



ZÁPADOČESKÁ  
UNIVERZITA  
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Spínaný zdroj s aktivním PFC

Autor práce: Bc. Ondřej Jádlovský

Vedoucí práce: Ing. Jan Moldaschl

Plzeň 2015

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2014/2015

**ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Ondřej JADLOVSKÝ**  
Osobní číslo: **E13N0122P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**  
Název tématu: **Spínaný zdroj s aktivním PFC**  
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

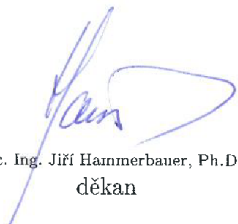
1. Provedte rozbor principu korekce účinku, řízení aktivních PFC a spínaných zdrojů.
2. Navrhněte obvodové řešení aktivního PFC filtru a downstream měniče s výstupním napětím 32 V / 2 A.
3. Realizujte funkční vzorek navrženého řešení a provedte měření jeho hlavních parametrů.
4. Provedte zhodnocení dosažených parametrů, případně diskutujete o možných vylepšeních.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího  
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran  
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická  
Seznam odborné literatury:


1. Hammerbauer J.: Elektronické napájecí zdroje a akumulátory. Vyd. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, Elektrotechnická fakulta, 1998, 181 s. ISBN 80-708-2411-5.
2. Abraham I. Pressman, Keith Billings, Taylor Morey: Switching power supply design. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2009. ISBN 978-007-1594-325.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Jan Moldaschl  
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: 15. října 2014  
Termín odevzdání diplomové práce: 11. května 2015

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



  
Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

# Abstrakt

Předkládaná diplomová práce, Spínaný zdroj s aktivním PFC, se zabývá problematikou korekce účinníku spínaných zdrojů. Práce je zaměřena na návrh aktivního PFC filtru a downstream měniče s výstupním napětím 32V a 2A. Cílem práce je realizovat funkční vzorek a provést měření jeho hlavních parametrů. Teoretická část se zabývá obecnou problematikou PFC filtrace a možnostmi jejího řešení. Praktická část popisuje návrh a realizaci funkčního vzorku s dosaženými výsledky měření a konstrukčním postupem. PFC filtr byl řešen jako zvyšující měnič boost a downstream měnič pomocí topologie flyback s řídicími obvody NCP řady od výrobce ON Semiconductor.

## Klíčová slova

Korekce účinníku, spínaný zdroj, předregulace, měnič boost, měnič flyback, kritický režim spínání, přerušovaný režim spínání, nepřerušovaný režim spínání, NCP1607, NCP1230.

# Abstract

Jadlovský, Ondřej. *Switching power supply with active PFC* [*Spínaný zdroj s aktivním PFC*]. Pilsen, 2015. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Jan Moldaschl

---

The presented diploma thesis, Switching power supply with active PFC, deals with the power factor correction switching power supplies. The work focuses on the design of active PFC filter and downstream converter with the output voltage of 32V and 2A. The aim is to implement a functional sample and measure its main parameters. Theoretical section deals with general problems of the PFC filtration and its possibilities solutions. The practical part describes the design and implementation of a functional sample with the measurement and construction procedure results. The PFC filter was solved as a boost converter and a downstream converter focus on flyback topology with NCP series control circuits from the manufacturer ON Semiconductor.

## Keywords

Power factor correction, switching source, boost preconverter, flyback converter, critical conduction mode, discontinuous conduction mode, continuous conduction mode, NCP1607 driver, NCP1230 driver.

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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 § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 11. května 2015

Bc. Ondřej Jadlovský

.....

Podpis

## **Poděkování**

Děkuji společnosti ON Semiconductor za poskytnutí řídicích obvodů a dalších součástí pro praktickou realizaci této diplomové práce.

# Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam symbolů a zkratek	ix
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Problematika zdrojů</b>	<b>2</b>
2.1 Účinník	2
2.1.1 Základní vztahy pro neharmonické napětí, proudy a výkony	2
2.1.2 Celkové zkreslení THD	5
2.2 Zařízení bez korekce účinníku	5
2.3 Norma ČSN EN 61000-3-2	6
<b>3 PFC filtry</b>	<b>7</b>
3.1 Pasivní PFC filtr	7
3.1.1 Kapacitní filtr	7
3.1.2 Indukční filtr	8
3.2 Aktivní PFC filtr	9
3.2.1 Topologie Buck	10
3.2.2 Topologie Buck-Boost	10
3.2.3 Topologie Boost	11
3.2.4 Topologie Flyback	11
3.3 Spínací režimy aktivních PFC	12
3.3.1 Spojitý režim CCM	14
3.3.2 Kritický režim CrM	14
3.3.3 Nespojitý režim DCM	15
<b>4 Praktická realizace PFC filtru</b>	<b>16</b>
4.1 Návrh EMC filtru	17
4.1.1 Omezení rušení na vedení	17
4.1.2 Praktická realizace síťového EMC filtru	20
4.1.3 Měření EMC filtru	24
4.1.4 Shrnutí návrhu EMC filtru	25



4.2	Návrh PFC předregulátoru . . . . .	25
4.2.1	Výběr řídicího obvodu pro předregulátor . . . . .	25
4.2.2	Popis obvodu NCP1607 . . . . .	26
4.2.3	Aplikační postup návrhu předregulátoru . . . . .	29
4.2.4	Měření parametrů PFC filtru . . . . .	41
4.2.5	Shrnutí výsledků aktivního PFC filtru . . . . .	45
4.3	Návrh downstream flyback měniče . . . . .	45
4.3.1	Výběr řídicího obvodu pro downstream DC/DC měnič . . . . .	45
4.3.2	Popis obvodu NCP1230 . . . . .	46
4.3.3	Aplikační postup návrhu downstream DC/DC měniče . . . . .	49
4.3.4	Měření parametrů downstream DC/DC měniče . . . . .	58
4.3.5	Shrnutí návrhu downstream DC/DC měniče . . . . .	60
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>61</b>
	<b>Reference, použitá literatura</b>	<b>62</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>64</b>
<b>A</b>	<b>Schémata zapojení</b>	<b>64</b>

# Seznam obrázků

2.1	Diagram složek výkonů v elektrickém neharmonickém obvodu  Převzat z [3]	3
2.2	Síťový usměrňovač. (a) Průběh napětí za filtračním kondenzátorem (b) Průběh napětí mezi usměrňovačem a filtračním kondenzátorem. (c) Průběh proudu filtračním kondenzátorem.	5
3.1	Schéma zapojení kapacitního PFC	8
3.2	Schéma zapojení indukčního PFC filtru	8
3.3	Blokové schéma aktivní filtrace	9
3.4	Měnič typu buck	10
3.5	Měnič typu buck-boost	11
3.6	Měnič typu boost	11
3.7	Měnič typu flyback	12
3.8	Využití většiny sinusového průběhu při řízení předregulací (dole) a bez korekce účinníku (nahore)	12
3.9	Základní schéma impulsní regulace <i>vlevo</i> a pracovní cyklus <i>vpravo</i>	13
3.10	Nepřerušovaný režim spínání	14
3.11	Kritický režim spínání	14
3.12	Přerušovaný režim spínání	15
4.1	Blokové schéma dvoustupňového měniče s PFC regulací  Převzat z [7]	16
4.2	(a) Zapojení odrušovací tlumivky do obvodu, (b) Kmitočná charakteristika ideálního prvku  Převzat z [1]	18
4.3	(a) Náhradní schéma reálné indukčnosti, (b) Kmitočná charakteristika reálného prvku  Převzat z [1]	18
4.4	(a) Zapojení odrušovacího kondenzátoru do obvodu, (b) Kmitočná charakteristika ideálního prvku  Převzat z [1]	19
4.5	Parazitní indukčnost vodičů odrušovacího kondenzátoru  Převzat z [1]	20
4.6	Možnosti zapojení síťových odrušovacích filtrů  Převzat z [1]	21
4.7	Zapojení odrušovacího filtru dolní propust  Převzat z [1]	21
4.8	Frekvenční charakteristika filtru	23
4.9	Zapojení EMC filtru	24
4.10	Změřené frekvenční spektrum EMC filtru	24

4.11	Typické zapojení NCP1607  Převzato z [9]  . . . . .	27
4.12	Blokové schéma vnitřního zapojení obvodu NCP1607  Převzato z [9]  . . . . .	28
4.13	Schématické a grafické znázornění ideální funkce Boost měniče v CrM režimu spínání  Převzato z [9]  . . . . .	29
4.14	Napěťový přechod pro detekci nulového proudu vinutím indukčnosti  Převzato z [11]	31
4.15	Pomocné vinutí a vnitřní uspořádání vyhodnocení ZCD signálu  Převzato z [11]	32
4.16	Pomocné vinutí pro napájení řídicího obvodu  Převzato z [11]  . . . . .	35
4.17	Navržené kompenzačního zapojení zesilovače odchylky  Převzato z [11]  . . . . .	36
4.18	Simulovaná frekvenční VDB a fázová VP charakteristika vylepšeného kompenzačního obvodu . . . . .	37
4.19	Obvodové zapojení navrhnutého PFC předregulátoru . . . . .	41
4.20	Uspořádání přístrojů při měření parametrů PFC předregulátoru . . . . .	41
4.21	Účinnost v závislosti na výstupním proudu . . . . .	42
4.22	Účinnost v závislosti na výstupním výkonu . . . . .	42
4.23	Zatěžovací charakteristika PFC filtru . . . . .	43
4.24	Účinnost v závislosti na výstupním výkonu . . . . .	43
4.25	PF faktor v závislosti na příkonu . . . . .	44
4.26	THD v závislosti na příkonu . . . . .	44
4.27	Typické zapojení NCP1230 s přímým napojením na NCP1607 předregulátoru  Převzato z [10]  . . . . .	47
4.28	Blokové schéma vnitřního zapojení obvodu NCP1230  Převzato z [10]  . . . . .	48
4.29	Přepěťová ochrana  Převzato z [12]  . . . . .	57
4.30	Uspořádání přístrojů při měření parametrů downstream DC/DC měniče . . . . .	58
4.31	Účinnost v závislosti na výstupním proudu . . . . .	59
4.32	Účinnost v závislosti na příkonu . . . . .	59
4.33	Zatěžovací charakteristika flyback měniče . . . . .	60
A.1	Zapojení PFC filtru . . . . .	65
A.2	Motiv desky PFC filtru . . . . .	66
A.3	Zapojení downstream DC/DC měniče . . . . .	67
A.4	Motiv desky downstream DC/DC měniče . . . . .	68
A.5	Seznam součástí . . . . .	69
A.6	Násobné harmonické v síti . . . . .	70
A.7	Násobné harmonické v síti . . . . .	71
A.8	Naměřené hodnoty PFC filtru při 50% vstupního napětí . . . . .	72
A.9	Naměřené hodnoty PFC filtru pro 100% vstupního napětí . . . . .	73
A.10	Naměřené hodnoty flyback měniče . . . . .	74
A.11	Naměřené hodnoty vyšších harmonických . . . . .	75
A.12	Naměřené hodnoty vyšších harmonických . . . . .	76

# Seznam symbolů a zkratek

PFC .....	Power Factor Correction / Power Factor Corrector
$P[W]$ .....	Činný výkon
$Q[VAr]$ .....	Jalový výkon
$S[VA]$ .....	Zdánlivý výkon
$D[VAd]$ .....	Deformační výkon
$U[V]$ .....	Jmenovitá hodnota elektrického napětí
$V[V]$ .....	Jmenovitá hodnota elektrického napětí ( <i>pokud je v katalogovém listu označena pod zkratkou <math>V_{xxx}</math>, jinak značena <math>U</math></i> )
$u[V]$ .....	Okamžitá hodnota elektrického napětí
$I[A]$ .....	Jmenovitá hodnota elektrického proudu
$i[A]$ .....	Okamžitá hodnota elektrického proudu
$R[\Omega]$ .....	Jmenovitá hodnota elektrického odporu
$\cos(\varphi)$ .....	Účinník
EMC .....	Elektromagnetická kompatibilita
$j$ .....	Imaginární číslo
$p$ .....	Komplexní číslo
$THD[\%]$ .....	Celkové sinusové zkreslení
ČSN .....	Česká norma
EN .....	Evropská norma
$PF[-]$ .....	Faktor výkonu
PWM .....	Pulzně šířková modulace
Buck .....	Snižující měnič
Buck-boost .....	Invertující měnič
Boost .....	Zvyšující měnič
Flyback .....	Izolovaný blokuující měnič
Forward .....	Izolovaný propustný měnič
CCM .....	Nepřerušovaný režim spínání
CrM .....	Kritický režim spínání
DCM .....	Přerušovaný režim spínání
$A_U$ .....	Regulátor odchylky
$T[s]$ .....	Perioda
$f[Hz]$ .....	Frekvence

$C[F]$ .....	Kapacita
$L[H]$ .....	Indukčnost
$A[dB]$ .....	Zisk
$Z[\Omega]$ .....	Impedance
$K_u$ .....	Napěťový přenos
$\omega[rad^{-1}]$ .....	Úhlová rychlost
$\eta[\%]$ .....	Účinnost
$RMS$ .....	Efektivní hodnota veličiny
$avg$ .....	střední hodnota veličiny
$t_{ON(max)}$ .....	Aktivní část duty cycle
FB .....	Zpětnovazební smyčka
ZDC .....	Detekce nulové hodnoty
DRV .....	Řídící výstup řídicího obvodu
GND .....	Zem obvodu
$C_T$ .....	Nastavení konstantní aktivní šířky střidy
$C_S$ .....	Proudová zpětná vazba
Control .....	Výstup chybového zesilovače
HV .....	Vysoké napětí
VCC .....	Napájecí napětí
AUX .....	Pomocné vinutí
OVP .....	Přepětová ochrana
UVP .....	Podpětová ochrana
$p_n$ .....	Nula přenosu
$p_p$ .....	Pól přenosu
$MPL[cm]$ .....	Délka magnetické siločáry
$MLT[cm]$ .....	Průměrná délka závitů
$W_{tfe}[g]$ .....	Váha feritu
$W_{tcu}[g]$ .....	Váha mědi
$A_c[cm^2]$ .....	Efektivní průřez jádra
$A_t[cm^2]$ .....	Plocha transformátoru
$\mu_r[-]$ .....	Relativní permeabilita
$G[cm]$ .....	Délka vinutí
$W_a[cm^2]$ .....	Plocha okna feritu
$K_g[cm^5]$ .....	Geometrický koeficient jádra
$N[z]$ .....	Počet závitů
$n[-]$ .....	Poměr transformátoru
$l_g[cm]$ .....	Vzduchová mezera jádra
$B[T]$ .....	Magnetická indukce
$W[J]$ .....	Energie
$T_r[^\circ C]$ .....	Teplota

# 1

## Úvod

Předložená diplomová práce se v teoretické části zabývá problematikou korekce účinníku řízení aktivních PFC (*Power Factor Correction*) spínacích zdrojů. Dále je popsán postup konstrukce funkčního vzorku aktivního PFC filtru pro korekci účinníku a následně jsou uvedeny dosažené výsledky jeho hlavních parametrů v praktické části práce. V závěru jsou zhodnoceny a diskutovány dosažené výsledky a možnosti vylepšení zkonstruovaného zařízení.

PFC filtrace vznikla za účelem minimalizace ztrát na vedení, které způsobuje jalová složka výkonu. Jalový výkon vznikne ve chvíli, kdy proud a napětí vedením neprochází ve fázi, tedy, že hodnota odebíraného proudu nekopíruje sinusový tvar síťového napětí  $50\text{Hz}$ . Fázové posunutí mezi proudem a napětím vytváří bohužel většina dnešních spotřebičů, která má indukční charakter obsahující tlumivky a transformátory. Dále s prudkým nástupem elektronických spínačů, regulátorů a měničů, které využívají pro svou činnost usměrněné napětí pomocí diodového usměrňovače s velkým filtračním kondenzátorem, kde vnikají vyšší harmonické, které deformují tvar síťového napětí na vedení. Z těchto důvodů se zvýšila potřeba korekce účinníku pomocí PFC filtrace, která má za úkol minimalizovat jalový výkon, potlačit vyšší harmonické a tedy celkově zvýšit kvalitu přenosové sítě a minimalizovat ztráty na vedení.

## 2

# Problematika zdrojů

Všechny impulzní zdroje, které pracují na stejnosměrném napětí, musejí nejprve usměrnit výstup ze střídavé napájecí soustavy. To má vliv na tvar odebíraného elektrického proudu z napájecí sítě.

## 2.1 Účinník

Všechny elektrické spotřebiče odebírají z napájecí sítě určitý výkon a proud. Jelikož je zařízení většinou připojeno k síti se střídavým napětím, charakter zátěže bude mít vliv na odebíraný výkon. Pokud bude průběh odebíraného proudu ve fázi s napájecím napětím, zátěž bude čistě odporová a všechny odebíraný výkon se spotřebuje. Naopak pokud nebude proud ve fázi s napájecím napětím, bude mít zátěž kapacitní, nebo indukční charakter. Potom bude docházet k situaci, kdy část fázově posunutého proudu bude vracena do napájecí sítě, kde bude docházet k fázovému posunu a pokud bude zátěž nelineární dojde navíc ke zkreslení a deformaci průběhu napájecí sítě.

Fázový rozdíl se určuje pomocí účinníku, což je bezrozměrná veličina, užívaná pro harmonické průběhy veličin, označovaná jako  $\cos(\varphi)$ . Účinník je poměr činného  $P[W]$  a zdánlivého výkonu  $S[VA]$ . Jelikož zdánlivý výkon je vždy vyšší než činný, účinník bude vždy v rozmezí 0 – 1. V ideálním případě, tedy roven 1 je odebírán pouze činný výkon a zátěž je čistě odporová. Přiblížení se na co nejlepší hodnotu je úkolem Power Factor Correction zdrojů, dále už jen PFC.

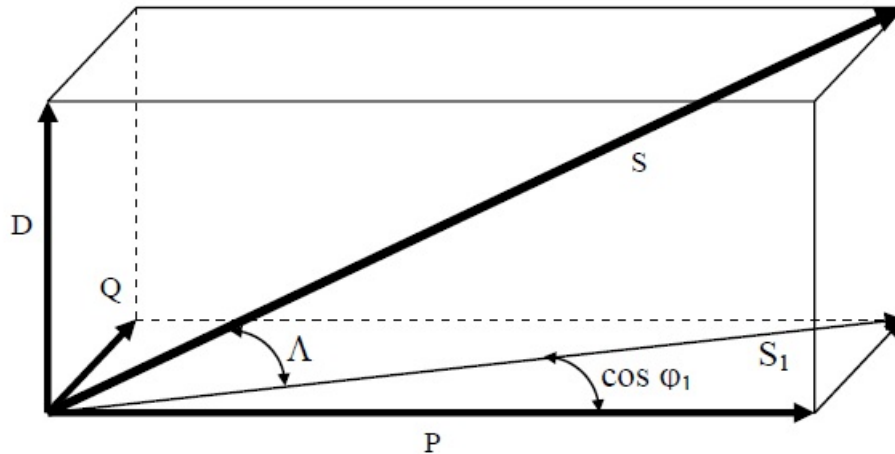
### 2.1.1 Základní vztahy pro neharmonické napětí, proudy a výkony

Účinky měničů na napájecí síť můžeme považovat za negativní. V proudech odebíraných spínanými zdroji se nachází kromě základní harmonické i různé řady násobných harmonických a mezi-harmonických, které mají různé velikosti. Nejvyšších hodnot nabývají obvykle harmonické, které jsou celočíselným násobkem základní harmonické. Potom mluvíme o tzv. charakteristické harmonické.

Sinusový průběh napětí a proudů v elektrických obvodech je představa určité idealizace signálu. Tento problém je řešen v řadě publikací zabývajících se elektromagnetickou kompatibilitou (EMC).

„Graficky lze zdánlivý výkon znázornit jako tělesovou úhlopříčkou kváдру, jehož hrany vyjadřují velikost výkonu činného, jalového a deformačního.“<sup>1</sup>

Napětí a proudy v elektrických obvodech se liší vlivem nelinearit od sinusového průběhu. Nesinusové průběhy veličin rozkládáme na řadu sinusových průběhů pomocí Fourierovy transformace. Níže jsou uvedeny základní vztahy pro nelineární průběhy a výkony.



**Obr. 2.1:** Diagram složek výkonů v elektrickém neharmonickém obvodu |Převzato z [3]|

Periodickou neharmonickou funkci můžeme rozložit do Fourierovy řady jako součet stejnosměrné složky a základní harmonickou s jednotlivými násobnými pomocí funkcí sin a cos. Výstupní neharmonické napětí ze sítě je obecně definováno:<sup>2</sup>

$$u_k(t) = \sqrt{2}U_k \sin(k\omega t + \varphi_{uk})[V] \quad (2.1)$$

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=0}^{\infty} u_k(t) \quad (2.2)$$

Kde  $k$  je celé číslo vyjadřující vyšší harmonické.

Výstupní proud ze sítě je definován:

$$i_l(t) = \sqrt{2}I_l \sin(l\omega t + \varphi_{il})[A] \quad (2.3)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{l=0}^{\infty} i_l(t) \quad (2.4)$$

Kde  $l$  je celé číslo vyjadřující vyšší harmonické.

<sup>1</sup>Benešová Z., *Analýza obvodů s neharmonickými zdroji*, podklady k přednášce z KTE/YTE1, s.8.

<sup>2</sup>parafráze: Hammerbauer J., *Neharmonické proudy*, podklady k přednášce z KAE/ENZ, s.1-5.



Základní definice činného výkonu je definována jako:

$$p(t) = u(t)i(t) \cos(\varphi) [W] \quad (2.5)$$

U neharmonických výkonů musíme započítat také výkony násobných harmonických a také stejnosměrné složky, potom dostaneme.

$$p(t) = P_0 + \sum_{n=0}^{\infty} p_n [W] \quad (2.6)$$

Jalový výkon udává velikost energie, která střídavě kmitá spotřebičem a jeho zdrojem.

$$Q(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} u_k i_l \sin(\varphi) [VA] \quad (2.7)$$

Zdánlivý výkon  $S$  je jako u harmonických průběhů definován jako součin efektivních hodnot napětí a proudů.

$$S = UI^* = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} u_k^2} \sqrt{\sum_{l=0}^{\infty} i_l^2} [VA] \quad (2.8)$$

V rovnici zdánlivého výkonu  $S$  v komplexní rovině je dobře viditelná čistě odporová role činného výkonu  $P$  a kapacitní či indukční role jalového výkonu  $Q$ .

$$S = P + jQ [VA] \quad (2.9)$$

Jelikož u neharmonických průběhů dochází k nerovnosti zdánlivého výkonu  $S$ , zavádí se pojem deformační výkon  $D$ . Pro neharmonické průběhy neplatí známý vztah nazývaný trojúhelník výkonů, kde platí rovnost:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.10)$$

Neboť, platí vztah:

$$S^2 > P^2 + Q^2 \quad (2.11)$$

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} [VA] \quad (2.12)$$

Deformační výkon v tomto případě stejně jako jalový výkon představuje neúčinnou složku výkonu, „V neharmonických obvodech pak nestačí uvádět pouze účinník  $\cos(\varphi)$ , nýbrž je zaveden tzv. skutečný účinník  $\Lambda$ . Velmi často přejímaný název je faktor výkonu (Power Factor), a označuje se v literatuře buď písmenem  $\Lambda$ , nebo písmenem PF.“<sup>3</sup> Nelze tedy oba účinníky zaměňovat, jelikož dochází k rozdílným hodnotám obou účinníků, viz. obrázek 2.1

<sup>3</sup>Hammerbauer J., *Neharmonické proudy*, Podklady k přednášce z KAE/ENZ, s.4.

$$\Lambda = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} [-] \quad (2.13)$$

### 2.1.2 Celkové zkreslení THD

THD (Total Harmonic Distortion) je veličina charakterizující celkové sinusové zkreslení pomocí poměru veličiny efektivní  $n$ -té harmonické k efektivní hodnotě první harmonické napětí, proudu nebo výkonu a následně přenásobené pro udávání v procentech.

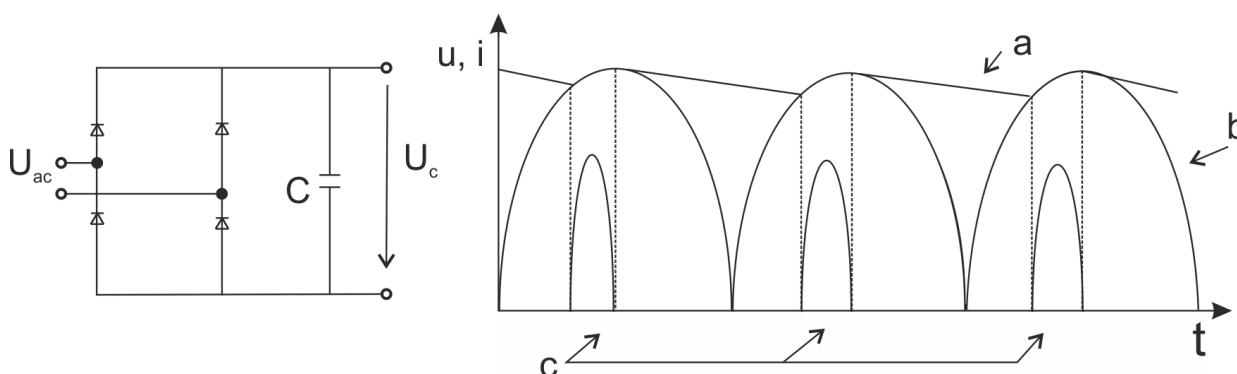
$$THD = \frac{\sum P_2^2 + P_3^2 + \dots + P_n^2}{P_1^2} 100[\%] \quad (2.14)$$

Norma ČSN EN61000-3-2 definuje násobné harmonické do  $n = 40$ .

## 2.2 Zařízení bez korekce účinníku

Elektrická zařízení s usměrňovačem napětí a s filtračním kondenzátorem, ze kterého je napájen zbytek obvodu, vyžaduje aby kondenzátor byl neustále nabitý. Kondenzátor se potom dobíjí v krátkých intervalech relativně velkými proudovými špičkami, to jde vidět na obrázku 2.2.

„Při přímém usměrňování síťového napětí však tečou do vyhlazovacího kondenzátoru úzké impulzy nabíjecího proudu o síťovém kmitočtu, které obsahují, značný podíl vyšších harmonických. Vzhledem k tomu, že tyto harmonické se přenášejí do sítě a mohou ovlivňovat další spotřebiče, jedná se o nežádoucí jev a pro produkci harmonických složek v usměrňovačích jsou předepsány příslušné mezní hodnoty.“<sup>4</sup>



**Obr. 2.2:** Síťový usměrňovač. (a) Průběh napětí za filtračním kondenzátorem (b) Průběh napětí mezi usměrňovačem a filtračním kondenzátorem. (c) Průběh proudu filtračním kondenzátorem.

<sup>4</sup>Krejčířik A., *Spínané zdroje*, Konstrukční elektronika A Radio, s.30.

## 2.3 Norma ČSN EN 61000-3-2

Povolené deformování proudu distribuční sítě je stanoveno v této normě. Norma se zabývá omezením odebíraných emisních harmonických složek proudů.

Norma se vztahuje na:

- Elektrická zařízení s fázovým proudem až 16A.
- Elektrická zařízení zapojené do veřejné rozvodné sítě napětí 230/400V.

Jednotlivé meze se určují rozdělením do čtyř tříd elektrických zařízení.

### **Třída A**

trojfázová symetrická zařízení

domácí spotřebiče

stmívače pro osvětlení

### **Třída B**

přenosná elektrická nářadí a svářečky

### **Třída C**

světelná zařízení

### **Třída D**

osobní počítače, monitory a televizní přijímače do výkonu o velikosti 600W

# 3

## PFC filtry

V této kapitole budou popsány možnosti řešení PFC filtrace pomocí takzvaných pasivních a aktivních filtrů. Nejprve uvedme jejich základní rozdělení.

### Pasivní filtry

kapacitní

indukční

### Aktivní filtry

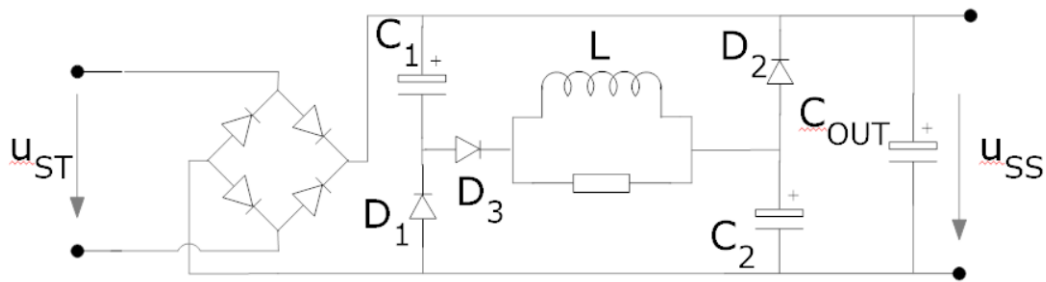
spínané zdroje

## 3.1 Pasivní PFC filtr

Na předchozím obrázku 2.2 byl vysvětlen podíl vyšších harmonických z proudové špičky při nabíjení kondenzátoru. Jednou z možností jak dosáhnout snížení podílu vyšších harmonických a splnit normu ČSN EN 61000-3-2 je použití pasivního filtru. Z názvu je patrné, že se filtr skládá jen z pasivních elektronických součástek. Dle použitých součástek rozdělujeme filtry do dvou skupin - s indukční, nebo kapacitní filtrací.

### 3.1.1 Kapacitní filtr

Jedná se o filtr, který je založen na odfiltrování vyšších harmonických pomocí kondenzátorů. Funkce filtru není složitá. Když napětí roste, jsou kondenzátory  $C1$  a  $C2$  spojeny do série přes diodu  $D3$ , kde se oba nabijí na hodnotu vstupního napětí. Po překročení maxima napětí začíná klesat a dioda  $D3$  se zavře a kondenzátory se spojí paralelně. Potom je každý kondenzátor nabit na polovinu vstupního napětí. Do obvodu může být přidána indukčnost  $L$  pro omezení protékajícího proudu. Po této době je výstup napájen z filtračního kondenzátoru  $C_{OUT}$ . Pokud vstupní napětí klesne pod polovinu, začne se výstup



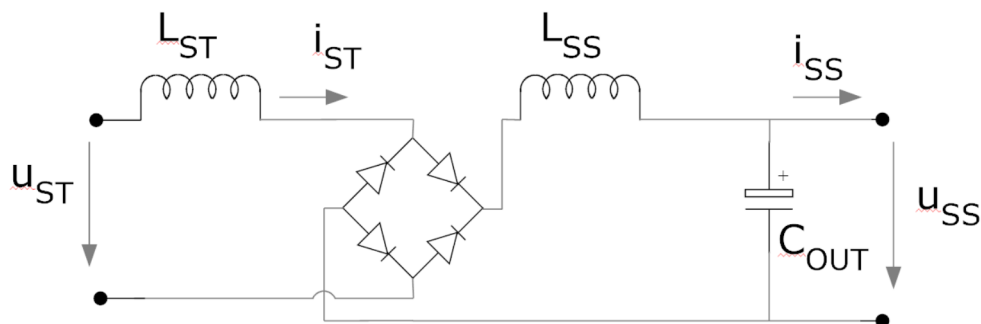
Obr. 3.1: Schéma zapojení kapacitního PFC

napájet z kondenzátorů. Proud ze zdroje bude odebírán po celou dobu, ve které bude napětí vyšší než polovina maxima, jak jde vidět na obrázku 3.1.

Tento typ řešení má na výstupu velké zvlnění napětí, což je jeho hlavní omezení, pro které je problém nalézt vhodné uplatnění, snad kromě světelných zdrojů. Na druhou stranu čím má zařízení na výstupu vyšší zvlnění, tím je omezení vyšších kmitočtů kvalitnější.

### 3.1.2 Indukční filtr

Další možností pasivního filtru je použití filtrační tlumivky, která může být umístěna buď do střídavé části  $L_{ST}$  obvodu před můstkový usměrňovač, nebo do stejnosměrné části  $L_{SS}$ , tedy mezi můstek a filtrační kondenzátor  $C_{OUT}$ . Funkcí tlumivky je rozšířit proudové impulzy, kterými je nabíjen filtrační kondenzátor  $C_{OUT}$ . Tímto dojde ke snížení vyšších harmonických. Indukční filtr je na obrázku 3.2.

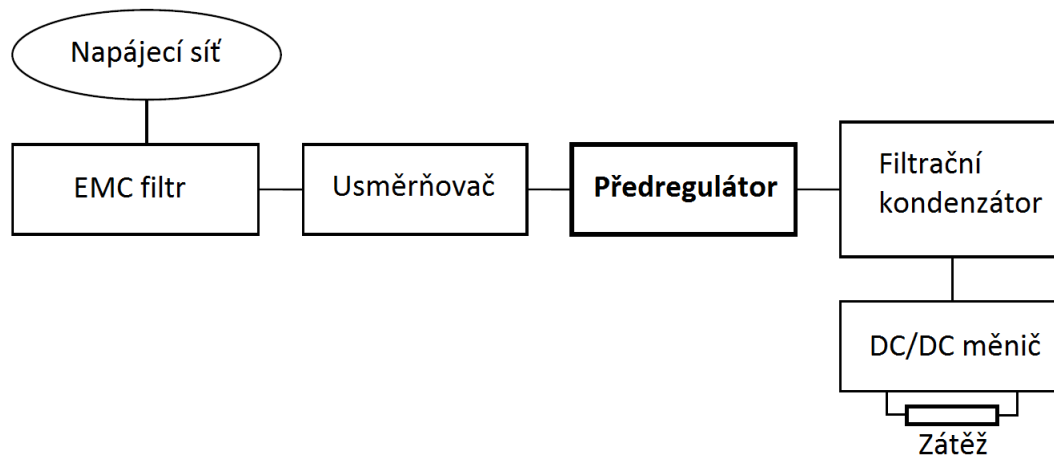


Obr. 3.2: Schéma zapojení indukčního PFC filtru

Hlavní nevýhodou jsou rozměry tlumivek, které kvůli tomuto omezení jsou využitelné jen u menších výkonů. V porovnání s kapacitním filtrem dosahuje indukční filtr lepších vlastností, co se týče výstupního zvlnění.

## 3.2 Aktivní PFC filtr

Z důvodu nedokonalostí pasivních metod pro korekci účinníku, zejména zvlnění výstupního napětí nebo neúměrné velikosti korekčních součástí, byly zavedeny takzvané aktivní filtry pro korekci účinníku. Tento filtr je v podobě spínaného měniče, neboli zdroje, který vkládáme mezi diodový usměrňovač a filtrační kondenzátor. Princip metody spočívá v tom, že řídicí obvod zdroje snímá velikost vstupního a výstupního napětí. Po vyhodnocení generuje signál PWM (pulzně šířková modulace) pro řízení měniče tak, aby odebíraný proud pro nabíjení filtračního kondenzátoru co nejlépe kopíroval průběh síťového vstupního napětí. Tudiž nedocházelo k deformaci a fázovému posunu mezi proudem a napětím. Pokud rozdíl fází vstupního napětí  $\varphi_U$  a fáze proudu  $\varphi_I$  bude nulový, potom účinník  $\cos(\varphi_U - \varphi_I)$  bude roven jedné a zátěž bude čistě resistivní. Tento typ měniče nazýváme předregulátor.<sup>1</sup>



**Obr. 3.3:** Blokové schéma aktivní filtrace

Z blokového schématu 3.3 je vidět, že předregulátor, i když má topologii spínaného zdroje, neslouží přímo k napájení zátěže. K tomu slouží spínaný DC/DC měnič, kterému říkáme downstream měnič. Tento měnič je klasicky řazen za filtrační kondenzátor.

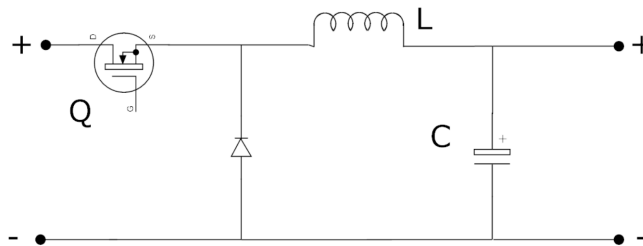
Popis funkce aktivního filtru vypovídá o kvalitních hodnotách korekce účinníku i zvlnění výstupního napětí díky neustálému odběru proudu pomocí střídavy PWM a snímání napětí na výstupu. Dále vstupní EMC filtr zajišťuje velmi dobré potlačení vyšších harmonických. Nevýhodou aktivních filtrů je velká obvodová složitost, ale i přes to jsou ekonomicky výhodnější.

Pro konstrukci aktivního PFC filtru přichází v úvahu několik základních topologií měničů a každá topologie může být řízena různými druhy spínacích cyklů.

<sup>1</sup>parafráze: Gálus M., *Preregulátory pro spínané zdroje*, Brno 2009. s.11-12

### 3.2.1 Topologie Buck

V této topologii se jedná o snižující měnič, který má na výstupu vždy nižší napětí než na vstupu, což je pro korekci účinníku velice nevýhodný předpoklad, jelikož nemůžeme korigovat celý průběh vstupního napětí ze sítě. Koriguje se pouze ta část intervalu, kde je okamžitá hodnota napětí sítě vyšší než navrhované výstupní napětí, tudíž nemůžeme dosáhnout kvalitní korekce účinníku. To by měnič musel mít výstupní napětí blízké nule, potom by se teoreticky kopíroval celý průběh vstupního napětí, ale to není prakticky využitelné. Na druhou stranu pro tuto topologii nemá vliv zvlnění napětí, jelikož se jedná o snižující měnič. <sup>2</sup>



Obr. 3.4: Měnič typu buck

V této topologii musíme počítat s horším parametrem celkového zkreslení  $THD$  a faktorem  $PF$ , (nebo  $\Lambda$ ) proto se prakticky pro aktivní PFC většinou nepoužívají.

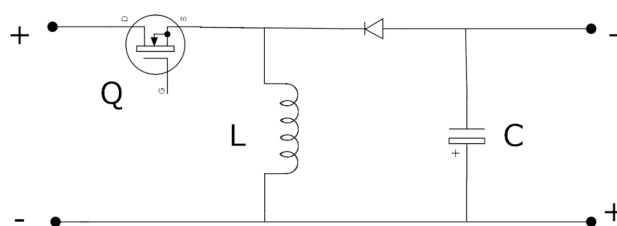
Pochopitelně vše má i své výhody, kterými zde jsou hlavně menší nároky na mezní parametry součástek, malá indukčnost a menší požadavky na izolaci oproti ostatním topologiím.

### 3.2.2 Topologie Buck-Boost

Buck-Boost je klasický invertující měnič, který může mít teoreticky na vstupu jak nižší i vyšší napětí, než je výstupní, které invertuje do záporné polaroty. Toto zapojení klade zvýšené požadavky na řízený tranzistor  $Q$ , který musí být dostatečně dimenzován na součet absolutních hodnot vstupu a invertovaného výstupu. Další komplikací je problematické spínání tranzistoru, který nemá uzemněnou elektrodu a spíná se zde vstup proti tlumivce  $L$ , ve které se akumuluje energie, jak jde vidět na schématu 3.5. <sup>3</sup>

<sup>2</sup>parafráze: Keogh B. *Power Factor Correction Using the Buck Topology* Texas Instruments 2011. s.2-5

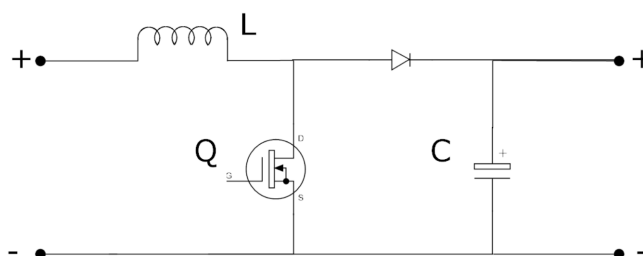
<sup>3</sup>parafráze: Gálus M., *Prerégulátory pro spínané zdroje*, Brno 2009. s.14



Obr. 3.5: Měnič typu buck-boost

### 3.2.3 Topologie Boost

Tato topologie má na výstupu v každém okamžiku vždy vyšší napětí než na vstupu, jedná se tedy o zvyšující měnič. Za tohoto předpokladu může předregulátor korigovat celý průběh napětí na vstupu. Jedná se o DC/DC měnič, který při sepnutí tranzistoru  $Q$  energii akumuluje do indukčnosti  $L$  proudem a kondenzátor  $C$  se vybíjí do výstupní zátěže. Při vypnutí tranzistoru  $Q$  se napětí indukčnosti  $L$  skokem otočí a vytvoří smyčku, která bude přes diodu akumulovat energii do kondenzátoru  $C$ . Výhodou tohoto zapojení je jednoduchost, možnost vysokého výkonu, velmi nízké zkreslení  $THD$ , z čehož vychází výborný  $PF$  faktor. Nevýhodou je, že výstupní napětí je vždy vyšší až několik stovek voltů, to vyžaduje nároky na zvýšenou izolaci a následné použití druhého navazujícího *downstream* měniče pro snížení napětí. V současnosti se jedná o nejběžnější verzi předregulátoru, používanou ve dvoustupňové PFC regulaci. Tomuto typu měniče se také říká step-up.



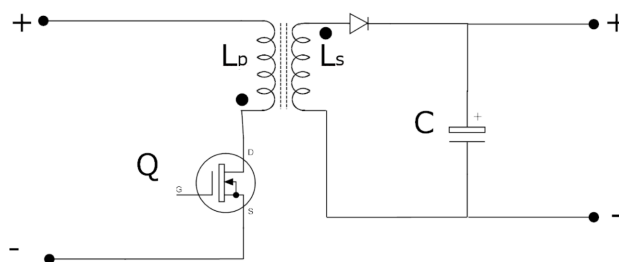
Obr. 3.6: Měnič typu boost

### 3.2.4 Topologie Flyback

Zde se jedná o blokující spínaný měnič s transformátorem. Při sepnutí tranzistoru se akumuluje energie do sekundárního vinutí transformátoru, kde ho blokuje dioda. Po vypnutí tranzistoru se napětí na sekundárním vinutí otočí, dioda se otevře a akumuluje energii do výstupního kondenzátoru. Pomocí této topologie můžeme realizovat jednostupňový AC/DC PFC regulátor bez předregulace realizovanou z pravidla topologií boost.

Výhodou tohoto zapojení je galvanické oddělení použitím transformátoru a také volbou vinutí můžeme volit převod  $p$  a tím teoreticky mít libovolné výstupní napětí. Oproti topologii Boost zde není nutný druhý navazující měnič pro zpětné snížení napětí.



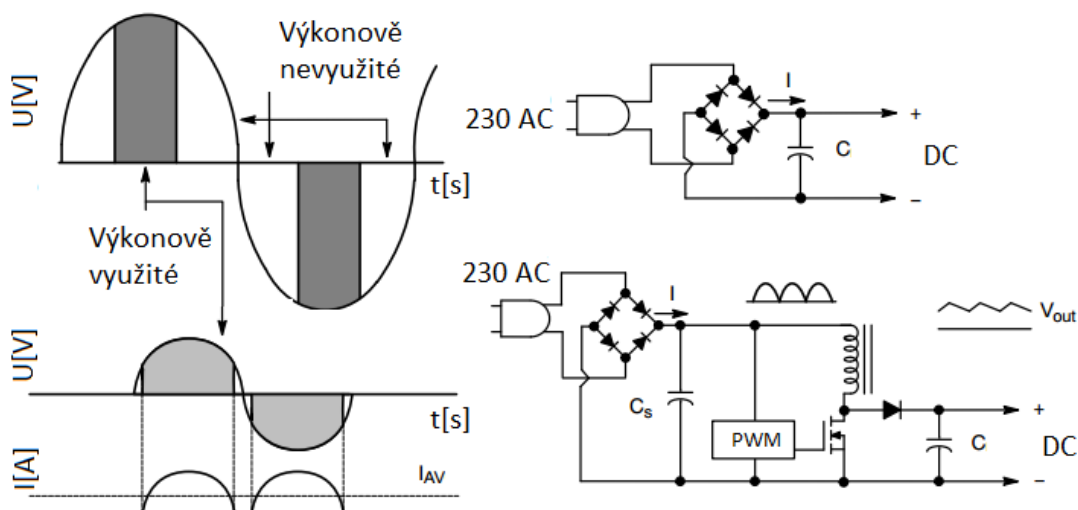


Obr. 3.7: Měnič typu flyback

Nevýhodou zapojení je vyšší zvlnění na výstupu. Dále je problematické výkonové dimenzování transformátoru a vůbec samostatný jeho návrh.

### 3.3 Spínací režimy aktivních PFC

Jak již bylo uvedeno v předchozí podkapitole 3.2, pro omezení neharmonických složek je nejvýhodnější využití aktivní předregulace, která řídí proud pro nabíjení filtračního kondenzátoru tak, že se snaží co nejlépe kopírovat průběh síťového napětí. Tedy je potřeba roztáhnout nabíjecí proudový interval do celé délky sinusové půlplvny, jak je znázorněno na obrázku 3.8.

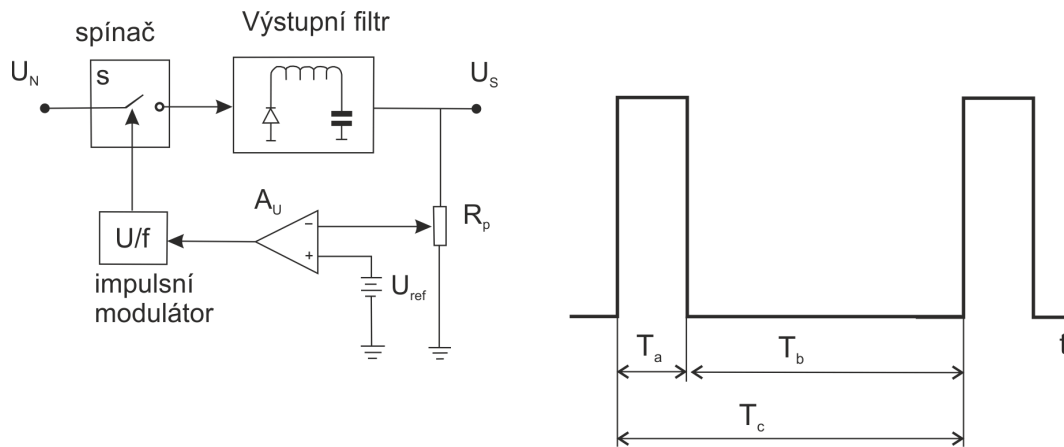


Obr. 3.8: Využití většiny sinusového průběhu při řízení předregulací (dole) a bez korekce účinníku (nahore)

Pro řízení aktivního předregulátoru je stejně jako u každého spínaného měniče standardně využito řízení pomocí pulzně šířkové modulační  $PWM$  v regulační smyčce. V následující části jsou uvedeny možnosti pracovního cyklu  $PWM$ .

„Základním principem a zároveň odlišností impulsní regulace od regulace klasické je

její nespojitost. To v zásadě znamená, že nehlédě na detailní realizaci, je výstupní napětí  $U_S$  stabilizováno zásahy regulačního členu pouze v určitých časově omezených intervalech  $T_a$ .<sup>4</sup>



**Obr. 3.9:** Základní schéma impulsní regulace *vlevo* a pracovní cyklus *vpravo*

Pro impulsní regulaci, obrázek 3.9, je potřeba regulátor odchylky  $A_U$ , napěťová reference  $U_{REF}$ , která je srovnávána s výstupním napětím  $U_S$  obecně přes dělič napětí, dále budící obvod a spínaný člen pro ovládání smyčky v určitých intervalech v podobě výkonového spínače klasicky tranzistoru. Tento spínač je řízen pomocí dvoustavové modulace s proměnou střídou pro požadovaný poměr doby vypnuto-zapnuto tak, aby výstupní napětí bylo co nejvíce konstantní.<sup>5</sup>

Nespornou výhodou impulsní regulace je zasahování regulačního členu do řízení jen v určitých intervalech a tím výrazně snižování výkonové ztráty regulačního členu. Principem je, že v aktivním sepnutém stavu  $T_a$  je energie obvodem akumulována a ve druhém pasivním intervalu  $T_b$ , kdy je spínač odpojen, je výstupní zátěž napájena akumulovanou energií z aktivního intervalu  $T_a$ . Samotná možnost řízení pracovního cyklu  $T_c$  je možná třemi kombinacemi, jelikož platí rovnice:

$$T_c = T_a + T_b \quad (3.1)$$

- konstantní interval  $T_a$  s proměnou dobou vypnutí  $T_b$  a tedy i celé periody  $T_c$ .
- konstantní interval  $T_b$  s proměnou dobou sepnutí  $T_a$  a tedy i  $T_c$ .
- s proměnným poměrem intervalů  $T_a$  a  $T_b$  v konstantní periodě  $T_c$ .

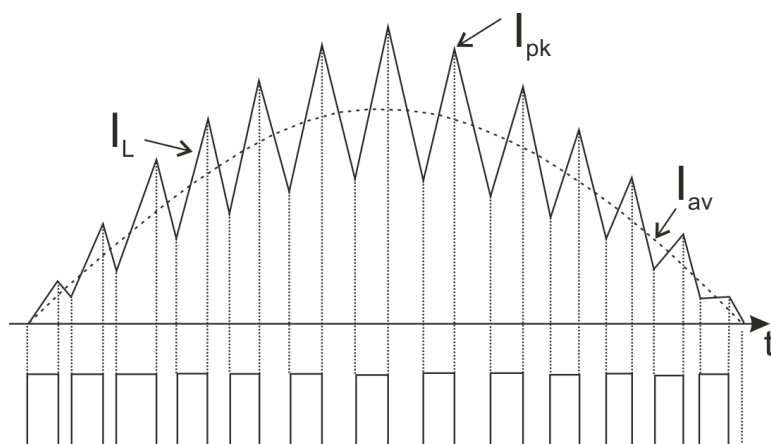
Existují tři základní způsoby pro řízení aktivních filtrů. Metody se liší průběhem proudů, ale také spínací frekvencí.

<sup>4</sup>Hammerbauer J., *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*, ZČU FEL Plzeň 1996, s.121.

<sup>5</sup>parafráze: Hammerbauer J., *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*, ZČU FEL Plzeň 1996, s.121-125.

### 3.3.1 Spojitý režim CCM

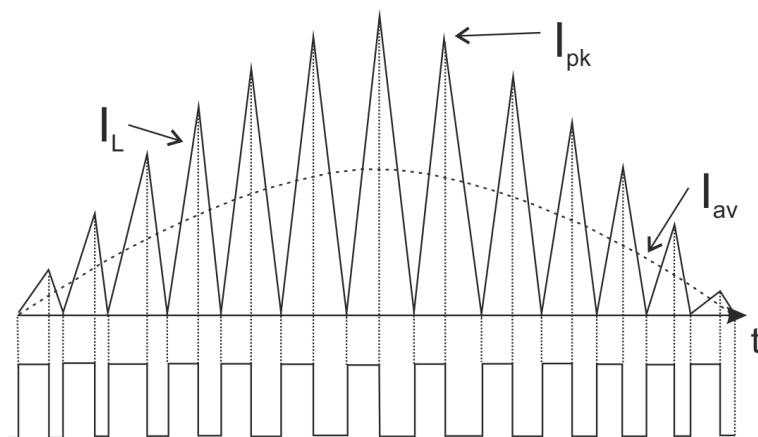
CCM *Continuous Conduction Mode*, neboli režim s nepřerušovaným proudem. Zde je v tlumivce řízen tak, že se pohybuje mezi určitými mezemi a nikdy během cyklu proud neklesá v tlumivce na nulovou hodnotu, jak je vidět na obrázku 3.10. Vlastností CCM je pevná spínací frekvence. Určitou nevýhodou CCM je, že spínací prvek vypíná i spíná tlumivku, ve které se nachází akumulovaná energie, což vyžaduje vysokou hodnotu indukčnosti. Dále jsou zde malé proudové špičky.



Obr. 3.10: Nepřerušovaný režim spínání

### 3.3.2 Kritický režim CrM

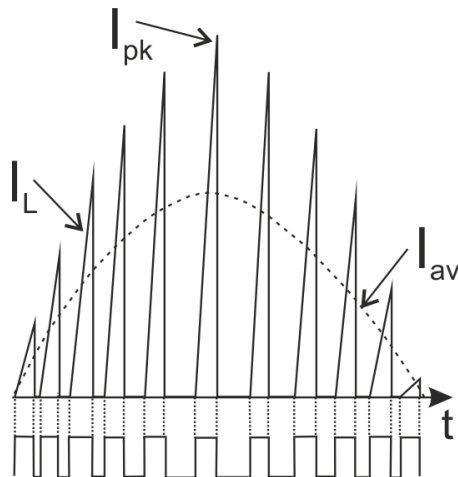
CrM *Critical Conduction Mode* je spínací režim s proměnnou frekvencí, která je závislá na zátěži a napájecí síti. Každé sepnutí nového cyklu je podmíněno poklesem proudu na nulovou hodnotu a současně v ten samý okamžik dochází k opětovnému zvýšení proudu, z čehož vyplývá, že jednotlivé spínací doby se mohou značně měnit, jak je vidět na obrázku 3.11.



Obr. 3.11: Kritický režim spínání

### 3.3.3 Nespojité režim DCM

DCM *Discontinuous Conduction Mode* je režim se stabilní spínací frekvencí, kde proud cívku klesá na nulu a tam zůstává určitý časový interval do dalšího cyklu. Výhodou zde je, že každý cyklus začíná z nulového proudu cívku a je tedy nezávislý na předchozích cyklech. Dalšími vlastnostmi této metody je použití menších indukčností s menším počtem závitů než v případě CCM. Nevýhodou zde jsou proudové špičky.



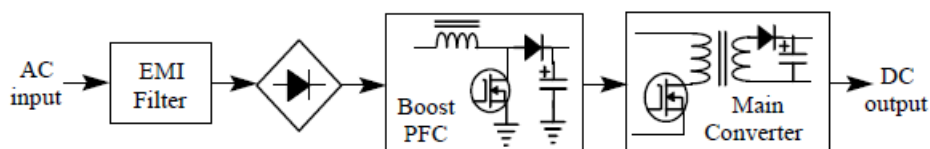
Obr. 3.12: Přerušovaný režim spínání

# 4

## Praktická realizace PFC filtru

Hlavním úkolem zadání diplomové práce je navrhnout obvodové řešení aktivního PFC předregulátoru a snižujícího měniče s výstupním napětím 32V a 2A. Dále pak tento navržený obvod realizovat a provést měření jeho základních parametrů.

Na základě popsané problematiky v předchozích kapitolách byla pro konstrukci vybrána topologie boost pro PFC předregulátor a topologie flyback pro navazující snižující měnič s ohledem na zadání a zadané výstupní hodnoty zařízení. Postup návrhu, konstrukce, výpočty, výběr řídicích obvodů, simulace a další kroky budou vysvětleny v následujících podkapitolách zabývajících se praktickou realizací obvodu.



Obr. 4.1: Blokové schéma dvoustupňového měniče s PFC regulací [Převzato z [7]]

Na obrázku je znázorněno blokové schéma navrženého zařízení, které lze rozdělit do tří základních částí: EMC filtr (na obrázku jako EMI), PFC předregulátor typu boost a navazující flyback měnič (v angl. literatuře converter), kde vstup ze střídavé distribuční sítě nejdříve projde síťovým filtrem, poté je usměrněno pomocí můstkového usměrňovače, následně dojde k aktivní PFC filtraci pro zvýšení PF faktoru účinníku. Při této operaci dojde na výstupu ke zvětšení napětí v meziobvodu na 400V stejnosměrných, které jsou následně sníženy na provozní napětí 32V DC/DC flyback měničem, neboli downstream měničem.

Tyto tři základní části budou podrobně vysvětleny v následujících 3 podkapitolách, a to v logické posloupnosti ve směru od vstupu k výstupu zařízení.

## 4.1 Návrh EMC filtru

Tato podkapitola bude ve své první části věnována obecné problematice a základní teorii EMC filtrů a její druhá část bude pojednávat o praktickém návrhu odrušovacího síťového filtru pro zadané zařízení.

### 4.1.1 Omezení rušení na vedení

Způsoby, které můžeme používat ke snížení elektromagnetického rušení EMC, nazýváme odrušovací filtry. EMC filtry využíváme pro eliminaci rušivých signálů od vlastních zdrojů, ale i pro zvýšení elektromagnetické odolnosti přijímacího přístroje proti němu samému. Mezi typy odrušovacích filtrů patří:

- odrušovací tlumivky
- odrušovací kondenzátory
- odrušovací filtry LC
- přepětové ochranné prvky (bleskojistky, varistory, transily a trysily)

Pro snížení rušení po vodičích se mohou používat všechny uvedené prvky a jejich kombinace. „Nesprávná volba odrušovacího prostředku nejen že nepřinese očekávaný efekt, ale může být dokonce příčinou zhoršení parametrů odrušovaného zařízení nebo ohrožení bezpečnosti obsluhy.“<sup>1</sup> Nevhodně zvolený návrh odrušovacího filtru může ve svém konečném výsledku zvýšit celkovou úroveň rušení více než zařízení neodrušené. Na rušivých přenosích dvou zařízení má téměř vždy podíl přenosová elektrická síť.

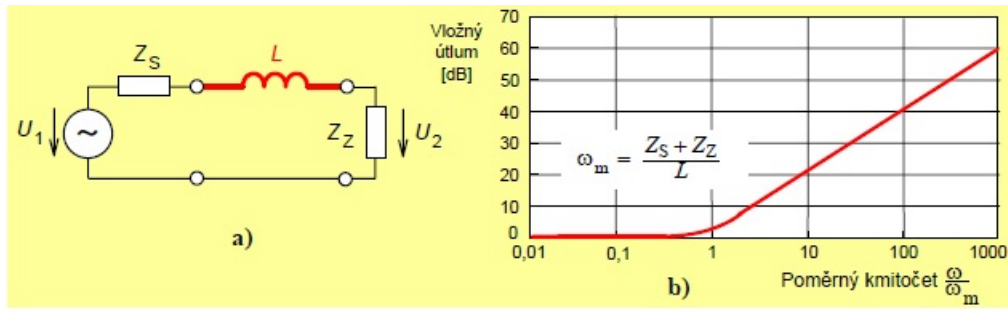
Snížení nevhodného rušení přenášeného energetickou sítí máme možnost realizovat v principu dvěma možnostmi, které se většinou spojují dohromady. Jde o snížení společné parazitní kapacity mezi síťovými vodiči a ostatními jeho částmi. Následující možnost zakládá na návrhu odrušovacího EMC filtru mezi spotřebič a napájecí energetickou sítí. Ve filtru se nacházejí většinou v kombinacích LC prvky a přepětové ochranné prvky.<sup>2</sup>

#### Odrušovací tlumivky

Odrušovací tlumivky se připojují jako meziobvody do zařízení. Proto tlumivky mají v prvé řadě nároky na rozměry, které jsou dány převážně velikostí protékajícího pracovního proudu. Zapojení odrušovací tlumivky se zařazují mezi zdroj rušení, např. zásuvka z energetické distribuční sítě a přijímač rušení, kterým je napájecí vstup zařízení. Odrušovací tlumivky se zapojují v sérii do meziobvodu s vnitřní impedancí distribuční sítě  $Z_S$  a vstupní impedancí napájecího vstupu přístroje  $Z_Z$ . Základním parametrem těchto filtrů je jejich útlum  $A$  v [dB] a zlomový kmitočet  $\omega_m$ .

<sup>1</sup>Svačina J., *Elektromagnetická kompatibilita*, VUT Brno 2002, s.34.

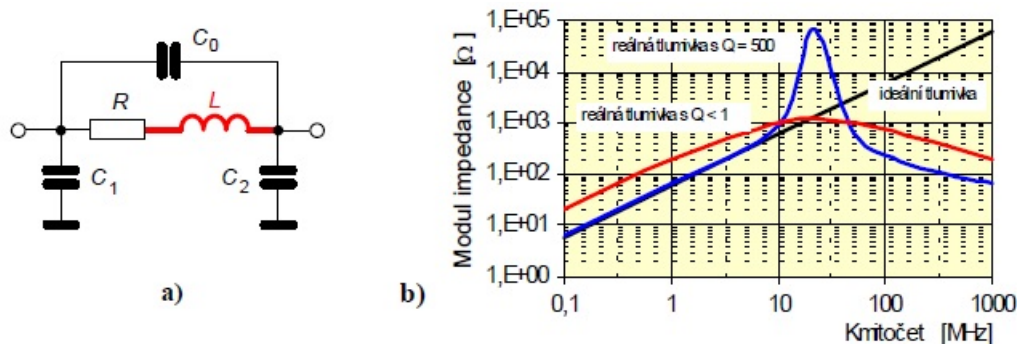
<sup>2</sup>parafráze: Svačina J., *Elektromagnetická kompatibilita*, VUT Brno 2002, s.34-51



**Obr. 4.2:** (a) Zapojení odrušovací tlumivky do obvodu, (b) Kmitočná charakteristika ideálního prvku |Převzato z [1]|

Tlumivky se pro účinné potlačení rušení používají v nízkoimpedančních zařízeních, kde impedance zdroje i s přijímačem je výrazně menší než reaktance odrušovací tlumivky.

Hlavní parametr pro elektrické vlastnosti tlumivky jako odrušovacího členu mají její parazitní vlivy. Náhradní schéma reálné odrušovací tlumivky je nakresleno na obrázku 4.3a. Zásadní parametr je vysoká indukčnost  $L$  se ztrátovým odporem vinutí  $R$  a parazitní kapacitou  $C$ . Tím je způsobeno, že součástka se chová jako rezonanční obvod, kde za rezonačním kmitočtem součástky vznikne kapacitní charakter, a tím otočí vložný útlum. Na obrázku 4.3b je srovnána ideální a reálná tlumivka s vysokým činitelem jakosti  $Q$  a nízkým činitelem, který je vhodný pro odrušovací tlumivku. Pomalým přechodem přes široké spektrum tlumivky se co nejvíce rozšíří odrušované pásmo.



**Obr. 4.3:** (a) Náhradní schéma reálné indukčnosti, (b) Kmitočná charakteristika reálného prvku |Převzato z [1]|

Na základě těchto zkušeností musí kvalitní odrušovací tlumivka splňovat tyto následující požadavky:

- velká hodnota indukčnosti  $mH$  pro malé rozměry a nízké počty závitů a také nízkou hmotnost
- vlastní vysoká rezonanční frekvence tlumivky
- malý činitel jakosti  $Q < 1$

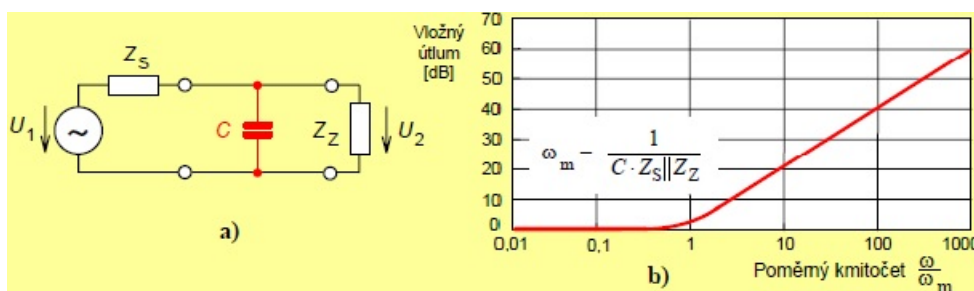
- tlumivka se nesmí přesyťovat

Odrušovací tlumivky jsou dvou základních typů:

- Tlumivky pro odrušení symetrické složky v napájecích systémech, pro potlačení rušení mezi signálovými a řídicími obvody. Symetrická tlumivka se připojuje podélně mezi zdroj a spotřebič. Mezi nevýhody patří nízká indukčnost  $\mu H$  s velkou jakostí  $Q \gg 1$ .
- Pro odrušení nesymetrické složky jsou na jádře tlumivky navinuty fázové i nulové vodiče ve stejném směru tak, aby se vyrušily jejich magnetické toky.

### Odrušovací kondenzátory

Odrušovací kondenzátory se připojují příčně mezi impedanci sítě  $Z_S$  a impedanci spotřebiče  $Z_Z$  dle 4.4. Odrušovací kondenzátor je charakterizován pomocí útlumu v  $A[dB]$  a zlomového kmitočtu  $\omega_m$ .



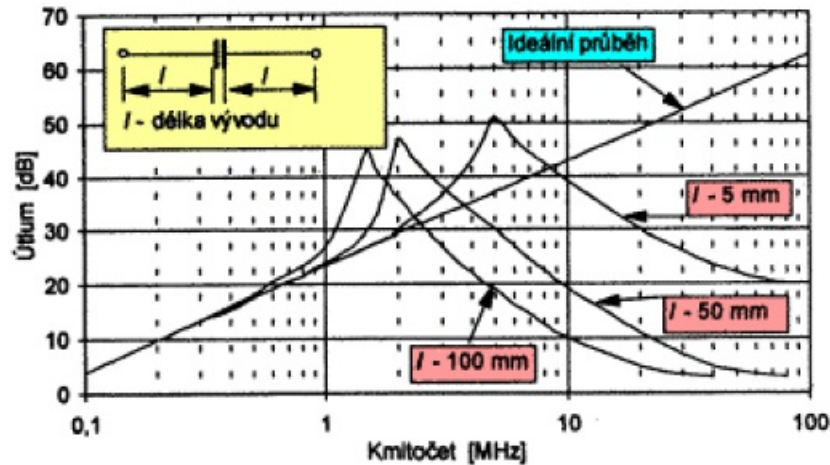
**Obr. 4.4:** (a) Zapojení odrušovacího kondenzátoru do obvodu, (b) Kmitočná charakteristika ideálního prvku  $|Převzat o z [1]|$

Odrušovací kondenzátory patří mezi zařízení s mnohem větší vnitřní impedancí  $Z_S$  a  $Z_Z$ . Jinak se jejich účinnost na odrušení se snižuje.

Parazitní parametry kondenzátorů jsou stejně jako u tlumivek rozhodující. Rezonanční obvod je vytvořen z indukčnosti vývodu vodičů a nedokonalého odporu kondenzátoru.

Odrušovací kondenzátory se rozdělují do dvou hlavních skupin: na kondenzátory řady X a řady Y (bezpečnostní). Odrušovací kondenzátory řady X se připojují mezi fázový a nulový vodič. Dělí se na dva základní druhy X1 a X2. Kondenzátory X1 se používají proti přepětovým špičkám přesahujících  $1,2kV$ . Pro menší přepětí se využívají kondenzátory X2. Odrušovací kondenzátory řady Y se vkládají mezi fázový a ochranný vodič PE se zemí zařízení. Do těchto míst se připojují odrušovací kondenzátory o velikosti nejvýše  $10nF$ .





Obr. 4.5: Parazitní indukčnost vodičů odrušovacího kondenzátoru [Převzato z [1]]

### Odrušovací LC filtry

Pro lepší ochranu před vysokofrekvenčním rušením rozšiřujícího se sítě využíváme odrušovací filtry, nejčastější jsou odrušovací filtry typu  $LC$  dolní propust, které nepotlačují signály s kmitočtem nižším, než je zlomový kmitočet  $f_m$ , a omezují složky, které mají kmitočet vyšší než  $f_m$ . Takovýto filtr vznikne kombinací tlumivek a kondenzátorů pro odrušení.  $LC$  odrušovací filtr se zapojuje mezi zdroj a spotřebič. Vlastnosti filtru závisí na vlastních parametrech a i na impedančních parametrech zdroje a spotřebiče, které nejsou stálé. Z tohoto důvodu je návrh filtru komplikován. Zkonstruovaný  $LC$  filtr nesmí zhoršit pracovní podmínky zařízení a nesmí převládat parazitní vlivy součástek filtru. Vzhledem k těmto problémům je návrh síťového odrušovacího filtru pouze orientační. Většina síťových filtrů  $LC$  je sestavena z dvojbranů typu  $\Gamma$  nebo  $\Pi$  a jejich vzájemných kombinací.

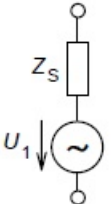
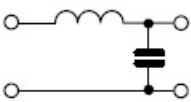
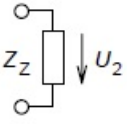
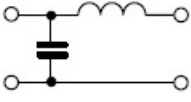
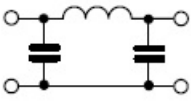
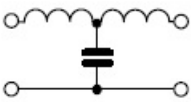
Hodnoty prvků  $L$  a  $C$  článků pro dolní propust hledáme na základě zlomového kmitočtu  $f_m$  a útlumu na žádané frekvenci  $f$ .

$$\omega_m = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

Z uvedených důvodů nepřesnosti a neurčitosti návrhu odrušovacího síťového filtru je třeba nejdříve filtr vyzkoušet v praktických podmínkách a případně provést potřebné úpravy.

#### 4.1.2 Praktická realizace síťového EMC filtru

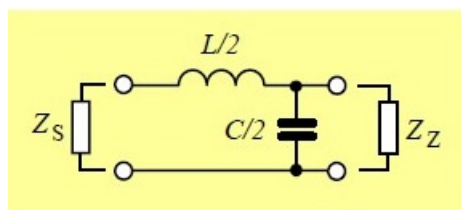
Velkým zdrojem rušení bývají spínané napájecí zdroje, u kterých se síťové napětí 50  $Hz$  usměrňuje na stejnosměrnou složku. Tato stejnosměrná složka se prostřednictvím pomocného harmonického napětí PWM s kmitočtem o řádu desítek až stovek  $kHz$  reguluje

Sít'	Impedance sítě	Struktura základního článku filtru	Impedance zátěže	Zátěž
	nízká		vysoká	
	vysoká		nízká	
	neznámá, asi vysoká		neznámá, asi vysoká	
	neznámá, asi nízká		neznámá, asi nízká	

Obr. 4.6: Možnosti zapojení síťových odrušovacích filtrů [Převzato z [1]]

výkonovým tranzistorem. Tímto dosáhne velkého snížení rozměrů používaných transformátorů a zvýší se značně účinnost celého zdroje, což je ovšem zapláceno významným vyzařováním rušivých kmitočtů v širokém spektru, které se navíc mění se změnami odběru a se zásahem regulace výstupního napětí pulzní šířkovou modulací PWM. Tyto napájecí zdroje se používají hlavně pro napájení počítačových a výpočetních jednotek, ale i spousty dalších zařízení spotřební elektroniky.

Pro návrh odrušovacího síťového filtru pro spínaný zdroj byla zvolena výpočetní metoda na základě teorie filtru typu *LC* dolní propust. Takovýto způsob návrhu dává prostor k individuálnímu sestavování filtru pro konkrétní zařízení, které je potřeba tímto způsobem odrušovat. Teoretické ověření správnosti a funkčnosti návrhu bude provedeno pomocí simulačního programu Pspice s vytvořením napěťové přenosové závislosti filtru na kmitočtu.



Obr. 4.7: Zapojení odrušovacího filtru dolní propust [Převzato z [1]]

Většina spínaných zdrojů je napájena ze střídavé sítě o 230V. Jelikož jejich spotřebiče vyžadují napájení o stejnosměrných parametrech, je zapotřebí tuto energii ze sítě pretransformovat na požadované parametry. Dříve než provedeme transformaci napětí, je třeba provést filtraci, neboli odrušení zdroje od negativních vlivů ze společné distribuční sítě.

Napájecí síť o frekvenci 50Hz a jmenovitou hodnotou napětí 230V s maximálním

proudem 16A zjistíme velikost vstupní impedance  $Z_S$ , při které nesmí uniknout vyšší úbytek jmenovitého napětí než  $5\%U_n$ .<sup>3</sup>

$$Z_S = 0,05 \frac{230}{16} = 0,72\Omega \quad (4.2)$$

Pro impedanci zátěže na  $Z_Z$  s odběrem proudu 2,5A je impedance rovna:

$$Z_Z = \frac{230 - 0,05 \cdot 230}{2,5} = 87,4\Omega \quad (4.3)$$

Požadavky na veličiny odrušovacího filtru musí být dimenzovány s ohledem na obvody, mezi které se umísťují. Parametry jsou hlavně ovlivněny spínací frekvencí měničů, jejichž násobné harmonické musí být filtrem odrušeny od napájecí sítě.

Zapojení odrušovacího filtru je vytvořeno s ohledem na velikosti impedancí napájecí sítě a napájecího zdroje. Ze vstupu napájecí sítě začíná tedy filtr tlumivkou, kvůli nízké impedanci sítě  $Z_S$ , a je zakončen kondenzátorem kvůli vysoké impedanci  $Z_Z$ . Zároveň filtr obsahuje dvě tlumivky na společném jádře o proudové kompenzaci pro nesymetrické složky proudu a dvěma kondenzátory  $CY$ , jež zabezpečí vyrušení protifázového rušení, které by se přenášelo po středním vodiči PE.

Podle obrázku 4.7 je reprezentována dolní propust, pro kterou odvodíme přenos  $K_u$ :

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega^2 LC} \quad (4.4)$$

Tento odvozený vztah odpovídá filtru dolní propusti. Dále uvedeme vzorec pro zlomový kmitočet:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.5)$$

Jelikož se jedná o rezonační kmitočt, ve kterém se nachází špička rezonance, a ne o pokles pod 3dB přenosu jako u  $RC$  článků, proto se musí dosazovat mezní kmitočt  $\omega_m$ .

$$\omega_m = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

První krok výpočtu se provede po volbě odrušovacího kondenzátoru  $C$ , na který jsou kladeny určité požadavky podle předchozí části a podle tabulky 4.1, kde vybereme kapacitu o velikosti  $1\mu F$  v pásmu od  $10kHz$  do  $500kHz$ , přičemž působí základní harmonická rušení ze spínaného zdroje.<sup>4</sup>

Dále zvolíme vzhledem v vybranému kmitočtovému pásmu  $10kHz$  vhodnou tlumivku:

$$\omega_m^2 = \frac{1}{LC} \quad (4.7)$$

<sup>3</sup>parafráze: Svačina J., *Elekromagnetická kompatibilita*, VUT Brno 2002, s.34-51

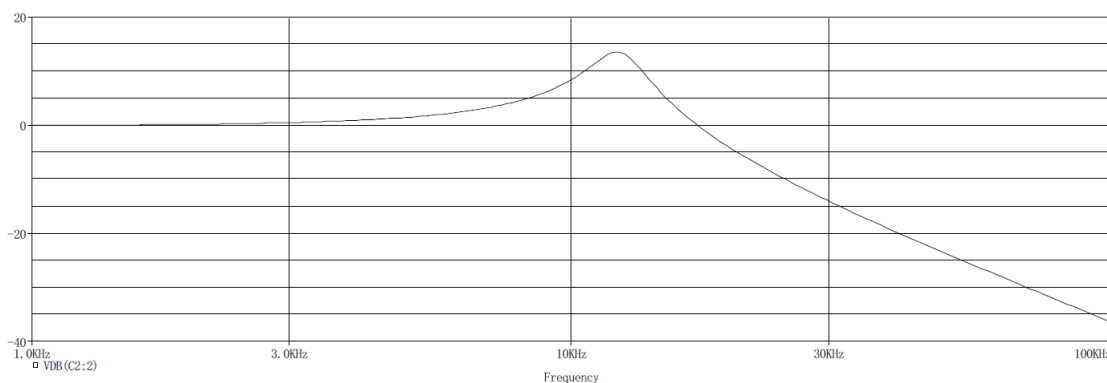
<sup>4</sup>parafrázováno: Skála J., *EMK lectures scan 1*, podklady k přednášce KAE/EMK, s.92-99

**Tab. 4.1:** Volba vhodného filtrovacího kondenzátoru

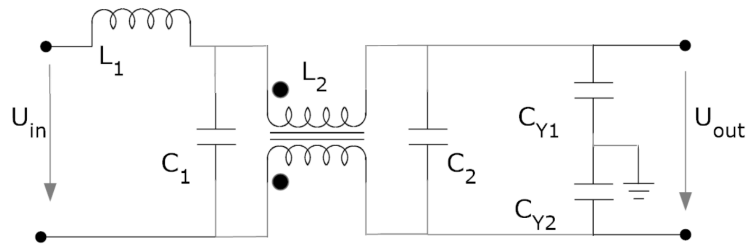
Odrůšované kmitočtové pásmo	Doporučené hodnoty kondenzátorů
10 [kHz] - 0,5[MHz]	5-4-2-1-0,5 [ $\mu F$ ]
0,5 - 6[MHz]	0,5-0,25-0,1 [ $\mu F$ ]
6 - 30[MHz]	100[nF] až 1000[pF]
nad 30[MHz]	pod 1000 [pF]

$$L = \frac{1}{\omega_m^2 C} = \frac{1}{(2\pi 10000)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 250\mu H \quad (4.8)$$

Vzhledem k možnosti výběru byly zvoleny dva  $C$  kondenzátory po  $470nF$  a tlumivka nejbližší k vypočtené velikosti  $180\mu H$  v simulaci Pspice. S využitím *vdb* markeru vznikl graf průběhu zobrazený na obrázku 4.8, kde rezonanční špička se posune zhruba na  $12kHz$  kvůli výběru tlumivky. Vyšší kmitočty jsou filtrovány.

**Obr. 4.8:** Frekvenční charakteristika filtru

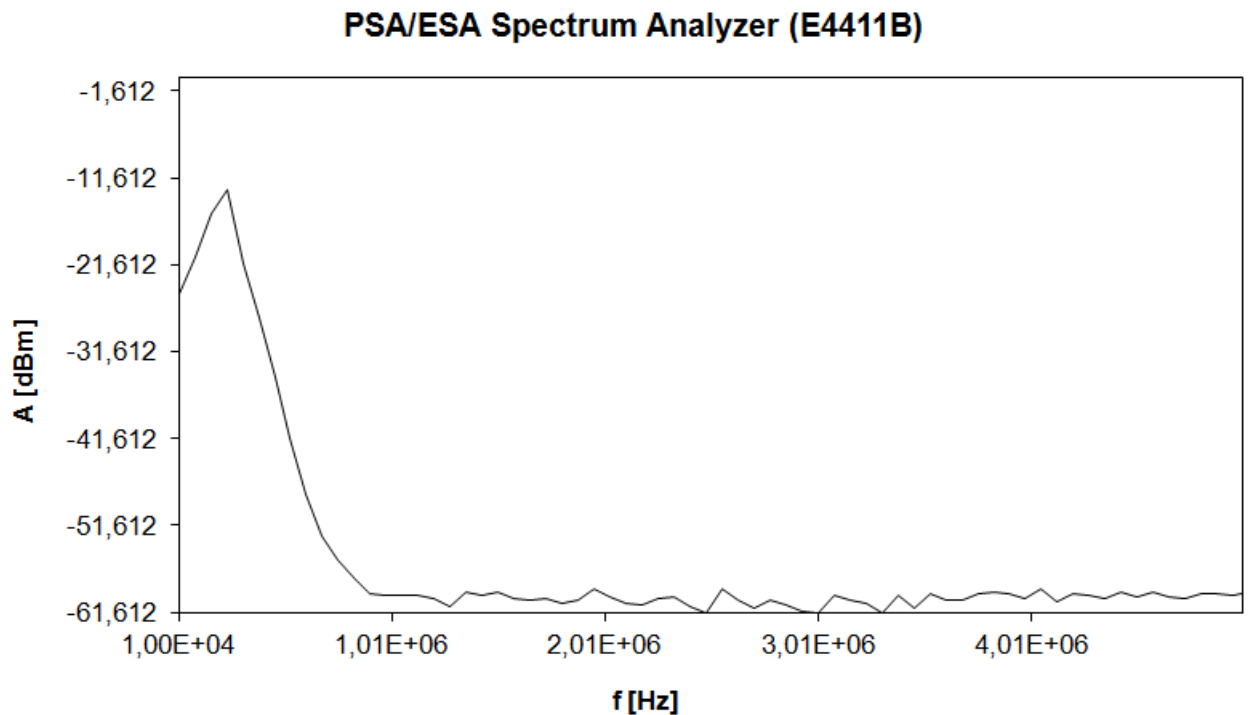
Na dalším obrázku 4.9 je vidět schéma navrženého  $LC$  filtru, který je navíc rozšířen o tlumivku  $L2$  pro odrušení nesymetrických složek proudů. Tato tlumivka musí být proudově dimenzována na plný pracovní proud tak, aby se její magnetický obvod nepřesycoval. V této souvislosti je zvolena tlumivka o hodnotě  $2x4,7mH$ . Dále byly přidány kondenzátory  $CY1$  a  $CY2$ , vzhledem k nárokům na bezpečnost byla zvolena hodnota kapacity  $2x2,2nF$  dle vysvětlení v teoretické části EMC filtru. Tyto kondenzátory jsou v obvodu za účelem spojení zařízení s ochranným vodičem PE sítě a zemí zařízení pro odrušení nesymetrických proudů.



Obr. 4.9: Zapojení EMC filtru

### 4.1.3 Měření EMC filtru

Po zkonstruování byl filtr změřen na spektrálním analyzátoru PSA/ESA E4411B, kde musíme při měření zanedbat navrhovanou impedanci  $Z_S$  a  $Z_Z$  z důvodu impedance měřicího přístroje  $50\Omega$ . Analyzátor může měřit minimálně od  $9kHz$ .



Obr. 4.10: Změřené frekvenční spektrum EMC filtru

#### 4.1.4 Shrnutí návrhu EMC filtru

Zkonstruovaný a změřený LC filtr omezuje rušení do útlumu okolo  $60dB$ . Z grafu 4.10 je dále vidět, že rezonanční frekvence při měření nebyla na vypočtených  $12kHz$ , což bylo způsobeno tím, že měřicí spektrální analyzátor má na vstupu i výstupu při měření  $50\Omega$  impedanci, na rozdíl od navrhované impedance  $Z_S$  a  $Z_Z$ . Proto nelze ověřit praktickým měřením přesnou charakteristiku filtru. Další nevýhodou bylo, že použitý spektrální analyzátor ukládá frekvenční spektrum v lineárním rozložení, čímž se zhoršuje odečet hodnot z grafu.

## 4.2 Návrh PFC předregulátoru

Jak bylo vysvětleno v předchozí kapitole 3.3, každá topologie aktivního měniče vyžaduje řízení spínacího prvku, kterým se řídí nabíjení a vybíjení akumulárního prvku měniče. V současné době se pro řízení měničů používají integrované řídicí obvody. Jednotlivé druhy integrovaných obvodů, kterých je na trhu mnoho typů, se liší v mnoha parametrech, což je logické, jelikož každý výrobce volí jinou možnost řešení, aby se odlišil od konkurence na trhu a nabídl zákazníkovi o něco jiné možnosti použití.

Vzhledem k integrovaným obvodům, které jsou vyráběny pro konkrétní typ zapojení, je vhodné před výběrem konkrétního řešení vybrat nejprve řídicí obvod, k němuž je v jeho katalogovém listu navržený konkrétní typ zapojení a potřebné výpočty pro konstrukci. Proto jsem tuto podkapitulu zařadil jako první v postupu návrhu.

### 4.2.1 Výběr řídicího obvodu pro předregulátor

Z velkého počtu řídicích obvodů je potřeba vybrat ten nejvhodnější vzhledem k jeho vlastnostem, dostupnosti a ceně. Základním požadavkem pro hledání bylo navrzení obvodu pro použití v topologii boost, s výstupním výkonem do  $100W$ . Dále výběr ovlivnil požadavek vedoucího, který si přál, aby PFC předregulátor pracoval v kritickém režimu spínání CrM. Vzhledem k těmto požadavkům jsem srovnal několik integrovaných obvodů. V tabulce níže jsem se pokusil porovnat čtyři vybrané obvody, každý od jiného výrobce.

**Tab. 4.2:** Parametry vybraných řídicích obvodů pro předregulátor

Vlastnosti	Analog Devices	Fairchild	ON Semiconductor	Texas Instruments
Označení IO	<b>ADP1047</b>	<b>FAN7930C</b>	<b>NCP1607</b>	<b>UCC28050</b>
Spínací režim	Setting	CrM	CrM	CrM
Soft Start	ANO	ANO	ANO	ANO
Vcc [V]	3-3,6	11-24	11-20	18
Počet fází	1	1	1	1
Počet pinů	24	8	8	8
Pouzdro	QSOP	SOP	SOIC/PDIP	SOIC/PDIP

Všechny vybrané integrované obvody v tabulce, jak bylo řečeno, odpovídají topologii boost, pracují v kritickém režimu spínání CrM a jsou navrženy výrobcem pro konstrukce do středních velikostí zatížení pod 300W. Dále jsem se zaměřil na SMD technologii a na obvody s nižší spínací frekvencí, z důvodu nízkého výkonu celkového zařízení. Rovněž bylo respektováno pravidlo, že při nižších spínacích frekvencích je lepší účinnost měniče. Tedy s růstem spínací frekvence rostou spínací ztráty zařízení.

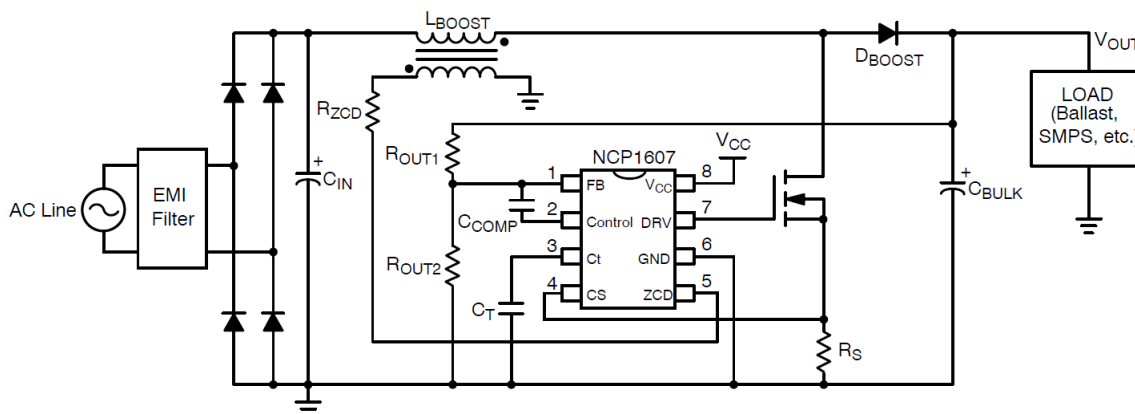
Rozhodl jsem se vybrat řídicí obvod NCP1607 vzhledem k jeho vhodným vlastnostem. Oslovil jsem výrobce ON-Semiconductor, který mi po krátké domluvě potřebné součástky poslal zcela zdarma.

#### 4.2.2 Popis obvodu NCP1607

Integrovaný obvod NCP1607 je navržený pro aktivní PFC předregulaci v AC/DC aplikacích pro výkony do 250W. Pracuje v CrM spínacím režimu a je vyráběn v robustním pouzdře SOIC-8. Základní charakteristikou obvodu je:

- Konstantní aktivní interval PWM modulace v CrM.
- Přesně nastavitelný aktivní interval ( $ON_{time}$ ) PWM pomocí externího kondenzátoru  $C_T$ , nabíjeného přesným vnitřním proudovým zdrojem.
- Vysoká přesnost napěťové reference  $\pm 1,6\%$  přes teplotní a napěťovou závislost, ke zvýšení přesnosti výstupního napětí.
- Nízký startovací proudový odběr  $\leq 40\mu A$ .
- Provozní proud okolo  $2,1mA$ .
- Výkonové výstupní řízení pro ovládání výkonového tranzistoru  $500mA$ , pro rychlé zapínání a vypínání spínače.
- Nastavení zpětné vazby pomocí děliče napětí

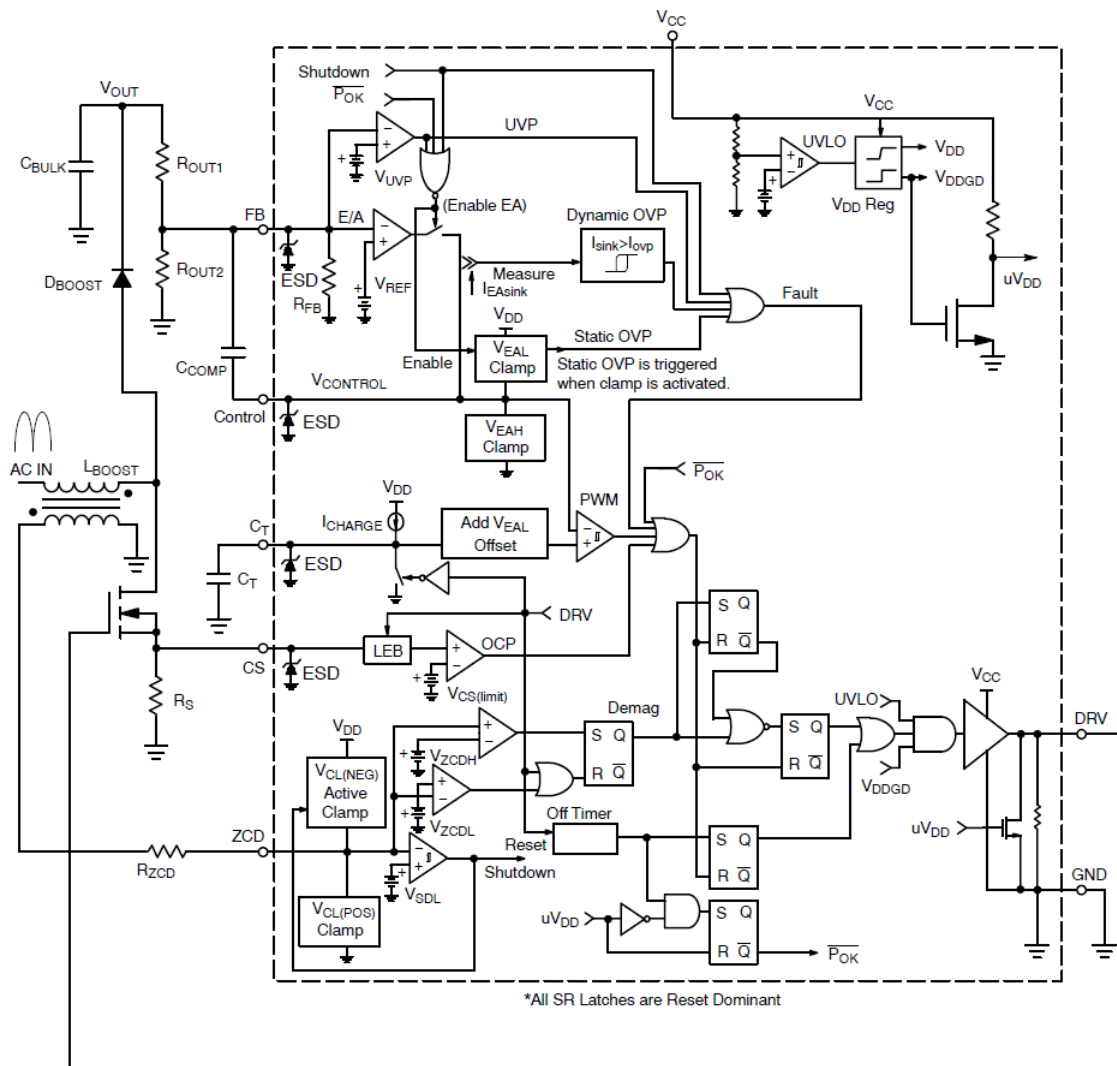
- Ochrana proti přepětí a podpětí.
- Ochrana proti otevření zpětné vazby
- Omezení proudové špičky, pomocí detekování napětí na rezistoru  $R_S$ .



Obr. 4.11: Typické zapojení NCP1607 [Převzato z [9]]

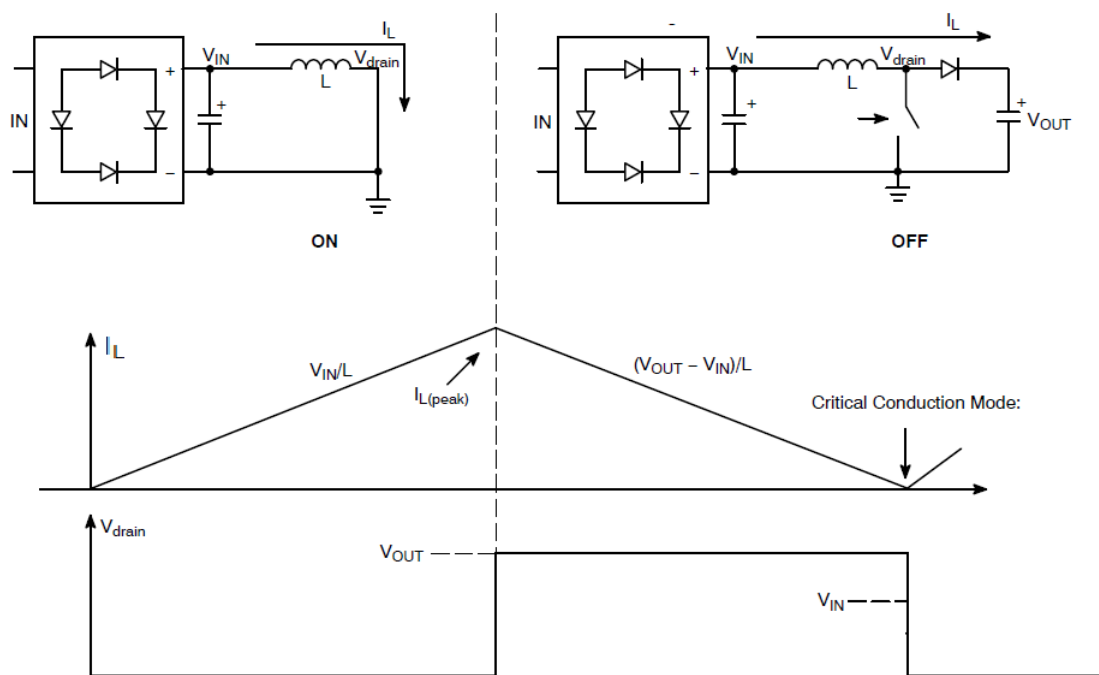
- Pin 1 - FB** Tento pin je vstupem do vnitřního invertujícího vstupu chybového zesilovače z vnějšího děliče napětí pro nastavení regulace, porovnávaného s vnitřní referencí 2,5V. Pin zpětné vazby je dále ošetřen ochranou proti přepětí ESD diodou a také proti podpětí. IO přestane řídit obvod, pokud napětí na pinu překročí příslušný napěťový práh.
- Pin 2 - Control** Výstup vnitřního chybového zesilovače. Kompenzace účinníku se nastaví pomocí kondenzátoru  $C_C$  mezi pin 1 a 2. Správnou volbou dosáhneme vysokého  $PF$  poměru a nízkého  $THD$  činitele zkreslení.
- Pin 3 - Ct** Vnější kondenzátorem  $C_T$  bude nastavena konstantní aktivní doba sepnutí PWM cyklu.
- Pin 4 - CS** Tento pin omezuje pracovní cyklus spínacího prvku. Pokud napětí překročí vnitřní referenci, spínací tranzistor se vypne.
- Pin 5 - ZCD** Detekce napětí na indukčnosti  $L_{BOOST}$  pomocí pomocného vinutí pro zjištění aktuálního vybití cívky pro kritický režim řízení.
- Pin 6 - GND** Uzemnění obvodu.
- Pin 7 - DRV** Výstup pro řízení gate spínacího MOSFET tranzistoru.
- Pin 8 - VCC** Na tento pin se přivede napájení. Obvod se aktivuje, pokud  $V_{CC}$  překročí hodnotu  $V_{CCon}$  a odpojí se pokud klesne pod  $V_{CCoff}$ .





**Obř. 4.12:** Blokóvó schéma vnitřního zapojení obvodu NCP1607 [Převzato z [9]]

Na obrázku 4.13 je viditelná funkce předregulátoru typu boost v kritickém režimu spínání, kde správné nastavení produkuje na výstupu konstantní stejnosměrné napětí bez zkreslení sinusového napětí vstupní sítě pomocí dvoustavového poměru PWM. Když je spínač v pozici ON sepnut, proud induktorem lineárně roste na maximální hodnotu, potom se spínač OFF rozpojí a proud induktorem lineárně klesne, aby dobíjel výstupní kondenzátor přes diodu, dokud se plně nevybije. Nulová hodnota proudu v indukčnosti bude detekována a řídicí obvod spustí další nabíjecí cyklus.



Obr. 4.13: Schématické a grafické znázornění ideální funkce Boost měniče v CrM režimu spínání

[Převzato z [9]]

### 4.2.3 Aplikační postup návrhu předregulátoru

V této podkapitole bude podrobně vysvětlen postup návrhu s potřebnými výpočty a konstrukčními požadavky. Nejprve začneme definováním požadovaných parametrů na vlastnosti předregulátoru. Konstrukční postup je veden podle [9] a [11]. Definování požadovaných parametrů je v tabulce 4.3.

**Tab. 4.3:** Požadované parametry předregulátoru

Jmenovitá hodnota AC napětí	$U_{ac}[V]$	230
Minimální vstupní AC napětí	$U_{acLL}[V]$	85
Maximální vstupní AC napětí	$U_{acHL}[V]$	265
Frekvence přenosové sítě	$f_{line}[Hz]$	47-63
Výstupní napětí	$U_{OUT}[V]$	400
Maximální výstupní napětí	$U_{OUT(OVP)}[V]$	440
Maximální výstupní výkon	$P_{OUT}[W]$	100
Spínací frekvence	$f_{SW}[kHz]$	50
Účinnost	$\eta[\%]$	92

**Efektivní hodnota vstupního proudu  $I_{RMS}$**

$$I_{RMS} = \frac{P_{OUT}}{\eta U_{ac}} = \frac{100}{0,92 \cdot 230} = 0,47A \quad (4.9)$$

**Indukčnost tlumivky  $L_{BOOST}$  pro CrM režim**

Požadovaná hodnota indukčnosti se vypočte pro minimální a maximální napětí.

$$L_{BOOST} \leq \frac{U_{acLL}^2 \left( \frac{U_{OUT}}{\sqrt{2}} - U_{acLL} \right)}{\sqrt{2} U_{OUT} P_{OUT} f_{SW(minLL)}} = \frac{85^2 \cdot \left( \frac{400}{\sqrt{2}} - 85 \right)}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 58000} = 435 \mu H \quad (4.10)$$

$$L_{BOOST} \geq \frac{U_{acHL}^2 \left( \frac{U_{OUT}}{\sqrt{2}} - U_{acHL} \right)}{\sqrt{2} U_{OUT} P_{OUT} f_{SW(minHL)}} = \frac{265^2 \cdot \left( \frac{400}{\sqrt{2}} - 265 \right)}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 51000} = 382 \mu H \quad (4.11)$$

Nejprve je potřeba spočítat minimální spínací frekvenci pro kritický režim spínání.

$$f_{SW(minLL)} = \frac{U_{acLL}^2}{2L_{BOOST}P_{OUT}} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{2}U_{acLL}}{U_{OUT}} \right) = 58kHz \quad (4.12)$$

$$f_{SW(minHL)} = \frac{U_{acHL}^2}{2L_{BOOST}P_{OUT}} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{2}U_{acHL}}{U_{OUT}} \right) = 51kHz \quad (4.13)$$

**Výpočet velikosti kapacitoru  $C_T$  pro nastavení konstantní aktivního intervalu  $t_{ON(max)}$**

Kondenzátor  $C_T$  musí být navržen na dostatečnou velikost aktivního spínacího intervalu pro minimální uvažované vstupní napětí  $U_{acLL}$  a plný výkon  $P_{OUT}$ . Maximální interval se vypočte podle rovnice:

$$t_{ON(max)} = \frac{2L_{BOOST}P_{OUT}}{U_{acLL}^2 \eta} = \frac{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{85^2 \cdot 0,92} = 12\mu s \quad (4.14)$$

Potom je nezbytné pro tento časový interval navrhnout vhodnou velikost kondenzátoru  $C_T$ , kde hodnoty  $V_{CTMAX}$  a  $I_{CHARGE}$  jsou uvedeny v katalogovém listu [9].

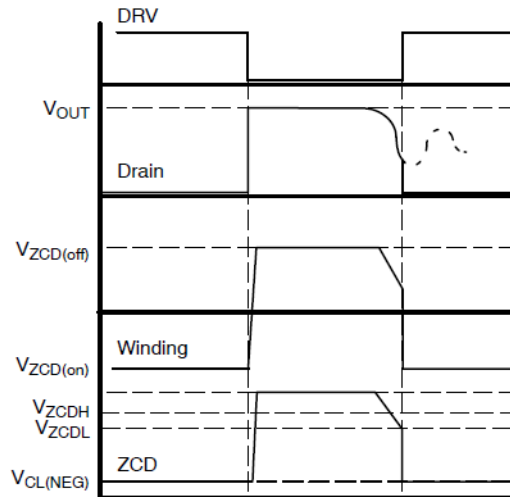
$$C_T > \frac{I_{CHARGE}t_{ON(max)}}{V_{CTMAX}} = \frac{297 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^{-6}}{2,9} = 1,3nF \quad (4.15)$$

#### Určení poměru $N_{ZCD}$ pomocného vinutí induktoru $L_{BOOST}$

Pomocné vinutí je navrženo tak, aby poskytovalo detekci nulové hodnoty proudu v induktoru  $L_{BOOST}$  na pin ZCD řídicího obvodu. Potřebný poměr ZCD:

$$\frac{N_{BOOST}}{N_{ZCD}} = \frac{U_{OUT} - \sqrt{2}U_{acHL}}{V_{ZCDH}} = \frac{400 - \sqrt{2} \cdot 265}{2,1} = 11 \quad (4.16)$$

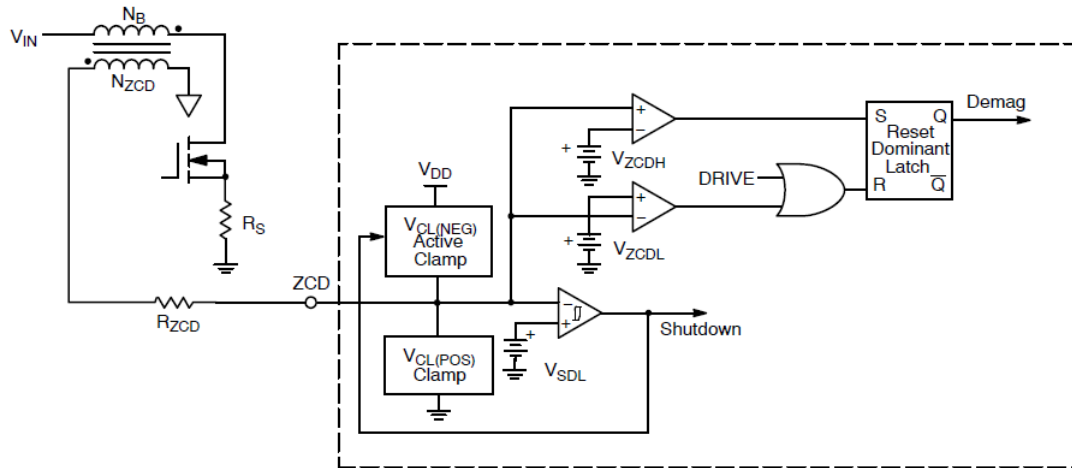
$V_{ZCDH}$  je katalogovou prahovou hodnotou [9] detekce poklesu proudu indukčnosti k nule, jak je vidět na obrázku 4.14.



**Obr. 4.14:** Napěťový přechod pro detekci nulového proudu vinutím indukčnosti [Převzato z [11]]

Dále je potřeba omezit proud pomocným vinutím na pin 5 tak, aby se minimalizovaly ztráty, pokud ale zvolíme vysokou hodnotu, vytvoříme značné zpoždění a řídicí obvod by potom pracoval v přerušovaném režimu DCM. Detail vyhodnocení je na obrázku 4.15.

$$R_{ZCD} \geq \frac{\sqrt{2}U_{acHL}}{I_{CL(neg)} \frac{N_{BOOST}}{N_{ZCD}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 265}{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 11} = 15K\Omega \quad (4.17)$$



Obr. 4.15: Pomocné vinutí a vnitřní uspořádání vyhodnocení ZCD signálu [Převzato z [11]]

### Nastavení zpětné vazby, OVP a UVP úrovně ochrany

Nevhodné nastavení zpětné vazby FB může způsobovat špičky napětí během přechodových dějů impulsní regulace, nebo při startu. Proto nastavení zpětnovazební smyčky provedeme současně s výpočtem návrhu pro přepětovou ochranu OVP a pro podnapětovou ochranu UVP.

Přepětová ochrana OVP je nastavena pomocí zpětnovazebního odporu  $R_{OUT1}$  ze vztahu 4.18, kde  $I_{OVP}$  je proud přepětové ochrany zadán katalogovou hodnotou [9], jejíž velikost je stanovena na  $10\mu A$ .

$$R_{OUT1} = \frac{U_{OUT(OVP)} - U_{OUT}}{I_{OVP}} = \frac{440 - 400}{10 \cdot 10^{-6}} = 4M\Omega \quad (4.18)$$

Velikost  $R_{OUT1}$  je  $4M\Omega$ ,  $R_{OUT2}$  udržuje  $2,5V$  na vstupu FB a jeho kolísáním dochází k regulaci výstupního napětí  $U_{OUT}$ , které vyhodnocuje chybový zesilovač  $A_U$  s referenčním napětím  $V_{REF}$  tak, jak bylo popsáno v kapitole 3.3. Pro přesný výpočet  $R_{OUT2}$  musíme nejdříve spočítat ekvivalentní  $R_{EQ}$  ve kterém zohledníme paralelní kombinaci  $R_{OUT2}$  s vnitřním odporem na pinu 1 FB, který je  $R_{FB}$  a jeho velikost je  $4,7M\Omega$ .

$$R_{EQ} = R_{OUT1} \frac{V_{REF}}{U_{OUT} - V_{REF}} = 4 \cdot 10^6 \cdot \frac{2,5}{400 - 2,5} = 25,16K\Omega \quad (4.19)$$

$$R_{OUT2} = \frac{R_{EQ}R_{FB}}{R_{FB} - R_{EQ}} = \frac{25,16 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^6}{4,7 \cdot 10^6 - 25,16 \cdot 10^3} = 25,4K\Omega \quad (4.20)$$

Pokud bude překročena maximální dovolená velikost výstupního napětí  $U_{OUT(OVP)}$ , musí se aktivovat přepětová ochrana. Tato ochrana je navržena tak, aby i se zvlněním na výstupu  $U_{ripple(pk-pk)}$  nepřesáhla hodnotu  $U_{OUT(OVP)}$ , která je  $440V$ .

$$U_{ripple(pk-pk)} = \frac{P_{OUT}}{2\pi f_{line(min)} C_{BULK} U_{OUT}} = \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot C_{BULK} \cdot 400} = 8,5V \quad (4.21)$$

Zvlněné napětí by mělo mít velikost (špička - špička)  $8.5V$ . OVP se tedy aktivuje na  $431,5V$ .

Obvod také zahrnuje podnapěťovou ochranu UVP, která vychází z toho, že topologie boost nikdy nemůže na svém výstupu mít napětí nižší, než je na jeho vstupu. Nejnižší výstupní napětí, při kterém bude obvod ještě pracovat, vypočteme podle zpětnovazebních odporů  $R_{OUT1}$  a  $R_{OUT2}$ .

$$U_{OUT(UVP)} = V_{UVP} \frac{R_{OUT1} + R_{OUT2}}{R_{OUT2}} = 0.300 \frac{4 \cdot 10^6 + 25,4 \cdot 10^3}{25,4 \cdot 10^3} = 47,5V \quad (4.22)$$

$V_{UVP}$  je prahovou hodnotou uvedenou v katalogovém listu [9]. Nejnižší výstupní napětí pro funkci předregulátoru je  $47,5V$ .<sup>5</sup>

### Výpočty výkonových komponentů v obvodu

Výkonové části obvodu musejí být dostatečně přizpůsobené na nejvyšší zatížení, patří mezi ně induktor  $L_{BOOST}$  spínací MOSFET tranzistor  $Q_1$ , dioda  $D_{BOOST}$ , rezistor  $R_S$  a výstupní kondenzátor  $C_{BULK}$ . Nejprve vypočteme efektivní hodnotu proudu induktorem  $L_{BOOST}$ .

$$I_{L_{BOOST}(RMS)} = \frac{2P_{OUT}}{\sqrt{3}\eta U_{acLL}} = \frac{2 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 0,92 \cdot 85} = 1,48A \quad (4.23)$$

Proudová špička  $i_{pk(max)}$  indukčnosti.

$$i_{pk(max)} = \frac{2\sqrt{2}P_{OUT}}{\eta U_{acLL}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 100}{0,92 \cdot 85} = 3,62A \quad (4.24)$$

Proud diodou  $D_{BOOST}$

$$I_{D_{BOOST}(RMS)} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}} \frac{P_{OUT}}{\eta \sqrt{U_{acLL} U_{OUT}}} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}} \frac{100}{\eta \cdot \sqrt{85 \cdot 400}} = 0,75A \quad (4.25)$$

Do obvodu byla vybrána z důvodu rychlých přechodových dějů napětí a proudů vlivem regulačního spínání ultrafast dioda MUR440 s dostatečnými mezními parametry  $4A$ ,  $600V$  závěrné napětí a s rychlým přechodem z propustného do závěrného stavu okolo  $25ns$ .

<sup>5</sup> Při výpočtu UVP neuvažujeme zadanou minimální hodnotu vstupu  $U_{acLL}$ , ale jakoukoliv hodnotu nižší, při které dojde ke spuštění obvodu.

Proud tranzistorem MOSFET  $Q_1$ .

$$I_{Q_1(RMS)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_{OUT}}{\eta U_{acLL}} \sqrt{1 - \left( \frac{8\sqrt{2}U_{acLL}}{3\pi U_{OUT}} \right)^2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{100}{0,92 \cdot 85} \sqrt{1 - \left( \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 85}{3 \cdot \pi \cdot 400} \right)^2} = 1,27A \quad (4.26)$$

Spínací tranzistor má nároky na mezní parametry, přepěťová ochrana je nastavena na 440V. Byl vybrán výkonový unipolární tranzistor SPP12N50C3 s maximálním napětím  $V_{DS}$  560V, jenž poskytuje dostatečnou ochranu. Tranzistor je v pouzdře TO-220 s maximálním proudem  $I_D = 11,6A$ , který je navržen s dostatečnou rezervou.

Další důležitou výkonovou součástí je rezistor  $R_S$  mezi elektrodou source unipolárního výkonového tranzistoru  $Q_1$  a zemí obvodu. Tento rezistor  $R_S$  slouží ke snímání proudu tranzistorem, který je měřen napětím na odporu a porovnáván na pinu 4 CS. Pokud napětí na rezistoru překročí prahovou hodnotu CS, řídicí obvod vypne spínací tranzistor  $Q_1$ .

$$R_S = \frac{V_{CS}}{i_{pk(max)}} = \frac{0,5}{3,62} = 0,14\Omega \quad (4.27)$$

$V_{CS}$  je katalogová hodnota o velikosti 0,5V.

$$P_{R_S} = I_{Q_1(RMS)}^2 R_S = 1,27^2 \cdot 0,14 = 0,22W \quad (4.28)$$

Poslední důležitou výkonovou součástí obvodu je nabíjecí kondenzátor  $C_{BULK}$ , který musí být navržený na přijatelné zvlnění výstupu  $U_{OUT}$ . Vzhledem k přepěťové ochraně byl vybrán kondenzátor o velikosti 100 $\mu F$  do 450V. Nabíjecí proud kondenzátoru bude:

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2} P_{OUT}^2}{9\pi U_{acLL} U_{OUT} \eta^2} - I_{LOAD(RMS)}^2} = \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2} \cdot 100^2}{9 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 400 \cdot 0,92^2} - 0,21^2} = 0,7A \quad (4.29)$$

kde  $I_{LOAD(RMS)}$  je  $I_{LBOOST(RMS)} - I_{Q_1(RMS)}$ .

### Nabíjecí napětí $V_{CC}$

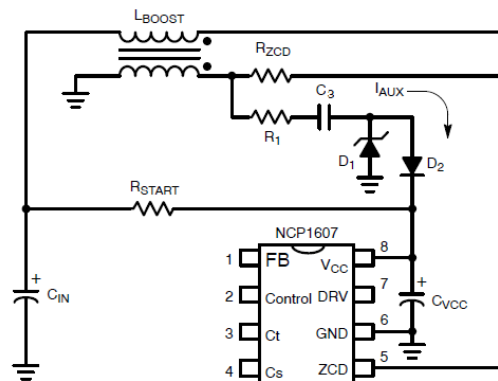
Připojením rezistoru  $R_{START}$  mezi usměrňovač a pin 8  $V_{CC}$  s kondenzátorem  $C_{VCC}$ , který se nabije na hodnotu  $V_{CC(on)}$ , vytvoříme startovací obvod pro spuštění obvodu. Při připojení do sítě během přechodového jevu proud přes  $R_{START}$  poteče do kondenzátoru  $C_{VCC}$ . Tato možnost poskytuje rychlý start a nízké ztráty. Doba uvedení do provozu se spočte podle rovnice 4.30.

$$t_{START} = \frac{C_{VCC} V_{CC(on)}}{\frac{\sqrt{2}V_{ac}}{R_{START}} - I_{CC(startup)}} = \frac{47 \cdot 10^{-6} \cdot 12}{\frac{\sqrt{2} \cdot 230}{660 \cdot 10^3} - 40 \cdot 10^{-6}} = 1,25s \quad (4.30)$$

Kde  $I_{CC(startup)}$  a  $V_{CC(on)}$  jsou katalogovou hodnotou [9]. Po startu musíme zabezpečit napájení  $V_{CC}$  po zbytek pracovní činnosti obvodu.  $V_{CC(on)}$  může poklesnout na 9,5V, než bude  $V_{CC}$  pin odpojen. Prakticky jsou možnosti řešení: napájet  $V_{CC}$  z pomocného vinutí indukčnosti  $L_{BOOST}$ , ve které po startu obvodu již bude indukováno napětí. Tato možnost řešení je na obrázku 4.16, kde  $R_1$  je pro omezení proudových špiček z napěťových skoků na indukčnosti  $L_{BOOST}$ ,  $C_3$  je v obvodu pro uložení energie,  $D_1$  bude dodávat proud na  $C_3$ , pokud je napětí na pomocném vinutí v propustném směru diody  $D_1$ . V závěrném směru poskytuje napětí na pin 8  $V_{CC}$  dobíjením kondenzátoru  $C_{VCC}$  proudem  $I_{AUX}$ .

$$\Delta V_{C_3} = \frac{U_{OUT} - V_{CC}}{\frac{N_{BOOST}}{N_{ZCD}}} = \frac{400 - 12}{11} = 35,2V \quad (4.31)$$

$$I_{AUX} = C_3 f_{SW} \Delta V_{C_1} = 22 \cdot 10^{-9} \cdot 50000 \cdot 35,2 = 38mA \quad (4.32)$$



**Obr. 4.16:** Pomocné vinutí pro napájení řídicího obvodu [Převzato z [11]]

Druhou možností napájení řídicího obvodu je dodávání napětí z navazujícího downstream měniče, který je izolační topologie flyback pro snížení  $V_{OUT}$ . Připojení napájení z flyback měniče je na obrázku 4.27 a je vysvětleno v následující podkapitole 4.3.2 zaměřené na popis obvodu pro downstream DC/DC měnič.

### Nastavení kompenzace sítě

Výstupní napětí  $U_{OUT}$  se zvlněním  $V_{ripple}$  porovnávávané s referencí  $V_{REF}$  na vstupu zesilovače odchylky vyžaduje filtraci, abychom dosáhly vysoké kvality  $PF$  faktoru. Tento filtr bude vytvořen připojením kondenzátoru  $C_C$ , připojeného mezi piny 1 FB a 2 Control, tedy mezi vstup zesilovače odchylky a jeho výstup. Bude tedy vytvořen integrační článek, který je dán vztahem 4.33.

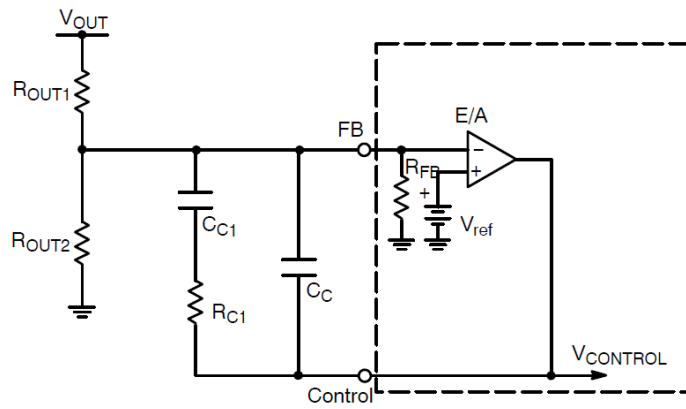


$$K_{(p)} = \frac{1}{pR_{OUT1}C_C} \quad (4.33)$$

Kondenzátor  $C_C$  stabilizuje výstupní zvlnění na  $C_{BULK}$  podle:

$$C_C = \frac{10^{\frac{K}{20}}}{4\pi f_{line(min)}R_{OUT1}} = \frac{10^{\frac{60}{20}}}{4 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 4 \cdot 10^6} = 0,423\mu F \quad (4.34)$$

kde za  $K$  dosazujeme útlum přibližně  $60dB$ . Aplikační poznámka [11] doporučuje vylepšení kompenzačního obvodu pro aplikaci PFC filtru s downstream DC/DC měničem a konstantní výkonovou zátěží a zvýšení fázové bezpečnosti na  $50^\circ$ . Navržený obvod je na obrázku 4.17.



**Obr. 4.17:** Navržené kompenzačního zapojení zesilovače odchylky [Převzato z [11]]

Z obrázku 4.17 odvodíme přenosovou funkci pro vylepšený typ kompenzační vazby chybového zesilovače.

$$Z_1 = R_{OUT1} \quad (4.35)$$

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{pC_C}(R_{C1} + \frac{1}{pC_{C1}})}{\frac{1}{pC_C} + R_{C1} + \frac{1}{pC_{C1}}} = \frac{1 + pC_{C1}R_{C1}}{p^2R_{C1}C_{C1}C_C + pC_{C1} + pC_C} \quad (4.36)$$

$$K_{U(p)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1 + pR_{C1}C_{C1}}{p^2R_{OUT1}R_{C1}C_{C1}C_C + pR_{OUT1}(C_C + C_{C1})} \quad (4.37)$$

Z tohoto vztahu zjistíme póly a nuly přenosu  $K_{U(p)}$ , tedy kořeny funkce polynomu. V čitateli nazýváme kořeny polynomu nulami a kořeny polynomu ve jmenovateli nazýváme póly.

$$p(n) = -\frac{1}{R_{C1}C_{C1}} = -\frac{1}{55000 \cdot 0,39 \cdot 10^{-6}} = -45 \quad (4.38)$$

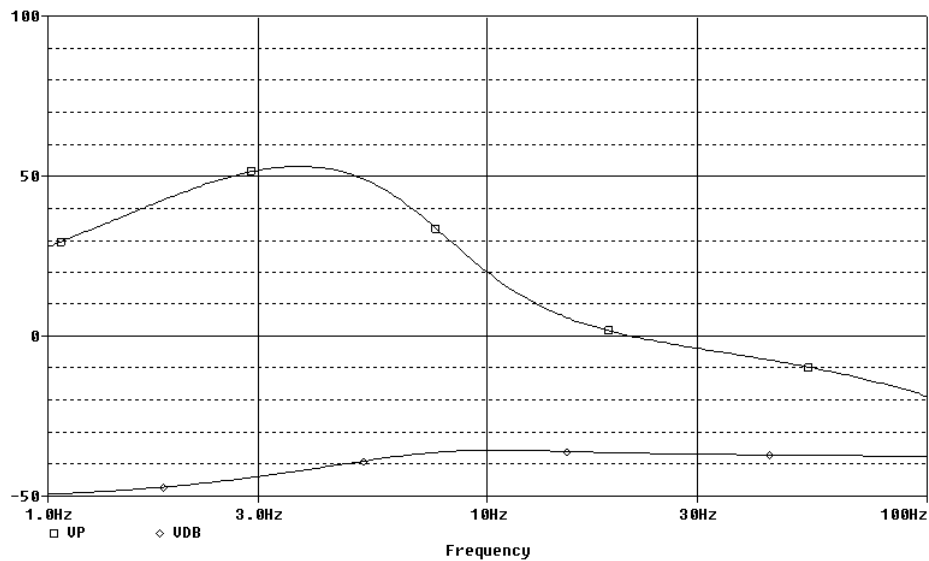
Z jmenovatele určíme póly:

$$p_{1,2} = \frac{-R_{OUT1}(C_C + C_{C1}) \mp \sqrt{(R_{OUT1}(C_C + C_{C1}))^2}}{2 \cdot (R_{OUT1}R_{C1}C_{C1}C_C)} = n_{-536}^0 \quad (4.39)$$

Potom  $p$  nahradíme  $\delta + j\omega$ , kde  $\delta$  zanedbáváme, takže  $p \rightarrow j\omega$ . a  $\omega = 2\pi f$  a vypočteme zlomové frekvence.

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_{C1}C_{C1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55000 \cdot 0,39 \cdot 10^{-6}} = 7,42Hz \quad (4.40)$$

$$f_{pol} = f_n \left( \frac{C_C + C_{C1}}{C_C} \right) = 7,42 \cdot \left( \frac{(0,01 + 0,39)}{0,01} \right) = 296,8Hz \quad (4.41)$$



**Obr. 4.18:** Simulovaná frekvenční VDB a fázová VP charakteristika vylepšeného kompenzačního obvodu

### Omezení zapínacího proudu

Pro omezení zapínacího proudu je obvod vybaven dvěma součástkami - diodou  $D_{BYPASS}$  mezi vstupem a výstupem obvodu pro okamžité nabití výstupního kondenzátoru  $C_{BULK}$  na hodnotu vstupního usměrněného napětí. Tím je zajištěno, že regulační obvod nebude výstupní kondenzátor nabíjet příliš velkými proudy při spuštění. Dále je před usměrňovač umístěn  $NTC$  termistor, který je při připojení obvodu studený, tedy má veliký odpor. Procházejícím proudem se ohřeje a jeho odpor klesne v závislosti na teplotě, ale za tuto dobu se již výstupní kondenzátor  $C_{BULK}$  plně nabije a zvýšený proud už odvodem nebude vyžadován.

### Výpočet tlumivky $L_{BOOST}$

Vlastnosti Induktoru jsou složitější částí, co se týče výpočtu při návrhu měniče. Nyní bude uveden postup výpočtu pro správné navržení a konstrukci induktoru, který je aplikován do předregulátoru. Postup výpočtu byl převzat z literatury [13].

Krok.1. Hloubka skin efektu.

$$\varepsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f_{SW}}} = \frac{6,62}{\sqrt{50000}} = 0,03cm \quad (4.42)$$

Krok.2. Průměr vodiče pro vinutí.

$$d = 2\varepsilon = 2 \cdot 0,026 = 0,06cm \quad (4.43)$$

Krok.3. Plocha holého vodiče.

$$A_W = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,06^2}{4} = 0,0028cm^2 \quad (4.44)$$

Kde v tabulkách literatury [13] na straně 164 vyhledáme nejbližší hodnotu vodiče, kterou budeme používat v dalších vztazích, hodnotou je vodič #23 0,002588  $cm^2$  s rezistivitou  $666 \frac{\mu\Omega}{cm}$ .

Krok.4. Ve vztazích 4.10, 4.23, 4.24 byla vypočtena požadovaná indukčnost tlumivkou a její proudy. Z těchto hodnot vypočteme akumulovanou energii a poté vybereme vhodné magnetické jádro.

$$W = \frac{L_{BOOST} i_{pk(max)}^2}{2} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \cdot 3,62^2}{2} = 2,62mJ \quad (4.45)$$

Krok.5. Výpočet činitele  $K_e[-]$ .

$$K_e = 0,145 P_{OUT} B_m^2 10^{-4} = 0,145 \cdot 100 \cdot 0,2^2 \cdot 10^{-4} = 0,000058 \quad (4.46)$$

Krok.6. Výpočet pro výběr optimálních rozměrů feritového jádra pomocí veličiny  $K_g[cm^5]$ , kde  $K_g[cm^5]$  je vytvořená veličina pro jednoduchý výběr feritového jádra pomocí jednoho geometrického parametru.

$$K_g = \frac{W^2}{K_e \alpha} = \frac{2,62 \cdot 10^{-3}}{58 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 0,118cm^5 \quad (4.47)$$

Kde  $\alpha$  je regulační odchylka v [%].

Krok.7. Z literatury [13] na straně 127 bylo vybráno jádro ETD34, které bylo svou hodnotou vhodné vzhledem k parametru  $K_g$ .

Krok.8. Proudová hustota  $J$ .

$$J = \frac{2W10^4}{B_m A_p K_u} = \frac{2 \cdot 2,62 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{0,2 \cdot 1,66 \cdot 0,29} = 544 \frac{A}{cm^2} \quad (4.48)$$

Kde  $K_u$  je použitý okenní faktor feritu, standardně  $K_u = 0,29[-]$ .

Krok.9. Potřebná plocha měděného vodiče pro vinutí se započtením tloušťky izolačního laku.

$$A_{pw(B)} = \frac{i_{pk(max)}}{\frac{\sqrt{2}}{J}} = \frac{3,62}{544} = 0,0047cm^2 \quad (4.49)$$

**Tab. 4.4:** Parametry feritového jádra ETD34

Materiál		CF138
Veličina	Hodnota	Jednotka
$MPL$	7,87	$cm$
$W_{tfe}$	40	$g$
$W_{tcu}$	43,4	$g$
$MLT$	7,1	$cm$
$A_c$	0,974	$cm^2$
$W_a$	1,711	$cm^2$
$A_p$	1,667	$cm^4$
$A_t$	53,4	$cm^2$
$\mu_r$	2500	–
$G$	2,36	$cm^2$
$K_g$	0,0911	$cm^5$

Krok.10. Vhodný počet vláken (žil) v jednom vodiči v důsledku potlačení skin efektu.

$$S_n = \frac{A_{pw(B)}}{A_W} = \frac{0,0047}{0,002588} = 1,82 \rightarrow 2 \quad (4.50)$$

Krok.12. Počet závitů.

$$N_1 = \frac{K_u W_a}{S_n A_W} = \frac{0,29 \cdot 1,711}{2 \cdot 0,002588} = 96z \quad (4.51)$$

Krok.13. Požadovaná vzduchová mezera magnetického jádra.

$$l_g = \frac{0,4\pi N_1^2 A_c 10^{-8}}{L_{BOOST}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 96^2 \cdot 0,974 \cdot 10^{-8}}{400 \cdot 10^{-6}} = 0,28 \rightarrow 0,3cm \quad (4.52)$$

Vzduchová mezera je zaokrouhlena na 3 mm.

Krok.14. Faktor rozptylového magnetického toku  $\phi$  na vzduchové mezeře  $l_g$ .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0,02}{\sqrt{0,974}} \ln \frac{2 \cdot 2,36}{0,02} = 1,84 \quad (4.53)$$

Krok.15. Přepočítání závitů se započtením rozptylového faktoru  $F$ .

$$N_{BOOST} = \sqrt{\frac{l_g L_{BOOST}}{0,4\pi A_c F 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0,3 \cdot 400 \cdot 10^{-6}}{0,4 \cdot \pi \cdot 0,974 \cdot 1,84 \cdot 10^{-8}}} = 72,6 \rightarrow 73z \quad (4.54)$$

Krok.16. Závitů na pomocném vynutí. V rovnici 4.16 byl vypočten potřebný poměr pro detekci nulové hodnoty proudu ve vinutí induktoru  $L_{BOOST}$ .

$$N_{AUX} = \frac{N_{BOOST}}{p_{ZDC}} = \frac{73}{11} = 6,64 \rightarrow 7z \quad (4.55)$$

Krok.17. Špička magnetické indukce  $B_{pk}$ .

$$B_{pk} = \frac{0,4\pi N_{BOOST} \dot{I}_{pk(max)} 10^{-4}}{l_g} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 73 \cdot 1,84 \cdot 3,62 \cdot 10^{-4}}{0,3} = 0,2T \quad (4.56)$$

Krok.18. Rezistivita vinutí.

$$new \frac{\mu\Omega}{cm} = \frac{\frac{\mu\Omega}{cm}}{S_{np}} = \frac{666}{2} = 333 \quad (4.57)$$

Krok.19. Odpor vinutí.

$$R_p = MLT \cdot N_{BOOST} \cdot new \frac{\mu\Omega}{cm} 10^{-6} = 7,1 \cdot 73 \cdot 333 \cdot 10^{-6} = 0,172\Omega \quad (4.58)$$

Krok.20. Výkonové ztráty v mědi na vinutí.

$$P_{CU} = \frac{I_{pk(max)}^2}{\sqrt{2}} R_p = \frac{3,62^2}{\sqrt{2}} \cdot 0,172 = 1,13W \quad (4.59)$$

Krok.20. Regulační odchylka  $\alpha$  pro tento návrh.

$$\alpha = \frac{P_{CU}}{P_{OUT}} 100 = \frac{1,13}{100} 100 = 1,13\% \quad (4.60)$$

Krok.51. Provozní magnetická indukce  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{0,4\pi N_{BOOST} \frac{i_{pk(max)}}{2} 10^{-4}}{l_g} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 73 \frac{3,62}{2} 10^{-4}}{0,3} = 0,055T \quad (4.61)$$

Krok.52. Výpočet  $WK$  (watts/kilogram).

$$WK = 4,316 \cdot 10^{-5} f^{1,63} B_{ac}^{2,62} = 4,316 \cdot 10^{-5} \cdot 50000^{1,64} \cdot 0,055^{2,68} = 0,09 \frac{W}{Kg} \quad (4.62)$$

Krok.53. Ztráty v železe  $P_{fe}$ .

$$P_{fe} = WK W_{tfe} 10^{-3} = 0,09 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 0,004W \quad (4.63)$$

Krok.54. Celkové ztráty  $P_c$ .

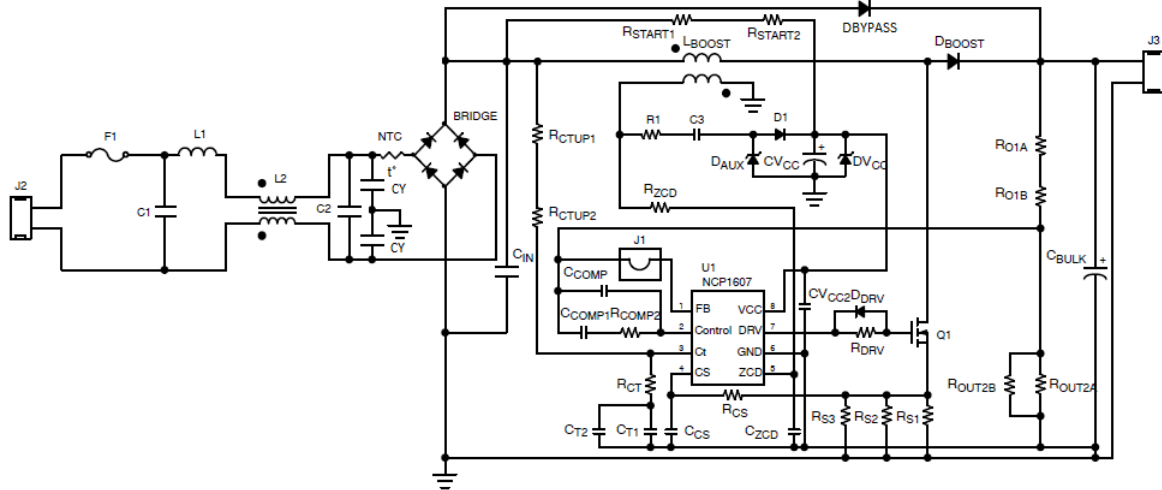
$$P_c = P_{fe} + P_{CU} = 1,13 + 0,004 = 1,134W \quad (4.64)$$

Krok.55. Ztrátový koeficient  $\psi$ .

$$\psi = \frac{P_c}{A_t} = \frac{1,134}{53,4} = 0,021 \frac{W}{cm^2} \quad (4.65)$$

Krok.56. Oteplení navrženého ETD jádra.

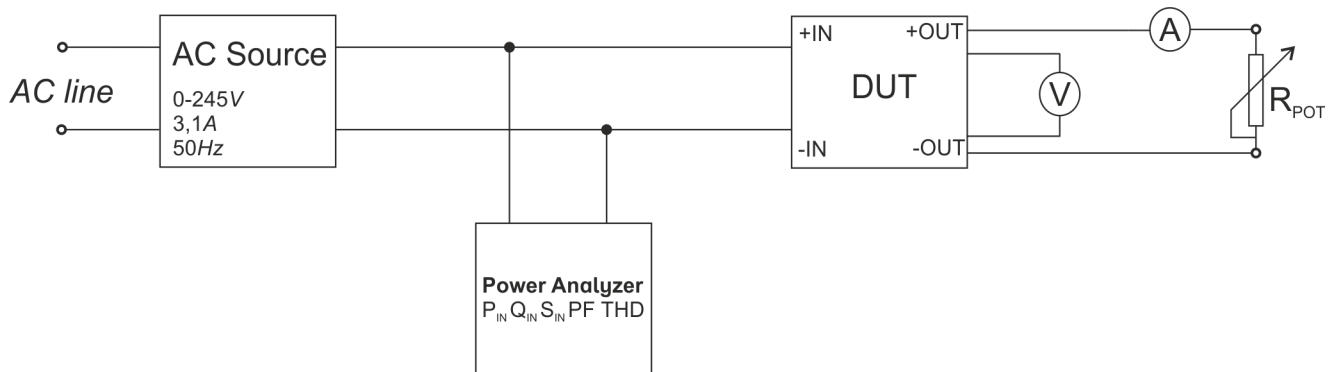
$$T_r = 450\psi^{0,826} = 450 \cdot 0,021^{0,826} = 18,51^\circ C \quad (4.66)$$



Obr. 4.19: Obvodové zapojení navrhnutého PFC předregulátoru

#### 4.2.4 Měření parametrů PFC filtru

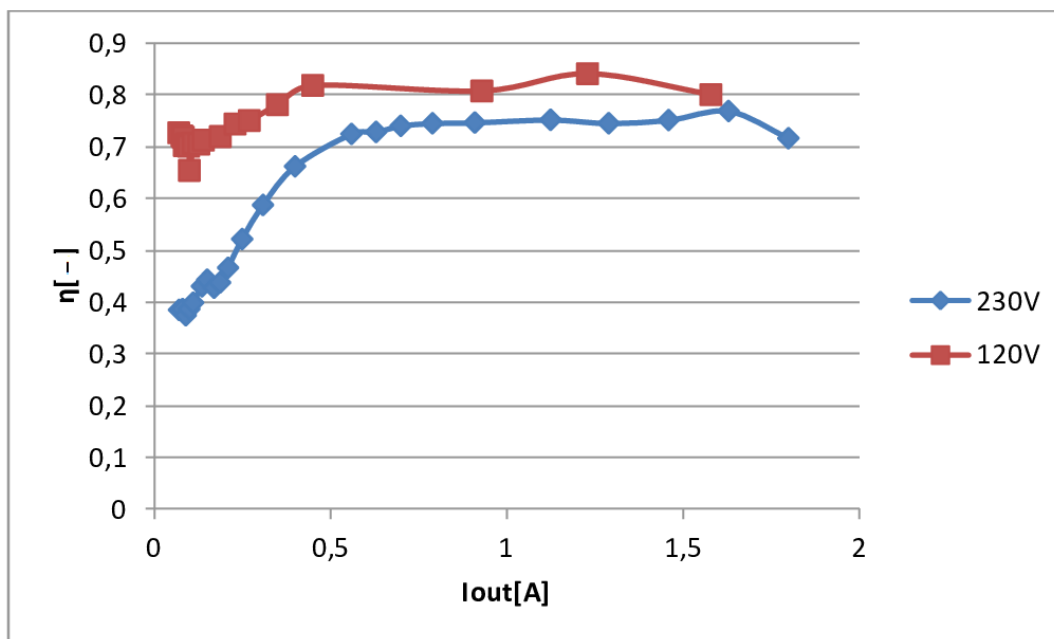
K měření parametrů PFC předregulátoru byl na jeho vstupních svorkách použit analyzátor sítě HIOKY 3136, který poskytuje kompletní analýzu veličin přenosové sítě. Mezi měřenými veličinami přístroje jsou odebírané proudy, napětí, výkony, PF faktor a THD zkreslení. Na výstupu zařízení byl připojen výkonový potenciometr pro zatížení předregulátoru, spolu s A-metrem a V-metrem, který byl připojen na vedlejší výstupní svorky, aby byly eliminovány ztráty propojovacích vodičů. Schéma zapojení je na obrázku 4.20 .



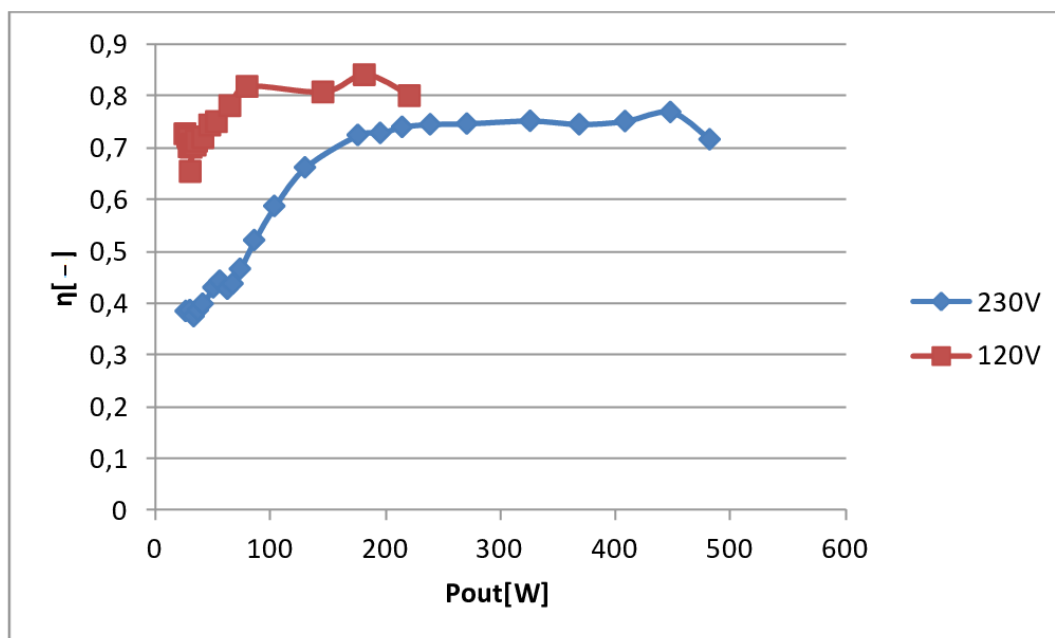
Obr. 4.20: Uspořádání přístrojů při měření parametrů PFC předregulátoru

Měření parametrů bylo provedeno ve dvou velikostech vstupního napětí 120V a 230V. Při těchto velikostech byly zaznamenány vstupní proudy a napětí, PF faktor a THD zkreslení, pomocí fotoaparátu vyfocení obrazovky analyzátoru, z důvodu nefunkční paměťové karty zařízení. Na výstupu zařízení byly odečteny hodnoty A-metru a V-metru.

Výsledky prvního měření zařízení jsou vidět na obrázku 4.21 a na 4.22 je znázorněna změřená účinnost v závislosti na výstupním proudu a výkonu.

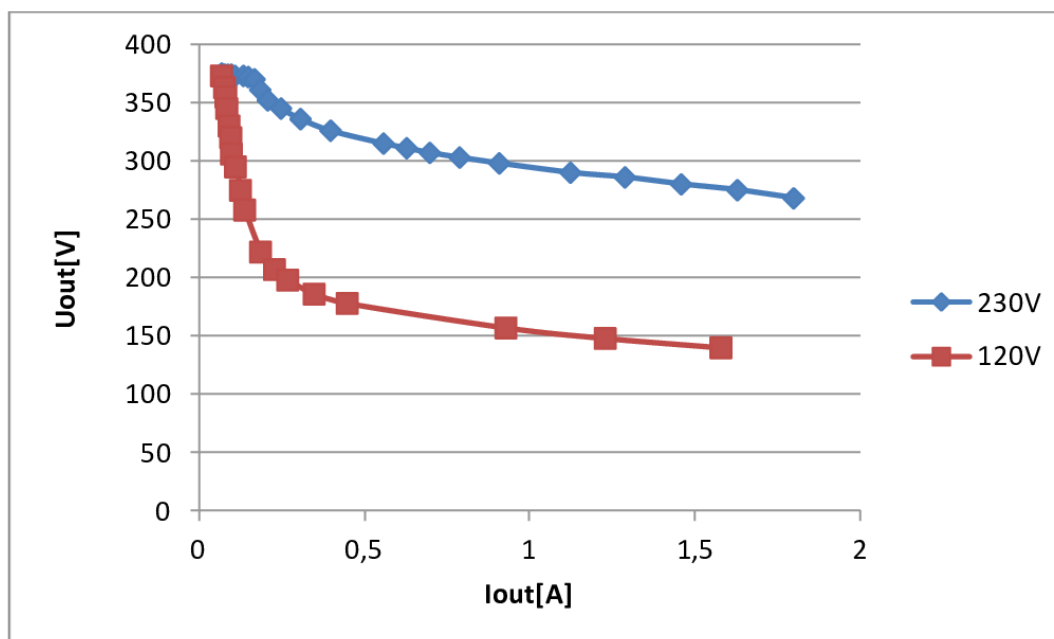


Obr. 4.21: Účinnost v závislosti na výstupním proudu



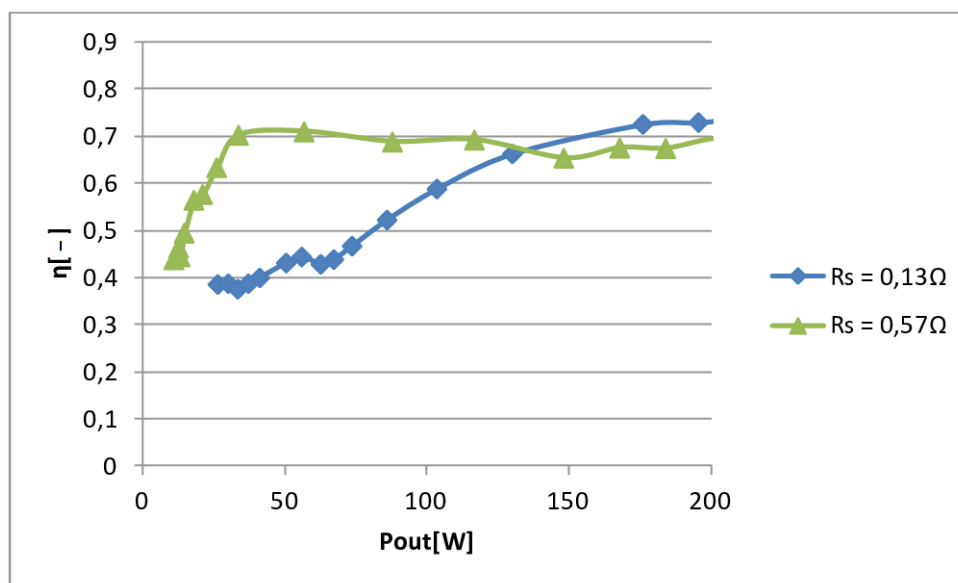
Obr. 4.22: Účinnost v závislosti na výstupním výkonu

Na dalším obrázku 4.23 je vidět zatěžovací charakteristika PFC předregulátoru.



Obr. 4.23: Zatěžovací charakteristika PFC filtru

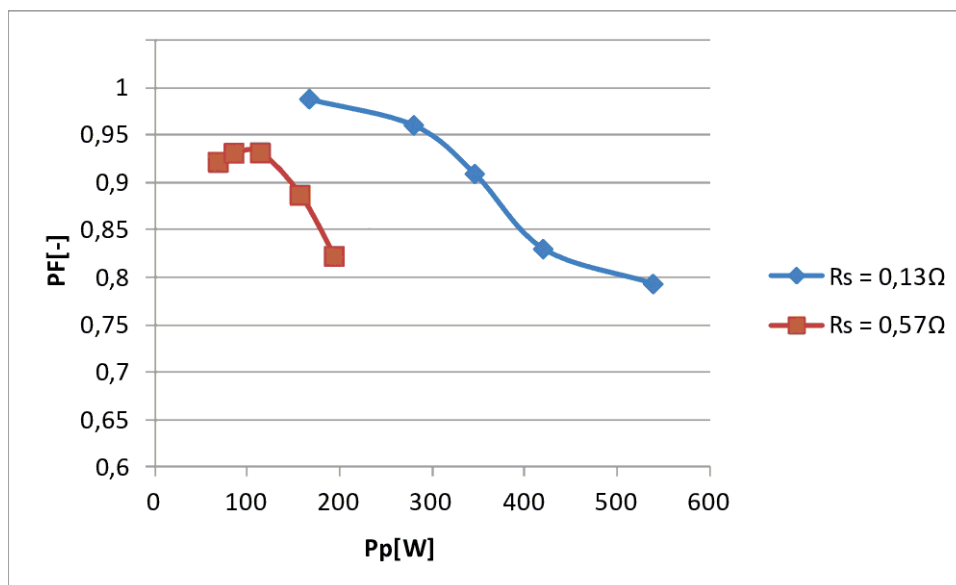
Ze změřených dat je patrné, že měnič PFC filtru má mnohem nižší účinnost - 0,73, než jaký byl jeho předpoklad - 0,92 a také, že pracuje na vyšším výkonu než byl navržen. Nižšího výkonu se dosáhne zvýšením odporu  $R_S$ , kterým se nastavuje proudové omezení zařízení. Zvýšením  $R_S$  z hodnoty  $0,13\Omega$  na hodnotu  $0,57\Omega$ , byla posunuta pracovní oblast filtru z 200-400W na hodnotu pod 50W, která již odpovídá pracovní oblasti zařízení. Posunutí charakteristiky je vidět na obrázku 4.24.



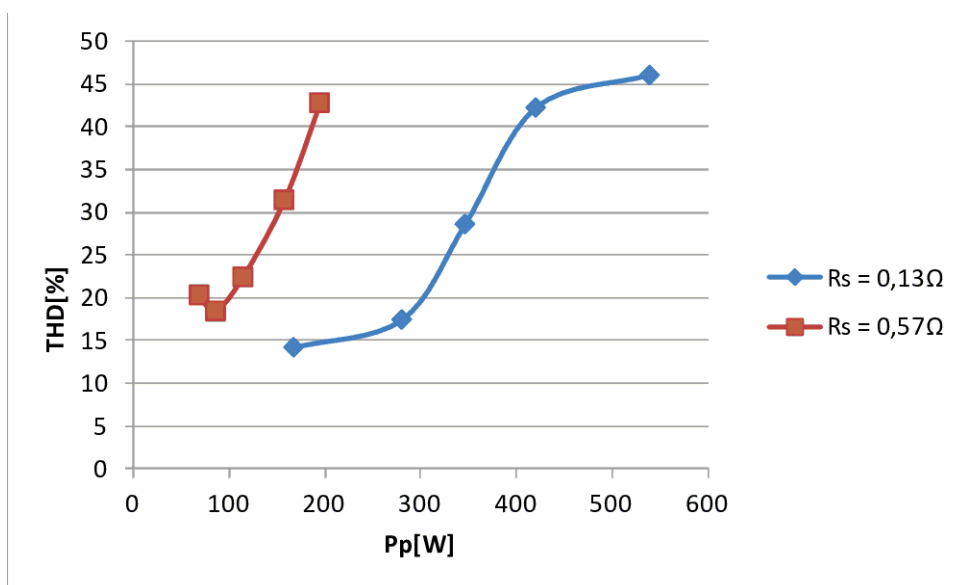
Obr. 4.24: Účinnost v závislosti na výstupním výkonu



Dále byl změřen PF faktor a THD zkreslení. Zobrazeno je realizováno v závislosti na příkonu. V grafech jsou porovnány THD a PF se změnou  $R_S$  a beze změny  $R_S$ .



Obr. 4.25: PF faktor v závislosti na příkonu



Obr. 4.26: THD v závislosti na příkonu

### 4.2.5 Shrnutí výsledků aktivního PFC filtru

Ze změřených dat je patrné, že PFC filtr nepracuje na optimálních parametrech, které by odpovídaly PF faktoru mezi 0,95-0,99 v rozmezí výkonu 50-100W a účinnosti  $\eta$  přes 90%.

Bylo dosaženo pracovního rozmezí výkonu 50-100W zvýšením odporu  $R_S$  pro proudové omezení zdroje při účinnosti  $\eta$  okolo 72%. Korekce byla v rozsahu 0,82-0,94 PF a zkreslení THD se pohybovalo mezi 15 a 45%. Nejlepší korekce PF byla při nízkém vstupním napětí. Se zvyšováním napětí stoupá podíl vyšších harmonických a snižuje se hodnota PF faktoru. Poměr jednotlivých harmonických na zkreslení vstupního napětí je k nalezení v příloze na obrázku A.6. Dále na zatěžovací charakteristice 4.23 je vidět, že se měnič chová jako měkký zdroj, což je další neočekávaný výsledek PFC filtru, kde předpokládáme v rozsahu vstupního napětí 80-265V konstantní výstupní napětí 400V. Tedy tvrdý zdroj, který by odpovídal předpokladům spínaného zdroje.

Z analýzy naměřených dat je evidentní, že PFC filtr vyžaduje další úpravy a vylepšení parametrů pro splnění stanovených požadavků. Diskuse možných vylepšení a zdokonalení předregulátoru bude rozebrána v závěru práce.

## 4.3 Návrh downstream flyback měniče

### 4.3.1 Výběr řídicího obvodu pro downstream DC/DC měnič

Výběr řídicího obvodu pro navazující snižující měnič byl ovlivněn výběrem čipu pro předregulaci 4.2.1, jelikož vybraný obvod NCP1607 pro předregulaci doporučuje několik řídicích obvodů pro downstream měnič od téže firmy, které jsou navrženy pro součinnost s tímto předregulátorem. Rozhodujícím faktorem v tomto případě byla volba topologie, kdy se uvažovalo o použití řídicího obvodu pro izolovaný měnič typu flyback, nebo forward. V tabulce 4.5 jsou srovnané obvody, které přicházely v úvahu.

Bylo rozhodováno mezi dvěma řídicími obvody pro topologii flyback a řídicím obvodem pro forward měnič s dvěma spínači. Obvod pro forward byl vyloučen, jelikož se jedná o zapojení využívané pro vyšší navržené výkony a dále je zde problematický návrh transformátoru. Z tohoto důvodu bylo rozhodnuto pro topologii flyback a byl vybrán obvod NCP1230 pro návrh v DCM režimu a spínací frekvenci 65kHz.

**Tab. 4.5:** Parametry vybraných řídicích obvodů pro downstream měnič

Vlastnosti	ON Semiconductor		
Topologie	Flyback		Forward
Označení IO	<b>NCP1230</b>	<b>NCP1381</b>	<b>NCP1252</b>
Frekvence [kHz]	65/100/133	125	125
Soft Start	ANO	ANO	ANO
Vcc [V]	18	20	28
Počet fází	1	1	1
Počet pinů	8	14	8
Pouzdro	SOIC/PDIP	SOIC	SOIC

### 4.3.2 Popis obvodu NCP1230

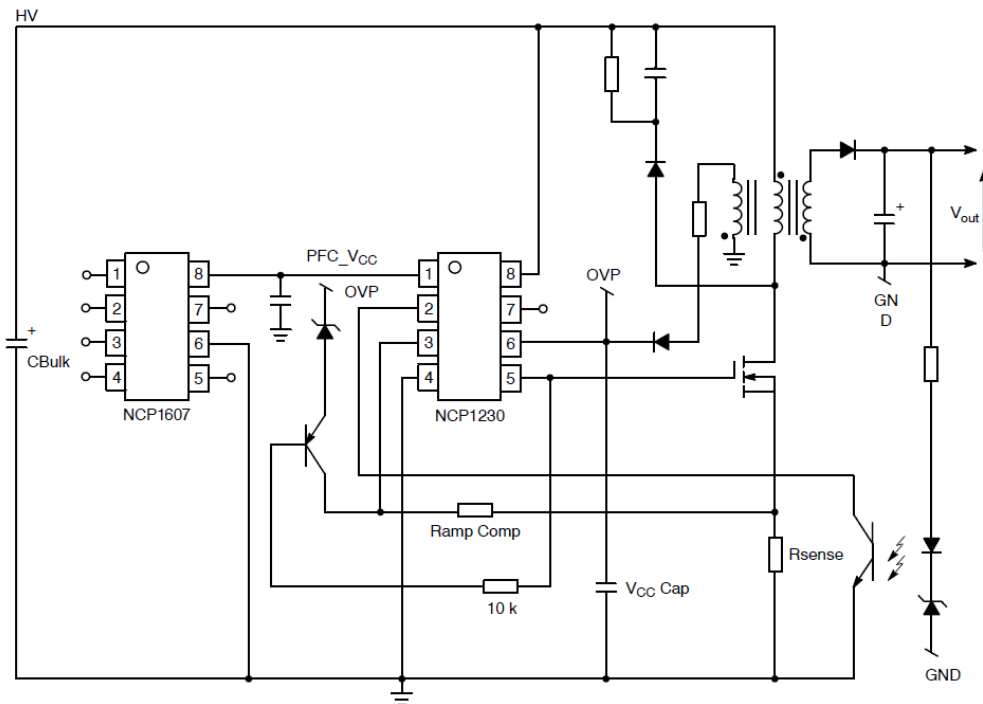
Řídicí obvod NCP1230 obsahuje všechny potřebné funkce pro konstrukci robustního a efektivního flyback napájecího zdroje. Obvod má tři možnosti nastavení spínací frekvence. Nachází se v pouzdře SOIC-8 a jeho základními vlastnostmi jsou:

- Přímé připojení k PFC předregulátoru.
- Nízké zatížení v pohotovostním režimu.
- Bezeztrátové spuštění, pomocí přivedení vysokého napětí z předregulátoru na pin 8 HV.
- Soft start.
- Ochrana proti přepětí a nadproudu.
- Optočlen ve zpětnovazební smyčce.

**Pin 1 - PFC VCC** Tento pin má přímé napojení na pin 6 VCC přes nízkou impedanci spínačem v pohotovostním režimu a během spínací sekvence je tento spínač otevřený, pokud je VCC z pomocného vinutí stabilizované. Tento pin poskytuje napájení předregulátoru.

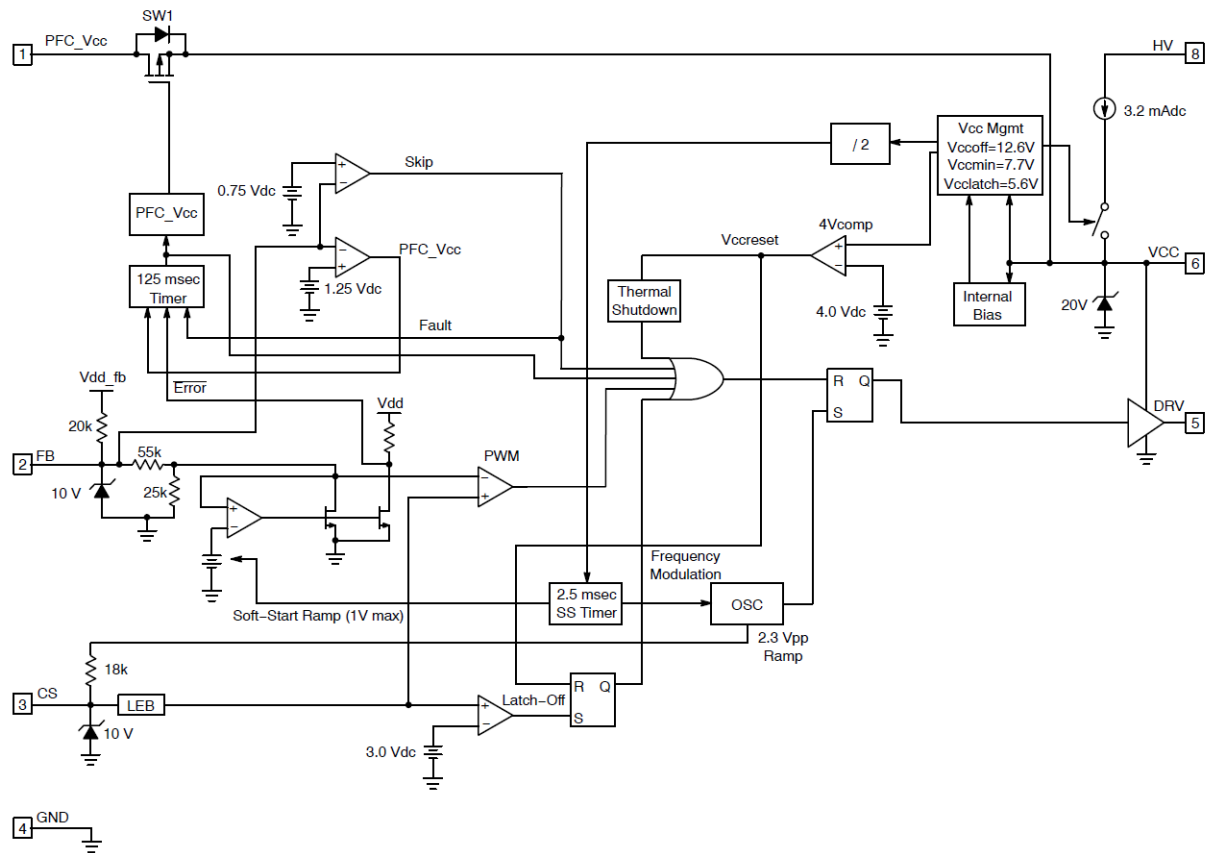
**Pin 2 - FB** Tento pin se připojuje na kolektor optočlenu ve zpětné vazbě, otevírání/zavírání fototranzistoru v optočlenu řídí PWM střídu pro řízení spínacího prvku.

**Pin 3 - CS** Tento pin obsahuje 3 funkce, proudová zpětná vazba nastavena pomocí  $R_S$  rezistoru mezi spínací tranzistor a zem obvodu, kompenzační signál pro oscilátor a 3V Latch-off komparátor pro odpojení spínacího tranzistoru, dokud se napájecí napětí VCC nestabilizuje.



**Obr. 4.27:** Typické zapojení NCP1230 s přímým napojením na NCP1607 předregulátoru  
[Převzato z [10]]

- Pin 4 - GND** uzemnění obvodu
- Pin 5 - DRV** Řídící výstup pro spínací MOSFET tranzistor.
- Pin 6 - VCC** Napájecí napětí pro obvod z pomocného vinutí flyback transformátoru.
- Pin 7 - NC** Nepřipojený pin
- Pin 8 - HV** Tento pin přivede vysoké napětí z výstupu předregulátoru pro bezztrátovou spouštěcí sekvenci.



Obr. 4.28: Blokové schéma vnitřního zapojení obvodu NCP1230 [Převzato z [10]]

**Tab. 4.6:** Požadované parametry flyback měniče

Maximální hodnota vstupního napětí	$U_{IN}[V]$	400
Minimální vstupní napětí	$U_{IN(min)}[V]$	250
Výstupní napětí	$U_0[V]$	32
Výstupní proud	$I_0[A]$	2
Pomocné vinutí napětí	$U_x[V]$	16,5
Pomocné vinutí proud	$I_x[mA]$	100
Spínací frekvence	$f_{SW}[kHz]$	65
Účinnost	$\eta[\%]$	80
Aktivní část duty cycle	$D_{max}[-]$	0,4
Min. doba prodlevy DCM	$D_W[-]$	0,1
Magnetická indukce v jádře flyback	$B_m[mT]$	200
Napětí na flyback diodě	$U_d[V]$	0,7

### 4.3.3 Aplikační postup návrhu downstream DC/DC měniče

V této podkapitole bude podrobně vysvětlen postup návrhu s potřebnými výpočty a konstrukčními požadavky. Nejprve začneme definováním požadovaných parametrů na vlastnosti downstream měniče, který bude pracovat v DCM režimu spínání. Definování požadovaných parametrů je v tabulce 4.6.

#### Návrh flyback transformátoru

Vlastnosti transformátoru jsou tou nejdůležitější a zároveň nejsložitější částí, co se týče návrhu měniče. Nyní bude uveden postup výpočtu pro správné navržení a konstrukci transformátoru, který je aplikován do měniče. Postup výpočtu byl převzat z literatury [13].

Krok.1. Hloubka skin efektu.

$$\varepsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f_{SW}}} = \frac{6,62}{\sqrt{65000}} = 0,026cm \quad (4.67)$$

Krok.2. Průměr vodiče k navíjení.

$$d = 2\varepsilon = 2 \cdot 0,026 = 0,052cm \quad (4.68)$$

Krok.3. Plocha holého vodiče.

$$A_W = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,052^2}{4} = 0,0021cm^2 \quad (4.69)$$

Kde v tabulkách literatury [13] na straně 164 vyhledáme nejbližší nižší hodnotu, kterou budeme používat v dalších vztazích, hodnotou je  $\#24 0,002047 cm^2$  s rezistivitou  $842,1 \frac{\mu\Omega}{cm}$ .

Krok.4. Dále vypočteme periodu.

$$T = \frac{1}{f_{SW}} = \frac{1}{65000} = 15,4\mu s \quad (4.70)$$

Krok.5. Maximální aktivní doba sepnutí tranzistoru.

$$t_{ON} = TD_{max} = 15,4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4 = 6,16\mu s \quad (4.71)$$

Krok.6. Výstupní zatěžovací výkon.

$$P_0 = I_0(U_0 + U_d) = 2 \cdot (32 + 0,7) = 65,4W \quad (4.72)$$

Krok.7. Výkon pomocného vnutí.

$$P_x = I_x(U_x + U_d) = 0,1 \cdot (16,5 + 0,7) = 1,72W \quad (4.73)$$

Krok.8. Celkový výkon.

$$P_{0(max)} = P_0 + P_x = 65,4 + 1,72 = 67,12W \quad (4.74)$$

Krok.9. Maximální vstupní proud.

$$I_{IN(max)} = \frac{P_{0(max)}}{U_{IN(min)}\eta} = \frac{67,12}{250 \cdot 0,8} = 0,336A \quad (4.75)$$

Krok.10. Proudová špička na primárním vnutí.

$$i_{p(pk)} = \frac{2P_{0(max)}T}{\eta U_{IN(min)}t_{ON}} = \frac{2 \cdot 67,12 \cdot 15,4 \cdot 10^{-6}}{0,8 \cdot 250 \cdot 6,16 \cdot 10^{-6}} = 1,68A \quad (4.76)$$

Krok.11. Efektivní hodnota proudu primárním vnutím.

$$I_{p(rms)} = i_{p(pk)} \sqrt{\frac{t_{ON}}{3T}} = 1,68 \sqrt{\frac{6,16 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 15,4 \cdot 10^{-6}}} = 0,61A \quad (4.77)$$

Krok.12. Maximální vstupní výkon.

$$P_{IN(max)} = \frac{P_{0(max)}}{\eta} = \frac{67,12}{0,8} = 84W \quad (4.78)$$

Krok.13. Ekvivalentní vstupní odpor.

$$R_{IN(eq)} = \frac{U_{IN(min)}^2}{P_{IN(max)}} = \frac{250^2}{84} = 744\Omega \quad (4.79)$$

Krok.14. Primární indukčnost.

$$L_p = \frac{R_{IN(eq)}TD_{max}^2}{2} = \frac{744 \cdot 15,4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4^2}{2} = 900\mu H \quad (4.80)$$

**Tab. 4.7:** Parametry feritového jádra ETD34

Materiál	CF139	
Veličina	Hodnota	Jednotka
$MPL$	7,87	$cm$
$W_{tfe}$	40	$g$
$W_{tcu}$	43,4	$g$
$MLT$	7,1	$cm$
$A_c$	0,974	$cm^2$
$W_a$	1,711	$cm^2$
$A_p$	1,667	$cm^4$
$A_t$	53,4	$cm^2$
$\mu_r$	2500	–
$G$	2,36	$cm^2$
$K_g$	0,0911	$cm^5$

Krok.15. Energie na indukčnosti  $L_p$ .

$$W = \frac{L_p i_{p(pk)}^2}{2} = \frac{900 \cdot 10^{-6} \cdot 1,68^2}{2} = 1,3mJ \quad (4.81)$$

Krok.16. Výpočet činitele  $K_e[-]$ .

$$K_e = 0,145 P_0 B_m^2 10^{-4} = 0,145 \cdot 67,12 \cdot 0,2^2 \cdot 10^{-4} = 0,000039 \quad (4.82)$$

Krok.17. Výpočet pro výběr optimálních rozměrů feritového jádra pomocí veličiny  $K_g[cm^5]$ , kde  $K_g[cm^5]$  je fiktivně vytvořená veličina pro jednoduchý výběr feritového jádra pomocí jednoho geometrického parametru.

$$K_g = \frac{W^2}{K_e \alpha} 1,35 = \frac{1,3 \cdot 10^{-3}}{39 \cdot 10^{-6} \cdot 1} 1,35 = 0,0583cm^5 \quad (4.83)$$

Kde,  $\alpha$  je regulační odchylka v [%].

Krok.18. Z literatury [13] na straně 127 bylo vybráno jádro ETD34, které bylo svou hodnotou vhodné k parametru  $K_g$ .

Krok.19. Proudová hustota  $J$ .

$$J = \frac{2W10^4}{B_m A_p K_u} = \frac{2 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{0,2 \cdot 1,667 \cdot 0,29} = 270 \frac{A}{cm^2} \quad (4.84)$$

Kde,  $K_u$  je použitý okenní faktor feritu, standardně  $K_u = 0,29[-]$

Krok.20. Potřebná plocha měděného vodiče pro primární vinutí se započtením tloušťky izolačního laku.

$$A_{pw(B)} = \frac{I_{p(rms)}}{J} = \frac{0,61}{270} = 0,0022cm^2 \quad (4.85)$$



Krok.21. Vhodný počet vláken (žil) v jednom vodiči v důsledku potlačení skin efektu.

$$S_{np} = \frac{A_{pw(B)}}{A_W} = \frac{0,0022}{0,002047} = 1,1 \rightarrow 1 \quad (4.86)$$

Krok.22. Počet primárních závitů.

$$N_p = \frac{K_u \frac{W_a}{2}}{3A_W} = \frac{0,29 \frac{1,711}{2}}{3 \cdot 0,002047} = 40,4 \rightarrow 40z \quad (4.87)$$

Krok.23. Požadovaná vzduchová mezera.

$$l_g = \frac{0,4\pi N_p^2 A_c 10^{-8}}{L_p} - \frac{MPL}{\mu_m} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 40^2 \cdot 0,974 \cdot 10^{-8}}{900 \cdot 10^{-6}} - \frac{7,87}{2500} = 0,018 \rightarrow 0,02cm \quad (4.88)$$

vzduchová mezera je zaokrouhlena na 0,2mm.

Krok.24. Faktor rozptylového magnetického toku  $\phi$  na vzduchové mezeře  $l_g$ .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0,02}{\sqrt{0,974}} \ln \frac{2 \cdot 2,36}{0,02} = 1,1 \quad (4.89)$$

Krok.25. Přepočtení primárních závitů se započtením rozptylového faktoru  $F$ .

$$N_{np} = \sqrt{\frac{l_g L_p}{0,4\pi A_c F 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0,02 \cdot 900 \cdot 10^{-6}}{0,4 \cdot \pi \cdot 0,974 \cdot 1,1 \cdot 10^{-8}}} = 37z \quad (4.90)$$

Krok.26. Špička magnetické indukce  $B_{pk}$ .

$$B_{pk} = \frac{0,4\pi N_{np} F i_{p(pk)} 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 37 \cdot 1,1 \cdot 1,68 \cdot 10^{-4}}{0,02 + \frac{7,87}{2500}} = 0,371T \quad (4.91)$$

Krok.27. Rezistivita primárního vinutí.

$$n_{ew} \frac{\mu\Omega}{cm} = \frac{\frac{\mu\Omega}{cm}}{S_{np}} = \frac{842}{1} = 842 \quad (4.92)$$

Krok.28. Odpor primárního vinutí.

$$R_p = MLT \cdot N_{np} \cdot n_{ew} \frac{\mu\Omega}{cm} 10^{-6} = 7,1 \cdot 37 \cdot 842 \cdot 10^{-6} = 0,22\Omega \quad (4.93)$$

Krok.29. Výkonové ztráty v mědi na primárním vinutí.

$$P_p = I_{p(rms)}^2 R_p = 0,61^2 \cdot 0,22 = 0,08W \quad (4.94)$$

Krok.30. Závity na sekundárním vinutí.

$$N_s = \frac{N_{np}(U_0 + U_d)(1 - D_{max} - D_W)}{U_{IN(min)} D_{max}} = \frac{37(32 + 0,7)(1 - 0,4 - 0,1)}{250 \cdot 0,4} = 6z \quad (4.95)$$

Krok.31. Proudová špička na sekundárním vnutí.

$$i_{s(pk)} = \frac{2I_0}{1 - D_{max} - D_W} = \frac{2 \cdot 2}{1 - 0,4 - 0,1} = 8A \quad (4.96)$$

Krok.32. Efektivní hodnota proudu sekundárním vnutím.

$$I_{s(rms)} = i_{s(pk)} \sqrt{\frac{1 - D_{max} - D_W}{3}} = 8 \sqrt{\frac{1 - 0,4 - 0,1}{3}} = 3,26A \quad (4.97)$$

Krok.33. Plocha měděného vodiče pro sekundární vnutí se započtením tloušťky izolačního laku.

$$A_{sw(B)} = \frac{I_{s(rms)}}{J} = \frac{3,26}{270} = 0,0121cm^2 \quad (4.98)$$

Krok.34. Vhodný počet vláken (žil) v jednom vodiči v důsledku potlačení skin efektu.

$$S_{ns} = \frac{A_{sw(B)}}{A_W} = \frac{0,0121}{0,002047} = 6 \quad (4.99)$$

Krok.35. Rezistivita sekundárního vnutí.

$$\frac{\mu\Omega}{cm}(s) = \frac{\mu\Omega}{cm} \cdot S_{ns} = \frac{842}{6} = 140 \quad (4.100)$$

Krok.36. Odpor sekundárního vnutí.

$$R_s = MLT \cdot N_s \cdot \frac{\mu\Omega}{cm}(s) \cdot 10^{-6} = 7,1 \cdot 6 \cdot 140 \cdot 10^{-6} = 0,006\Omega \quad (4.101)$$

Krok.37. Výkonové ztráty na sekundárním vnutí.

$$P_s = I_{s(rms)}^2 R_s = 3,26^2 \cdot 0,006 = 0,064W \quad (4.102)$$

Krok.38. Převod mezi primárním a sekundárním vnutím.

$$n_s = \frac{N_{np}}{N_s} = \frac{37}{6} = 6,2 \quad (4.103)$$

Krok.39. Závity na pomocném vnutí.

$$N_x = \frac{N_{np}(U_0 + U_d)(1 - D_{max} - D_W)}{U_{IN(min)}D_{max}} = \frac{37(16,5 + 0,7)(1 - 0,4 - 0,1)}{250 \cdot 0,4} = 3,2 \rightarrow 3z \quad (4.104)$$

Krok.40. Proudová špička na pomocném vnutí.

$$i_{x(pk)} = \frac{2I_x}{1 - D_{max} - D_W} = \frac{0,1 \cdot 2}{1 - 0,4 - 0,1} = 0,4A \quad (4.105)$$

Krok.41. Efektivní hodnota proudu pomocným vnutím.

$$I_{x(rms)} = i_{x(pk)} \sqrt{\frac{1 - D_{max} - D_W}{3}} = 0,4 \sqrt{\frac{1 - 0,4 - 0,1}{3}} = 0,163A \quad (4.106)$$

Krok.42. Plocha měděného vodiče pro pomocné vinutí se započtením tloušťky laku.

$$A_{xw(B)} = \frac{I_{x(rms)}}{J} = \frac{0,163}{270} = 0,0006cm^2 \quad (4.107)$$

Krok.43. Vhodný počet vláken (žil) v jednom vodiči v důsledku potlačení skin efektu.

$$S_{nx} = \frac{A_{xw(B)}}{A_W} = \frac{0,0006}{0,002047} = 0,3 \rightarrow 1 \quad (4.108)$$

Krok.44. Rezistivita pomocného vinutí.

$$\frac{\mu\Omega}{cm}(x) = \frac{\mu\Omega}{cm}}{S_{nx}} = \frac{842}{1} = 842 \quad (4.109)$$

Krok.45. Odpor pomocného vinutí.

$$R_x = MLT \cdot N_x \cdot \frac{\mu\Omega}{cm}(x) \cdot 10^{-6} = 7,1 \cdot 3 \cdot 842 \cdot 10^{-6} = 0,02\Omega \quad (4.110)$$

Krok.46. Výkonové ztráty na pomocném vinutí.

$$P_x = I_{x(rms)}^2 R_x = 0,163^2 \cdot 0,06 = 0,00163mW \quad (4.111)$$

Krok.47. Převod mezi primárním a pomocným vinutím.

$$n_x = \frac{N_{np}}{N_x} = \frac{37}{3} = 12 \quad (4.112)$$

Krok.48. Využití feritového okna, vyjádřeno parametrem  $K_u$ .

$$N_t = N_p S_{np} + N_s S_{ns} + N_x S_{nx} = 40 \cdot 1 + 6 \cdot 6 + 3 \cdot 1 = 79z \quad (4.113)$$

$$K_u = \frac{N_t A_W}{W_a} = \frac{79 \cdot 0,002047}{1,711} = 0,1 \quad (4.114)$$

Krok.49. Celkové ztráty v mědi.

$$P_{cu} = P_p + P_s + P_x = 0,08 + 0,064 + 0,00053 = 0,1445W \quad (4.115)$$

Krok.50. Regulační odchylka  $\alpha$ , pro tento návrh.

$$\alpha = \frac{P_{CU}}{P_0} 100 = \frac{0,1445}{67,12} \cdot 100 = 0,21\% \quad (4.116)$$

Krok.51. Provozní indukce  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{0,4\pi N_{np} F^{\frac{i(pk)}{2}} 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 37 \cdot 1,1 \cdot \frac{1,68}{2} 10^{-4}}{0,02 + \frac{7,87}{2500}} = 0,186T \quad (4.117)$$

Krok.52. Výpočet  $WK$  (watts/kilogram).

$$WK = 4,316 \cdot 10^{-5} f^{1,64} B_{ac}^{2,62} = 4,855 \cdot 10^{-5} \cdot 65000^{1,64} \cdot 0,186^{2,63} = 40,5 \frac{W}{Kg} \quad (4.118)$$

Krok.53. Ztráty v železe  $P_{fe}$ .

$$P_{fe} = WKW_{tfe}10^{-3} = 40,5 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 1,62W \quad (4.119)$$

Krok.54. Celkové ztráty  $P_c$ .

$$P_c = P_{fe} + P_{cu} = 1,66 + 0,1445 = 1,76W \quad (4.120)$$

Krok.55. Ztrátový koeficient  $\psi$ .

$$\psi = \frac{P_c}{A_t} = \frac{1,76}{53,4} = 0,033 \frac{W}{cm^2} \quad (4.121)$$

Krok.56. Oteplení navrženého ETD jádra.

$$T_r = 450\psi^{0,826} = 450 \cdot 0,031^{0,826} = 26,88^\circ C \quad (4.122)$$

## Výstupní filtr

Nevýhodou topologie flyback je velké zvlnění na výstupu. Tento problém vyžaduje použitý několika velkých kondenzátorů pro jejich pokrytí,  $4 \times 2200\mu F$ . Zvlnění proud.

$$I_{cap(ripple)} = \sqrt{I_{s(rms)}^2 - I_0^2} = \sqrt{3,26^2 - 2^2} = 2,6A \quad (4.123)$$

Pro zvlnění na výstupu je navrhnout LC filtr.

$$C_8 = \frac{I_{s(rms)}(T - t_{ON})}{V_{ripple}} = \frac{3,26(15,4 - 6,16)10^{-6}}{0,050} = 603\mu F \quad (4.124)$$

$V_{ripple}$ , připouštíme  $50mV$ .

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_8}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{3 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^{-6}}} = 4KHz \quad (4.125)$$

$L_1 = 3 \mu H$  a  $C_8 = 500 \mu F$ .

## Flyback dioda

Usměrňovací dioda na sekundárním vinutí  $D3$ , musí být dimenzována na napětí transformátoru.

$$P_{IV} = \frac{U_{IN(max)}}{n_s} = \frac{440}{6,2} = 71V \quad (4.126)$$

Pro tento parametr bude vhodná dioda MBR20100CT s  $V_{RRM}$   $100V$  se střední hodnotou proudu na  $10A$ . vzhledem k proudovým nárokům.

## Výkonový spínač $Q_1$

Pro spínací prvek obvodu, byl vybrán výkonový MOSFET tranzistor SPP11N80C3 s parametry  $V_{DS}$   $800V$ ,  $11A$  a  $R_{DS}$   $0,45\Omega$ .

## Tlumicí obvod pro primární indukčnost

Při rozpojení výkonového spínače nemůže energie v indukčnosti zaniknout okamžitě. Měníč také přejde do druhé fáze, kdy se začne vybíjet indukčnost na sekundárním vynutí přes flyback diodu do výstupních kondenzátorů, ale také se bude indukovat napětí zpět na primární vinutí, a pro tyto případy je připraven vybíjecí obvod, podle [12]. Abychom zabránili vzniku velkých záporných napěťových špiček, navrhne tlumicí obvod sestávající z diody, kondenzátoru a rezistoru. Příslušný rezistor se vypočte podle následující rovnice.

$$R_{clamp} = \frac{2U_{clamp}(U_{clamp} - U_0n_s)}{L_\varsigma I_{p(pk)}^2 f_{SW}} = \frac{2 \cdot 700(700 - 32 \cdot 6,2)}{121,4 \cdot 10^{-6} \cdot 1,68^2 \cdot 65000} = 31,5K\Omega \quad (4.127)$$

Kde,  $U_{clamp}$  odpovídá  $V_{DS}$  tranzistoru s bezpečnostní rezervou 100V.  $L_\varsigma$  je rozptylová indukčnost transformátoru, která po jeho zkonstruování byla změřena.

Ztrátový výkon na tlumícím rezistoru.

$$P_{R_{clamp}} = \frac{1}{2} I_{p(pk)}^2 L_\varsigma f_{SW} \frac{U_{clamp}}{U_{clamp} - U_0n_s} = 0,5 \cdot 1,68^2 \cdot 121,4 \cdot 10^{-6} \cdot 65000 \frac{700}{700 - 32 \cdot 6,2} = 15,5W \quad (4.128)$$

Do tlumicího obvodu byly umístěny paralelně tři  $100K\Omega$  odpory na 5W. Tlumicí Kondenzátor, byl zvolen  $0,01\mu F/1000V$ , podle vztahu 4.129.

$$C_6 = \frac{U_{clamp}}{20R_{clamp}f_{SW}} = \frac{700}{20 \cdot 31500 \cdot 65000} = 0,017\mu F \quad (4.129)$$

## Proudová zpětná vazba

Proudová zpětná vazba se nastavuje rezistorem  $R_S$ . Tento rezistor by měl být nastaven na 125% zátěže, aby byly zajištěny všechny provozní podmínky.

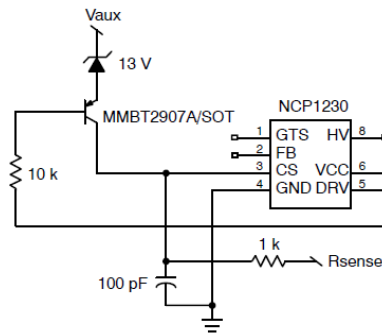
$$R_S = \frac{1}{1,25i_{p(pk)}} = \frac{1}{1,25 \cdot 1,68} = 0,48\Omega \quad (4.130)$$

## Přepěťová ochrana

Přivedením napětí na pin 3 CS do latchoff komparátoru 4.28 dojde k zastavení řídicích impulsů pro spínací tranzistor. Tato vlastnost dovoluje zavedení několika ochranných funkcí.

Vytvoření přepěťové ochrany může být realizováno 4.29 pomocí 13V zenerovy diody  $D_1$  a PNP tranzistoru  $Q_2$  mezi pin 3 CS a pomocné vinutí, pokud na pomocném vinutí začne stoupat napětí, bude zastaveno na hodnotě.

$$OVP = U_{D1} + U_{CEQ3} + CS_{latchoff} = 13 + 0,5 + 3 = 16,5V \quad (4.131)$$



Obr. 4.29: Přepěťová ochrana [Převzato z [12]]

### Nastavení výstupního napětí

Následující rovnice jsou pro režim DCM řízení, pro navržení zpětnovazební smyčky mezi výstupem měniče a pinem 2 FB řídicího obvodu.

Jak bylo vypočteno v rovnici 4.72 výstupní výkon  $P_0$  je  $65,4W$ , následující rovnicí zjistíme výstupní odpor  $R_0$ .

$$R_0 = \frac{(U_0 + U_d)^2}{P_0} = \frac{(32 + 0,7)^2}{65,4} = 16,35\Omega \quad (4.132)$$

Požadovaná velikost na výstupním děliči napětí, na odporu  $R_{D2}$ .

$$U_c = 3R_S I_{p(pk)} = 3 \cdot 0,48 \cdot 1,68 = 2,42V \quad (4.133)$$

Pól přenosové funkce.

$$f_p = \frac{1}{\pi R_0 C_0} = \frac{1}{\pi \cdot 8800 \cdot 10^{-6} \cdot 16,35} = 2,2Hz \quad (4.134)$$

Kde,  $C_0$  je  $8800\mu F$ . Na desce jako  $C_2$  až  $C_5$ .

Výstupní filtr s  $C_8$  a  $L1$  do výpočtu nezahrnujeme, jelikož je až za děličem napětí do zpětné vazby, a tudíž nemá na smyčku žádný vliv.

Abychom zjistily nulu přenosové funkce, musíme znát parametr ESR kondenzátorů. Použité kondenzátory mají  $0,022\Omega$  podle podložené dokumentace.

$$f_n = \frac{1}{2\pi C_0 \frac{ESR}{k}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8800 \cdot 10^{-6} \frac{0,022}{4}} = 3,29KHz \quad (4.135)$$

Kde,  $k$  počet kondenzátorů v paralelní kombinaci.

Dále je do obvodu umístěn malý kondenzátor  $C_{13}$  mezi pin 2 zpětné vazby řídicího obvodu a zem pro snížení spínacího šumu měniče. Do zpětnovazební smyčky je také umístěn optočlen SFH615, který je spouští stabilizačním obvodem TL431.

## Výstupní napěťová regulace

Napětí na výstupu je regulováno pomocí stabilizačního obvodu TL431 s referenčním napětím  $2,5V$  z děliče napětí  $R_{D1}$  a  $R_{D2}$  na výstupu. TL431 vyžaduje minimálně  $1mA$  pro regulaci proudu luminiscenční diodou v optočlenu.

$$R_5 = \frac{U_0 - U_{f_{opto}}}{1mA} = \frac{32 - 1}{1 \cdot 10^{-3}} = 31K\Omega \quad (4.136)$$

Nejvyšší odpor pro funkci stabilizačního obvodu je  $31K\Omega$ , ale aplikační poznámka [12] doporučuje odpor nižší  $1K\Omega$  z důvodu snížení spotřeby v pohotovostním režimu. Dále doporučuje umístit odpor  $R_7$  paralelně k optočlenu  $U_3$ .

Zisk optočlenu.

$$\frac{\Delta U_{fb}}{\Delta U_c} = \frac{R_{fb} CTR}{R_5} = \frac{20000 \cdot 1}{1000} = 20 \quad (4.137)$$

$$A = 20 \log \frac{\Delta U_{fb}}{\Delta U_c} = 20 \log 20 = 26dB \quad (4.138)$$

Kde,  $R_{fb}$  je vnitřní odpor řídicího obvodu na pinu 2 FB, uvedeno v katalogovém listu [10],  $CTR$  je poměr přenosu optočlenu a je roven jedné.

## Pohotovostní režim

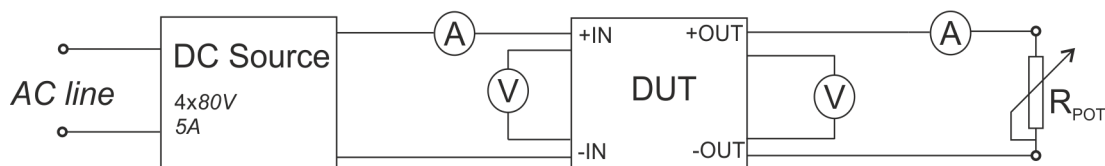
Pro minimalizování spotřeby v pohotovostním režimu byl vybrán dělič napětí  $R_{D1}$  a  $R_{D2}$  z vysokých odporů pro spotřebu pod  $10mW$ .

$$U_{ref} = U_0 \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_{D1}} = \frac{10000}{10000 + 120000} = 2,46V \quad (4.139)$$

$$P_{dli} = \frac{U_0^2}{R_{D1} + R_{D2}} = \frac{32^2}{10000 + 120000} = 7,88mW \quad (4.140)$$

### 4.3.4 Měření parametrů downstream DC/DC měniče

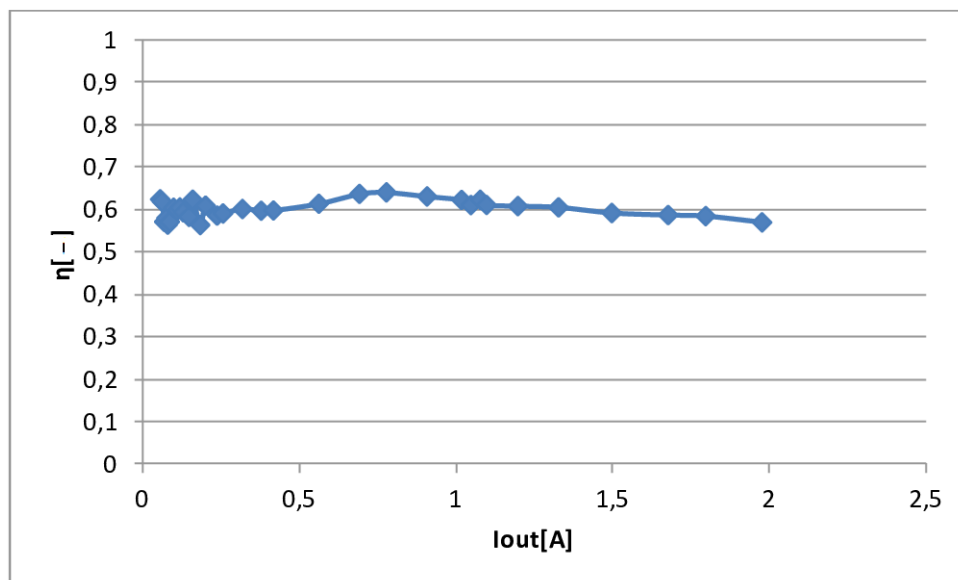
K měření parametrů downstream DC/DC měniče byl na jeho vstupních svorkách použit DC zdroj STATRON type 3262 s napětím do  $320V$  s proudovým omezením do  $5A$ . Na vstupu i výstupu testovací jednotky byl připojen A-metr a V-metr, který byl připojen na vedlejší výstupní svorky, které nebyly zatíženy ztrátami propojovacích vodičů. Výstup byl zatížen výkonovým potenciometrem, vše podle schématu zapojení na obrázku 4.30 .



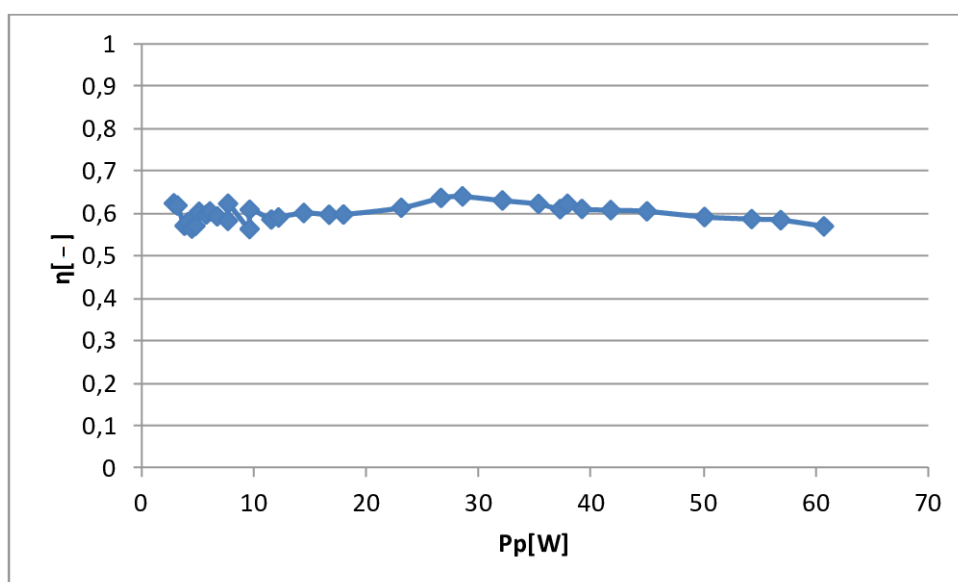
Obr. 4.30: Uspořádání přístrojů při měření parametrů downstream DC/DC měniče

Měření parametrů bylo provedeno pro jednu velikost vstupního napětí a to 320V z důvodu, že zdroj se při nižším napětí nerozběhne. Při této velikosti vstupního napětí byly zaznamenány vstupní a výstupní proudy s napětím, pomocí multimetrů TRUE-RMS.

Výsledky měření zařízení jsou vidět na obrázku 4.31 a 4.32 je znázorněna změřená účinnost  $\eta$  měniče v závislosti na výstupním proudu a výkonu.



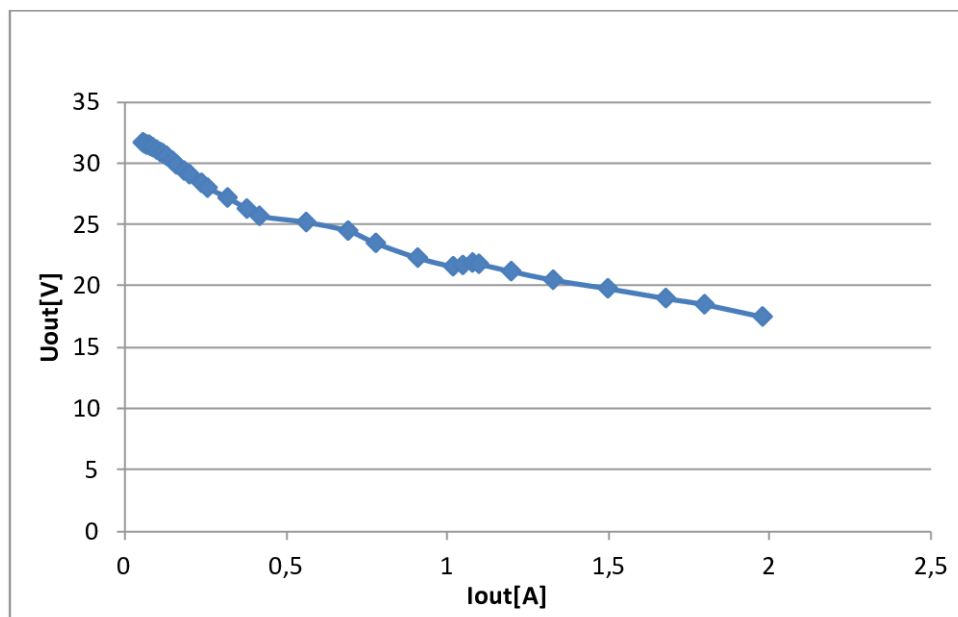
Obr. 4.31: Účinnost v závislosti na výstupním proudu



Obr. 4.32: Účinnost v závislosti na příkonu

Na dalším obrázku 4.33 je vidět zatěžovací charakteristika flyback měniče.





Obr. 4.33: Zatěžovací charakteristika flyback měniče

#### 4.3.5 Shrnutí návrhu downstream DC/DC měniče

Ze změřených dat je zřejmé, že downstream DC/DC měnič nepracuje na optimálních parametrech, které by odpovídaly výkonu okolo  $70W$ , účinnosti  $\eta$  okolo 80% a tvrdému zdroji s konstantním výstupním napětím.

Ze změřených hodnot je vidět, že měnič dosáhl na výstupu velice nízkého výkonu okolo  $30W$  při plném zatížení s účinností okolo 60%. Dále na obrázku 4.33 je vidět, že měnič se při hodnotě  $200mA$  začne propadat výstupní napětí, které při plném zatížení  $2A$  se propadne o víc jak  $10V$ .

Příčina tohoto problému, který způsobil propad výstupního napětí vzhledem k zatížení a nízkou účinností, bude vysvětlen v závěru práce.

# 5

## Závěr

V diplomové práci byly demonstrovány postupy návrhu dvou spínaných měničů. Jednoho v roli PFC filtru pro kompenzaci účinníku a druhého navazujícího měniče pro snížení výstupního napětí na pracovní podmínky pro výstupní zátěž.

Z provedených měření vyplývá, že je nutné zlepšit parametry PFC filtru, aby se zabránilo propadu výstupního napětí předregulátoru, došlo ke zvýšení jeho účinnosti a lepší korekci PF faktoru. Na tyto parametry má vliv kompenzační obvod, který se připojuje mezi vstup a výstup chybového zesilovače a jeho drobnými změnami dochází k velkým změnám PF faktoru a celkového zkreslení THD. Tento obvod ovlivňuje celou zpětnovazební smyčku a správným nastavením tohoto obvodu se s největší pravděpodobností dosáhne zlepšení hlavních parametrů PFC filtru. Lepší výsledky by také s velkou pravděpodobností přinesl nový a sofistikovanější návrh desky plošných spojů, který bych raději nechal vyrobit fotocestou. Použitá deska byla vyrobena na frézovacím zařízení, kde při oživovacích a ladicích operacích postupně odpadávají propojovací cesty, které se poté musejí nahrazovat a při přeosazování součástek se musí značně improvizovat.

Měřením downstream DC/DC měniče byla zjištěna nižší účinnost zdroje, který se navíc chová jako měkký zdroj. Tento problém byl způsoben chybou ve výpočtu flyback transformátoru, kde použitý feritový materiál *CF139* je dimenzovaný na  $0,1T$  a ve výpočtech jsem dosazoval  $0,2T$  a magnetickou permeabilitu  $\mu$  2500 místo 1690, která je uvedena v dokumentaci použitého feritu. Po přepočítání se vysvětluje proč se materiál přehříval. Špatným návrhem transformátoru došlo k přesycení magnetického jádra obvodu, který poté nedokázal při zvýšení zátěže dodat potřebnou energii na stabilizaci výstupního napětí. Problém by se nejspíše dal odstranit nebo alespoň zlepšit dvěma způsoby: přidáním několika závitů (dvou až tří) na sekundární vinutí, aby se změnil poměr převodu transformátoru nebo odlehčením přesycenému jádru zvětšením vzduchové mezery. Jednu z těchto možností bych aplikoval, pokud by mi zbyl ještě nějaký čas pro zlepšení parametrů prototypu.

# Literatura

- [1] Svačina Jiří, *Elektromagnetická kompatibilita*, Brno 2002.
- [2] Hammerbauer Jiří, *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*, Plzeň 1996.
- [3] Hammerbauer Jiří, *Neharmonické proudy*, podklady k přednášce z KAE/ENZ.
- [4] Benešová Zdeňka, *Analýza obvodů s neharmonickými zdroji*, podklady k přednášce z KTE/YTE1.
- [5] Krejčířík Alexandr, *Spínané zdroje*, Konstruční elektronika A Radio 2001.
- [6] Faktor Zdeněk, *Transformátory a tlumičky pro spínané napájecí zdroje*, BEN 2002.
- [7] ON Semiconductor, *Power Factor Correction (PFC) Handbook*, Denver 2014. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/HBD853-D.PDF>.
- [8] ON Semiconductor, *Switch-Mode Power Supply*, Denver 2014. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/SMPSRM-D.PDF>
- [9] ON Semiconductor, *NCP1607*, datasheet 2009. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/NCP1607-D.PDF>.
- [10] ON Semiconductor, *NCP1230*, datasheet 2011. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/NCP1230-D.PDF>
- [11] ON Semiconductor, *AND8353/D*, application note 2008. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/AND8353-D.PDF>
- [12] ON Semiconductor, *AND8154/D*, application note 2004. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub`link/Collateral/AND8154.PDF>
- [13] McLyman Colonel, *Transformer and Inductor design Handbook* Idyllwild, 2004. [10.5.2015]. Dostupné z: <http://d1.amobbs.com/bbs`upload782111/files`53/ourdev`725050HHOGA4.pdf>
- [14] Příkryl Jan *Stabilita systémů* 2014, [10.5.2015] Dostupné, z: <http://euler.fd.cvut.cz/new/ctrl.php?act=show,file,407>

- [15] Keogh Bernard *Power Factor Correction Using the Buck Topology* Texas Instruments 2011. [10.5.2015]. Dostupné, z: <http://www.21dianyuan.com/home/download.php?action=download&id=86965>
- [16] Satraba Pavel, *LATEX pro pragmatiky*, Liberec 2011. [10.5.2015]. Dostupné, z: <ftp://ftp.tex.ac.uk/tex-archive/info/czech/latex-pro-pragmatiky/latex-pro-pragmatiky.pdf>
- [17] Skála Jiří, *EMK lectures scan 1*, podklady k přednášce KAE/EMK.
- [18] Gálus Matěj, *Preregulátory pro spínané zdroje*, Brno 2009, [10.5.2015] Dostupné, z: <https://dspace.vutbr.cz/handle/11012/8987?show=full>
- [19] Sýkora Ondřej, *Aktivní filtr PFC pro spínané zdroje do výkonu 2kW*, Plzeň 2013, [10.5.2015] Dostupné, z: <https://otik.uk.zcu.cz/handle/11025/9212>
- [20] Leisner Jan, *Aktivní PFC filtr pro spínané zdroje do výkonu 150W*, Plzeň 2014, [10.5.2015] Dostupné, z: <https://dspace.zcu.cz/handle/11025/13948>
- [21] Firstová, Zdeňka. *Pravidla pro bibliografické odkazy a citace informačních zdrojů*. Plzeň: Univerzitní knihovna ZČU v Plzni, 2011. [Cit. 2. 1. 2012]. Dostupné z: <http://www.iso690.zcu.cz>

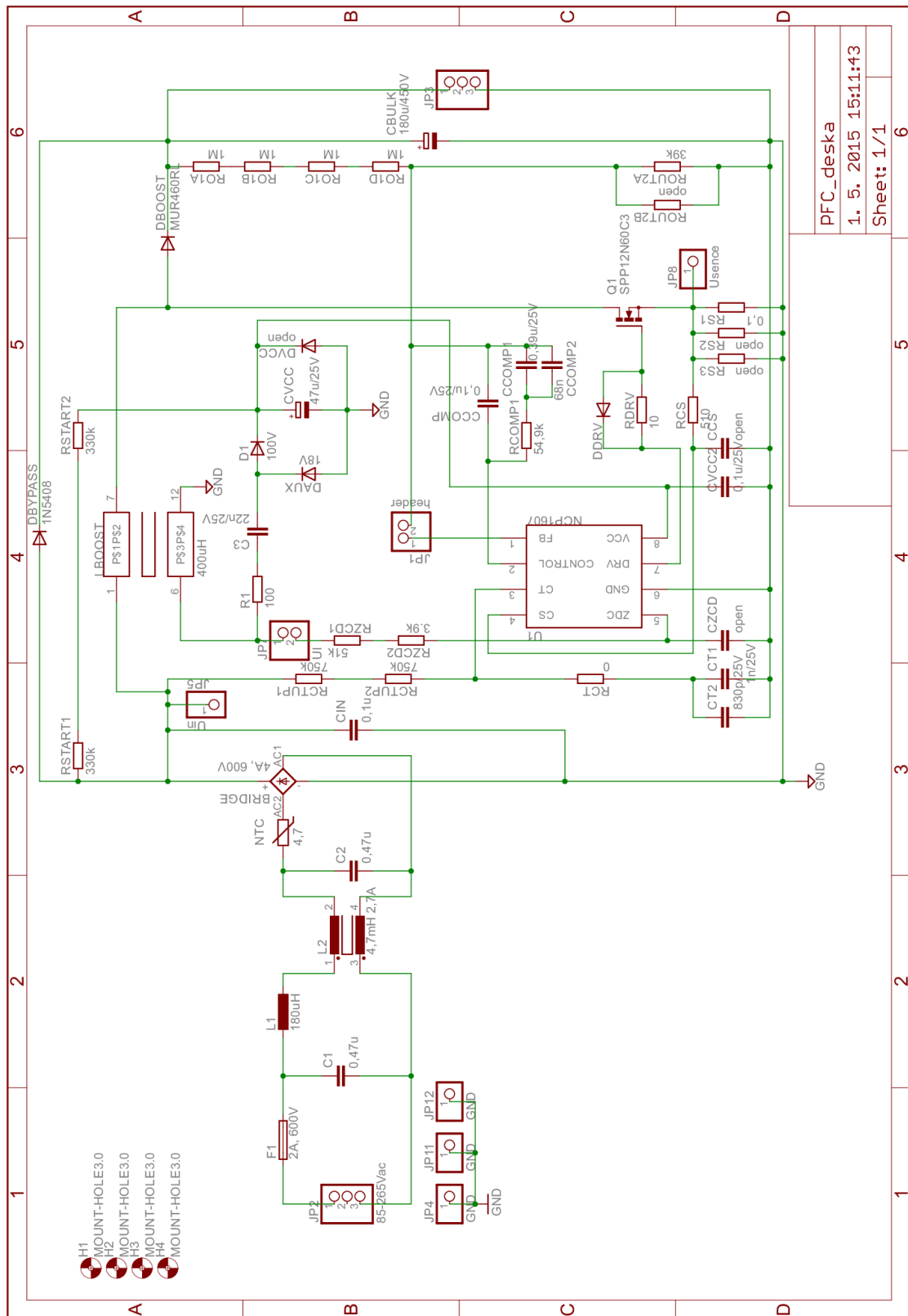
# Příloha A

## Schémata zapojení

V příloze na obrázku A.1 je detailní navržené schéma předregulátoru PFC, dále na obrázku A.2 je použitý motiv desky plošných spojů. Nasleduje obrázek A.3 detailní schéma downstream DC/DC měniče, poté A.4 je použitý motiv desky plošných spojů. Na obrázku A.5 je seznam použitých součástek pro konstrukci zařízení. V poslední části přílohy jsou naměřené hodnoty.

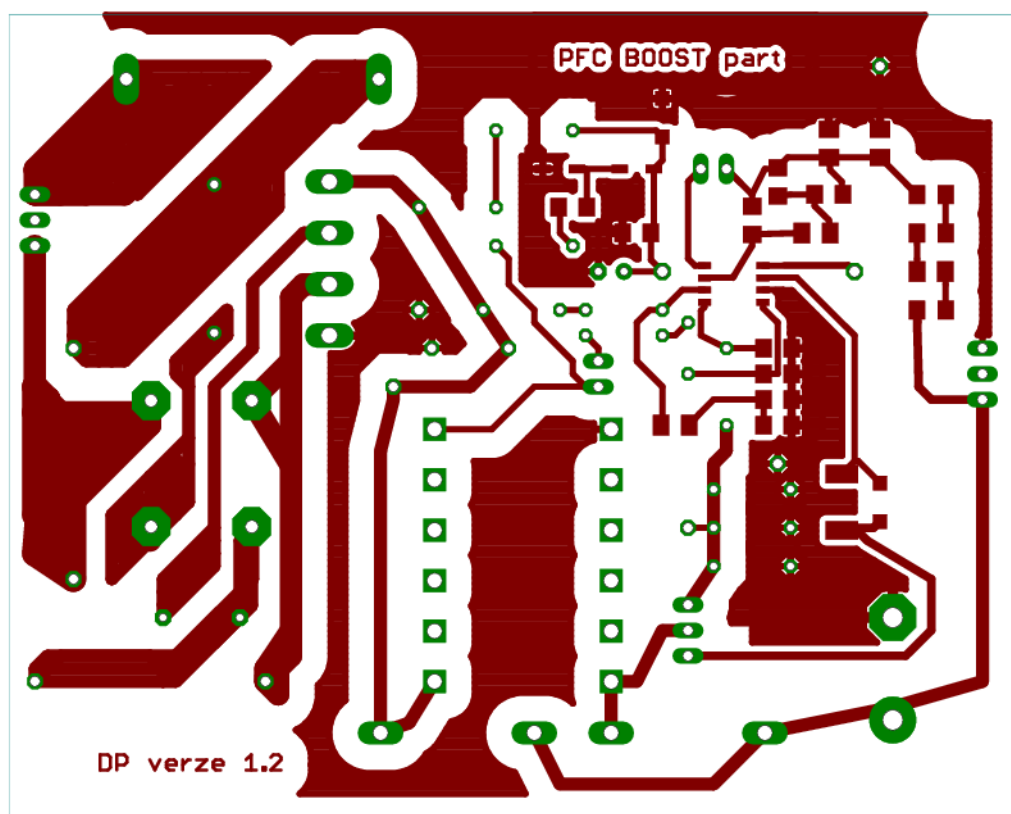
**Tab. A.1:** Použité měřicí přístroje

počet	Funkce	Přístroj	ID
1.	Analyzátor sítě	Hioky 3136	500627
1.	Zdroj AC	METREL MA4804	181108
2.	Zdroj DC	STATRON type 3262	169848
1.	Osciloskop	TDS3012	20691
1.	Spektrální analyzátor	PSA/ESA E4411B	—
4.	Multimetr	TRUE-RMS M3860D	105883

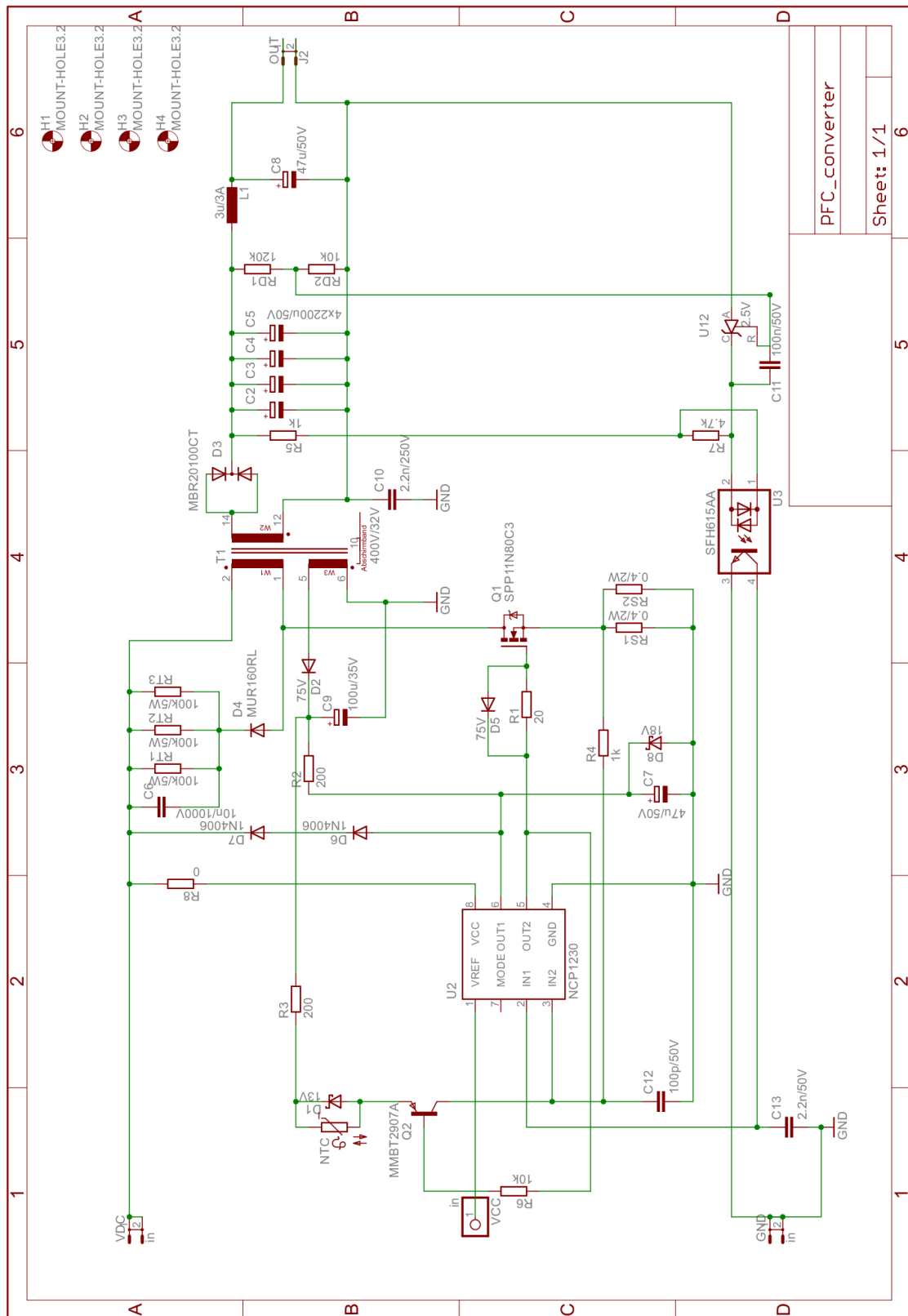


PFC_deska	6
1. 5. 2015 15:11:43	6
Sheet: 1/1	6

Obr. A.1: Zapojení PFC filtru

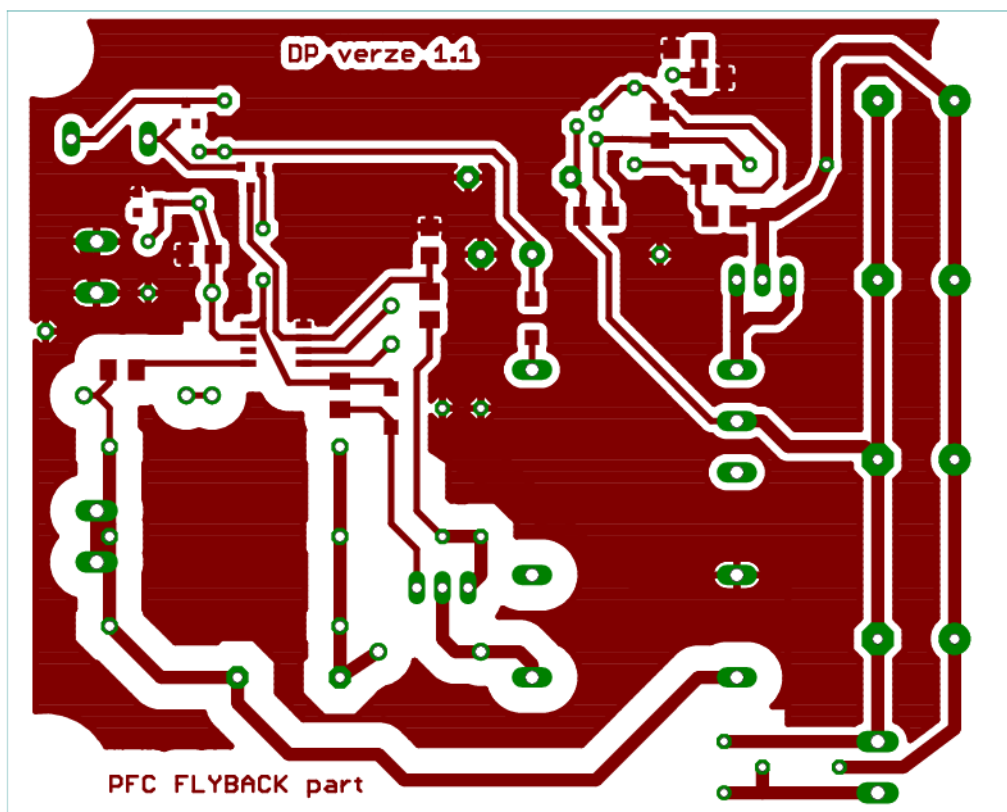


Obr. A.2: Motiv desky PFC filtru



Obr. A.3: Zapojení downstream DC/DC měniče

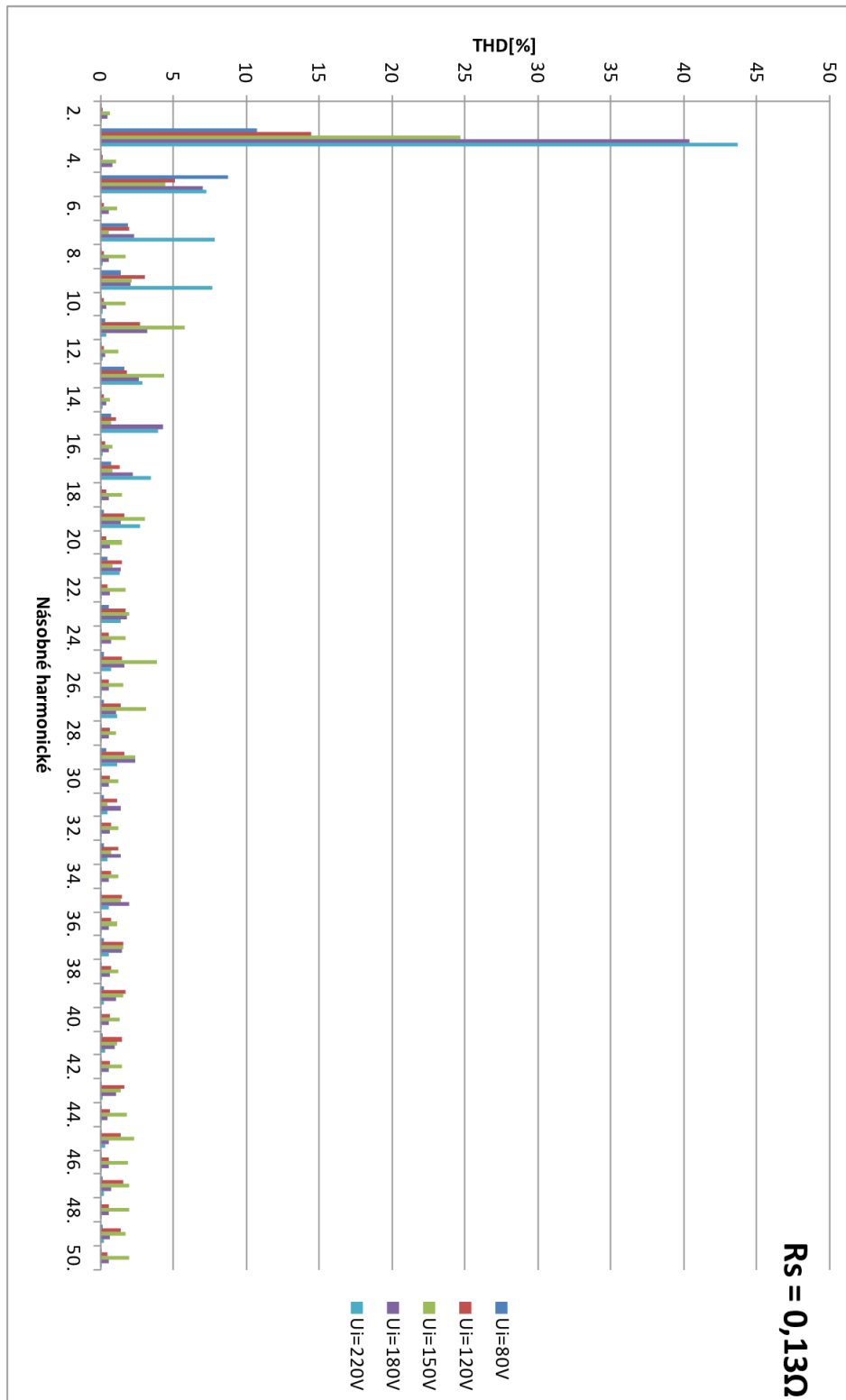




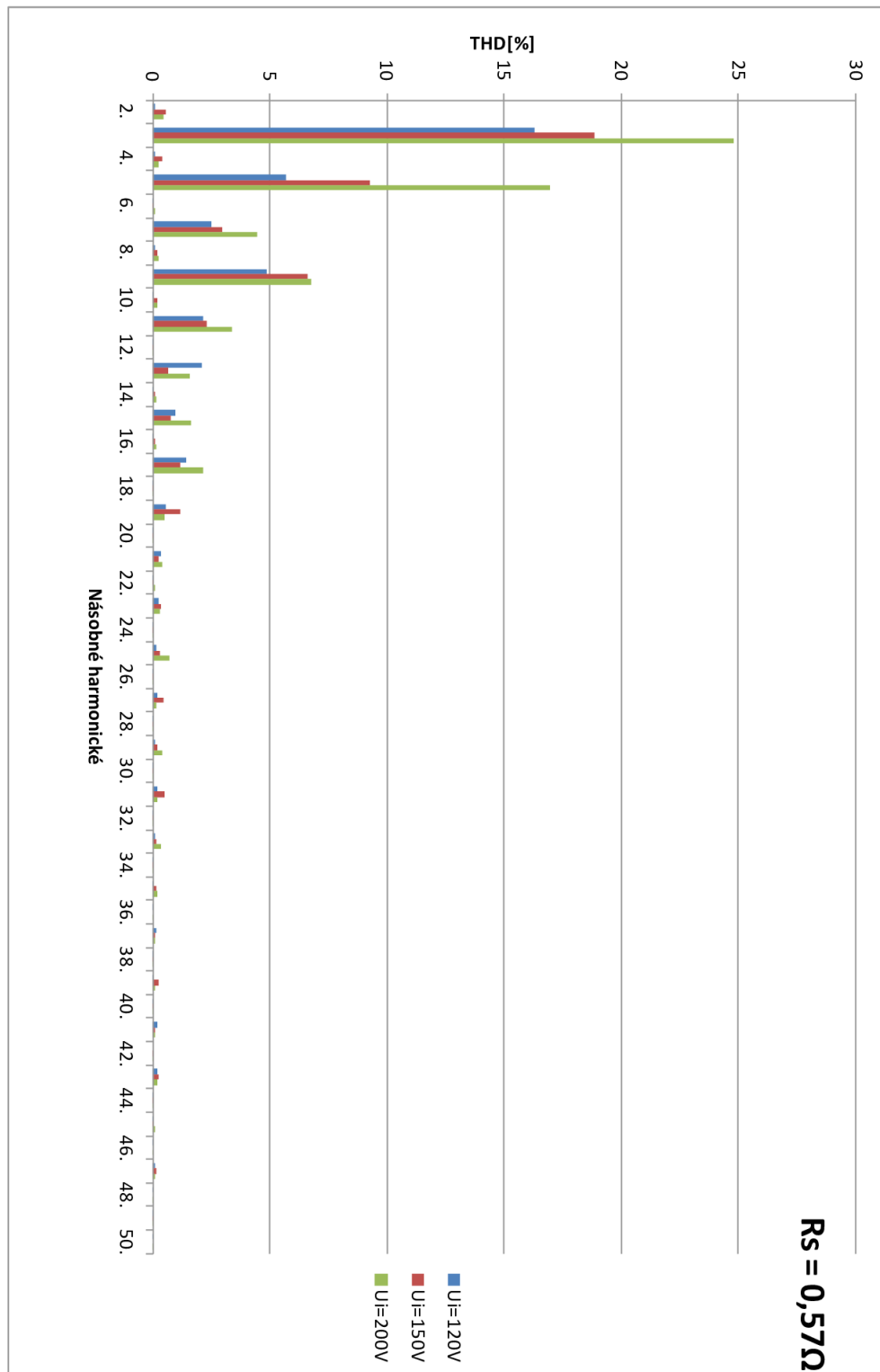
Obr. A.4: Motiv desky downstream DC/DC měniče

BOOST				FLYBACK			
součástka	Název	hodnota	pouzdro	Součástka	Název	hodnota	pouzdro
NCP1607	U1		SOIC-8	NCP1230	U2		SOIC-8
Dioda	D1	100 V	SOD123	Optočlen	U3		DIP-4
Zener dioda	DAUX	18 V	SOD123	MOSFET	Q1	11 A, 800 V	TO-220
Ultrafast dioda	DBOOST	4 A, 600 V	Axial	Bipolární tranzistor	Q2	50 V, SMD	SOT-23
MOSFET	Q1	11.6 A, 560 V	TO-220	Zenerova dioda	D8	18 V, SMD	SOT-23
Induktor	LBOOST	400 H, 10:1	ETD34	Zenerova dioda	D1	13 V, SMD	SOT-23
Usměřovač	Bridge	4A, 600 V	KBL	Ultrafast dioda	D4	800 V, 1.0 A	Axial
Tlumivka	L1	180 uH	PCV - 2	Shottkyho dioda	D3	100 V, 10 A	TO-220
Tlumivka	L2	4.7 mH, 2.7 A	SS30V	Referenční dioda	U12	2.5 V	TL431
Termistor	NTC	4.7Ω	Radial	Transformátor	T1	900uH	ETD34
Rezistor SMD	RCOMP1	54.9k	1206	El. Kap. low ESR	C2, C3, C4, C5	2200 uF, 50 V	Radial
Rezistor SMD	R1	100Ω	1206	Kapacitor	C9	100 uF, 35 V	Radial
Rezistor SMD	RCT	0Ω	1206	Kapacitor	C6, %C7	0.01 uF, 1000 V	Radial
Rezistor SMD	RDRV	10Ω	2512	Kapacitor	C8, C7	47 uF, 25 V	Radial
Rezistor SMD	Rout2A	25,5kΩ	1206	Kapacitor	C10	2.2 nF, 250 Vac	Radial
Rezistor	RS1	0.57Ω 2W	Axial	Kapacitor	C11	100 nF, 50 V	Radial
Rezistor SMD	Ro1ABCD	1M	1206	Kapacitor	C12	100 pF, 50 V	Radial
Rezistor	RCS	510Ω	Axial	Kapacitor	C13	1.0 nF, 50 V	Radial
Rezistor	RCTUP1-2	750k	Axial	Dioda	D2, D5, SMD	75 V, 100 mA	SOD123
Rezistor	RZDC1	49k	Axial	Dioda	D6, D7	800 V, 1.0 A	Axial
Rezistor	RZDC2	3k9	Axial	Induktor	L1	3 uH, 7.5 A	Toroid
Rezistor	RSTART12	330k	Axial	Rezistor	RS1	0.6Ω, 2W	Axial
Dioda	DBYPASS		1N5408	Rezistor	RD1	120k	Axial
Dioda	DVCC		SOD123	Rezistor	R7	4.7 kΩ,	Axial
Dioda	DDRV		SOD123	Rezistor, SMD	RD2	10k	1206
Kapacitor	C1 C2	0.47u	Radial	Rezistor, SMD	R1	20 Ω,	1206
Kapacitor	Cin	0.1u	Radial	Rezistor	RT1, RT2, RT3	100 kΩ, 5 W	Axial
Kapacitor El.	CVCC	47 uF, 25 V	Radial	Rezistor, SMD	R4, R5	1.0 kΩ,	1206
Kapacitor El.	CBULK	100uF, 450V	Radial	Rezistor, SMD	R8	0-22 Ω	1026
Kapacitor SMD	CVCC2, CCOMP	0.1 uF, 25 V	1206	Rezistor	R2, R3	200 Ω,	Axial
Kapacitor SMD	CCOMP1	0.39 uF, 25 V	1206	Rezistor	R6	10 kΩ,	Axial
Kapacitor SMD	CCOMP2	68 nF, 25 V	1206	Termistor	NTC		Radial
Kapacitor SMD	CT1	1.0 nF, 25 V	1206				
Kapacitor SMD	CT2	830 pF, 25 V	1206				
Kapacitor SMD	C3	22 nF, 25 V	1206				

Obr. A.5: Seznam součástek



Obr. A.6: Násobné harmonické v síti



Obr. A.7: Násobné harmonické v síti

$R_s = 0,13\Omega$

U <sub>in</sub> [V]	I <sub>in</sub> [A]	U <sub>out</sub> [V]	I <sub>out</sub> [A]	P <sub>p</sub> [W]	P <sub>out</sub> [W]	$\eta$ [-]
120,5	0,298	373	0,07	35,909	26,11	0,727116
120,5	0,33	363	0,079	39,765	28,677	0,721162
120,6	0,34	355	0,083	41,004	29,465	0,718588
120,7	0,35	345	0,086	42,245	29,67	0,702332
120,8	0,36	330	0,093	43,488	30,69	0,705712
120,89	0,37	320	0,098	44,7293	31,36	0,701106
120,8	0,387	306	0,1	46,7496	30,6	0,654551
120,8	0,387	295	0,112	46,7496	33,04	0,706744
120,75	0,41	275	0,127	49,5075	34,925	0,705449
120,6	0,42	258	0,14	50,652	36,12	0,713101
120,78	0,48	222	0,188	57,9744	41,736	0,719904
120,7	0,53	207	0,23	63,971	47,61	0,744243
120,7	0,59	198	0,27	71,213	53,46	0,750706
120,72	0,69	186	0,35	83,2968	65,1	0,781543
120,8	0,81	178	0,45	97,848	80,1	0,818617
120,5	1,5	157	0,93	180,75	146,01	0,807801
120,2	1,8	148	1,23	216,36	182,04	0,841375
120,1	2,3	140	1,58	276,23	221,2	0,800782

Obr. A.8: Naměřené hodnoty PFC filtru při 50% vstupního napětí

Rs = 0,13Ω

Uin[V]	Iin[A]	Uout[V]	Iout[A]	Pp[W]	Pout[W]	η[-]
230,5	0,3	375	0,071	69,15	26,625	0,385033
230,29	0,34	374	0,081	78,2986	30,294	0,386903
230,15	0,39	374	0,09	89,7585	33,66	0,375006
230,1	0,42	374	0,1	96,642	37,4	0,386995
230,5	0,45	373	0,111	103,725	41,403	0,399161
230,9	0,51	373	0,136	117,759	50,728	0,430778
230,3	0,55	372	0,151	126,665	56,172	0,443469
229,6	0,64	370	0,17	146,944	62,9	0,428054
230,02	0,67	361	0,187	154,1134	67,507	0,438035
229,6	0,69	352	0,21	158,424	73,92	0,466596
229,5	0,72	345	0,25	165,24	86,25	0,521968
229,4	0,77	336	0,309	176,638	103,824	0,587778
228,9	0,86	326	0,4	196,854	130,4	0,66242
227,4	1,07	315	0,56	243,318	176,4	0,724977
227,8	1,18	311	0,63	268,804	195,93	0,728895
226,68	1,28	307	0,7	290,1504	214,9	0,74065
226,1	1,42	303	0,79	321,062	239,37	0,745557
225,5	1,61	298	0,91	363,055	271,18	0,746939
224,7	1,93	290	1,125	433,671	326,25	0,752298
224,9	2,2	286	1,29	494,78	368,94	0,745665
224,7	2,42	280	1,46	543,774	408,8	0,751783
224,1	2,6	275	1,63	582,66	448,25	0,769317
224,4	3	268	1,8	673,2	482,4	0,716578

Rs = 0,57Ω

Uin[V]	Iin[A]	Uout[V]	Iout[A]	Pp[W]	Pout[W]	η[-]
230,63	0,11	347	0,032	25,3693	11,104	0,437694
230,75	0,12	337	0,038	27,69	12,806	0,462477
230,74	0,13	333	0,04	29,9962	13,32	0,444056
230,6	0,13	329	0,045	29,978	14,805	0,493862
230,5	0,14	325	0,056	32,27	18,2	0,563991
230,47	0,16	322	0,066	36,8752	21,252	0,576322
230,25	0,18	320	0,082	41,445	26,24	0,633128
230,1	0,21	317	0,107	48,321	33,919	0,701952
229,8	0,35	310	0,184	80,43	57,04	0,709188
228,9	0,56	305	0,289	128,184	88,145	0,687644
228,65	0,74	300	0,39	169,201	117	0,691485
227,36	1	297	0,5	227,36	148,5	0,653149
226,6	1,1	292	0,576	249,26	168,192	0,674765
226,2	1,21	289	0,638	273,702	184,382	0,67366
225,73	1,3	287	0,71	293,449	203,77	0,694397
225,48	1,45	285	0,76	326,946	216,6	0,662495

Obr. A.9: Naměřené hodnoty PFC filtru pro 100% vstupního napětí

U <sub>in</sub> [V]	I <sub>in</sub> [A]	U <sub>out</sub> [V]	I <sub>out</sub> [A]	P <sub>p</sub> [W]	P <sub>out</sub> [W]	η[-]
321,6	0,009	31,7	0,057	2,8944	1,8069	0,624274
321,6	0,01	31,6	0,063	3,216	1,9908	0,61903
321,6	0,012	31,5	0,07	3,8592	2,205	0,571362
321,6	0,013	31,5	0,077	4,1808	2,4255	0,580152
321,7	0,014	31,4	0,081	4,5038	2,5434	0,564723
321,6	0,015	31,3	0,088	4,824	2,7544	0,570978
321,6	0,016	31,1	0,1	5,1456	3,11	0,6044
321,6	0,018	30,9	0,112	5,7888	3,4608	0,597844
321,6	0,019	30,8	0,12	6,1104	3,696	0,60487
321,7	0,021	30,6	0,131	6,7557	4,0086	0,593366
321,6	0,024	30,2	0,149	7,7184	4,4998	0,582996
321,7	0,024	29,9	0,161	7,7208	4,8139	0,623498
321,6	0,03	29,4	0,185	9,648	5,439	0,563744
321,6	0,03	29,1	0,202	9,648	5,8782	0,609266
321,7	0,036	28,4	0,239	11,5812	6,7876	0,586088
321,7	0,038	28	0,258	12,2246	7,224	0,59094
321,6	0,045	27,2	0,32	14,472	8,704	0,601437
321,7	0,052	26,3	0,38	16,7284	9,994	0,597427
321,6	0,056	25,7	0,419	18,0096	10,7683	0,59792
321,6	0,072	25,2	0,564	23,1552	14,2128	0,613806
321,6	0,083	24,5	0,694	26,6928	17,003	0,636988
321,5	0,089	23,5	0,78	28,6135	18,33	0,640607
321,6	0,1	22,3	0,91	32,16	20,293	0,631001
321,6	0,11	21,6	1,02	35,376	22,032	0,622795
321,6	0,116	21,7	1,05	37,3056	22,785	0,610766
321,7	0,118	21,9	1,08	37,9606	23,652	0,623067
321,7	0,122	21,8	1,1	39,2474	23,98	0,610996
321,7	0,13	21,2	1,2	41,821	25,44	0,608307
321,7	0,14	20,5	1,33	45,038	27,265	0,605378
321,6	0,156	19,8	1,5	50,1696	29,7	0,591992
321,7	0,169	19	1,68	54,3673	31,92	0,587118
321,8	0,177	18,5	1,8	56,9586	33,3	0,584635
321,7	0,189	17,5	1,98	60,8013	34,65	0,569889

Obr. A.10: Naměřené hodnoty flyback měniče

U <sub>in</sub> [V]	80	120	150	180	220
Harmonická	THD[%]	THD[%]	THD[%]	THD[%]	THD[%]
2.	0,07	0,16	0,64	0,48	0,1
3.	10,77	14,41	24,68	40,39	43,67
4.	0,09	0,19	1,04	0,83	0,08
5.	8,71	5,13	4,47	7,01	7,28
6.	0,1	0,2	1,18	0,55	0,08
7.	1,93	1,95	0,57	2,3	7,82
8.	0,05	0,21	1,69	0,53	0,12
9.	1,41	3,02	2,1	2,08	7,7
10.	0,07	0,2	1,75	0,41	0,12
11.	0,35	2,68	5,81	3,25	0,44
12.	0,04	0,24	1,2	0,33	0,14
13.	1,65	1,78	4,34	2,63	2,91
14.	0,04	0,27	0,62	0,37	0,14
15.	0,72	1,07	0,73	4,28	3,97
16.	0,03	0,34	0,78	0,55	0,12
17.	0,72	1,32	0,79	2,21	3,45
18.	0,03	0,38	1,44	0,58	0,1
19.	0,27	1,65	3,07	1,4	2,68
20.	0,03	0,44	1,46	0,67	0,08
21.	0,49	1,48	0,81	1,37	1,34
22.	0,03	0,52	1,71	0,66	0,08
23.	0,56	1,69	1,98	1,83	1,37
24.	0,02	0,54	1,76	0,75	0,09
25.	0,27	1,51	3,89	1,63	0,73
26.	0,03	0,61	1,53	0,59	0,1
27.	0,23	1,37	3,16	1,08	1,13
28.	0,02	0,65	1,1	0,57	0,09
29.	0,39	1,63	2,42	2,36	1,15
30.	0,01	0,68	1,21	0,58	0,08
31.	0,25	1,17	0,5	1,38	0,46
32.	0,02	0,72	1,25	0,62	0,06
33.	0,22	1,21	0,7	1,37	0,5
34.	0,04	0,72	1,27	0,59	0,06
35.	0,05	1,44	1,38	1,97	0,56
36.	0,01	0,73	1,15	0,53	0,05
37.	0,2	1,58	1,58	1,44	0,54
38.	0,03	0,7	1,26	0,66	0,06
39.	0,21	1,7	1,58	1,09	0,2
40.	0,02	0,68	1,3	0,61	0,06
41.	0,13	1,47	1,11	1	0,36
42.	0,02	0,66	1,47	0,56	0,05
43.	0,11	1,67	1,43	1,1	0,15
44.	0,02	0,63	1,83	0,49	0,05
45.	0,07	1,42	2,32	0,58	0,31
46.	0,02	0,61	1,86	0,57	0,06
47.	0,14	1,56	1,94	0,75	0,27
48.	0,01	0,57	2	0,59	0,06
49.	0,12	1,43	1,75	0,65	0,28
50.	0,02	0,52	1,98	0,54	0,05

Obr. A.11: Naměřené hodnoty vyšších harmonických



U <sub>i</sub> [V]	120	150	200
Harmonická	THD[%]	THD[%]	THD[%]
2.	0,12	0,55	0,48
3.	16,31	18,85	24,79
4.	0,11	0,39	0,27
5.	5,71	9,27	16,94
6.	0,07	0,05	0,1
7.	2,5	2,97	4,43
8.	0,09	0,19	0,25
9.	4,85	6,59	6,75
10.	0,03	0,18	0,21
11.	2,17	2,3	3,37
12.	0,06	0,04	0,07
13.	2,09	0,64	1,56
14.	0,05	0,08	0,15
15.	0,96	0,75	1,63
16.	0,04	0,08	0,14
17.	1,41	1,16	2,14
18.	0,02	0,03	0,07
19.	0,54	1,17	0,5
20.	0,04	0,02	0,06
21.	0,34	0,24	0,39
22.	0,04	0,05	0,1
23.	0,26	0,37	0,28
24.	0,03	0,03	0,06
25.	0,13	0,32	0,69
26.	0,03	0,02	0,03
27.	0,2	0,48	0,16
28.	0,02	0,02	0,05
29.	0,08	0,19	0,39
30.	0,04	0,02	0,05
31.	0,22	0,51	0,19
32.	0,03	0,02	0,02
33.	0,12	0,17	0,35
34.	0,02	0,03	0,03
35.	0,07	0,17	0,2
36.	0,02	0	0,03
37.	0,13	0,1	0,1
38.	0,02	0,02	0,03
39.	0,04	0,26	0,1
40.	0,02	0,02	0,03
41.	0,18	0,08	0,11
42.	0	0,01	0,02
43.	0,18	0,25	0,21
44.	0,03	0,01	0,02
45.	0,06	0,04	0,12
46.	0,01	0	0,01
47.	0,11	0,13	0,08
48.	0,01	0	0,01
49.	0,04	0,06	0,05
50.	0,02	0	0,02

Obr. A.12: Naměřené hodnoty vyšších harmonických