



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

PRECIZNÍ STMÍVÁNÍ LED ŽÁROVEK PRO JEVIŠTNÍ TECHNIKU

PRECISE LED LAMPS DIMMING FOR STAGE TECHNOLOGY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marek Šojdr

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Vladimír Levek

BRNO 2017

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Mikroelektronika a technologie**
Ústav mikroelektroniky

Student: Marek Šojdr

ID: 159627

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Precizní stmívání LED žárovek pro jevištní techniku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte stmívač pro řízení LED žárovek jako součást projektu společnosti Art Lighting Production, s.r.o.. Stmívač musí splňovat tato kritéria: vysoký účinník při použití vybraných LED žárovek, musí být schopen regulovat svit od nulového do maximálního jasu, musí být schopen precizního řízení zátěže v daném rozsahu, musí mít kompaktní rozměry pro umístění do požadované elektroinstalační krabice a musí být kompatibilní se stávajícím řídicím systémem.

Součástí bakalářské práce bude návrh, realizace, oživení a následné testování modulu stmívače. Všechny dílčí kroky od návrhu až po závěrečné testy budou přehledně popsány v bakalářské práci.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 8.6.2017

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Levek

Konzultant:

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce diskutuje problematiku stmívání LED žárovek pomocí stejnosměrného napětí. Vysvětluje základní topologie měničů a možnosti korekce účinníku zařízení. Část práce se zabývá subharmonickou oscilací a možnostmi její eliminace. Popisuje návrh obvodového zapojení modulu stmívače, určeného k preciznímu stmívání vybraných typů LED žárovek, oživení a testování modulu stmívače. Součástí projektu jsou podklady pro realizaci stmívače (deska plošných spojů, seznam součástek).

KLÍČOVÁ SLOVA

Stmívač, spínaný zdroj, LED žárovka, aktivní PFC, korekce účinníku, kompenzace strmosti.

ABSTRACT

This bachelor's thesis discusses the problems of dimming of LED bulbs using DC voltage. It explains basic converters topologies and power factor correction options. Part of the thesis deals with the subharmonic oscillation and possibilities of its elimination. Describes the design of the circuitry of dimmer module for precise dimming of selected types of LED bulbs, revival and testing of the dimmer module. Part of the work is basic for realization of the dimmer (printed circuit board, list of components).

KEYWORDS

Dimmer, switched mode power supply, LED bulb, active PFC, power factor correction, slope compensation.

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

ŠOJDR, M. *Precizní stmívání LED žárovek pro jevištní techniku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 109 s.
Vedoucí bakalářské práce Ing. Vladimír Levek.

PROHLÁŠENÍ

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma precizní stmívání LED žárovek pro jevištní techniku jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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: 8.června 2017

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Vladímíru Levekovi a konzultantovi Ing. Jánmu Harmanovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 8.června 2017

.....

podpis autora

OBSAH

Úvod.....	8
1 Teoretická část.....	9
1.1 LED žárovky.....	9
1.1.1 Žárovky osazené SMD LED	10
1.1.2 Vláknové LED žárovky	10
1.1.3 Měření LED žárovek.....	11
1.2 Spínané zdroje	13
1.2.1 Blokující měnič (flyback)	13
1.2.2 Propustný měnič se Zenerovou diodou.....	15
1.2.3 Propustný měnič s demagnetizačním vinutím	16
1.2.4 Propustný měnič v můstkovém zapojení	18
1.2.5 Snižující měnič.....	19
1.2.6 Subharmonická oscilace.....	20
1.3 Korekce účinníku (PFC).....	22
1.3.1 Pasivní korekce účinníku	23
1.3.2 Aktivní korekce účinníku.....	24
1.4 Cívka na feritovém jádře	26
1.4.1 Feritový materiál 3C97	27
1.4.2 Skinefekt	28
2 Návrh.....	29
2.1 Integrovaný obvod UCC28C43	30
2.2 Snižující měnič	31
2.3 Integrovaný obvod ICE2PCS01	47
2.4 Korekce účinníku.....	48
2.5 Řízení stmívače	69
2.6 Ochrany stmívače	73
2.7 Pomocný zdroj.....	78
2.8 Výpočet chladiče	79
2.9 Návrh desky plošných spojů (DPS).....	80
3 Oživení a měření modulu stmívače.....	81
4 Závěr.....	88
Literatura	89
Seznam použitých zkratk	92
Seznam použitých veličin	93
Seznam obrázků.....	98
Seznam příloh	101

ÚVOD

S nástupem LED svítidel na trh, jež svou účinností překonávají nejen klasické žárovky, tak i žárovky úsporné, vznikají nové problémy, které musí firmy zabývající se osvětlením řešit. U těchto moderních zdrojů světla bývá hlavním problémem jejich rychlost dosvitu. Klasické žárovky, u nichž je žhaveno wolframové vlákno, mají tuto dobu relativně dlouhou oproti frekvenci elektrorozvodné sítě. Naopak je tomu však u LED žárovek, jelikož se jedná o polovodičový zdroj světla. Krátká doba dosvitu se při průchodu zvlněného proudu projeví nežádoucím blikáním. Navíc pokud je požadována možnost stmívání, je nutné, aby LED žárovka byla co nejméně citlivá na změnu napájecího napětí. Při velmi malých jasech je totiž možné u některých typů pozorovat kolísání jasu v závislosti na síťovém napětí. To je například v divadlech naprosto nepřijatelné.

Cílem této práce je navrhnout a realizovat stmívač schopný stmívání LED žárovek pro jevištní techniku. Stmívač musí mít vysoký účinník, musí být schopen precizního řízení jasu od nulové hodnoty u vybraných LED žárovek. Dále musí mít vhodné rozměry, aby jej bylo možné umístit do požadované elektroinstalační krabice a být kompatibilní se stávajícím řídicím systémem.

Bakalářská práce je rozdělena do čtyř kapitol. První kapitolou je teoretická část, ve které jsou popsány vlastnosti LED žárovek a výsledky měření různých jejich typů, jež proběhlo v rámci semestrálního projektu. Dále se zabývá možnostmi korekce účinníku zařízení a problematikou spínaných zdrojů. Jedna z podkapitol se věnuje také výpočtu cívky s feritovým jádrem. Druhá kapitola popisuje obvodovou koncepci modulu stmívače a uvádí detailní postup jeho návrhu. Jedna z podkapitol se věnuje návrhu společného chladiče pro výkonové prvky obvodu. Další podkapitola charakterizuje navrženou desku plošných spojů. Třetí kapitola je věnována oživení stmívače a jeho měření. Nejdříve se však zabývá výsledky ruční výroby tlumivek, tvořící nedílnou součást navržené koncepce. Kapitola je chronologicky strukturována a zaměřuje se na ověření funkčnosti jednotlivých bloků stmívače, která je podpořena jejich měřeními. Poslední kapitola obsahuje shrnutí dosažených výsledků.

1 TEORETICKÁ ČÁST

Tato část pojednává o tematických oblastech, jejichž znalost je pro návrh nutností. Nejprve je část textu věnována struktuře LED žárovek a výsledkům jejich měření provedeného v rámci semestrální práce. Následně jsou popisovány různé topologie spínaných zdrojů a jedna z příčin jejich nestability. Účinník zařízení a možnost jeho korekce je náplní další podkapitoly. Poslední podkapitola se zabývá výpočtem a realizací cívek na feritovém jádře.

1.1 LED žárovky

Základním stavebním blokem je elektroluminiscenční dioda (LED), z jejíhož PN přechodu je světlo emitováno. Toto světlo je nekoherentní a je vyzařováno v úzkém spektru. Vzhledem k výše uvedeným vlastnostem je při požadavku emitování bílého světla, skládajícího se ze všech barev, nutné opatřit přechod vrstvou vhodného luminoforu. Kýženého efektu je možné docílit také zkombinováním LED čipů rozdílných barev (RGB model).

Na trhu se objevují LED žárovky ve dvojím provedení tvořených:

- mnoha SMD LED na nosném substrátu nebo
- vláknky (filament).

Spotřeba LED žárovek je 5krát až 10krát menší a pořizovací cena asi 10krát vyšší než u klasických žárovek. Vyrábí se pro standardní patice, jako jsou např. G4, G9, GU10, MR11 a také s Edisonovým závitem E27 a E14 (mignon). Dostupné jsou v různých tvarech, např. koule (Obr. 1.1), svíčky (Obr. 1.2), corn (jako úsporné svítidla), bodovky a další. Sklo může být mléčné (povrchová úprava opál) jako na obrázku (Obr. 1.1) nebo čiré (Obr. 1.2). Každá žárovka má v sobě zpravidla ještě měnič, který zajišťuje provoz.

Rozlišujeme dva základní typy měničů a to [1]:

- RC (odporově-kapacitní) a
- CC (zdroj konstantního proudu).

RC měnič

Jednoduché řešení, které je navíc cenově výhodné. Svítivost LED žárovky je přímo závislá na napětí sítě. Hlavní nevýhodou je blikání světelného zdroje, což může způsobovat problémy při natáčení kamerou, která je schopná jej zachytit. To se projeví se stejným efektem jako u CRT monitorů [1].

CC měnič

Obsahuje usměrňovač, vyhlazovací filtr a zdroj konstantního proudu. Samotný zdroj konstantního proudu pro LED může být řešen pomocí měniče popř. lineárního stabilizátoru. Zajišťuje průchod konstantního proudu LED diodami a tím zamezuje blikání, což znamená,

že LED čipy jsou zatěžovány konstantně bez výkyvů jasu. Takové zatěžování je výhodné z hlediska živostnosti čipů, jejichž svítivost neklesá tak prudce s rostoucím časem provozu [1]

1.1.1 Žárovky osazené SMD LED

Základním komponentem jsou zapouzdřené SMD LED. Velkou část těchto žárovek tvoří chladič [1]. Při požadavku velkého vyzařovacího úhlu je nutné si uvědomit, že vyzařovací úhel SMD LED je v podstatě menší než 180° , a proto jejich nosná konstrukce má prostorový charakter např. ve tvaru kvádrů, či válců.

Světlo, jež je vyzařováno z malého bodu čipu, může působit nepříjemně. To se řeší použitím opálu na vnitřní straně baňky, tzv. mléčné sklo.

1.1.2 Vlákňové LED žárovky

S cílem vytvořit LED žárovku, která by vzhledově připomínala klasickou vláknovou žárovku, se v roce 2008 představila firma Ushio Lighting, ovšem jejich produkt se neujal kvůli malému úhlu vyzařování a špatnému chlazení [2].

Momentálně jsou na trhu k dostání žárovky s diodami COB filament. Tyto diody se sestávají ze substrátu, samotných čipů LED, kontaktů a luminiscenční vrstvy. Pro docílení vzhledu vlákna se používá dlouhý a úzký substrát s tloušťkou asi 0,5 mm. Materiál substrátu bývá průsvitný, používá se sklo nebo safír. Na takovémto substrátu jsou přilepeny jednotlivé LED čipy, které jsou posléze pomocí technologie wire-bonding pospojovány do série. Na vzdálených koncích jsou připevněny kontakty, sloužící k připojení napájení. LED čipy jsou poté zapouzdřeny vhodnou směsí silikonu a luminoforu [2], která chrání čipy a jejich spoje před mechanickými vlivy, podílí se na odvodu tepla a také na přeměně jednobarevného světla na bílé. Teplota světla je ovlivňována tloušťkou této vrstvy, použitým luminoforem a jeho koncentrací [2]. Běžně tyto žárovky obsahují 2 a více těchto vláken, jejichž vyzařovací úhel je 300 až 360° . Na obrázcích (Obr. 1.1 a Obr. 1.2) je možné vidět právě takovou žárovku.



Obr. 1.1: Vlákňová LED žárovka HPFL-2706SC s mléčným sklem.



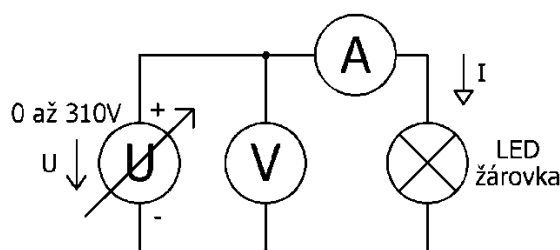
Obr. 1.2: Vlákňová LED žárovka HCFL-1402C s čirým sklem.

1.1.3 Měření LED žárovek

V rámci semestrálního projektu byla zjišťována vhodnost řízení LED žárovek pomocí stejnosměrného napětí. Firma Art Lighting (zadavatel) poskytla různé typy vláknových LED žárovek k proměření. Konkrétně byly proměřeny tyto typy:

- HPFL-2706SC,
- HPFL-2710SC-DIMM,
- HPFL-2710SC,
- HCFL-1404C,
- HCFL-1402C.

Zmíněné LED žárovky byly testovány při hodnotách vstupního stejnosměrného napětí 0 až 310 V. Schéma měřícího zapojení je uvedeno na obrázku (Obr. 1.3). Tabulka (Tab. 1.1) obsahuje základní parametry těchto žárovek a zároveň výsledek jejich měření.

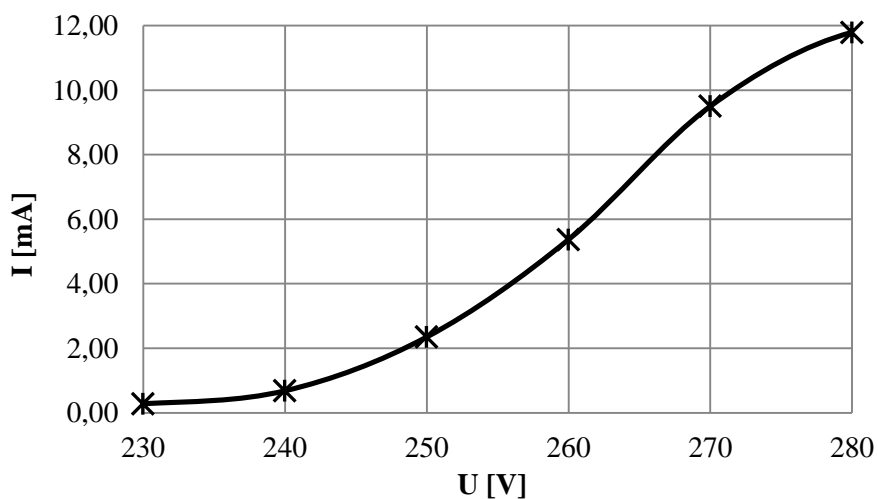


Obr. 1.3: Schéma měřícího zapojení.

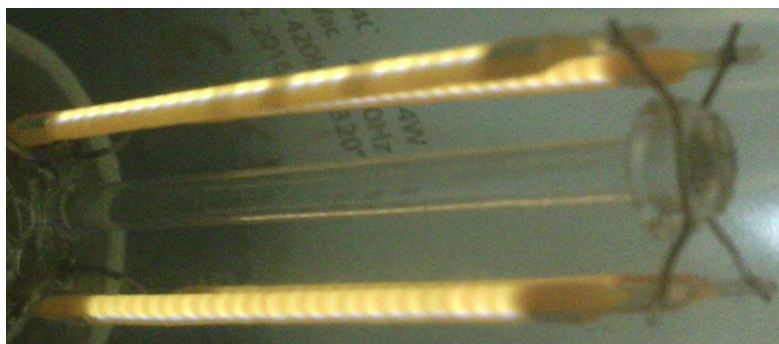
Tab. 1.1: Přehled parametrů poskytnutých žárovek a výsledek měření.

Typ LED žárovky	Výkon [W]	Svítivost [lm]	Účinnost [-]	Smívatelná	Patice	Výsledek měření
HPFL-2706SC	6	800	0,53	ne	E27	Skoková změna, hystereze.
HPFL-2710SC-DIMM	10	1000	0,50	ano	E27	Nesvítí.
HPFL-2710SC	10	1000	0,50	ne	E27	Bliká pod 140 V.
HCFL-1404C	4	420	0,50	ne	E14	Plynulá změna jasu mezi 230 až 280 V.
HCFL-1402C	2	200	0,50	ne	E14	Nesvítí.

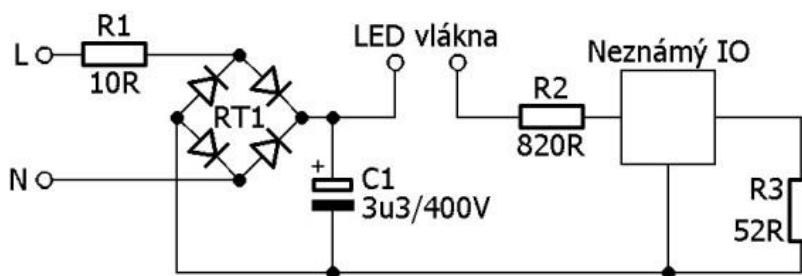
I když výrobce neuvádí možnost stmívání žárovky HCFL-1404C, byla u ní zaznamenána plynulá změna jasu při zvyšování i snižování napětí a bez hystereze. Do grafu (Graf 1.1) byla vynesena naměřená závislost proudu I na napětí U žárovky. Při napětí $U=220$ V byl naměřen proud $I=244$ μ A. Při této hodnotě proudu ještě žárovka vůbec nesvítí. Na obrázku (Obr. 1.4) je zobrazen detail vláken této žárovky při napětí $U=230$ V na kterém lze vidět jednotlivé LED čipy. Tato žárovka byla rozebrána a bylo zjištěno, že je složena z elektronického předřadníku, jehož schéma je na obrázku (Obr. 1.5) a 4 LED vláken. Tyto vlákna jsou zapojená v sérii.



Graf 1.1: Závislost proudu I na napětí U žárovky HCFL-1404C.



Obr. 1.4: Detail LED žárovka HCFL-1404C při napětí $U=230$ V.



Obr. 1.5: Schéma elektroniky LED žárovky HCFL-1404C.

Na obrázku (Obr. 1.5) lze vidět označený neznámý IO (integrováný obvod), jehož technickou specifikaci se nepovedlo dohledat. Z naměřených hodnot lze ale usoudit, že tento obvod se chová jako lineární stabilizátor proudu.

1.2 Spínané zdroje

Oproti síťovým transformátorům, nabízejí dobrý poměr cena/výkon a také výkon/hmotnost oproti jiným druhům přeměny energie. Tyto zdroje mohou být galvanicky odděleny.

Základní myšlenkou je zvýšení pracovní frekvence (oproti frekvenci elektrorozvodné sítě), což umožní zmenšit velikost součástek akumulující energii. Topologie, ve které bude měnič realizován, je volena podle požadovaného přenášeného výkonu nebo např. podle velikosti vstupního napětí, jelikož polovodičové prvky mají svá omezení. Podle fáze přenosu výkonu na výstup, dělíme měniče na propustné a blokující. Propustný měnič (forward) přenáší energii na výstup v momentě, kdy jsou tranzistory sepnuty, takže nepoužívá primárně cívku jako akumulátor energie. U blokujícího měniče je tomu naopak.

Podle způsobu sycení jádra rozlišujeme tyto zapojení:

- jednočinná zapojení a
- dvojčinná zapojení.

U dvojčinných zapojení prochází vinutím transformátoru střídavý proud, takže magnetický tok v jeho jádře střídavě mění směr. Výkon je tudíž přenášen téměř celou periodou (kromě ochranné doby). Tato zapojení jsou propustná. Dvojčinná zapojení jsou vhodná pro výstupní výkony od 1 kW výše [3].

U jednočinných zapojení prochází vinutím transformátoru proud pouze v jednom směru, tudíž je nutné zařadit do pracovní periody měniče dobu demagnetizace, na jejímž konci má magnetický tok transformátoru nulovou hodnotu.

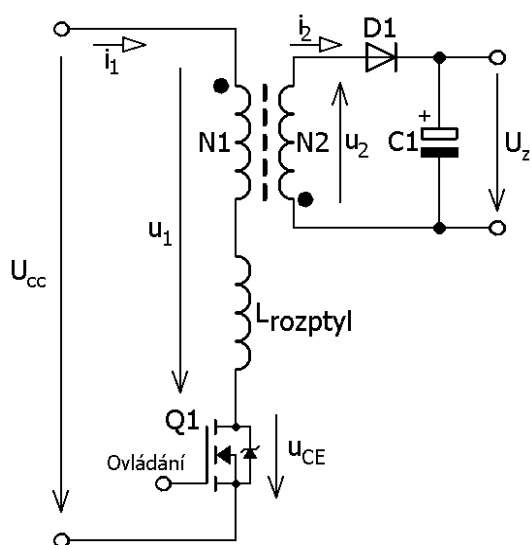
Definujeme pojem střída D , kde:

$$D = \frac{t_{ON}}{T}. \quad (1.1)$$

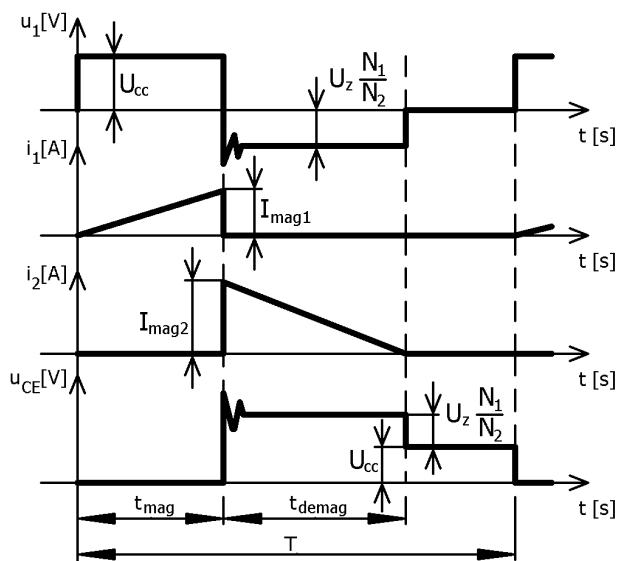
Kde t_{ON} je doba sepnutí spínače a T je perioda pracovního cyklu. Perioda T je složena z časů t_{ON} , popř. t_{mag} , při nichž je tranzistor sepnut, dále času t_{demag} sloužícího pro demagnetizaci jádra a ochranné doby.

1.2.1 Blokující měnič (flyback)

Toto zapojení využívá akumulačních schopností magnetického obvodu. Na obrázku (Obr. 1.6) je znázorněno schéma blokujícího měniče a na obrázku (Obr. 1.7) jsou zobrazeny typické průběhy. V čase t_{mag} je energie akumulována do magnetického obvodu transformátoru a v čase t_{demag} je energie dodávána na sekundární stranu z magnetického obvodu transformátoru. Zbývající čas, který není pojmenován, ale je součástí periody měniče T , je redundantní a slouží jako ochranná doba (pokud by t_{demag} trval déle). V praxi bývá tento čas kratší než na obrázku (Obr. 1.7).



Obr. 1.6: Schéma blokujícího měniče.



Obr. 1.7: Typické průběhy blokujícího měniče.

Na začátku času t_{mag} neteče primárním vinutím proud tj. i_1 je nulový a Q1 spíná při nulovém proudu. V průběhu tohoto času narůstá lineárně magnetizační proud primárního vinutí i_1 až na hodnotu I_{mag1} , napětí u_1 je stejné jako napětí napájecího zdroje U_{cc} a proud i_2 je nulový, kvůli diodě D2, která je polarizována v závěrném směru.

Na konci času t_{mag} , tj. začátek t_{demag} je rozepnut tranzistor Q1 a napětí u_{CE} , narůstá v ideálním případě na hodnotu u_{CE_demag} , kde [3]:

$$u_{CE_demag} = U_{cc} + U_z \cdot \frac{N_1}{N_2}. \quad (1.2)$$

Napětí u_1 mění svou hodnotu na u_{1_demag} , kde [3]:

$$u_{1_demag} = -U_z \cdot \frac{N_1}{N_2}. \quad (1.3)$$

Proud i_1 je nulový. Dioda D1 se otevírá, počáteční hodnota proudu i_2 je I_{mag2} , kde [3]:

$$I_{mag2} = I_{mag1} \cdot \frac{N_1}{N_2}. \quad (1.4)$$

Energie je z transformátoru přenášena do kondenzátoru C1. Proud i_2 v čase lineárně klesá až na nulovou hodnotu.

Po skončení t_{demag} je Q1 stále rozepnut. Napětí u_1 je nulové (nulová energie uložená v transformátoru) a proudy i_1 a i_2 jsou také nulové. Napětí na tranzistoru u_{CE} je rovno napájecímu napětí U_{cc} . Tato topologie je vhodná pro výstupní výkony do 100 W.

Výhodami tohoto měniče jsou:

- možnost pozměnit napěťové namáhání tranzistoru,
- není potřeba výstupní tlumivky,
- odolnost proti zkratu na výstupní straně.

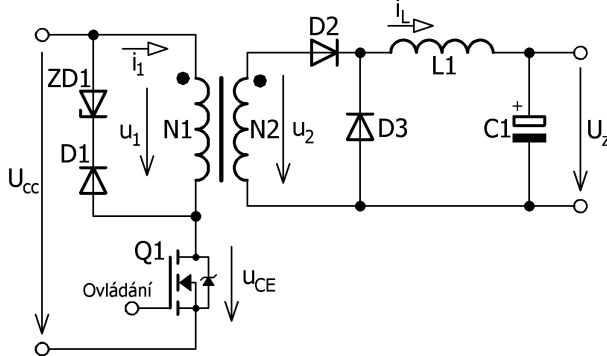
Nevýhodami tohoto měniče jsou:

- nutnost použití transformátoru se vzduchovou mezerou,
- větší transformátor než u propustných topologií,
- tranzistor je namáhán větším napětím, než je hodnota napájecího zdroje.

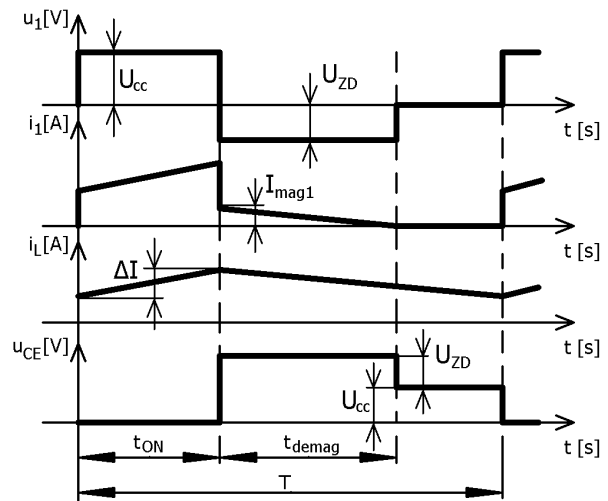
Pozn.: Napětí, jímž je tranzistor zatěžován v době t_{demag} , bývá větší z důvodu nedokonalé vazby vinutí N1 a N2. To se projeví jako rozptylová indukčnost $L_{rozptyl}$, která způsobí napěťový překmit nad hodnotu očekávanou. Spolu s parazitní kapacitou vinutí a kapacitou přechodu C_{DS} tranzistoru Q1 zapříčiní kmitání. Tyto napěťové přemity lze utlumit ochrannými články [3].

1.2.2 Propustný měnič se Zenerovou diodou

Na obrázku (Obr. 1.8) je znázorněno schéma zapojení a na obrázku (Obr. 1.9) grafické znázornění důležitých průběhů. V tomto zapojení je energie přenášena na sekundární stranu v čase t_{ON} . Čas t_{demag} slouží k demagnetizaci jádra. Zbývající doba slouží jako ochranná doba.



Obr. 1.8: Schéma propustného měniče se Zenerovou diodou.



Obr. 1.9: Ideální průběhy propustného měniče se Zenerovou diodou.

Na začátku doby t_{ON} je sepnut tranzistor Q1. Dioda D1 je polarizována v závěrném směru. Tranzistorem začne protékat proud shodný s i_L . Hodnota tohoto proudu není nulová, ale je posunuta o hodnotu, která je dána transformačním poměrem transformátoru a hodnotou proudu i_L . Napětí na primárním vinutí u_1 je rovno napětí napájecího zdroje U_{cc} . V průběhu tohoto času, jelikož je magnetizační proud primárního vinutí obsažen v proudu i_1 a také transformovaná hodnota i_L , tak i_1 lineárně narůstá. Cívka L_1 je nabíjena přes otevřenou diodu D2 a sekundární vinutí N2, tzn. proud i_L roste. Dioda D3 je zavřená.

Na konci času t_{ON} , tj. na začátku času t_{demag} je tranzistor Q1 rozepnut. Napětí u_I mění polaritu a velikost na hodnotu:

$$u_{1_demag} = -U_{ZD} = -(u_{ZD} + u_{F_D1}), \quad (1.5)$$

kde u_{ZD} je závěrné napětí Zenerovy diody a u_{F_D1} je napětí v propustném směru diody D1. Proud i_I klesá na hodnotu magnetizačního proudu I_{mag1} , sekundární složka již není obsažena, jelikož je D2 polarizována v závěrném směru. V průběhu t_{demag} teče proud i_I přes diodu D1 a Zenerovu diodu ZD1. Energie, která se uložila do magnetického obvodu transformátoru, je vyzářena ve formě tepla právě na D1 a ZD1. Proud i_I lineárně klesá k nule. Tranzistor Q1 je v tuto dobu zatěžován napětím o hodnotě:

$$u_{CE_demag} = U_{cc} + U_{ZD}. \quad (1.6)$$

Cívka L1 se vybíjí do kondenzátoru C1 se zátěží přes diodu D3 polarizovanou v propustném směru. Proud i_L lineárně klesá. Ve zbylém čase periody T je napětí u_I nulové a napětí u_{CE} je rovno napájecímu napětí U_{cc} . Proud i_L stále klesá a proud i_I je nulový.

Výhodami tohoto měniče jsou:

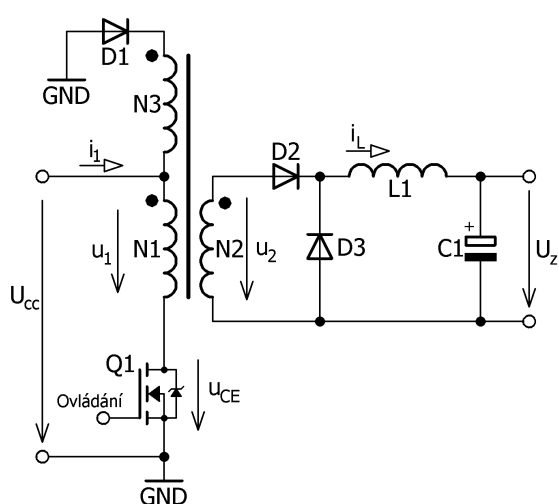
- jednoduchý transformátor,
- propustné zapojení.

Nevýhodami tohoto měniče jsou:

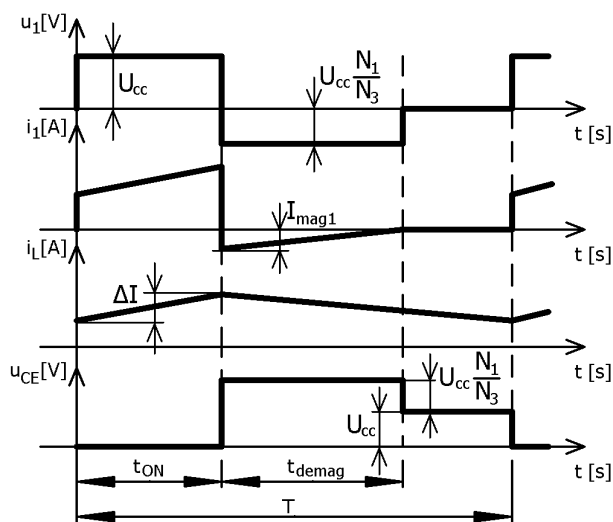
- energie použitá k magnetizaci jádra transformátoru je vyzářena ve formě tepla,
- tranzistor je namáhán větším napětím, než je hodnota napájecího zdroje,
- nutnost použití výstupní tlumivky.

1.2.3 Propustný měnič s demagnetizačním vinutím

Na obrázku (Obr. 1.10) lze nalézt schematické zapojení toho měniče a na obrázku (Obr. 1.11) jeho ideální průběhy.



Obr. 1.10: Schéma propustného měniče s demagnetizačním vinutím.



Obr. 1.11: Ideální průběhy propustného měniče s demagnetizačním vinutím.

Na začátku doby t_{ON} je tranzistor Q1 sepnut. Napětí na primárním vinutí N1, tj. u_1 vzroste na hodnotu napětí napájecího zdroje U_{cc} . Proud i_1 tekoucí přes N1 je odrazem sekundárního proudu a magnetizačního proudu. Průběh i_1 v čase t_{ON} je lineární s rostoucím charakterem. Cívka L1 je nabíjena, tzn. proud i_L narůstá. Diody D1 a D2 jsou polarizovány v závěrném směru a je namáhána napětím $u_{R_{D1}}$, kde [3] :

$$u_{R_{D1}} = U_{cc} \cdot \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right). \quad (1.7)$$

Na začátku doby t_{demag} , tj. konec doby t_{ON} , je tranzistor rozepnut. V průběhu doby t_{demag} má proud i_1 opačný smysl, takže je energie vracena do zdroje. Tento proud teče z vinutí N3 a protéká přes zdroj a přes diodu D1, která je polarizována v propustném směru. Velikost i_1 lineárně klesá až na nulovou hodnotu. Na vinutí N1 je zpětně indukováno napětí u_{1_demag} o hodnotě [3]:

$$u_{1_demag} = -U_{cc} \cdot \frac{N_1}{N_3}. \quad (1.8)$$

Tranzistor je zatěžován napětím u_{CE_demag} , kde [3]:

$$u_{CE_demag} = U_{cc} + U_{cc} \cdot \frac{N_1}{N_3}. \quad (1.9)$$

Cívka L1 se vybíjí přes diodu D3 do kondenzátoru C1 a zátěže. Proud i_L lineárně klesá. Ve zbylém čase periody T je energie magnetického obvodu transformátoru nulová, tranzistor Q1 stále rozepnut a diody D1 a D2 jsou polarizovány v závěrném směru. Cívka L1 se stále vybíjí do kondenzátoru C1 a zátěže přes diodu D3, která je polarizována v propustném směru.

Výhodami tohoto měniče jsou:

- energie využívaná pro magnetizaci jádra je vracena zpět do napájecího zdroje,
- propustné zapojení.

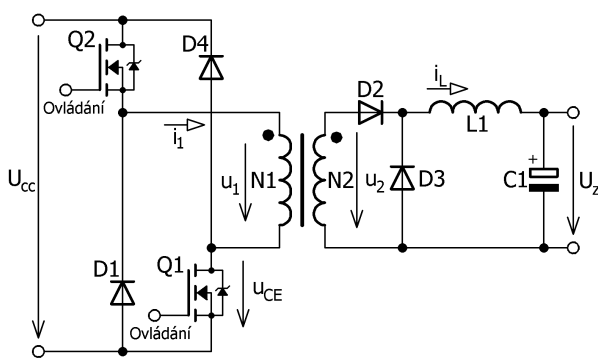
Nevýhodami tohoto měniče jsou:

- potřeba dalšího vinutí (N3),
- problémy s vazbou vinutí (N1 a N3),
- tranzistor je namáhán větším napětím, než je hodnota napájecího zdroje,
- nutnost výstupní tlumivky.

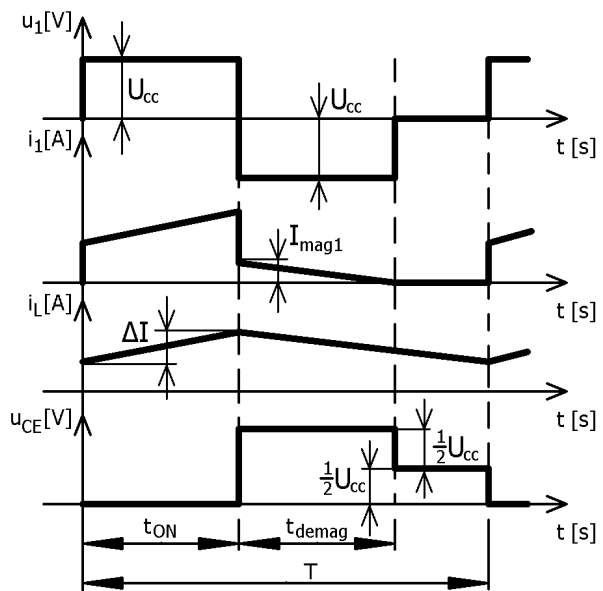
1.2.4 Propustný měnič v můstkovém zapojení

Na obrázku (Obr. 1.12) se nachází schematické zapojení a na obrázku (Obr. 1.13) jeho ideální průběhy. Toto zapojení má stejný princip jako propustný měnič s demagnetizačním vinutím (kapitola 1.2.3), u něhož je počet závitů primárního vinutí roven počtu závitů demagnetizačního vinutí ($N_1=N_3$) a dokonalou vazbou mezi těmito vinutími.

Uvažujme diody D1 a D4 jako ideální prvky. Tranzistory Q1 a Q2 jsou současně sepnuty na počátku doby t_{ON} a rozepnuty na konci této doby. Tranzistory Q1 a Q2 jsou maximálně namáhány napětím U_{cc} . Demagnetizace jádra probíhá v čase t_{demag} přes diody D1 a D4 do zdroje napětí U_{cc} . Maximální střída D je 50%. Toto zapojení je vhodné pro výkony od 250 W.



Obr. 1.12: Schéma propustného měniče v můstkovém zapojení.



Obr. 1.13: Ideální průběhy propustného měniče v můstkovém zapojení.

Výhodami tohoto měniče jsou:

- jednoduchý transformátor,
- tranzistory jsou namáhány napětím zdroje,
- magnetizace probíhá pomocí stejného vinutí jako demagnetizace.

Nevýhodami tohoto měniče jsou:

- potřeba 2 tranzistorů,
- potřeba plovoucího buzení,
- nutnost výstupní tlumivky.

1.2.5 Snižující měnič

Jedná se o topologii, ve které není výstupní napětí galvanicky odděleno od vstupního. Na obrázku (Obr. 1.14) lze nalézt schéma snižujícího měniče s horním spínačem*. Na obrázku (Obr. 1.15) jsou vyobrazeny ideální průběhy snižujícího měniče se spojitým proudem.

V době t_{ON} je tranzistor Q1 sepnut a teče jím proud i_T , který narůstá se strmostí:

$$m_1 = \frac{U_{CC} - U_Z}{L_1}. \quad (1.10)$$

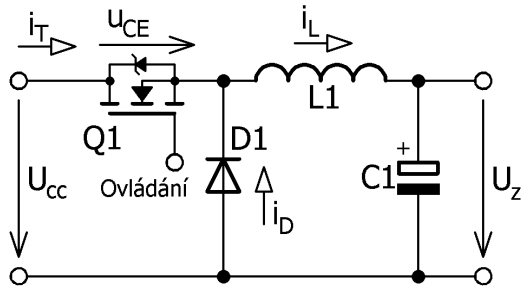
Tento proud je shodný s proudem tlumivkou i_L . Na začátku doby t_{OFF} , tj. konec doby t_{ON} nabývá tento proud velikosti I . V době t_{OFF} je tranzistor Q1 v nevodivém stavu zatěžován napětím U_{CC} . Proud tlumivkou L_1 je spojitý a prochází diodou D1. Teče jí proud i_D , který v průběhu doby t_{OFF} lineárně klesá se strmostí:

$$m_2 = -\frac{U_Z}{L_1}. \quad (1.11)$$

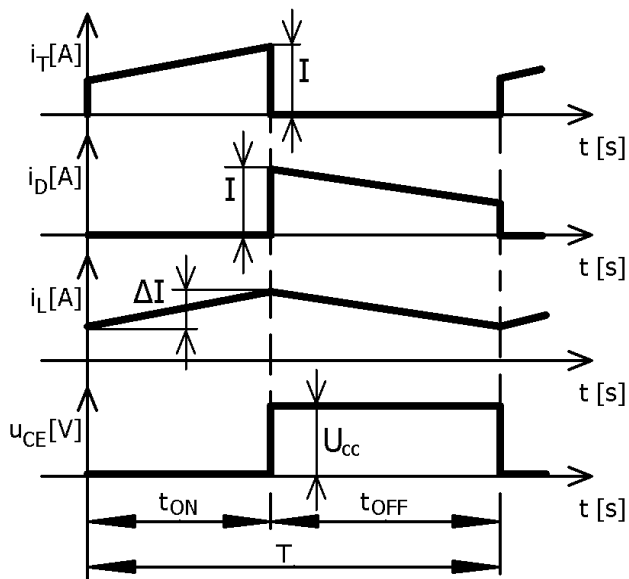
Na konci t_{OFF} končí perioda T měniče. Výstupní napětí U_Z v bezztrátovém obvodu závisí na střídě D podle vzorce:

$$U_Z = D \cdot U_{CC}. \quad (1.12)$$

* Tranzistor Q1 s plovoucím buzením a dioda D1 s katodou na záporném potenciálu výstupního napětí U_Z .



Obr. 1.14: Schéma snižujícího měniče.



Obr. 1.15: Ideální průběhy snižujícího měniče.

Výhodami tohoto měniče jsou:

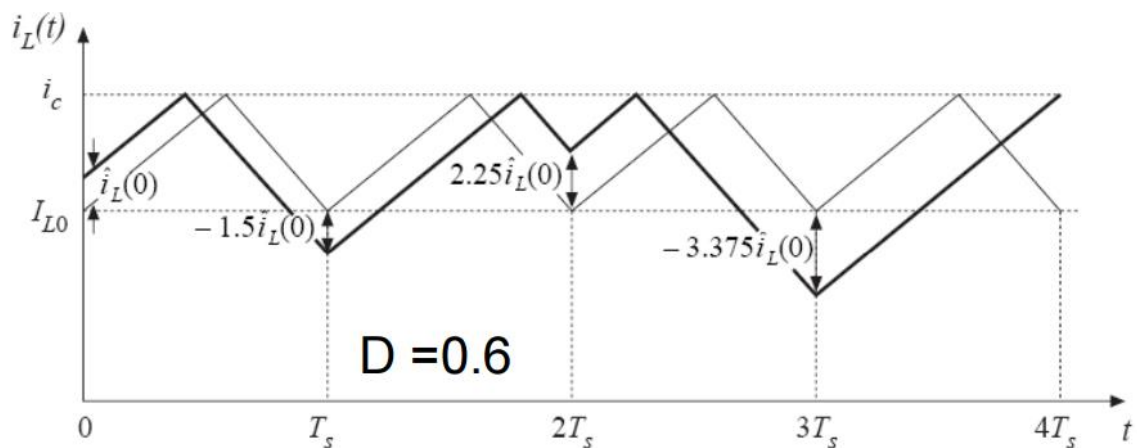
- pouze 1 indukční součástka, kterou je tlumivka,
- 1 tranzistor a 1 dioda, jež jsou namáhány napětím zdroje.

Nevýhodami tohoto měniče jsou:

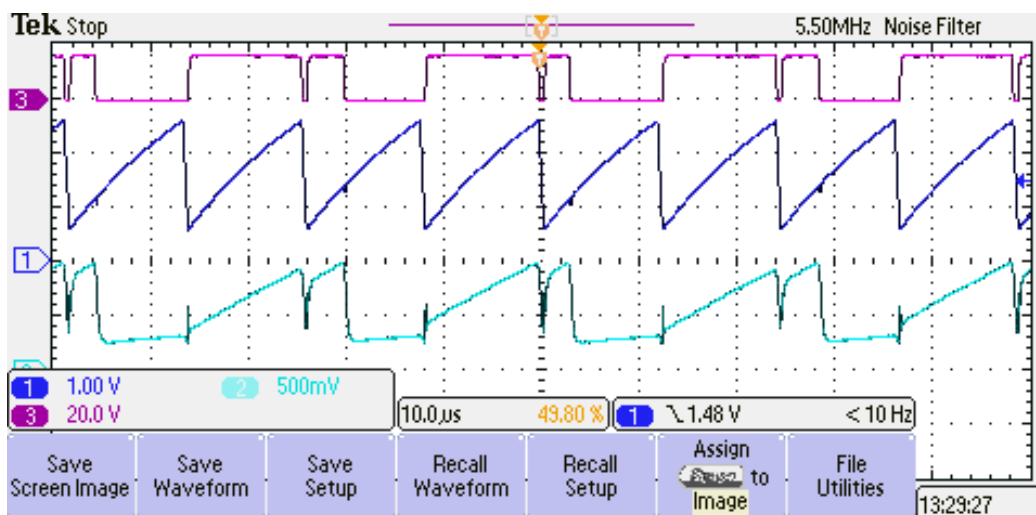
- výstup není galvanicky oddělen od vstupu,
- potřeba plovoucího buzení při použití horního spínače.

1.2.6 Subharmonická oscilace

Jedná se o specifický druh nestability měničů pracujících se spojitými proudem tlumivkou a kontrolovaných špičkovou hodnotou proudu. Při střídě D větší než 50 % dochází k úchylce od očekávaného průběhu proudu tlumivkou. Znázornění těchto průběhů lze nalézt na obrázku (Obr. 1.16). Typickým projevem této nestability je střídání dvou rozdílných dob otevření tranzistoru jako na obrázku (Obr. 1.17). To zapříčiní zvětšení zvlnění výstupního napětí měniče, ale také omezení maximálního výkonu měniče, jelikož naroste rozdíl mezi maximální a střední hodnotou proudu. Tuto nestabilitu způsobuje samotný druh řízení. [4; 5; 6]



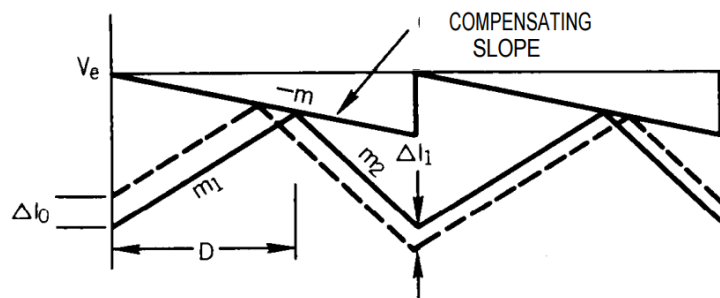
Obr. 1.16: Průběh proudu tlumivkou (světlejší je žádaným; tmavší je typickým průběhem při subharmonické oscilaci) (převzato z [6]).



Obr. 1.17: Typické měřené průběhy při subharmonické oscilaci měniče (1-RC oscilátor; 2-průběh proudu otevřeným tranzistorem; 3-řídící signál tranzistoru).

Pro utlumení této oscilace je nutné kompenzovat strmost proudu tlumivkou (slope compensation). Dodatečným zvýšením strmosti snímaného proudu, neboli přičtením pilovitého průběhu s periodou měniče ke snímanému signálu. Obrázek (Obr. 1.18) znázorňuje aplikaci takového řešení. Potřebná strmost kompenzačního signálu m_c je dána řešením kritéria stability [6]:

$$1 > \frac{|m_2| - |m_c|}{|m_1| + |m_c|} \quad (1.13)$$



Obr. 1.18: Kompenzace strmosti, variace vypínacího proudu během periody měniče ($m=m_c$) (převzato z [4]).

Pro zaručení stability je tedy nutné, aby měl kompenzační signál strmost:

$$m_c \geq 0,5 \cdot m_2 . \quad (1.14)$$

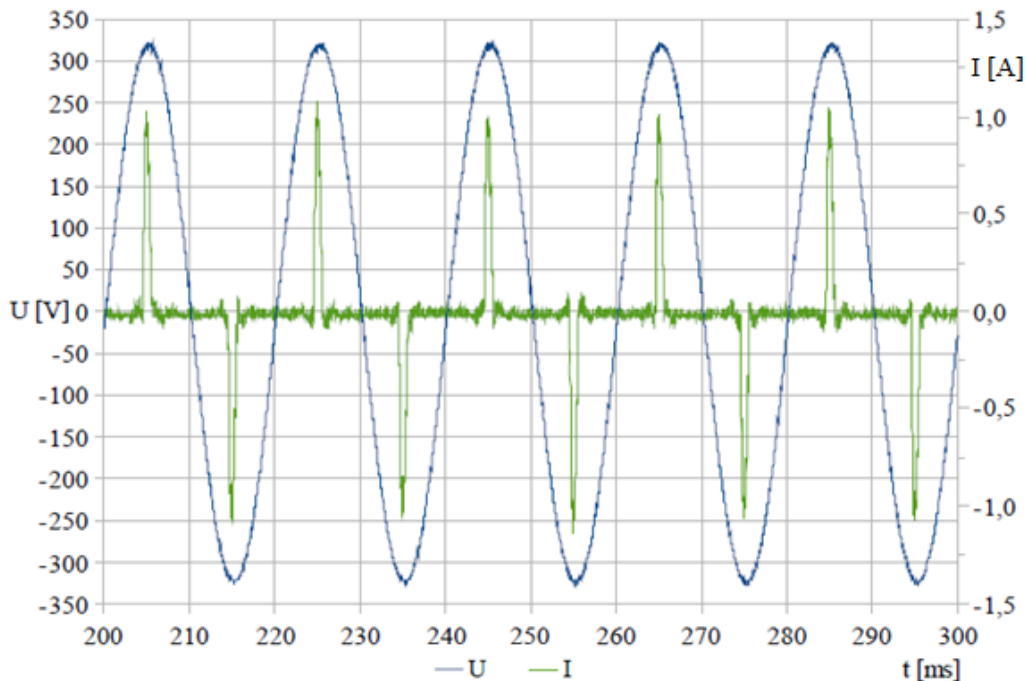
Z praktického hlediska je vhodné volit m_c až 75 % sestupné strmosti proudu m_2 [5]. To zajistí rychlejší utlumení této oscilace (během pár period měniče) a tedy stabilní chod měniče. Pro utlumení této oscilace během jedné periody měniče T by muselo platit:

$$m_c \geq m_2 . \quad (1.15)$$

Takovéto řešení zajistí velkou stabilizaci chodu měniče, avšak se zvyšující se potřebnou střídou D pro splnění požadovaného výstupního napětí klesá proudová zatížitelnost měniče.

1.3 Korekce účinníku (PFC)

Vzhledem k závislosti jistých obvodů na stejnosměrném napětí jsou zapojení opatřována usměrňovači obvykle s vyhlazovacím kondenzátorem. Během doby, kdy napětí sítě je menší než napětí kondenzátoru, je energie do stejnosměrných obvodů dodávána z vyhlazovacího kondenzátoru. Jakmile usměrňovaná hodnota síťového napětí začne být větší než napětí na vyhlazovacím kondenzátoru (uvažujeme-li ideální usměrňovač), začne se kondenzátor nabíjet proudem, který je omezen jeho ekvivalentním sériovým odporem (dále pouze ESR) a odporem vedení jako na obrázku (Obr. 1.19). Proudové špičky a následná neaktivita způsobuje nerovnoměrné vytížení sítě. V ideálním případě by měl být proud čerpán po celou dobu periody sítě a bez fázového posunu, jako je tomu u rezistivní zátěže.



Obr. 1.19: Průběh fázového napětí U a proudu I dvoucestného usměrňovače s vyhlazovacím kondenzátorem (převzato z [7] a upraveno).

1.3.1 Pasivní korekce účinníku

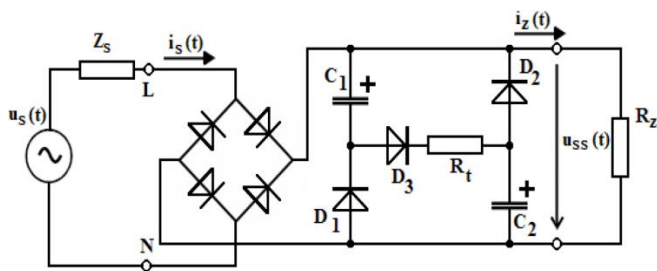
Jsou konstruovány z pasivních popř. neřízených prvků. Typickým představitelem je LC filtr nebo valley-fill.

LC filtr

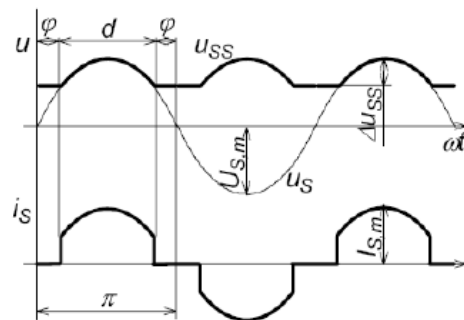
Skládá se ze sériové tlumivky a kondenzátoru. Tato kombinace se chová jako integrační článek, který propouští nízké a potlačuje vysoké kmitočty. Výstupní napětí je při zatížení nižší než maximální hodnota napětí střídavého zdroje. Charakteristická hodnota výstupního napětí při zatížení je 207 V. Tlumivku je nutné navrhovat na frekvenci 100 Hz.

Valley-fill

Schéma obvodu je vyobrazeno na obrázku (Obr. 1.20). Ideální průběhy tohoto zapojení jsou znázorněny na obrázku (Obr. 1.21). Při hodnotách napětí na výstupu Graetzova můstku větších než polovina maximální hodnoty střídavého zdroje a při zanedbání úbytků na diodách, jsou nabíjeny kondenzátory $C1$ a $C2$ zapojené do série (spolu s rezistorem R_t), takže se každý z nich nabije na polovinu maximální hodnoty střídavého napětí. Pokud napětí na výstupu Graetzova můstku klesne pod polovinu maximální hodnoty, je proud do zátěže dodáván z kondenzátorů, které jsou momentálně situovány paralelně. Výstupní napětí tohoto PFC je velmi silně zvlněné (nejméně 50 %).



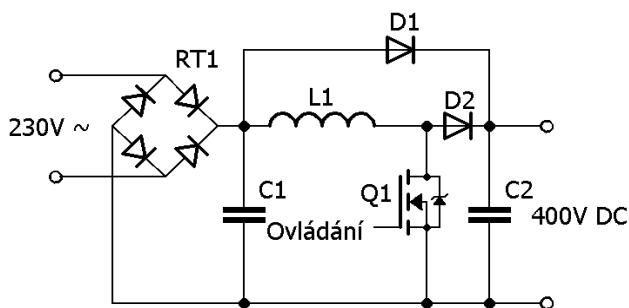
Obr. 1.20: Schéma obvodu valley-fill (převzato z [7]).



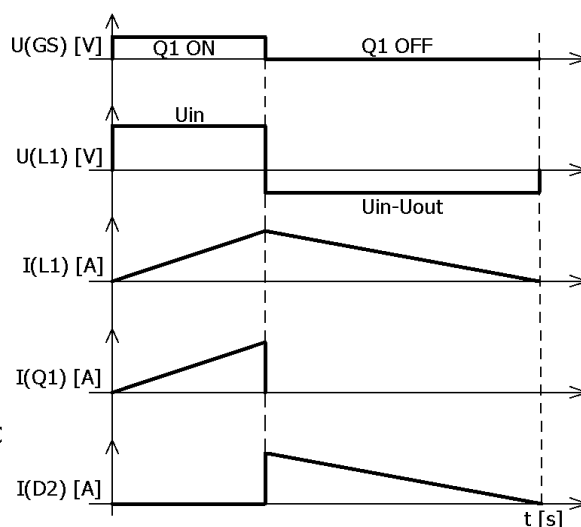
Obr. 1.21: Ideální průběhy valley-fill (převzato z [7]).

1.3.2 Aktivní korekce účinníku

Lze jej považovat za předřadný zdroj, jež svůj proudový odběr kontroluje vzhledem k aktuální hodnotě fázového napětí. Jedna z vhodných topologií pro tento účel je zvyšující měnič (boost). Na obrázku (Obr. 1.22) je uvedeno principiální schéma zvyšujícího PFC měniče a na obrázku (Obr. 1.23) typické průběhy měniče v režimu na hranici kontinuálních proudů. Existuje několik způsobů řízení tohoto měniče, pro účel kontroly odebíraného proudu.



Obr. 1.22: Principiální schéma zvyšujícího PFC.

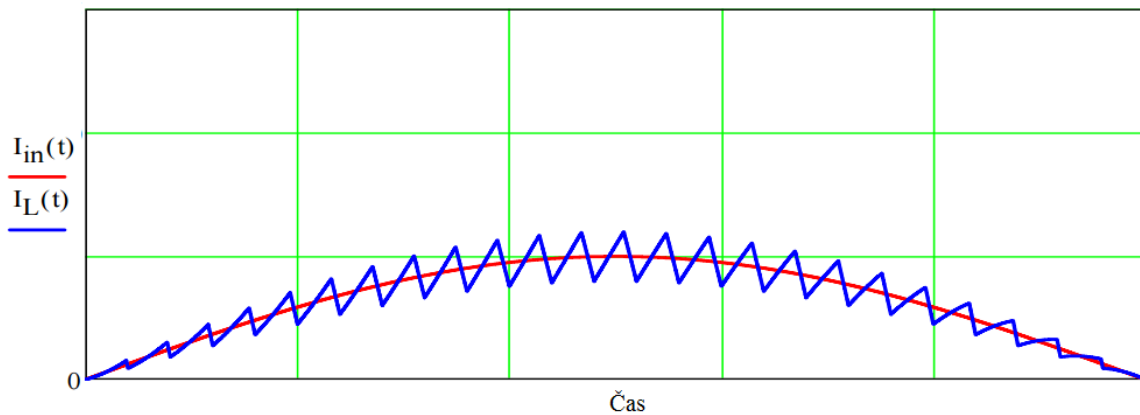


Obr. 1.23: Typické průběhy během periody zvyšujícího měniče na hranici spojitého proudu.

Režim spojitého proudu (CCM)

V tomto režimu po celou dobu periody prochází pracovní tlumivkou proud, který kopíruje průběh vstupního napětí. Zvlnění proudu tlumivkou je 15-30%. Průběh proudu pracovní tlumivkou pro tento režim lze nalézt na obrázku (Obr. 1.24). Tento režim si klade větší nároky na kvalitu řízení, ale také kvalitu součástek. Například dioda D2 z obrázku (Obr. 1.22) musí být ultra rychlá. Při použití pomalé diody je vybíjen C2 ještě nezavřenou diodou a otvírajícím

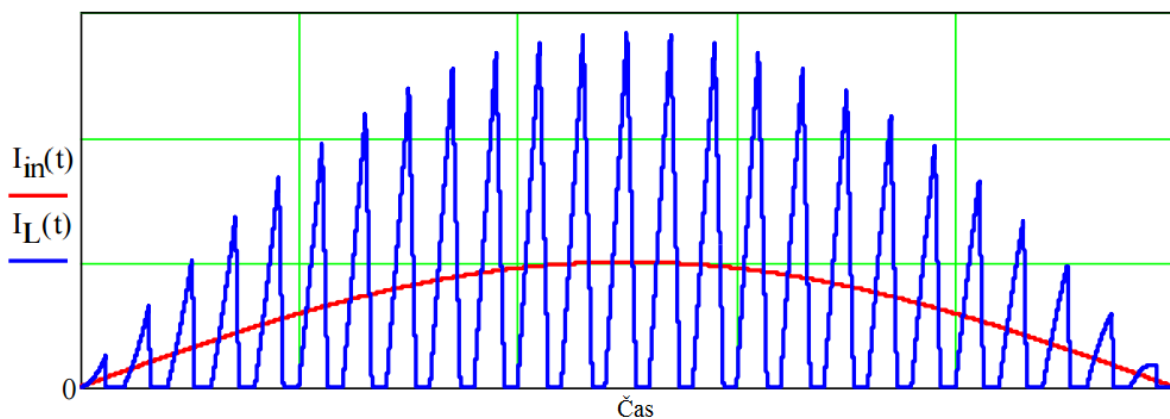
se tranzistorem Q1. Podstatné přepínací ztráty vznikají na tranzistoru Q1. Indukčnost tlumivky L1 bývá větší než u ostatních režimů. Vzhledem k malému zvlnění proudu jsou snižovány nároky na EMI filtr. Používá se pro střední a vysoké výkony tj. od 600 W.



Obr. 1.24: Průběh proudu na pracovní cívce PFC v režimu CCM (převzato z [8] a upraveno).

Režim nespojitého proudu (DCM)

Tento režim je charakteristický tím, že proud pracovní tlumivkou klesá až na nulovou hodnotu, na níž může po určitou dobu setrvat. Průběh proudu pracovní tlumivkou tohoto režimu lze nalézt na obrázku (Obr. 1.25). Výhodné je, že tranzistorem Q1 v momentě sepnutí tranzistoru neteče proud a i při použití pomalejší diody D2, je již tato dioda zotavena. Špičková hodnota proudu je více než dvojnásobně vyšší než průměrná hodnota proudu. V momentě rozepnutí dochází k největším ztrátám. Velikost navrhované tlumivky bývá malá. Používá se pouze pro malé výkony.

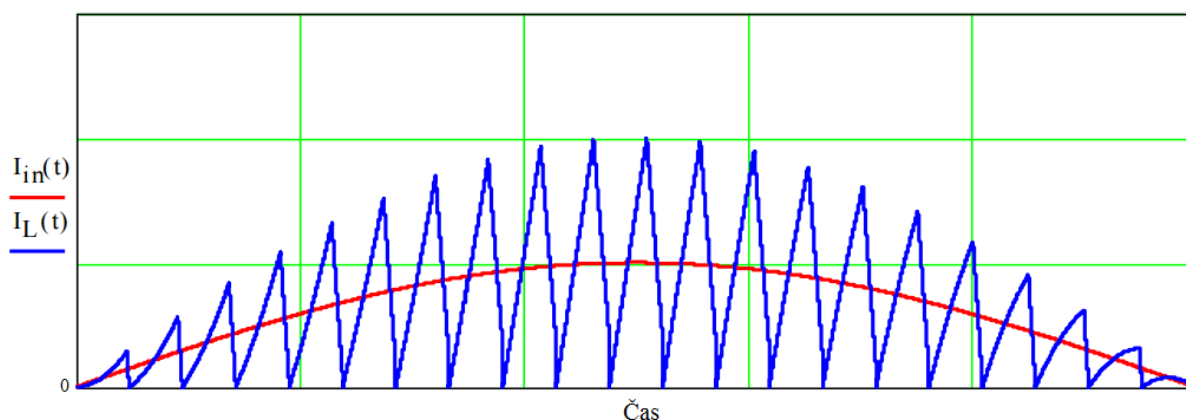


Obr. 1.25: Průběh proudu na pracovní cívce PFC v režimu DCM (převzato z [8] a upraveno).

Režim na hranici spojitého proudu (CrM)

Lze nalézt taky pod zkratkou TM (Transition mode). Průběh proudu pracovní tlumivkou lze nalézt na obrázku (Obr. 1.26). V tomto režimu je detekován moment, kdy proud pracovní tlumivky dosahuje nulové hodnoty. V tuto dobu dochází k opětovnému sepnutí tranzistoru Q1 a opětovnému nabíjení tlumivky. Výhodou tohoto režimu je, že v momentě sepnutí Q1 je proud nulový a dioda je již zotavena. Avšak v době rozepínání Q1, jím teče proud dvakrát

větší než průměrná hodnota proudu. Tento režim taky klade požadavky na vstupní EMI filtr, který toto 100procentní zvlnění musí být schopen vyfiltrovat. Používá se pro malé až střední výkony tj. do 600W.



Obr. 1.26: Průběh proudu na pracovní cívice PFC v režimu CrM (převzato z [8] a upraveno).

1.4 Cívka na feritovém jádře

Feritové jádra se používají především pro transformátory spínaných zdrojů, avšak výroba cívek s nimi je možná taky. Ve většině případů je nutné zařadit do magnetického obvodu odpor v podobě vzduchové mezery. Pokud by tato mezera do obvodu nebyla zařazena, došlo by k přesycení jádra, již při velmi malých hodnotách proudu.

Počet závitů potřebných pro výrobu cívky o indukčnosti L , maximálnímu proudu I_{MAX} , maximální hodnotě sycení jádra B_{MAX} a obsahu středního sloupku feritového jádra S_{FE} lze vypočítat dle vztahu [3]:

$$N = \frac{L \cdot I_{MAX}}{B_{MAX} \cdot S_{Fe}} \quad (1.16)$$

Velikost vzduchové mezery lze vypočítat podle vztahu [3]:

$$l_V = \frac{L \cdot I_{MAX}^2 \cdot \mu_0}{B_{MAX}^2 \cdot S_{Fe}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r_{Fe}}} \quad (1.17)$$

Souhrnným parametrem, který je dán součinem obsahu okna pro vinutí a obsahu středního sloupku, je tzv. elektromagnetická velikost jádra [3], v katalogových listech uváděno jako „area product“. Jednotkou této veličiny je m^4 . Podle tohoto parametru je možné rozhodnout, zda-li je cívka na daném jádře realizovatelná, popř. při změně typu jádra jakou velikost nového typu zvolit.

Jádra ETD a RM se vyznačují kulatým středním sloupkem. Jádra RM mají větší obsah středního sloupku a menší prostor pro vinutí, při stejné elektromagnetické velikosti oproti jádrům ETD. To znamená, že navržená cívka bude mít při stejném maximálním sycení menší počet závitů.

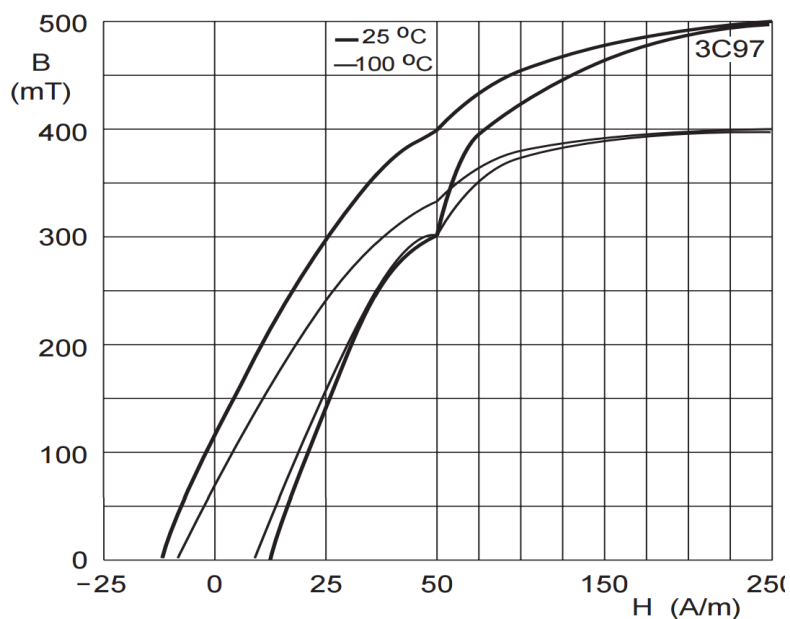
Činitel plnění vinutí je definován vztahem [3]:

$$k_p = \frac{N \cdot S_{Cu,zav}}{S_{okno}}. \quad (1.18)$$

Tato hodnota se pohybuje v intervalu od 0,2 do 0,8 [3] a je poměrem plochy čisté mědi k ploše okna vinutí S_{okno} .

1.4.1 Feritový materiál 3C97

Magnetizační křivku materiálu 3C97 lze nalézt na obrázku (Obr. 1.27). Výrobce uvádí saturační hodnoty magnetické indukce 410 mT při 100 °C a 530 mT při 25 °C. Hodnotu maximálního sycení B_{MAX} , při kterém cívkou protéká proud I_{MAX} , volíme menší než tyto hodnoty. Polohu tohoto bodu volí návrhář do kolena magnetizační křivky [3].



Obr. 1.27: Magnetizační křivka materiálu 3C97 (převzato z [9]).

1.4.2 Skinefekt

Tento jev se začíná projevovat významně při vyšších frekvencích (desítky kHz a výše). Uvažujeme-li kulatý vodič o průměru d , je pro vyšší kmitočty než f vypočteného z rovnic (1.19) a (1.20), rozložení proudové hustoty ve vodiči nerovnoměrné. U povrchu tohoto vodiče je proudová hustota vyšší než její střední hodnota. Naopak ve středu vodiče je proudová hustota nižší [3]. V podstatě je proud vytlačován ze středu vodiče.

V případě frekvencí, na kterých pracují spínané zdroje, lze uvažovat o tomto jevu jako o změně odporu (zvýšení). Nejen z tohoto důvodu je nutné při výrobě cívky, či transformátoru dbát na frekvenci spínání. Efektivní průměr kruhového vodiče d lze vypočíst ze vztahu [3]:

$$d = 2 \cdot \delta, \quad (1.19)$$

kde δ je hloubka vniku a je rovna [3]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}}. \quad (1.20)$$

Jednou z možných ochran proti skinefektu je použití fóliového (plochého) vinutí. Pro fóliové vodiče je hodnota d , vycházející z rovnic (1.19) a (1.20), také směrodatná, avšak v tomto případě se jedná o efektivní tloušťku fólie. Výhodami tohoto vinutí je vyšší činitel plnění vinutí, vzhledem k jeho geometrii a možnosti uložení. Jeho šířka nemá téměř vliv na rozložení proudu.

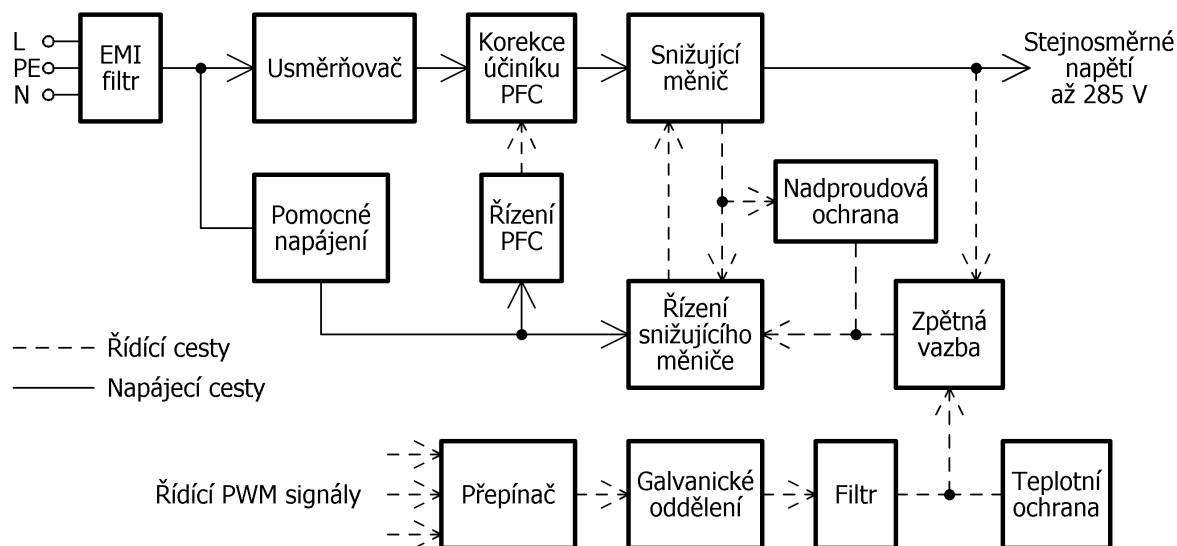
Další z možných ochran proti skinefektu je použití vysokofrekvenčního lanka. To se sestává z velkého počtu vzájemně izolovaných vodičů s velmi malým průměrem (např. 0,1 mm), právě z důvodů omezení vlivu skinefektu. Celý tento soubor vodičů je následně izolován například pomocí bavlny.

2 NÁVRH

Tato kapitola popisuje návrh stmívače jako celku. Požadavky na něj jsou:

- regulovatelné stejnosměrné výstupní napětí až $U_{out_BUCK}=285\text{ V}$,
- výstupní výkon $P_{out_BUCK}=600\text{ W}$ (při výstupním napětí U_{out_BUCK}),
- vstupní střídavé napětí v rozsahu $U_{in_min_PFC}=190$ až $U_{in_max_PFC}=260\text{ V}$,
- ovládání výstupního napětí pomocí externího PWM signálu,
- výkonové součástky na společném chladiči,
- maximální výška zástavby plošného spoje 35 mm,
- vysoký účinnost stmívače.

Stmívač se skládá z několika funkčních celků. Blokové schéma lze nalézt na obrázku (Obr. 2.1).



Obr. 2.1: Blokové schéma stmívače.

Při návrhu tlumivek bylo nutné vybrat typ a rozměr jádra, a také jeho materiál. Indukčnost tlumivky, maximální proud, při němž dosahuje sycení jádra maximální hodnoty a pracovní kmitočet, jsou primárními vlastnostmi podle, kterých začíná výběr rozměrů jádra a materiálu. Bylo vybíráno ze sortimentu internetového obchodu semic.cz [10], který nabízí možnost objednání jader s definovanou délkou vzduchové mezery.

Vybraným typem jádra jest RM14 vyrobeného z materiálu 3C97. To bude použito pro konstrukci tlumivky pro PFC, tak i pro snižující měnič. Parametry feritového jádra RM14 a jeho příslušenství lze nalézt v katalogových listech [11; 12]. Materiál 3C97 (lze jej nalézt také pod označením N97 nebo CF297) byl vybrán z důvodů nízkých hysterezních ztrát, vysoké rezistivity, vyhovujícímu frekvenčnímu rozsahu, dobré hodnotě maximálního sycení jádra a téměř nulového rozdílu ceny oproti ostatním materiálům. Jeho vlastnosti popisuje katalogový list [9].

Dalšími zvažovanými feritovými materiály byly:

- 3C90 (N67, CF138) [13],
- 3C94 (N87, CF139, TP4A) [14],
- 3C95 (N95, CF295) [15].

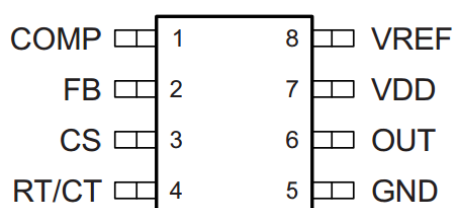
Ve schématu jsou používány diody BAT54C. Jedná se o dvě diody se společnou katodou v jednom pouzdře. Tato dioda má velmi malé propustné napětí v oblasti proudů do 10 mA [16]. V některých případech je zapotřebí pouze samostatné diody, avšak namísto zanesení dalšího typu součástky do schématu je využito právě BAT54C se spojenými diodami paralelně.

Živé části tohoto zařízení jsou z dosahu uživatele. Zátěž bude umístěna u stropu divadla, jedná se tedy o ochranu polohou.

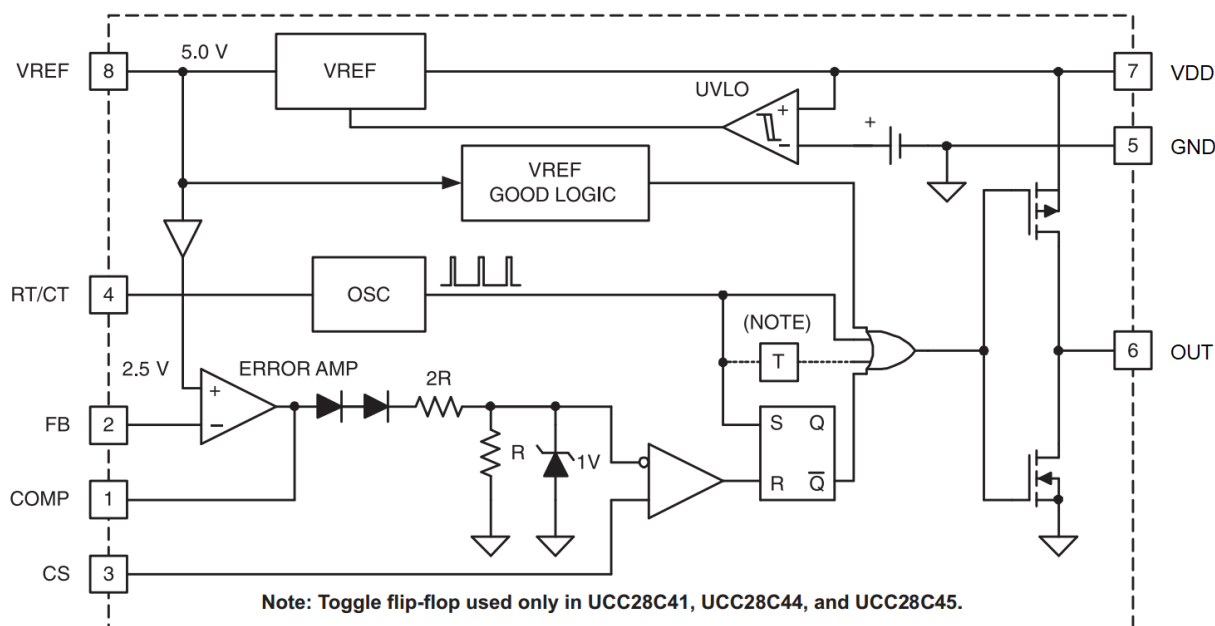
2.1 Integrovaný obvod UCC28C43

Integrovaný obvod UCC28C43 slouží k řízení propustných, blokujících, snižujících i zvyšujících měničů. Tento obvod má 8 vývodů. Jejich fyzické uspořádání lze nalézt na obrázku (Obr. 2.2). Vnitřní principiální zapojení tohoto obvodu lze nalézt na obrázku (Obr. 2.3). Podle katalogového listu [17] jsou jeho přednosti:

- spínací frekvence až 1 MHz,
- nízký vstupní proud v pohotovostním režimu maximálně 100 (mikro)A,
- rychlá 35 ns špičková proudová ochrana (cycle by cycle),
- rail-to-rail výstup s náběžnou dobou 25 ns a sestupnou dobou 20 ns,
- ± 1 A špičkový proud výstupu,
- seřízený vybíjecí proud oscilátoru,
- nová verze ochrany proti podpětí,
- maximální střída 100 %.



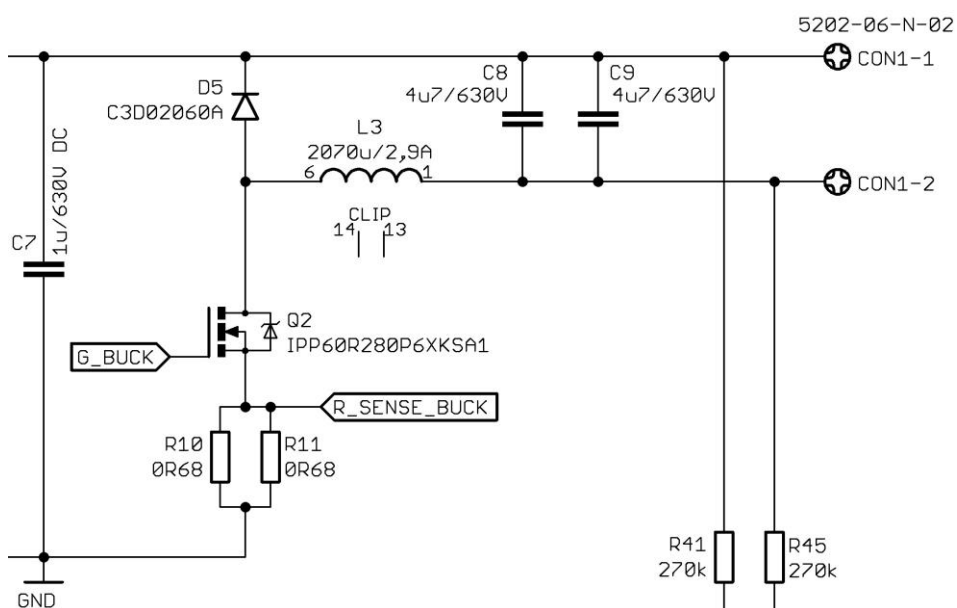
Obr. 2.2: Rozložení vývodů integrovaného obvodu UCC28C43 (převzato z [17]).



Obr. 2.3: Vnitřní principiální zapojení integrovaného obvodu UCC28C43 (převzato z [17] a upraveno).

2.2 Snižující měnič

Tento blok slouží ke snížení a stabilizaci napětí, produkovaného blokem PFC. Hodnota výstupního napětí tohoto bloku je ovládána pomocí řídicího signálu. Vzhledem k tomu, že výstupní napětí je vyšší než bezpečné dotykové (podle normy ČSN), je možné použít dolní spínač u snižujícího měniče. K řízení je použito integrovaného obvodu UCC28C43. Schematické zapojení silové části tohoto bloku je zobrazeno na obrázku (Obr. 2.4).



Obr. 2.4: Schematické zapojení silové část snižujícího měniče.

Požadavky na tento blok jsou:

- vstupní napětí $U_{out_PFC}=370$ V (maximální $U_{in_MAX_BUCK}=400$ V),
- dodávaný výkon (při výstupním napětí $U_{out_BUCK}=285$ V) $P_{out_BUCK}=600$ W,
- tlumivka na jádře RM14,
- frekvence snižovače $f_{BUCK}=100$ kHz,
- ovládání výstupního napětí pomocí externího PWM signálu,
- předpokládaná účinnost $\eta_{BUCK}=94$ %.

Střední hodnota výstupního proudu je:

$$I_{out_BUCK} = \frac{P_{out_BUCK}}{U_{out_BUCK}} = \frac{600}{285} \doteq 2,1 \text{ A.} \quad (2.1)$$

Střída tranzistoru je dána, vztahem [18]:

$$\begin{aligned} D_{BUCK} &= \frac{U_{out_BUCK}}{U_{in_MAX_BUCK} \cdot \eta_{BUCK}} = \\ &= \frac{285}{400 \cdot 0,94} \doteq 0,758. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Bylo zvoleno zvlnění proudu tlumivkou $k_{BUCK}=20$ %, při maximálním zatížení. Zvlnění proudu je [18]:

$$\begin{aligned} \Delta I_{L3} &= k_{BUCK} \cdot I_{out_BUCK} = \\ &= 0,2 \cdot 2,1 = 0,42 \text{ A.} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Špičkový proud tlumivky L3 by měl mít hodnotu [18]:

$$\begin{aligned} I_{L3_MAX} &= I_{out_BUCK} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = \\ &= 2,1 + \frac{0,42}{2} = 2,32 \text{ A.} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Při frekvenci měniče $f_{BUCK}=100$ kHz, je potřebná indukčnost tlumivky L_3 bezztrátovém obvodu alespoň [18]:

$$L_3 \geq \frac{U_{out_BUCK} \cdot (U_{in_MAX_BUCK} - U_{out_BUCK})}{\Delta I_{L3} \cdot f_{BUCK} \cdot U_{in_MAX_BUCK}} = \quad (2.5)$$

$$= \frac{285 \cdot (400 - 285)}{0,42 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 400} \doteq 1,95 \text{ mH}.$$

Kompensace strmosti a snímání proudu

Při volbě indukčnosti tlumivky $L_3=2070$ μH je největší strmost proudu při vybíjení v pracovním rozsahu:

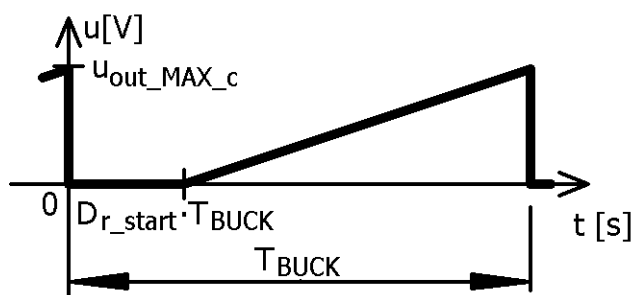
$$m_{2_BUCK} = -\frac{U_{out_BUCK} + U_{D5_P}}{L_3} \cong -\frac{U_{out_BUCK}}{L_3} \quad (2.6)$$

$$= -\frac{285}{2070 \cdot 10^{-6}} \doteq -0,137681 \text{ A}/\mu\text{s}.$$

Signál kompenzace strmosti musí mít strmost ekvivalentní [5]:

$$m_c = \frac{3}{4} \cdot m_{2_BUCK} = 0,75 \cdot (-0,137681) \doteq -0,103261 \text{ A}/\mu\text{s}. \quad (2.7)$$

Je zamýšlena modifikace kompenzačního signálu tak, aby signál byl podobný jako tomu na obrázku (Obr. 2.5). Na obrázku (Obr. 2.6) lze nalézt navrhované zapojení.



Obr. 2.5: Znázornění modifikovaného signálu kompenzace strmosti.

Pokud začne kompenzační signál narůstat až ve čtvrtině periody $D_{r_start}=0,25$, bude snížen nárok na maximální proud tlumivky L_3 , který by jinak musel být o to větší. Tlumivka bude muset být tedy navržena na maximální proud $I_{L3_MAX_c}$, i když oblast pracovních proudů měniče leží poněkud níže. Maximální proud $I_{L3_MAX_c}$ je roven:

$$\begin{aligned}
 I_{L3_MAX_c} &= (D_{BUCK} - D_{r_start}) \cdot |m_c| \cdot \frac{1}{f_{BUCK}} + I_{L3_MAX} = & (2.8) \\
 &= (0,758 - 0,25) \cdot 103261 \cdot \frac{1}{10^5} + 2,32 \doteq 2,845 \text{ A} .
 \end{aligned}$$

Maximální vypínací práh obvodu IO2 je při aplikaci 1 V na vývodu ISENSE, za podmínky, že napětí na vývodu COMP se blíží 5 V. Z této hodnoty je možné vypočítat odpor proudového snímače:

$$\begin{aligned}
 R_{sense_BUCK} &= \frac{1}{I_{L3_MAX_c}} = & (2.9) \\
 &= \frac{1}{2,845} \doteq 351,55 \text{ m}\Omega \cong 340 \text{ m}\Omega .
 \end{aligned}$$

Vypínací proud obvodu je tedy:

$$\begin{aligned}
 I_{MAX_BUCK} &= \frac{1}{R_{sense_BUCK}} = & (2.10) \\
 &= \frac{1}{340 \cdot 10^{-3}} \doteq 2,941 \text{ A} .
 \end{aligned}$$

Tato hodnota je vyšší než je požadovaná, avšak tuto diferenci lze eliminovat stejným posuvem signálu. Pracovní cyklus rezistoru R_{sense_BUCK} je stejný jako cyklus tranzistoru Q2. Výkonová ztráta tohoto rezistoru je přibližně:

$$\begin{aligned}
 P_{R_sense_BUCK} &= (I_{out_BUCK} \cdot \sqrt{D_{BUCK}})^2 \cdot R_{sense_BUCK} = & (2.11) \\
 &= (2,1 \cdot \sqrt{0,758})^2 \cdot 340 \cdot 10^{-3} = 1,14 \text{ W} .
 \end{aligned}$$

Rezistor R_{sense_BUCK} reprezentován ve schématu paralelním spojením rezistorů R10 a R11 o hodnotě 680 m Ω a výkonovou ztrátou 1 W. Tyto rezistory jsou bezindukční a určeny pro snímání proudu.

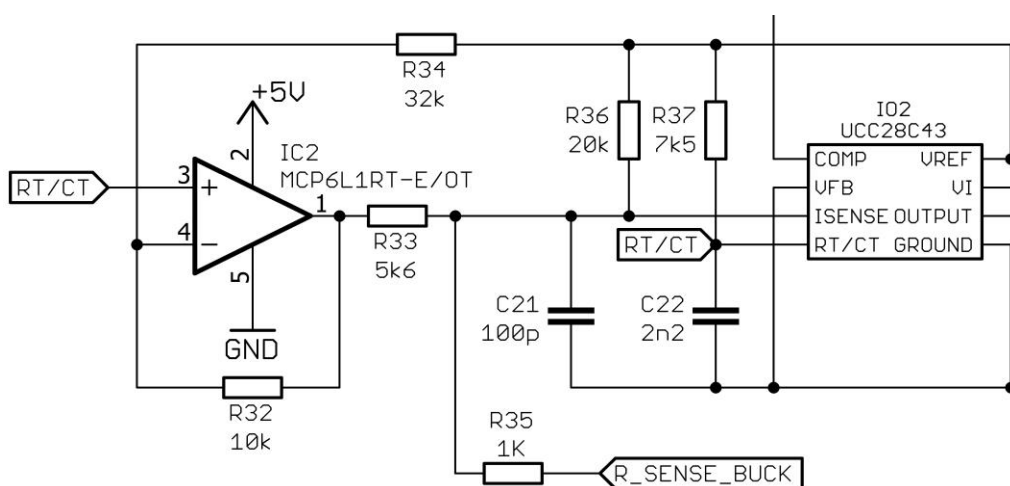
Napěťový úbytek rezistoru musí být před vstupem do pinu CS obvodu IO1 filtrován. Pro tento účel postačí filtr 1.řádu (RC člen). Při volbě rezistoru R34=1 k Ω a kondenzátoru C21=100 pF, je jejich časová konstanta rovna:

$$\tau_{filter_BUCK} = R_{35} \cdot C_{21} =$$

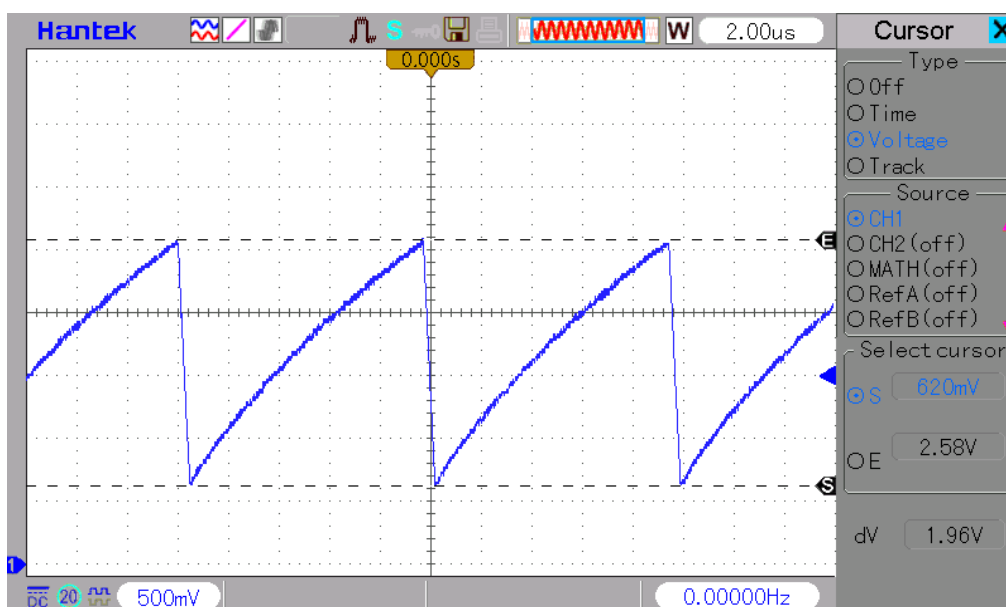
$$= 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 100 \text{ ns} .$$

To by mělo být dostatečné. Pokud by se ukázalo, že je časová konstanta τ_{filter_BUCK} příliš vysoká, je možné snížit kapacitu kondenzátoru C21. Změna odporu rezistoru R35 by byla nevhodná, vzhledem k rovnicím (2.18) a (2.19).

Přibližně pilovitý průběh napětí se stejnosměrným posuvem a periodou T_{BUCK} lze snímat na kondenzátoru C22, který je připojen na vývod RT/CT obvodu IO2. Typický průběh napětí na pinu RT/CT lze vidět na obrázku (Obr. 2.7). Tento uzel by neměl být zatěžován, vzhledem k tomu, že je jím řízen samotný kmitočt f_{BUCK} .



Obr. 2.6: Modifikovaná kompenzace strmosti a sekce oscilátoru.



Obr. 2.7: Typický průběh napětí oscilátoru obvodu UCC28C43.

Jelikož reálným signálem je úsek exponenciály, je pro zjednodušení signál linearizován. Sestupnou část lze zanedbat. Z obrázku (Obr. 2.7) lze odečíst minimální napětí $U_{osc_L}=620$ mV a maximální napětí $U_{osc_H}=2,58$ V. Rovnice linearizovaného průběhu je:

$$\begin{aligned} u_{osc}(D) &= (U_{osc_H} - U_{osc_L}) \cdot D + U_{osc_L} = \\ &= (2,58 - 0,62) \cdot D + 0,62 = (1,96 \cdot D + 0,62) \text{ V}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

kde D reprezentuje střihu v intervalu 0 až 1, podle které lze zjistit konkrétní napětí během libovolné periody měniče.

Výstupní pilový průběh začíná narůstat až při D_{r_start} , jako na obrázku (Obr. 2.5). Zapojení využívá záporné saturace výstupu operačního zesilovače. To závisí na poměru rezistorů R_{32} a R_{34} , kterými je zároveň měněno zesílení vstupního signálu. Napětí na neinvertujícím a invertujícím vstupu obvodu IC2 shodné, pokud není výstup IC2 v saturaci. Pro toto zapojení je platná rovnice:

$$\frac{U_{ref} - u_{osc}(D)}{R_{34}} = \frac{u_{osc}(D) - u_{out_IC2}}{R_{32}}. \quad (2.14)$$

Jako známý rezistor byl zvolen $R_{32}=10$ k Ω a napětí na výstupu obvodu IC2 je 0 V. Začátek pilového signálu je reprezentováno $D=D_{r_start}$. Z rovnice (2.14) vyplývá, že potřebná hodnota rezistoru R_{34} je:

$$\begin{aligned} R_{34} &= \frac{R_{32} \cdot (U_{ref} - u_{osc}(D_{r_start}))}{u_{osc}(D_{r_start}) - u_{out_IC2}} = \\ &= \frac{10 \cdot 10^3 \cdot (5 - (1,96 \cdot 0,25 + 0,62))}{(1,96 \cdot 0,25 + 0,62) - 0} \doteq 35045 \Omega \cong 33 \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Z rovnice (2.14) vyplývá, že amplituda výstupního napětí, tj. při největším vstupním napětí ($D=1$) je:

$$\begin{aligned} U_{out_MAX_IC2} &= u_{osc}(1) - \frac{R_{32} \cdot (U_{ref} - u_{osc}(1))}{R_{34}} = \\ &= (1,92 \cdot 1 + 0,62) - \frac{10 \cdot 10^3 \cdot (5 - (1,96 \cdot 1 + 0,62))}{33 \cdot 10^3} \doteq 1,795 \text{ V}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Modifikovaný pilovitý průběh začíná narůstat až v D_{r_start} násobku periody. Tedy musí být jeho amplituda:

$$U_{out_MAX_c} = |m_c| \cdot R_{sense_BUCK} \cdot T_{BUCK} \cdot (1 - D_{r_start}) = \quad (2.17)$$

$$= 103261 \cdot 340 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-5} \cdot (1 - 0,25) \doteq 263,3 \text{ mV}.$$

Na uzlu, který je připojen k vývodu ISENSE obvodu IO2, dochází k napěťovému sčítání. Hodnota odpor, jež je na tento uzel připojen, určuje váhu signálu připojeného k jeho druhému terminálu. Zeslabení signálu zajišťuje rezistor R33. Jeho hodnotu lze vypočítat z potřebného zeslabení signálu vynásobenou hodnotou rezistoru R35, který má pomyslnou váhu 1. Potřebná hodnota odporu rezistoru R33 je:

$$R_{33} = \frac{U_{out_MAX_IC2}}{U_{out_MAX_c}} \cdot R_{35} = \quad (2.18)$$

$$= \frac{1,795}{0,2633} \cdot 10^3 \doteq 6817 \Omega \cong 6,8 \text{ k}\Omega.$$

Je použit operační zesilovač MCP6L1RT-E/OT, jenž je reprezentován ve schématu jako IC2. Podle jeho katalogového listu [19] je rail-to-rail schopný pracovat při napájecím napětí 2,7 V až 6 V. Sledovaným parametrem je v tomto případě doba přeběhu (Slew Rate). Zejména z důvodu ostré hrany sledovaného signálu (pilový průběh). Sestupná doba přeběhu je přibližně 1,5 V/ μ s, což je dostačující.

Stejnoseměrné posunutí lze zvětšit snížením odporu rezistoru R36. Rovnice (2.19) vychází z prvního Kirchhoffova zákona pro uzel připojený k vývodu ISENSE obvodu IO2 a stavu obvodu při kterém je rozepnut tranzistor Q2. Potřebné napětí na tomto uzlu je 1 V.

$$\frac{U_{ref} - 1}{R_{36}} = \frac{1 - R_{sense_BUCK} \cdot I_{L3_MAX_c}}{R_{35}} + \frac{1}{R_{33}}. \quad (2.19)$$

Úpravou rovnice (2.19) lze získat výraz pro výpočet rezistoru R36. Potřebná hodnota odporu je:

$$R_{36} = \frac{U_{ref} - 1}{\frac{1 - R_{sense_BUCK} \cdot I_{L3_MAX_c}}{R_{35}} + \frac{1}{R_{33}}} = \quad (2.20)$$

$$= \frac{5 - 1}{\frac{1 - 340 \cdot 10^{-3} \cdot 2,845}{10^3} + \frac{1}{6,8 \cdot 10^3}} \doteq 22252 \Omega \cong 22 \text{ k}\Omega.$$

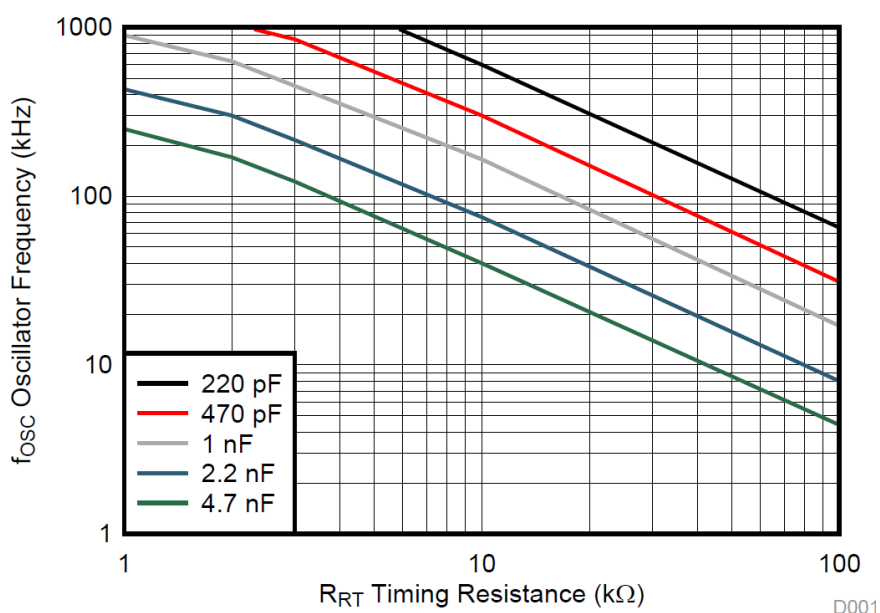
Modifikace kompenzačního signálu zapříčinila snížení nároků na maximální proud tlumivky přibližně o:

$$I_{L3_MAX} \cong D_{r_start} \cdot T_{BUCK} \cdot |m_c| = \quad (2.21)$$

$$= 0,25 \cdot 10^{-5} \cdot 103261 \doteq 0,258 \text{ A.}$$

Nastavení frekvence

Frekvence je nastavena pomocí rezistoru R37 a kondenzátoru C22. V grafu (Graf 2.1) lze nalézt závislost vlastností těchto prvků na frekvenci měniče f_{BUCK} . Proto je zvolen kondenzátor C22=2,2 nF a rezistor R37=7,5 kΩ, což je přibližně $f_{BUCK}=100$ kHz.



Graf 2.1: Závislost odporu rezistoru $R_{RT}=R37$ na frekvenci měniče $f_{OSC}=f_{BUCK}$ s parametrem kapacity kondenzátoru C22 (převzato z [17]).

Tlumivka L3

Pro připomenutí $L3=2070 \mu\text{H}$. Úpravou rovnice (1.17) lze získat vztah pro výpočet maximálního sycení při zvoleném maximálním proudu $I_{L3_MAX_a}=2,9$ A. Hodnota tohoto proudu vychází z hodnoty $I_{L3_MAX_c}$, která musí menší než zvolená $I_{L3_MAX_a}$

Pro výpočet je potřeba údajů z katalogových listů [11; 12]:

- minimální plocha středního sloupku $S_{Fe}=170 \text{ mm}^2$,
- střední délka siločáry $l_{Fe}=70 \text{ mm}$,
- relativní permeabilita jádra $\mu_{r_Fe}=3000$,
- obsah okna pro vinutí $S_{okno}=111 \text{ mm}^2$,
- průměrná délka jednoho závitu $l_{avg}=71 \text{ mm}$.

Se vzduchovou mezerou $l_{v_{L3}}=0,96$ mm je velikosti maximálního sycení:

$$B_{L3_MAX} = \sqrt{\frac{L_3 \cdot I_{L3_MAX_a}^2 \cdot \mu_0}{\left(l_{v_{L3}} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{r_{Fe}}}\right) \cdot S_{Fe}}} = \quad (2.22)$$

$$= \sqrt{\frac{2070 \cdot 10^{-6} \cdot 2,9^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{\left(0,96 \cdot 10^{-3} + \frac{70 \cdot 10^{-3}}{3000}\right) \cdot 170 \cdot 10^{-6}}} \doteq 361,76 \text{ mT}.$$

Pracovních proudů kolem $I_{L3_MAX_a}$ měnič dosahuje pouze při přetížení, případně startu, kdy je nabíjena výstupní kapacita. Z toho vyplývá, že hodnota maximálního sycení B_{L3_MAX} navrhované tlumivky může být mírně nad obvykle volenou hodnotou. V oblasti proudů $I_{L3_MAX_c}$ se bude sycení jádra pohybovat pod 300 mT. Podle rovnice (1.16) je potřebný počet závitů:

$$N_{L3} = \frac{L_3 \cdot I_{L3_MAX_a}}{B_{L3_MAX} \cdot S_{Fe}} = \quad (2.23)$$

$$= \frac{2070 \cdot 10^{-6} \cdot 2,9}{361,76 \cdot 10^{-3} \cdot 170 \cdot 10^{-6}} \doteq 97,6 \approx 98 \text{ závitů}.$$

Pro eliminaci skinefektu je podle rovnic (1.19) a (1.20) vhodné použít vodiče s průměrem:

$$d_{L3} < 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f_{BUCK} \cdot \mu_{Cu}}} = \quad (2.24)$$

$$= 2 \cdot \sqrt{\frac{0,0169 \cdot 10^{-6}}{\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} \doteq 0,414 \text{ mm}.$$

Z nerovnice (2.24) vyplývá, že je možné použít lakovaný vodič o průměru $d_{0,30}=0,3$ mm. Plocha mědi v tomto vodiči je:

$$S_{0,30} = \pi \cdot \frac{d_{0,30}^2}{4} = \quad (2.25)$$

$$= \pi \cdot \frac{(0,30 \cdot 10^{-3})^2}{4} \doteq 0,070686 \text{ mm}^2.$$

Při zkroucení více těchto vodičů bude činitel plnění přibližně $k_{p_{L3}}=0,4$. Při této znalosti je možné vypočítat, jakou plochu čisté měď $S_{Cu_zav_L3_MAX}$ může mít maximálně jeden závit v okně vinutí s plochou $S_{okno}=111 \text{ mm}^2$ [12]. Doplněním rovnice (1.18) lze zjistit, že tato plocha je rovna:

$$S_{Cu_zav_L3_MAX} = \frac{S_{okno} \cdot k_{p_{L3}}}{N_{L3}} = \quad (2.26)$$

$$= \frac{111 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4}{98} \doteq 0,4506 \text{ mm}^2 .$$

Možný počet použitých lakovaných vodičů o průměru $d_{0,30}$ je:

$$n_{L3} < \frac{S_{Cu_zav_L3_MAX}}{S_{0,30}} = \quad (2.27)$$

$$= \frac{0,4506 \cdot 10^{-6}}{0,070686 \cdot 10^{-6}} \doteq 6,375 .$$

Je zřejmé, že řešení nerovnice (2.27) je pouze celočíselné, tudíž $n_{L3}=6$. Pro výpočet proudové hustoty vinutí je nutné znát efektivní hodnotu proud I_{L3_EF} . Ta je [3]:

$$I_{L3_EF} = I_{out_BUCK} \cdot \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{\Delta I_{L3}}{2 \cdot I_{out_BUCK}}\right)^2}{3}} = \quad (2.28)$$

$$= 2,1 \cdot \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{0,42}{2 \cdot 2,1}\right)^2}{3}} \doteq 2,11 \text{ A} .$$

Lze pozorovat, že při malém zvlnění je efektivní hodnota srovnatelná se střední hodnotou. Proudová hustota vinutí J_{L3} jest:

$$J_{L3} = \frac{I_{L3_EF}}{n_{L3} \cdot S_{0,30}} = \quad (2.29)$$

$$= \frac{2,11}{6 \cdot 0,070686 \cdot 10^{-6}} \doteq 4,975 \text{ A/mm}^2 .$$

Tato hodnota je přípustná. Potřebná délka zkrouceného vodiče je přibližně:

$$l_{L3_N} = l_{avg} \cdot N_{L3} = \quad (2.30)$$

$$= 71 \cdot 10^{-3} \cdot 98 = 6,958 \text{ m} \cong 7 \text{ m} .$$

Délka jednoho vodiče, po níž se pohybuje proud, je přibližně ještě o pětinu delší. Při této znalosti je možné vypočítat odpor vinutí R_{L3}

$$R_{L3} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l}{S} = \rho_{Cu} \cdot \frac{(1,2 \cdot l_{L3_N})}{(n_{L3} \cdot S_{0,30})} = \quad (2.31)$$

$$= 169 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{1,2 \cdot 7}{6 \cdot 0,070686 \cdot 10^{-6}} \doteq 334,72 \text{ m}\Omega .$$

Ztrátový výkon vinutí bude tedy:

$$P_{L3_v} = R_{L3_v} \cdot I_{L3_EF}^2 = \quad (2.32)$$

$$= 334,72 \cdot 10^{-3} \cdot 2,11^2 \doteq 1,5 \text{ W} .$$

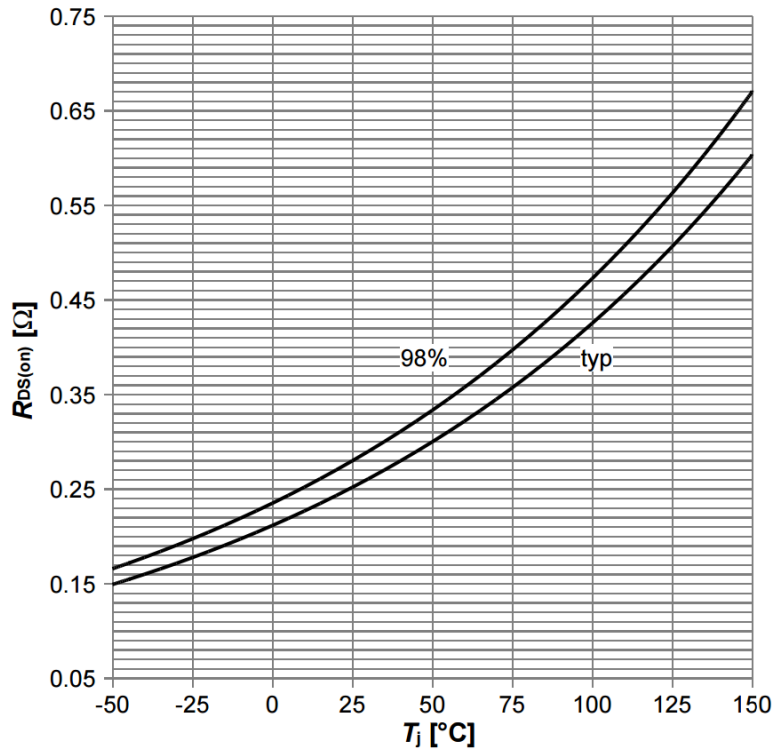
Tranzistor Q2

Je zatěžován napětím výstupu PFC bloku. Maximální hodnota tohoto napětí je přibližně 400 V. Výkonové ztráty na tranzistoru MOSFET lze rozložit na dvě složky:

- ztráty v sepnutém stavu (způsobené vedením proudu ve vodivém stavu),
- ztráty přepínací (způsobené konečnou rychlostí přechodu mezi vodivým a nevodivým stavem a vice versa).

V čase kdy je tranzistor v nevodivém stavu, teče jím pouze unikající proud (leakage current) v řádech mikroampér, což je zanedbatelné. Odpor kanálu vyčítáme při zvýšené teplotě, jelikož se jeho hodnota mění s teplotou.

Tranzistor IPP60R280P6XKSA1 s průrazným napětím 600 V bude dostačující. Jeho katalogové listy [20] uvádí závislost odporu kanálu R_{DS_on} na teplotě stejnou jako na obrázku (Obr. 2.8). S ohledem na tuto závislost je zvolena hodnota odporu $R_{DS_on}=600 \text{ m}\Omega$.



Obr. 2.8: Závislost odporu kanálu $R_{DS(on)}$ tranzistoru IPP60R280P6XKSA1 na teplotě čipu T_j (převzato z [20]).

Efektivní proud tranzistorem I_{Q2_EF} při maximální střídě D_{BUCK} a jmenovitém zatížení P_{out_BUCK} měniče je přibližně:

$$\begin{aligned}
 I_{Q2_EF} &\cong I_{out_BUCK} \cdot \sqrt{D_{BUCK}} = & (2.33) \\
 &= 2,1 \cdot \sqrt{0,758} \doteq 1,83 \text{ A} .
 \end{aligned}$$

Výkonová ztráta tranzistoru Q2 v sepnutém stavu je:

$$\begin{aligned}
 P_{Q2_v} &\cong R_{DS_on} \cdot I_{Q2_EF}^2 = & (2.34) \\
 &= 600 \cdot 10^{-3} \cdot 1,83^2 \doteq 2 \text{ W} .
 \end{aligned}$$

Přepínací ztráty, při časech přechodů trojnásobných oproti katalogovým listům [20], pro zohlednění nedokonalostí budících obvodů a nuceného zpomalení těchto přechodů. Na rychlost přechodu tranzistoru má vliv rezistor $R_{48}=10 \text{ } \Omega$. Svodový rezistor $R_{49}=10 \text{ k}\Omega$. Přepínací ztráty jsou přibližně:

$$\begin{aligned}
P_{Q2_př} &\cong \frac{1}{4} \cdot f_{BUCK} \cdot U_{out_PFC} \cdot I_{out_BUCK} \cdot [t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f] = & (2.35) \\
&= \frac{1}{4} \cdot 10^5 \cdot 370 \cdot 2,1 \cdot [3 \cdot (12 + 6 + 36 + 6) \cdot 10^{-9}] \doteq 3,5 \text{ W} .
\end{aligned}$$

Celková ztráta je dána součtem obou ztrát:

$$\begin{aligned}
P_{Q2} &= P_{Q2_v} + P_{Q2_př} = & (2.36) \\
&= 2 + 3,5 = 5,5 \text{ W} .
\end{aligned}$$

Celkový náboj potřebný k nabití hradla z 0 V na 10 V je $Q_G=25,5 \text{ nC}$. Jelikož bude hradlo tranzistoru ovládáno napětím vyšším (do 15 V), bude náboj uskladněný v kapacitě hradla větší. Z toho důvodu je počítáno v následující rovnici (2.37) s 1,5násobkem náboje. Orientačně bude pro spínání tranzistoru třeba středního proudu do hradla:

$$\begin{aligned}
I_{Q2_G} &\approx \frac{(1,5 \cdot Q_G)}{T_{BUCK}} = & (2.37) \\
&= \frac{(1,5 \cdot 25,5 \cdot 10^{-9})}{10^{-5}} = 3,825 \text{ mA} .
\end{aligned}$$

Dioda D5

Pracuje se střídou opačnou tranzistoru Q2. Efektivní proud diodou je přibližně [21]:

$$\begin{aligned}
I_{D5_EF} &\cong I_{out_BUCK} \cdot \sqrt{(1 - D_{BUCK})} = & (2.38) \\
&= 2,1 \cdot \sqrt{(1 - 0,758)} \doteq 1,033 \text{ A} .
\end{aligned}$$

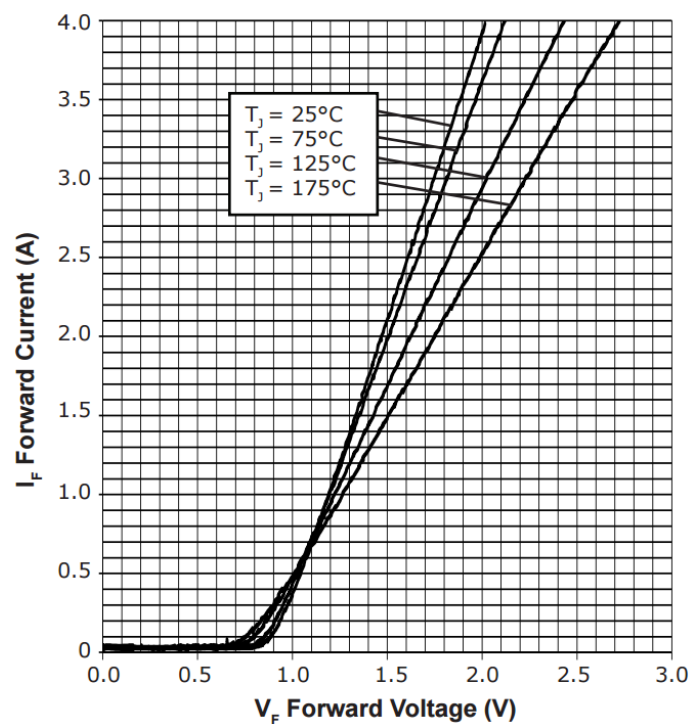
Střední proud diodou je přibližně:

$$\begin{aligned}
I_{D5} &\cong I_{out_BUCK} \cdot (1 - D_{BUCK}) = & (2.39) \\
&= 2,1 \cdot (1 - 0,758) = 0,508 \text{ A} .
\end{aligned}$$

SiC Schottkyho dioda C3D02060A je podle katalogového listu [22] navržena na vedení souvislého proudu až 4 A při 135 °C. Její VA charakteristika je na obrázku (Obr. 2.9). Při použití aproximace podle lomené křivky, je nutné vyčíst z VA charakteristiky napětí v propustném směru $U_{D5_P}=0,85$ V a vypočíst přibližnou hodnotu dynamického odporu r_{D5} . Volenými body jsou [2 V; 3 A] a [0,9 V; 0,2 A]. Dynamický odpor je tedy roven:

$$r_{D5} = \frac{u_{F,1} - u_{F,2}}{i_{F,1} - i_{F,2}} = \quad (2.40)$$

$$= \frac{2 - 0,9}{3 - 0,2} \doteq 393 \text{ m}\Omega .$$



Obr. 2.9: VA charakteristika diody C3D02060A (převzato z [22]).

Výkonová ztráta diody D5 je [21]:

$$P_{D5} = U_{D5_P} \cdot I_{D5} + r_{D5} \cdot I_{D5_EF}^2 = \quad (2.41)$$

$$= 0,85 \cdot 0,508 + 393 \cdot 10^{-3} \cdot 1,033^2 \doteq 0,85 \text{ W} .$$

Výstupní kondenzátor

Z hlediska zvlnění napětí by měl mít co největší kapacitu a co nejmenší ESR. Při napětích vyšších, jako v případě toho měniče, jsou elektrolytické kondenzátory nevhodné. Poskytují sice velký poměr kapacity ku objemu, ale daní za to je zvýšení ESR*.

Se zvyšující se frekvencí spínání klesá kapacita potřebná ke splnění požadavku maximálního zvlnění výstupního napětí. Největší zvlnění proudu tlumivkou dosahuje měnič při střídě $D=0,5$. Úpravou nerovnice (2.5) lze získat výraz pro zvlnění proudu, v tomto případě maximálního zvlnění proudu tlumivkou:

$$\begin{aligned}\Delta I_{L3_MAX} &= \frac{D \cdot (1 - D) \cdot U_{in_MAX_BUCK}}{L_3 \cdot f_{BUCK}} = & (2.42) \\ &= \frac{0,5 \cdot (1 - 0,5) \cdot 400}{2070 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} \doteq 0,483 \text{ A} .\end{aligned}$$

Při volbě výstupního zvlnění napětí $\Delta U_{out_BUCK}=100$ mV potřeba výstupní kapacity [18]:

$$\begin{aligned}C_{out_BUCK} &= \frac{\Delta I_{L3_MAX}}{8 \cdot f_{BUCK} \cdot \Delta U_{out_BUCK}} = & (2.43) \\ &= \frac{0,483}{8 \cdot 10^5 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} \doteq 6,04 \text{ } \mu\text{F} .\end{aligned}$$

Byly vybrány 2 bezindukční polypropylenové kondenzátory C8 a C9 hodnoty $4,7 \text{ } \mu\text{F}$ s průrazným napětím 630 V. Jejich hodnota ESR je přibližně $14 \text{ m}\Omega$. Paralelním spojením těchto kondenzátorů se tato hodnota zmenší na polovinu, tedy $R_{C_out_BUCK}=7 \text{ m}\Omega$. Přídavné zvlnění výstupního napětí vlivem ESR kondenzátorů je [18]:

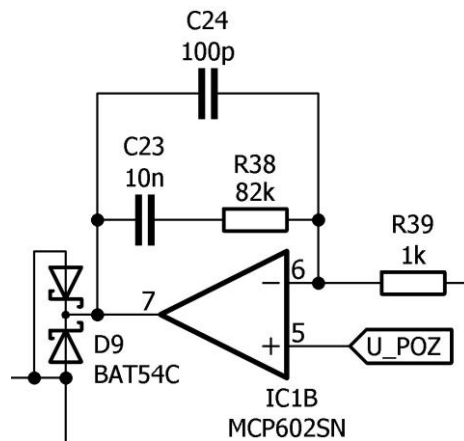
$$\begin{aligned}\Delta U_{out(ESR)_BUCK} &= R_{C_out_BUCK} \cdot \Delta I_{L3_MAX} = & (2.44) \\ &= 7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,483 = 3,381 \text{ mV} .\end{aligned}$$

S ohledem na vyšší kapacitu než je požadována a ESR, by mělo výstupní zvlnění napětí být přibližně 70 mV.

* Např. elektrolytický kondenzátor $100 \text{ } \mu\text{F}/450 \text{ V}$ má ESR až $3,3 \text{ } \Omega$.

Zpětná vazba

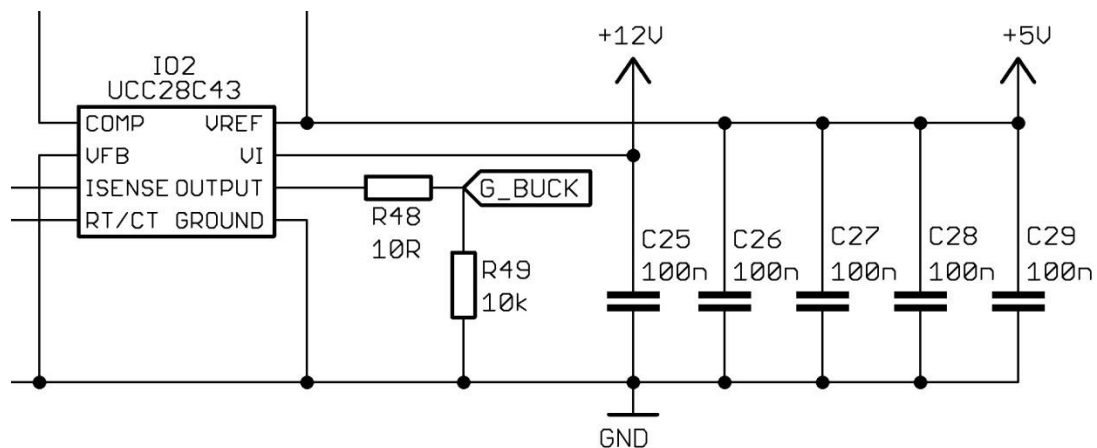
Zpětná vazba snižujícího měniče je znázorněna na obrázku (Obr. 2.10). Hodnota aktuálního výstupního napětí je srovnávána s požadovanou hodnotou napětí U_{POZ}^* . V podstatě se jedná o proporcionálně integrační zesilovač, přemostěný ještě přidavným kondenzátorem C24 s nízkou kapacitou. Hodnoty součástek C23, C24 a R38 budou nastaveny v průběhu měření tohoto zdroje. Rezistor R39=1 k Ω .



Obr. 2.10: Schematické zapojení zpětné vazby snižujícího měniče.

Blokování napájecího napětí

Schematické zapojení napájení obvodu IO2 lze nalézt na obrázku (Obr. 2.11). Kondenzátor C25 slouží k blokování napájení integrovaného obvodu IO2. Kondenzátory C26, C27, C28 a C29 slouží k blokování jednotlivých integrovaných obvodů napájených z referenčního napětí $U_{REF}=5$ V obvodu IO2.



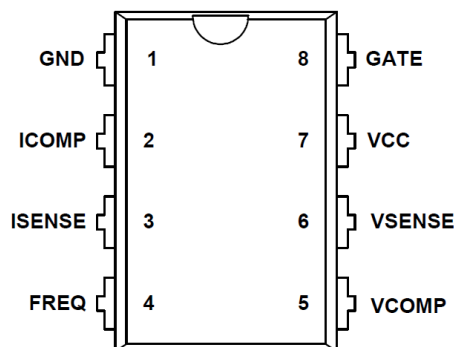
Obr. 2.11: Schematické zapojení napájení řídicího obvodu snižovače.

* Pojmenovaný uzel.

2.3 Integrovaný obvod ICE2PCS01

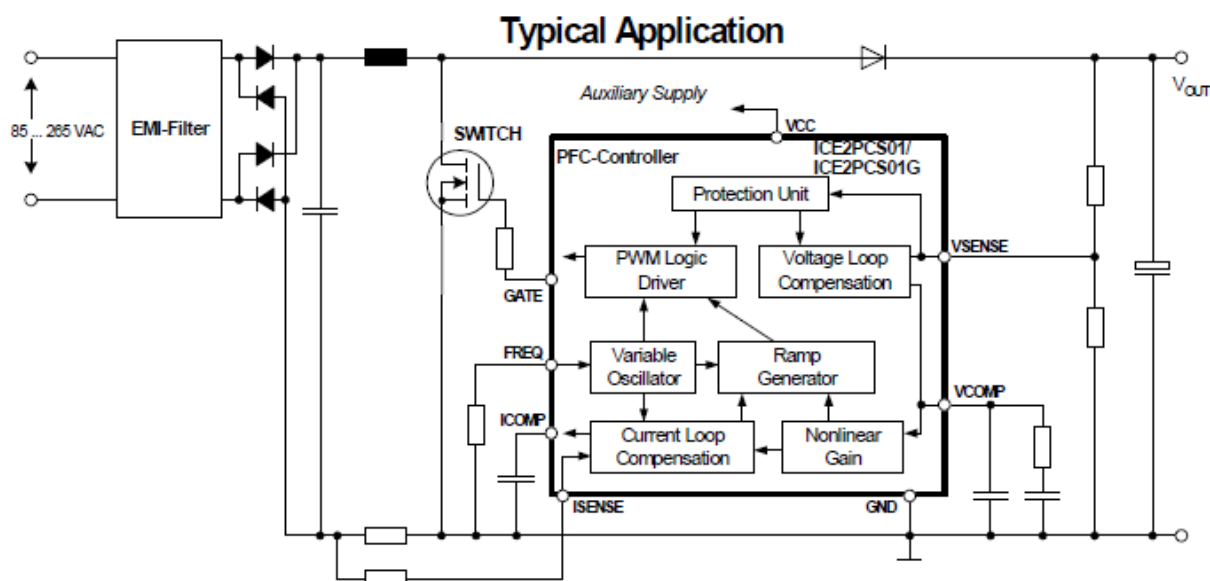
Integrovaný obvod ICE2PCS01 slouží jako řídicí obvod a zároveň i jako driver výkonového tranzistoru pro aktivní korekci účinnosti v CCM. Tento obvod má 8 vývodů. Jejich fyzické uspořádání lze vidět na obrázku (Obr. 2.12). Podle údajů katalogového listu [23] disponuje těmito přednostmi:

- snadné použití s malým počtem externích součástek,
- podpora širokého pásma vstupních napětí,
- kontrola průměrnou hodnotou proudu,
- externí proudová a napěťová kompenzace pro větší flexibilitu,
- programovatelná frekvence spínání (50 kHz až 250 kHz),
- maximální střída 95 % (25 °C, při 125 kHz),
- špičkový proud výstupu přibližně 1,5 A,
- seřízená vnitřní napěťová reference (3V±2 % při 25 °C),
- ochrana podpětí obvodu,
- špičková proudová ochrana (cycle by cycle),
- ochrana přepětí výstupu (omezeno na 15 V),
- detekce rozpojené zpětné vazby,
- vylepšená dynamická odezva,
- krátká doba náběhu a měkkého startu (soft-start),
- postupná ochrana proti nadproudu.



Obr. 2.12: Rozložení vývodů integrovaného obvodu ICE2PCS01 (převzato z [23]).

Obvod pracuje v CCM. K řízení je využívána jak aktuální, tak průměrná hodnota proudu pracovní tlumivky, zároveň s hodnotou výstupního napětí. Při malých zátěžích přechází do DCM. Typické schéma zapojení je na obrázku (Obr. 2.13). Zajímavostí tohoto obvodu je, že nemá vstup pro snímání síťového napětí. Hodnota vstupního napětí je vyvozena ze středy tranzistoru a tekoucího proudu.



Obr. 2.13: Schéma typického zapojení s obvodem ICE2PCS01 (převzato z [23]).

2.4 Korekce účinníku

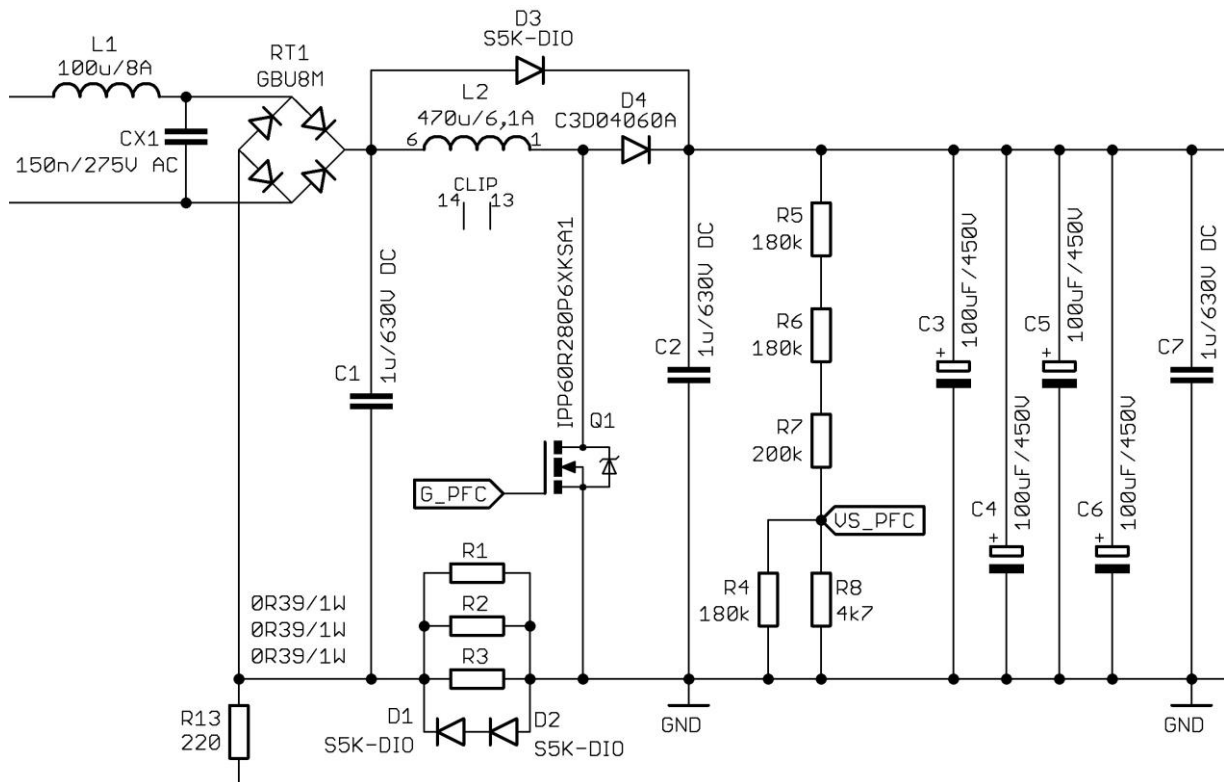
Tento blok má za úkol upravovat účinník celkového zapojení. Příkon snižujícího měniče, který je zároveň výstupním výkonem P_{out_PFC} , je roven:

$$P_{out_PFC} = \frac{P_{out_BUCK}}{\eta_{BUCK}} = \frac{600}{0,94} \doteq 638,3 \text{ W} \cong 640 \text{ W}. \quad (2.45)$$

Pro návrh aktivního PFC bylo použito těchto vstupních parametrů a požadavků:

- vstupní síťové napětí $U_{in_min_PFC}=190 \text{ V}$ až $U_{in_max_PFC}=260 \text{ V}$,
- frekvence síťového napětí $f_{AC}=50 \text{ Hz}$,
- výstupní napětí $U_{out_PFC}=370 \text{ V}$,
- výstupní výkon $P_{out_PFC}=640 \text{ W}$,
- tlumivka na jádře RM14,
- předpokládaná účinnost $\eta_{PFC}=94 \%$.
- PFC v CCM.

Pro účel korekce účinníku v CCM byl vybrán obvod ICE2PCS01, zejména pro jeho možnost nastavitelné frekvence spínání. Na obrázku (Obr. 2.14) lze nalézt schematické zapojení silové části PFC bloku.



Obr. 2.14: Schematické zapojení silové části PFC bloku.

Usměrňovací můstek RT1

Při maximálním výkonu a minimálním vstupním síťovém napětí bude usměrňovač nejvíce zatěžován. Pro efektivní hodnotu proudu platí [24]:

$$I_{in_RMS_PFC} = \frac{P_{out_PFC}}{U_{in_min_PFC} \cdot \eta_{PFC}} = \quad (2.46)$$

$$= \frac{640}{190 \cdot 0,94} \doteq 3,583 \text{ A.}$$

Amplituda tohoto proudu je rovna [24]:

$$I_{in_MAX_PFC} = \sqrt{2} \cdot I_{in_RMS_PFC} = \quad (2.47)$$

$$= \sqrt{2} \cdot 3,583 = 5,067 \text{ A.}$$

Usměrňovací můstek GBU8M je podle katalogového listu [25] schopen usměrňovat střední proud až 3,2 A bez chladiče a s patřičným chladičem až 8 A. Ten může být připevněn pomocí šroubu. Jeho průrazné napětí je 1 kV. Na každé diodě můstkového usměrňovače je maximální úbytek napětí $U_{RT1_P=1}$ V. Výkonová ztráta usměrňovacího můstku RT1 je přibližně [24]:

$$P_{RT1} \cong 2 \cdot U_{RT1_P} \cdot I_{in_RMS_PFC} = \quad (2.48)$$

$$= 2 \cdot 1 \cdot 3,583 \cong 7,2 \text{ W}.$$

Snímací rezistor proudu R_{sense_PFC} reflektuje aktuální hodnotu proudu tekoucí tlumivkou L2. Hodnota tohoto odporu definuje výstupní výkon PFC. Výkon je dán rovnicí [23]:

$$P_{out_PFC} = U_{in_min_PFC} \cdot \frac{0,61}{R_{sense_PFC} \cdot \sqrt{2}}. \quad (2.49)$$

Tudíž velikost odporu snímacího rezistoru je:

$$R_{sense_PFC} = U_{in_min_PFC} \cdot \frac{0,61}{P_{out_PFC} \cdot \sqrt{2}} = \quad (2.50)$$

$$= 190 \cdot \frac{0,61}{640 \cdot \sqrt{2}} = 128,05 \text{ m}\Omega.$$

Velikost odporu může být 130 m Ω , vzhledem k tomu, že maximální výkon výstupní je dán rovnicí [23]:

$$P_{out_MAX_PFC} = U_{in_min_PFC} \cdot \frac{0,75}{R_{sense_PFC} \cdot \sqrt{2}} = \quad (2.51)$$

$$= 190 \cdot \frac{0,75}{130 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2}} \cong 775,1 \text{ W}.$$

Ztrátový výkon na odporu R_{sense_PFC} je přibližně:

$$P_{R_sense_PFC} = I_{in_RMS_PFC}^2 \cdot R_{sense_PFC} = \quad (2.52)$$

$$= 3,583^2 \cdot 130 \cdot 10^{-3} \cong 1,67 \text{ W}.$$

Odpor R_{sense_PFC} je ve schématu reprezentován paralelním spojením rezistorů R1, R2 a R3 o velikosti 390 m Ω . Každý z nich má povolený ztrátový výkon 1 W. Proud tekoucí přes R_{sense_PFC} vytváří úbytek napětí, jehož záporná hodnota je snímána obvodem. Důležité je ošetřit prvotní zapnutí zařízení, jelikož na výstupu PFC měniče bývá značná kapacita. To znamená, že v momentě zapnutí teče obvodem velký proud (v řádech až 100 A). Zvláště tehdy, kdy síťové napětí dosahuje své amplitudy. Katalogový list [23] uvádí, že pro ochranu obvodu IO1 postačí rezistor R13=220 Ω .

Praktickým zkoušením bylo zjištěno, že při použití SMD rezistorů pro R_{sense_PFC} , je nutné omezit špičkovou výkonovou ztrátu. Pro tyto účely jsou určeny diody D1 a D2. Za normálního provozu tyto diody nesmí mít vliv na snímání proudu. To znamená, že do úbytku napětí na R_{sense_PFC} do 1,04 V, musí tyto diody vést proud minimální. Nad tuto hodnotu by ideálně měly přebrat veškerý nadbytečný proud. Dioda typu S5K postačí. Podle jejího katalogového listu [26] má dioda propustné napětí větší než 0,6 V při proudu 100 mA a velký opakovatelný špičkový proud až 200 A. Tímto řešením je možné snížit špičkovou ztrátu rezistoru R_{sense_PFC} přibližně 9krát. Díky tomu nedojde při zapnutí k destrukci rezistorů R1, R2 a R3. Testovanou variantou bylo také omezení špičkového ztrátového výkonu pomocí tranzistoru MOSFET, ale bylo dosaženo horších výsledků, než s dvojicí diod.

Tranzistor Q1

Je zatěžován trvalým napětím do 405 V, ovšem s ohledem na napěťové překmitky vznikající na parazitních indukčnostech obvodu je vhodné volit hodnotu vyšší. Vyšší hodnota průrazného napětí tranzistoru je nepřímo úměrná odporu tranzistoru v sepnutém stavu. Pro účely PFC bývá standardně používáno tranzistorů s průrazným napětím 600 V (popř. 650 V). V této napěťové hladině je velký výběr tranzistorů. Zvoleným tranzistorem pro tento účel je IPP60R280P6XKSA1, pro jeho vynikající časy přepínání a vyhovující odpor v sepnutém stavu. Přesné hodnoty lze nalézt v jeho katalogovém listu [27].

Pro kvantifikaci ztrát vedením je nutné znát efektivní střihu tranzistoru. Nejvíce bude tranzistor zatížen, když vstupní síťové napětí bude nejmenší, tedy rovno $U_{in_min_PFC}$. Střihu tranzistoru lze vypočítat dle vztahu [24]:

$$D_{on_PFC} = 1 - \frac{U_{in_min_PFC}}{U_{out_PFC}} = \quad (2.53)$$

$$\doteq 1 - \frac{190}{370} = 0,4865 .$$

Ztráty v sepnutém stavu tedy budou [24]:

$$P_{Q1_v} = I_{in_RMS_PFC}^2 \cdot D_{on_PFC} \cdot R_{DS_on} = \quad (2.54)$$

$$= 3,583^2 \cdot 0,4865 \cdot 880 \cdot 10^{-3} \doteq 5,5 \text{ W} .$$

Spínací ztráty jsou přímo úměrné spínací frekvenci, ovšem záleží také na rychlostech přeběhu tranzistoru i na kvalitě řídicího signálu. Přepínací ztráty lze vypočítat stejně jako u tranzistoru Q2 a činí přibližně [21]:

$$P_{Q1_př} \cong \frac{1}{4} \cdot f_{PFC} \cdot U_{out_PFC} \cdot \frac{2 \cdot I_{in_MAX_PFC}}{\pi} \cdot [t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f] = \quad (2.55)$$

$$= \frac{1}{4} \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 370 \cdot \frac{2 \cdot 5,067}{\pi} \cdot [3 \cdot (12 + 6 + 36 + 6) \cdot 10^{-9}] \cong 7,52 \text{ W}.$$

Celková výkonová ztráta tranzistoru Q1 je tedy součtem těchto ztrát:

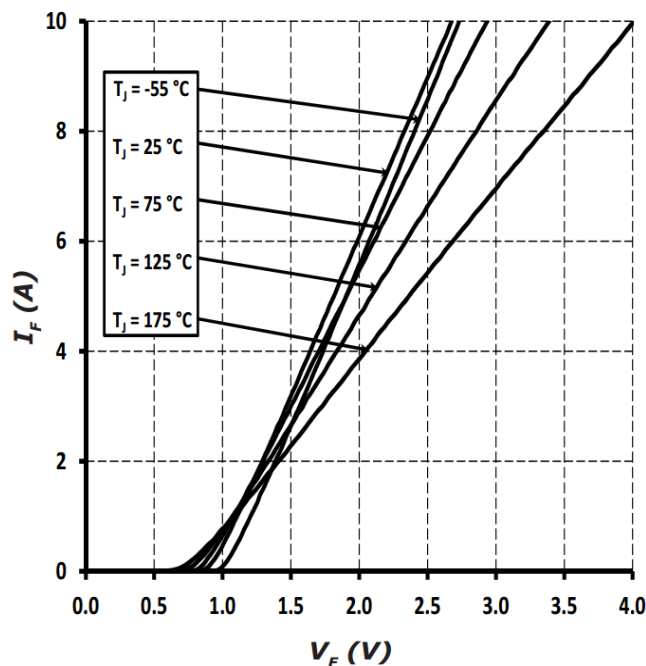
$$P_{Q1} = P_{Q1_v} + P_{Q1_př} = \quad (2.56)$$

$$= 5,5 + 7,52 = 13,02 \text{ W}.$$

Dioda D4

Jejím klíčovým parametrem je zotavovací doba, která by měla být co možná nejmenší. To sebou, ovšem problém v podobě zvýšeného napětí v propustném směru. Krátkou dobou zotavení disponují velmi rychlé diody, která se pohybuje kolem 25 až 100 ns. Další alternativou je využití, již cenově dostupných SiC (silicon carbide) diod. Ty se vyznačují velkým průrazným napětím a extrémně krátkou zotavovací dobou 3 až 10 ns. Vzhledem k vysoké frekvenci a CCM PFC je použita dioda vyrobená touto technologií.

Dioda C3D03060A je podle katalogového listu [28] SiC Schottkyho dioda se závěrným napětím 600 V. Stálý proud diodou při teplotě 135 °C je 5 A. To je pro tento účel dostačující. Na obrázku (Obr. 2.15) lze nalézt VA charakteristiku diody.



Obr. 2.15: VA charakteristika diody C3D03060A (převzato z [28]).

Výkonové ztráty této diody lze stanovit při znalosti jejího úbytku v propustném směru. Úbytek je variován, jak během pracovní periody diody tak i periody sítě, a proto byl zvolen adekvátní úbytek napětí $U_{D4_P}=1,8$ V. Pracovní střída diody je opačná střídě tranzistoru D_{on_PFC} . Její ztráty jsou přibližně [24]:

$$P_{D4} = I_{in_RMS_PFC} \cdot U_{D4_P} \cdot (1 - D_{on_PFC}) = \quad (2.57)$$

$$= 3,583 \cdot 1,8 \cdot (1 - 0,4865) \doteq 3,31 \text{ W} .$$

Tlumivka L2

Vstupními údaji při výpočtu tlumivky L2 jsou:

- jádro RM14 materiálu 3C97,
- proudová hustota $J_{L2} < 5$ A/mm²,
- efektivní hodnota proudu tlumivky je $I_{in_RMS_PFC}=3,583$ A,
- činitel plnění vinutí $k_{p_L2}=0,4$,
- maximální sycení jádra $B_{L2_MAX}=330$ mT.

Zvlnění proudu tlumivky k_{L2_PFC} bylo zvoleno na 30 %. Zvlnění proudu tlumivkou L2 při nejnižší vstupním napětí je dána vztahem [24]:

$$\Delta I_{L2} = k_{L2_PFC} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_{out_PFC}}{U_{in_min_PFC} \cdot \eta_{PFC}} = \quad (2.58)$$

$$= 0,30 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{640}{190 \cdot 0,94} \doteq 1,52 \text{ A} .$$

Tlumivka musí být schopná si zachovat svoji indukčnost za nejvyššího proudu I_{L2_pk} , který nastává při nejnižším vstupním síťovém napětí a je roven [24]:

$$I_{L2_pk} = I_{in_MAX_PFC} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = \quad (2.59)$$

$$= 5,067 + \frac{1,52}{2} \doteq 5,827 \text{ A} .$$

Indukčnost tlumivky L2 musí být ($D=0,5$) [24]:

$$L_2 \geq \frac{D \cdot (1 - D) \cdot U_{out_PFC}}{\Delta I_{L2} \cdot f_{PFC}} = \quad (2.60)$$

$$= \frac{0,5 \cdot (1 - 0,5) \cdot 370}{1,52 \cdot 140 \cdot 10^3} \doteq 434,7 \mu\text{H} \cong 470 \mu\text{H} .$$

Pro výpočet tlumivky L2 je volen proud maximální proud $I_{L2_MAX}=6,1$ A, což je hodnota větší než I_{L2_pk} . Nejdříve je stanoven potřebný počet závitů podle rovnice (1.16) na:

$$N_{L2} = \frac{L_2 \cdot I_{L2_MAX}}{B_{L2_MAX} \cdot S_{Fe}} = \quad (2.61)$$

$$= \frac{470 \cdot 10^{-6} \cdot 6,1}{330 \cdot 10^{-3} \cdot 170 \cdot 10^{-6}} \doteq 51,1 \text{ závitů} \cong 51 \text{ závitů} .$$

Potřebná velikost vzduchové mezery l_{v_L2} je podle rovnic (1.17) a (1.16):

$$l_{v_L2} = \frac{N_{L2} \cdot I_{L2_MAX} \cdot \mu_0}{B_{L2_MAX}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r_Fe}} = \quad (2.62)$$

$$= \frac{51 \cdot 6,1 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{330 \cdot 10^{-3}} - \frac{70 \cdot 10^{-3}}{3000} \doteq 1,1613 \text{ mm} \cong 1,16 \text{ mm} .$$

Tuto vzduchovou mezeru mohou zajistit dvě půlky jader každá s mezerou 0,58 mm. S ohledem na vysoký kmitočet spínání f_{PFC} , bude vlivem skinefektu vhodné použít vodiče s průměrem d_{L2} vyhovující nerovnici (2.63). Permeabilita mědi μ_{Cu} je přibližně stejná jako permeabilita vakua μ_0 . Podle rovnic (1.19) a (1.20) je vhodné použít vodiče do průměru:

$$d_{L2} < 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f_{PFC} \cdot \mu_{Cu}}} = \quad (2.63)$$

$$= 2 \cdot \sqrt{\frac{0,0169 \cdot 10^{-6}}{\pi \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} \doteq 0,3497 \text{ mm} .$$

Lakovaný měděný vodič s průměrem $d_{0,35}=0,35$ mm sice nevyhovuje nerovnici (2.63), ale odchylka od jejího řešení je velmi malá. Průřez mědi tohoto vodiče $S_{0,35}$ je:

$$\begin{aligned} S_{0,35} &= \pi \cdot \frac{d_{0,35}^2}{4} = & (2.64) \\ &= \pi \cdot \frac{(0,35 \cdot 10^{-3})^2}{4} \doteq 0,0962 \text{ mm}^2 . \end{aligned}$$

Pro dodržení proudové hustoty vinutí J_{L2} menší než 5 A/mm^2 je nutné, aby závit měl větší průřez mědi než:

$$\begin{aligned} S_{Cu_zav_L2} &> \frac{I_{in_RMS_PFC}}{J_{L2}} = & (2.65) \\ &= \frac{3,583}{5} = 0,7166 \text{ mm}^2 . \end{aligned}$$

Pro dodržení maximální proudové hustoty vinutí je nutné, aby počet paralelně použitých vodičů byl:

$$\begin{aligned} n_{L2} &> \frac{S_{Cu_zav_L2_MAX}}{S_{0,35}} = & (2.66) \\ &= \frac{0,7166 \cdot 10^{-6}}{0,0962 \cdot 10^{-6}} \doteq 7,45 . \end{aligned}$$

Zároveň se ovšem musí toto vinutí vměstnat do okna pro vinutí, tedy musí vyhovovat také nerovnici.

$$\begin{aligned} n_{L2} &< \frac{S_{okno} \cdot k_{p_L2}}{N_{L2} \cdot S_{0,35}} = & (2.67) \\ &= \frac{111 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4}{52 \cdot 0,0962 \cdot 10^{-6}} \doteq 8,876 . \end{aligned}$$

Celočíselným výsledkem nerovnic (2.66) a (2.67) pro počet paralelních vodičů je $n_{L2}=8$. Proudová hustota vinutí je přibližně:

$$J_{L2} \cong \frac{I_{in_RMS_PFC}}{n_{L2} \cdot S_{0,35}} = \quad (2.68)$$

$$= \frac{3,583}{8 \cdot 0,0962 \cdot 10^{-6}} \doteq 4,66 \text{ A/mm}^2 .$$

Potřebná délka zkrouceného vodiče je:

$$l_{L2_N} = l_{avg} \cdot N_{L2} = \quad (2.69)$$

$$= 71 \cdot 10^{-3} \cdot 51 = 3,621 \text{ m} \cong 3,7 \text{ m} .$$

Přibližnou výkonovou ztrátu vinutí lze počítat jako u tlumivky L3. Stejnoseměrný odpor vinutí tlumivky je přibližně:

$$R_{L2} \cong \rho_{Cu} \cdot \frac{(1,2 \cdot l_{L2_N})}{(n_{L2} \cdot S_{0,35})} = \quad (2.70)$$

$$= 169 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{1,2 \cdot 3,7}{8 \cdot 0,0962 \cdot 10^{-6}} = 97,5 \text{ m}\Omega .$$

Ztráty ve vinutí tlumivky L2 jsou tedy přibližně:

$$P_{L2_v} \cong R_{L2} \cdot I_{in_RMS_PFC}^2 = \quad (2.71)$$

$$= 97,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3,583^2 \doteq 1,25 \text{ W} .$$

Filtr potlačující rušení (EMI filtr)

Rychlé přechody polovodičových prvků mezi jejich vodivým a nevodivým stavem generují vysokofrekvenční rušení. Navíc zvlněný proud procházející tlumivkou L2 nemá zanedbatelnou hodnotu. Pokud by těsně za vstupními svorkami nebyl v zařízení obsažen dodatečný filtr, mohlo by se toto zvlnění šířit po síti dále, což by mohlo mít vliv na chod ostatních zařízení připojených na tuto síť. Pro filtraci tohoto zvlnění je použito diferenciálního filtru tvořeného tlumivkou L1 a kondenzátorem CX1. Pokud je zvolena kapacita kondenzátoru CX1=150 nF je indukčnost potřebná hodnota indukčnosti tlumivky L1 pro výstupní hodnotu zvlnění proudu $\Delta I_{EMI}=0,2 \text{ A}$ rovna [24]:

$$L_1 \geq \frac{\frac{\Delta I_{L2}}{\Delta I_{EMI}} + 1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{PFC})^2 \cdot C_{X1}} = \tag{2.72}$$

$$= \frac{\frac{1,52}{0,2} + 1}{(2 \cdot \pi \cdot 140 \cdot 10^3)^2 \cdot 150 \cdot 10^{-9}} \doteq 74,1 \mu\text{H} \cong 100 \mu\text{H} .$$

Z nerovnice (2.72) vyplývá, že může být zvolena indukčnost 100 μH . Tlumivka $L_1=100 \mu\text{H}$ pro pracovní proud 8 A. Tlumivka je navinutá na toroidním železoprachovém jádře. Frekvenčními parametry vyhovuje požadavkům.

Pro potlačení souhlasného rušení (common mode) je zde zařazen filtr EMI1 typu 1FP614-4R. Jeho maximální pracovní proud je 4 A [29] a pro tyto účely by měl být dostačující.

Výstupní kondenzátor PFC

Tento kondenzátor filtruje zvlněné napětí o frekvenci dvojnásobku sítě a zajistit napájení následujících obvodů při příležitostné události v síti* po dobu t_{holdup} .

Pro fungování obvodu IO1 je dobré zajistit, aby zvlnění výstupního napětí bloku PFC (na těchto kondenzátorech) bylo menší než 5 % zvoleného výstupního napětí U_{out_PFC} . Při odchylkách napětí větší než 5 % a menší než 10 % obvod IO1 přechází do režimu, který by měl být aktivován pouze při změně zátěže a změně parametrů síťového napětí. Pokud by zvlnění zasahovalo do těchto mezí, byl by účinek degradován [24]. Při 10procentním převýšení U_{out_PFC} je aktivována ochrana, jež zamezí dalšímu spínání tranzistoru, pro ochranu výstupních kondenzátorů PFC před napět'ovým průrazem.

Zvlnění napětí ΔU_{out_PFC} musí mít hodnotu:

$$\Delta U_{out_PFC} < U_{out_PFC} \cdot 0,05 = \tag{2.73}$$

$$= 370 \cdot 0,05 = 18,5 \text{ V} .$$

* Například vynechání půl vlny sítě.

Nerovnici (2.73) vyhovuje $\Delta U_{out_PFC}=15$ V. Kapacita výstupních kondenzátorů C_{out_PFC} musí být [24]:

$$C_{out_PFC} \geq \frac{\frac{P_{out_PFC}}{U_{out_PFC}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{AC} \cdot \Delta U_{out_PFC}} = \quad (2.74)$$

$$= \frac{\frac{640}{370}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 15} \doteq 367,1 \mu\text{F} \cong 402 \mu\text{F} .$$

Velikost tuto kapacitu zajišťuje čtveřice elektrolytických kondenzátorů C3, C4, C5 a C6. Každý z nich je hodnoty 100 μF na maximální napětí 450 V. Tyto kondenzátory mohou pracovat až při teplotě 105 °C K těmto kondenzátorům je navíc připojen polypropylenový kondenzátor C2 o velikosti 1 μF na napětí 630 V. Tento kondenzátor je bezindukčního typu a má velmi malý ESR. Společně s tranzistorem Q1, diodou D4 by měly být připojeny co nejbližší a tvořit co nejmenší smyčku na DPS. Čím větší je indukčnost této smyčky (cesty), tím většími napět'ovými překmity budou polovodičové součástky namáhány. Stejně pravidlo platí i pro kondenzátor C7, který je totožný. Na DPS by ovšem měl tvořit co nejmenší smyčku s diodou D5, tranzistorem Q2 a snímacími odpory R10 a R11.

Typickou hodnotou času t_{holdup} je 20 ms. V aktuální konfiguraci vychází tato doba na [24]:

$$t_{holdup} = \frac{C_{out_PFC} \cdot (U_{out_PFC}^2 - U_{out_BUCK}^2)}{2 \cdot P_{out_PFC}} = \quad (2.75)$$

$$= \frac{402 \cdot 10^{-6} \cdot (370^2 - 285^2)}{2 \cdot 640} \doteq 17,49 \text{ ms} .$$

Snímání výstupního napětí

Pomocí odporového děliče $R_{U_sense_H_PFC}$ a $R_{U_sense_L_PFC}$ je zajištěno snímání výstupního napětí PFC. Na odporu $R_{U_sense_L_PFC}$ by měl vzniknout úbytek $U_{U_ref_PFC}$ při nominálním výstupním napětí PFC U_{out_PFC} . Tento úbytek je dán vnitřním referenčním napětím $U_{U_ref_PFC}=3$ V obvodu IO1, se kterou je porovnáván [23; 24].

Při volbě odporu $R_{U_sense_L_PFC}=4,58$ k Ω , což přibližně odpovídá paralelnímu spojení rezistorů R4=180 k Ω a R8=4,7 k Ω , bude potřebná velikost odporu $R_{U_sense_H_PFC}$ podle [24]:

$$R_{U_sense_H_PFC} = \frac{U_{out_PFC} - U_{U_ref_PFC}}{U_{U_ref_PFC}} \cdot R_{U_sense_L_PFC} = \quad (2.76)$$

$$= \frac{370 - 3}{3} \cdot 4,58 \cdot 10^3 \doteq 560 \text{ k}\Omega.$$

Tato hodnota je obsažena již v rezistorové řadě E12, avšak je nutné si uvědomit, jaký úbytek bude na tomto odporu. Maximální trvalé pracovní napětí SMD rezistorů velikosti 0805 je pouze 150 V. Z tohoto důvodu je odpor $R_{U_sense_H_PFC}$ rozdělen do tří rezistorů o velikosti $R5=R6=180 \text{ k}\Omega$ a $R7=200 \text{ k}\Omega$. To je také doporučeno v [24]. Paralelně k rezistorům R4 a R8 je dobré připojit kondenzátor C16 o malé hodnotě přibližně 100 pF. Tento kondenzátor by měl být fyzicky co nejbližší obvodu IO1.

Přibližná výkonová ztráta celého děliče je:

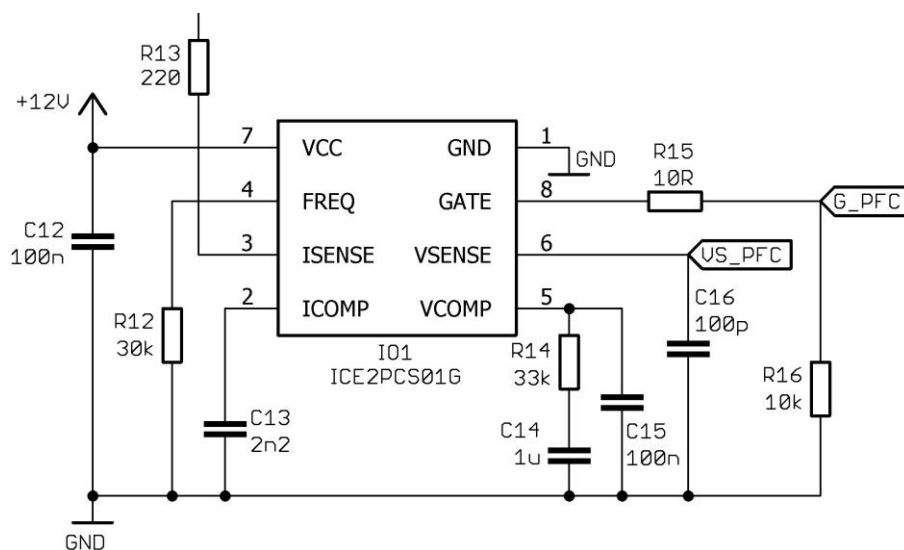
$$P_{U_sense_PFC} = \frac{U_{out_PFC}^2}{R_{U_sense_H_PFC} + R_{U_sense_L_PFC}} = \quad (2.77)$$

$$= \frac{370^2}{4,58 \cdot 10^3 + 560 \cdot 10^3} \doteq 243 \text{ mW}.$$

K tomuto snímání je vázána přenosová funkce $G_4(s)$ [24]:

$$G_4(s) = \frac{R_{U_sense_L_PFC}}{R_{U_sense_H_PFC} + R_{U_sense_L_PFC}}. \quad (2.78)$$

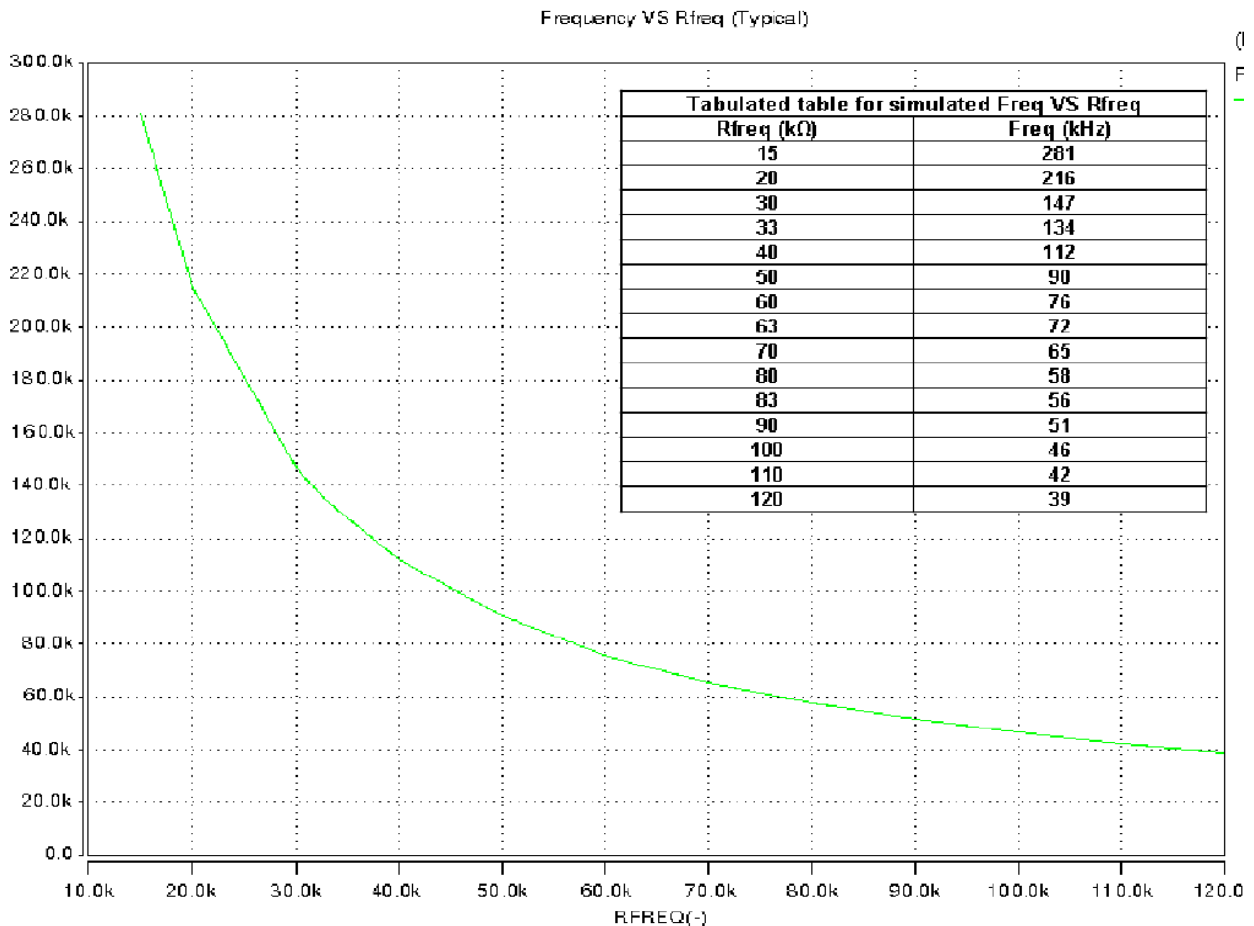
Na obrázku (Obr. 2.16) lze nalézt schematické zapojení řídicího obvodu PFC bloku.



Obr. 2.16: Schematické zapojení řídicího obvodu PFC.

Nastavení frekvence

Frekvenci spínání f_{PFC} lze upravit pomocí externího rezistoru R12 připojeného k vývodu FREQ obvodu IO1. Podle grafu na obrázku (Obr. 2.17) lze určit velikost tohoto rezistoru v závislosti na požadované frekvenci spínání.



Obr. 2.17: Závislost hodnoty odporu $R_{freq}=R_{12}$ na spínací frekvenci $Freq=f_{PFC}$ (převzato z [23]).

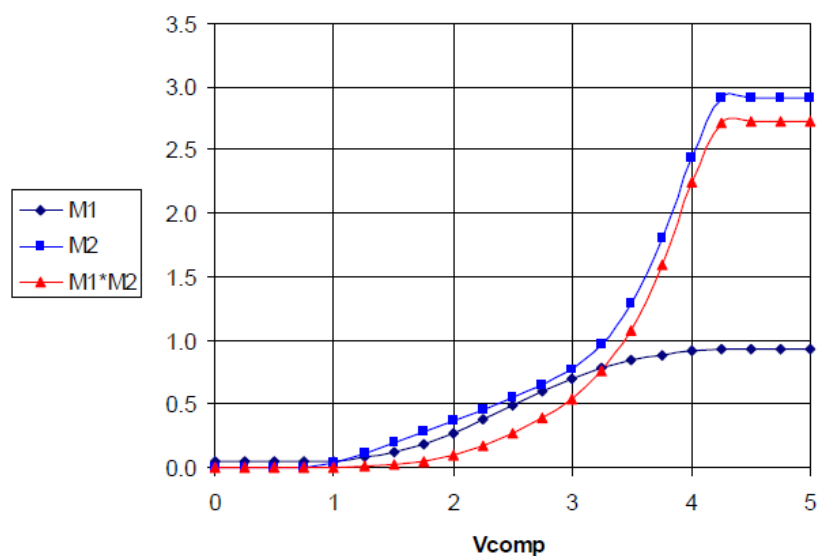
V řadě E24 jsou obsaženy násobky 3 a 3,3. Rezistor $R_{12}=33\text{ k}\Omega$ odpovídá frekvenci f_{PFC} rovné 147 kHz. To se projeví mírným zvýšením přepínacích ztrát tranzistoru Q1, ale jinak zlepšením ostatních parametrů.

Nelineární blok

Pro nastavení pracovního bodu nelineárního bloku obvodu IO1 slouží následující výpočty a tabulka (Tab. 2.1) hodnot. Graficky znázorněné hodnoty jsou v grafu (Graf 2.2).

Tab. 2.1: Tabulka konstant typických pro nelineární blok (lze nalézt v [24]).

U_{comp} [V]	$M1$ [-]	$M2$ [-]	$(M1 \cdot M2)$ [-]
0,00	4,686E-02	4,964E-04	2,326E-05
0,25	4,685E-02	7,072E-04	3,313E-05
0,50	4,665E-02	1,199E-02	5,593E-04
0,75	4,685E-02	3,292E-03	1,542E-04
1,00	4,823E-02	3,224E-02	1,555E-03
1,25	8,153E-02	1,075E-01	8,764E-03
1,50	1,261E-01	1,921E-01	2,422E-02
1,75	1,901E-01	2,796E-01	5,315E-02
2,00	2,747E-01	3,686E-01	1,013E-01
2,25	3,768E-01	4,590E-01	1,730E-01
2,50	4,884E-01	5,523E-01	2,697E-01
2,75	5,992E-01	6,539E-01	3,918E-01
3,00	6,992E-01	7,794E-01	5,450E-01
3,25	7,816E-01	9,669E-01	7,557E-01
3,50	8,443E-01	1,287E+00	1,087E+00
3,75	8,888E-01	1,802E+00	1,602E+00
4,00	9,184E-01	2,442E+00	2,243E+00
4,25	9,339E-01	2,911E+00	2,719E+00
4,50	9,350E-01	2,911E+00	2,722E+00
4,75	9,350E-01	2,911E+00	2,722E+00
5,00	9,350E-01	2,911E+00	2,722E+00



Graf 2.2: Grafické vyjádření hodnot charakteristických pro nelineární blok, kde $V_{comp} = U_c$ (převzato z [24]).

Nejprve je nutné zvolit si konstantu K_{FQ} . Pomocí ní je možné pohybovat s pracovním bodem v konkrétním zapojení. V tomto případě je zvolena hodnota konstanta $K_{FQ}=1,7$. Pro minimální vstupní napětí $U_{in_min_PFC}$ je možné zjistit pracovní polohu $(M_1 \cdot M_2)_{min}$ podle vzorce* [24]:

$$(M_1 \cdot M_2)_{min} = \frac{I_{in_RMS_PFC} \cdot K_1 \cdot R_{sense_PFC} \cdot U_{out_PFC}}{K_{FQ} \cdot U_{in_min_PFC}} = \quad (2.79)$$

$$= \frac{3,583 \cdot 4 \cdot 130 \cdot 10^{-3} \cdot 370}{1,7 \cdot 190} \doteq 2,134.$$

V tabulce (Tab. 2.1) nelze najít přesnou hodnotu, proto je nutné provést aproximaci pomocí hodnot, mezi kterými leží[†]. Podle [24] bude napětí na kompenzačním členu a poloha pracovního bodu v nelineárním bloku:

$$U_{c_min} = U_{c_min_L} + \frac{(M_1 \cdot M_2)_{min} - (M_1 \cdot M_2)_{min_L}}{(M_1 \cdot M_2)_{min_H} - (M_1 \cdot M_2)_{min_L}} \cdot (U_{c_min_H} - U_{c_min_L}) = \quad (2.80)$$

$$= 3,75 + \frac{2,134 - 1,601}{2,243 - 1,601} \cdot (4 - 3,75) = 3,96 \text{ V}$$

$$M_{1_min} = M_{1_min_L} + \frac{M_{1_min_H} - M_{1_min_L}}{U_{c_min_H} - U_{c_min_L}} \cdot (U_{c_min} - U_{c_min_L}) = \quad (2.81)$$

$$= 0,889 + \frac{0,918 - 0,889}{4 - 3,75} \cdot (3,96 - 3,75) \doteq 0,913$$

$$M_{2_min} = M_{2_min_L} + \frac{M_{2_min_H} - M_{2_min_L}}{U_{c_min_H} - U_{c_min_L}} \cdot (U_{c_min} - U_{c_min_L}) = \quad (2.82)$$

$$= 1,802 + \frac{2,442 - 1,802}{4 - 3,75} \cdot (3,96 - 3,75) \doteq 2,34.$$

* min-pro vstupní napětí $U_{in_min_PFC}$; max-pro vstupní napětí $U_{in_max_PFC}$

[†] L-spodní hranice; H-horní hranice.

Přenosová funkce $G_{23}(s)$ obsahuje pro toto napětí pól na frekvenci [24]:

$$\begin{aligned} f_{23_min} &= \frac{K_{FQ} \cdot M_{1_min} \cdot M_{2_min} \cdot U_{in_min_PFC}^2}{2 \cdot \pi \cdot K_1 \cdot R_{sense_PFC} \cdot U_{out_PFC}^3 \cdot C_{out_PFC}} = & (2.83) \\ &= \frac{1,7 \cdot 0,913 \cdot 2,34 \cdot 190^2}{2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 130 \cdot 10^{-3} \cdot 370^3 \cdot 402 \cdot 10^{-6}} \doteq 1,97 \text{ Hz}. \end{aligned}$$

Přenosová funkce nelineárního bloku $G_{NON}(s)$ pro napětí $U_{in_min_PFC}$ je:

$$\begin{aligned} G_{NON_min}(s) &= \frac{(M_1 \cdot M_2)_{min_H} - (M_1 \cdot M_2)_{min_L}}{U_{c_min_H} - U_{c_min_L}} = & (2.84) \\ &= \frac{2,243 - 1,601}{4 - 3,75} = 2,568. \end{aligned}$$

Při aplikování stejného postupu pro vstupní napětí $U_{in_max_PFC}$ vycházejí hodnoty:

$$\begin{aligned} (M_1 \cdot M_2)_{max} &= \frac{\frac{P_{out_PFC}}{U_{in_max_PFC} \cdot \eta_{PFC}} \cdot K_1 \cdot R_{sense_PFC} \cdot U_{out_PFC}}{K_{FQ} \cdot U_{in_max_PFC}} = & (2.85) \\ &= \frac{\frac{640}{260 \cdot 0,94} \cdot 4 \cdot 130 \cdot 10^{-3} \cdot 370}{1,7 \cdot 260} \doteq 1,14 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{c_max} &= U_{c_max_L} + \frac{(M_1 \cdot M_2)_{max} - (M_1 \cdot M_2)_{max_L}}{(M_1 \cdot M_2)_{max_H} - (M_1 \cdot M_2)_{max_L}} \cdot (U_{c_max_H} - U_{c_max_L}) = & (2.86) \\ &= 3,5 + \frac{1,14 - 1,087}{1,601 - 1,087} \cdot (3,75 - 3,5) = 3,53 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{1_max} &= M_{1_max_L} + \frac{M_{1_max_H} - M_{1_max_L}}{U_{c_max_H} - U_{c_max_L}} \cdot (U_{c_max} - U_{c_max_L}) = & (2.87) \\ &= 0,844 + \frac{0,889 - 0,844}{3,75 - 3,5} \cdot (3,53 - 3,5) \doteq 0,85 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M_{2_max} &= M_{2_max_L} + \frac{M_{2_max_H} - M_{2_max_L}}{U_{c_max_H} - U_{c_max_L}} \cdot (U_{c_max} - U_{c_max_L}) = & (2.88) \\
&= 1,287 + \frac{1,802 - 1,287}{3,75 - 3,5} \cdot (3,53 - 3,5) \doteq 1,349 .
\end{aligned}$$

Přenosová funkce $G_{23}(s)$ obsahuje pro toto napětí pól na frekvenci [24]:

$$\begin{aligned}
f_{23_max} &= \frac{K_{FQ} \cdot M_{1_max} \cdot M_{2_max} \cdot U_{in_max_PFC}^2}{2 \cdot \pi \cdot K_1 \cdot R_{sense_PFC} \cdot U_{out_PFC}^3 \cdot C_{out_PFC}} = & (2.89) \\
&= \frac{1,7 \cdot 0,85 \cdot 1,349 \cdot 260^2}{2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 130 \cdot 10^{-3} \cdot 370^3 \cdot 402 \cdot 10^{-6}} \doteq 1,98 \text{ Hz} .
\end{aligned}$$

Přenosová funkce nelineárního bloku $G_{NON}(s)$ pro napětí $U_{in_max_PFC}$ je:

$$\begin{aligned}
G_{NON_max}(s) &= \frac{(M_1 \cdot M_2)_{max_H} - (M_1 \cdot M_2)_{max_L}}{U_{c_max_H} - U_{c_max_L}} = & (2.90) \\
&= \frac{1,601 - 1,087}{3,75 - 3,5} = 2,056 .
\end{aligned}$$

Průměrná hodnota proudu

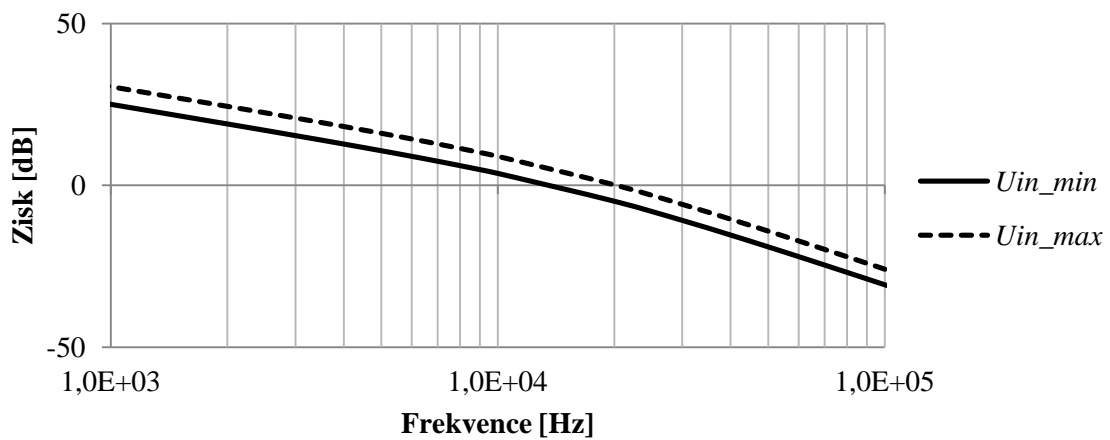
K tomuto účelu slouží kondenzátor C13 připojený k vývodu ICOMP obvodu IO1. Jeho velikost je daná vzorcem, který vychází ze struktury obvodu IO1. Konstanta $K_I=4$ je daná poměr jistých rezistorů uvnitř struktury obvodu. Transkonduktanci chybového zesilovače $g_{OTA2}=1$ mS je potřeba znát taky a lze ji nalézt v katalogovém listu [23]. Zlomová frekvence průměrování proudu $f_{avg}=20$ kHz, což je menší hodnota než frekvence spínání f_{PFC} . Kondenzátor C13 musí mít kapacitu [24]:

$$\begin{aligned}
C_{13} &\geq \frac{g_{OTA2} \cdot M_{1_min}}{K_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{avg}} = & (2.91) \\
&= \frac{10^{-3} \cdot 0,913}{4 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3} \doteq 1,82 \text{ nF} \cong 2,2 \text{ nF} .
\end{aligned}$$

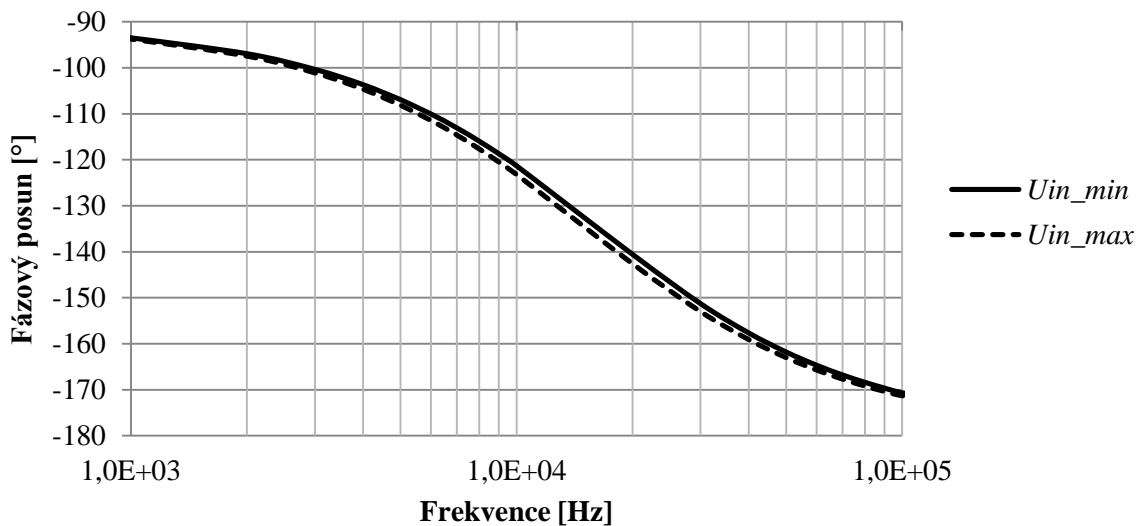
Je volena kapacita kondenzátoru $C_{13}=2,2$ nF. Tato kapacita ovlivňuje přenosovou funkci $G_c(s)$, jejíž přenos je dán [24]:

$$G_c(s) = \frac{K_1 \cdot R_{sense_PFC} \cdot U_{out_PFC}}{K_{FQ} \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot L_2} \cdot \frac{1}{s \cdot \left(1 + s \cdot \frac{K_1 \cdot C_{13}}{M_1 \cdot g_{OTA2}}\right)}. \quad (2.92)$$

Z Bodeho charakteristiky funkce $G_c(s)$ lze vyčíst fázovou rezervu [24]. Charakteristika je znázorněna v grafech (Graf 2.3 a Graf 2.4). Při zisku 1 (0 dB) je fázová rezerva pro obě vstupní napětí přibližně 40 °.



Graf 2.3: Závislost zisku na frekvenci funkce $G_c(s)$.



Graf 2.4: Závislost fázového posunu na frekvenci funkce $G_c(s)$.

Napěťová kompenzace PFC

Tato část je složena z kondenzátorů C14, C15 a rezistoru R14. Přenosová funkce napěťové smyčky $G_V(s)$ je dána vztahem [24]:

$$G_V(s) = G_1(s) \cdot G_{NON}(s) \cdot G_{23}(s) \cdot G_4(s), \quad (2.93)$$

kde [24]:

$$G_1(s) = \frac{g_{OTA1} \cdot \left(1 + s \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{CZ}}\right)}{(C_{14} + C_{15}) \cdot s \cdot \left(1 + s \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{CP}}\right)} \quad (2.94)$$

$$f_{CZ} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{14} \cdot C_{14}} \quad (2.95)$$

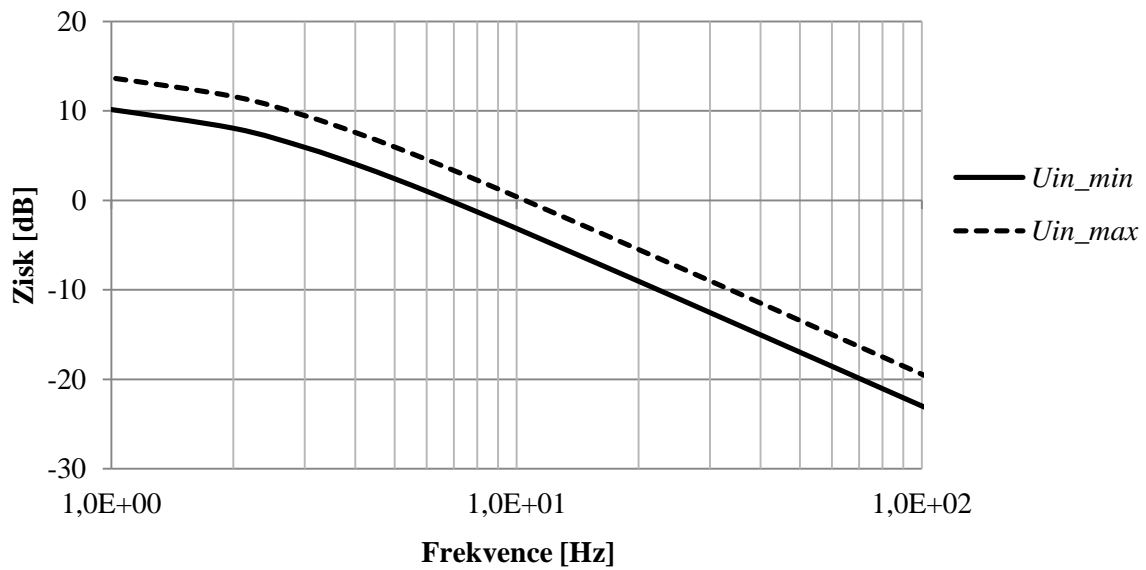
$$f_{CP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R_{14} \cdot C_{14} \cdot C_{15}}{C_{14} + C_{15}}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{14} \cdot C_{15}} \quad (2.96)$$

$$G_{23}(s) = \frac{\frac{U_{out_PFC}}{M_1 \cdot M_2}}{1 + s \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{23}}}. \quad (2.97)$$

Funkce $G_I(s)$ je použita pro zajištění dostatečné fázové rezervy a limitaci přenosového pásma do 20 Hz, neboli frekvence $f_c < 20$ Hz. Bez funkce $G_I(s)$ z rovnice (2.93) je definována funkce:

$$G(s) = G_{NON}(s) \cdot G_{23}(s) \cdot G_4(s). \quad (2.98)$$

Závislost zisku funkce $G(s)$ na frekvenci lze nalézt v grafu (Graf 2.5).



Graf 2.5: Závislost zisku na frekvenci funkce $G(s)$.

Při volbě $f_c=10$ Hz je pro minimální vstupní napětí $U_{in_min_PFC}$ zisk při této frekvenci $G(f_c)=-3,14$ dB. Zisk funkce $G_I(s)$ musí tento zisk kompenzovat, tedy:

$$\begin{aligned}
 G_1(f_c) &= -G(f_c) = & (2.99) \\
 &= -(-3,14) \text{ dB} = 3,14 \text{ dB} .
 \end{aligned}$$

Pomocí f_{CZ} je kompenzován pól funkce $G_{23}(s)$ vzhledem k rovnici (2.93), tedy funkcí $G_I(s)$. Také je jí posouvána frekvence f_c . Při volbě kondenzátoru $C_{14}=1 \mu\text{F}$ je potřebná frekvence f_{CZ} [24]:

$$\begin{aligned}
 f_{CZ} &= \frac{f_c}{\sqrt{\left(\frac{C_{14} \cdot 10^{-\frac{-G(f_c)}{20}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c}{g_{OTA1}}\right)^2 - 1}} = & (2.100) \\
 &= \frac{10}{\sqrt{\left(\frac{10^{-6} \cdot 10^{-\frac{-(-3,14)}{20}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10}{39 \cdot 10^{-6}}\right)^2 - 1}} \doteq 4,8 \text{ Hz} .
 \end{aligned}$$

Úpravou rovnice (2.95) lze zjistit, že rezistor R14 musí mít hodnotu:

$$R_{14} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{CZ} \cdot C_{14}} = \quad (2.101)$$

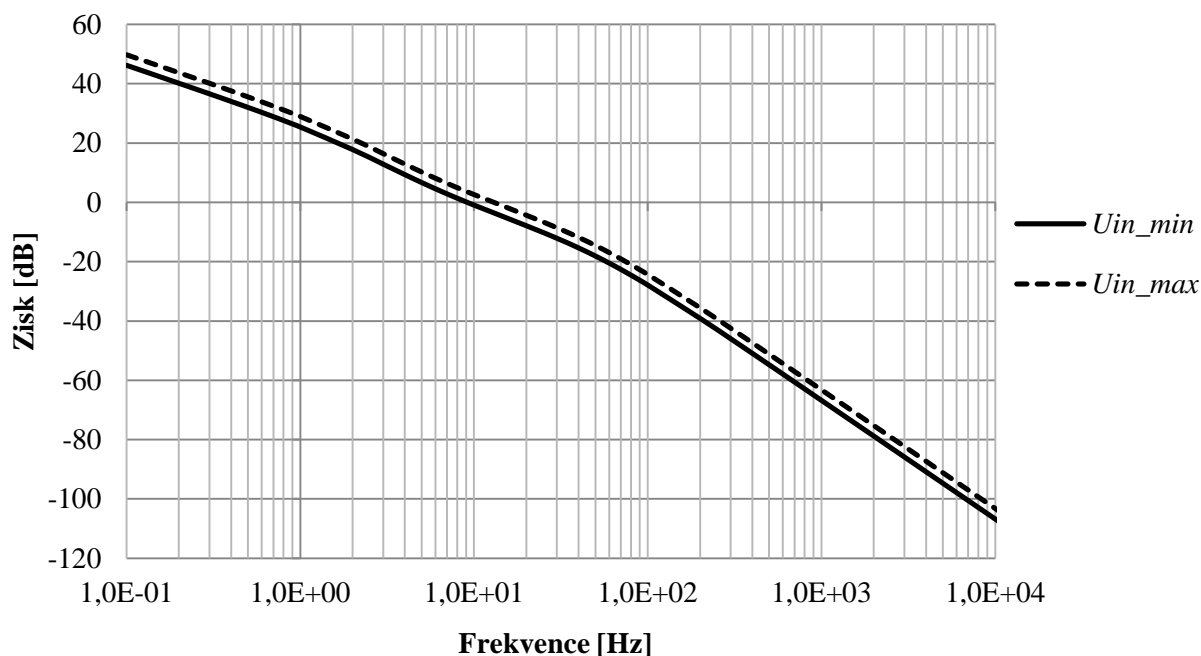
$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4,8 \cdot 10^{-6}} \doteq 33157 \, \Omega \cong 33 \, \text{k}\Omega .$$

Je volen rezistor R14=33 kΩ. Frekvence pólu f_{CP} bývá volena v rozmezí 40 až 70 Hz [24]. V tomto případě je zvolena frekvence $f_{CP}=50$ Hz. Úpravou rovnice (2.96) lze získat výraz pro výpočet hodnoty kapacity kondenzátoru C15:

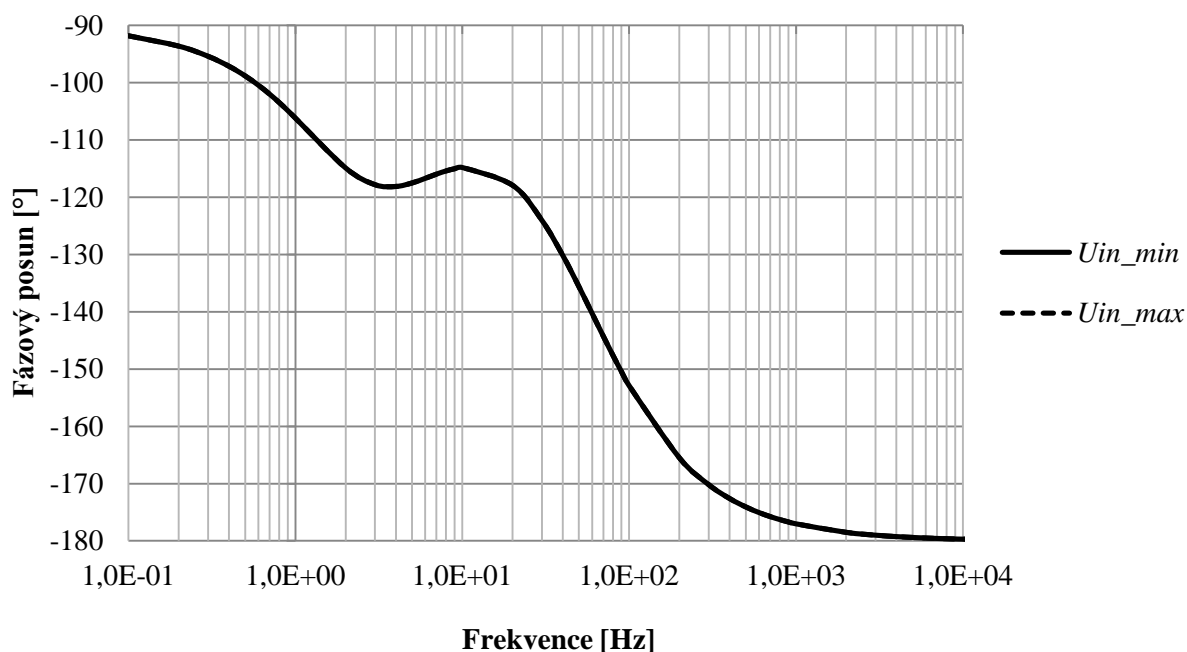
$$C_{15} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{CP} \cdot R_{14}} = \quad (2.102)$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 33 \cdot 10^3} \doteq 96,46 \, \text{nF} \cong 100 \, \text{nF} .$$

Zvolen je kondenzátor C15=100 nF. Bodeho charakteristika napěťové smyčky $G_V(s)$ podle rovnice (2.93) je zobrazena v grafech (Graf 2.6 a Graf 2.7). Lze z nich vyčíst, že fázová rezerva je v tomto případě přibližně 65 °.



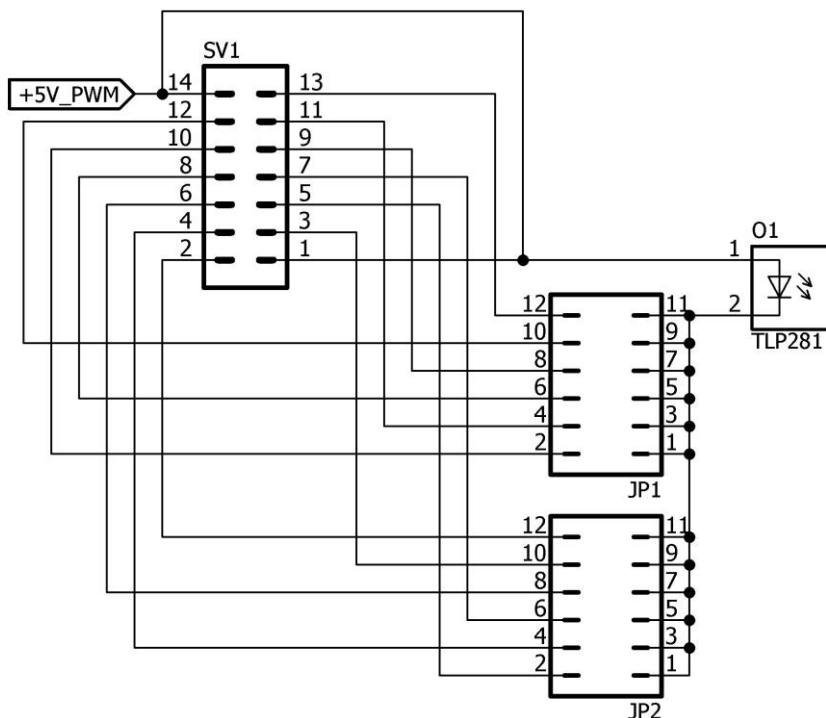
Graf 2.6: Závislost zisku na frekvenci funkce $G_V(s)$.



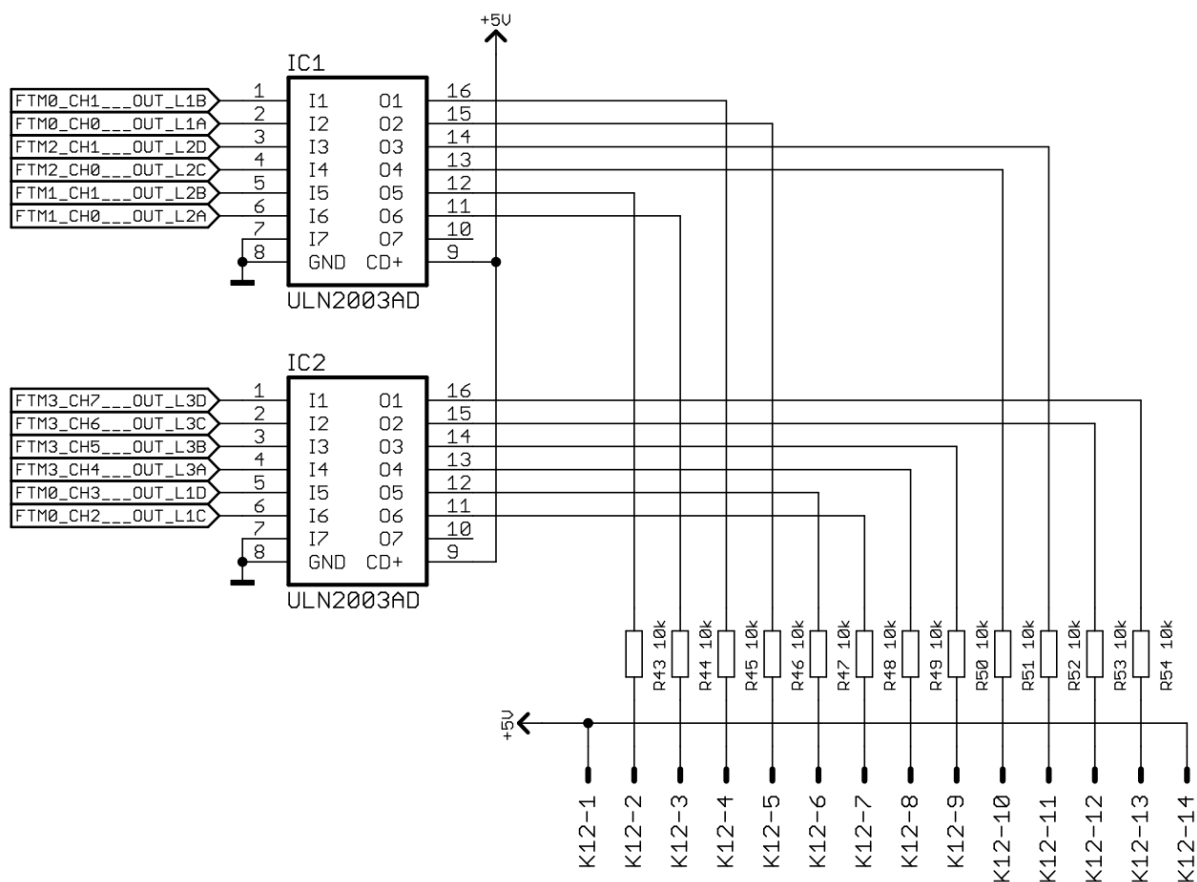
Graf 2.7: Závislost fázového posunu na frekvenci funkce $G_V(s)$.

2.5 Řízení stmívače

Výstupní napětí je nastavováno podle střídavy vstupujícího PWM signálu z mikrokontroléru. Jeho výstupní část je znázorněna na obrázku (Obr. 2.19). Tento signál je přiváděn pomocí konektoru SV1, jehož protikus je K12 z obrázku (Obr. 2.19). Konektor má 14 kontaktů. Dva z nich jsou okupovány externím napájením. Ostatní jsou okupovány řídicími signály, mezi kterými je možné přepínat pomocí umístění propojky na příslušné místo kolíkových lišt JP1 nebo JP2. Nejnižší nosnou frekvencí tohoto signálu je $f_{PWM}=50$ Hz. Vstupní část PWM signálu je galvanicky oddělena optočlenem O1 od zbylých částí zařízení. Sepnutím tranzistoru uvnitř O1 dovolu je protékat proudem rezistorem R18 na kterém vzniká napěťový úbytek. Jeho hodnota je $R18=4,7$ k Ω . Tuto část lze nalézt na obrázku (Obr. 2.18).



Obr. 2.18: Schematické zapojení konektorů a galvanického oddělení řídicího PWM signálu.

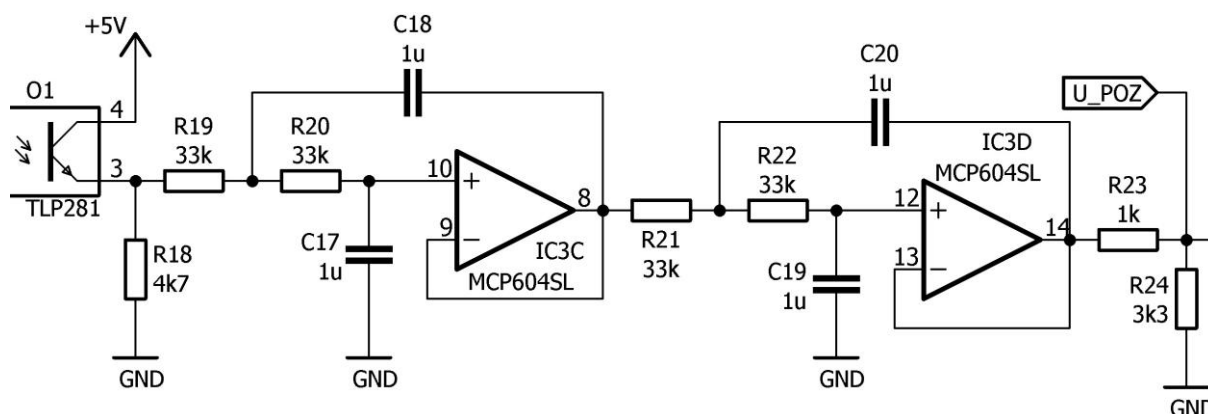


Obr. 2.19: Výstupní část PWM mikrokontroléru (externí zařízení).

Převodník střídý signálu na napětí

Rozkmit řídicího PWM signálu na výstupu optočlenu O1 je přibližně 5 V. Signál musí tedy být kvalitně filtrován. Pro tento účel jsou využity dva z operačních zesilovačů IC3C a IC3D, z nichž je vytvořena dolní propust 4. řádu, pomocí dvojice aktivních filtrů 2. řádu (Sallen-Key). Zamýšlenou aproximací jest Butterworth. Ta se vyznačuje poklesem 20 dB/dek nad mezním kmitočtem, který je společný pro všechny primitivy (každý jednotlivý řád) toho filtru.

Na obrázku (Obr. 2.20) lze nalézt schematické zapojení aktivního filtru. Při střídě 50 % PWM signálu je analogová hodnota nejvíce zvlněná, a to především proto, že dominantní je nosná frekvence, která je nejnižší. Umístění mezní frekvence dolní propusti o dekádu níže, než je nejnižší frekvence PWM signálu zapříčiní, že výsledný útlum tohoto filtru bude 80 dB. Dynamičnost regulace však zůstane zachována.



Obr. 2.20: Schematické zapojení aktivního filtru 4.řádu a omezení nastavené hodnoty výstupního napětí.

Za podmínky, že hodnoty rezistorů jsou si rovny $R_{19}=R_{20}=R_{21}=R_{22}$ a zároveň velikosti kapacity kondenzátorů $C_{17}=C_{18}=C_{19}=C_{20}$, je činitel kvality filtru roven 0,5. Mezní frekvence je rovna desetina frekvence $f_{PWM}=50$ Hz a velikost $C_{17}=1$ μ F. Potřebná hodnota rezistoru R_{19} může být vyjádřit vztahem:

$$R_{19} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{PWM}}{10} \cdot C_{17}} = \quad (2.103)$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{50}{10} \cdot 10^{-6}} \doteq 31831 \Omega \cong 33 \text{ k}\Omega.$$

Zvoleny jsou rezistory $R_{19}=R_{20}=R_{21}=R_{22}=33$ $\text{k}\Omega$ a tedy velikost kondenzátorů $C_{17}=C_{18}=C_{19}=C_{20}=1$ μ F. Omezení výstupního napětí je realizováno pomocí odporového děliče napětí s rezistory R_{23} a R_{24} . To zapříčiní, že při střídě ovládacího PWM signálu

100 % nastaveno maximální výstupní napětí menší než U_{out_PFC} . Hodnota rezistor R23=1 k Ω . Rezistor R24 musí mít přibližně hodnotu:

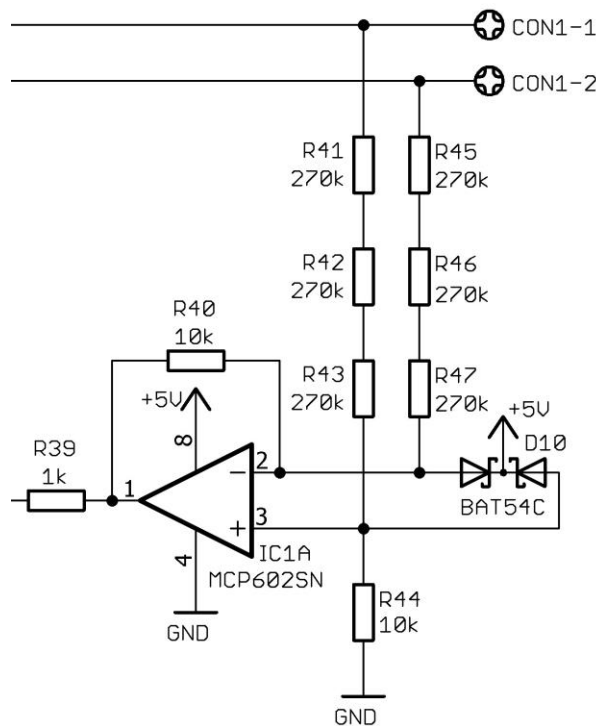
$$R_{24} \geq R_{23} \cdot \frac{U_{out_BUCK}}{U_{out_PFC} + \Delta U_{out_PFC} - U_{out_BUCK}} = \quad (2.104)$$

$$= 10^3 \cdot \frac{285}{370 + 15 - 285} = 2850 \Omega .$$

Je zvolen rezistor R24=3,3 k Ω . Mez nastaveného výstupního napětí lze dále omezit programově, tj. úpravou střídavy PMW signálu.

Diferenciální zesilovač

Aktuální hodnota výstupního napětí u_{out_BUCK} je snímána pomocí diferenciálního zesilovače, za účelem zeslabení a umožnění dalšího zpracování. Na obrázku (Obr. 2.21) lze nalézt popisovanou část.



Obr. 2.21: Schematické zapojení diferenciálního zesilovače.

Napětí u_{minus_BUCK} je napětí na svorce 2 konektoru CON1. V čase t platí:

$$u_{minus_BUCK}(t) = u_{out_PFC}(t) - u_{out_BUCK}(t) \quad (2.105)$$

Výstupní napětí diferenciálního zesilovače nesmí být pro nejvyšší výstupní napětí $u_{out_BUCK}(t)$ saturační. Potřebné zesílení A_{u_dif} tohoto zesilovače je tedy:

$$A_{u_dif} < \frac{U_{REF}}{U_{out_PFC} + \Delta U_{out_PFC}} = \quad (2.106)$$

$$= \frac{5}{370 + 15} = \frac{1}{77} \doteq 0,012987 .$$

Při volbě hodnoty odporu $R_{dif_zpet}=10 \text{ k}\Omega$ lze vypočíst, že pro splnění nerovnice (2.106) musí mít odpor R_{dif} hodnotu:

$$R_{dif} > \frac{R_{dif_zpet}}{A_{u_dif}} = \quad (2.107)$$

$$= \frac{10^4}{\frac{1}{77}} = 770 \text{ k}\Omega \cong 810 \text{ k}\Omega .$$

Stejně jako při snímání výstupního napětí PFC, musí být velikost odporu R_{dif} realizována více rezistory. Z toho vyplývá, že při sériovém spojení tři rezistorů je možné použít hodnotu $270 \text{ k}\Omega$. Takže rezistory $R41=R42=R43=R45=R46=R47=270 \text{ k}\Omega$. Před výpočtem byla zvolena hodnota odporu R_{dif_zpet} . Ta koresponduje s rezistory $R40=R44=10 \text{ k}\Omega$.

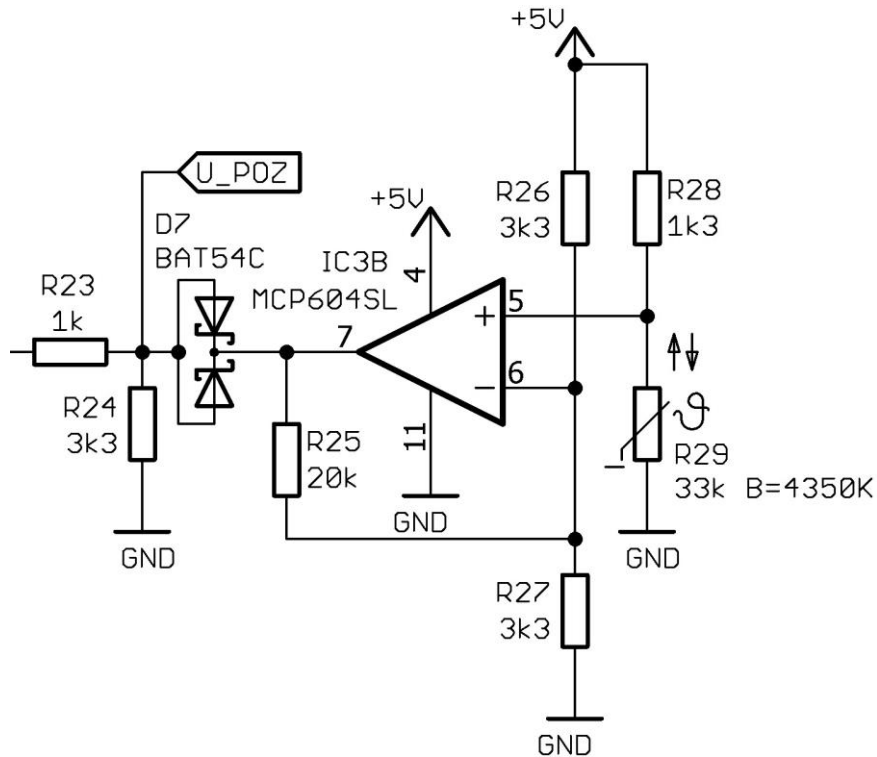
Vzhledem k napětí na výstupu PFC stupně ihned po zapnutí zařízení, je nutné chránit vstupní svorky diferenčního zesilovače pomocí diod připojených k napájecímu napětí operačního zesilovače IC1A. Dvojice diod D10 zamezuje překročení maximálního napětí na vstupech operačního zesilovače IC1A.

2.6 Ochrany stmívače

Tato podkapitola popisuje obvodová zapojení sloužící k omezení parametrů stmívače, či úplnému zastavení jeho činnosti za účelem ochrany součástek.

Postupná teplotní ochrana

Úkolem tohoto zapojení je postupně omezovat maximální výstupní napětí snižovače při překročení teploty chladiče ϑ_{fault_MIN} , což má přímý vliv na snížení výkonové ztráty měniče. To se děje snížením napětí U_POZ přes diody D7. Maximální nastavené výstupní napětí jest funkcí teploty, kde omezení začíná reagovat při teplotě ϑ_{fault_MIN} a teoreticky nulového hodnoty dosahuje při teplotě ϑ_{fault_MAX} . Při pracovní teplotě nemá zapojení vliv na chod měniče. Na obrázku (Obr. 2.22) lze nalézt popisovanou část.



Obr. 2.22: Schematické zapojení teplotní ochrany.

Nejdříve byl vybrán měřící termistor $R_{29}(25\text{ °C})=33\text{ k}\Omega$, což je jeho odpor při teplotě 25 °C . Termistor má negativní teplotní koeficient (NTC). Jeho materiálová konstanta je $B_{R_{29}}=4350\text{ K}$. Hodnota odporu termistoru R_{29} při teplotě $\vartheta_{fault_MIN}=105\text{ °C}$ je:

$$\begin{aligned}
 R_{29}(\vartheta_{fault_MIN}) &= R_{29}(105\text{ °C}) = R_{29}(25\text{ °C}) \cdot e^{-B_{R_{29}} \cdot \left(\frac{1}{T_{25}} - \frac{1}{T_{\vartheta_{fault_MIN}}} \right)} = \quad (2.108) \\
 &= 33 \cdot 10^3 \cdot e^{-4350 \cdot \left(\frac{1}{298,15} - \frac{1}{273,15+105} \right)} \doteq 1507\ \Omega .
 \end{aligned}$$

Hodnota odporu termistoru R_{29} při teplotě $\vartheta_{fault_MAX}=115\text{ °C}$ je:

$$\begin{aligned}
 R_{29}(\vartheta_{fault_MAX}) &= R_{29}(115\text{ °C}) = R_{29}(25\text{ °C}) \cdot e^{-B_{R_{29}} \cdot \left(\frac{1}{T_{25}} - \frac{1}{T_{\vartheta_{fault_MAX}}} \right)} = \quad (2.109) \\
 &= 33 \cdot 10^3 \cdot e^{-4350 \cdot \left(\frac{1}{298,15} - \frac{1}{273,15+115} \right)} \doteq 1120\ \Omega .
 \end{aligned}$$

Odporový dělič tvořen rezistorem R28 a termistorem R29 je nastaven přibližně v poměru 1:1 při těchto teplotách. Jeho hodnota je tedy přibližně:

$$R_{28} = \frac{R_{29}(\vartheta_{fault_MIN}) + R_{29}(\vartheta_{fault_MAX})}{2} = \frac{R_{29}(105\text{ °C}) + R_{29}(115\text{ °C})}{2} = \quad (2.110)$$

$$= \frac{1506,7 + 1120,2}{2} \doteq 1314\ \Omega \cong 1,3\ \text{k}\Omega .$$

Zvolena je hodnota rezistoru R28=1,3 kΩ. Při volbě rezistoru R26=3,3 kΩ musí mít rezistory R25 a R27 hodnotu odporu:

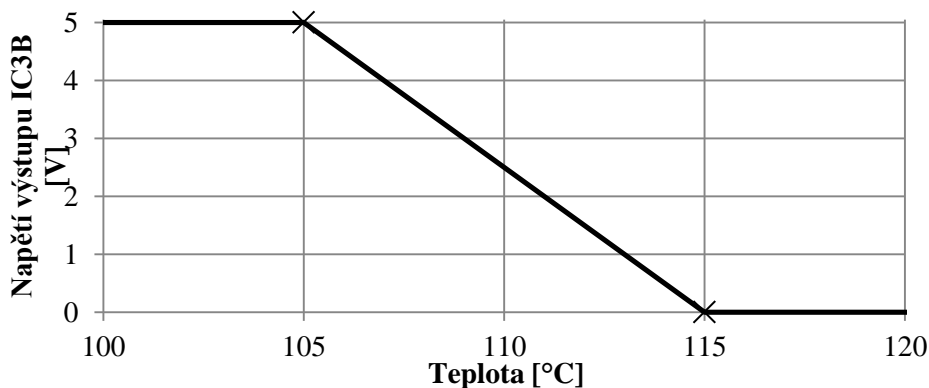
$$R_{25} = \frac{R_{26} \cdot \left(\frac{R_{29}(\vartheta_{fault_MIN})}{R_{28}} + 1 \right)}{\frac{R_{29}(\vartheta_{fault_MIN})}{R_{29}(\vartheta_{fault_MAX})} - 1} = \frac{R_{26} \cdot \left(\frac{R_{29}(105\text{ °C})}{R_{28}} + 1 \right)}{\frac{R_{29}(105\text{ °C})}{R_{29}(115\text{ °C})} - 1} = \quad (2.111)$$

$$= \frac{3,3 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{1507}{1,3 \cdot 10^3} + 1 \right)}{\frac{1507}{1120} - 1} \doteq 20,622\ \text{k}\Omega \cong 20\ \text{k}\Omega ,$$

$$R_{27} = \frac{R_{29}(\vartheta_{fault_MIN}) \cdot R_{26} \cdot R_{25}}{R_{28} \cdot (R_{26} + R_{25})} = \frac{R_{29}(105\text{ °C}) \cdot R_{26} \cdot R_{25}}{R_{28} \cdot (R_{26} + R_{25})} = \quad (2.112)$$

$$= \frac{1507 \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}{1,3 \cdot 10^3 \cdot (3,3 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3)} \doteq 3,284\ \text{k}\Omega \cong 3,3\ \text{k}\Omega .$$

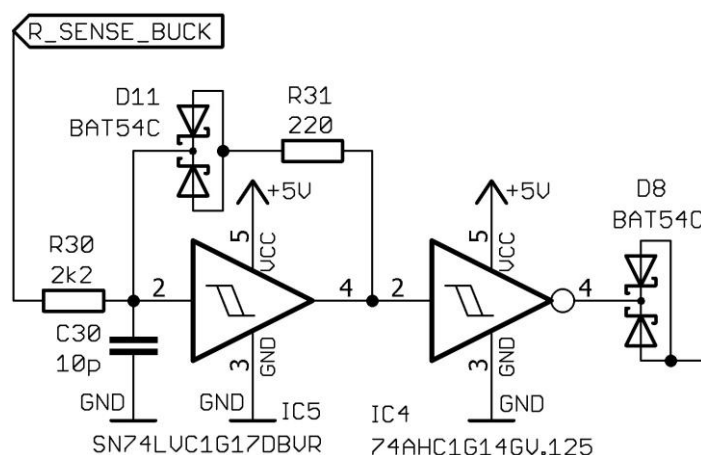
Hodnoty odporů rezistorů jsou R25=20 kΩ a R27=3,3 kΩ. Znázornění průběhu výstupního napětí obvodu IC3B v závislosti na teplotě lze nalézt v grafu (Graf 2.8).



Graf 2.8: Znázornění přibližného průběhu výstupního napětí obvodu IC3B v závislosti na teplotě.

Ochrana proti nadproudu

Tento blok slouží k ochraně proti nadproudu na výstupní straně. Tato situace může nastat při zkratování výstupních svorek, což zapříčiní přesycení tlumivky L3. Bez této ochrany bude řídicí obvod na začátku každé periody T_{BUCK} spínat. Proudová ochrana sice po určité době uzavře tranzistor Q2, ale pokud se takto bude dít po delší dobu, vyvrcholí tato situace přehřátím a jeho zničením. Avšak pokud nebude tranzistor Q2 opakovaně spínat a po první detekci zůstane již v nevodivém stavu, nedojde k jeho zničení. K tomuto účelu slouží obvod, jehož schéma lze nalézt na obrázku (Obr. 2.23).



Obr. 2.23: Schematické zapojení ochrany proti nadproudu.

SN74LVC1G17DBVR je Schmittův klopný obvod (ve schématu obvod IC5). Jelikož katalogový list [30] neuvádí údaje pro napájecí napětí 5 V, je reakční hladina tohoto obvodu definována širokým rozmezím hodnot. Doba přeběhu a zpoždění vstup-výstup je do 10 ns. Maximální úroveň napětí potřebná pro překlopení jeho výstupu na logickou 1 je $U_{IC5_in_max}=3,33$ V, naopak minimální $U_{IC5_in_min}=2,19$ V. Při zanedbání únikového proudu diod D11, bude nadproudová ochrana aktivována při proudu minimálně:

$$I_{fault_min} > \frac{U_{IC5_in_min}}{R_{sense_BUCK}} = \quad (2.113)$$

$$= \frac{2,19}{340 \cdot 10^{-3}} \doteq 6,44 \text{ A}.$$

A maximální aktivační proud jest:

$$I_{fault_max} < \frac{U_{IC5_in_max}}{R_{sense_BUCK}} = \quad (2.114)$$

$$= \frac{3,33}{340 \cdot 10^{-3}} \doteq 9,8 \text{ A}.$$

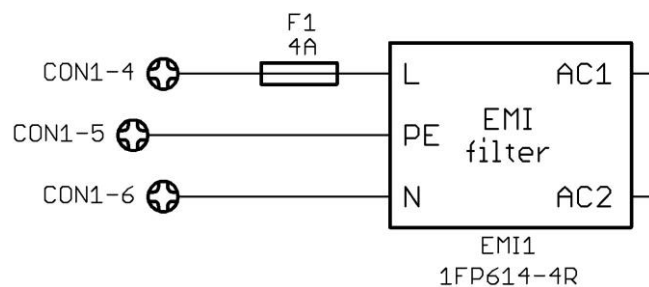
Tyto hodnoty by bylo možné snížit předpětím, ale v tomto případě to není třeba. Hodnota rezistoru R30 postačí 2,2 k Ω . Spolu s kondenzátorem C30=10 pF tvoří RC filtr a zvyšuje odolnost proti falešné aktivaci. Jeho časová konstanta je:

$$\begin{aligned} \tau_{I_{fault}} &= R_{30} \cdot C_{30} = & (2.115) \\ &= 2,2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-11} = 22 \text{ ns} . \end{aligned}$$

Rezistor R31=220 Ω s diodami D11 tvoří kladnou zpětnou vazbu, pouze pokud je výstup IC5 v logické 1. To znamená, že zapojení v tomto stavu nadále setrvává. Pro resetování této ochrany je tudíž nutné opětovně připojit zařízení k síťovému napětí. Obvod IC4 zajišťuje negaci [31]. Diody D8 zamezují tečení limitních proudů obvodů a blokování neaktivní ochrany.

Jištění zařízení

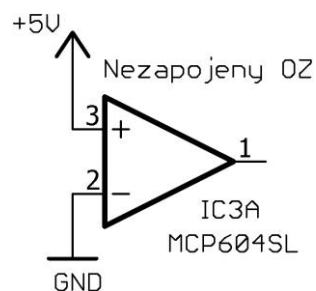
K tomuto účelu slouží pojistka F1. Vypínací proud této pojistky musí být větší než nominální vstupní proud $I_{in_RMS_PFC}$, proto je volena hodnota 4 A. Vzhledem k namáhání zařízení při startu je volena pomalá pojistka T. Na obrázku (Obr. 2.24) lze nalézt popisovanou část.



Obr. 2.24: Schematické zapojení jištění zařízení.

Nevyužitý operační zesilovač

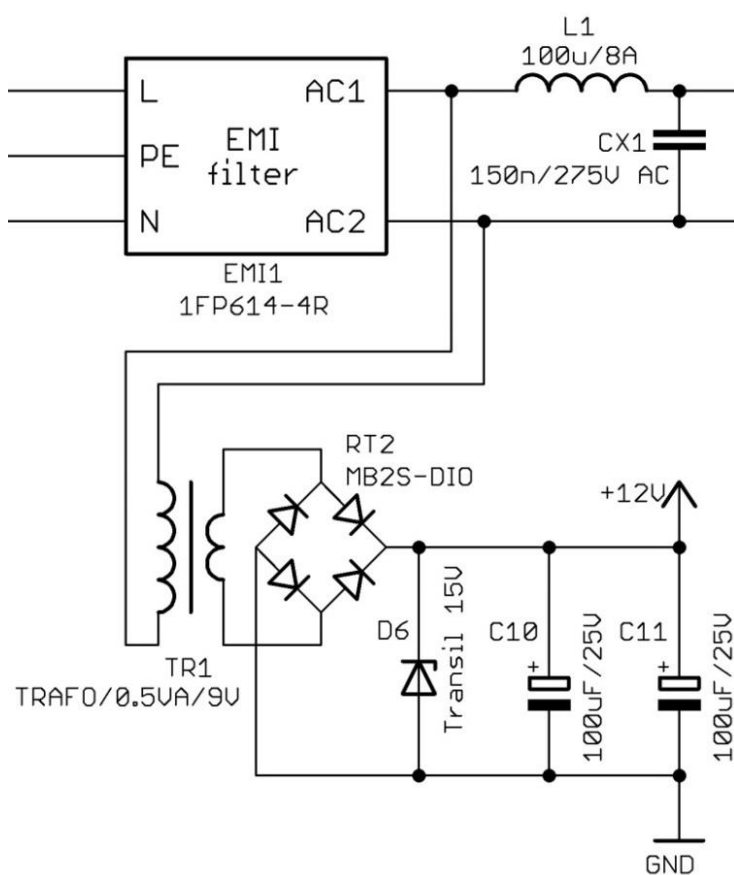
Na obrázku (Obr. 2.25) lze nalézt zapojení nepoužitého operačního zesilovače IC3A, poněvadž jej nebylo třeba. Správné zapojení takového operačního zesilovače je možné najít v katalogovém listu [32]. Vstupy musí být připojeny k definovanému potenciálu, aby nedocházelo k náhodnému překlápění jeho výstupu.



Obr. 2.25: Schematické zapojení nevyužitého operačního zesilovače.

2.7 Pomocný zdroj

Jelikož se v zapojení nachází řídicí obvody a jiné periferie, mající napájecí napětí menší než snadno dostupné síťové napětí popř. jeho usměrněná podoba, je nutné, aby zapojení obsahovalo pomocný zdroj napětí. Síťový zalévaný transformátor TR1 o zdánlivém výkonu 0,5 VA se sekundárním napětím 9 V postačí. Pokud není výstup transformátoru TR1 zatížen, je napětí sekundárního vinutí vyšší než jeho nominální, proto je zde připojen napěťově závislý odpor reprezentovaný transilem D6 se závěrným napětím 15 V. Vzhledem k možnému výkonu transformátoru TR1 je toto opatření proti překročení maximálního napětí integrovaných obvodů validní. Můstkový usměrňovač RT2 usměrňuje sekundární napětí transformátoru TR1. Pro jeho filtraci slouží dvojice elektrolytických kondenzátorů C10 a C11. Kapacita každého kondenzátoru postačí 100 μ F a jejich maximální napětí 25 V. Jeho schematické zapojení lze nalézt na obrázku (Obr. 2.26).



Obr. 2.26: Schematické zapojení pomocného napájení.

2.8 Výpočet chladiče

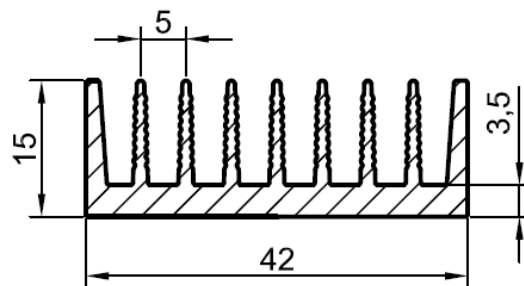
Při výpočtu chladiče lze s výhodou využít analogie přenosu tepla a elektrických veličin. Z výsledků rovnic (2.36), (2.41), (2.48), (2.56) a (2.57) se vypočítá výkon, jenž má být chladič schopen vyzářit. Tento výkon je roven:

$$\begin{aligned} P_{CH} &= P_{Q2} + P_{D5} + P_{RT1} + P_{Q1} + P_{D4} = \\ &= 5,5 + 0,85 + 7,2 + 13,02 + 3,31 = 29,88 \text{ W}. \end{aligned} \quad (2.116)$$

Teplota okolí bývá volena $\vartheta_A=40$ °C. Pokud má být teplota chladiče přibližně $\vartheta_{CH}=105$ °C je nutné, aby měl chladič tepelný odpor R_{CH} menší než:

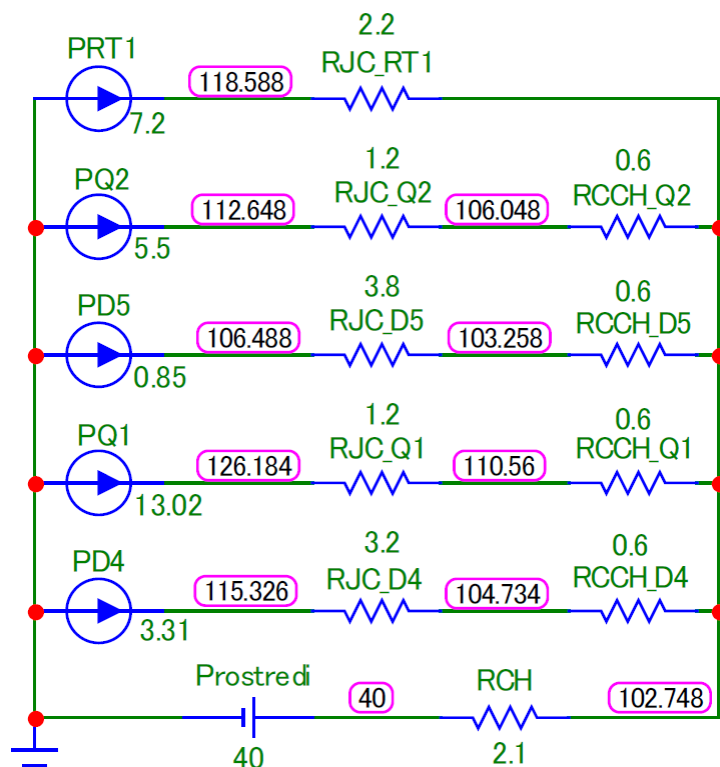
$$\begin{aligned} R_{CH} &\leq \frac{\vartheta_{CH} - \vartheta_A}{P_{CH}} = \\ &= \frac{105 - 40}{29,88} \doteq 2,18 \text{ K/W}. \end{aligned} \quad (2.117)$$

Jelikož má společnost Art Lighting Production (zadavatel) zázemí pro dělení a práci s hliníkovými součástmi, je použito hliníkového profilu z katalogu [33] jako chladiče. Rozměrovými i tepelnými parametry vyhovuje profil ZH8624. Jeho průřez je vyobrazen na obrázku (Obr. 2.27). Při použití 20 cm tohoto profilu, což odpovídá délce navrhnuté DPS, je tepelný odpor chladiče $R_{CH}=2,1$ K/W. Podle nerovnice (2.117) tato hodnota dostačuje.



Obr. 2.27: Průřez hliníkového profilu ZH8624 (převzato z [33]).

Součástky Q1, Q2, D4 a D5 nejsou izolované, proto je nutné použít slídové podložky, která ovšem má také tepelný odpor o velikosti 0,4 K/W [34]. Pokud přechody slídové podložky budou podpořeny teplovodivou pastou a každý přechod bude mít tepelný odpor 0,1 K/W, lze prohlásit, že tepelný odpor této izolace je 0,6 K/W. Ke zjištění tepelným poměrů výkonových součástek bylo využito dynamické stejnosměrné analýzy programu MicroCap. Výstup této analýzy lze nalézt na obrázku (Obr. 2.28). Součástí příloh na CD je také soubor s touto simulací.



Obr. 2.28: Tepelné poměry výkonových součástek [°C].

Teplota chladiče bude přibližně 103 °C a teplota čipu součástek nepřesáhne 130 C.

2.9 Návrh desky plošných spojů (DPS)

Celkové schematické zapojení lze nalézt v příloze (A). Za účelem propojení jednotlivých součástí stmívače, byla navržena dvouvrstvá DPS v programu Eagle 7.7.0. V přílohách (B) lze nalézt tento návrh. Součástí přílohy na CD jsou také zdrojové soubory tohoto návrhu.

Jelikož byl předmětem návrhu spínaný zdroj, bylo nutné zejména omezit plochu proudových smyček, dodržet hvězdicové uspořádání zdroje (spojení pracovního „nulového“ potenciálu pouze v jednom bodě) a minimalizovat parazitní indukčnost určitých cest. Téměř celé zapojení je galvanicky spojeno se síťovým napětím. Galvanicky oddělená část je separována od zbytku zapojení vhodnou izolační mezerou. Nejmenší vzdálenost mezi cestami, jejichž rozdíl potenciálů převyšuje 50 V, je 1 mm, což odpovídá vzdálenosti vodivých ploch u pouzdra TO-220. I přes to, je u polygonů takovýchto cest nastavena izolační vzdálenost 1,27 mm. Polovodičové součástky určené k upevnění na chladič jsou situovány u jednoho z okrajů. Minimální vzdálenost dvou různých signálových cest je 0,21 mm.

Takto navržená deska byla zadána do výroby firmě Gatema, pro zhotovení dvouvrstvého plošného spoje s tloušťkou měděných cest 35 μm.

3 OŽIVENÍ A MĚŘENÍ MODULU STMÍVAČE

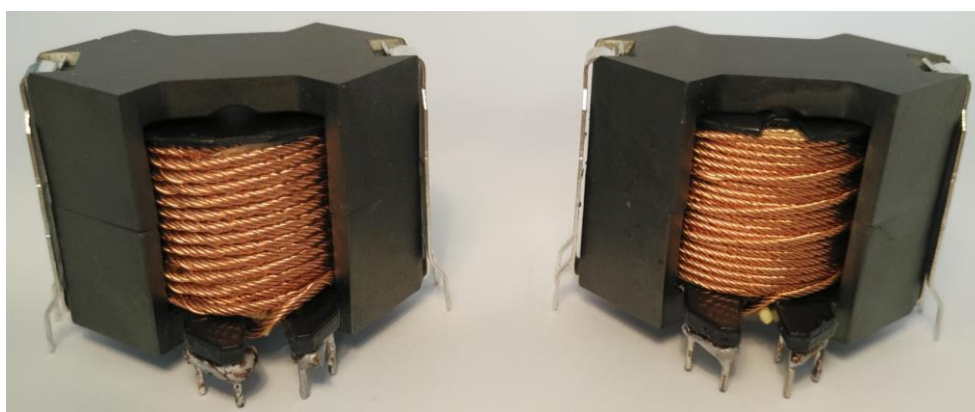
Tato kapitola popisuje ožívování jednotlivých částí stmívače a zároveň jejich měření. Během ožívování došlo k několika závadám, které byly způsobené špatně opracovaným chladičem.

Výroba tlumivek L2 a L3

Nejdříve byly podle údajů vypočtených v kapitolách 2.2 a 2.4 ručně navinuty tlumivky L2 a L3. Každá vrstva vinutí je proložena izolační páskou a vrchní vrstva není izolována, takže zůstává viditelná. To napomáhá odvodu tepla. Na obrázku (Obr. 3.1) lze nalézt navinutou tlumivku L3 bez feritového jádra a na obrázku (Obr. 3.2) již zhotovené tlumivky. Naměřená indukčnost (při $f=2,2$ kHz) tlumivky L3 bez feritového jádra je $134,3 \mu\text{H}$, s feritovým jádrem $2,43 \text{ mH}$ a indukčnost tlumivky L2 s feritovým jádrem je $542,3 \mu\text{H}$ *. Hodnota naměřené indukčnosti se značně liší při rozdílném sesouhlasení jednotlivých polovin jader.



Obr. 3.1: Navinutá tlumivka L3 bez feritového jádra.

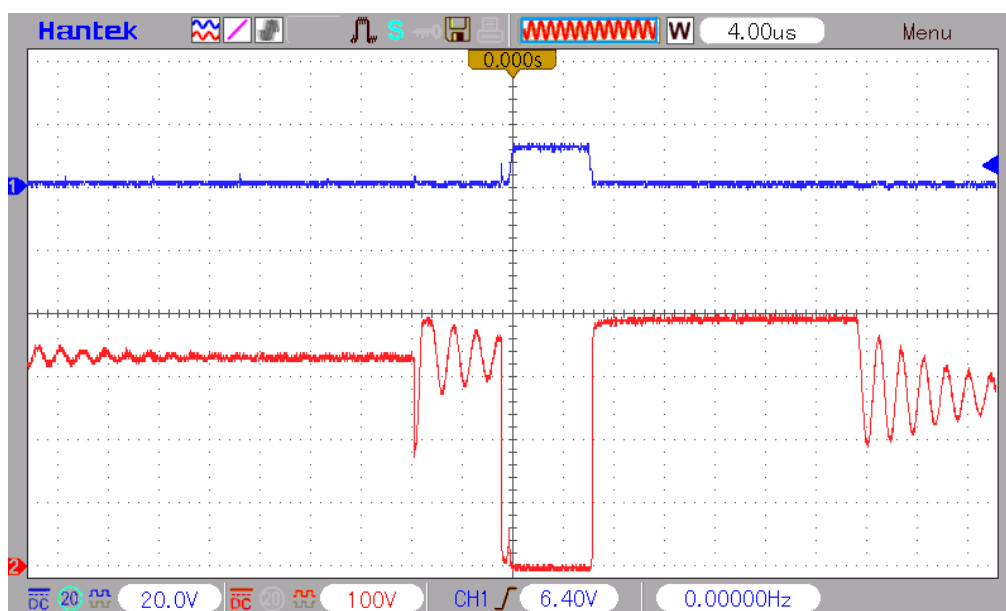


Obr. 3.2: Zhotovené tlumivky (vlevo L3, vpravo L2).

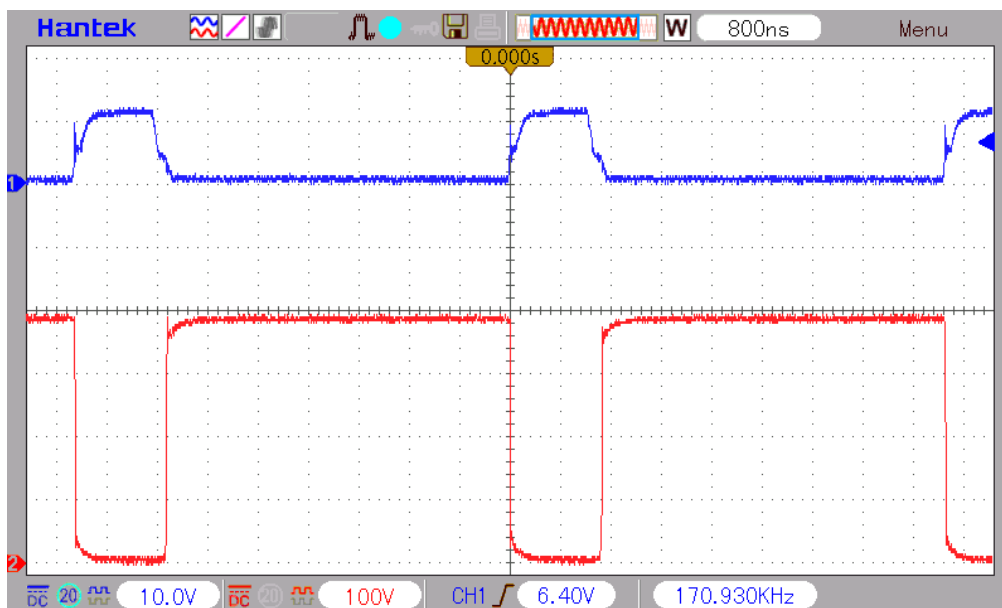
* Každá tlumivka na feritovém jádře s délkou vzduchové mezery jí příslušnou.

Oživování bloku korekce účinníku

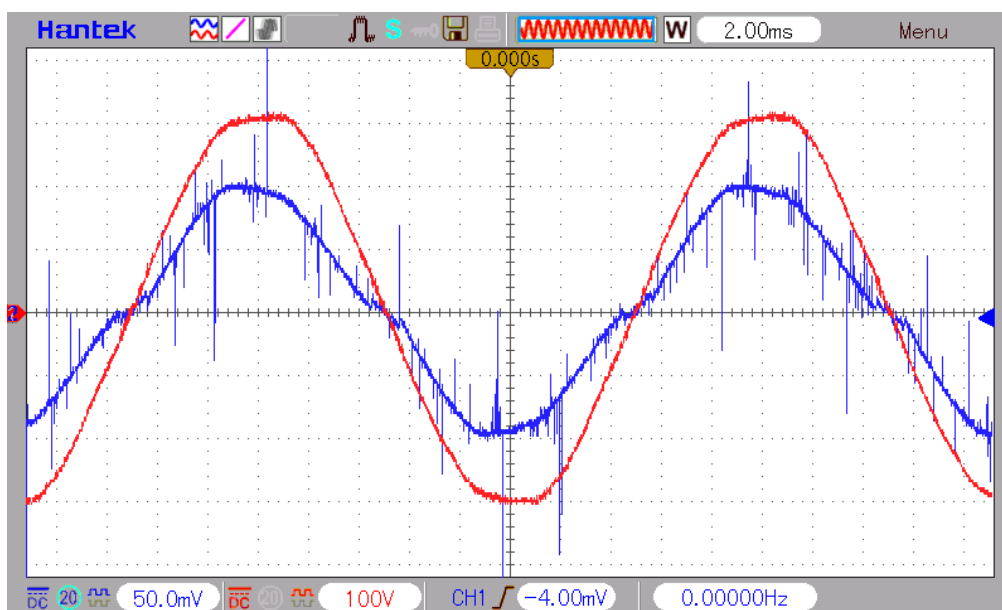
Nejdříve byla osazena část PFC, z důvodu snazší lokalizace případné poruchy. Obvodové součástky tohoto bloku byly osazeny a spuštění proběhlo přes sériově zapojenou žárovku, která slouží jako ochrana proti případnému zkratu. Obrázek (Obr. 3.3) obsahuje oscilogram s řídicím napětím a napětím na drainu tranzistoru Q1 bez zatížení výstupu PFC. Postupně byly připojovány na výstup PFC zátěže, na jejichž ohmickém odporu vznikala výkonová ztráta 140, 330, 500 a 660 W. Obrázky (Obr. 3.4, Obr. 3.5 a Obr. 3.6) obsahují oscilogram s průběhy napětí PFC při zatížení 660 W a vstupním napětí 220 V. Průběh vstupního proudu má přibližně sinusový průběh. Střední hodnota napětí výstupu PFC je 370 V. Zvlnění tohoto napětí má rozkmit 16 V.



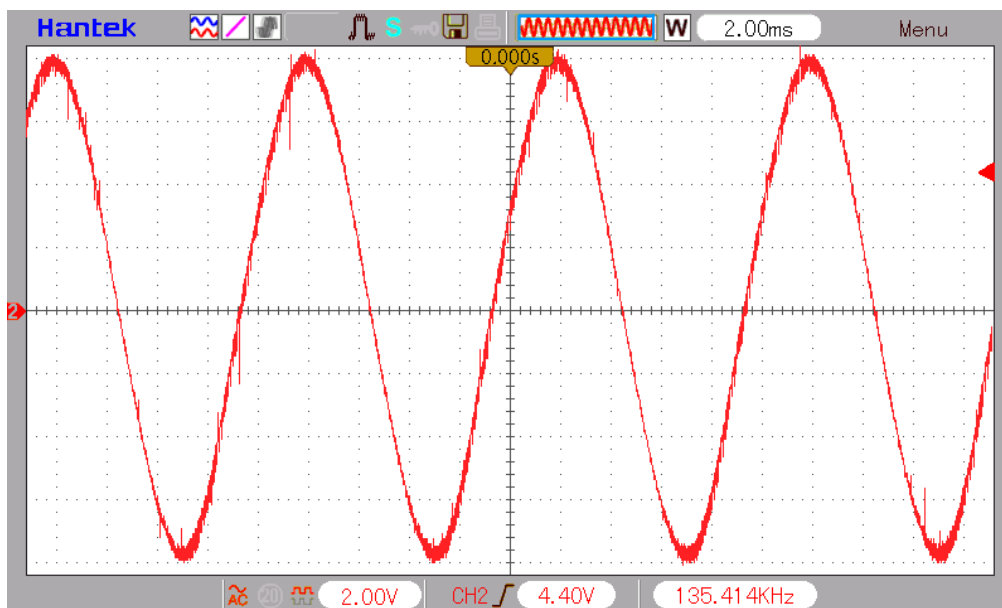
Obr. 3.3: Průběh napětí PFC bez zatížení jeho výstupu (1-řídicí napětí tranzistoru Q1; 2-napětí drainu tranzistoru Q1).



Obr. 3.4: Průběh napětí PFC se zátěží 660 W (1-řídící napětí tranzistoru Q1; 2-napětí drainu tranzistoru Q1).



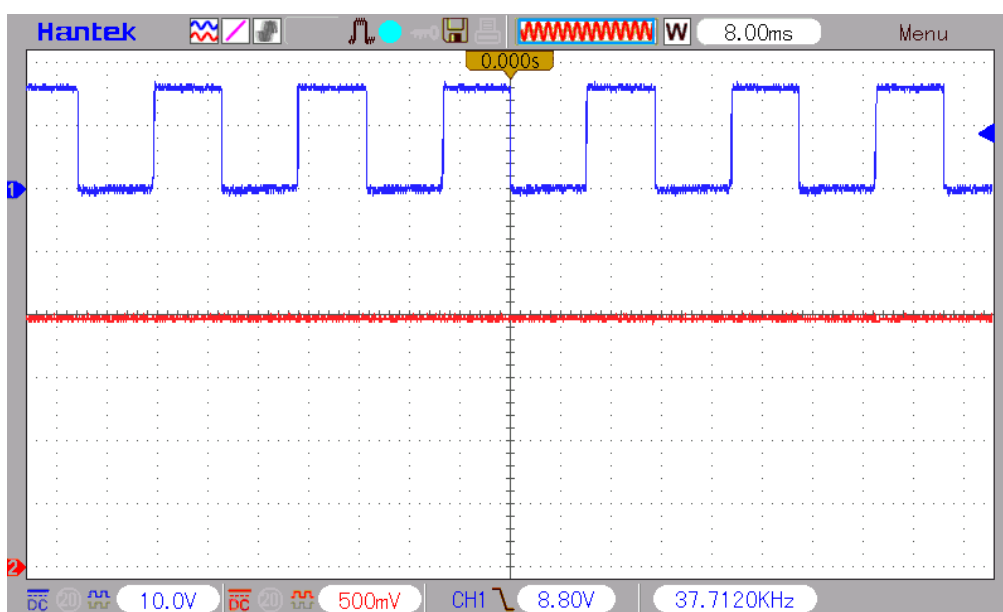
Obr. 3.5: Průběh vstupního napětí a proudu PFC se zátěží 660 W (1-vstupní proud s měřítkem 2 A/dílek; 2-vstupní napětí).



Obr. 3.6: Zvlnění výstupního napětí PFC se zátěží 660 W.

Oživování převodníku střídá na napětí

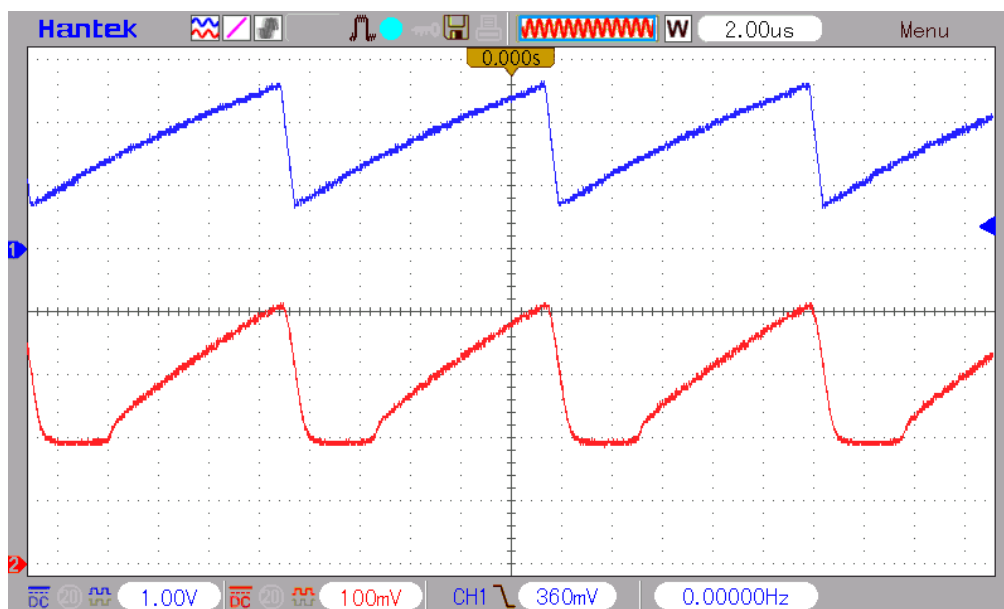
Z externího zdroje byl přiveden PWM signál o frekvenci přibližně 50 Hz na vstup optočlenu O1. Střída PWM byla nastavena na 50 %. Odpovídající hodnota napětí byla měřena na uzlu U_POZ, resp. rezistoru R24. Naměřené průběhy tohoto bloku lze vidět na obrázku (Obr. 3.7). Při střídě 100 % je napětí na uzlu U_POZ 4 V (Omezení výstupního napětí) a při nulové střídě je toto napětí téměř nulové. Zvlnění tohoto napětí bylo menší než měřitelná hodnota, s ohledem na šum pozadí.



Obr. 3.7: Průběhy napětí převodníku střídá na napětí (1-vstupující řídicí PWM signál; 2-napětí na uzlu U_POZ).

Oživování kompenzace strmosti

Na obrázku (Obr. 3.8) lze nalézt oscilogram s naměřeným průběhem časovacího kondenzátoru C22 obvodu IO2 a průběh modifikované kompenzace strmosti, jejíž funkčnost je dále prověřována. V tomto případě je hodnota $D_{r_start} \approx 0,4$, což je hodnota vyšší než zamýšlená, proto je také rozkmit menší než vypočtený podle rovnice (2.17).



Obr. 3.8: Průběh snižujícího měniče (1-napětí kondenzátoru C22; 2-napětí kondenzátoru C21).

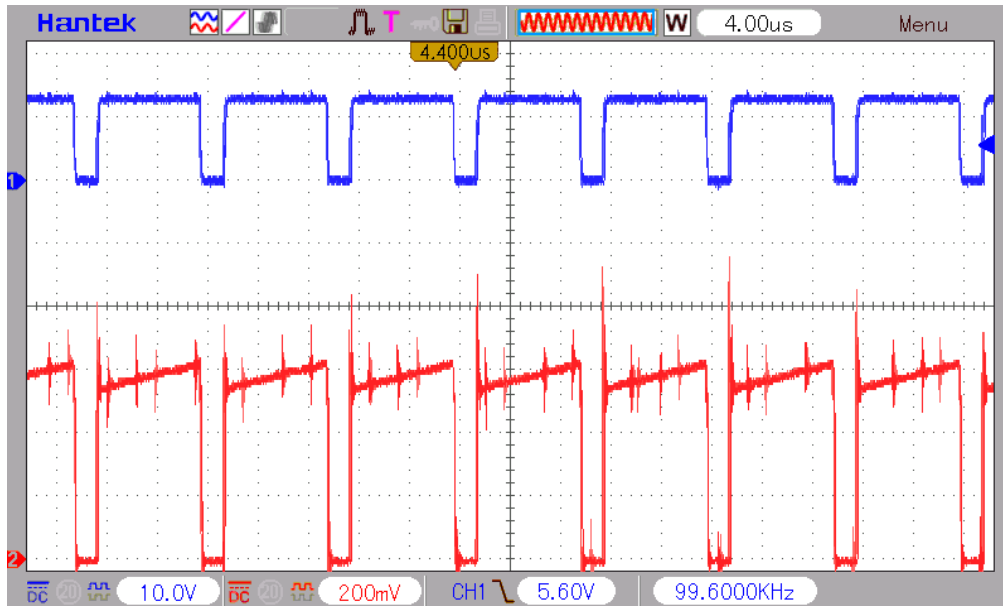
Oživení postupné teplotní ochrany

Termistor R29 byl nahrazen více otáčkovým trimrem s odporem 2 k Ω . Výstupní napětí obvodu IC3B bylo při změně odporu připojeného trimru měřeno. Při hodnotách odporu větší než přibližně 1,525 k Ω , což odpovídá teplotě 105 °C, bylo výstupní napětí IC3B rovno jeho kladné saturaci, tj. přibližně 5 V. V takovémto případě nemá obvod IC3B vliv na hodnotu napětí U_POZ. Při hodnotách odporu přibližně 1,124 k Ω a méně, což odpovídá 115°C, dosahovalo výstupní napětí IC3B nulové hodnoty. V tento moment má teplotní ochrana největší vliv. Mezi zmíněnými hodnotami odporu trimru se nachází lineární region, tak jak bylo zamýšleno. Změna odporu termistoru je ovšem exponenciální, jak to vyplývá z rovnic (2.108) a (2.109). Lze prohlásit, že tato teplotní ochrana začne reagovat při teplotě chladiče asi 110 °C, jelikož je termistor tepelně spojen s ním.

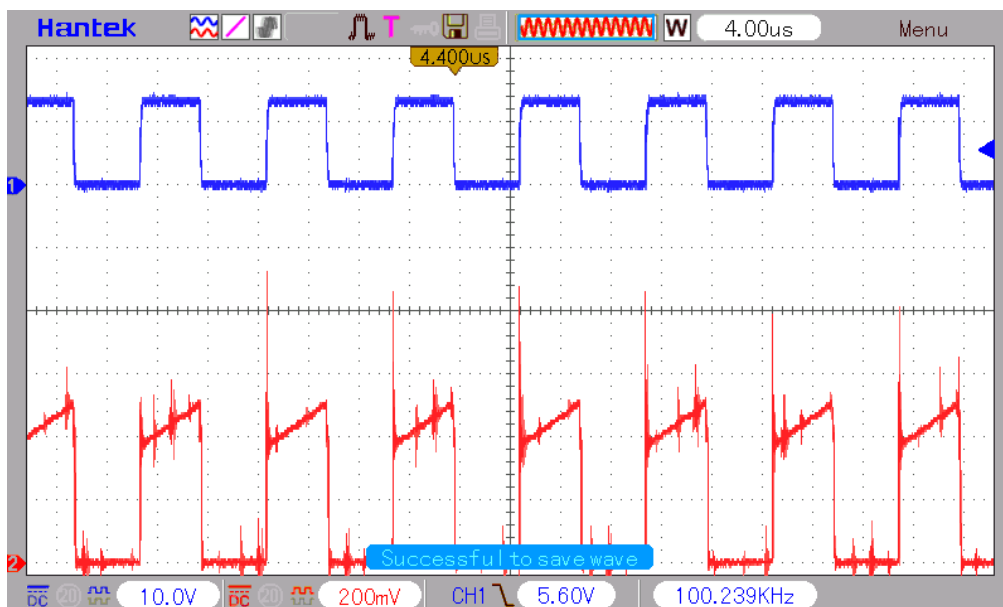
Oživování snižujícího měniče

Posledním krokem při oživování stmívače jako celku, bylo osazení výkonových součástek snižujícího měniče. Po zapnutí byla jeho funkce korektní, a proto byla na výstup stmívače připojena zátěž 600 W. Na obrázcích (Obr. 3.9 a Obr. 3.10) lze pozorovat průběhy řídicího signálu tranzistoru Q2 a napěťový úbytek na rezistorech R10 a R11 (odpor R_{sense_BUCK}), který je možné přepočítat na proud tekoucí tranzistorem Q2. V obrázku (Obr. 3.9) si lze povšimnout, že střída tranzistoru Q2 je větší než 50 %, avšak průběh proudu je každou periodu T_{BUCK} totožný. To znamená, že kompenzace strmosti funguje správně. Maximální

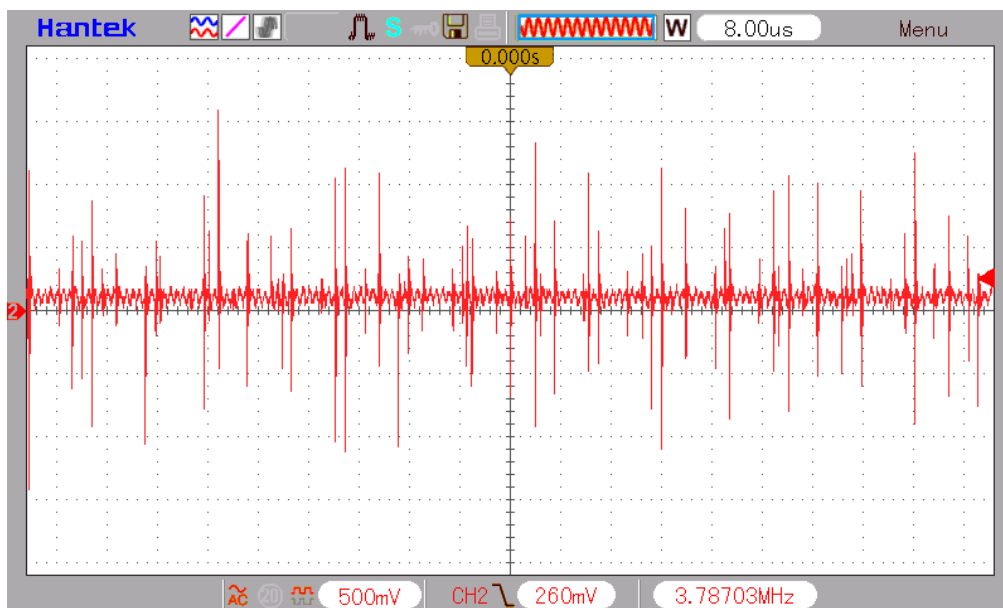
hodnota nastaveného výstupního napětí stmívače je 305 V. Na obrázku (Obr. 3.11) je uveden oscilogram výstupního zvlnění napětí stmívače při plném zatížení. Překmity, které je možné vidět na obrázcích, jsou způsobeny spínajícími polovodičovými součástkami stmívače. S ohledem na naměřené průběhy proudu tranzistorem Q2 je možné vypočíst hodnotu zvlnění výstupního napětí podle rovnic (2.43) a (2.44). Výpočtem tedy bylo zjištěno, že toto zvlnění má při maximálním zatížení hodnotu přibližně 70 mV.



Obr. 3.9: Průběhy snižujícího měniče při zatížení 600 W (1-řídící signál tranzistoru Q2; 2-proud tranzistorem Q2 s měřítkem 0,588 A/dílek).



Obr. 3.10: Průběhy snižujícího měniče (1-řídící signál tranzistoru Q2; 2-proud tranzistorem Q2 s měřítkem 0,588 A/dílek).



Obr. 3.11: Výstupní zvlnění napětí snižovače (střídavá vazba).

Stmívač při maximálním zatížení 600 W (výstupní napětí 300 V) a vstupním napětí 230 V dosahuje účinnosti přibližně 93 %. V příloze D a lze nalézt fotografie zkonstruovaného modulu stmívače.

4 ZÁVĚR

V bakalářské práci byla prostudována problematika vláknových LED žárovek, jejichž měření proběhlo již v rámci semestrálního projektu. Byl nalezen typ žárovky umožňující regulaci jasu v závislosti na vstupním stejnosměrném napětí. U tohoto typu bylo navíc zjištěno, že tím vzrůstá samotná účinnost světelného zdroje, který nemusí nadbytečnou energii měnit na Jouleovo teplo. Pro návrh stmívače bylo vhodné prostudovat také problematiku spínaných zdrojů a možnosti korekce účinníku zařízení.

Návrh stmívače byl cílen na LED žárovky umístované u stropu divadel. Při volbě topologie spínaného zdroje byla zvažována i možnost galvanického oddělení síťového napětí od výstupního. Tato možnost ovšem je při takto vysokém napětí zbytečná, zvláště pokud výměnu žárovek v nepřístupném místě provádí proškolený pracovník. Korekci účinníku stmívače zajišťuje aktivní PFC v režimu spojitého proudu cívkou (CCM). Pro stabilizaci a zároveň regulaci výstupního napětí byl zvolen snižující měnič. Celkové schéma modulu stmívače lze nalézt v příloze (A). Byla navržena deska plošných spojů, kterou je možné nalézt v příloze (B). Tlumivky L2 a L3 byly navinuty ručně, to není pro hromadnou výrobu vhodné.

Řízení výstupního napětí modulu probíhá změnou střídy řídicího signálu o nejmenším kmitočtu 50 Hz. Díky osazeným kolíkovým lištám JP1 a JP2 je možné přepínat až mezi dvanácti řídicími signály pomocí připojení propojky (jumper) na příslušné místo. Tato část je galvanicky oddělena od zbytku stmívače pomocí optočlenu O1.

Stmívač je schopen dodávat 600 W do zátěže při výstupním napětí 285 V. To znamená, že je možné naráz stmívat až 150 LED žárovek typu HCFL-1404C. Z výsledků měření vyplývá, že realizovaný stmívač má účinnost přibližně 93 % a zvlnění výstupního napětí je 70 mV při maximálním zatížení. Průběh proudu tlumivkou L3 je i při vyšších výstupních napětí pravidelný a nebyl zachycen ani jeden případ subharmonické oscilace. Z toho vyplývá, že úprava kompenzačního signálu kompenzace strmosti nezasáhla do jeho funkce. Proto mohla být tlumivka L3 navrhnutá na maximální hodnotu proudu přibližně o 250 mA menší. Navržené zapojení (Obr. 2.6) této kompenzace taky umožňuje snazší nastavení požadovaných parametrů kompenzačního signálu oproti běžným zapojením, které jsou uváděny v katalogových listech proudových regulátorů. Na tvar kompenzačního signálu nemá vliv průběh snímaného proudu.

Stmívač disponuje postupnou tepelnou ochranou, která při překročení teploty chladiče 105 °C začne snižovat maximální výstupní napětí, čímž omezí výkonovou ztrátu na obvodových prvcích. Zapojení obsahuje taky ochranu proti nadproudu na výstupní straně. Ta reaguje při zkratu výstupních svorek stmívače a po její aktivaci je nutné zařízení opětovně připojit k síti.

Modul stmívače má fyzické rozměry 193x95x42 mm. Tyto rozměry jsou pro zadavatele vyhovující. Je vhodný pro montáž do skříně „Rack“, ve které může takovýchto modulů být osazeno více. Fotografie zhotoveného modulu lze nalézt v příloze (D).

LITERATURA

- [1] *SMDLEDŽÁROVKY* [online]. b.r. [cit. 2016-12-14]. Dostupné z: <https://www.smdledzarovky.cz>
- [2] JUDY.LIN, . *The Next Generation of LED Filament Bulbs* [online]. 2015, s. 1 [cit. 2016-12-14]. Dostupné z: http://www.ledinside.com/knowledge/2015/2/the_next_generation_of_led_filament_bulbs
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [4] *MODELLING, ANALYSIS AND COMPENSATION OF THE CURRENT-MODE CONVERTER* [online]. Texas Instruments, 1999 [cit. 2017-06-02]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slua101/slua101.pdf>. Application note.
- [5] *PRACTICAL CONSIDERATIONS IN CURRENT MODE POWER SUPPLIES: U-111* [online]. Texas Instruments, 1999 [cit. 2017-06-02]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slua110/slua110.pdf>. Application note.
- [6] *Voltage mode vs current mode regulator* [online]. Montefiore Institute, b.r. [cit. 2017-06-02]. Dostupné z: http://www.montefiore.ulg.ac.be/~geuzaine/ELEC0055/voltage_mode_vs_current_mode.pdf. Presentation.
- [7] MATEJOV, Michal. Pasivní PFC filtry pro spínané napájecí zdroje. *Vutbr.cz* [online]. 2008 [cit. 2016]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7678
- [8] IVANKOVIC, Mladen. *CrCM PFC Boost Converter Design: Design Note* [online]. Durham: Infineon Technologies North America, 2013, s. 17 [cit. 2016-12-14].
- [9] *3C97: Material specification* [online]. FERROXCUBE, 2013 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/3c97.pdf>. Datasheet.
- [10] *Semic.cz: Semic Trade* [online]. Praha: Shop5.cz, 2014 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: <http://www.semic.cz/>
- [11] *Core-RM14: PRODUCT DATA APPROVAL SHEET* [online]. INDIA, 2014 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6862/lj-rm14-cf297-cf-80fe60.pdf. Datasheet.
- [12] *RM14, RM14LP: Ferrites and accessories* [online]. TDK, 2013 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: https://en.tdk.eu/inf/80/db/fer_13/rm_14.pdf. Datasheet.
- [13] *3C90: Material specification* [online]. FERROXCUBE, 2008 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/3c90.pdf>. Datasheet.
- [14] *3C94: Material specification* [online]. FERROXCUBE, 2008 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/3c94.pdf>. Datasheet.
- [15] *3C95: Material specification* [online]. FERROXCUBE, 2015 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/3c95.pdf>. Datasheet.

- [16] *BAT54 series: Schottky barrier (double) diodes* [online]. NEXPERIA, 2002 [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/Document/d38616c6cb165f21e555b4db7b25411b/BAT54_SERIES.pdf. Datasheet.
- [17] *UCC28C4x-Q1 BiCMOS Low-Power Current-Mode PWM Controllers* [online]. Texas Instruments, 2016 [cit. 2017-06-04]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slusa12a/slusa12a.pdf>. Datasheet.
- [18] *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage* [online]. Texas Instruments, 2015 [cit. 2017-06-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>. Application Report.
- [19] *MCP6L1/1R/2/4: 2.8 MHz, 200 μ A Op Amps* [online]. MICROCHIP TECHNOLOGY, Rev. C [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/Document/793f9d988dacf61ca617cfe8fc8822/mcp6l1_2_4.pdf. Datasheet.
- [20] *IPx60R280P6: 600V CoolMOS™ P6 Power Transistor* [online]. INFINEON TECHNOLOGIES, Rev.2.2 Final [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/51b2e05a273e640312166b7ee1f9b865/IPP60R280P6-DTE.pdf>. Datasheet.
- [21] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky (Svazek III): Výkonové polovodičové spínací součástky* [online]. Brno, 2014 [cit. 2017-05-04]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=87230. Skripta. Vysoké učení technické v Brně.
- [22] *C3D02060A: Silicon Carbide Schottky Diode* [online]. CREE, 2013 [cit. 2017-05-06]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/e0cf39dc2738d5ba22e7cb716ee03c18/C3D02060A.pdf>. Datasheet.
- [23] *ICE2PCS01(G): CCM-PFC* [online]. Infineon, 2010 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/ProductDatasheetICE2PCS01_v2_2+Oct2007.pdf?folderId=db3a304412b407950112b4182a3d24f8&fileId=db3a304412b407950112b427caa43ccf. Datasheet.
- [24] *Design Guide for Boost Type CCM PFC with ICE2PCSxx: Power Management & Supply* [online]. Infineon, 2008 [cit. 2017-05-03]. Dostupné z: <http://www.infineon.com/dgdl/Design+Guide+for+ICE2PCSxx.pdf?fileId=db3a304319c6f18c011a336c455809ca>. Application note.
- [25] *GBU8A-8M: TECHNICAL SPECIFICATIONS OF SINGLE-PHASE GLASS PASSIVATED BRIDGE RECTIFIER* [online]. DC COMPONENTS CO., LTD., b.r. [cit. 2017-05-13]. Dostupné z: <http://www.dccomponents.com/include/attachment.php?id=179>. Datasheet.
- [26] *S5A ... S5Y: Surface Mount Silicon Rectifier Diodes* [online]. DIOTEC SEMICONDUCTOR, 2013 [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/d1455062c6a9d26e7969ec61768ae90d/s5a.pdf>. Datasheet.
- [27] *IPx60R380P6: CoolMOS™P6 600V CoolMOS™P6 Power Transistor IPx* [online]. infineon, Rev. 2.2 Final [cit. 2017-05-06]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/4bf1a30d13c2351df6248ed20111bd33/IPP60R380P6-DTE.pdf>. Datasheet.

- [28] *C3D03060A: Silicon Carbide Schottky Diode* [online]. Wolfspeed(CREE), Rev. E [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/24845651038ec81b39a31c874a5658a2/C3D03060A-DTE.PDF>. Datasheet.
- [29] *1FP614-4R: PCB Mount Filters FP Series (plastic case)* [online]. FILTERCON, b.r. [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/c532f99b805f3981a0ea6c4609c8138b/FILTERCON-FP.pdf>. Datasheet.
- [30] *SN74LVC1G17: Single Schmitt-Trigger Buffer* [online]. TEXAS INSTRUMENTS, 2014 [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/4201ef9fefeffd88101151421a017c61/SN74LVC1G17DBVR.pdf>. Datasheet.
- [31] *74AHC(T)1G14-Q100: Inverting Schmitt trigger* [online]. NEXPERIA, 2016 [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/7c633f823b80cd92a103a0ee3295d4d8/74AHC1G14G-DTE.PDF>. Datasheet.
- [32] *MCP6001/1R/1U/2/4: 1 MHz, Low-Power Op Amp* [online]. MICROCHIP TECHNOLOGY, Rev. J [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/Document/c98656c49a036767b89c9bb93e3dda4a/mcp6001_2_4.pdf. Datasheet.
- [33] *Chladiče a hliníkové profily* [online]. Eling Bohemia, 2017 [cit. 2017-06-04]. Dostupné z: <http://www.eling.cz/data/documents/chladice.pdf>. Katalog.
- [34] *GS/220/4: Mica wafers* [online]. FISCHER ELEKTRONIK, b.r. [cit. 2017-05-31]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/Document/b2e173e11b5488d7ee9579407180fb41/GS_DTE.pdf. Datasheet.

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK

Zkratka	Vysvětlení
CCM	Režim spojitého proudu (continuous conduction mode)
CrM	Režim na hranici spojitého proudu (critical conduction mode)
DCM	Režim nespojitého proudu (discontinuous conduction mode)
DPS	Deska Plošných spojů (tištěný spoj)
DT	Ochranná doba tranzistoru
EMI	Elektromagnetické rušení (electromagnetic interference)
ESR	Ekvivalentní stejnosměrný odpor (equivalent series resistance)
LED	Elektroluminiscenční dioda (light emitting diode)
MOSFET	Unipolární tranzistor s izolovaným hradlem
OFF	Rozepnuto/vypnuto
ON	Sepnuto/zapnuto
PFC	Korekce účinníku (power factor correction)
PWM	Pulzně šířková modulace (pulse width modulation)
SMD	Součástka pro povrchovou montáž (surface mount device)
TM	Režim na hranici spojitého proudu (transition mode)

SEZNAM POUŽITÝCH VELIČIN

Veličina	Jednotka	Vysvětlení
$(M_1 \cdot M_2)$	[-]	Proměnná nelineárního bloku obvodu IO1
A_{u_dif}	[V]	Napětové zesílení diferenciálního zesilovače
B_{L2_MAX}	[T]	Maximální magnetická indukce (sycení) jádra tlumivky L2
B_{L3_MAX}	[T]	Maximální indukce (sycení) jádra tlumivky L3
B_{R29}	[K]	Materiálová konstanta termistoru R29
C_{out_BUCK}	[F]	Kapacita výstupu snižujícího měniče
C_{out_PFC}	[F]	Výstupní kapacita PFC
C_{X1}	[F]	Kapacita kondenzátoru CX1
D	[-]	Střída tranzistoru obecně
$d_{0,3}$	[m]	Průměr mědi lakovaného vodiče 0,3
$d_{0,35}$	[m]	Průměr mědi lakovaného vodiče 0,35
D_{BUCK}	[-]	Střída snižujícího měniče
d_{L2}	[m]	Největší vhodný průměr vodiče tlumivky L2
d_{L3}	[m]	Největší vhodný průměr vodiče tlumivky L3
D_{on_PFC}	[-]	Střída tranzistoru Q1
D_{r_start}	[-]	Poměrná doba, od které začíná lineárně narůstat průběh
e	[-]	Eulerovo číslo
f_{23}	[Hz]	Pól přenosové funkce $G_{23}(s)$
f_{AC}	[Hz]	Frekvence síťového napětí
f_{avg}	[Hz]	Zlomová frekvence článku, jehož výstupem je průměrná hodnota proudu
f_{BUCK}	[Hz]	Spínací frekvence snižujícího měniče
f_c	[Hz]	Frekvence, při které má přenosová funkce zisk roven 1 (0 dB)
f_{CP}	[Hz]	Frekvence pólu přenosové funkce $G_I(s)$
f_{CZ}	[Hz]	Frekvence nuly přenosové funkce $G_I(s)$
f_{PFC}	[Hz]	Spínací frekvence PFC
f_{PWM}	[Hz]	Frekvence řídicího PWM signálu
$G(s)$	[-]	Přenosová funkce bez chybového zesilovače
$G_I(s)$	[-]	Přenosová funkce chybového zesilovače
$G_{23}(s)$	[-]	Přenosová funkce závislá na návrhu PFC
$G_4(s)$	[-]	Přenosová funkce napětového snímání

Veličina	Jednotka	Vysvětlení
$G_C(s)$	[-]	Přenosová funkce proudové smyčky
$G_{NON}(s)$	[-]	Přenosová funkce nelineárního bloku
g_{OTA1}	[S]	Transkonduktance zesilovače OTA1 uvnitř IO1
g_{OTA2}	[S]	Transkonduktance zesilovače OTA2 uvnitř IO1
$G_V(s)$	[-]	Celková přenosová funkce napěťové kompenzace
I_{D5}	[A]	Střední proud diody D5
I_{D5_EF}	[A]	Efektivní proud diody D5
I_{fault_max}	[A]	Maximální hodnota proudu, při níž nadproudová ochrana reaguje
I_{fault_min}	[A]	Minimální hodnota proudu, při níž nadproudová ochrana reaguje
$I_{in_MAX_PFC}$	[A]	Vstupní maximální hodnota proudu PFC
$I_{in_RMS_PFC}$	[A]	Vstupní efektivní hodnota proudu PFC
I_{L2_MAX}	[A]	Špičková hodnota proudu tlumivky L2
I_{L3_EF}	[A]	Efektivní hodnota proudu tekoucí vinutí tlumivky L3
I_{L3_MAX}	[A]	Maximální hodnota proudu tlumivky L3
$I_{L3_MAX_a}$	[A]	Zvolená hodnota maximálního proudu tlumivky L3
$I_{L3_MAX_c}$	[A]	Maximální hodnota proudu s kompenzací
$I_{L3_ΔMAX}$	[A]	Rozdíl maximálního proudu s modifikovanou kompenzací strmosti a bez ní
I_{MAX_BUCK}	[A]	Maximální hodnota proudu snižujícího měniče
I_{out_BUCK}	[A]	Střední hodnota výstupního proudu snižujícího měniče
I_{Q2_EF}	[A]	Efektivní proud tranzistoru Q2
I_{Q2_G}	[A]	Hodnota středního proudu potřebného ke spínání tranzistoru Q2
J_{L2}	[A/m ²]	Proudová hustota vinutí tlumivky L2
J_{L3}	[A/m ²]	Proudová hustota vinutí tlumivky L3
K_1	[-]	Konstanta obvodu IO1
k_{BUCK}	[%]	Zvlnění proudu snižujícího měniče
K_{FQ}	[-]	Konstanta zapojení
k_{L2_PFC}	[%]	Zvlnění proudu tlumivkou L2
k_{p_L2}	[-]	Činitel plnění vinutí tlumivky L2
k_{p_L3}	[-]	Činitel plnění vinutí tlumivky L3
L_1	[H]	Indukčnost tlumivky L1
L_2	[Hz]	Indukčnost tlumivky L2
l_{avg}	[m]	Průměrná délka závitu

Veličina	Jednotka	Vysvětlení
l_{Fe}	[m]	Délka střední siločáry feritového jádra
l_{L2_N}	[m]	Potřebná délka zkrouceného vodiče pro konstrukci tlumivky L2
l_{L3_N}	[m]	Potřebná délka zkrouceného vodiče pro konstrukci tlumivky L3
l_{v_L2}	[m]	Délka vzduchové mezery tlumivky L2
l_{v_L3}	[m]	Délka vzduchové mezery tlumivky L3
M_1	[-]	Proměnná nelineárního bloku obvodu IO1
m_1	[A/s]	Strmost proudu při nabíjení tlumivky
M_2	[-]	Proměnná nelineárního bloku obvodu IO1
m_{2_BUCK}	[A/s]	Strmost proudu při vybíjení tlumivky
m_c	[A/s]	Strmost kompenzace
N_{L2}	[-]	Počet závitů tlumivky L2
n_{L2}	[-]	Potřebný počet lakovaných vodičů pro konstrukci tlumivky L2
N_{L3}	[-]	Počet závitů tlumivky L3
n_{L3}	[-]	Potřebný počet lakovaných vodičů pro konstrukci tlumivky L3
P_{D4}	[W]	Ztrátový výkon diody D4
P_{D5}	[W]	Ztrátový výkon diody D5
P_{L2_v}	[W]	Ztrátový výkon vinutí tlumivky L2
P_{L3_v}	[W]	Ztrátový výkon vinutí tlumivky L3
P_{out_BUCK}	[W]	Výstupní výkon snižujícího měniče
P_{out_PFC}	[W]	Výstupní výkon PFC
P_{Q1}	[W]	Celkový ztrátový výkon tranzistoru Q1
$P_{Q1_př}$	[W]	Ztrátový výkon tranzistoru Q1 způsobený přepínáním
P_{Q1_v}	[W]	Ztrátový výkon tranzistoru Q1 způsobený vedením proudu
P_{Q2}	[W]	Celkový ztrátový výkon tranzistoru Q2
$P_{Q2_př}$	[W]	Ztrátový výkon tranzistoru Q2 způsobený přepínáním
P_{Q2_v}	[W]	Ztrátový výkon tranzistoru Q2 způsobený vedením proudu
$P_{R_sense_BUCK}$	[W]	Ztrátový výkon snímacího odporu snižujícího měniče
P_{RT1}	[W]	Výkonová ztráta usměrňovače RT1
Q_G	[C]	Náboj hradla tranzistoru
$R_{C_out_BUCK}$	[Ω]	Ekvivalentní sériový odpor kondenzátorů (C8 C9)
r_{D5}	[Ω]	Dynamický odpor diody D5
R_{dif}	[Ω]	Hodnota vstupujícího odporu diferenciálního zesilovače.

Veličina	Jednotka	Vysvětlení
R_{dif_zpet}	[Ω]	Hodnota zpětnovazebního odporu diferenciálního zesilovače.
R_{DS_on}	[Ω]	Adekvátní odpor tranzistoru Q1 a Q2 v sepnutém stavu
R_{CH}	[K/W]	Tepelný odpor chladiče
R_{L2}	[Ω]	Odpor vinutí tlumivky L2
R_{L3}	[Ω]	Odpor vinutí tlumivky L3
R_{sense_BUCK}	[Ω]	Hodnota snímacího odporu snižujícího měniče
R_{sense_PFC}	[Ω]	Odpor snímacího odporu PFC
$R_{U_sense_H_PFC}$	[Ω]	Odpor pro snímání výstupního napětí PFC ($R5+R6+R7$)
$R_{U_sense_L_PFC}$	[Ω]	Odpor pro snímání výstupního napětí PFC ($R4 R8$)
$S_{0,3}$	[m^2]	Průřez mědi lakovaného vodiče 0,3
$S_{0,35}$	[m^2]	Průřez mědi lakovaného vodiče 0,35
$S_{Cu_zav_L2}$	[m^2]	Obsah čisté mědi jednoho závitu tlumivky L2
$S_{Cu_zav_L2_MAX}$	[m^2]	Maximální obsah čisté mědi jednoho závitu tlumivky L2
$S_{Cu_zav_L3_MAX}$	[m^2]	Obsah čisté mědi jednoho závitu tlumivky L3
S_{Fe}	[m^2]	Minimální plocha středního sloupku feritového jádra
S_{okno}	[m^2]	Plocha kostry dedikovaná pro vinutí
T_{BUCK}	[s]	Perioda snižujícího měniče
$t_{d(off)}$	[s]	Zpoždění vypnutí tranzistoru Q1 a Q2
$t_{d(on)}$	[s]	Zpoždění zapnutí tranzistoru Q1 a Q2
t_f	[s]	Doba sestupu tranzistoru Q1 a Q2
t_{holdup}	[s]	Střední doba, po kterou může měnič fungovat bez napájení
t_r	[s]	Doba náběhu tranzistoru Q1 a Q2
U_c	[V]	Napětí kompenzace obvodu IO1
U_{D4_P}	[V]	Propustné napětí diody D4
U_{D5_P}	[V]	Propustné napětí diody D5
$U_{IC5_in_max}$	[V]	Maximální vstupní napětí obvodu IC5 nutné k překlopení výstupu do log. 1
$U_{IC5_in_min}$	[V]	Minimální vstupní napětí obvodu IC5 nutné k překlopení výstupu do log. 1
$U_{in_MAX_BUCK}$	[V]	Maximální napětí na vstupu snižujícího měniče
$U_{in_max_PFC}$	[V]	Maximální efektivní hodnota vstupního napětí PFC
$U_{in_min_PFC}$	[V]	Minimální efektivní hodnota vstupního napětí PFC
u_{minus_BUCK}	[V]	Okamžitá hodnota napětí na výstupním uzlu "-" snižujícího měniče.
$u_{osc}(D)$	[V]	Linearizovaný průběh oscilátoru obvodu IO2

Veličina	Jednotka	Vysvětlení
u_{osc_H}	[V]	Nejvyšší napětí na RC oscilátoru obvodu IO2
u_{osc_L}	[V]	Nejnižší napětí na RC oscilátoru obvodu IO2
U_{out_BUCK}	[V]	Nominální výstupní napětí snižujícího napětí
u_{out_BUCK}	[V]	Okamžitá hodnota napětí výstupu snižujícího měniče
U_{out_BUCK}	[V]	Výstupní napětí snižujícího měniče
u_{out_IC2}	[V]	Okamžité výstupní napětí obvodu IC2
$U_{out_MAX_c}$	[V]	Amplituda napětí kompenzace strmosti
$U_{out_MAX_IC2}$	[V]	Amplituda napětí kompenzace strmosti před zeslabení (výstup IC2)
U_{out_PFC}	[V]	Střední hodnota výstupního napětí PFC
u_{out_PFC}	[V]	Okamžitá hodnota napětí výstupu PFC bloku
U_{ref}	[V]	Hodnota napětí reference integrovaného obvodu IO2
U_{RT1_P}	[V]	Propustné napětí jedné diody můstkového usměrňovače RT1
$U_{U_ref_PFC}$	[V]	Napětí napěťové reference řídicího obvodu IO1
ΔI_{EMI}	[A]	Zvlnění proudu tlumivkou L1
ΔI_{L2}	[A]	Hodnota zvlněného proudu tlumivky L2
ΔI_{L3}	[A]	Hodnota zvlněného proudu tlumivky L3
ΔI_{L3_MAX}	[A]	Maximální zvlnění proudu tlumivky L3
$\Delta U_{out(ESR)_BUCK}$	[V]	Zvlnění napětí snižujícího měniče
ΔU_{out_BUCK}	[V]	Zvlnění napětí na výstupu snižujícího měniče
ΔU_{out_PFC}	[V]	Zvlnění napětí výstupu PFC
η_{BUCK}	[-]	Účinnost snižujícího měniče
η_{PFC}	[-]	Účinnost PFC
ϑ_A	[°C]	Teplota prostředí
ϑ_{fault_MAX}	[°C]	Teplota, od které má teplotní ochrana maximální vliv
ϑ_{fault_MIN}	[°C]	Teplota, od níž začíná být teplotní ochrana aktivní
ϑ_{CH}	[°C]	Teplota chladiče
μ_0	[H/m]	Permeabilita vakua
μ_{Cu}	[H/m]	Permeabilita mědi
μ_{r_Fe}	[H/m]	Relativní permeabilita feritového jádra
π	[-]	Ludolfovo číslo
ρ_{Cu}	[Ω·m]	Rezistivita mědi
τ_{filter_BUCK}	[s]	Časová konstanta RC členu (R35+C21)
τ_{I_fault}	[s]	Časová konstanta RC členu (R30+C30)

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Vlákenná LED žárovka HPFL-2706SC s mléčným sklem.....	10
Obr. 1.2: Vlákenná LED žárovka HCFL-1402C s čirým sklem.....	10
Obr. 1.3: Schéma měřicího zapojení.	11
Obr. 1.4: Detail LED žárovka HCFL-1404C při napětí $U=230\text{ V}$	12
Obr. 1.5: Schéma elektroniky LED žárovky HCFL-1404C.....	12
Obr. 1.6: Schéma blokujícího měniče.	14
Obr. 1.7: Typické průběhy blokujícího měniče.....	14
Obr. 1.8: Schéma propustného měniče se Zenerovou diodou.....	15
Obr. 1.9: Ideální průběhy propustného měniče se Zenerovou diodou.	15
Obr. 1.10: Schéma propustného měniče s demagnetizačním vinutím.	17
Obr. 1.11: Ideální průběhy propustného měniče s demagnetizačním vinutím.....	17
Obr. 1.12: Schéma propustného měniče v můstkovém zapojení.	18
Obr. 1.13: Ideální průběhy propustného měniče v můstkovém zapojení.....	18
Obr. 1.14: Schéma snižujícího měniče.....	20
Obr. 1.15: Ideální průběhy snižujícího měniče.	20
Obr. 1.16: Průběh proudu tlumivkou (světlejší je žádaným; tmavší je typickým průběhem při subharmonické oscilaci) (převzato z [6]).....	21
Obr. 1.17: Typické měřené průběhy při subharmonické oscilaci měniče (1-RC oscilátor; 2-průběh proudu otevřeným tranzistorem; 3-řídící signál tranzistoru).	21
Obr. 1.18: Kompenzace strmosti, variace vypínacího proudu během periody měniče ($m=m_c$) (převzato z [4]).....	22
Obr. 1.19: Průběh fázového napětí U a proudu I dvoucestného usměrňovače s vyhlazovacím kondenzátorem (převzato z [7] a upraveno).....	23
Obr. 1.20: Schéma obvodu valley-fill (převzato z [7]).	24
Obr. 1.21: Ideální průběhy valley-fill (převzato z [7]).....	24
Obr. 1.22: Principiální schéma zvyšujícího PFC.	24
Obr. 1.23: Typické průběhy během periody zvyšujícího měniče na hranici spojitého proudu.....	24
Obr. 1.24: Průběh proudu na pracovní cívce PFC v režimu CCM (převzato z [8] a upraveno).....	25

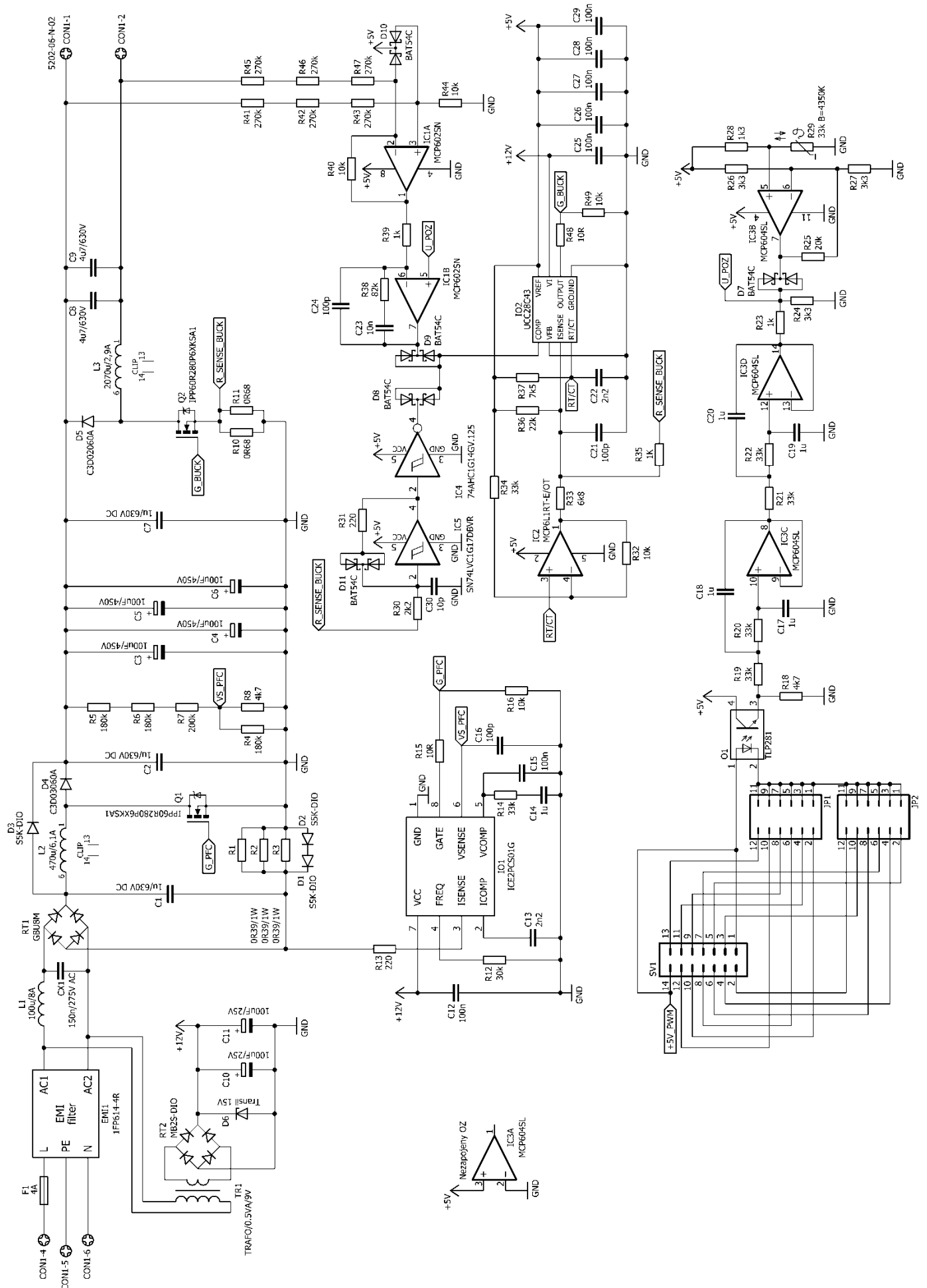
Obr. 1.25: Průběh proudu na pracovní cívce PFC v režimu DCM (převzato z [8] a upraveno).....	25
Obr. 1.26: Průběh proudu na pracovní cívce PFC v režimu CrM (převzato z [8] a upraveno).....	26
Obr. 1.27: Magnetizační křivka materiálu 3C97 (převzato z [9]).....	27
Obr. 2.1: Blokové schéma stmívače.....	29
Obr. 2.2: Rozložení vývodů integrovaného obvodu UCC28C43 (převzato z [17]).....	30
Obr. 2.3: Vnitřní principiální zapojení integrovaného obvodu UCC28C43 (převzato z [17] a upraveno).	31
Obr. 2.4: Schematické zapojení silové část snižujícího měniče.....	31
Obr. 2.5: Znázornění modifikovaného signálu kompenzace strmosti.....	33
Obr. 2.6: Modifikovaná kompenzace strmosti a sekce oscilátoru.....	35
Obr. 2.7: Typický průběh napětí oscilátoru obvodu UCC28C43.....	35
Obr. 2.8: Závislost odporu kanálu $R_{DS(on)}$ tranzistoru IPP60R280P6XKSA1 na teplotě čipu T_j (převzato z [20]).	42
Obr. 2.9: VA charakteristika diody C3D02060A (převzato z [22]).....	44
Obr. 2.10: Schematické zapojení zpětné vazby snižujícího měniče.	46
Obr. 2.11: Schematické zapojení napájení řídicího obvodu snižovače.....	46
Obr. 2.12: Rozložení vývodů integrovaného obvodu ICE2PCS01 (převzato z [23]).....	47
Obr. 2.13: Schéma typického zapojení s obvodem ICE2PCS01 (převzato z [23]).....	48
Obr. 2.14: Schematické zapojení silové části PFC bloku.	49
Obr. 2.15: VA charakteristika diody C3D03060A (převzato z [28]).....	52
Obr. 2.16: Schematické zapojení řídicího obvodu PFC.	59
Obr. 2.17: Závislost hodnoty odporu $R_{freq}=R_{12}$ na spínací frekvenci $Freq=f_{PFC}$ (převzato z [23]).....	60
Obr. 2.18: Schematické zapojení konektorů a galvanického oddělení řídicího PWM signálu.	70
Obr. 2.19: Výstupní část PWM mikrokontroléru (externí zařízení).	70
Obr. 2.20: Schematické zapojení aktivního filtru 4.řádu a omezení nastavené hodnoty výstupního napětí.	71
Obr. 2.21: Schematické zapojení diferenciálního zesilovače.....	72
Obr. 2.22: Schematické zapojení teplotní ochrany.	74
Obr. 2.23: Schematické zapojení ochrany proti nadproudu.	76

Obr. 2.24: Schematické zapojení jištění zařízení.	77
Obr. 2.25: Schematické zapojení nevyužitého operačního zesilovače.....	77
Obr. 2.26: Schematické zapojení pomocného napájení.	78
Obr. 2.27: Průřez hliníkového profilu ZH8624 (převzato z [33])......	79
Obr. 2.28: Tepelné poměry výkonových součástí [°C].	80
Obr. 3.1: Navinutá tlumivka L3 bez feritového jádra.	81
Obr. 3.2: Zhotovené tlumivky (vlevo L3, vpravo L2).....	81
Obr. 3.3: Průběh napětí PFC bez zatížení jeho výstupu (1-řídící napětí tranzistoru Q1; 2- napětí drainu tranzistoru Q1).....	82
Obr. 3.4: Průběh napětí PFC se zátěží 660 W (1-řídící napětí tranzistoru Q1; 2-napětí drainu tranzistoru Q1).	83
Obr. 3.5: Průběh vstupního napětí a proudu PFC se zátěží 660 W (1-vstupní proud s měřítkem 2 A/dílek; 2-vstupní napětí).	83
Obr. 3.6: Zvlnění výstupního napětí PFC se zátěží 660 W.	84
Obr. 3.7: Průběhy napětí převodníku střídavosti na napětí (1-vstupující řídící PWM signál; 2-napětí na uzlu U_POZ).	84
Obr. 3.8: Průběh snižujícího měniče (1-napětí kondenzátoru C22; 2-napětí kondenzátoru C21).	85
Obr. 3.9: Průběhy snižujícího měniče při zatížení 600 W (1-řídící signál tranzistoru Q2; 2-proud tranzistorem Q2 s měřítkem 0,588 A/dílek).	86
Obr. 3.10: Průběhy snižujícího měniče (1-řídící signál tranzistoru Q2; 2-proud tranzistorem Q2 s měřítkem 0,588 A/dílek).	86
Obr. 3.11: Výstupní zvlnění napětí snižovače (střídavá vazba).	87

SEZNAM PŘÍLOH

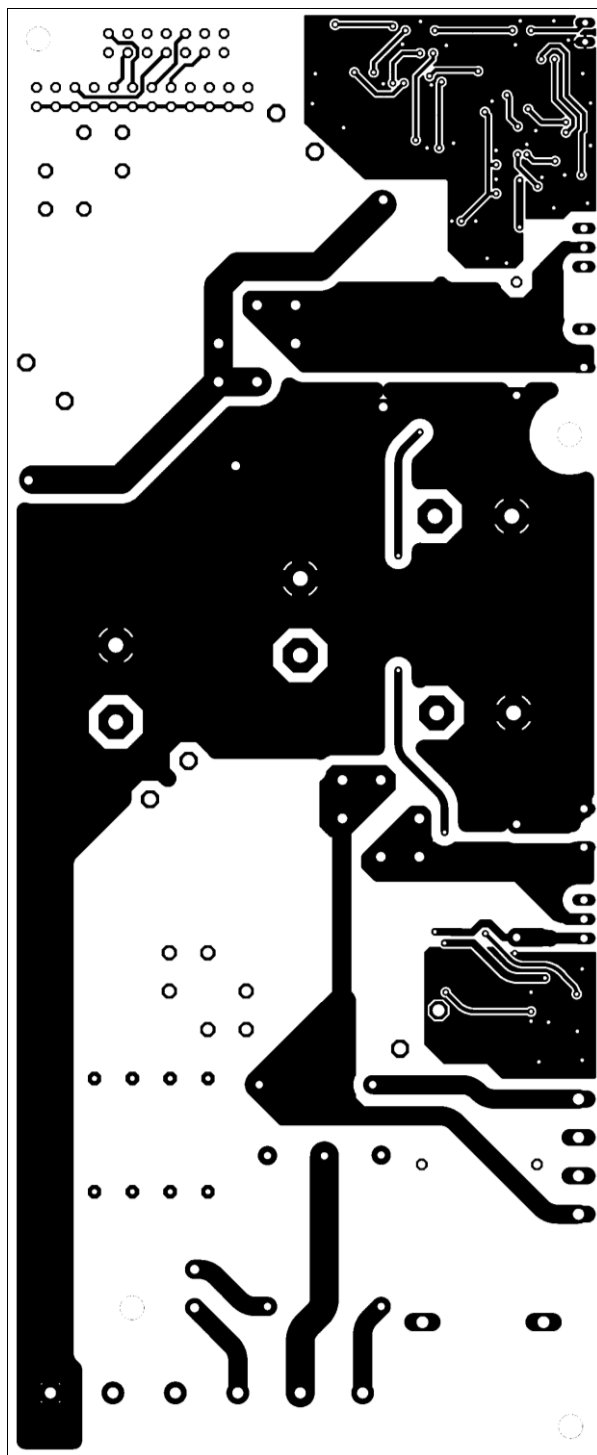
A	Celkové schéma stmívače	102
B	Deska plošných spojů.....	103
	B.1 Vodivá plocha ze strany vývodů (bottom) měřítko 1:1.....	103
	B.2 Vodivá plocha ze strany součástek (top) měřítko 1:1	104
	B.3 Servisní potisk ze strany součástek (top) měřítko 1:1	105
	B.4 Osazovací plán ze strany součástek (top) bez měřítka	106
C	Seznam použitých součástek	107
D	Fotografie Modulu stmívače.....	109

A CELKOVÉ SCHÉMA STMÍVAČE

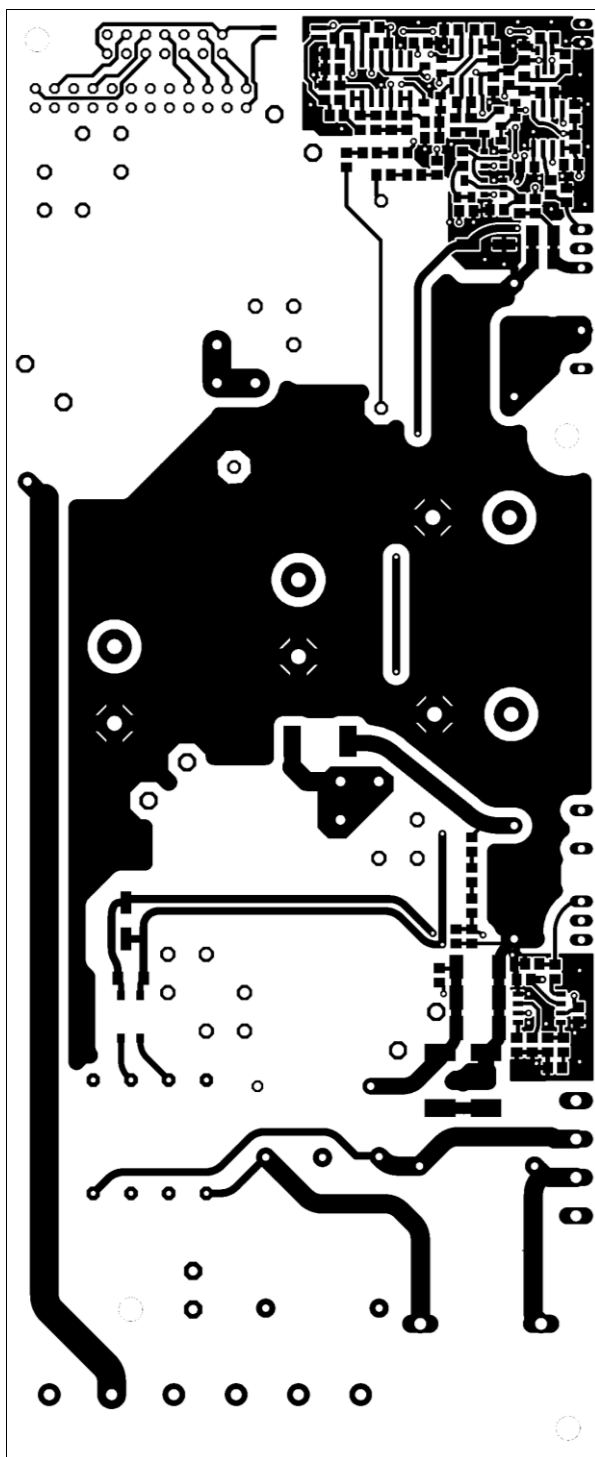


B DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ

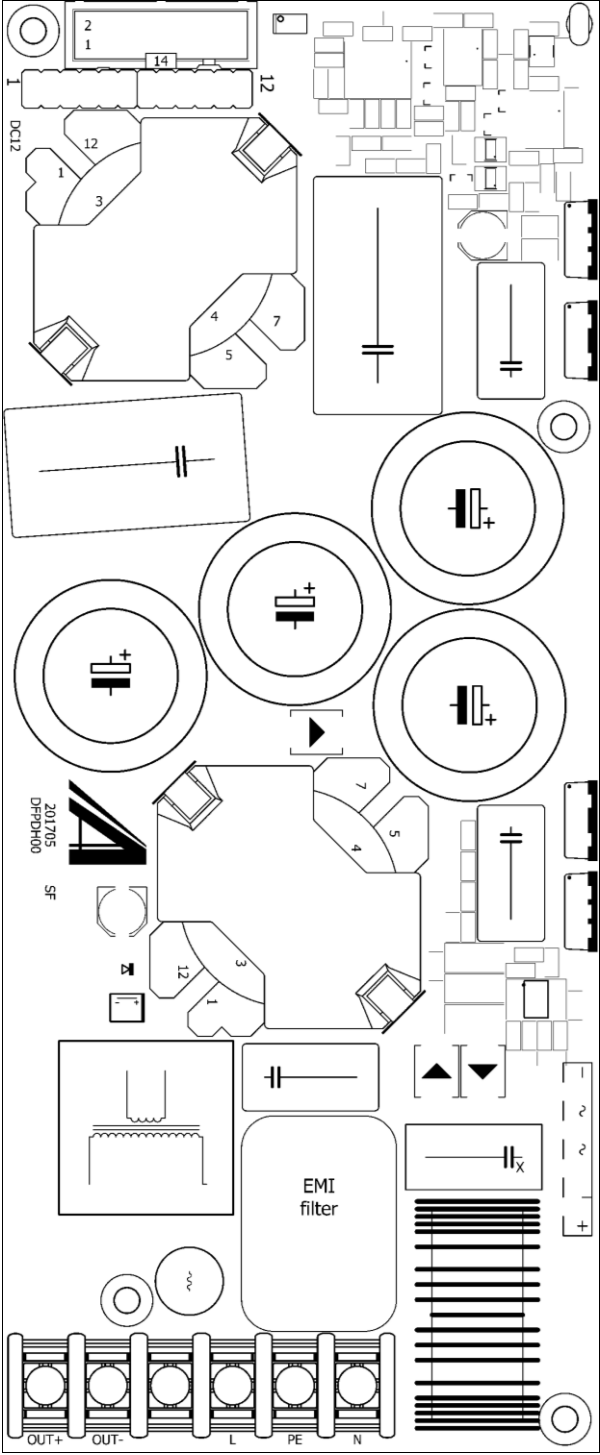
B.1 Vodivá plocha ze strany vývodů (bottom) měřítko 1:1



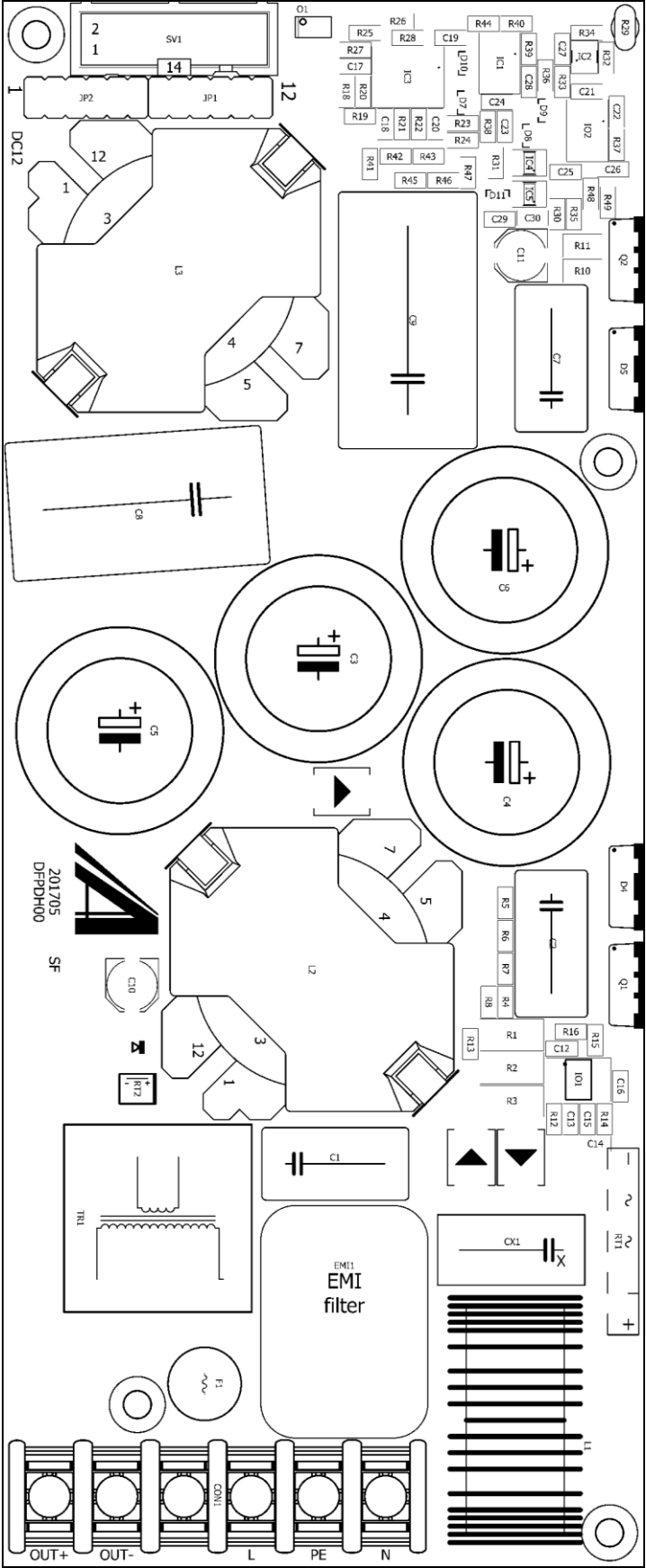
B.2 Vodivá plocha ze strany součástek (top) měřítko 1:1



B.3 Servisní potisk ze strany součástek (top) měřítko 1:1



B.4 Osazovací plán ze strany součástek (top) bez měřítka



C SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK

Označení součástky	Hodnota (typ)	Dodatečný popis	Pouzdro
C1, C2, C7	1 μ F / 630 V	Bezindukční impulsní (110 °C)	C150-091X182
C3, C4, C5, C6	100 μ F / 450 V	Elektrolytický (110 °C)	EB25D
C8, C9	4,7 μ F / 630 V	Bezindukční impulsní (110 °C)	C275-173X316
C10, C11	100 μ F / 25 V	Elektrolytický SMD s nízkým ESR	PANASONIC_D
C12, C15, C25, C26, C27, C27, C28, C29	100 nF	Blokovací SMD	C0805
C13, C22	2,2 nF	SMD kondenzátor	C0805
C14, C17, C18, C19, C20	1 μ F / 16 V	SMD kondenzátor	C0805
C16, C21, C24	100 pF	SMD kondenzátor	C0805
C23	10 nF	SMD kondenzátor	C0805
C30	10 pF	SMD kondenzátor	C0805
CON1	5202-06-N-02	Svorkovnice se šroubkem do DPS	5202-06-N-02
CX1	150 nF / 275 V AC	Odrušovací kondenzátor X2	XC15B8
D1, D2, D3	S5K-DIO	SMD dioda 3 A	DO-214AB
D4	C3D03060A	SiC dioda 600 V, 3 A	TO220ACS
D5	C3D02060A	SiC dioda 600 V, 2 A	TO220ACS
D6	Transil 15 V	Transil unipolární	SOD80C
D7, D8, D9, D10, D11	BAT54C	Dvojitá SMD dioda	SOT23
EMI1	1FP614-4R	Souhlasný EMI filtr 4 A	EMI_FILTER
F1	4 A	Pojistka T	FUSE-RADIAL_5
IC1	MCP602SN	Operační zesilovač 2x	SO08
IC2	MCP6L1RT-E/OT	Operační zesilovač 1x	SOT23-5
IC3	MCP604SL	Operační zesilovač 4x	SO14
IC4	74AHC1G14GV.125	Schmittův klopný obvod	SOT23-5
IC5	SN74LVC1G17DBVR	Schmittův klopný obvod (invertovaný)	SOT23-5
IO1	ICE2PCS01G	Řídicí obvod PFC (SMD)	PG-DSO-8
IO2	UCC28C43	Řídicí obvod snižujícího měniče	SO-8
JP1, JP1	konektor	Kolíková lišta 2x6	JP6Q
L1	100 μ H / 8 A	EMI cívka, toroidní	COIL_TOROID_27
L2	470 μ H / 6,1 A	3C97, vzduchová mezera 1,16 mm	RM14
L3	2070 μ H / 2,9 A	3C97, vzduchová mezera 0,96 mm	RM14
O1	TLP281	SMD optočlen	SOP04
Q1, Q2	IPP60R280P6XKSA1	N-MOS 600 V, 280 m Ω	TO220
R1, R2, R3	390 m Ω / 1 W	SMD měřící rezistor	R2512
R4, R4, R5	180 k Ω	SMD rezistor	R0805
R7	200 k Ω	SMD rezistor	R0805
R8, R18	4,7 k Ω	SMD rezistor	R0805
R10, R11	680 m Ω / 1 W	SMD měřící rezistor	R1210
R12	30 k Ω	SMD rezistor	R0805
R13, R31	220 Ω	SMD rezistor	R0805

Označení součástky	Hodnota (typ)	Dodatečný popis	Pouzdro
R14, R19, R20, R21, R22, R34	33 k Ω	SMD rezistor	R0805
R15, R48	10 Ω	SMD rezistor	R0805
R16, R32, R40, R44, R49	10 k Ω	SMD rezistor	R0805
R23, R35, R39	1 k Ω	SMD rezistor	R0805
R24, R26, R27	3,3 k Ω	SMD rezistor	R0805
R25	20 k Ω	SMD rezistor	R0805
R28	1,3 k Ω	SMD rezistor	R0805
R30	2,2 k Ω	SMD rezistor	R0805
R33	6,8 k Ω	SMD rezistor	R0805
R36	22 k Ω	SMD rezistor	R0805
R37	7,5 k Ω	SMD rezistor	R0805
R38	82 k Ω	SMD rezistor	R0805
R41, R42, R43, R45, R46, R47	270 k Ω	SMD rezistor	R0805
R29	33 k Ω (B=4350 K)	Měřicí termistor NTC	P642
RT1	GBU8M	Usměrňovač 1 kV, 8 A	GBU
RT2	MB2S-DIO	SMD usměrňovač 140 V, 500 mA	TO-269AA
SV1	ML14	Konektor, případně kolíková lišta 2x7	ML14
TR1	TRAFO/0.5VA/9V	Pomocný transformátor 0,5 VA	TRAFO/0.35VA

D FOTOGRAFIE MODULU STMÍVAČE

