušený model nazývaný ideální transformátor. Jedná se o transformátor, který má nekonečně velké indukčnosti cívky na primární i sekundární straně, dále má dokonalou vazbu a je bezztrátový. To znamená, že účinnost transformátoru je 100 %, veškerá energie na primární straně je tedy přenesena na sekundární. U ideálního transformátoru je magnetický indukční tok vzniklý na primární straně zcela vykompenzován magnetickým indukčním tokem vzniklým na straně sekundární, díky čemuž nevzniká žádný rozptylový magnetický indukční tok. S magnetickým indukčním tokem je pevně spjatá magnetická indukce B . V případě, že průběh napětí na primární straně nebude mít nulovou střední hodnotu, poroste magnetický indukční tok, a tedy i magnetická indukce do nekonečna. Tuto situaci zachycuje průběh napětí a tomu odpovídající průběh magnetického indukčního toku na obrázku č. 15.



Obr. 15 Průběh napětí a magnetického indukčního toku na ideálním transformátoru

2.6.2 Reálný transformátor

U reálného transformátoru nemůžeme dosáhnout nekonečné indukčnosti, protože feromagnetické jádro má konečnou permeabilitu a také rozměry.

Magnetický indukční tok nemůže stoupat do nekonečna, ale pouze do hodnoty, která odpovídá maximální magnetické indukci. Vztah 2.7 udává závislost magnetické indukce a magnetického indukčního toku. Maximální indukčnost závisí na materiálu a rozměrech jádra a je udávána výrobcem, tuto hodnotu nelze překonat, jedná se o tzv. stav nasycení. V tomto stavu jsou všechny magnetické momenty natočeny směrem, který udává vnější magnetické pole.

$$B_{max} = \frac{\Phi_{max}}{S_c} \quad (2.7)$$

Ve vztahu (2.7) je B_{max} maximální dovolená magnetická indukce, Φ_{max} označuje tomu odpovídající maximální magnetický indukční tok a S_c značí plochu průřezu jádra. Při překročení maximálního magnetického indukčního toku dojde k přesycení jádra. Při tomto stavu dochází ke zkreslení přenášeného napětí. V případě přesycení jádra existuje vysoké riziko zničení transformátoru, jelikož stoupají hysterezní ztráty v jádře, což způsobuje jeho zahřívání. Jádro se tak může zahřát až na hodnotu nazývanou Curieova teplota. Při překročení této teploty je narušena struktura materiálu a ten už poté nevykazuje feromagnetické vlastnosti.

2.6.2.1 Rozptylová indukčnost

U reálného transformátoru není magnetický indukční tok vzniklý na primární straně zcela vykompenzován na straně sekundární, dochází tak ke vzniku rozptylového magnetického indukčního toku, ten má za následek vznik rozptylové indukčnosti transformátoru. Transformátor má tedy nedokonalou vazbu. Rozptylové indukčnosti se v praxi nelze zbavit a je velmi obtížné ji vypočítat. Kromě toho, výpočty jsou mnohdy velmi nepřesné, protože rozptylová indukčnost závisí na velkém množství faktorů, kterými jsou například styl vinutí a prokládání, vlastnostech jádra, umístění a rozměry vzduchové mezery a další. Velikost této indukčnosti lze změřit a to tak, že připojíme přístroj pro měření indukčnosti na primární vinutí a zkratujeme sekundární, poté velikost změřené hodnoty odpovídá rozptylové indukčnosti, ta vzniká stejným způsobem na sekundární straně a obdobně ji můžeme měřit. Tato indukčnost způsobuje některé nežádoucí vlastnosti transformátoru, jako je omezení rychlosti spínaného proudu. Indukuje se v ní také energie a při vypnutí obvodu dochází k napěťovým špičkám. Neméně důležitý je také vliv rozptylového toku na zhoršení emisí nežádoucího signálu, tedy zhoršení EMI. Tuto indukčnost lze však v rezonančním zdroji s výhodou využít, a

to jako rezonanční cívku, protože na rozdíl od indukčnosti magnetické, tvořené primárním vinutím, se podílí na rezonanci. Rozptylovou indukčnost můžeme chápat jako indukčnost připojenou do série s primárním nebo sekundárním vinutím.

2.6.2.2 Jouleovy ztráty ve vinutí

Jedná se o ztráty způsobené nenulovým odporem měděného vinutí, účinky primární a sekundární strany se sčítají. Se ztrátami ve vinutí souvisí proudová hustota J . Hodnota proudové hustoty udává, jaký proud může téct vodičem jednotlivých cívek v závislosti na průřezu.

$$J = \frac{I}{S} \quad (2.8)$$

Ve vztahu 2.8 J představuje proudovou hustotu, I proud protékající vodičem a S plochu průřezu vodiče. Jednotka proudové hustoty je tedy A/m^2 . Proudovou hustotu volíme v závislosti na chlazení transformátoru. Pro pasivní chlazení pouze vzduchem je dobré volit menší proudovou hustotu, aby nedocházelo k nadměrnému zahřívání transformátoru.

2.6.2.3 Povrchový jev

Tento jev je známý pod anglickým názvem skin effect. Jedná se o jev, který je třeba brát v úvahu u transformátorů pracujících na vysokých frekvencích řádu desítek kHz. Při průchodu vysokofrekvenčního proudu vodičem dochází k situaci, kdy je proud vytlačován na povrch vodiče. To má za následek zhoršení vodivosti. Čím větší je frekvence, tím méně proud do vodiče proniká. Proud teče v závislosti na frekvenci pouze v určité hloubce vodiče, tuto skutečnost nám udává veličina nazvaná hloubka vniku.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} \quad (2.9)$$

Ve vztahu 2.9 udává δ hloubku vniku, ρ měrný odpor vodiče, μ permeabilitu vodiče a f frekvenci střídavého proudu. Jednotka hloubky vniku je m. Střídavý proud proniká do vodiče jenom do hloubky dané vztahem 2.9, takže pro velké proudy na vysokých frekvencích je tento jev třeba eliminovat. To je řešeno splétáním velkého počtu odizolovaných vodičů, kterými proud teče odděleně. Toto řešení však přináší jisté nevýhody, a to zejména snížení využití plochy a vysoké požadavky na přesnost splétání zvyšují cenu vodičů.

2.6.2.4 Jev blízkosti

Tento jev je také známý jako proximity effect, projevuje se u vodičů, kterými protéká střídavý proud. Kolem vodiče, kterým protéká elektrický proud vzniká magnetické pole. Nosiče proudu jednoho vodiče jsou odtlačovány vlivem magnetického pole druhého vodiče. Čím je frekvence proudu vyšší, tím více jsou nosiče odtlačovány. Vlivem této skutečnosti dochází ke zhoršení vodivosti, tento důsledek můžeme částečně eliminovat splétáním vodičů.

2.6.2.5 Ztráty v jádře

Hysterezní ztráty

Jedná se o energii, která je v magnetickém jádře přeměněna na energii tepelnou. Vlivem vnějšího magnetického pole se domény v materiálu natáčejí a třením vznikají ztráty. Při magnetizaci a demagnetizaci jádra se pracovní bod pohybuje po hysterezní

smyčce, můžeme tedy konstatovat, že hysterezní ztráty jsou úměrné ploše hysterezní smyčky. Při větším buzení jádra budou hysterezní ztráty vyšší.

Ztráty vířivými proudy

Vznikají vlivem nenulové elektrické vodivosti magnetického jádra. Vlivem časově proměnného magnetického pole vznikají v magnetickém materiálu vířivé proudy, které se uzavírají do smyčky, čímž vytvářejí magnetický indukční tok působící proti magnetickému indukčnímu toku, který tuto situaci vyvolal. Tímto způsobem vznikají ztráty, které nelze zcela odstranit, lze je však snížit zmenšením buzení jádra a snížením vodivosti magnetického materiálu.

2.6.2.6 Jádra transformátorů

Existuje velké množství materiálů a tvarů jader. Různé materiály se používají v odlišných aplikacích. V případě rezonančních zdrojů pracujících s frekvencí stovek kHz se používají práškové ferity. Sycení jader je obvykle nižší než u trafo plechů a maximální hodnota magnetické indukce se pohybuje okolo 500 mT. Maximální Curieho teplota se pohybuje kolem 250 °C a relativní permeabilita se pohybuje okolo 1500. Jedná se o velmi křehký materiál.

3. VÝBĚR KONTROLÉRU PRO ŘÍZENÍ LLC ZDROJE

Stěžejní částí práce je správná volba řídicího obvodu pro rezonanční zdroj. Na trhu existuje velké množství těchto čipů od různých výrobců. Uvedeme hlavní výrobce a jejich kontroléry s ohledem na vhodnost použití pro účely naší práce.

Tyto řídicí obvody mají celou řadu různých funkcí. I zde uvedeme základní funkce, které jsou pro volbu kontroléru zásadní. Některým z nich se budeme podrobněji věnovat v kapitole 3.3. Při výběru kontroléru byl kladen největší důraz na účinnost a EMC, tedy na to, jak obvod dokáže odolávat vnějším rušivým vlivům, a jak velkou úroveň rušení bude produkovat. S těmito vlastnostmi souvisí několik zásadních funkcí, které byly hlavním kritériem výběru.

3.1 Hlavní kritéria výběru

V této kapitole se budeme věnovat kritériím, která byla pro výběr kontroléru zásadní.

3.1.1 Způsob řízení

Většina kontrolérů má jednoduché frekvenční řízení. Obvod snímá hodnotu proudu a napětí na výstupu a přes zpětnou vazbu tyto informace posílá zpět ke kontroléru. Kontrolér na základě těchto informací upravuje spínací frekvenci, tak aby obvod udržel v nastavených mezích.

Existuje ale také hybridní řízení tzv. Hybrid Hysteretic Control (HHC), které spočívá v generování pomocného trojúhelníkového signálu. Tento signál se sčítá s napětím snímaným na rezonančním kondenzátoru a v komparátoru se porovnává s úrovními, které rozhodují o sepnutí horního nebo dolního tranzistoru. Tyto úrovně jsou nastaveny podle informace ze záporné zpětné vazby. Dále je výstup z tohoto komparátoru přiveden na R vstup klopného obvodu typu RS a na S vstup je přiveden signál kontroly mrtvého času (dead time). Podle výstupu z tohoto klopného obvodu jsou řízeny tranzistory [11]. Tento způsob řízení zvyšuje účinnost a snižuje EMI.

3.1.2 Bezpečný start

V první řadě je třeba říci, že každý výrobce může tuto funkci označovat jinak, např. bezpečný start (safe start), měkký start (soft start) a podobně. Problém s rozběhem systému nastává kvůli nabíjení rezonančních kondenzátorů, které se nabíjí na hodnotu poloviny napájecího napětí (pro půlmůstkové zapojení), na to ale nemusí stačit jeden cyklus. Jako cyklus můžeme definovat dobu, kdy je sepnut jeden z tranzistorů plus mrtvý čas (dead time). Když při neúplném nabití rezonančních kondenzátorů dojde k přepnutí, může nastat nerovnováha v obvodu. Transformátor v tuto chvíli není řízen symetricky a proud cívkou může změnit znaménko během jednoho cyklu, tím dojde k tvrdému spínání a může dojít k výraznému nárůstu proudu a potenciálnímu nebezpečí zničení součástek. Tomuto stavu zabraňuje funkce bezpečného startu. Princip spočívá v prodloužení prvního cyklu a přidání doby nečinnosti po tomto cyklu k ustálení proudu. Různé kontroléry tento problém mohou řešit různě, princip je ale podobný.

3.1.3 Adaptivní mrtvý čas

Někteří výrobci používají jiné označení jako například adaptivní zpoždění. Jak již bylo řečeno mezi vypnutí jednoho tranzistoru a zapnutí druhého tranzistoru musí být vložen čas, kdy jsou oba tranzistory vypnuty tzv. mrtvý čas. Minimální doba je určena dobou vypnutí tranzistoru a závisí na parazitní kapacitě. Tyto parametry jsou uvedeny v dokumentaci k danému tranzistoru. Dobu vypnutí tranzistoru neboli dobu přechodu ze sepnutého stavu do vypnutého označujeme t_T a mrtvý čas t_D . V každém případě musí být splněna podmínka, že t_D je větší než t_T . Pokud tato podmínka není dodržena, může nastat stav, kdy jsou oba tranzistory sepnuté, což je velmi nebezpečná situace a může dojít k poškození součástek. Shora je t_D limitován tak, že nesmí dojít během t_D ke změně polaroty rezonančního proudu. Pokud není dodržena tato podmínka, může dojít k tvrdému spínání, a tím k nárůstu proudu a potencionálnímu zničení součástek. Funkce adaptivního mrtvého času kontroluje a udržuje t_D v tomto rozsahu.

3.1.4 Detekce kapacitního módu

Další velmi důležitou funkcí kontroléru je detekce kapacitního módu. Jedná se o nežádoucí stav obvodu, kdy může docházet k potenciálně nebezpečným dějům. Při kapacitním módu dochází k tvrdému spínání, tím se zvyšují ztráty v obvodu a zároveň dochází k větší produkci rušivých signálů - EMI.

Při induktivním režimu je proud fázově zpožděn oproti napětí, které je přiváděné pomocí tranzistorů. To odpovídá chování obvodu s induktivní reaktancí. Pokud se fázový posun obrátí, tedy pokud bude napětí zpožděno oproti proudu, dojde ke vzniku kapacitního módu. Funkce detekce kapacitního módu spočívá v kontrole fázového posunu mezi proudem a napětím. Při detekci stavu blízkého kapacitnímu módu může obvod provádět opatření pro zamezení tohoto stavu, jako například zvýšení frekvence spínání, nebo naopak vynechání jednoho spínacího cyklu.

3.1.5 Další důležité elektrické vlastnosti a parametry

V této kapitole si shrneme některé další vlastnosti obvodu, které jsou pro výběr důležité. Jsou jimi:

- Maximální frekvence spínání
- Maximální proud dodávaný na bránu tranzistoru (source current)
- Maximální proud odebíraný z brány tranzistoru (sink current)
- Ochrana proti přehřátí
- Ochrana proti vstupnímu přepětí
- Ochrana proti nadměrnému vstupnímu proudu

3.2 Porovnání

Tabulka 1 Srovnání vybraných kontrolérů

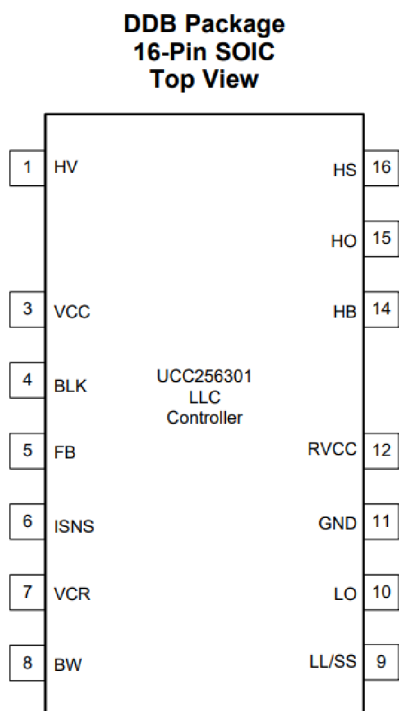
Označení kontroléru	L6699	L6599a	UCC256301
Výrobce	ST Microelectronics	STMicroelectronics	Texas Instruments
Rozsah spínací frekvence	max 300 KHz	max 500 KHz	35 kHz - 1 MHz
Dodávaný proud	0,3 A	0,3 A	0,6 A
Odebíraný proud	0,8 A	0,8 A	1,2 A
Počet vývodů	16	16	14
Funkce adaptivního mrtvého času	ANO	NE	ANO
Funkce bezpečný start	ANO	ANO	ANO
Detekce kapacitního módu	ANO	NE	ANO
Ochrana proti přehřátí	ANO	ANO	ANO
Ochrana proti vstupnímu přepětí	ANO	ANO	ANO
ochrana proti nadměrnému proudu	ANO	ANO	ANO
Cena za kus	50,70 Kč	46,02 Kč	53,82 Kč

Označení kontroléru	UCC256304	ICE2HS01G	NCP1397
Výrobce	Texas Instruments	Infineon Technologies	ON Semiconductor
Rozsah spínací frekvence	35 kHz - 1 MHz	30 kHz - 1 MHz	50 kHz - 500 kHz
Odebíraný proud	0,6 A	1,1 mA	0,5 A
Dodávaný proud	1,2 A	6 mA	1 A
Počet vývodů	14	20	16
Funkce adaptivního mrtvého času	ANO	ANO	NE
Funkce bezpečný start	ANO	ANO	ANO
Detekce kapacitního módu	ANO	NE	NE
Ochrana proti přehřátí	ANO	ANO	ANO
Ochrana proti vstupnímu přepětí	ANO	NE	NE
ochrana proti nadměrnému proudu	ANO	ANO	ANO
Cena za kus	51,48 Kč	58,76 Kč	36,66 Kč

V tabulce 1 jsou uvedeny některé vlastnosti vybraných kontrolérů. Na základě těchto a dalších kritérií byl vybrán čip UCC256301 od firmy Texas Instruments. Tento čip disponuje pro navrhované zapojení všemi požadovanými vlastnostmi. Z důvodu dostatečně velkého dodávaného a odebíraného proudu na bránu tranzistoru není třeba externí budič tranzistorů, tím se zmenšuje množství součástek, a tedy i velikost desky. Některé čipy mají v určitém směru kvalitní parametry, ale jsou například úzce spjaty s určitým zapojením externích součástek a neposkytují uživateli dostatečnou volnost návrhu. Vybraný čip UCC256301 zaručuje dostatečnou volnost a zároveň obsahuje potřebné funkce.

3.3 Popis funkce vybraného kontroléru

V této kapitole budou rozebrány důležité funkce vybraného kontroléru. UCC256301 je kontrolér pro řízení LLC rezonančních zdrojů. Je navržen tak, aby mohl být spárován s kontrolérem pro řízení PFC. Některé funkce tohoto obvodu byly již rozebrány v kapitole Hlavní kritéria výběru (viz výše), z toho důvodu se jim nyní podrobněji věnovat nebudeme. Ze zmíněných funkcí disponuje čip hybridním řízením, detekcí kapacitního módu, funkcí měkkého startu a funkcí adaptivního mrtvého času.



Obr. 16 Rozmístění a názvy pinů UCC256301 - pohled shora, převzato z [11]

3.3.1 Řízení při chodu naprázdno

Vlastností obvodu, kterou je třeba zmínit je tzv. režim burst. Jedná se o způsob řízení při velmi malé zátěži nebo chodu naprázdno. Za těchto podmínek se řízení nedá realizovat klasickým způsobem, protože pro udržení kontroly je třeba alespoň minimální proud tekoucí v rezonančním obvodu. Pokud by nebyl použit režim burst, docházelo by k rapidnímu snížení účinnosti a mohlo by dojít k přehřátí systému. Tento režim funguje tak, že k sepnutí tranzistorů dochází jen jednou za několik period normálního režimu. Navíc je zvýšena frekvence, takže doba, kdy jsou tranzistory sepnuty, je kratší. To způsobí, že rezonančním obvodem poteče menší proud. Můžeme tedy říci, že po postupném sepnutí horního a dolního tranzistoru následuje doba, kdy jsou oba tranzistory rozepnuty. Tím zajistíme, že účinnost nebude rapidně klesat. Během vypnutí obou tranzistorů se energie pro napájení malé zátěže uchovává ve výstupním kondenzátoru.

3.3.2 Ochrana proti přepětí a podpětí

Další důležitá funkce je tzv. UVLO (under voltage lock out) neboli blokování při podpětí. UVLO poskytuje ochranu proti kolísání napětí, i když má funkce v názvu under voltage neboli podpětí, je možné jí obdobně použít i pro ochranu proti přepětí. Z pinu RVCC je napájen interní tranzistorový budič a zároveň kontrolér pro PFC obvod. RVCC

dodává napětí regulované na 12 V. Pokud dojde k poklesu vstupního napětí pod definovanou hodnotu, dojde k poklesu napětí také na pinu RVCC. Na napájecím vstupu PFC kontroléru i na napájecím vstupu interního budiče tranzistorů je nastavena referenční hodnota. Při nižší hodnotě napětí dodávaného z pinu RVCC se PFC kontrolér vypne a budič nebude dodávat spínací pulsy pro tranzistory. Tím je zabráněno částečnému sepnutí tranzistoru a možnému vzniku nerovnováhy v rezonančním obvodu. Při zvýšení napětí na vstupu nad definovanou mez dochází ke zvýšení napětí na pinu RVCC a stejně jako u případu podpětí je nastavena hodnota, při kterém se PFC kontrolér i budič pro řízení tranzistorů vypnou. Tím je zamezeno nadměrnému napětí na bráně tranzistoru.

3.3.3 Napájení

UCC256301 je napájen z pomocného vinutí, které dodává 16 V. To zajišťuje dostatek výkonu pro napájení obvodu. Jelikož je toto napětí dodáváno přímo z transformátoru, tedy velikost napětí určuje poměr závitů, poskytuje nám velikost tohoto napětí také informace o napětí na výstupu. Pro kontrolu napětí na výstupu je toto napětí přiváděno na BW přes odporový dělič.

3.3.4 Interní budič tranzistorů

Interní budič tranzistorů je rozdělen na budič horního a dolního tranzistoru. Jak již bylo zmíněno, budič je napájen z pinu RVCC. Dolní tranzistor je spínán proti zemi, takže spínání je podstatně jednodušší než u horního tranzistoru, který je plovoucí. Budič horního signálu se skládá se tří pinů HB, HO a HS. Pin HO je připojen k bráně tranzistoru a piny HB a HS poskytují kladné a záporné napětí, pin HS slouží k vybíjení parazitních kapacit tranzistoru.

3.3.5 Startovací napětí

Pro dodání energie k napájení kontroléru při startu, kdy potřebuje větší výkon, je použit pin HV. Zároveň při startu systému není na pomocném vinutí žádné napětí, protože PFC obvod a ani rezonanční obvod ještě nezačaly pracovat. Na pin HW je přivedeno dvoucestně usměrněné napětí ze vstupu, tímto způsobem je zajištěn rozběh systému.

3.3.6 Snímání proudu a napětí v rezonančním obvodu

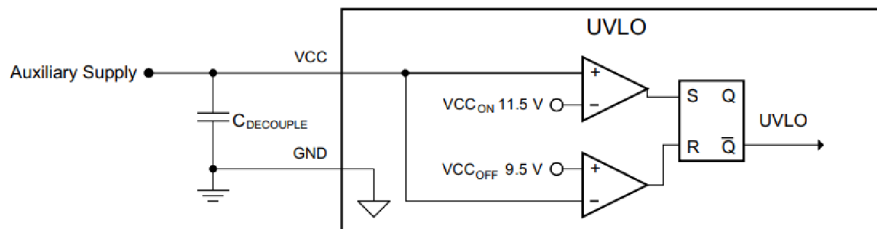
Napětí je snímáno přímo na rezonančním kondenzátoru a přes kapacitní dělič připojeno na pin VCR. Kondenzátory v tomto kapacitním děliči musí být dostatečně napěťově dimenzovány. Proud v rezonančním obvodu je také snímán pomocí napětí na rezonančním kondenzátoru, toto napětí je přes derivační článek dodáváno na pin ISNS. Derivované napětí dává informaci o proudu v rezonančním obvodu. V pinu ISNS jsou také zabudovány ochrany proti nadměrnému proudu.

4. NÁVRH PFC

Před samotný rezonanční obvod musí být ještě zařazena kompenzace účinníku - PFC. V první fázi bylo nutné vybrat kontrolér pro jeho řízení.

4.1 Výběr řídicího obvodu PFC

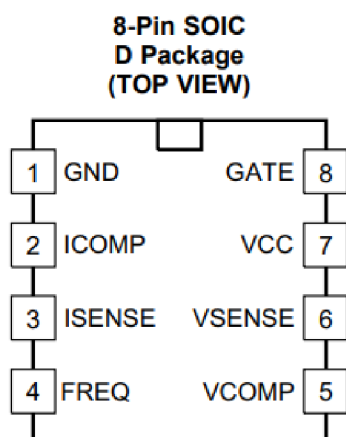
Výběr vhodného kontroléru je opět důležitou částí návrhu aktivního PFC. Bylo požadováno, aby kontrolér mohl pracovat v CCM módu a jednalo se o topologii BOOST. Jak bylo uvedeno v teoretickém rozboru, pro PFC se nejvíce hodí měnič typu BOOST, protože korekce účinníku je možná v celém rozsahu vstupního napětí. Další důležitou vlastností obvodu je podpora UVLO na napájecím vstupu, aby se předešlo částečnému otevírání tranzistorů a byl zajištěn bezpečný chod. Proto byl vybrán čip UCC28180. Tento čip má na VCC vstupu dvě reference pro vypnutí při přepětí nebo podpětí a tyto referenční hladiny korespondují s RVCC výstupem z UCC256301. Konkrétní zapojení je zobrazeno na obrázku č. 15.



Obr. 17 Obvodová realizace UVLO, převzato z [13]

Spínací frekvenci UCC28180 je možné volit mezi hodnotami 18 – 250 kHz. Jedná se o obvod, který je možné použít pro velký rozsah výkonů. Obdobně jako u čipu UCC256301 obsahuje režim Burst pro řízení při malé zátěži a soft start. Soft start spočívá v lineárním nárůstu střídavé spínání, to je řízeno napětím na pinu VCOMP.

Interní budič tranzistorů je napájen z VCC a GND, tudíž má vestavěnou funkci UVLO a nedojde tak k částečnému sepnutí tranzistoru.



Obr. 18 Rozmístění a názvy pinů UCC28180 pohled shora převzato z [13]

$$I_{out} = \frac{P_{OUT}}{U_{OUT}} = \frac{300}{390} = 0,77A \quad (4.1)$$

Pro výpočet maximálního efektivního proudu je třeba uvažovat, že účinnost obvodu není 100 %. Proto byla zvolena přibližná hodnota účinnosti 0,92 a přibližná hodnota PF 0,98.

$$I_{IN_RMS(max)} = \frac{P_{OUT}}{U_{IN(min)} \cdot \eta \cdot PF} = \frac{300}{85 \cdot 0,92 \cdot 0,98} = 3,91A \quad (4.2)$$

Při znalosti tohoto proudu, lze určit maximální špičkový proud a maximální průměrný proud.

$$I_{IN(max)} = \sqrt{2} \cdot I_{IN_RMS(max)} = \sqrt{2} \cdot 3,91 = 5,53A \quad (4.3)$$

$$I_{IN_AVG(max)} = \frac{2 \cdot I_{IN(max)}}{\pi} = \frac{2 \cdot 5,53}{\pi} = 3,52A \quad (4.4)$$

4.3.1 Výpočet silové části

Pro dimenzování můstkového usměrňovače je třeba uvažovat ztráty na každé diodě můstku. Při výpočtu vycházíme z propustného napětí uvedeného v technické dokumentaci konkrétního usměrňovače. Byl zvolen usměrňovač s propustným napětím 1 V.

$$P = 2 \cdot V_F \cdot I_{IN_AVG(max)} = 2 \cdot 1 \cdot 3,52 = 7,04 W \quad (4.5)$$

Se ztrátovým výkonem souvisí nutnost chladit součástku. Zvolený usměrňovač dokáže bez přídavného chladiče uchládit maximálně 8 W, takže zde ještě není třeba externí chladič.

Pro výpočet cívky je třeba nejprve vypočítat proud, který jí prochází. Aby obvod pracoval v CCM módu, volíme rozkmit proudu na cívce 25 %, viz obrázek 10. Zvlnění proudu tedy vypočteme z rovnice (4.6).

$$\Delta I_L = 0,25 \cdot I_{IN(max)} = 0,2 \cdot 5,53 = 1,38 A \quad (4.6)$$

Čím menší bude rozkmit proudu, tím větší bude cívka, což představuje konstrukční problém, ale zároveň dochází k lepšímu PF.

Maximální proud procházející cívkou je pak odvozen podle rovnice (4.7)

$$I_{Lpeak} = \frac{\Delta I_L}{2} + I_{IN(max)} = \frac{1,38}{2} + 5,53 = 6,08 A \quad (4.7)$$

Minimální indukčnost cívky je potom vypočtena podle rovnice (4.8)

$$L_{min} = \frac{U_{OUT} \cdot s \cdot (1-s)}{\Delta I_L \cdot f} = \frac{390 \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{1,38 \cdot 100000} = 706,5 \mu H \quad (4.8)$$

Kde s představuje střidu spínání. Minimální hodnota cívky je vypočítána pro nejhorší případ střidy 0,5.

Minimální napětí za usměrňovačem můžeme určit jako:

$$U_{IN_RECT} = \sqrt{2} \cdot U_{IN_min} = \sqrt{2} \cdot 85 = 120 V \quad (4.9)$$

Akceptovatelné zvlnění napětí zvolíme 5 %, výsledné zvlnění vstupního napětí je poté vypočítáno ze vztahu (4.10).

$$\Delta V_{IN} = U_{IN_RECT} \cdot 0,05 = 120 \cdot 0,05 = 6 V \quad (4.10)$$

Výpočet vyhlazovacího kondenzátoru za vstupním usměrňovačem se vypočte z rovnice (4.11).

$$C_{IN_rect} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta U_{IN}} = \frac{1,38}{8 \cdot 100000 \cdot 6} = 287,5 \text{ nF} \quad (4.11)$$

Dimenzování BOOST diody. Ztráty na diodě vypočteme z rovnice (4.14)

$$P_D = U_F \cdot I_{out} + 0,5 \cdot U_{OUT} \cdot Q_{rr} = 1 \cdot 0,77 + 0,5 \cdot 390 \cdot 16 \cdot 10^{-9} = 0,77 \text{ W} \quad (4.14)$$

Tento výpočet je vztažen ke konkrétní diodě. Q_{rr} vyjadřuje náboj PN přechodu. Výstupní kondenzátor je vypočítán z rovnice (4.15).

$$C_{out(min)} = \frac{2 \cdot P \cdot t_{holdup}}{U_{OUT}^2 - V_{holdup}^2} = \frac{2 \cdot 300 \cdot 0,0213}{390^2 - 300^2} = 205,5 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.15)$$

Hodnoty t_{holdup} a V_{holdup} jsou definovány kontrolérem a vyjadřují minimální výstupní napětí během času t_{holdup} .

4.3.1.1 Dimenzování tranzistoru

Tranzistor má v katalogovém listu uvedenou hodnotu maximálního napětí mezi elektrodami drain a source. Toto napětí je třeba dodržet s dostatečnou rezervou. Maximální napětí, které je přítomno na elektrodách za normálního provozu je U_{out} . Požadované dovolené napětí volíme alespoň o polovinu větší. Dále je v katalogovém listu uveden maximální proud protékající tranzistorem. Zde je třeba dimenzovat na proud $I_{IN_RMS(max)}$. Z důvodu snížení vodivostních ztrát je požadováno, aby tranzistor měl co nejmenší odpor při otevření tzv. $R_{DS(on)}$. A z důvodu spínacích ztrát co nejmenší časy přechodu ze sepnutého stavu do vypnutého a naopak. Pro výpočet vodivostních ztrát byla použita rovnice (4.12). Pro konkrétní tranzistor jsou ztráty následující.

$$P_{cond} = I_{IN_RMS(max)}^2 \cdot R_{DS(on)} = 3,91^2 \cdot 0,26 = 3,97 \text{ W} \quad (4.12)$$

Spínací ztráty jsou vypočteny ze vztahu (4.13).

$$P_{SW} = f \cdot [0,5 \cdot U_{DS} \cdot I_{IN_RMS(max)} \cdot (t_R + t_F) + 0,5 \cdot C_{oss} \cdot U_{DS}^2] = \quad (4.13)$$

$$= 100000 \cdot [0,5 \cdot 390 \cdot 3,91 \cdot (25 \cdot 10^{-9} + 8,5 \cdot 10^{-9}) + 0,5 \cdot 26 \cdot 10^{-12} \cdot 390^2]$$

$$= 2,75 \text{ W}$$

4.3.2 Výpočet zapojení pro řídicí část obvodu

Pro nastavení spínací frekvence slouží pin $FREQ$, mezi tímto pinem a zemí je připojen rezistor R_{FREQ} . Pro spínací frekvenci 100 kHz byla vypočítána hodnota rezistoru z následujícího vztahu (4.16).

$$R_{FREQ} = \frac{f_{TYP} \cdot R_{TYP} \cdot R_{INT}}{f_{SW} \cdot R_{INT} + R_{TYP} \cdot f_{SW} + R_{TYP} \cdot f_{TYP}} = \quad (4.16)$$

$$= \frac{65 \cdot 10^3 \cdot 32,7 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^3 + 32,7 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3 + 32,7 \cdot 10^3 \cdot 65 \cdot 10^3} = 21,01 \text{ k}\Omega$$

Kde R_{TYP} , R_{INT} a f_{TYP} jsou definované konstanty, které je možné nalézt v dokumentaci k čipu.

Pro výpočet rezistoru pro snímání proudu, připojeného na pin $ISENSE$, byla použita rovnice (4.17). Tento pin slouží jako ochrana proti nadměrnému proudu.

$$R_{SENSE} = \frac{U_{SOC(min)}}{I_{Lpeak} \cdot 1,1} = \frac{0,259}{6,08 \cdot 1,1} = \mathbf{0,038 \Omega} \quad (4.17)$$

Tímto rezistorem tečou relativně velké proudy, je třeba jej vhodně dimenzovat.

Výpočet děliče pro snímání výstupního napětí. Horní hodnota odporu je nastavena na hodnotu $1M\Omega$. Poté je spočítán dolní odpor z rovnice (4.18)

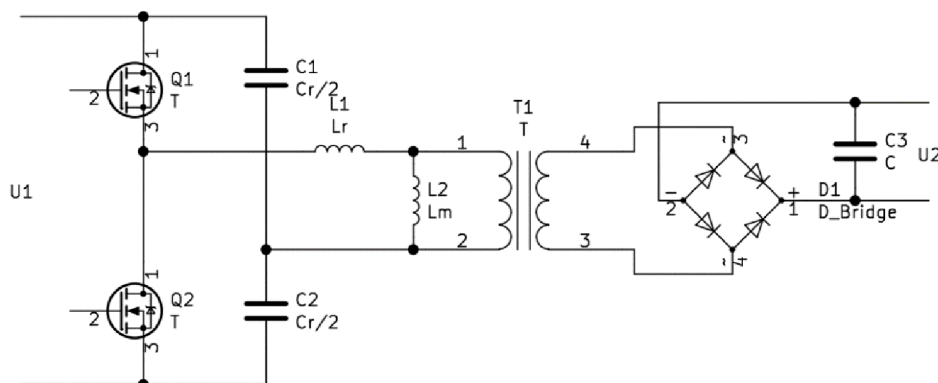
$$R_{FB2} = \frac{U_{ref} \cdot R_{FB1}}{U_{out} - U_{ref}} = \frac{5 \cdot 10^6}{390 - 5} = \mathbf{12,99 k\Omega} \quad (4.18)$$

5. NÁVRH LLC REZONANČNÍHO ZDROJE

Základem LLC zdroje napětí je sériový rezonanční obvod. Ten musí být vhodně nastaven.

5.1 Parametry zdroje

Samotný rezonanční obvod se skládá z rezonančního kondenzátoru a cívky. V tomto případě je rezonanční kondenzátor rozdělen na dva z důvodu lepších vlastností při nižších zátěžích, zároveň jsou na tyto kondenzátory kladeny nižší nároky. Toto zapojení představuje půlmůstkové zapojení spínacích tranzistorů. Rezonanční indukčnost L_r je tvořena rozptylovou indukčností transformátoru, která vzniká nedokonalou vazbou primárního a sekundárního obvodu.



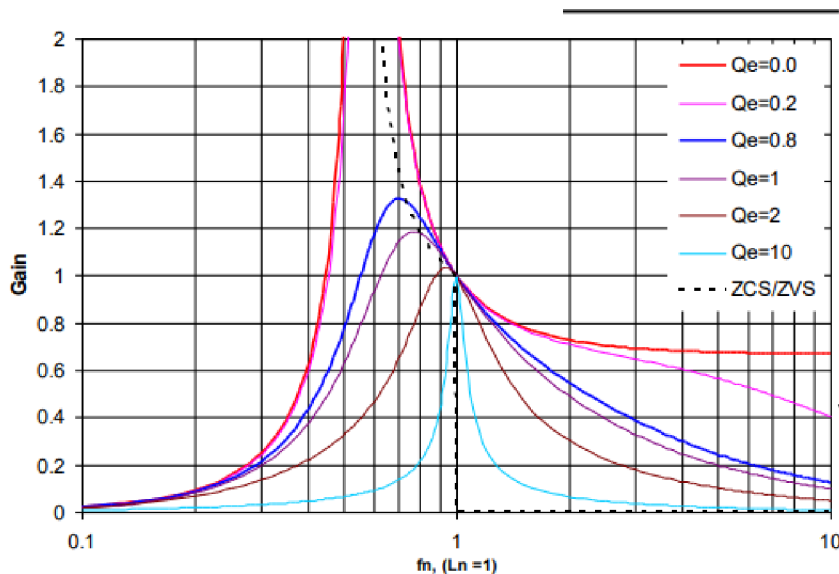
Obr. 198 Zjednodušené schéma LLC rezonančního zdroje

Parametry zdroje:

$U_{IN} = 390 \text{ V}$	Vstupní napětí z PFC
$U_{OUT} = 100 \text{ V}$	Výstupní napětí - dvakrát 100 V
$f = 100 \text{ kHz}$	Spínací frekvence
$P_{OUT} = 250 \text{ W}$	Výstupní výkon
$U_{IN(MAX)} = 410 \text{ V}$	Maximální vstupní napětí
$U_{IN(MIN)} = 340 \text{ V}$	Minimální vstupní napětí
$I_{OUT(max)} = 2,5 \text{ A}$	Maximální výstupní proud v jedné větvi

5.2 Výpočet rezonančního obvodu

V první řadě je třeba zvolit činitel jakosti obvodu. Ten určuje kvalitu obvodu neboli tzv. ostrost rezonance. Čím je činitel jakosti větší, tím je rezonance ostřejší. Můžeme tedy říci, že při zvyšování činitele jakosti klesá rezonanční šířka pásma. Ta je definována pro pokles o 3 dB od maxima. Vzhledem k vlastnostem reálných součástek a jejich nepřesnostem nelze rezonanční frekvenci stanovit zcela přesně. Proto je vhodné činitel jakosti volit nižší.



Obr. 20 Závislost zesílení rezonančního obvodu na normalizované frekvenci, převzato z [16]

Na obrázku f_n vyjadřuje normalizovanou frekvenci, tedy poměr mezi spínací frekvencí a rezonanční frekvencí - $f_n = \frac{f_s}{f_r}$ a Gain značí zesílení rezonančního obvodu. Jednotkový zisk nastává při situaci, kdy napětí na rezonanční cívce je ve fázi s napětím na rezonančním kondenzátoru. Křivka označená jako ZCS/ZVS značí hranici mezi kapacitním a induktivním režimem. Pokud je spínací frekvence rovna frekvenci rezonanční, systém je na rozhraní kapacitního a induktivního režimu. Je tedy nutné volit spínací frekvenci vyšší než frekvenci rezonanční, aby byl systém udržen v induktivním režimu. Je patrné, že pro rezonanční zdroj je lepší volit nižší činitel jakosti. V této práci byl zvolen činitel jakosti $Q_e = 0,15$. Pro výpočet rezonančního kondenzátoru a rezonanční cívky je třeba nejprve určit ekvivalentní odpor zátěže.

$$R_e = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{8 \cdot 1,95^2}{\pi^2} \cdot \frac{100}{2,5} = 123,29 \Omega \quad (5.1)$$

Když známe ekvivalentní odpor zátěže, můžeme spočítat rezonanční kondenzátor podle vztahu (5.2) a rezonanční cívku podle vztahu (5.3).

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Q_e \cdot f \cdot R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,15 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 123,29} = 86,06 \text{ nF} \quad (5.2)$$

$$L_r = C_r \cdot Q_e^2 \cdot R_e^2 = 86,06 \cdot 10^{-9} \cdot 0,15^2 \cdot 123,29^2 = 29,43 \mu\text{H} \quad (5.3)$$

Hodnota kapacity C_r je spočítána pro jeden kondenzátor, v návrhu je kondenzátor rozdělen na dva, tedy kapacitu jednoduše podělíme dvěma. Použití dvou rezonančních kondenzátorů místo jednoho zmenšuje požadavky na součástky a zároveň zapojení disponuje lepšími vlastnostmi při nízké zátěži. Jelikož skrz kondenzátor teče celý proud v rezonančním tanku je třeba, aby kondenzátor měl co nejmenší ESR.

Je nutné počítat s výrobními odchylkami transformátoru, tyto odchylky budou mít velký vliv na vypočtené vlastnosti. Rozptylová indukčnost transformátoru představuje rezonanční indukčnost. S tím souvisí i činitel jakosti a velikost rezonančního kondenzátoru. Po změření parametrů reálného transformátoru je třeba přepočítat některé vypočtené hodnoty rezonančního obvodu.

5.2.1 Dimenzování tranzistorů

Pro dimenzování tranzistorů je třeba nejprve určit proudy tekoucí přes každý z nich. Aby toto bylo možné určit, je nutné vypočítat celkový proud tekoucí v rezonančním obvodu. Ekvivalentní proud zátěže přepočtený na primární stranu je vypočítán ze vztahu (5.4).

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{OUT(max)}}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{2,5}{1,95} = 1,42 \text{ A} \quad (5.4)$$

Maximální magnetizační proud na primární straně lze vypočítat ze vztahu (5.5). Pro výpočet maximálního proudu použijeme nejnižší spínací frekvenci, která je stanovena vlastnostmi čipu na 53 kHz. Pro výpočet je nutné zvolit magnetizační indukčnost. Zvyšováním indukčnosti snížíme magnetizační proud a snížíme vypínací ztráty. Maximální magnetická indukčnost byla vypočítána v kapitole (5.3) návrh transformátoru a je rovna 4,82 mH. V našem případě byla zvolena indukčnost 1 mH.

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{n \cdot U_{OUT}}{\omega \cdot L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1,95 \cdot 100}{2 \cdot \pi \cdot 53 \cdot 10^3 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}} = 0,527 \text{ A} \quad (5.5)$$

Celkový proud rezonančním tankem je potom vypočítán ze vztahu (5.6).

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} = \sqrt{0,527^2 + 1,42^2} = 1,514 \text{ A} \quad (5.6)$$

Tranzistor je třeba dostatečně dimenzovat, aby nedošlo k jeho poškození. Maximální napětí mezi drain a source tranzistoru je dáno maximálním vstupním napětím. Pro bezproblémový provoz je dobré volit dovolené napětí tranzistoru alespoň o polovinu vyšší. Výkonové dimenzování tranzistoru se počítá obdobně jako v případě PFC. Pro vodivostní ztráty byl použit vzorec (4.12) a pro spínací ztráty vzorec (4.13). Je třeba si uvědomit, že pro každý tranzistor budou vznikat jiné výkonové ztráty. Dolním tranzistorem neboli tranzistorem Q2 na obrázku č.18 protéká rezonanční proud, zatímco horním tranzistorem označeným Q1 protéká pouze magnetizační proud. Po dosazení dostáváme pro horní tranzistor:

$$P_{cond} = I_m^2 \cdot R_{DS(on)} = 0,527^2 \cdot 0,23 = 0,064 \text{ W}$$

$$P_{sw} = f \cdot [0,5 \cdot U_{DS} \cdot I_m \cdot (t_R + t_F) + 0,5 \cdot C_{oss} \cdot U_{DS}^2] =$$

$$100 \cdot 10^3 \cdot [0,5 \cdot 390 \cdot 0,527 \cdot (33,5 \cdot 10^{-9}) + 0,5 \cdot 26 \cdot 10^{-12} \cdot 390^2] = 0,541 \text{ W}$$

Ztráty pro dolní tranzistor jsou

$$P_{cond} = 1,514^2 \cdot 0,23 = 0,86 \text{ W}$$

$$P_{sw} = 100 \cdot 10^3 \cdot [0,5 \cdot 390 \cdot 1,93 \cdot (33,5 \cdot 10^{-9}) + 0,5 \cdot 26 \cdot 10^{-12} \cdot 390^2] = 1,186 \text{ W}$$

5.3 Návrh transformátoru

Velmi důležitou částí práce je návrh transformátoru, který musí být navržen s dostatečnou rezervou, aby nemohlo dojít k jeho poškození nebo poškození celého obvodu. V první řadě je třeba stanovit poměr závitů transformátoru. Ten můžeme vypočítat jako poměr vstupního napětí ku výstupnímu.

$$n = \frac{U_{IN}/2}{2 \cdot U_{OUT}} = \frac{195}{2 \cdot 100} = 0,975 \quad (5.7)$$

Ve vztahu (5.7) je U_{IN} napětí na primární straně transformátoru a U_{OUT} požadované napětí na sekundární straně obvodu. V tomto vztahu je možné zanedbat úbytky na usměrňovacích diodách na sekundární straně, protože vzhledem k tomu, že počet závitů je celé číslo, tak zcela přesný poměr není možný. Je však dobré mít úbytek na usměrňovacích diodách na paměti a raději zvolit takový poměr, který bude mít za následek napětí mírně vyšší než nižší.

Konkrétní počet závitů můžeme vypočítat ze znalosti vlastností zvoleného feritového jádra. Bylo zvoleno jádro ETD39, jehož saturační magnetická indukce B je 320 mT. Pro výpočet byla zvolena dostatečná rezerva sycení jádra a bylo počítáno s magnetickou indukci 180 mT. Nižší buzení jádra také snižuje hysterezní ztráty v jádře. Pro výpočet maximálního indukčního toku je nutné znát efektivní průřez jádra, který je možné vyčíst z dokumentace. Pro jádro ETD39 je efektivní průřez jádra 125 mm². Maximální indukční tok v jádře lze potom vypočítat z rovnice (5.8).

$$\Phi_{MAX} = B \cdot S_e = 180 \cdot 10^{-3} \cdot 1,25 \cdot 10^{-4} = 2,25 \cdot 10^{-5} \text{ Wb} \quad (5.8)$$

Magnetický indukční tok lze také vypočítat z rovnice (5.9), kde v čitateli je integrál vstupního napětí podle času a ve jmenovateli počet závitů na primární straně. Po úpravě tohoto výrazu můžeme spočítat počet závitů ze vztahu (5.10).

$$\Phi_{MAX} = \frac{\int u_1(t) dt}{N_1} \quad (5.9)$$

Ze znalosti průběhu napětí na transformátorovém vinutí, můžeme spočítat integrál v čitateli. Průběh napětí na vinutí transformátoru má obdélníkový tvar a velikost napětí je rovna polovině napájecího napětí, jelikož rezonanční kondenzátory představují kapacitní dělič napětí. Doba trvání kladného nebo záporného pulsu je při $t_D=100$ ns rovna 4,9 μ s, kde t_D je minimální mrtvý čas. Tedy výsledek integrálu bude součin velikosti a trvání pulsu. Po dosazení do rovnice (5.10) dostáváme:

$$N_1 = \frac{\int u_1(t) dt}{\Phi_{MAX}} \quad (5.10)$$

$$N_1 = \frac{\int u_1(t) dt}{\Phi_{MAX}} = \frac{195 \cdot 4,9 \cdot 10^{-6}}{2,25 \cdot 10^{-5}} = 42,47$$

Minimální počet závitů na primární straně je tedy 43 závitů. Ze znalosti poměru závitů lze vypočítat počet závitů na sekundární straně. Na sekundární straně jsou požadovány dvě větve, jedna pro kladné a jedna pro záporné napětí 100 V, to znamená, že transformátor musí mít dělené vinutí na polovinu. Proto je třeba, aby výsledný počet závitů na sekundární straně byl dělitelný dvěma beze zbytku. Toho lze dosáhnout volbou 46 závitů na primární straně.

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{46}{0,975} = 48 \quad (5.11)$$

Jak bylo uvedeno v kapitole napájení, řídicí čip je třeba napájet z pomocného vinutí, které bude umístěno na primární straně transformátoru. Obdobně jako při určování počtu závitů na sekundární straně určíme počet závitů v pomocném vinutí. Čip vyžaduje nominální hodnotu napětí 15 V. Ze znalosti tohoto napětí opět stanovíme poměr závitů a následně stanovíme počet závitů. Počet závitů přídavného vinutí je 4, což představuje za normální chodu 16,95 V, čip snese maximálně 30 V.

Dále je třeba spočítat maximální magnetizační indukčnost. Pro její výpočet je nutné nejprve stanovit minimální magnetizační proud.

$$I_{m(min)} = \frac{U_{IN}/2}{t_D} \cdot 2 \cdot C_{oss} = \frac{195}{100 \cdot 10^{-9}} \cdot 2 \cdot 26 \cdot 10^{-12} = 0,101 \text{ A} \quad (5.12)$$

Kde t_D je volen jako 1 % periody spínání, což je minimální požadovaný mrtvý čas. Za chodu zdroje je mrtvý čas proměnný a je řízen pomocí funkce adaptivního mrtvého času. C_{oss} je výstupní kapacita spínacího tranzistoru, kterou můžeme najít v dokumentaci. Maximální magnetizační indukčnost poté určíme pomocí vztahu (5.13).

$$L_{m(max)} = \frac{U_{IN} \cdot 0,5}{I_{m(min)} \cdot 2 \cdot f} = \frac{390 \cdot 0,5}{0,101 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 9,64 \text{ mH} \quad (5.13)$$

Primárním vinutím teče rezonanční proud, který byl vypočítán v předešlé kapitole $I_r=1,514A$. Je třeba počítat se špičkovým proudem na primární i sekundární straně. Špičkový proud na primární straně transformátoru vypočteme podle rovnice (5.14)

$$I_{ppk} = I_r \cdot \frac{\pi}{2} = 1,514 \cdot \frac{\pi}{2} = 2,38A \quad (5.14)$$

Špičkový proud na sekundární straně vypočteme ze vztahu (5.15)

$$I_{OUTpk} = I_{OUT} \cdot \frac{\pi}{2} = 2,5 \cdot \frac{\pi}{2} = 3,92A \quad (5.15)$$

Průměr vodiče byl vypočítán ze vztahu (5.6), kde J představuje proudovou hustotu, kterou je třeba zvolit. Pro transformátorová lanka eliminující povrchový jev s pasivním vzduchovým chlazením je vhodné volit proudovou hustotu nepřesahující $J=4 A/mm^2$. Výsledný minimální průřez vodiče pro primární vinutí vypočteme ze vztahu (5.14).

$$S1 = \frac{I_{ppk}}{J} = \frac{2,38}{4} = 0,594 mm^2 \quad (5.16)$$

Minimální průřez vodiče na sekundární straně je:

$$S2 = \frac{I_{OUTpk}}{J} = \frac{3,92}{4} = 0,982 mm^2 \quad (5.17)$$

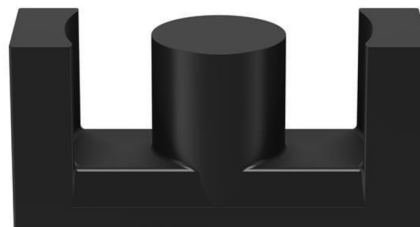
5.4 Výroba transformátoru

Po teoretickém návrhu transformátoru bylo možné přejít k jeho fyzické výrobě. Transformátor musí splňovat v mnoha případech protichůdné požadavky. Je proto třeba nalézt vhodný kompromis. Je požadována poměrně velká rozptylová indukčnost. Jak již bylo míněno v teoretickém úvodu, rozptylová indukčnost přináší některé nežádoucí vlastnosti a je obtížné ji předem stanovit. Je proto nutné po navinutí transformátoru rozptylovou indukčnost změřit a přepočítat a ověřit vlastnosti rezonančního obvodu. Pro vinutí byla použita transformátorová lanka splňující minimální požadavek na efektivní průřez vodiče.

Bylo zvoleno jádro ETD39, k tomuto jádru jsou dodávány kostry, na které se vinou obě cívky. Tato kostra je zobrazena na obrázku č. 22. Do této kostry se následně nasune magnetické jádro. Tento způsob ulehčuje vinutí transformátoru a zároveň umožňuje výměnu jádra u navinutého transformátoru. Jádro ETD39 se skládá ze dvou částí tvaru E, jádro můžeme vidět na obrázku č. 21. Je dodáváno ve třech různých materiálech, jenom některé materiály jsou vyráběny se vzduchovou mezerou. Byl zvolen materiál N87. Vzduchová mezera je vytvořena zkrácením střední části magnetického obvodu, tím na sebe jednotlivé díly nedoléhají a vytvoří ve středu vzduchovou mezeru.



Obr. 22 kostra pro jádro ETD39

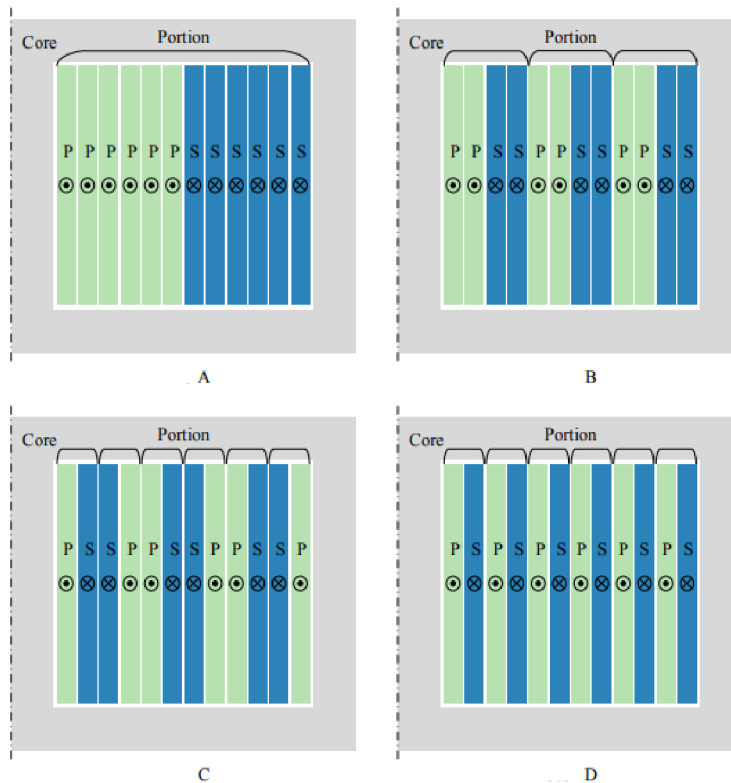


Obr. 21 feritové jádro ETD39

Při vinutí cívek je třeba pro správnou funkci transformátoru dodržet některé zásady. Vinutí by mělo být rozmístěno po celé délce cívky rovnoměrně, pokud to není splněno

z důvodu neodpovídajícího průměru vodiče vzhledem k počtu závitů, můžeme buď zvětšit průměr, nebo vinout cívku více vodiči paralelně. Toto pravidlo platí pro primární i sekundární vinutí.

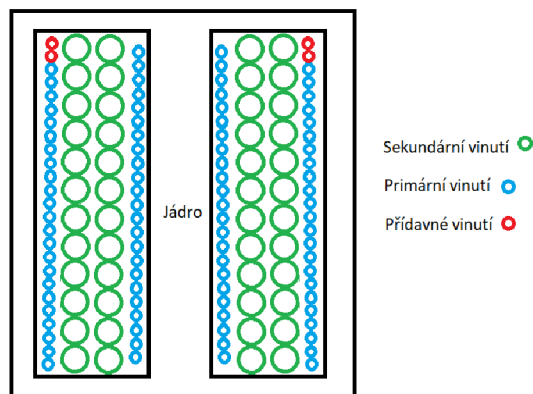
Existují různé druhy prokládání vinutí, na obrázku č. 23 jsou zobrazeny některé základní typy prokládání.



Obr. 23 Používané druhy prokládání vinutí, převzato z [17]

Tyto typy prokládání vykazují různé vlastnosti. Typ A na obrázku č.23 znázorňuje neprokládané vinutí, nejprve jsou navinuty všechny vrstvy sekundárního vinutí a následně všechny vrstvy primárního vinutí. Tato varianta vykazuje nejvyšší rozptylovou indukčnost, ale také nejvyšší ztráty způsobené výraznějším vlivem jevu blízkosti. Vzhledem k energii unikající z jádra má tato varianta nejhorší vliv na EMI a také má nejhorší účinnost.

Pro výrobu transformátoru byla zvolena varianta C, to znamená, že sekundární vinutí je navenek překryto vinutím primárním. Tato varianta nezajišťuje tak velkou rozptylovou indukčnost, ale ostatní zmíněné vlastnosti jsou výrazně lepší než u varianty A. Pro navržený transformátor, který má na primárním vinutí 46 závitů a na sekundárním 24 závitů dělených v půlce, vznikly dvě vrstvy primárního a dvě vrstvy sekundárního vinutí a k horní vrstvě primárního vinutí byly přidány dva závity pomocného vinutí pro napájení čipu. Styl vinutí je znázorněn na obrázku č. 24.



Obr. 24 Styl vinutí vyrobeného transformátoru

Vývody jednotlivých vinutí jsou prostorově odděleny. Na jedné straně transformátoru jsou umístěny vývody primárního a přídatného vinutí a na straně druhé jsou umístěny vývody sekundárního vinutí. Sekundární vinutí je rozdělené v půlce z důvodu kladné a záporné větve 100 V.

Vývod primárního vinutí, který je připojený na elektrodu S horního tranzistoru a na elektrodu D dolního tranzistoru v rezonančním obvodu, je umístěn nejbližší k jádru. Jedná se o vývod s nejvyšším rozkmitem signálu. Toto umístění snižuje emise nežádoucích signálů.

5.4.1 Měření transformátoru

Tabulka 2 Výsledky měření indukčností transformátoru

Vzduchová mezera [mm]	Indukčnost primárního vinutí [μH]	Indukčnost sekundárního vinutí [μH]	Rozptylová indukčnost [μH]
0.4	857.3	232.8	10.208
0.2	1437.3	391.1	10.721
Bez mezery	6123,0	1599.2	10.360

Do rezonančního zdroje bylo zvoleno jádro se vzduchovou mezerou 0,2 mm. Tato velikost vzduchové mezery zajišťuje optimální magnetickou indukčnost. Příliš malá magnetizační indukčnost znamená vyšší magnetizační proud, tím se zvýší ztráty na spínacích tranzistorech. Jádro bez mezery nesplňuje požadavek na maximální velikost magnetizační indukčnosti stanovený v návrhu transformátoru.

5.5 Přepočítání rezonančního obvodu podle fyzických parametrů trať

Vzhledem k odlišnosti parametrů od teoretických výpočtů je nutné přepočítat některé parametry rezonančního obvodu. Jedná se především o změnu rozptylové indukčnosti, která je menší než předpokládaná. Proto je třeba přepočítat velikost rezonančních kondenzátorů. To můžeme udělat ze znalosti Thomsonova vztahu – rovnice (2.2).

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot f_r^2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 10,721 \cdot 10^{-6} \cdot 100000^2} = 236,3 \text{ nF}$$

Tato změna zapříčiní změnu činitele jakosti rezonančního obvodu. Ten můžeme vypočítat ze vztahu (5.18).

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e} = \frac{\sqrt{\frac{10,721 \cdot 10^{-6}}{236,3 \cdot 10^{-9}}}}{123,29} = 0,055 \quad (5.18)$$

V tomto vztahu je L_r a C_r rezonanční cívka a kondenzátor a R_e je ekvivalentní odpor zátěže.

Magnetizační indukčnost byla volena 1mH, reálná velikost magnetizační indukčnosti je 1437,3 μ H. Jelikož došlo ke zvýšení magnetizační indukčnosti, sníží se magnetizační proud vypočítaný podle vztahu (5.5) na hodnotu 0,361 A. Tím se změní také celkový proud v rezonančním tanku vypočítaný ze vztahu (5.6) na hodnotu 1,465 A. Snížení proudu sníží také spínací a vodivostní ztráty ve spínacích tranzistorech.

5.6 Návrh zapojení pro řídicí část obvodu

5.6.1 Dělič napětí pro pin BLK

Na pin BLK je přiváděno vstupní napětí LLC přes odporový dělič. Na tomto pinu jsou 4 referenční úrovně, které určují start systému ($U_{BLKstart}$), stop systému při nízké úrovni ($U_{BLKstop}$), stop systému při vysoké úrovni ($U_{BLKrise}$) a restart systému ($U_{BLKfall}$). Hodnoty těchto úrovní jsou typicky $U_{BLKstart}=3,05$ V, $U_{BLKstop}=0,87$ V, $U_{BLKrise}=4,03$ V a $U_{BLKfall}=3,76$ V. Pro výpočet odporového děliče je třeba zvolit startovací napětí před děličem, to bylo zvoleno následovně: $U_{start}=340$ V. Vzhledem k výkonu odebíraném z pinu BLK je horní rezistor děliče vhodné nastavit na hodnotu $R_{BWup}=15,21$ M Ω . Dolní rezistor poté vypočteme z klasického vztahu pro dělič napětí (5.17).

$$R_{BLKlow} = \frac{U_{BLKstart}}{U_{start} - U_{BLKstart}} \cdot R_{BLKup} = \frac{3,05}{340 - 3,05} \cdot 15,21 \cdot 10^6 = 137,68 k\Omega \quad (5.17)$$

Z důvodu velkého vstupního napětí byl horní rezistor rozdělen na tři. Tím rozdělíme úbytek napětí na třetiny, na dané rezistory tak nejsou kladeny tak velké nároky. Konkrétní hodnoty součástek jsou zvoleny takto, třikrát rezistor 5,1 M Ω v sérii pro horní rezistor a dva rezistory 270 k Ω paralelně pro dolní rezistor.

5.6.2 Dělič napětí pro pin BW

Obdobně jako dělič pro pin BLK je zvolen i dělič, ze kterého je odebíráno napětí na pin BW. Tento pin poskytuje informace o výstupním napětí, protože napětí na přídavném napájecím vinutí je pevně spjato s výstupním napětím skrze transformátor. Při nominálním výstupním napětí 100 V je napětí na napájecím vinutí 16,6 V. Na tomto pinu je opět napěťová reference jako ochrana proti nadměrnému napětí na výstupu, tato reference je nastavena na 4 V, což představuje 115 %, čili pro nominální napětí 100 V je na tomto pinu 3,48 V. Dolní rezistor R_{BWlow} je podle dokumentace vhodné volit 10 k Ω . Horní rezistor poté vypočteme ze vztahu pro dělič napětí.

$$R_{BWup} = \frac{16,6}{3,48} \cdot 10000 - 10000 = 37,7 k\Omega$$

5.6.3 Derivační člunek na pinu ISNS

Dále je třeba vypočítat derivační člunek, který je připojen na pin ISNS. Tento člunek poskytuje informace o proudu v rezonančním obvodu. Na tomto pinu je řešena ochrana proti nadměrnému proudu. Jsou zde tři reference 0,6 V, 0,8 V a 4 V. Reference 0,6 V představuje první stupeň ochrany a je nastavena na 50% z nominální hodnoty. Pro

výpočet hodnot tedy použijeme 0,4V. Nejprve vypočteme poměr snímaného a skutečného proudu ze vztahu (5.18).

$$k_{ISNS} = \frac{U_{ISNSfullload}}{\frac{P_{OUT}}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{INnom}}} = \frac{0,4}{\frac{250}{0,92} \cdot \frac{1}{390}} = 0,574 \Omega \quad (5.18)$$

V tomto vztahu je třeba počítat s tím, že zdroj nemá 100 % účinnost, proto byla zvolena předpokládaná účinnost 92 %. Dále byl zvolen kondenzátor $C_{ISNS}=150$ pF. Rezistor tvořící spolu s kondenzátorem derivační článek byl vypočítán ze vztahu (5.19).

$$R_{ISNS} = \frac{k_{ISNS} \cdot C_T}{C_{ISNS}} = \frac{0,574 \cdot 86 \cdot 10^{-9}}{150 \cdot 10^{-12}} = 329,09 \Omega \quad (5.19)$$

5.6.4 Kapacitní dělič pro snímání napětí v rezonančním

obvodu

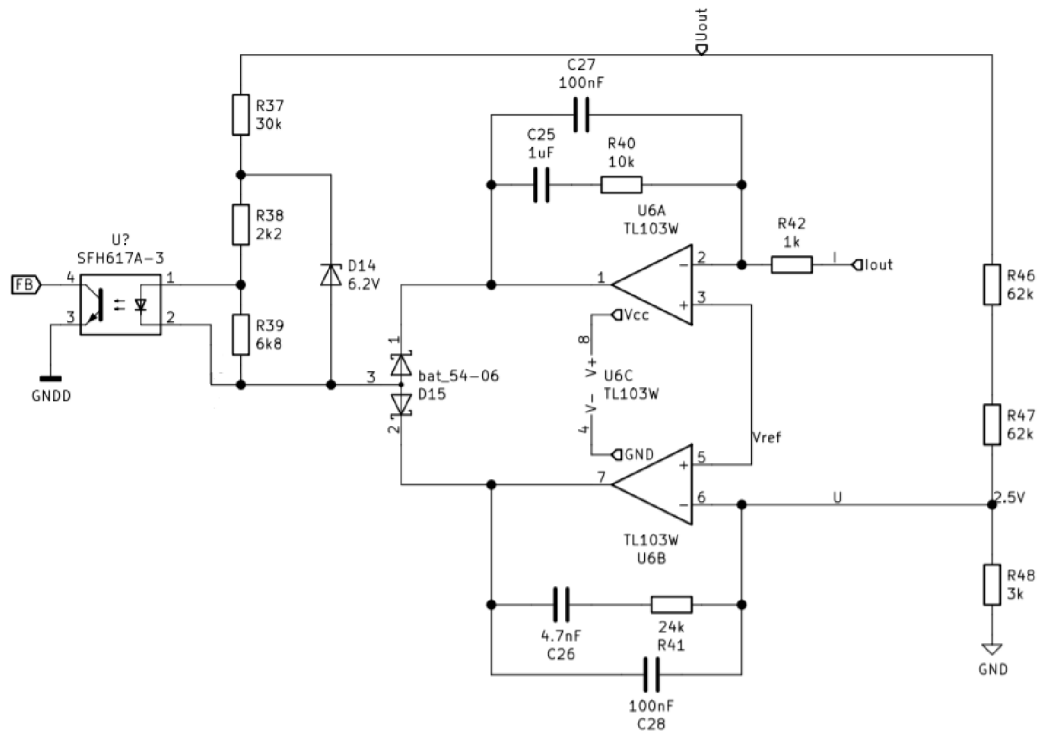
Dělič napětí je připojen na pin VCR. Napětí z pinu VCR je použito pro řízení celého zdroje. Toto napětí souvisí s hybridním řízením, sčítá se s rampovým signálem generovaným interními zdroji a mění střihu spínání. Tento kapacitní dělič musí splňovat dvě podmínky, a to $U_{COMP} < 6$ a $k_{VCRramp}$ je v rozsahu 0.1 – 0.6. V_{COMP} se vypočte ze vztahu (5.20) a $k_{VCRramp}$ ze vztahu (5.21).

$$U_{COMP} = \frac{C_1}{C_1+C_2} \cdot \frac{1}{C_r} \cdot I_{IN} \cdot T + I_{COMP} \cdot \frac{1}{C_1+C_2} \cdot \frac{T}{2} \quad (5.20)$$

$$k_{VCRramp} = \frac{I_{COMP} \cdot \frac{1}{C_1+C_2} \cdot \frac{T}{2}}{\frac{C_1}{C_1+C_2} \cdot \frac{1}{C_r} \cdot I_{IN} \cdot T + I_{COMP} \cdot \frac{1}{C_1+C_2} \cdot \frac{T}{2}} \quad (5.21)$$

V těchto rovnicích je I_{COMP} proud dodávaný interními proudovými zdroji a T je spínací perioda. Pro tento zdroj byly zvoleny hodnoty $C_1 = 150$ pF a $C_2 = 6,8$ nF.

5.6.5 Zpětná vazba

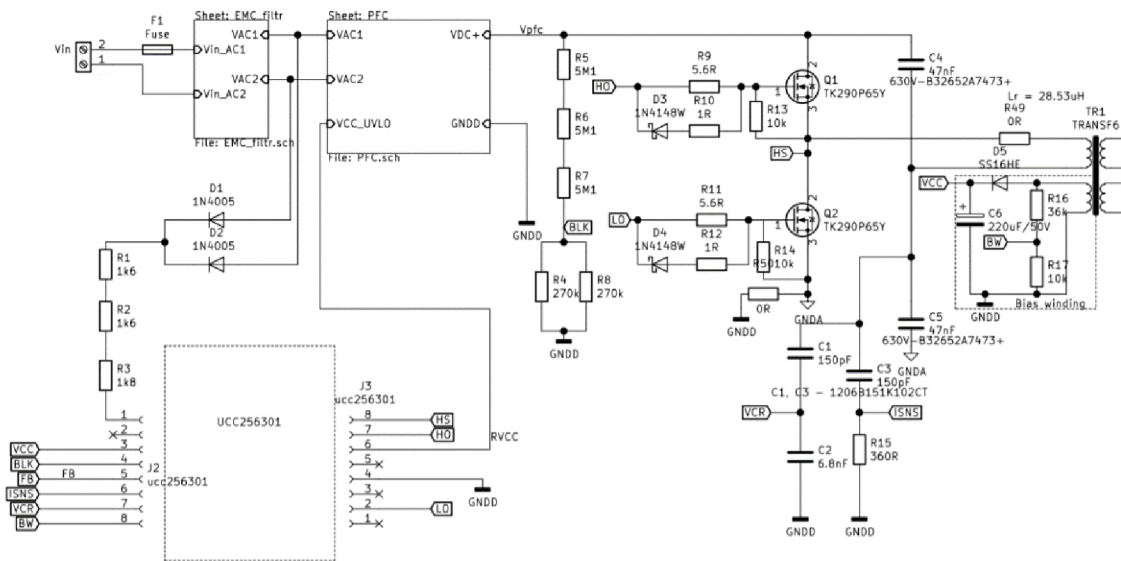


Obr. 19 Zapojení zpětné vazby

Na sekundární straně transformátoru je kontrolován proud a napětí. Proud je snímán pomocí snímacího rezistoru $0,025\Omega$ na kterém vzniká úbytek napětí, který je zpracován pomocí obvodu TSC-103 s nastavitelným zesílením. Toto zesílení je zvoleno tak, aby při maximálním proudu bylo výstupní napětí rovno přibližně $2,5V$. Je nastavena mírná rezerva. Informaci o napětí nám dává napěťový dělič na sekundární straně, který je přímo spojen se záporným vstupem operačního zesilovače. Tyto informace jsou porovnávány s referenční úrovní napětí $2,5V$, na obrázku č. 19 označeno jako V_{ref} . Na záporný vstup operačních zesilovačů je přiváděna hodnota proudu a napětí. Při překročení referenční úrovně dojde k úplnému otevření diody D15, to vede k rozsvícení diody v optočlenu, čímž se otevře tranzistor na primární straně obvodu. Otevření tranzistoru zapříčiní spojení pinu FB se zemí. Za normálních okolností je na tomto pinu $6,2V$ dodávaných pomocí Zenerovy diody z pinu RVCC, viz obrázek č.26. Po otevření tranzistoru v optočlenu bude na pinu FB nulové napětí a řídicí obvod tak pozná, že došlo k přepětí na sekundární straně a přeruší spínání.

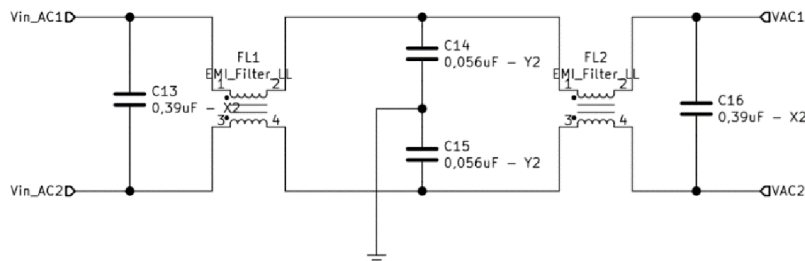
Déle zpětná vazba slouží k řízení Burst režimu a měkkého startu, vlivem změny napětí na sekundární straně dochází k částečnému otevírání a zavírání diody D15. Tím se mění proud tekoucí diodou optočlenu a tranzistor na primární straně mění odpor přechodu, což způsobí změnu proudu tekoucího přes pin FB. Na základě tohoto proudu je ovlivňováno spínání tranzistorů.

6. SCHÉMA ZAPOJENÍ



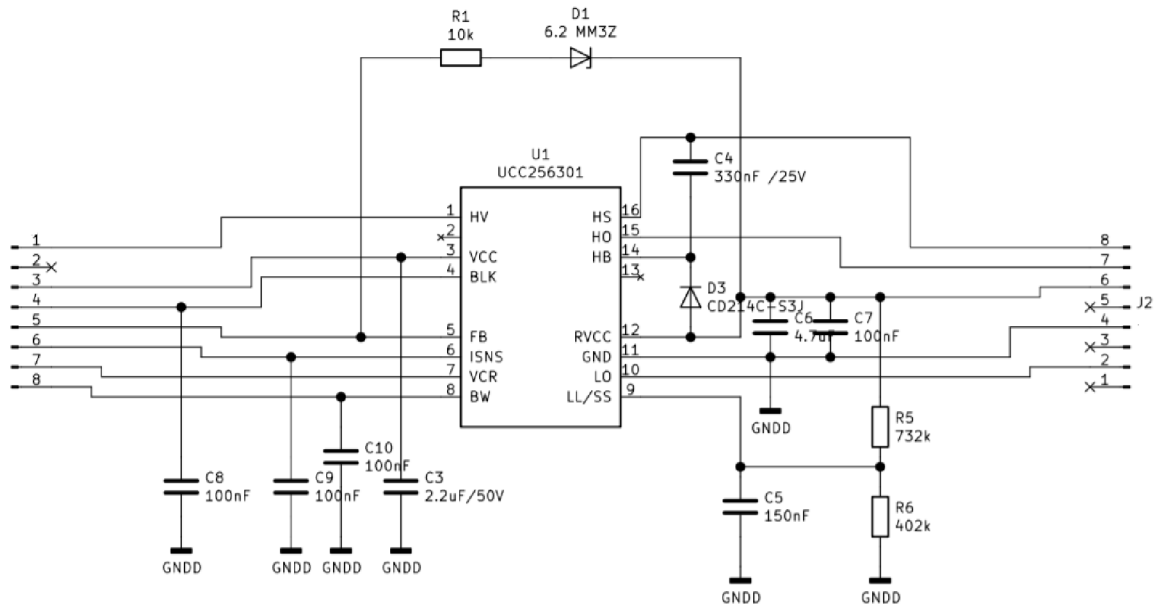
Obr. 25 Schéma zapojení primární části obvodu

Na obrázku č.25 je zobrazena primární strana zdroje. Po přívodu napájení následuje pojistka a za ní EMC filtr, který je zobrazen na obrázku č.26. Jeho funkce spočívá v odstranění rušivých signálů přicházejících ze sítě. Dále tento filtr slouží k tomu, aby rušivé signály, které mohou za určitých podmínek ve zdroji vzniknout, nepronikaly zpět do sítě. EMC filtr se skládá z odrušovacích kondenzátorů třídy X2, které jsou zapojeny mezi napájecí vodiče. Kondenzátory třídy Y2 jsou zapojeny paralelně mezi každý napájecí vodič a ochranný vodič. Kondenzátory třídy X2 slouží k odstranění protifázových rušivých složek a kondenzátory třídy Y2 naopak k odstranění soufázových rušivých signálů. Dále jsou v odrušovacím filtru zapojeny tlumivky souhlasného napětí. Jedná se o tlumivky na společném jádře. Pro užitečné proudy vzniká v jádře magnetický indukční tok, každá cívka vytváří indukční tok jiným směrem, tyto se tak navzájem vyruší a výsledná indukčnost pro užitečné signály je téměř nulová. Pro rušivé signály tekoucí oběma vodiči stejným směrem, je tato indukčnost velká.



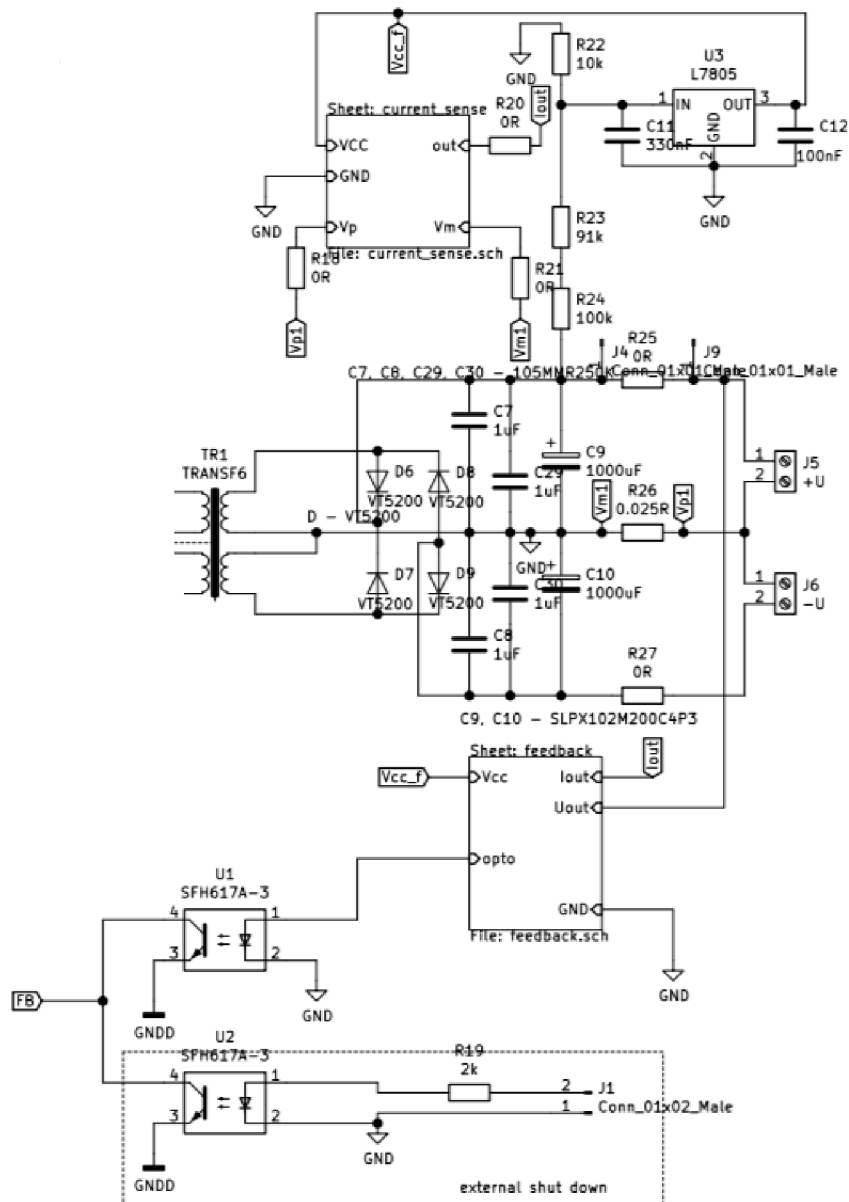
Obr. 26 Schéma zapojení EMC filtru

Dále je na primární straně PFC obvod, jehož schéma je popsáno v kapitole 4.2. Na výstupu z PFC obvodu je zapojen dělič napětí, který je popsán a podrobněji rozebrán v kapitole 5.6.1. Na obrázku č. 25 jsou dále zobrazeny spínací tranzistory, které jsou řízeny čipem UCC256301 a jejich ochranný obvod. Odporů R13 a R14 slouží k vybíjení parazitních kapacit mezi hradlem G a S. Diody D3 a D4 slouží jako rekuperační diody.



Obr. 27 Schéma zapojení řídicí části obvodu.

Na obrázku č.27 je zobrazeno schéma řídicí části obvodu. Kondenzátory s hodnotou 100nF slouží jako odrušovací, tedy k odstranění nežádoucích vysokofrekvenčních signálů. Jsou vždy připojeny mezi jednotlivé piny a zem. Diody D1 a D3 slouží k udržení konstantního napětí na pinu FB. Diody D1 a D3 jsou připojeny mezi piny RVCC a HB, v propustném směru dodávají energii na budič tranzistorů. V závěrném směru slouží k ochraně čipu před vysokými napěťovými pulsy z rezonančního tanku. Pin HS je přímo spojen s rezonančním obvodem mezi hradlem S a D jednotlivých tranzistorů, viz obrázek č. 25. Na pin RVCC se toto vysoké napětí nemůže dostávat, aby nedošlo ke zničení čipu. K tomuto účelu slouží dioda D3. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci zdroje musí být tato dioda velmi rychlá a dimenzovaná na vysoké napětí. Kondenzátor C5 slouží k nastavení doby trvání měkkého startu. Odporový dělič připojený k tomuto pinu slouží jako napěťová reference pro burst režim. Kondenzátor C4 má funkci nábojové pumpy. Tento kondenzátor je nabíjen na hodnotu RVCC minus úbytek napětí na diodě D3. Dodává napětí pro spínání vrchního plovoucího tranzistoru. Kondenzátor C3 připojený na pin VCC je nabíjen pomocí pinu HV na hodnotu 26 V, po dosažení této hodnoty poskytuje energii po dobu rozběhu PFC obvodu a samotného rezonančního zdroje. Když se vše korektně rozběhne, přebírá funkci napájení pomocné vinutí.

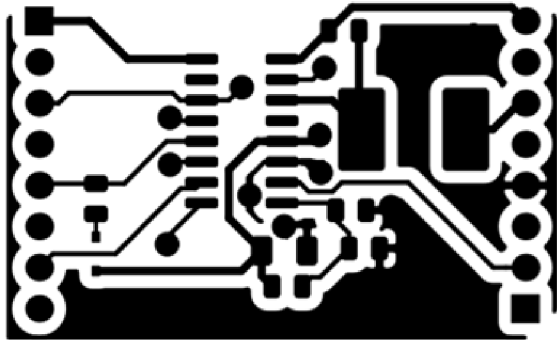


Obr. 28 Schéma zapojení sekundární části obvodu

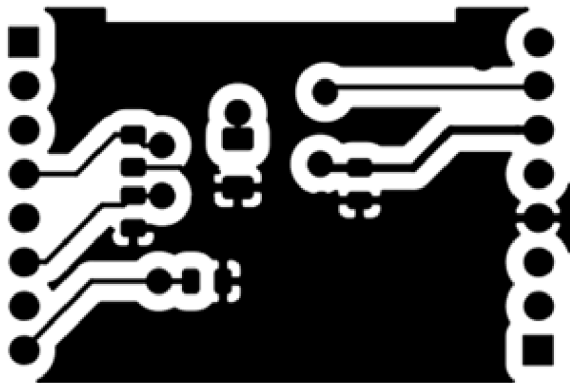
Na sekundární straně je jednoduchý můstkový usměrňovač. Na výstupu z usměrňovače jsou vyhlazovací kondenzátory C9 a C10. Výstupní napětí je rozděleno do dvou větví – kladné a záporné. Kondenzátory C7, C8, C29 a C30 slouží k odstranění rychlých napěťových špiček. Jedná se o foliové kondenzátory. Zpětná vazby již byla popsána v kapitole 5.6.5. Pro napájení operačních zesilovačů a snímače proudu použitých ve zpětné vazbě slouží stabilizátor napětí L7805, ten dodává přibližně konstantní napětí 5 V.

7. NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

Pro návrh plošných spojů byl použit program KiCAD. Deska plošných spojů je rozdělena na dvě. Menší část obsahuje řídicí čip UCC256301 a pomocné součástky. Na krajích má pin lištu, pomocí které je spojena s deskou celého zdroje. Toto řešení poskytuje úsporu místa a zároveň umožňuje jednodušší výměnu řídicího čipu v případě poškození při oživování. Odrušovací kondenzátory by měli být co nejbližně odrušovaným pinům.

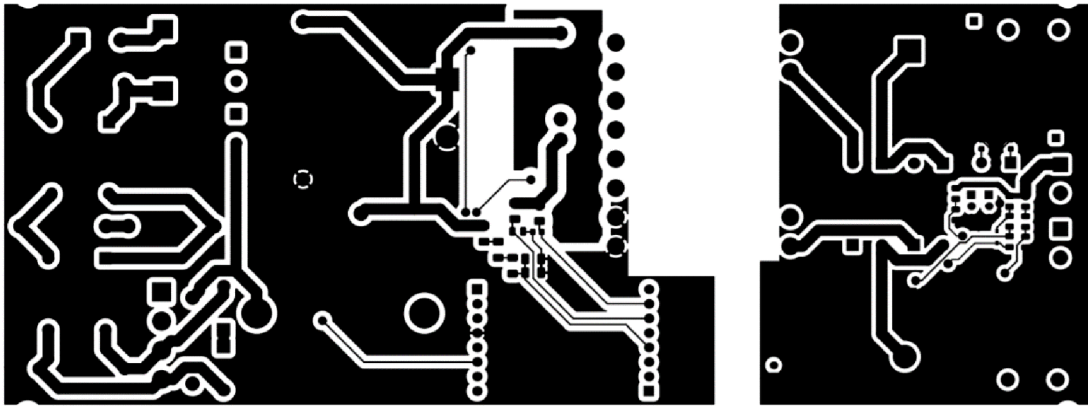


Obr. 29 Deska plošných spojů pro řídicí část obvodu, horní vrstva

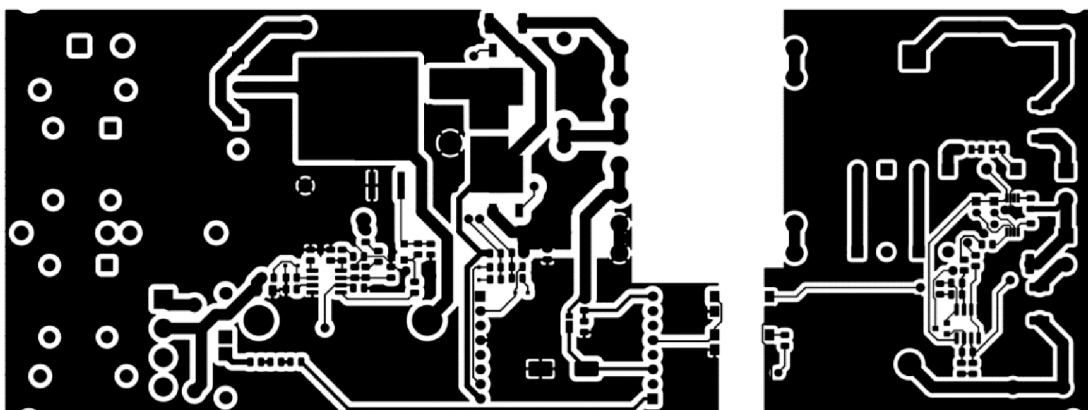


Obr. 30 Deska plošných spojů pro řídicí část obvodu, spodní vrstva

Hlavní deska plošných spojů je zobrazena na obrázcích č.31 a 32. Na desce je patrné galvanické oddělení primární a sekundární strany. Při návrhu je nutné dostatečně dimenzovat silové spoje. Analogová zem, přes kterou cirkuluje rezonanční zdroj, musí být spojena se zemí digitální ve vhodném bodě, a to tak, aby k výstupnímu kondenzátoru z PFC byla co nejkratší cesta.



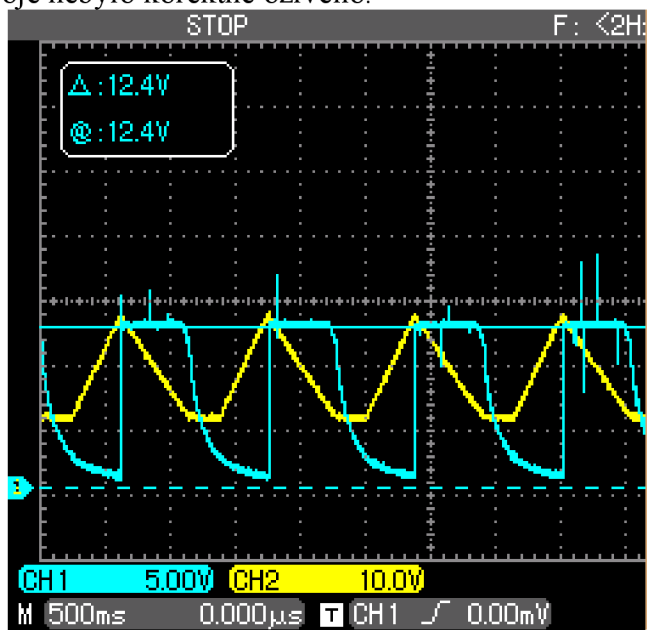
Obr. 31 Deska plošných spojů, LLC rezonančního zdroje, horní vrstva



Obr. 32 Deska plošných spojů, LLC rezonančního zdroje, spodní vrstva

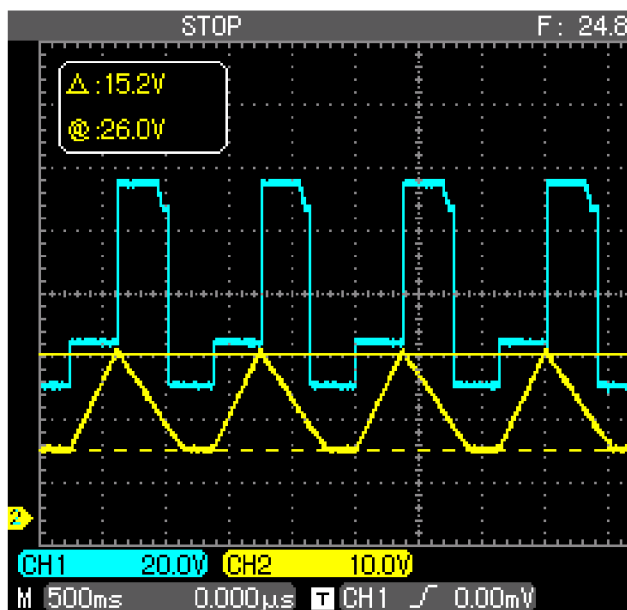
8. NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY

Neměřené průběhy napětí jsou změřeny pro upravený zdroj, který má na vstupu stejnosměrných 100 V a záměrně vyřazenou funkci PFC obvodu. Kompletní zapojení zdroje nebylo korektně oživeno.

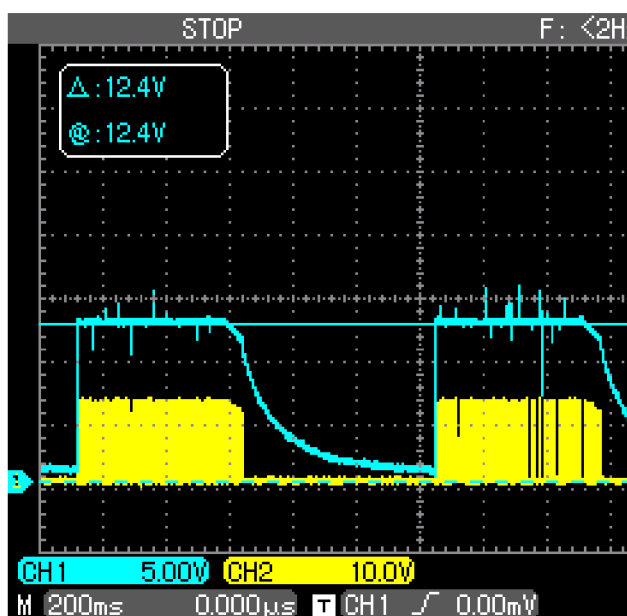


Obr. 33 Průběh napětí na pinu VCC (žlutá) a RVCC (modrá)

Na obrázku č.33 je zobrazen průběh napětí odpovídající rozběhu systému. Kondenzátor připojený na pin VCC se nabíjí na hodnotu 26 V, což představuje prahovou hodnotu pro start spínání. V případě dosažení této hodnoty je odpojeno napětí dodávané pinem HV a na pinu RVCC se objevuje 12 V. Pin RVCC dodává energii na budič tranzistorů, obvod tedy začíná spínat. Napětí na pinu VCC následně klesá a napájení by mělo přebrat napětí z pomocného vinutí transformátoru. Pro tuto upravenou verzi je na vstupu nižší napětí, a tedy i napětí na pomocném vinutí je nižší. Z toho důvodu přejde do stavu, kdy je opět napájen z pinu HV.

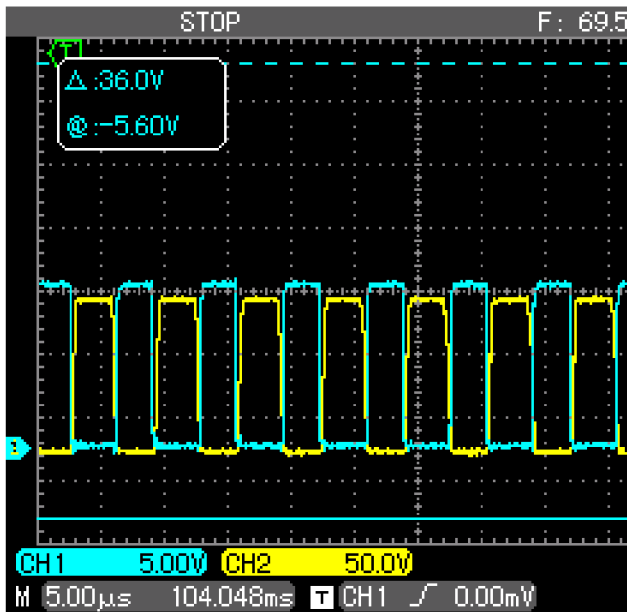


Obr. 34 Průběh napětí na pinu VCC (žlutá) a HV (modrá)



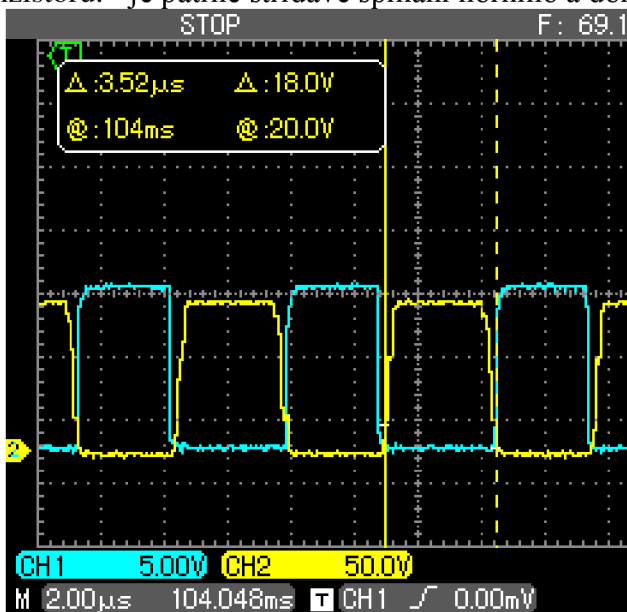
Obr. 35 Průběh napětí na pinu LO (žlutá) a RVCC (modrá)

Na obrázku č. 34 a 35 je zobrazena stejná situace, ale na jiných spolu souvisejících pinech. Na obrázku č.34 je zobrazena situace, kdy je nabíjen kondenzátor připojený na pin VCC až do prahové hodnoty napětí, která představuje 26 V, poté je napájení z pinu HV odpojeno. Po odpojení je obvod napájen z energie uložené na kondenzátoru až do poklesu napětí pod mez 10,5V. K odpojení napětí z pinu HV slouží JFET zabudovaný v čipu UCC256301. S popsanou situací souvisí spínání tranzistorů. Na obrázku č. 35 můžeme vidět, že obvod začíná spínat, jakmile je připojeno napětí na pin RVCC.

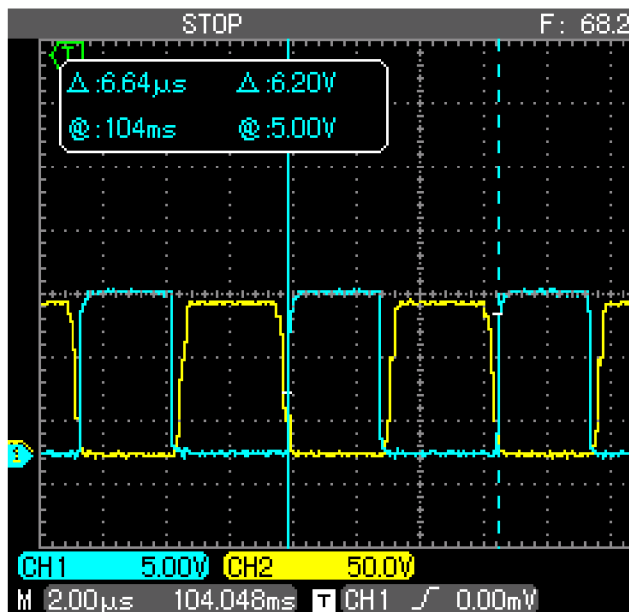


Obr. 36 Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v normálním režimu

Na obrázku č. 36 je zobrazen průběh napětí na horní (HO) a dolní (LO) bráně tranzistoru. - je patrné střídavé spínání horního a dolního tranzistoru.

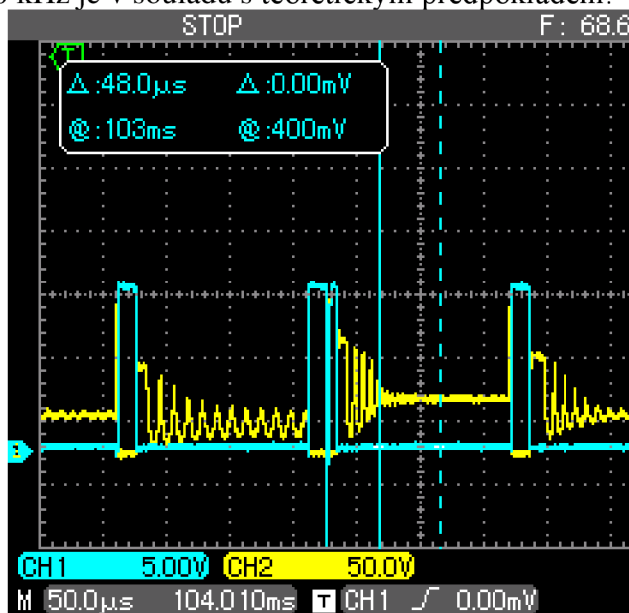


Obr. 37 Detail šířky horního spínacího pulsu (žlutá), měřeno na pinu HO a LO

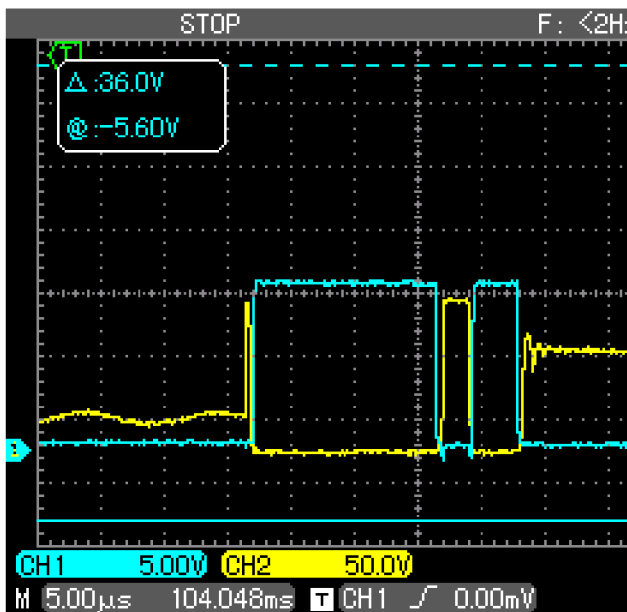


Obr. 38 Detail spínací periody, měřeno na pinu HO a LO

Na obrázcích č. 37 a 38 jsou zobrazeny časové kurzory, které měří spínací periodu a šířku pulsu na vrchní bráně tranzistoru. Z naměřené spínací periody můžeme odvodit spínací frekvenci, která je v tomto případě 150,6 kHz. Spínací frekvence je pro udržení mimo kapacitní režim držena vyšší než rezonanční frekvence, takže spínací frekvence 150 kHz je v souladu s teoretickým předpokladem.

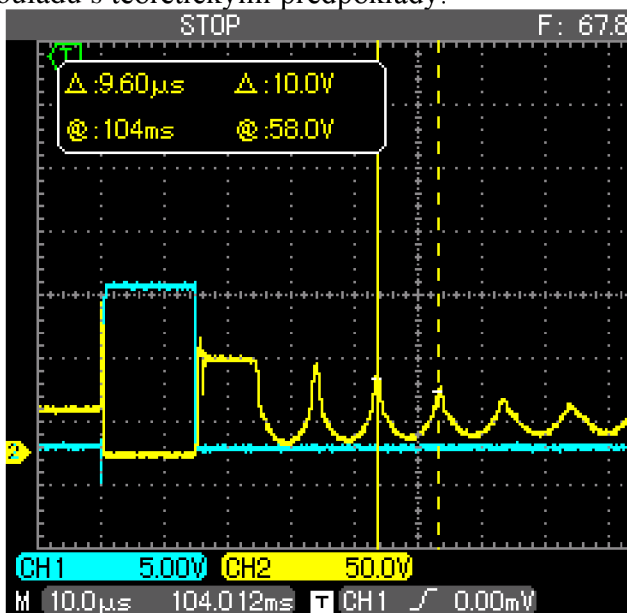


Obr. 39 Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v burst režimu



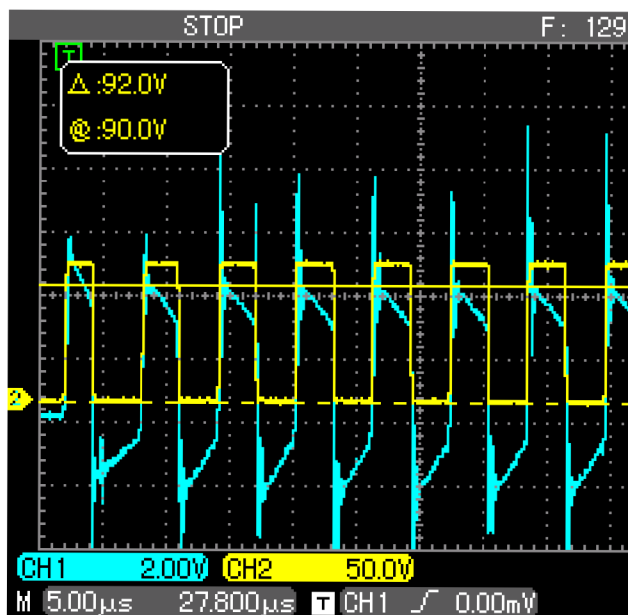
Obr. 40 Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v burst režimu, detail spínacího cyklu

Na obrázcích č. 39 a 40 je zobrazeno spínání horního (HO) a dolního (LO) tranzistoru v režimu nízké zátěže (burst). Je patrné, že horní tranzistor je sepnut na kratší dobu než tranzistor delší. To je způsobeno tím, že horní tranzistor dodává energii do rezonančního obvodu, zatímco dolní tranzistor zajistí cirkulování proudu. Tato skutečnost je tedy v souladu s teoretickými předpoklady.

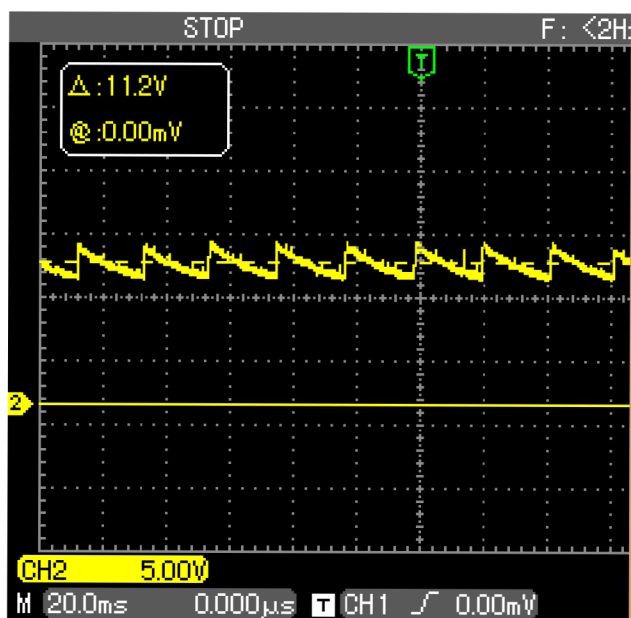


Obr. 41 Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a LO (modrá) v burst režimu, detail kmitání signálu po odpojení napětí

No obrázku č.41 je zobrazeno kmitání napětí po odpojení napětí. Z tohoto průběhu je možné vyčíst rezonanční frekvenci obvodu. Změřená rezonanční frekvence činí přibližně 104 kHz.



Obr. 42 Průběh napětí na pinu HO (žlutá) a na pomocném vinutí transformátoru (modrá) v normálním režimu



Obr. 43 Charakteristické výstupní napětí v režimu Burst

9. ZÁVĚR

V této práci je popsán návrh LLC rezonančního zdroje s kompenzací účinníku. V první fázi práce byla rozebrána kritéria výběru čipů pro řízení rezonančního zdroje a PFC obvodu. Pro realizaci PFC zdroje byl zvolen kontrolér UCC28180 zapojený v topologii BOOST měniče. PFC obvod byl navržen tak, aby pracoval v CCM módu. Vzhledem k požadavku na minimální EMI by měl tento mód vykazovat nejlepší vlastnosti.

Pro řízení LLC rezonančního zdroje byl vybrán kontrolér UCC256301, který disponuje řadou funkcí vhodných pro nízké EMI a vysokou účinnost. V práci je popsán postup návrhu a výpočet součástek. Při návrhu jsme vycházeli z dokumentace k danému čipu. Oproti typickému zapojení uvedeném v dokumentaci bylo za účelem zlepšení vlastností provedeno několik změn. Zásadní změna spočívá v rozdělení rezonančního kondenzátoru na dva. Tím byly sníženy nároky na rezonanční kondenzátory, jelikož ty představují kapacitní dělič, který zapříčiní, že na vstupu rezonančního obvodu bude polovina napětí z PFC. V práci bylo navrženo schéma zapojení a desky plošných spojů.

Dále byl v práci navržen a vyroben transformátor, který byl navinut na jádro ETD39. V této části práce došlo k poměrně významné chybě při výrobě. Byl opomenut kapacitní dělič napětí, poměr závitů tak vznikl dvojnásobný oproti požadovanému. Výstupní napětí a také napětí na napájecím vinutí potom vychází o polovinu menší, než je třeba. Vzhledem k nedostupnosti transformátorových lanek pro vyšší frekvence nebyl transformátor před odevzdáním práce převinut. Převinutí transformátoru bude znamenat změnu rozptylové indukčnosti a bude nutné přepočítat rezonanční obvod.

Finální výrobek nebyl korektně oživen z několika důvodů, hlavním u nich byl špatně navinutý transformátor. Dále byla nesprávně navržena smyčka zpětné vazby, katoda diody na sekundární straně optočlenu byla chybně spojena se zemí. Zpětnovazební smyčka tak nemohla korektně regulovat proud na primární straně. Napěťová reference v čipu TL103W byla chybně spojena s napěťovým děličem, reference poté neměla význam. V návrhu byly tyto chyby opraveny, ovšem ve finálním výrobku nebyly tyto nedostatky ve stanoveném termínu vyřešeny, protože je třeba upravit desku plošných spojů.

Finální výrobek byl funkční pouze z části. Vzhledem ke špatně vyrobenému transformátoru bylo výstupní napětí o polovinu nižší než napětí požadované. Špatně navržená zpětná vazba způsobovala, že obvod nepoznal, v jakém režimu má pracovat. Výsledkem bylo, že obvod pracoval určitý čas v režimu plné zátěže, poté v režimu nízké zátěže (burst) a následně v režimu zcela bez zátěže. Naměřené průběhy jsou tedy použity pouze pro popis funkce a hodnoty napětí neodpovídají požadovaným hodnotám. Funkce PFC byla pro ověření funkce rezonančního obvodu vyřazena, protože PFC obvod vytváří napětí 390 V a při takto vysokém napětí se v obvodu objevovaly napěťové špičky, které mohou souviset se špatným zapojením zpětné vazby. Tyto špičky by mohly poškodit obvod, proto byl PFC obvod přemostěn a na rezonanční obvod bylo přiváděno napětí 100 V.

Literatura

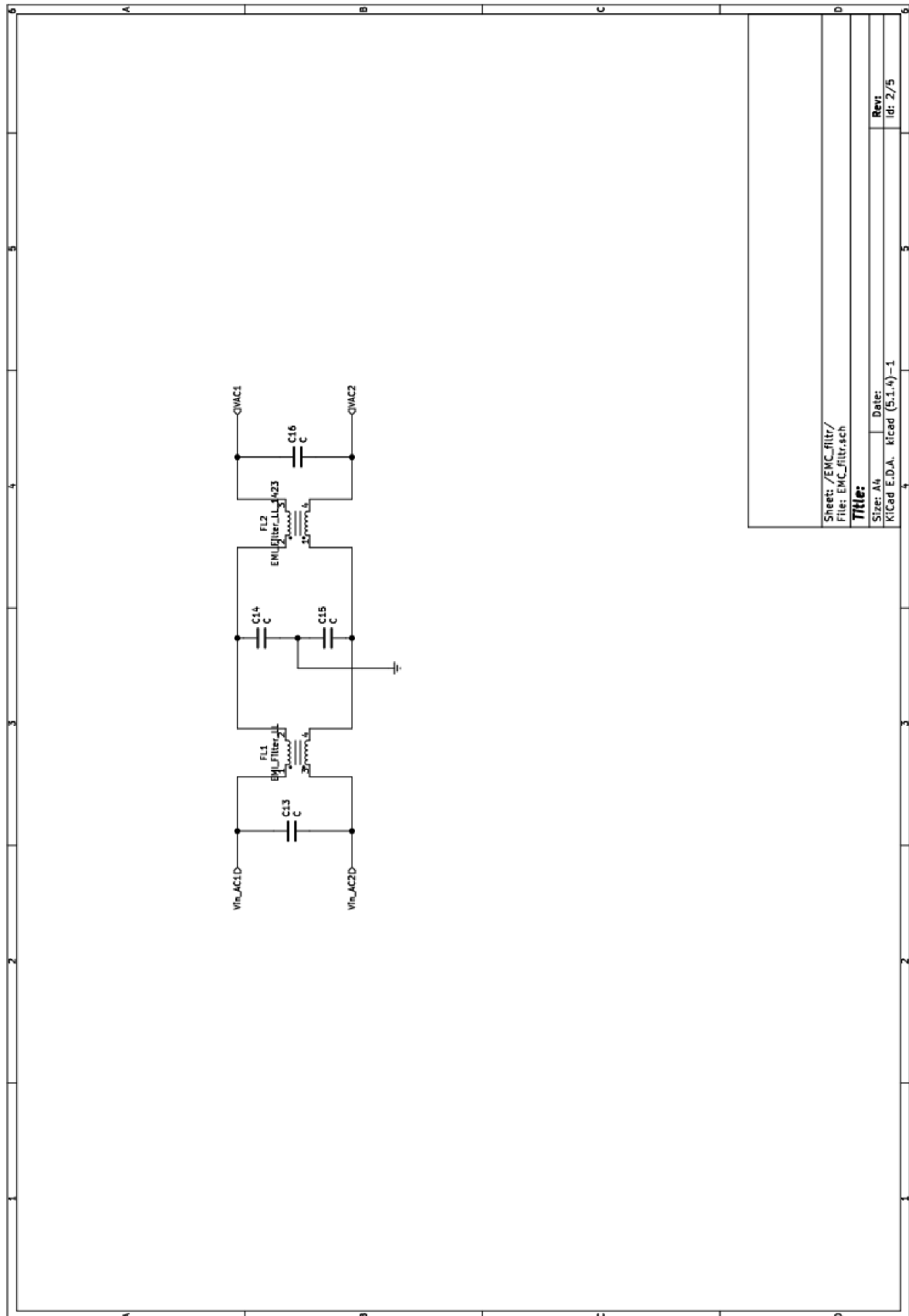
- [1] HANUS Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-214-2222-X.
- [2] ON Semiconductor, Power Factor Correction (PFC) Handbook, Denver 2014. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/HBD853-D.PDF>.
- [3] MOONS' Industries, Power Factor Correction Basics. Dostupné z: <https://www.moonsindustries.com/article/power-factor-correction>
- [4] L. Gu, J. Sun, M. Xu, Q. Zuo, and J. Fan, "Size reduction of the inductor in critical conduction mode PFC converter," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, pp. 550-557, 2011.
- [5] Siu Ken, Stückler Franz, Abdel-Rahman Sam, "PFC boost converter design guide", 2015. AN_201409_PL52_009.
- [6] G. Deepika, M. Elakkiaya, "Comparison of LLC and LCC Resonant Converter Using Conventional and FUZZY Controller" October 2014.
- [7] Alexander Pawellek, Christian Oeder, Juergen Stahl, Thomas Duerbaum, "The resonant LLC vs. LCC converter-comparing two optimized prototypes", May 2011.
- [8] A. M. Pernía, Miguel J. Prieto, Pedro J. Villegas, Juan Díaz, Juan A. Martín-Ramos "LCC Resonant Multilevel Converter for X-ray Applications", October 2017.
- [9] SVAČINA, Jiří. *Elektromagnetická kompatibilita: principy a poznámky*. Brno: Vysoké učení technické, 2001. Připojujeme se k Evropské unii. ISBN 80-214-1873-7.
- [10] DŘÍNOVSKÝ, Jiří. *Elektromagnetická kompatibilita: přednášky*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010. ISBN 978-80-214-4202-3.
- [11] Texas Instruments, UCC256301 Hybrid Hysteretic Mode Wide VIN LLC Resonant Controller Enabling Ultra-Low Standby Power, 2017. UCC256301
- [12] ST Microelectronics, L6699, Enhanced high voltage resonant controller, January 2013. L6699
- [13] Texas Instruments, UCC28180 Programmable Frequency, Continuous Conduction Mode (CCM), Boost Power Factor Correction (PFC) Controller, July 2016. UCC28180.
- [14] Texas Instruments, Improving ZVS and Efficiency in LLC Converters, Application report, december 2018, SLUA923
- [15] Wikiknihy, Praktická elektronika/Transformátor, webová stránka, dostupné z: https://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/Transform%C3%A1tor
- [16] Texas Instruments, LLC Resonant Half Bridge Converter, August 2009, UCC25600 LLC Resonant Converter

- [17] ZHANG, Jun, Analysis and design of high frequency gapped transformers and planar transformers in LLC resonant converters, May 2015

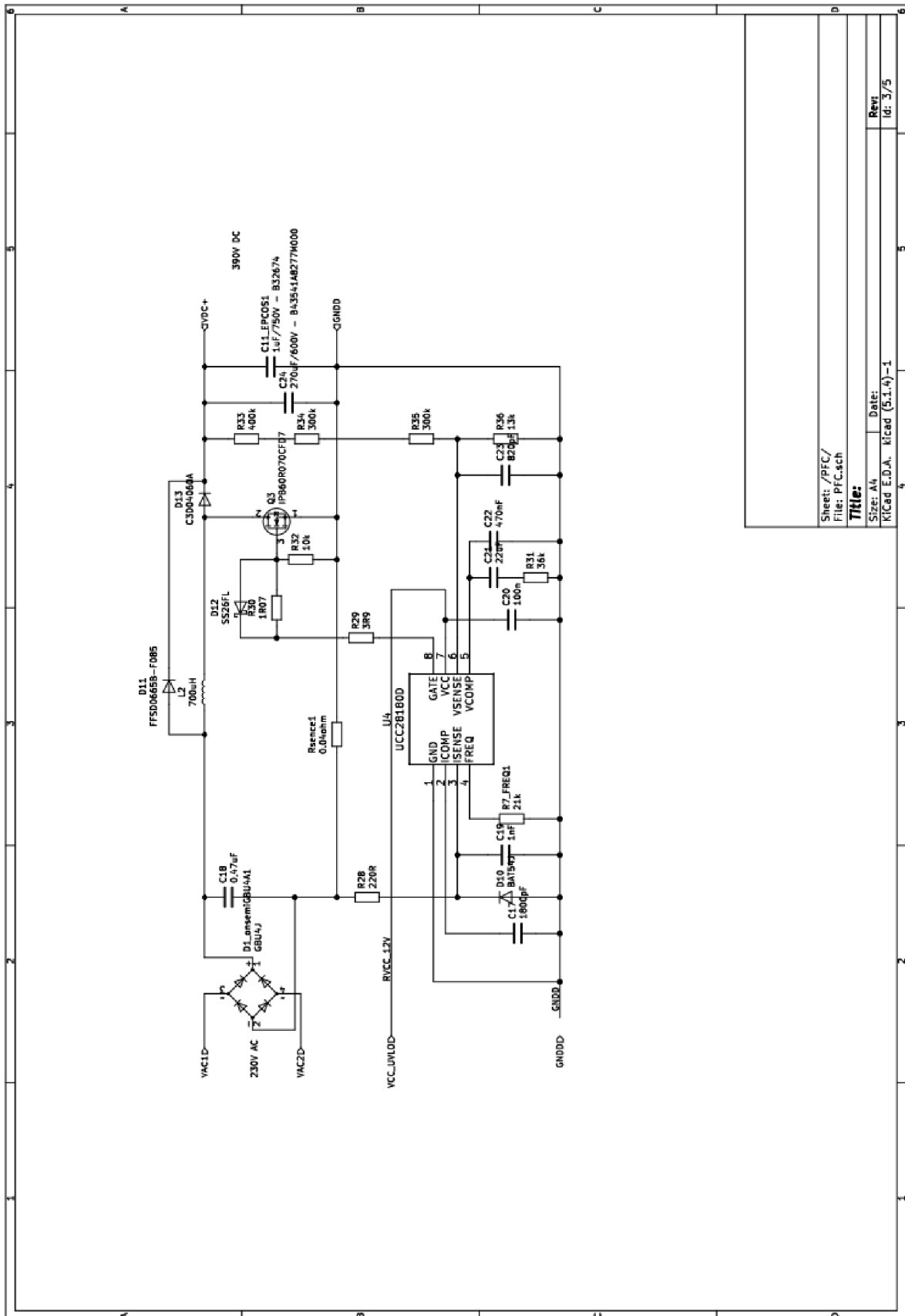
Seznam příloh

Příloha 1 - Schéma zapojení LLC zdroje.....	51
Příloha 2 - Schéma zapojení EMC filtru.....	52
Příloha 3 - Schéma zapojení PFC	53
Příloha 4 - Schéma zapojení proudového snímače	54
Příloha 5 - Schéma zapojení zpětné vazby	55
Příloha 6 - Schéma zapojené řídicí části	56
Příloha 7 - Fotografie desky plošných spojů	57
Příloha 8 - Fotografie zdroje	58
Příloha 9 - Fotografie transformátoru	60
Příloha 10 - Seznam součástek	61

Příloha 2 - Schéma zapojení EMC filtru



Příloha 3 - Schéma zapojení PFC

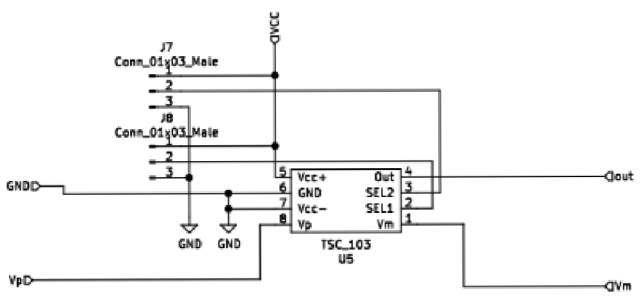


Sheet: /PFC/
File: PFCsch

Title:

Size: A4 Date:
Kicad E.D.A. Kicad (5.1.4)-1
Rev:
Id: 3/5

Příloha 4 - Schéma zapojení proudového snímače



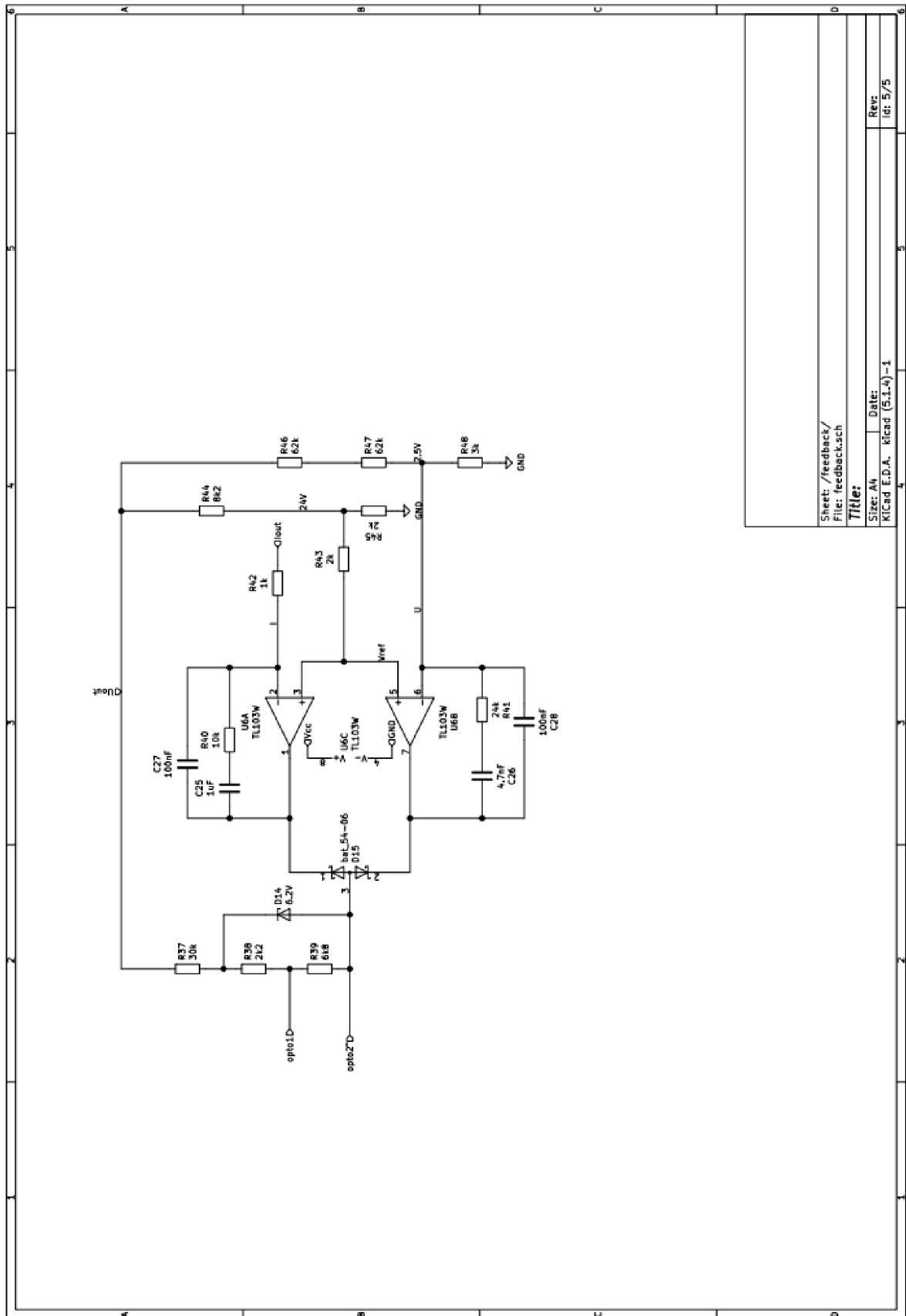
Sheet: /current_sense/
File: current_sense.sch

Title:

Size: A4 Date:
KiCad E.D.A. KiCad (5.1.4)-1

Rev:
Id: 4/5

Příloha 5 - Schéma zapojení zpětné vazby

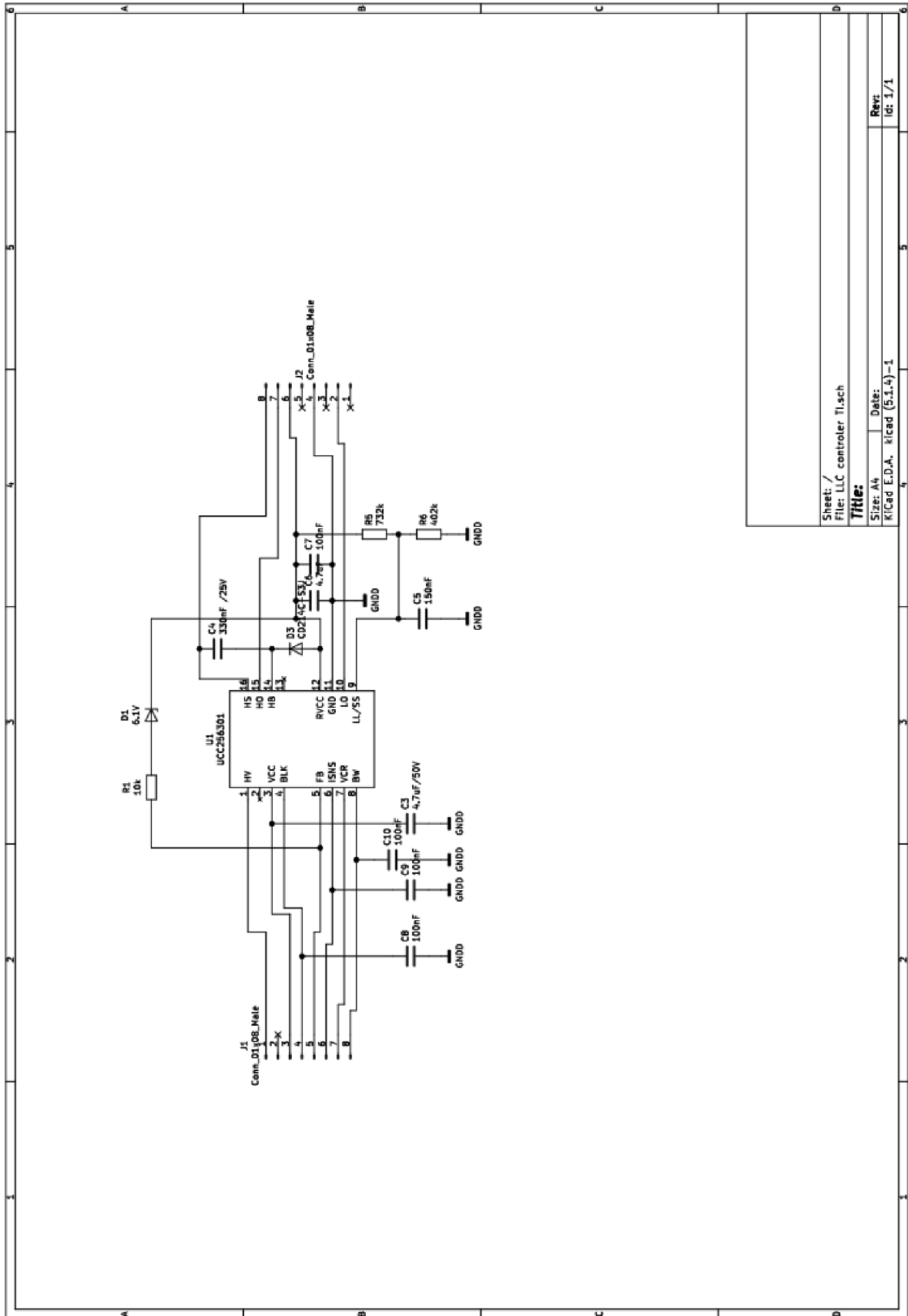


Sheet: /feedback/
File: feedback.sch

Title:

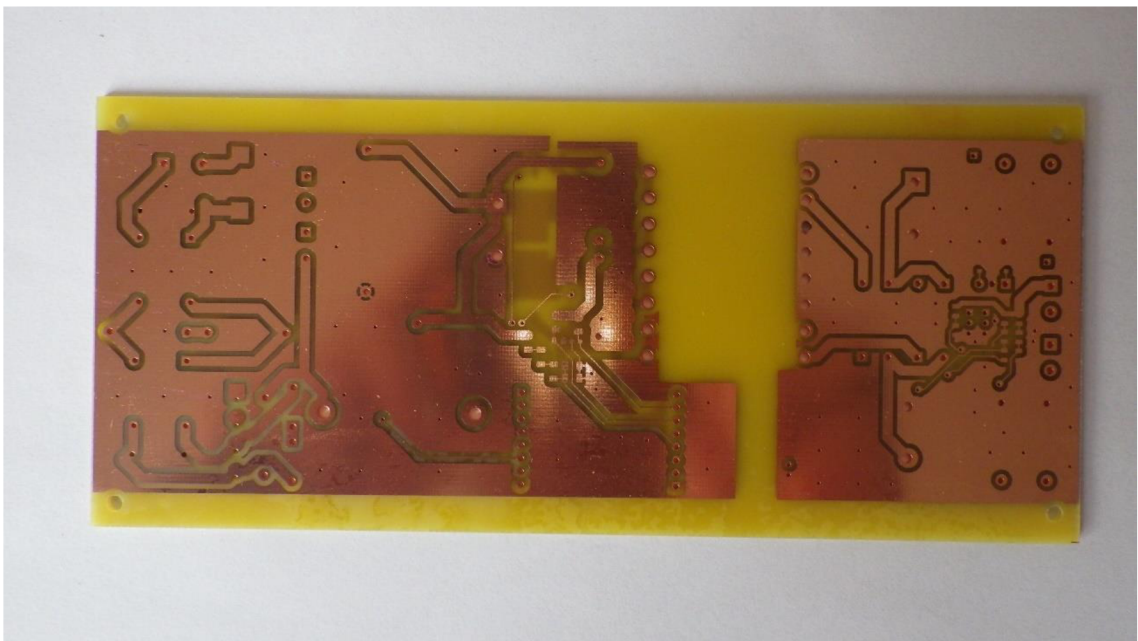
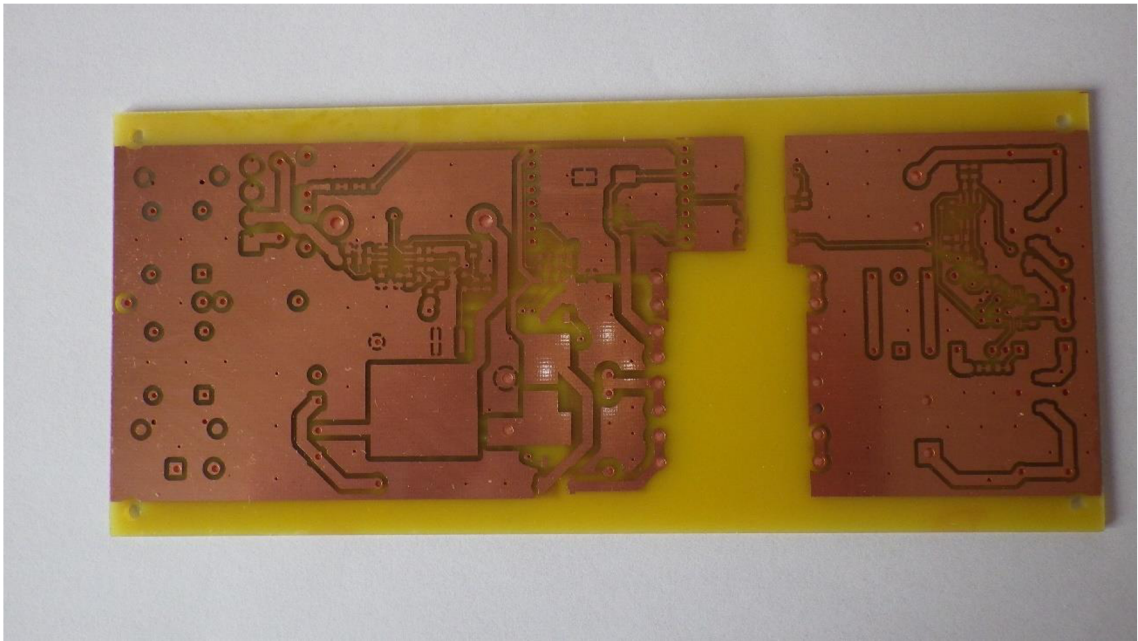
Size: A4 Date: Rev: K(Cad E.D.A. K(Cad (5.1.4)-1 id: 5/5

Příloha 6 - Schéma zapojené řídicí části

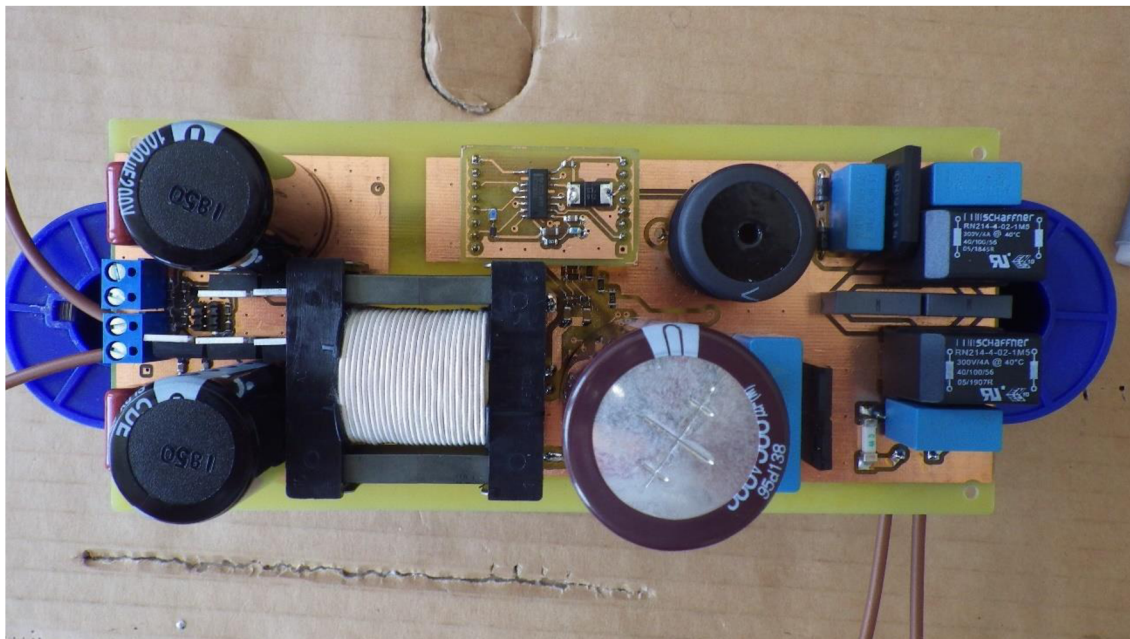


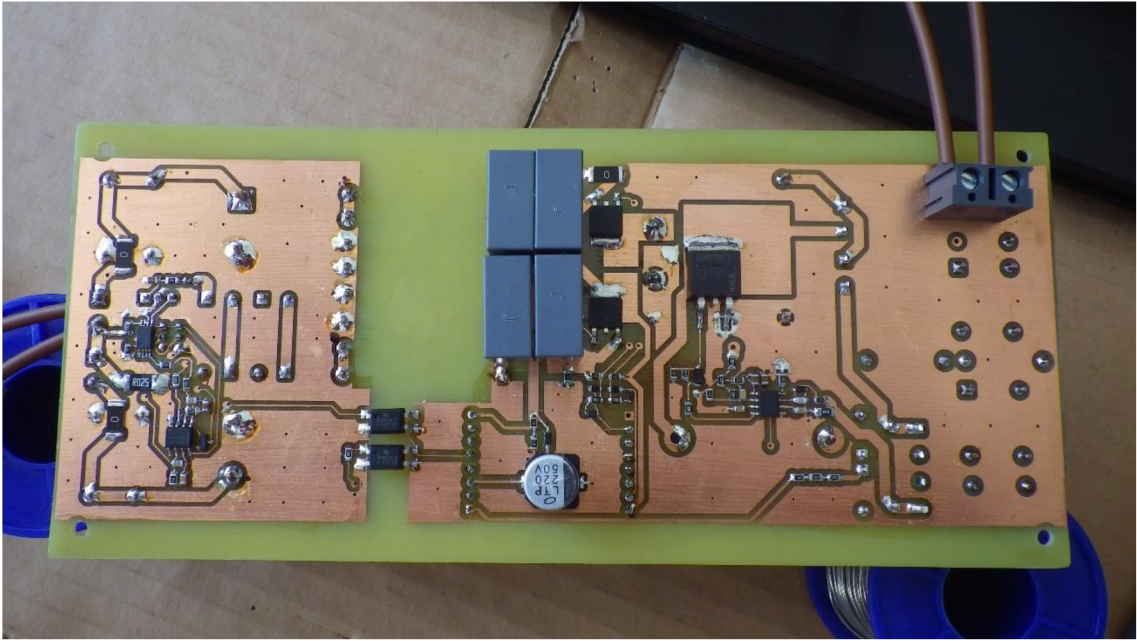
Sheet: /
 File: LLC controller Tisch
Title:
 Size: A4 Date:
 K/Cad E.D.A. K/Cad (5.1.4)-1 Rev:
 id: 1/1

Příloha 7 - Fotografie desky plošných spojů

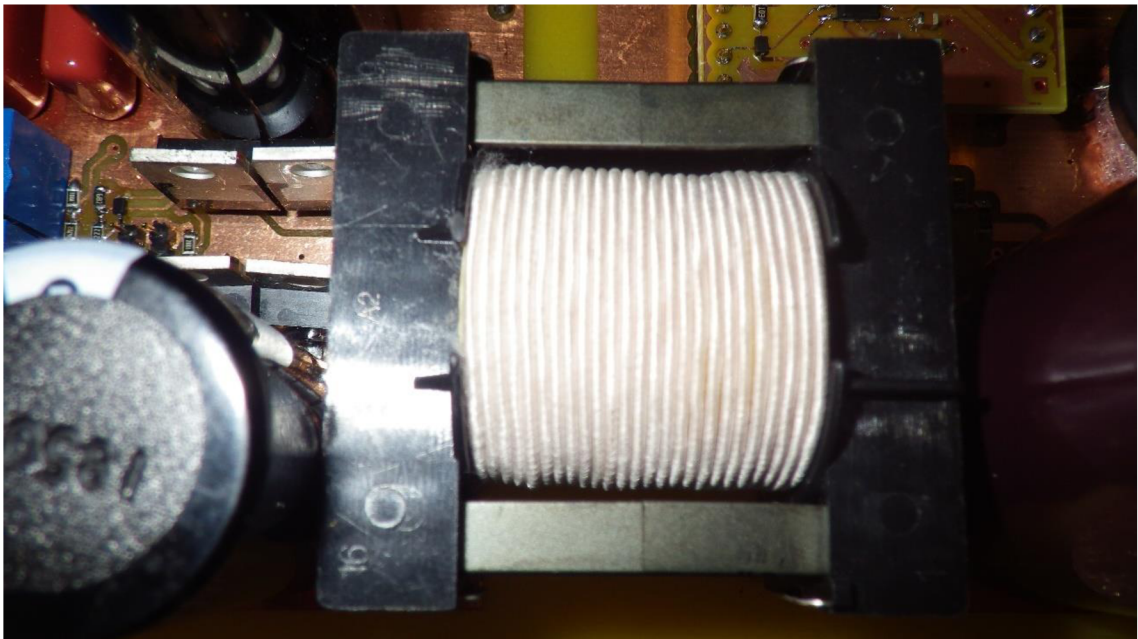
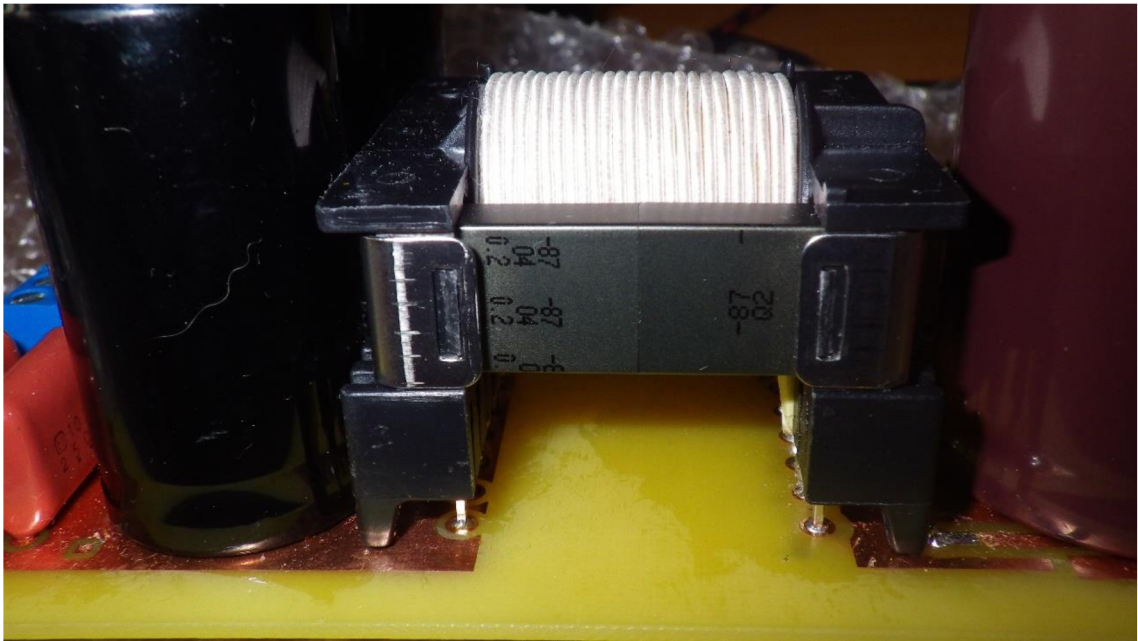


Příloha 8 - Fotografie zdroje





Příloha 9 - Fotografie transformátoru



Příloha 10 - Seznam součástek

Číslo	Množství	Označení	Hodnota/Popis
1	2	C1, C3	150pF
2	1	C2	6.8nF
3	2	C4, C5	47nF/ R76QI247050H4J
4	1	C6	220uF/50V
5	2	C7, C8	1uF / ECQ-E2105KF
6	2	C9, C10	1000uF /SLPX102M200C4P3
7	1	C11	330nF
8	1	C11_EPCOS1	1uF/630V - B32674
9	1	C12	100nF
10	2	C13, C16	0,39uF - X2 /B32922H3394M000
11	2	C14, C15	0,056uF - Y2/ R413I21004000M
12	1	C17	1800pF
13	1	C18	0,47uF / B32672P6474K000
14	1	C19	1nF
15	1	C20	100n
16	1	C21	22uF
17	1	C22	470nF
18	1	C23	820pF
19	1	C24	270uF -600V /ELHS501VSN561MA60S
20	1	C25	1uF
21	1	C26	4.7nF
22	2	C27, C28	100nF
23	2	C29, C30	1uF /ECQ-E2105KF
24	2	D1, D2	1N4005-TP
25	1	D1_onsemiGBU4A1	GBU4J
26	2	D3, D4	1N4148WS
27	1	D5	SS16HE
28	4	D6, D7, D8, D9	VT5200-E3/4W
29	1	D10	BAT54J
30	2	D11, D13	STTH5L06FP
31	1	D12	SS26FL
32	1	D14	6.2V
33	1	D15	bat_54-06
34	1	F1	Fuse /0678D4000-02
35	2	FL1, FL2	EMI_Filter_LL/ RN214-4-02-1M5
36	4	H1, H2, H3, H4	MountingHole
37	1	J1	Conn_01x02_Male
38	1	J1-DG300-7.5-02P-11-00A(H)1	DG300-7.5-02P-11-00A(H)1
39	2	J2, J3	Conn_01x08_Male
40	2	J4, J9	Conn_01x01_Male
41	1	J5	DG300
42	1	J6	DG300

43	1	J7	Conn_01x03_Male
44	1	J8	Conn_01x03_Male
45	1	L2	700uH/AIRD-03-681K
46	2	Q1, Q2	TK290P65Y
47	1	Q3	IPB60R070CFD7
48	2	R1, R2	1k6
49	1	R3	1k8
50	2	R4, R8	270k
51	3	R5, R6, R7	5M1
52	1	R7_FREQ1	21k
53	2	R9, R11	5.6R
54	2	R10, R12	1R
55	6	R13, R14, R17, R22, R32, R40	10k
56	1	R15	360R
57	2	R16, R31	36k
58	4	R18, R20, R21, R50	0R
59	3	R19, R43, R45	2k
60	1	R23	91k
61	1	R24	100k
62	3	R25, R27, R49	0R
63	1	R26	0.025R/LVM25FVR025E-TR
64	1	R28	220R
65	1	R29	3R9
66	1	R30	1R07
67	3	R33, R34, R35	330k
68	1	R36	13k
69	1	R37	30k
70	1	R38	2k2
71	1	R39	6k8
72	1	R41	24k
73	1	R42	1k
74	1	R44	8k2
75	2	R46, R47	62k
76	1	R48	3k
77	1	Rsence1	0.04ohm /WSLP1206R0400FEA
78	1	TR1	Tranformátor
79	2	U1, U2	SFH617A-3
80	1	U3	L7805
81	1	U4	UCC28180D
82	1	U5	TSC103IPT
83	1	U6	TL103WIDR
Číslo	Množství	Označení	Hodnota/ Popis
84	1	C3	2.2uF/50V
85	1	C4	330nF /25V
86	1	C5	150nF

87	1	C6	4.7uF
88	4	C7, C8, C9, C10	100nF
89	1	D1	6.2 MM3Z
90	1	D3	ES1JTR
91	2	J1, J2	Conn_01x08_Male
92	1	R1	10k
93	1	R5	732k
94	1	R6	402k
95	1	U1	UCC256301