



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**
Zadávací 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 :

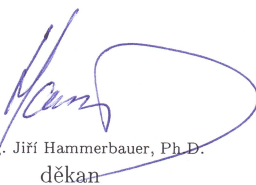
1. Proveďte rozbor principu korekce účinku, řízení aktivních PFC a spínaných zdrojů.
2. Navrhněte obvodové řešení aktivního PFC filtru a downstream měniče s výstupním napětím 32 V / 2 A.
3. Realizujte funkční vzorek navrženého řešení a proveďte měření jeho hlavních parametrů.
4. Proveďte zhodnocení dosažených 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: 29. června 2015
Termín odevzdání diplomové práce: 20. srpna 2015


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




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 29. června 2015

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 19. srpna 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
1 Úvod	1
2 Problematika zdrojů	2
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
3 PFC filtry	7
3.1 Pasivní PFC filtr	7
3.1.1 Kapacitní filtr	7
3.1.2 Induktivní 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	12
3.3 Spínací režimy aktivních PFC	12
3.3.1 Spojitý režim CCM	14
3.3.2 Kritický režim CrM	15
3.3.3 Nespojité režim DCM	15
3.4 Princip aktivních PFC	16
4 Praktická realizace PFC filtru	18
4.1 Návrh EMC filtru	19
4.1.1 Omezení rušení na vedení	19
4.1.2 Praktická realizace síťového EMC filtru	23
4.1.3 Měření EMC filtru	26

4.1.4	Shrnutí návrhu EMC filtru	27
4.2	Návrh PFC předregulátoru	27
4.2.1	Výběr řídicího obvodu pro předregulátor	28
4.2.2	Popis obvodu NCP1607	28
4.2.3	Aplikační postup návrhu předregulátoru	30
4.2.4	Měření parametrů PFC filtru	43
4.2.5	Shrnutí výsledků aktivního PFC filtru	46
4.3	Návrh downstream flyback měniče	46
4.3.1	Výběr řídicího obvodu pro downstream DC/DC měnič	46
4.3.2	Popis obvodu NCP1230	47
4.3.3	Aplikační postup návrhu downstream DC/DC měniče	49
4.3.4	Měření parametrů downstream DC/DC měniče	59
4.3.5	Shrnutí návrhu downstream DC/DC měniče	61
4.4	Spínaný zdroj s aktivním PFC	61
4.4.1	Měření parametrů Spínaného zdroje s aktivním PFC	62
4.4.2	Shrnutí výsledků Spínaného zdroje s aktivním PFC	65
5	Závěr	66
	Reference, použitá literatura	67
	Přílohy	69

Seznam obrázků

2.1	Diagram složek výkonů v elektrickém neharmonickém obvodu Převzat z [3]	3
2.2	Síťový usměrňovač (a) Průběh napětí s filtračním kondenzátorem (b) Průběh napětí bez filtračního kondenzátoru (c) Průběh proudu síťovým usměrňovačem	5
3.1	Schéma zapojení kapacitního PFC	8
3.2	Schéma zapojení induktivního 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	(a)Zařízení bez korekce účinníku, (b)využití většiny sinusového průběhu při řízení předregulací	13
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	15
3.12	Přerušovaný režim spínání	15
3.13	Principiální blokové schéma PFC	16
4.1	Blokové schéma dvoustupňového měniče s PFC regulací Převzat z [7]	18
4.2	(a)Zapojení odrušovací tlumivky do obvodu, (b) Kmitočná charakteristika ideálního prvku Převzat z [1]	20
4.3	(a) Náhradní schéma reálné indukčnosti, (b) Kmitočná charakteristika reálného prvku Převzat z [1]	20
4.4	(a)Zapojení odrušovacího kondenzátoru do obvodu, (b) Kmitočná charakteristika ideálního prvku Převzat z [1]	21
4.5	Náhradní schéma kondenzátoru	21
4.6	Parazitní indukčnost vodičů odrušovacího kondenzátoru Převzat z [1]	22
4.7	Možnosti zapojení síťových odrušovacích filtrů Převzat z [1]	23
4.8	Zapojení odrušovacího filtru dolní propust Převzat z [1]	24
4.9	Frekvenční charakteristika filtru	26

4.10	Zapojení EMC filtru	26
4.11	Změřené frekvenční spektrum EMC filtru	27
4.12	Typické zapojení NCP1607 Převzato z [9] 	29
4.13	Schématické a grafické znázornění ideální funkce boost měniče v CrM režimu spínání Převzato z [9] 	31
4.14	Obvodové zapojení navrhnutého PFC předregulátoru	31
4.15	Napěťový přechod pro detekci nulové hodnoty proudu vinutím indukčnosti Převzato z [11] 	33
4.16	Pomocné vinutí a vnitřní uspořádání vyhodnocení ZCD signálu Převzato z [11]	34
4.17	Pomocné vinutí pro napájení řídicího obvodu Převzato z [11] 	38
4.18	Navržené kompenzační zapojení zesilovače odchylky Převzato z [11] 	38
4.19	Uspořádání přístrojů při měření parametrů PFC předregulátoru	43
4.20	Účinnost v závislosti na výstupním výkonu	44
4.21	Zatěžovací charakteristika PFC filtru	44
4.22	PF faktor v závislosti na vstupním napětí při zatížení 80W.	45
4.23	THD v závislosti na vstupním napětí při zatížení 80W.	45
4.24	Typické zapojení NCP1230 s přímým napojením na NCP1607 předregulátoru Převzato z [10] 	48
4.25	Přepěťová ochrana Převzato z [12] 	57
4.26	Uspořádání přístrojů při měření parametrů downstream DC/DC měniče . .	59
4.27	Účinnost v závislosti na výkonu	60
4.28	Zatěžovací charakteristika flyback měniče	60
4.29	Uspořádání přístrojů při měření parametrů spínaného zdroje s aktivním PFC	62
4.30	Účinnost v závislosti na výstupním výkonu	63
4.31	Zatěžovací charakteristika zdroje	63
4.32	PF faktor v závislosti na vstupním napětí při zatížení 70W.	64
4.33	THD v závislosti na vstupním napětí při zatížení 70W.	64
1	Schéma zapojení spínaného zdroje s aktivním PFC	70
2	Motiv desky plošných spojů (<i>měřítko 1:2</i>)	71
3	TOP vrstva desky plošných spojů (<i>měřítko 1:2</i>)	72
4	BOT vrstva desky plošných spojů (<i>měřítko 1:2</i>)	73
5	Potisk PLT v TOP vrstvě (<i>měřítko 1:2</i>)	74
6	SMT maska (<i>měřítko 1:2</i>)	75
7	SMB maska (<i>měřítko 1:2</i>)	76
8	Výstup EXCELON pro vrtačku (<i>měřítko 1:2</i>)	77
9	Fotografie realizovaného zařízení	78
10	Spektrum násobných harmonických odebíraného proudu z přenosové sítě .	79
11	Spektrum násobných harmonických odebíraného proudu z přenosové sítě .	80

Seznam symbolů a zkratek

AUX	Pomocné vinutí
A_U	Regulátor odchylky
av	Střední hodnota veličiny
Boost	Zvyšující měnič
Buck	Snižující měnič
Buck-boost	Invertující měnič
CCM	Nepřerušovaný režim spínání
Control	Výstup chybového zesilovače
CrM	Kritický režim spínání
CS	Proudová zpětná vazba
ČSN	Česká norma
DCM	Přerušovaný režim spínání
DRV	Řídící výstup řídicího obvodu
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
EN	Evropská norma
EPSMA	European Power Supply Manufacturers Association
ESR	Ekvivalentní sériový odpor
FB	Zpětnovazební smyčka
Flyback	Izolovaný blokující měnič
Forward	Izolovaný propustný měnič
GND	Zem obvodu
HV	Detekce vysokého napětí
IO	Řídící integrovaný obvod
NC	Nepřipojený pin
OVP	Přepětová ochrana
PFC	Power Factor Correction / Power Factor Corrector
PWM	Pulzně šířková modulace
RMS	Efektivní hodnota veličiny
UVP	Podpětová ochrana
VCC	Napájecí napětí
ZDC	Detekce nulové hodnoty indukčnosti
$\tan \delta$	Ztrátový činitel

$A[dB]$	Zisk
$A_c[m^2]$	Efektivní průřez jádra
$A_t[m^2]$	Plocha transformátoru
$A_W[m^2]$	Plocha vodiče
$B[T]$	Magnetická indukce
$C[F]$	Kapacita
$D[VAd]$	Deformační výkon
$d[m]$	průměr
$F[-]$	Rozptylový faktor magnetického toku
$f[Hz]$	Frekvence
$G[m]$	Délka vinutí
$I[A]$	Efektivní hodnota elektrického proudu
$i[A]$	Okamžitá hodnota elektrického proudu
$J[\frac{A}{m^2}]$	Proudová hustota
j	Imaginární číslo
$K_e[-]$	Elektrický koeficient jádra
$K_g[m^5]$	Geometrický koeficient jádra
$K_p[-]$	Napěťový přenos
$K_u[-]$	Okenní využití jádra navíjením závitů
$L[H]$	Indukčnost
$l_g[m]$	Vzduchová mezera jádra
$MLT[m]$	Průměrná délka závitu
$MPL[m]$	Délka magnetické siločáry
$N[z]$	Počet závitů
$n[-]$	Poměr transformátoru
$P[W]$	Činný výkon
$P_{IN}[W]$	Příkon
p	Komplexní číslo
p_n	Nula přenosu
p_p	Pól přenosu
$PF[-]$	Faktor výkonu
$Q[VAr]$	Jalový výkon
$R[\Omega]$	Elektrický odpor
$S[VA]$	Zdánlivý výkon
$S_n[x]$	Počet vláken
$T[s]$	Perioda
$t[s]$	Čas
$THD[\%]$	Celkové sinusové zkreslení
$T_r[^\circ C]$	Teplota
$u[V]$	Okamžitá hodnota elektrického napětí

$U[V]$	Efektivní hodnota elektrického napětí
$V[V]$	Efektivní hodnota elektrického napětí (<i>pokud je v katalogovém listu označena pod zkratkou V_{xxx}, jinak značena U</i>)
$W[J]$	Energie
$W_a[m^2]$	Plocha okna feritu
$W_{tCu}[g]$	Váha měd
$W_{tFe}[g]$	Váha feritu
$Z[\Omega]$	Impedance
$\cos(\varphi)$	Účíník
$\omega[rad^{-1}]$	Úhlová rychlost
$\eta[\%]$	Účinnost
$\mu_r[-]$	Relativní permeabilita
$\psi[\frac{W}{m^2}]$	Ztrátový koeficient
$\alpha[\%]$	Regulační odchylka

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 50Hz . Fázové posunutí mezi proudem a napětím vytváří bohužel většina dnešních spotřebičů, která má induktivní charakter obsahující tlumivky a transformátory. Dále se situace zhoršila s prudkým nástupem elektronických spínačů, regulátorů a měničů, které využívají pro svou činnost usměrněné napětí pomocí diodového usměrňovače s velkým filtračním kondenzátorem, kde vznikají 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. V tomto případě bude docházet k situaci, kdy část fázově posunutého proudu bude vrácena 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.

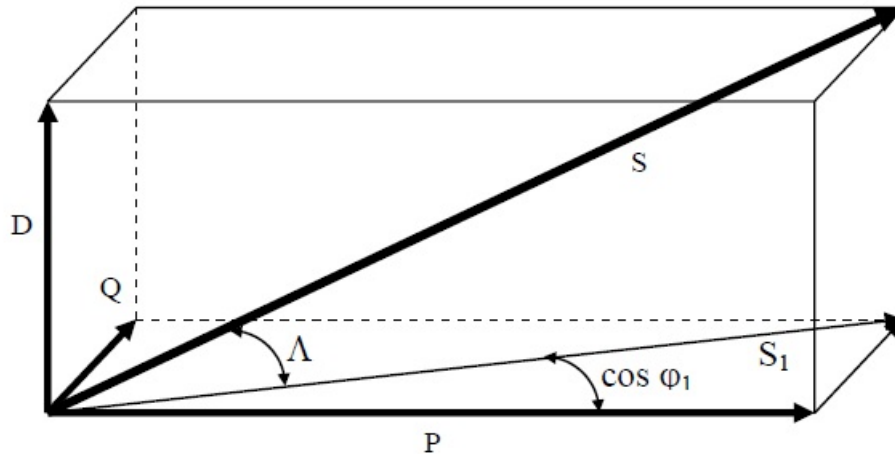
2.1.1 Základní vztahy pro neharmonické napětí, proudy a výkony

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.“¹

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:²

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

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

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.

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

²parafráze: 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 $\cos(\theta)$. Velmi často přejímaný název je faktor výkonu (Power Factor), a označuje se v literatuře buď jako $\cos(\theta)$, nebo písmenem PF.“³ Nelze tedy oba účinníky zaměňovat, jelikož dochází k rozdílným hodnotám obou účinníků, viz. obrázek 2.1

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

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

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.

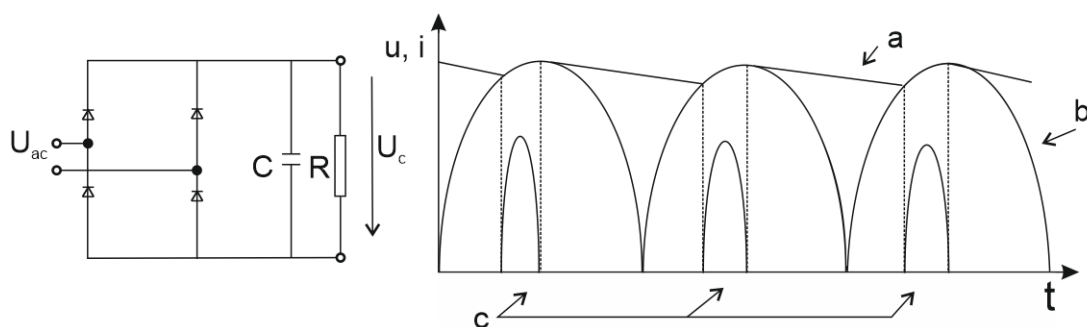
$$THD = \frac{\sum P_2^2 + P_3^2 + \dots + P_n^2}{P_1^2} 100[\%] \quad (2.14)$$

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.“⁴



Obr. 2.2: Síťový usměrňovač (a) Průběh napětí s filtračním kondenzátorem (b) Průběh napětí bez filtračního kondenzátoru (c) Průběh proudu síťovým usměrňovačem

⁴Krejčířik 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, vytvořené evropskou výkonovou asociací EPSMA. Norma se zabývá omezením odebíraných emisních harmonických složek proudů.[21]

Norma se vztahuje na:

- Veškerá elektrická a elektronická 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

audio zařízení

Třída B

přenosná elektrická nářadí a svářečky

Třída C

světelná zařízení

Třída D

osobní počítače, monitory a televizní přijímače o příkonu velikosti $P_{IN} \leq 600W$

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

induktivní

Aktivní filtry

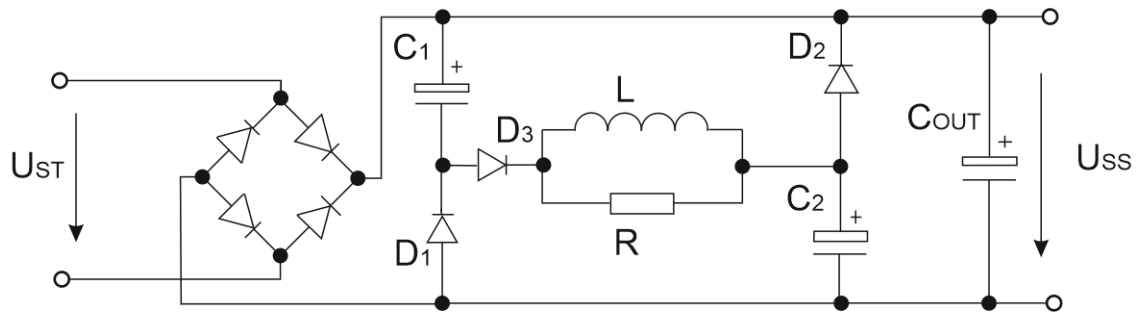
spínané zdroje

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 induktivní, 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 nabíjí 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



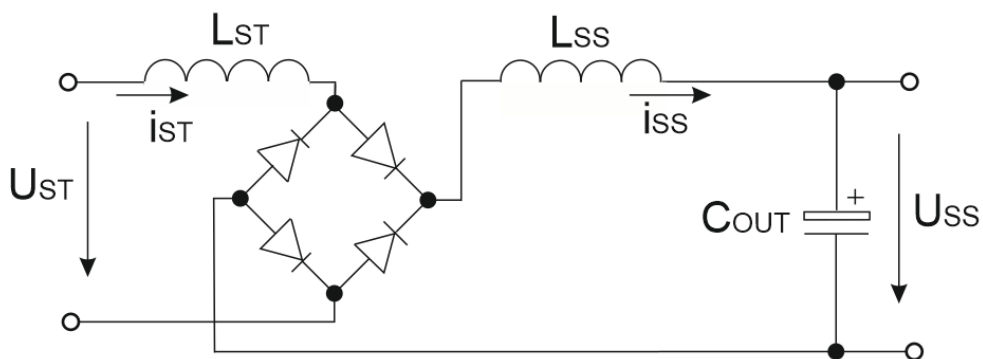
Obr. 3.1: Schéma zapojení kapacitního PFC

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 Induktivní 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. Funkcí tlumivky je rozšířit proudové impulzy, kterými je nabíjen filtrační kondenzátor C_{OUT} . Tímto dojde ke snížení vyšších harmonických. Induktivní filtr je na obrázku 3.2.



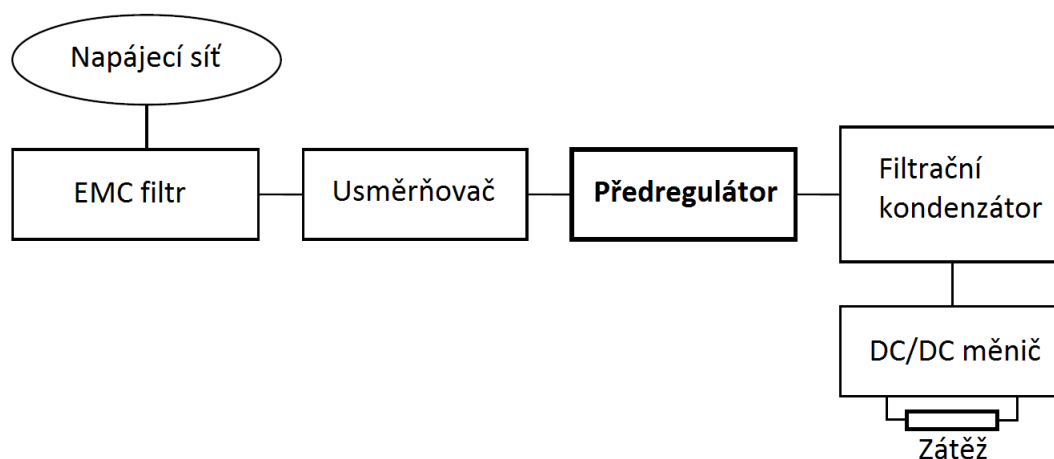
Obr. 3.2: Schéma zapojení indukčního PFC filtru

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 součástek, byly zavedeny takzvané aktivní filtry pro korekci účinníku. Tento filtr je v podobě spínaného měniče, neboli elektronicky řízeného 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 φ_U a fáze proudu φ_I bude nulový, potom účinník $\cos(\varphi_U - \varphi_I)$ bude roven jedné a zátěž bude čistě resistivní. Tento typ měniče nazýváme předregulátor.¹



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.

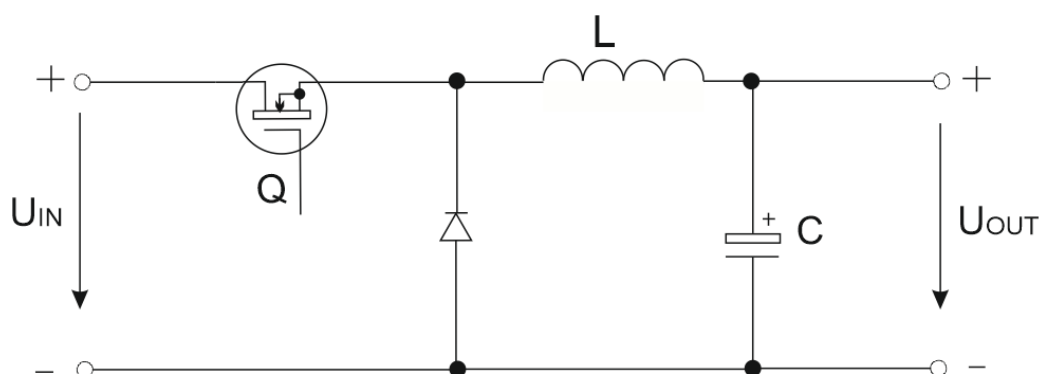
Popis funkce aktivního filtru vypovídá o kvalitních hodnotách korekce účinníku i zvlnění výstupního napětí díky neustálému odběru proudu pomocí střídavy PWM a snímání napětí na výstupu. Dále vstupní EMC filtr zajišťuje velmi dobré potlačení vyšších harmonických. Nevýhodou aktivních filtrů je velká obvodová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

¹parafráze: 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.²



Obr. 3.4: Měnič typu buck

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

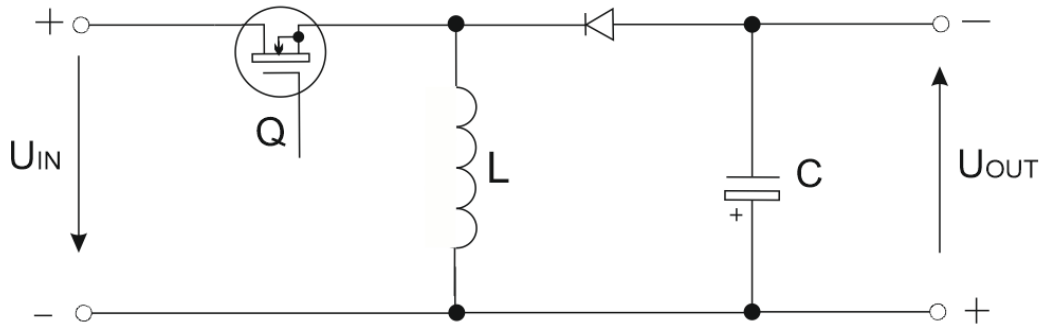
Pochopitelně vše má i své výhody, kterými zde jsou hlavně menší nároky na mezní parametry součástek, malá indukčnost a menší požadavky na izolaci oproti ostatním topologiím.

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 polarity. 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 3.5.³

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

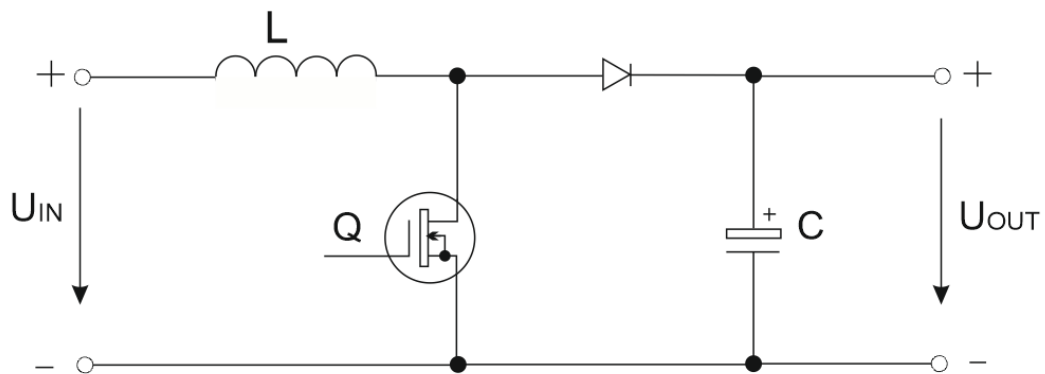
³parafráze: Gálus M., *Preregulátory pro spínané zdroje*, Brno 2009. s.14



Obr. 3.5: Měnič typu buck-boost

3.2.3 Topologie Boost

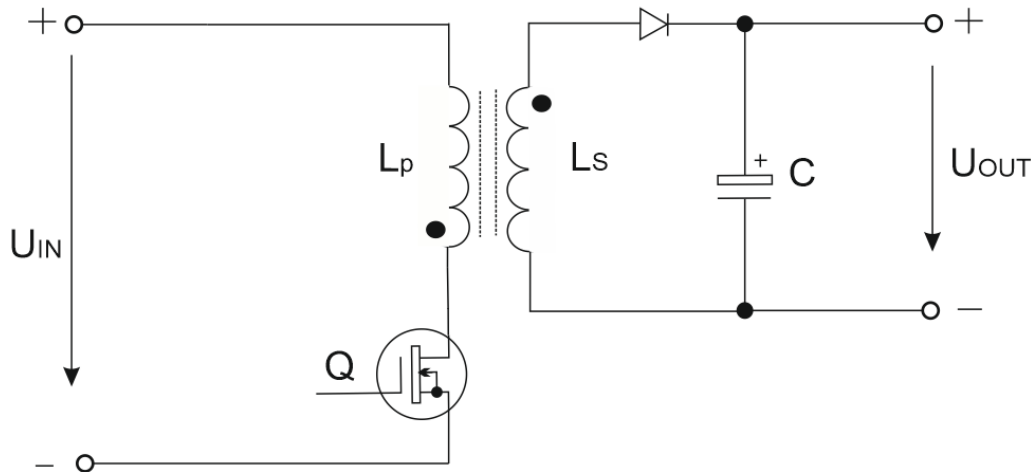
Tato topologie má na výstupu v každém okamžiku vždy vyšší napětí než na vstupu, jedná se tedy o zvyšující měnič. Za tohoto předpokladu může předregulátor korigovat celý průběh napětí na vstupu. Jedná se o DC/DC měnič, který při sepnutí tranzistoru Q energii akumuluje do indukčnosti L proudem a kondenzátor 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.



Obr. 3.7: Měnič typu flyback

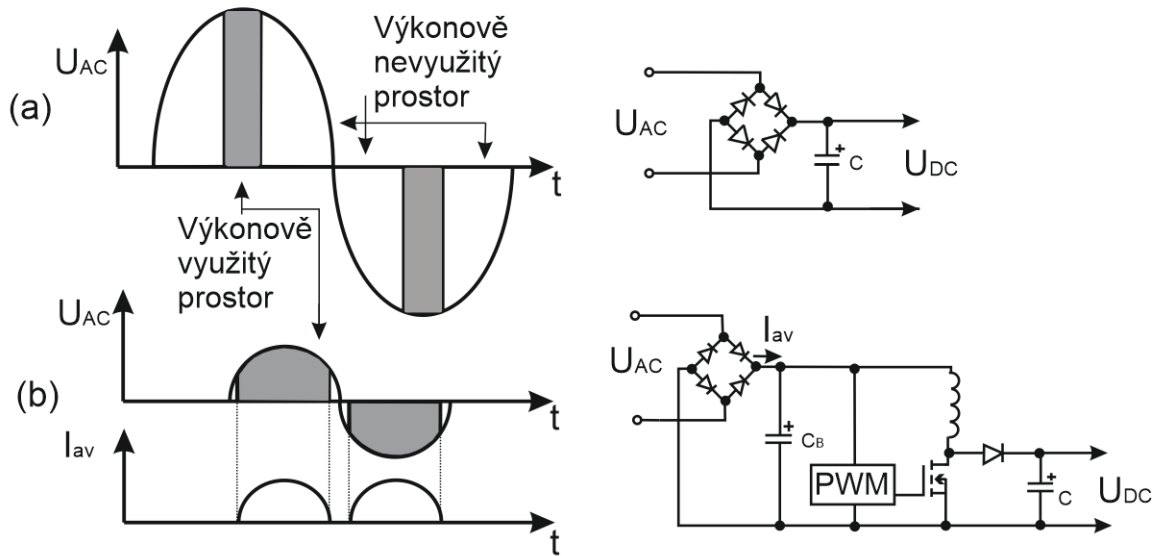
Výhodou tohoto zapojení je galvanické oddělení použitím transformátoru a také volbou vinutí můžeme volit převod p a tím teoreticky mít libovolné výstupní napětí. Oproti topologii Boost zde není nutný druhý navazující měnič pro zpětné snížení napětí.

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

3.3 Spínací režimy aktivních PFC

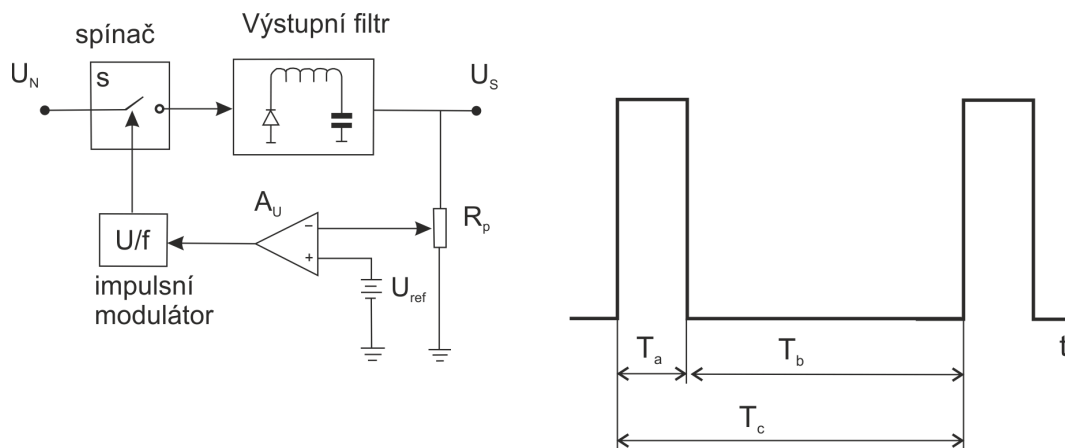
Jak již bylo uvedeno v předchozí podkapitole 3.2, pro omezení neharmonických složek je nejvýhodnější využití aktivní předregulace, která řídí proud pro nabíjení filtračního kondenzátoru tak, že se snaží co nejlépe kopírovat průběh síťového napětí. Tedy je potřeba roztáhnout nabíjecí proudový interval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

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



Obr. 3.8: (a) Zařízení bez korekce účinnku, (b) využití většiny sinusového průběhu při řízení předregulací

„Základním principem a zároveň odlišností impulsní regulace od regulace klasické je její nespojitost. To v zásadě znamená, že nehladě na detailní realizaci, je výstupní napětí U_S stabilizováno zásahy regulačního členu pouze v určitých časově omezených intervalech T_a .“⁴



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

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

bylo co nejvíce konstantní.⁵

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:

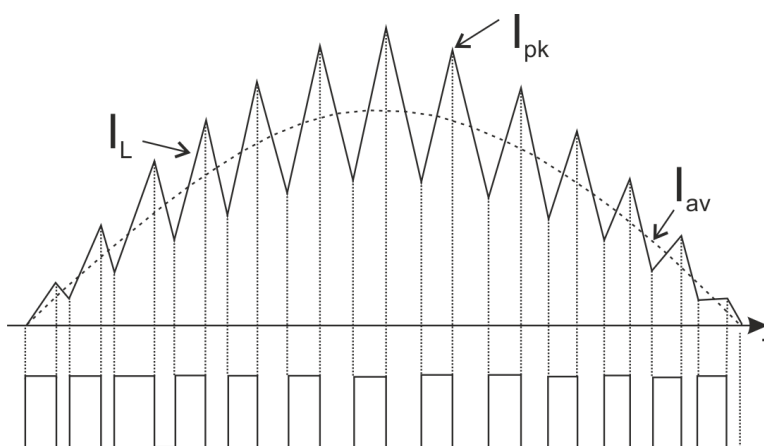
$$T_c = T_a + T_b \quad (3.1)$$

- 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.

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.

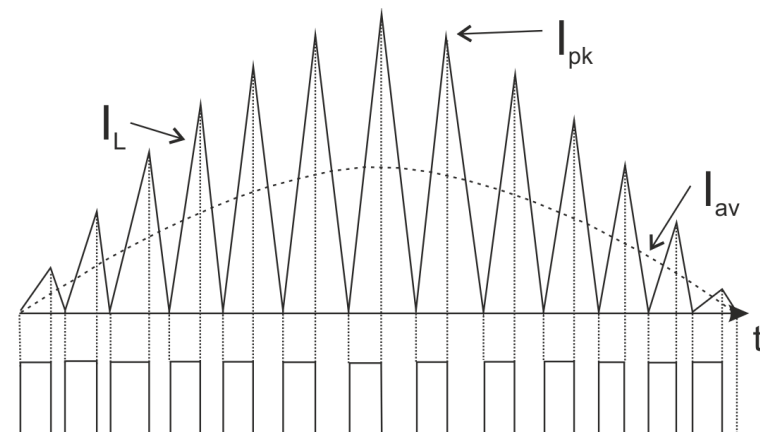


Obr. 3.10: Nepřerušovaný režim spínání

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

3.3.2 Kritický režim CrM

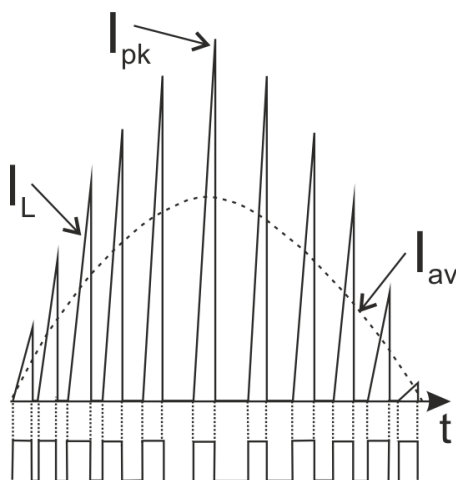
CrM *Critical Conduction Mode* je spínací režim s proměnnou frekvencí, která je závislá na zátěži a napájecí síti. Každé sepnutí nového cyklu je podmíněno poklesem proudu na nulovou hodnotu a současně v ten samý okamžik dochází k opětovnému zvýšení proudu, z čehož vyplývá, že jednotlivé spínací doby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



Obr. 3.11: Kritický režim spínání

3.3.3 Nespojité režim DCM

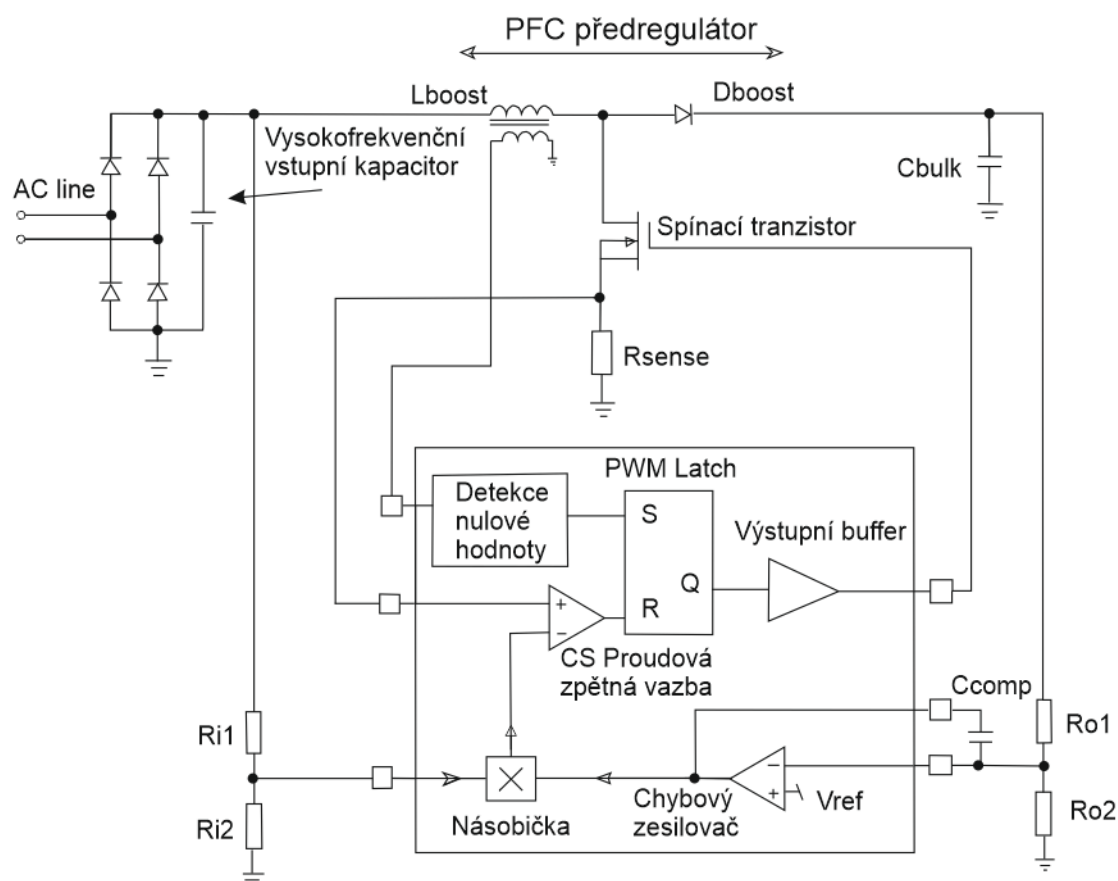
DCM *Discontinuous Conduction Mode* je režim se stabilní spínací frekvencí, kde proud cívkou klesá na nulu a tam zůstává určitý časový interval do dalšího cyklu. Výhodou zde je, že každý cyklus začíná z nulového proudu cívkou a je tedy nezávislý na předchozích cyklech. Dalšími vlastnostmi této metody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



Obr. 3.12: Přerušovaný režim spínání

3.4 Princip aktivních PFC

Jedná se o měnič vkládaný mezi dvoucestný usměrňovač a filtrační kondenzátor; jeho řídicí část je ale odlišná od klasických měničů. Základním principem PFC znázorněným na obrázku 3.13 je slučování vstupního a výstupního napětí v násobičce. Sledování napětí je provedeno pomocí odporového děliče. Hodnota tohoto napětí ovlivňuje střihu PWM. Samotné řízení regulátoru je poměrně složité- řídicí obvod zpracovává dvě regulační smyčky, kterými řídí jeden regulační prvek pomocí PWM, kterým je spínací tranzistor. První regulační smyčka je klasická zpětná vazba přes chybový zesilovač, která udržuje napětí na výstupním kondenzátoru konstantní. Druhá smyčka snímá okamžitou hodnotu vstupního napětí a řídí regulaci tak, aby střední hodnota odebíraného proudu ze sítě byla ve fázi s průběhem vstupního napětí. Potom se z pohledu vstupních svorek celé zařízení chová jako reálná zátěž. Signály obou regulačních smyček se slučují v násobičce, kde dochází k nastavení poměru střihu PWM.⁶



Obr. 3.13: Principiální blokové schéma PFC

⁶parafráze: Poláček L., *Power Factor Correction*, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií v Brně, Dostupné, z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02012/index.html>.

Násobička

Hlavní část předregulátoru je násobička. Ta má vždy nelineární převodovou charakteristiku. Pracovní bod je nutné umístit do lineární části.

Chybový zesilovač

Touto částí můžeme ovlivňovat celý předregulátor. Mezi jeho vstup a výstup vhodně umístíme kompenzační obvod, kterým můžeme ovlivňovat dynamiku PFC filtru. Na chybový zesilovač připojujeme výstupní dělič napětí, které se porovnává s referencí zesilovače odchylky. Výstup chybového zesilovače je přiveden do násobičky. Na výstupu obvodu se standardně nastavuje 400V stejnosměrných, z důvodu, aby měnič pracoval ve zvyšujícím režimu i při zvýšení vstupního napětí do přípustné hodnoty 270V, tedy 380V stejnosměrných. Připojením kompenzační sítě vytvoříme z chybového zesilovače integrátor, pokud kompenzační síť obsahuje pouze kondenzátor. Pokud je složitější, obsahuje navíc ke kondenzátoru paralelní větev odporu s kondenzátorem. Poté se jedná o proporciální člen. Optimálních výsledků dosáhneme nastavením průsečíku charakteristiky s frekvenční osou u integrátoru obecně mezi 10-33Hz, v případě proporciálního členu rozsah mezi 16-33Hz.

Detekce nulové hodnoty

Pro správné korigování proudu je potřeba znát aktuální pozici napěťových sinusových půlvln. Toho se dosáhne pomocí vstupního děliče napětí. Informace o stavu je přiváděna do násobičky.

Proudová zpětná vazba

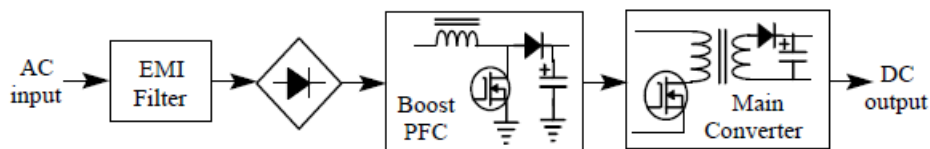
Střídu spínání neovlivňujeme jen pomocí slučování signálů ze vstupu a z chybového zesilovače do násobičky, ale mezi výstupem násobičky a PWM generátorem přivádíme také proudovou zpětnou vazbu. Touto regulační smyčkou zabezpečujeme ochranu spínacího prvku. Je u ní žádoucí, aby nezasahovala a neovlivňovala výstupní stabilizaci. Tato smyčka zasáhne do řízení v případě, že snímacím rezistorem mezi spínacím tranzistorem a zemí obvodu se začne nepřipustně zvyšovat průtok proudu. Napětí na rezistoru překročí prahovou hodnotu a dojde k okamžitému odpojení časovacích impulsů pro generaci PWM.

4

Praktická realizace PFC filtru

Klíčovým cílem, 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 usměrněn 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 je věnována ve své první části obecné problematice a základní teorii EMC filtrů a její druhá část pojednává 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 trisily)

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.“¹ 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.

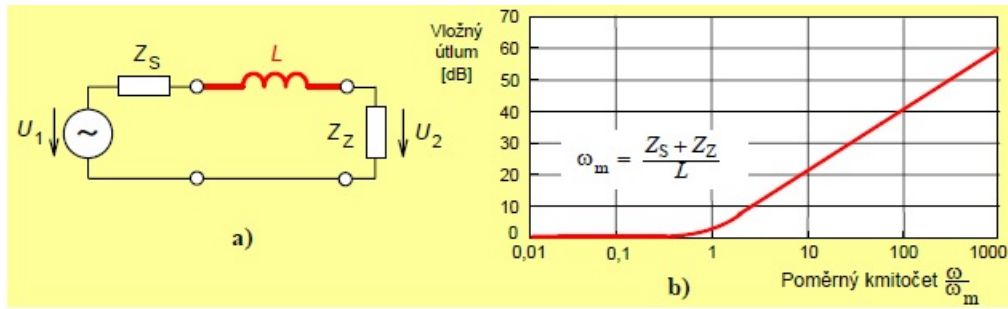
Snížení nevhodného rušení přenášeného energetickou sítí máme možnost realizovat v principu dvěma možnostmi, které se většinou spojují dohromady. Jde o snížení společné parazitní kapacity mezi síťovými vodiči a ostatními jeho částmi. Následující možnost zakládá na návrhu odrušovacího EMC filtru mezi spotřebič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

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. Zapojené 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 ω_m .

¹Svačina J., *Elektromagnetická kompatibilita*, VUT Brno 2002, s.34.

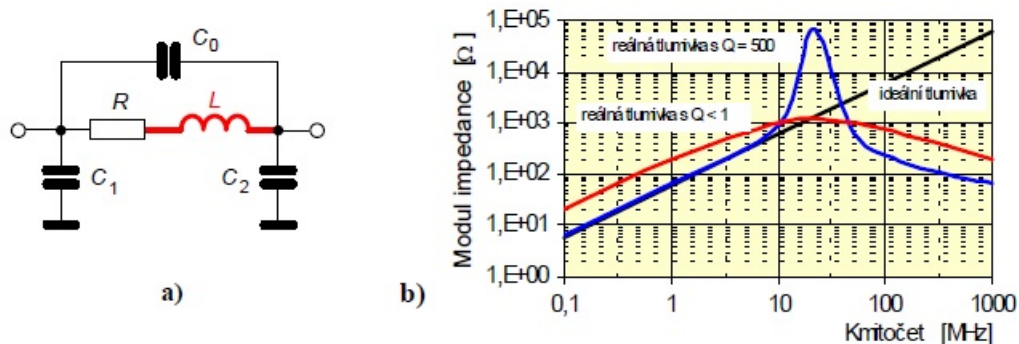
²parafráze: Svačina J., *Elektromagnetická kompatibilita*, VUT Brno 2002, s.34-51



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 4.3(a). 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:

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

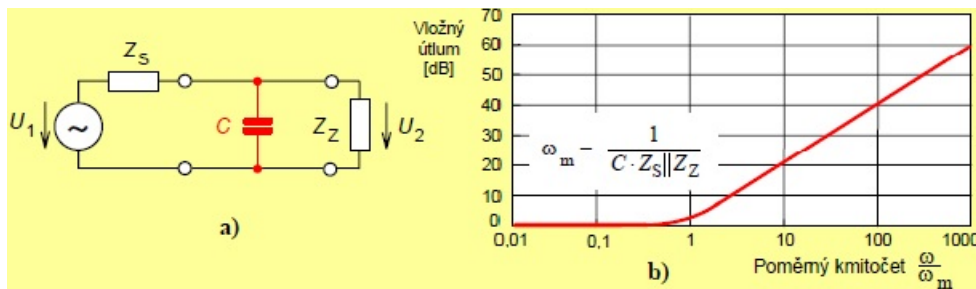
- Tlumivka se nesmí přesycovat

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 μH 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

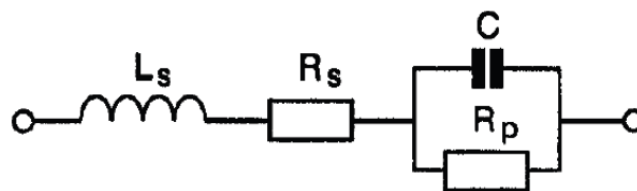
Odrušovací kondenzátory se připojují příčně mezi impedanci sítě Z_S a impedanci spotřebiče Z_Z dle 4.4. Odrušovací kondenzátor je charakterizován pomocí útlumu v $A[dB]$ a zlomového kmitočtu ω_m .



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

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

Pokud je připojen kondenzátor ke zdroji střídavého napětí o frekvenci f , bude se chovat jako impedance Z , která odpovídá náhradnímu schématu 4.5.



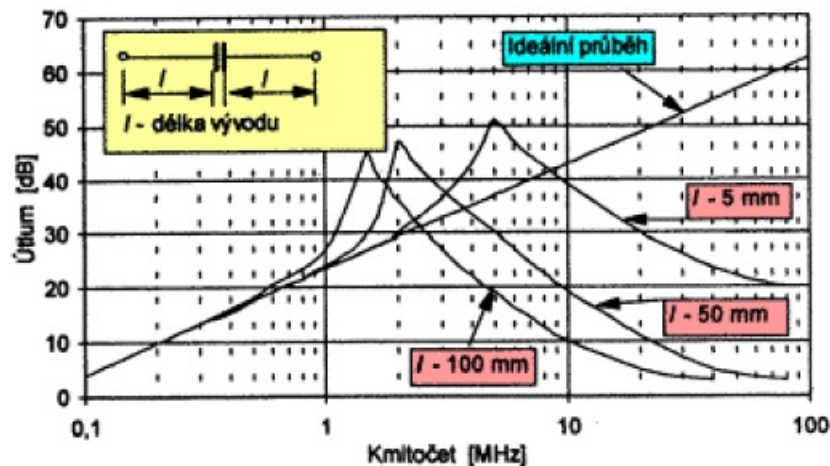
Obr. 4.5: Náhradní schéma kondenzátoru

Kde L_S odpovídá parazitní indukčnosti přívodů kondenzátoru. Ta se projevuje zejména při vysokých frekvencích. R_S ve schématu impedance vyjadřuje vnitřní ztráty, které se projevují v případě, že kondenzátor pracuje ve střídavém obvodu.

Vliv dielektrických ztrát R_P mají vliv konečnou hodnotou izolačního odporu dielektrika.

Pro hodnotu R_S se udává katalogová hodnota ekvivalentního sériového odporu ESR řádově o velikostech několika $m\Omega$. Alternativní označení vnitřních ztrát je pojem ztrátový činitel $\tan \delta$. Čím bude ztrátový činitel nižší, tím bude kondenzátor kvalitnější. Jde o poměr mezi odporovou a kapacitní složkou impedance náhradního schématu. Vztah mezi ESR a $\tan \delta$ je:

$$\tan \delta = 2\pi f \cdot C \cdot ESR \quad (4.1)$$



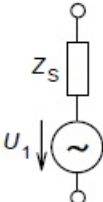
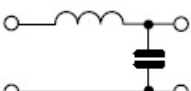
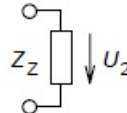
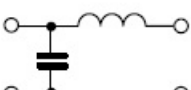
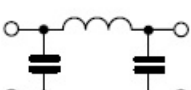
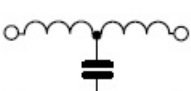
Obr. 4.6: Parazitní indukčnost vodičů odrušovacího kondenzátoru [Převzato z [1]]

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 přesahujícím $1,2kV$. 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 $10nF$.

Odrušovací LC filtry

Pro lepší ochranu před vysokofrekvenčním rušením rozšiřujícím se sítí 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 také na impedančních parametrech zdroje a spotřebiče, které nejsou stálé. To je důvodem poněkud komplikovaného návrhu filtru.

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 Γ nebo Π a jejich vzájemných kombinací.

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. 4.7: Možnosti zapojení síťových odrušovacích filtrů |Převzato z [1]|

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

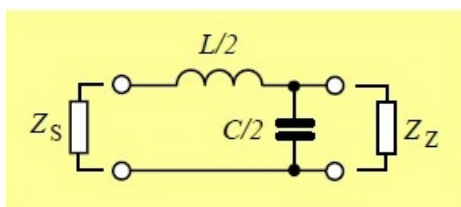
$$\omega_m = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

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 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 spousta 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. 4.8: 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 přetransformovat na požadované parametry. Dříve než provedeme transformaci napětí, je třeba provést filtraci, neboli odrušení zdroje od negativních vlivů ze společné distribuční sítě.

Z hodnot napájecí sítě - frekvence $50Hz$, jmenovitou hodnotou napětí $230V$ s maximálním proudem $16A$ zjistíme velikost vstupní impedance Z_S , při které nesmí uniknout vyšší úbytek jmenovitého napětí než $5\%U_n$.³

$$Z_S = 0,05 \frac{230}{16} = 0,72\Omega \quad (4.3)$$

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

$$Z_Z = \frac{230 - 0,05 \cdot 230}{2,5} = 87,4\Omega \quad (4.4)$$

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. Na vstupních svorkách filtr začíná 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 dva kondenzátory CY , jež zabezpečí vyrušení protifázového rušení, které by se přenášelo po středním vodiči PE.

Podle obrázku 4.8 je reprezentována dolní propust, pro kterou odvodíme přenos K_u :

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega^2 LC} \quad (4.5)$$

³parafráze: Svačina J., *Elektromagnetická kompatibility*, VUT Brno 2002, s.34-51

Tab. 4.1: Volba vhodného filtrovacího kondenzátoru

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

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

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

Jelikož se jedná o rezonační kmitočet, ve kterém se nachází špička rezonance, a ne o pokles pod 3dB přenosu jako u RC článků, musí se dosazovat mezní kmitočet ω_m .

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

První krok výpočtu se provede po volbě odrůšovacího 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.⁴

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

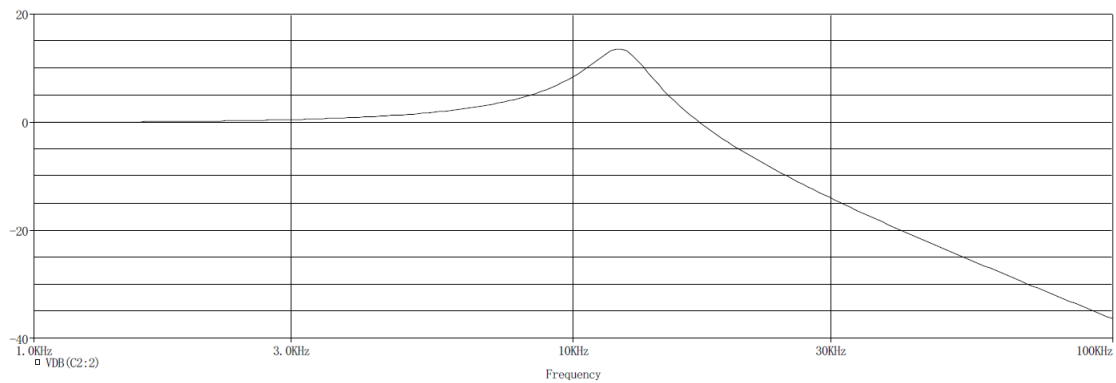
$$\omega_m^2 = \frac{1}{LC} \quad (4.8)$$

$$L = \frac{1}{\omega_m^2 C} = \frac{1}{(2\pi 10000)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 250\mu H \quad (4.9)$$

Vzhledem k možnosti výběru byly zvoleny dva C_{X1} a C_{X2} kondenzátory po $470nF$, aby realizovaly zvolenou hodnotu C filtru. Tlumivka L zvolena k nejbližší vypočtené velikosti $180\mu H$ v simulaci Pspice. S využitím *vdb* markeru vznikl graf průběhu zobrazený na obrázku 4.9, kde rezonanční špička se posune zhruba na $12kHz$ kvůli výběru tlumivky. Vyšší kmitočty jsou filtrovány.

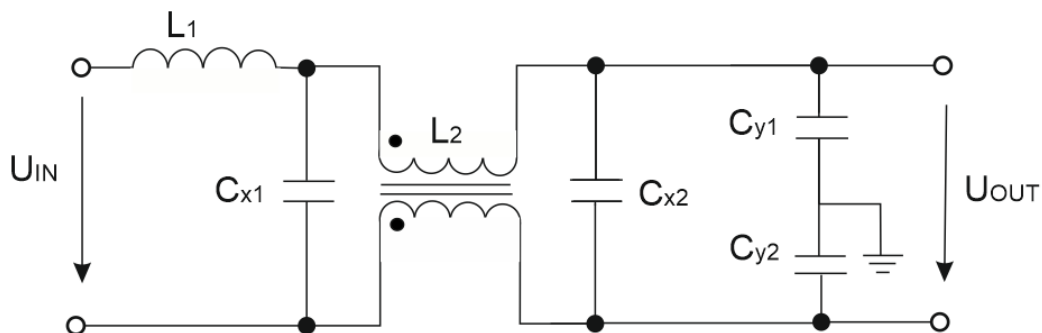
Na dalším obrázku 4.10 je vidět schéma navrženého LC filtru, který je navíc rozšířen o tlumivku $L2$ pro odrušení nesymetrických složek proudů. Tato tlumivka musí být proudově dimenzována na plný pracovní proud tak, aby se její magnetický obvod nepřesycoval. V této souvislosti je zvolena tlumivka o hodnotě $2x4,7mH$. 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

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



Obr. 4.9: Frekvenční charakteristika filtru

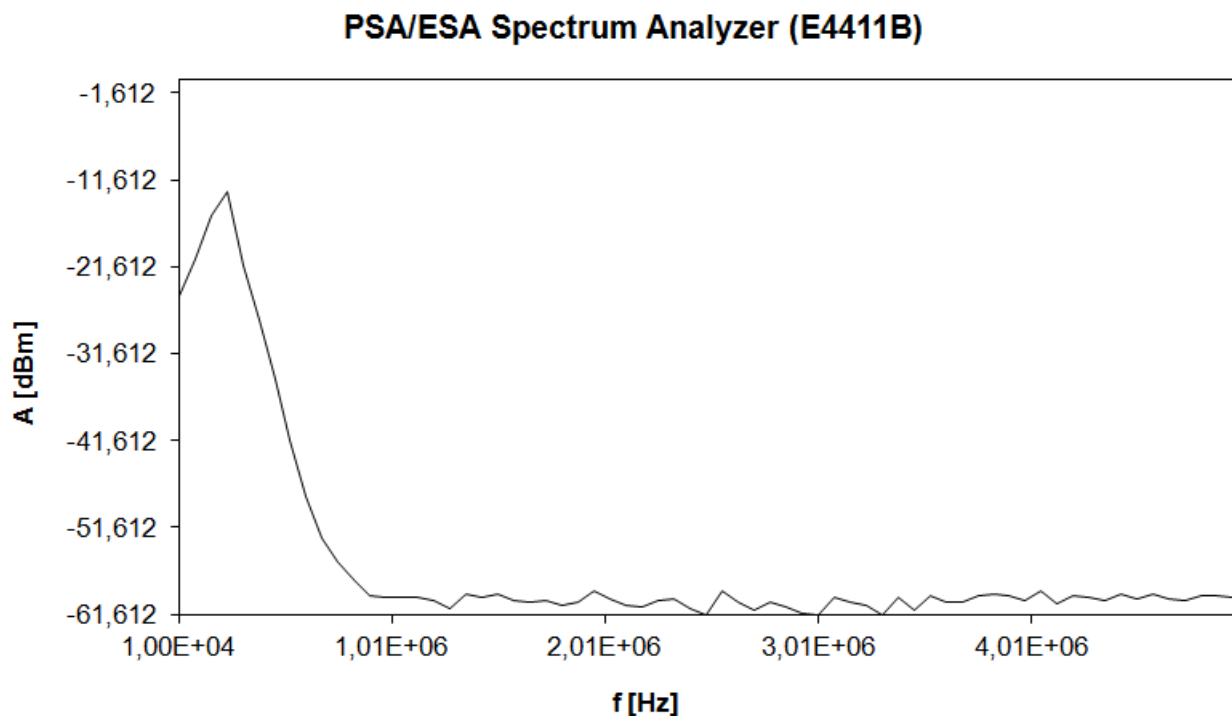
spojení zařízení s ochranným vodičem PE sítě a zemí zařízení pro odrušení nesymetrických proudů.



Obr. 4.10: Zapojení EMC filtru

4.1.3 Měření EMC filtru

Po sestavení 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 50Ω . Analyzátor může měřit minimálně od 9kHz .



Obr. 4.11: Změřené frekvenční spektrum EMC filtru

4.1.4 Shrnutí návrhu EMC filtru

Měřením parametrů LC filtru na spektrálním analyzátoru nemůžeme změřit skutečnou pracovní charakteristiku filtru, jelikož parametry LC filtru jsou závislé na vlastních impedancích konkrétního zdroje a spotřebiče, mezi který se filtr vkládá. Z tohoto důvodu je vždy návrh a měření filtru pouze orientační a většinou pro přesné doladění se musí jeho parametry upravit až při praktickém nasazení u konkrétního zařízení.

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 podkapitolu zařadil jako první v postupu návrhu.

Tab. 4.2: Parametry vybraných řídicích obvodů pro předregulátor

Vlastnosti	Analog Devices	Fairchild	ON Semiconductor	Texas Instruments
Označení IO	ADP1047	FAN7930C	NCP1607	UCC28050
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

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. Podle pokynů mého vedoucího jsem vybral předregulátor 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.

Všechny vybrané integrované obvody v tabulce a 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.

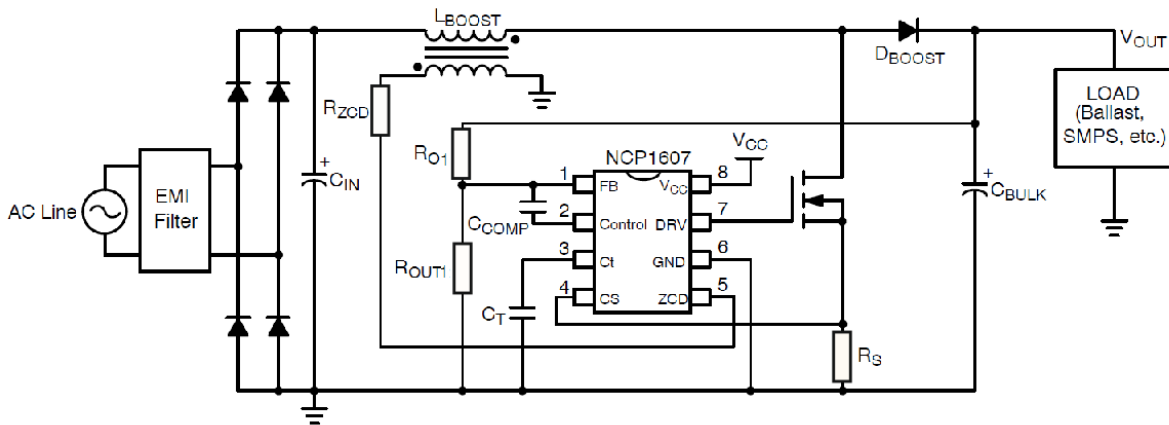
Rozhodl jsem se vybrat řídicí obvod NCP1607 vzhledem k jeho vhodným vlastnostem. Oslovil jsem výrobce ON-Semiconductor, který mi po krátké domluvě potřebné součástky poslal zcela zdarma.

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.
- Detekce přerušení zpětnovazební smyčky.
- Omezení proudové špičky pomocí detekování napětí na rezistoru R_S .



Obr. 4.12: 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, porovnáváného 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_{COMP} 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 - ZDC

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

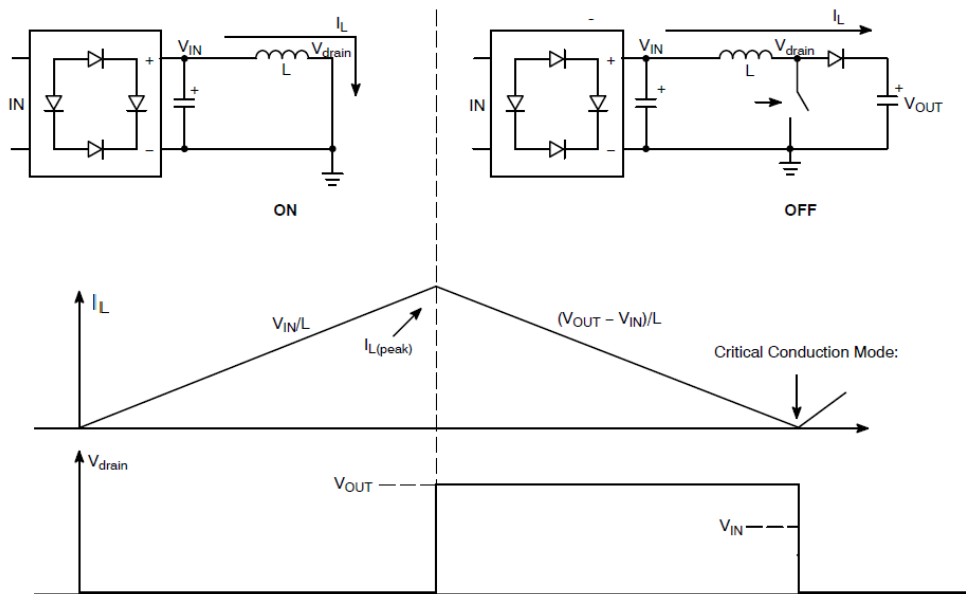
Na tento pin se přivede napájení. Obvod se aktivuje, pokud V_{CC} překročí hodnotu V_{CCon} a odpojí se, pokud klesne pod V_{CCoff} .

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, 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.

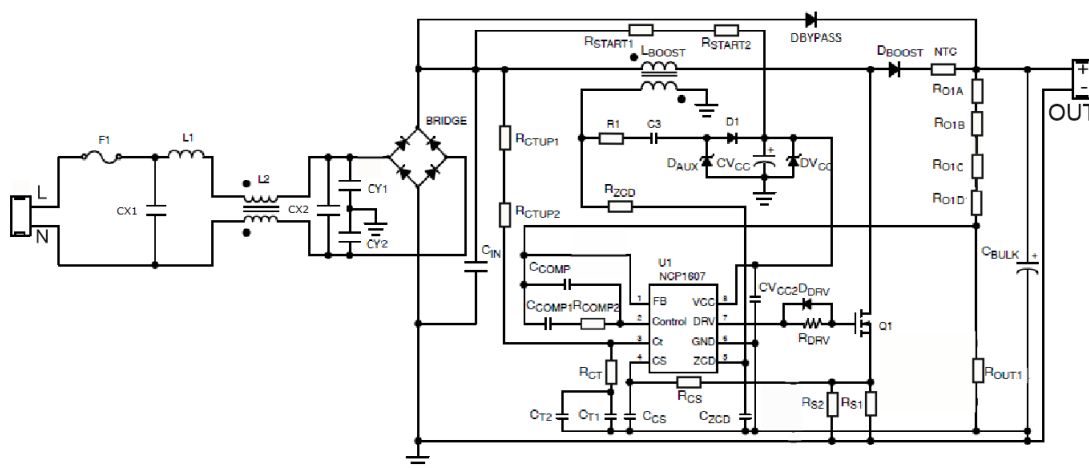
4.2.3 Aplikační postup návrhu předregulátoru

V této podkapitole bude podrobně vysvětlen postup návrhu s potřebnými výpočty a konstrukčními požadavky obvodového zapojení pro PFC předregulátor 4.14.

Nejprve začneme definováním požadovaných parametrů na vlastnosti předregulátoru. Konstrukční postup je veden podle [9] a [11]. Definování požadovaných parametrů je v tabulce 4.3.



Obr. 4.13: Schématické a grafické znázornění ideální funkce boost měniče v CrM režimu spínání
[Převzato z [9]]



Obr. 4.14: Obvodové zapojení navrhnutého PFC předregulátoru

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(minimální)	$f_{SW}[kHz]$	50
Účinnost	$\eta[\%]$	92

Efektivní hodnota vstupního proudu I_{RMS}

$$I_{RMS} = \frac{P_{OUT}}{\eta U_{ac}} = \frac{100}{0,92 \cdot 230} = 0,47A \quad (4.10)$$

Indukčnost tlumivky L_{BOOST} pro CrM režim

Požadovaná hodnota indukčnosti se vypočte pro minimální a maximální napětí.

$$L_{BOOST} \leq \frac{U_{acLL}^2 \left(\frac{U_{OUT}}{\sqrt{2}} - U_{acLL} \right)}{\sqrt{2} U_{OUT} P_{OUT} f_{SW(minLL)}} = \frac{85^2 \cdot \left(\frac{400}{\sqrt{2}} - 85 \right)}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 58000} = 435 \mu H \quad (4.11)$$

$$L_{BOOST} \geq \frac{U_{acHL}^2 \left(\frac{U_{OUT}}{\sqrt{2}} - U_{acHL} \right)}{\sqrt{2} U_{OUT} P_{OUT} f_{SW(minHL)}} = \frac{265^2 \cdot \left(\frac{400}{\sqrt{2}} - 265 \right)}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 51000} = 382 \mu H \quad (4.12)$$

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

$$f_{SW(minLL)} = \frac{U_{acLL}^2}{2L_{BOOST}P_{OUT}} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2}U_{acLL}}{U_{OUT}} \right) = 58kHz \quad (4.13)$$

$$f_{SW(minHL)} = \frac{U_{acHL}^2}{2L_{BOOST}P_{OUT}} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2}U_{acHL}}{U_{OUT}} \right) = 51kHz \quad (4.14)$$

Kapacitor C_T pro nastavení konstantního 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:

$$t_{ON(max)} = \frac{2L_{BOOST}P_{OUT}}{U_{acLL}^2 \eta} = \frac{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{85^2 \cdot 0,92} = 12 \mu s \quad (4.15)$$

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].

$$C_T > \frac{I_{CHARGE} t_{ON(max)}}{V_{CTMAX}} = \frac{297 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^{-6}}{2,9} = 1,3nF \quad (4.16)$$

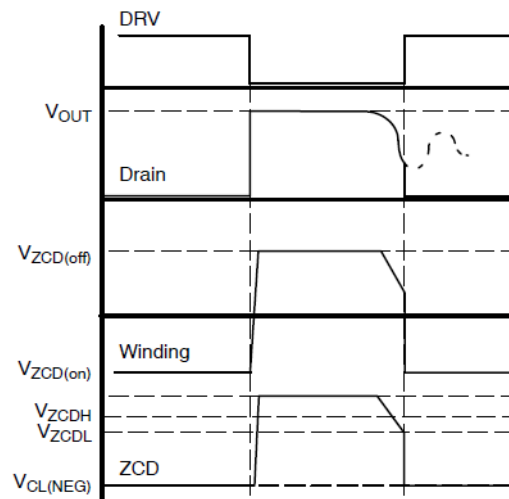
Do praktického zapojení byla zvolena paralelní kombinace dvou keramických SMD kondenzátorů C_{T1} a C_{T2} o velikostech $1nF$ a $800pF$.

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:

$$\frac{N_{BOOST}}{N_{ZCD}} = \frac{U_{OUT} - \sqrt{2}U_{acHL}}{V_{ZCDH}} = \frac{400 - \sqrt{2} \cdot 265}{2,1} = 11 \quad (4.17)$$

V_{ZCDH} je katalogovou prahovou hodnotou [9] detekce poklesu proudu indukčností k nule, jak je vidět na obrázku 4.15.



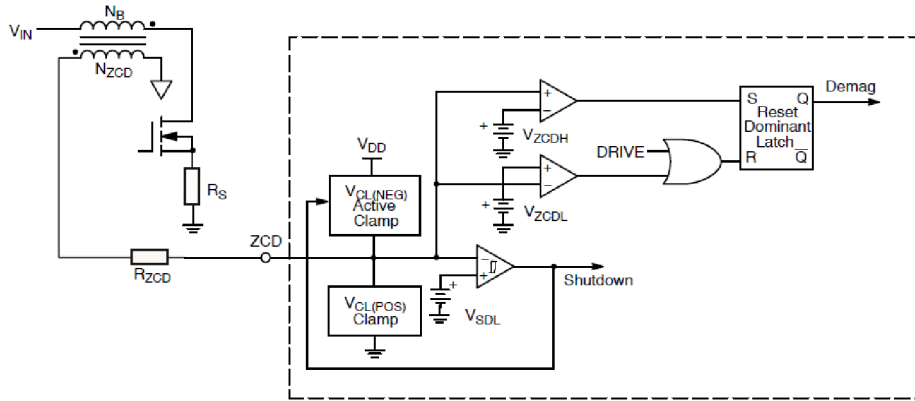
Obr. 4.15: Napěťový přechod pro detekci nulové hodnoty proudu vinutím indukčnosti

[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 4.16.

$$R_{ZDC} \geq \frac{\sqrt{2}U_{acHL}}{I_{CL(neg)} \frac{N_{BOOST}}{N_{ZCD}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 265}{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 11} = 15K\Omega \quad (4.18)$$

Do praktického zapojení byl zvolen vzhledem k výpočtu R_{ZDC} odpor o velikosti $26k\Omega$.



Obr. 4.16: 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 podpětovou ochranu UVP.

Přepětová ochrana OVP je nastavena pomocí zpětnovazebního odporu R_{OUT1} ze vztahu 4.19, kde I_{OVP} je proud přepětové ochrany zadán katalogovou hodnotou [9], jejíž velikost je stanovena na $10\mu A$.

$$R_{O1} = \frac{U_{OUT(OVP)} - U_{OUT}}{I_{OVP}} = \frac{440 - 400}{10 \cdot 10^{-6}} = 4M\Omega \quad (4.19)$$

Velikost R_{O1} 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_{OUT1} s vnitřním odporem na pinu 1 FB, který je značen jako R_{FB} a jeho velikost je $4,7M\Omega$.

Do praktického zapojení jako odpor R_{O1} byly použity hodnoty $4 \times 1M\Omega$, z důvodu napětového rozložení výstupního napětí vzhledem k mezním parametrům součástek. Ve schématu jako R_{O1A} , R_{O1B} , R_{O1C} a R_{O1D} .

$$R_{EQ} = R_{O1} \frac{V_{REF}}{U_{OUT} - V_{REF}} = 4 \cdot 10^6 \cdot \frac{2,5}{400 - 2,5} = 25,16K\Omega \quad (4.20)$$

$$R_{OUT1} = \frac{R_{EQ} R_{FB}}{R_{FB} - R_{EQ}} = \frac{25,16 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^6}{4,7 \cdot 10^6 - 25,16 \cdot 10^3} = 25,4K\Omega \quad (4.21)$$

Do praktického zapojení byl jako odpor R_{OUT1} zvolen ladící lineární trimr $0-50k\Omega$, z důvodu možnosti přesného naladění vypočteného odporu R_{OUT1} nebo k libovolnému nastavení či seřízení výstupního napětí předregulátoru.

Pokud bude překročena maximální dovolená velikost výstupního napětí $U_{OUT(OVP)}$, musí se aktivovat přepěťová ochrana. Tato ochrana je navržena tak, aby i se zvlněním na výstupu $U_{ripple(pk-pk)}$ nepřesáhla hodnotu $U_{OUT(OVP)}$, která je $440V$. Za $U_{ripple(pk-pk)}$ budeme uvažovat hodnotu do $10V$. Potřebný kondenzátor na výstupu:

$$C_{BULK} = \frac{P_{OUT}}{2\pi f_{line(min)} U_{ripple(pk-pk)} U_{OUT}} = \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10 \cdot 400} = 85\mu F \quad (4.22)$$

Do praktického zapojení byl vybrán elektrolytický kondenzátor $100\mu F$ do $450V$. Zvlněné napětí s tímto kondenzátorem bude mít velikost $8.5V$. OVP se tedy aktivuje na $431,5V$.

Obvod také zahrnuje podpěťovou 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} . Tato ochrana by se ve statickém stavu nikdy nemohla pravděpodobně spustit, jelikož by obvod již odpojila nadproudová ochrana. Tato ochrana je z důvodu obrany proti dynamickým stavům a různých přechodových jevům atd.

$$U_{OUT(UVP)} = V_{UVP} \frac{R_{O1} + R_{OUT1}}{R_{OUT1}} = 0.300 \frac{4 \cdot 10^6 + 25,4 \cdot 10^3}{25,4 \cdot 10^3} = 47,5V \quad (4.23)$$

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

Výpočty výkonových proudů 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_{S1} a výstupní kondenzátor C_{BULK} . Nejprve vypočteme efektivní hodnotu proudu induktorem L_{BOOST} .

$$I_{L_{BOOST}(RMS)} = \frac{2P_{OUT}}{\sqrt{3}\eta U_{acLL}} = \frac{2 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 0,92 \cdot 85} = 1,48A \quad (4.24)$$

Největší proudová špička $i_{pk(max)}$ indukčnosti.

⁵Při výpočtu UVP neuvažujeme zadanou minimální hodnotu vstupu U_{acLL} , ale jakoukoliv hodnotu nižší mimo pracovní rozsah, při které dojde ke spuštění obvodu.

$$i_{pk(max)} = \frac{2\sqrt{2}P_{OUT}}{\eta U_{acLL}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 100}{0,92 \cdot 85} = 3,62A \quad (4.25)$$

Proud diodou D_{BOOST}

$$I_{D_{BOOST}(RMS)} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{P_{OUT}}{\eta \sqrt{U_{acLL} U_{OUT}}}} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{100}{\eta \cdot \sqrt{85 \cdot 400}}} = 0,75A \quad (4.26)$$

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.

Proud tranzistorem MOSFET Q_1 .

$$I_{Q_1(RMS)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_{OUT}}{\eta U_{acLL}} \sqrt{1 - \left(\frac{8\sqrt{2}U_{acLL}}{3\pi U_{OUT}}\right)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{100}{0,92 \cdot 85} \sqrt{1 - \left(\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 85}{3 \cdot \pi \cdot 400}\right)} = 1,27A \quad (4.27)$$

Spínací tranzistor musí být dimenzovaný na mezní parametry, přepěťová ochrana je nastavena na 440V. Do obvodu byl vybrán výkonový MOS tranzistor SPP12N50C3 s napěťovou rezervou, jeho maximálním napětím je V_{DS} 560V. Tranzistor je v pouzdře TO-220 s maximálním proudem $I_D = 11,6A$.

Další důležitou výkonovou součástí je rezistor R_{S_1} mezi elektrodou source unipolárního výkonového tranzistoru Q_1 a zemí obvodu. Tento rezistor R_{S_1} 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 . Mezi snímací rezistor R_{S_1} a pin CS připojíme pro omezení spínacího rušení RC filtr typu dolní propust, R_{CS} 510Ω a C_{CS} 10nF. Doporučené podle katalogového listu [11].

$$R_{S_1} = \frac{V_{CS}}{i_{pk(max)}} = \frac{0,5}{3,62} = 0,14\Omega \quad (4.28)$$

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

$$P_{R_{S_1}} = I_{Q_1(RMS)}^2 R_{S_1} = 1,27^2 \cdot 0,14 = 0,22W \quad (4.29)$$

Poslední důležitou výkonovou součástí obvodu je nabíjecí kondenzátor C_{BULK} , který musí být navržen na přijatelné zvlnění výstupu U_{OUT} . Vzhledem k výstupnímu

napětí byl vybrán kondenzátor o velikosti $100\mu F$ na $450V$. Nabíjecí proud kondenzátoru bude:

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2} P_{OUT}^2}{9\pi U_{acLL} U_{OUT} \eta^2} - I_{LOAD(RMS)}^2} = \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2} \cdot 100^2}{9 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 400 \cdot 0,92^2} - 0,21^2} = 0,7A \quad (4.30)$$

kde $I_{LOAD(RMS)}$ je $I_{LBOOST(RMS)} - I_{Q1(RMS)}$.

Napájecí 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 4.31.

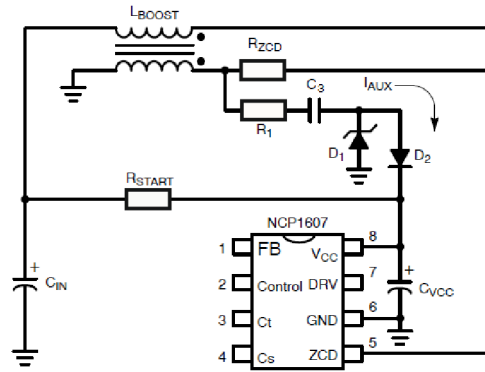
$$t_{START} = \frac{C_{VCC} V_{CC(on)}}{\frac{\sqrt{2} V_{ac}}{R_{START}} - I_{CC(startup)}} = \frac{47 \cdot 10^{-6} \cdot 12}{\frac{\sqrt{2} \cdot 230}{660 \cdot 10^3} - 40 \cdot 10^{-6}} = 1,25s \quad (4.31)$$

Kde $I_{CC(startup)}$ a $V_{CC(on)}$ jsou katalogovou hodnotou [9] a R_{START} katalogovou hodnotou [11]. 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. Napájení obvodu lze realizovat z pomocného vinutí indukčnosti L_{BOOST} , ve které po startu obvodu již bude indukováno napětí. Tato možnost řešení je na obrázku 4.17, 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 stavu je poskytováno napětí na pin 8 V_{CC} dobíjením kondenzátoru C_{VCC} proudem I_{AUX} .

$$\Delta V_{C_3} = \frac{U_{OUT} - V_{CC}}{\frac{N_{BOOST}}{N_{ZCD}}} = \frac{400 - 12}{11} = 35,2V \quad (4.32)$$

$$I_{AUX} = C_3 f_{SW} \Delta V_{C_1} = 22 \cdot 10^{-9} \cdot 50000 \cdot 35,2 = 38mA \quad (4.33)$$

Druhou možností napájení řídicího obvodu pro PFC předregulátor je dodávání napětí z navazujícího snižujícího měniče, který je izolační topologií flyback pro snížení V_{OUT} . Připojení napájení z flyback měniče je na obrázku 4.24. Použití této možnosti vede ke zvýšení účinnosti celého zařízení. V praktickém zapojení je napájení řešeno přes přepínač $S1$, pro volbu mezi napájením z indukčnosti L_{BOOST} a flyback měniče 1.



Obr. 4.17: Pomocné vinutí pro napájení řídicího obvodu [Převzato z [11]]

Nastavení kompenzace sítě

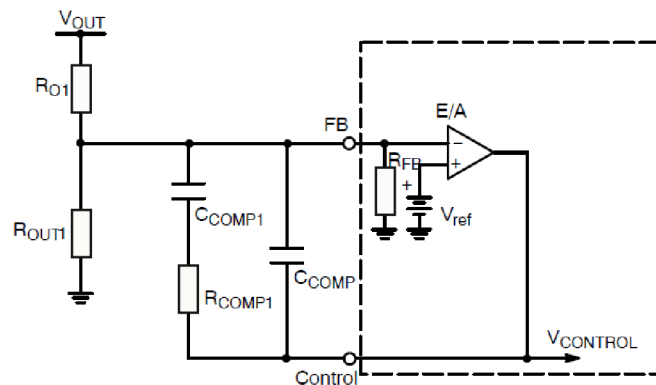
Výstupní napětí U_{OUT} se zvlněním $U_{ripple(pk-pk)}$ porovnávané s referencí V_{REF} na vstupu zesilovače odchylky vyžaduje filtraci, abychom dosáhli vysoké kvality PF faktoru. Tento filtr bude vytvořen připojením kompenzačního kondenzátoru C_{COMP} , připojeného mezi piny 1 FB a 2 Control, tedy mezi vstup zesilovače odchylky a jeho výstup. Bude tedy vytvořen integrační článek, který je dán vztahem 4.34.

$$K_{(p)} = \frac{1}{pR_{O1}C_{COMP}} \quad (4.34)$$

Kondenzátor C_{COMP} stabilizuje výstupní zvlnění na C_{BULK} podle:

$$C_{COMP} = \frac{10^{\frac{K}{20}}}{4\pi f_{line(min)}R_{O1}} = \frac{10^{\frac{60}{20}}}{4 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 4 \cdot 10^6} = 0,423\mu F \quad (4.35)$$

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° . Navržený obvod je na obrázku 4.18.



Obr. 4.18: Navržené kompenzační zapojení zesilovače odchylky [Převzato z [11]]

Z obrázku 4.18 odvodíme přenosovou funkci pro vylepšený typ kompenzační vazby chybového zesilovače.

$$Z_1 = R_{O1} \quad (4.36)$$

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{pC_{COMP}}(R_{COMP1} + \frac{1}{pC_{COMP1}})}{\frac{1}{pC_{COMP}} + R_{COMP1} + \frac{1}{pC_{COMP1}}} = \frac{1 + pC_{COMP1}R_{COMP1}}{p^2R_{COMP1}C_{COMP1}C_{COMP} + pC_{COMP1} + pC_{COMP}} \quad (4.37)$$

$$K_{(p)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1 + pR_{COMP1}C_{COMP1}}{p^2R_{O1}R_{COMP1}C_{COMP1}C_{COMP} + pR_{O1}(C_{COMP} + C_{COMP1})} \quad (4.38)$$

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

$$p(n) = -\frac{1}{R_{COMP1}C_{COMP1}} = -\frac{1}{55000 \cdot 0,39 \cdot 10^{-6}} = -45 \quad (4.39)$$

Z jmenovatele určíme póly:

$$p_{1,2} = \frac{-R_{O1}(C_{COMP} + C_{COMP1}) \mp \sqrt{(R_{O1}(C_{COMP} + C_{COMP1}))^2}}{2 \cdot (R_{O1}R_{COMP1}C_{COMP1}C_{COMP})} = n_{-536}^0 \quad (4.40)$$

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

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_{COMP1}C_{COMP1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55000 \cdot 0,39 \cdot 10^{-6}} = 7,42Hz \quad (4.41)$$

$$f_{pol} = f_n \left(\frac{C_{COMP} + C_{COMP1}}{C_{COMP}} \right) = 7,42 \cdot \left(\frac{(0,01 + 0,39)}{0,01} \right) = 296,8Hz \quad (4.42)$$

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 za diodu D_{BOOST} 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.

$$\varepsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f_{SW}}} = \frac{6,62}{\sqrt{50000}} = 0,03cm \quad (4.43)$$

Krok.2. Průměr vodiče pro vinutí.

$$d = 2\varepsilon = 2 \cdot 0,026 = 0,06cm \quad (4.44)$$

Krok.3. Plocha holého vodiče.

$$A_W = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,06^2}{4} = 2,75 \cdot 10^{-3}cm^2 \quad (4.45)$$

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. Příkon na vstupu

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = \frac{100}{0,92} = 108,7W \quad (4.46)$$

Krok.5. Okamžitá hodnota vstupního proudu

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2}P_{IN}}{U_{acLL}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 108,7}{85} = 1,81A \quad (4.47)$$

Krok.6. Ve vztazích 4.11, byla vypočtena požadovaná indukčnost tlumivkou. Z těchto hodnot vypočteme akumulovanou energii a poté vybereme vhodné magnetické jádro.

$$W = \frac{L_{BOOST}i_{pk}^2}{2} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \cdot 1,81^2}{2} = 0,65mJ \quad (4.48)$$

Krok.7. Výpočet činitele $K_e[-]$.

$$K_e = 0,145P_{OUT}B_m^2 \cdot 10^{-4} = 0,145 \cdot 100 \cdot 0,1^2 \cdot 10^{-4} = 14,5 \cdot 10^{-6} \quad (4.49)$$

Krok.8. 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.

$$K_g = \frac{W^2}{K_e\alpha} = \frac{(0,65 \cdot 10^{-3})^2}{14,5 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 0,03cm^5 \quad (4.50)$$

Tab. 4.4: Parametry feritového jádra ETD29

Materiál		3C90
Veličina	Hodnota	Jednotka
MPL	7,2	cm
W_{tfe}	28	g
W_{tcu}	32,1	g
MLT	6,4	cm
A_c	0,761	cm^2
W_a	1,419	cm^2
A_p	1,08	cm^4
A_t	42,5	cm^2
μ_r	1610	–
G	2,2	cm^2
K_g	0,0517	cm^5

α je regulační odchylka v [%].

Krok.9. Z literatury [13] na straně 127 bylo vybráno jádro ETD29, které bylo svou hodnotou vhodné vzhledem k parametru K_g .

Krok.10. Proudová hustota J .

$$J = \frac{2W10^4}{B_m A_p K_u} = \frac{2 \cdot 0,65 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{0,1 \cdot 1,08 \cdot 0,29} = 418,4 \frac{A}{cm^2} \quad (4.51)$$

K_u je faktor okenního využití jádra navíjením závitů (určuje množství mědi na jádře), standardně $K_u = 0,29[-]$.

Krok.11. Potřebná plocha měděného vodiče pro vinutí se započtením tloušťky izolačního laku.

$$A_{pw(B)} = \frac{i_{pk}}{\sqrt{2} J} = \frac{1,81}{418,4} = 3,54 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (4.52)$$

Krok.12. Vhodný počet vláken (žil) v jednom vodiči v důsledku potlačení skin efektu.

$$S_n = \frac{A_{pw(B)}}{A_W} = \frac{3,54 \cdot 10^{-3}}{2,59 \cdot 10^{-3}} = 1,36 \rightarrow 1 \quad (4.53)$$

Krok.13. Počet závitů.

$$N_1 = \frac{K_u W_a}{S_n A_W} = \frac{0,29 \cdot 1,419}{1 \cdot 2,59 \cdot 10^{-3}} = 159z \quad (4.54)$$

Krok.14. Požadovaná vzduchová mezera magnetického jádra.

$$l_g = \frac{0,4\pi N_1^2 A_c 10^{-8}}{L_{BOOST}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 159^2 \cdot 0,761 \cdot 10^{-8}}{400 \cdot 10^{-6}} = 0,6cm \quad (4.55)$$

Krok.15. Faktor rozptylového magnetického toku ϕ na vzduchové mezeře l_g .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0,6}{\sqrt{0,761}} \ln \frac{2 \cdot 2,2}{0,6} = 2,37 \quad (4.56)$$

Krok.16. Přepočítání závitů se započtením rozptylového faktoru F .

$$N_{BOOST} = \sqrt{\frac{l_g L_{BOOST}}{0,4\pi A_c F 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0,6 \cdot 400 \cdot 10^{-6}}{0,4 \cdot \pi \cdot 0,761 \cdot 2,37 \cdot 10^{-8}}} = 102,9 \rightarrow 103z \quad (4.57)$$

Krok.17. Závitů na pomocném vinutí. V rovnici 4.17 byl vypočten potřebný poměr pro detekci nulové hodnoty proudu ve vinutí induktoru L_{BOOST} .

$$N_{AUX} = \frac{N_{BOOST}}{n_{ZDC}} = \frac{103}{11} = 9,36 \rightarrow 9z \quad (4.58)$$

Krok.18. Špička magnetické indukce B_{pk} .

$$B_{pk} = \frac{0,4\pi N_{BOOST} F i_{pk} 10^{-4}}{l_g} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 103 \cdot 2,37 \cdot 1,81 \cdot 10^{-4}}{0,6} = 0,1T \quad (4.59)$$

Krok.19. Rezistivita vinutí.

$$new \frac{\mu\Omega}{cm} = \frac{\frac{\mu\Omega}{cm}}{S_{np}} = \frac{666}{1} = 666 \quad (4.60)$$

Krok.20. Odpor vinutí.

$$R_p = MLT \cdot N_{BOOST} \cdot new \frac{\mu\Omega}{cm} 10^{-6} = 6,4 \cdot 103 \cdot 666 \cdot 10^{-6} = 0,44\Omega \quad (4.61)$$

Krok.21. Výkonové ztráty v mědi na vinutí.

$$P_{CU} = \frac{I_{pk}^2}{\sqrt{2}} R_p = \frac{1,81^2}{\sqrt{2}} \cdot 0,44 = 0,96W \quad (4.62)$$

Krok.22. Regulační odchylka α pro tento návrh.

$$\alpha = \frac{P_{CU}}{P_{OUT}} 100 = \frac{0,96}{100} 100 = 0,96\% \quad (4.63)$$

Krok.23. Provozní magnetická indukce B_{ac} .

$$B_{ac} = \frac{0,4\pi N_{BOOST} \frac{i_{pk}}{2} 10^{-4}}{l_g} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 103 \frac{1,81}{2} 10^{-4}}{0,6} = 0,02T \quad (4.64)$$

Krok.24. Výpočet WK (*watts/kilogram*).

$$WK = 4,316 \cdot 10^{-5} f^{1,63} B_{ac}^{2,62} = 4,316 \cdot 10^{-5} \cdot 50000^{1,64} \cdot 0,02^{2,68} = 0,28 \frac{W}{Kg} \quad (4.65)$$

Krok.25. Ztráty v železe P_{fe} .

$$P_{fe} = WKW_{tfe}10^{-3} = 0,28 \cdot 28 \cdot 10^{-3} = 7,78 \cdot 10^{-3}W \quad (4.66)$$

Krok.26. Celkové ztráty P_c .

$$P_c = P_{fe} + P_{CU} = 0,96 + 7,78 \cdot 10^{-3} = 0,97W \quad (4.67)$$

Krok.27. Ztrátový koeficient ψ .

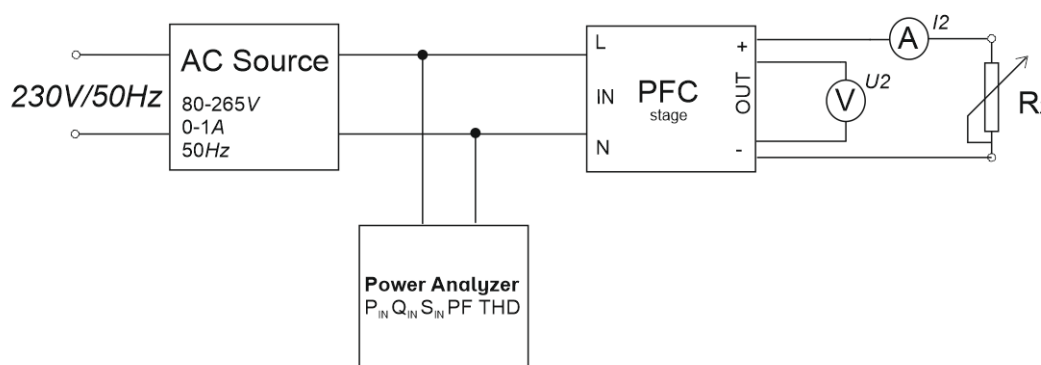
$$\psi = \frac{P_c}{A_t} = \frac{0,97}{42,5} = 0,023 \frac{W}{cm^2} \quad (4.68)$$

Krok.28. Oteplení navrženého ETD jádra.

$$T_r = 450\psi^{0,826} = 450 \cdot 0,023^{0,826} = 19,81^\circ C \quad (4.69)$$

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 je napětí U_1 s odebíranými složkami proudů I_1 až do 50. harmonické, jednotlivé složky výkonů P_1 , Q_1 a S_1 . Měření PF faktoru a THD zkruslení. Na výstup zařízení byl připojen výkonový potenciometr R_Z pro zatížení zdroje o maximální velikosti $4,6K\Omega$ na $0,25A$, spolu s A-metrem a V-metrem typu TRUE-RMS, který byl připojen na vedlejší výstupní svorky, aby byly eliminovány ztráty propojovacích vodičů. Schéma zapojení je na obrázku 4.19 .

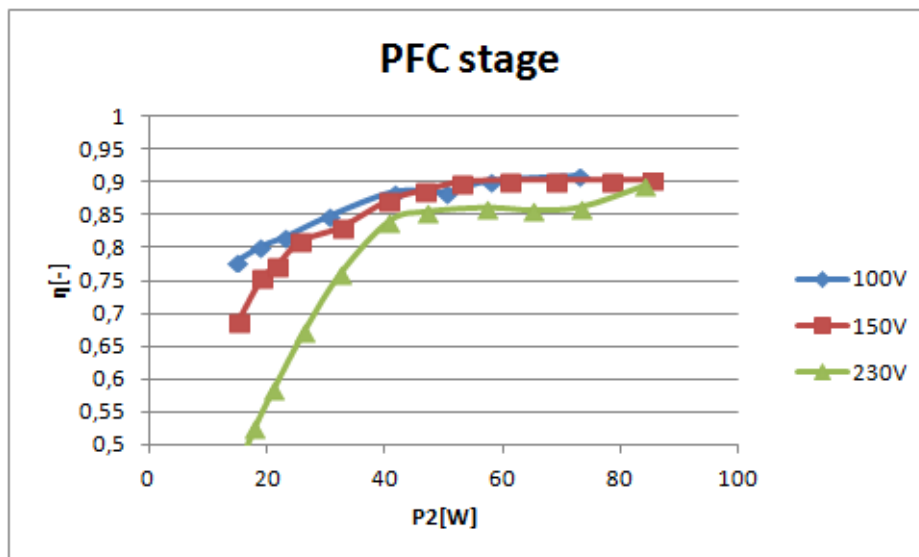


Obr. 4.19: Uspořádání přístrojů při měření parametrů PFC předregulátoru

Měření parametrů bylo provedeno ve třech velikostech vstupního napětí pro 100V, 150V a 230V. Při těchto velikostech bylo zaznamenáno napětí U_1 , jednotlivé vstupní

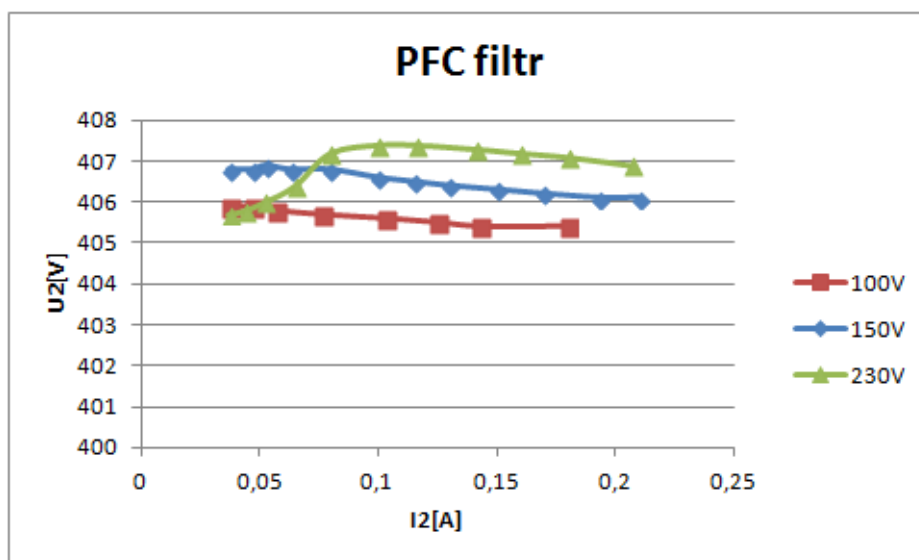
harmonické složky proudu I_1 , PF faktor a THD zkeslení, pomocí fotoaparátém vyfocené obrazovky analyzátoru, z důvodu nefunkční paměťové karty zařízení. Na výstupu zařízení byly odečteny hodnoty A-metru I_2 a V-metru U_2 .

Nejprve byly zjištěny funkční parametry zařízení měřením účinnosti a stabilizace výstupního napětí. Výsledky jsou vidět na obrázku 4.20, kde je znázorněna změřená účinnost v závislosti na výstupním výkonu P_2 . Kde $P_2 = U_2 \cdot I_2$.



Obr. 4.20: Účinnost v závislosti na výstupním výkonu

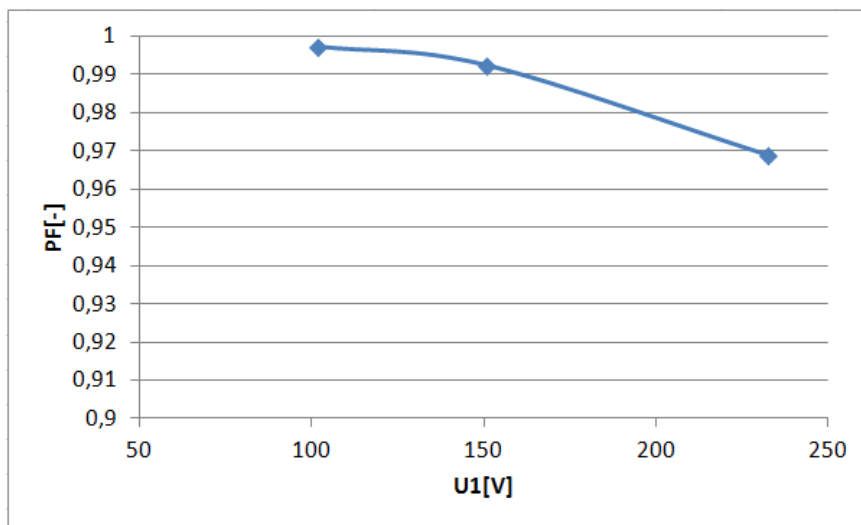
Na dalším obrázku 4.21 je vidět zatěžovací charakteristika PFC předregulátoru.



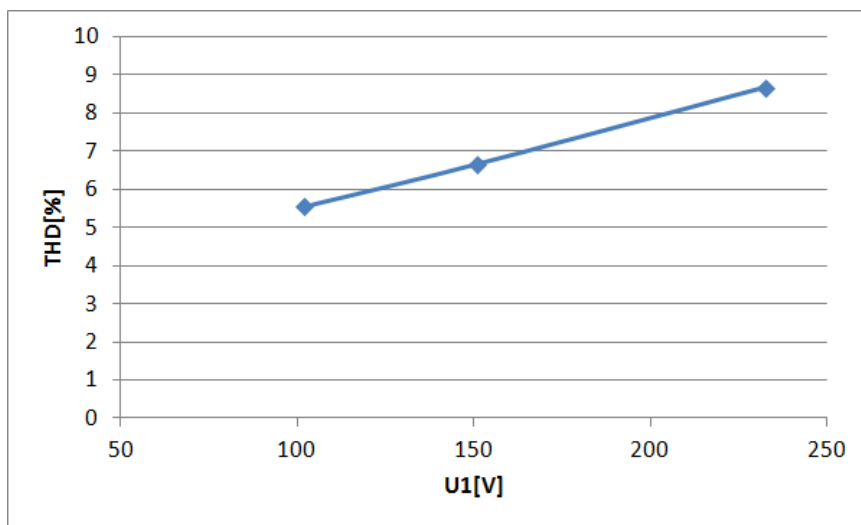
Obr. 4.21: Zatěžovací charakteristika PFC filtru

Ze změřených dat je patrné, že aktivní PFC filtr má výbornou účinnost- přes 90%, v rozsahu 40-90W, pro které byl navržen. Stabilizace výstupního napětí je také velice kvalitní, předregulátor se chová jako tvrdý zdroj napětí a v pracovním rozsahu jsou poklesy výstupního napětí jen v řádu desetin voltů.

Dále byly změřeny hlavní parametry předregulátoru, a to kvalita korekce účinníku (PF faktor) na obrázku 4.22 a THD zkreslení na obrázku 4.23. Zobrazení je vykresleno v závislosti na vstupním napětí U_1 .



Obr. 4.22: PF faktor v závislosti na vstupním napětí při zatížení 80W.



Obr. 4.23: THD v závislosti na vstupním napětí při zatížení 80W.

4.2.5 Shrnutí výsledků aktivního PFC filtru

Ze změřených dat je patrné, že PFC filtr pracuje na optimálních parametrech, které odpovídají PF faktoru mezi 0,95-0,99 v rozmezí výkonu 40-90W, účinnosti η přes 90% a zkreslení vyšších harmonických (2. až 50. harmonická) do 10% základní harmonické.

Výkonová oblast se nastaví vhodnou volbou rezistoru R_{S1} a R_{S2} do proudové zpětné vazby řídicího obvodu. Nejlepší korekce PF 0,997 je při nízkém vstupním napětí 100V. Se zvyšováním vstupního napětí stoupá podíl vyšších harmonických a snižuje se hodnota PF faktoru k hodnotě okolo 0,969 na 230V při plném zatížení předregulátoru. Optimální vlastnosti PF faktoru se nastaví vhodnou volbou kompenzační sítě mezi piny 1 a 2 IO. Na celkové zkreslení THD mají největší vliv tvarovací rezistory R_{ctup} , které se připojují mezi usměrněné napětí a časovací kondenzátor C_T pro překlápění PWM. Poměr jednotlivých harmonických na zkreslení vstupního napětí je k nalezení v příloze na obrázku 10. Dále na zatěžovací charakteristice na obrázku 4.21 je vidět, že měnič stabilizuje výstupní napětí na nastavených 400V v celém pracovním rozsahu předregulátoru.

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 viz 4.2.1, jelikož vybraný obvod NCP1607 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.

Rozhodovalo se 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 také je zde problematický návrh trans-

Tab. 4.5: Parametry vybraných řídicích obvodů pro downstream měnič

Vlastnosti	ON Semiconductor		
Topologie	Flyback		Forward
Označení IO	NCP1230	NCP1381	NCP1252
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

formátoru. Z tohoto důvodu bylo rozhodnuto pro topologii flyback a byl vybrán obvod NCP1230 pro návrh v DCM režimu a spínací frekvenci $65kHz$.

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:

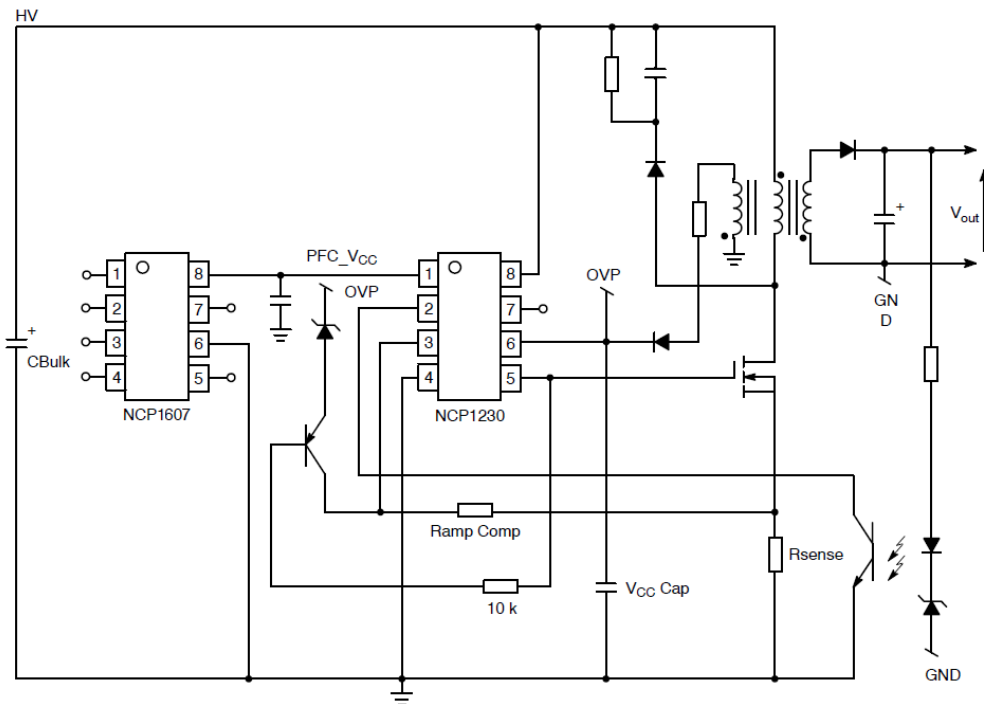
- Přímé připojení k PFC předregulátoru.
- Nízké zatížení v pohotovostním režimu.
- Bezeztrátové spuštění pomocí přivedení vysokého napětí z předregulátoru na pin 8 HV.
- Soft start.
- Ochrana proti přepětí a nadproudu.
- Optočlen ve zpětnovazební smyčce.

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. Pin poskytuje napájení předregulátoru.

Pin 2 - FB

Tento pin se připojuje na kolektor optočlenu ve zpětné vazbě, otevírání/zavírání fototranzistoru v optočlenu řídí PWM střidu pro řízení spínacího prvku.



Obr. 4.24: Typické zapojení NCP1230 s přímým napojením na NCP1607 předregulátoru
[Převzato z [10]]

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.

Pin 4 - GND

Zem napájecího 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.

Tab. 4.6: Požadované parametry flyback měniče

Maximální hodnota vstupního napětí	$U_{IN}[V]$	400
Minimální vstupní napětí	$U_{IN(min)}[V]$	360
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	$B_m[mT]$	100
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 uvedeno 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.

$$\varepsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f_{SW}}} = \frac{6,62}{\sqrt{65000}} = 0,026cm \quad (4.70)$$

Krok.2. Průměr vodiče k navíjení.

$$d = 2\varepsilon = 2 \cdot 0,026 = 0,052cm \quad (4.71)$$

Krok.3. Plocha holého vodiče.

$$A_W = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,052^2}{4} = 0,0021cm^2 \quad (4.72)$$

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.

$$T = \frac{1}{f_{SW}} = \frac{1}{65000} = 15,4\mu s \quad (4.73)$$

Krok.5. Maximální aktivní doba sepnutí tranzistoru.

$$t_{ON} = TD_{max} = 15,4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4 = 6,15\mu s \quad (4.74)$$

Krok.6. Výstupní zatěžovací výkon.

$$P_0 = I_0(U_0 + U_d) = 2 \cdot (32 + 0,7) = 65,4W \quad (4.75)$$

Krok.7. Výkon pomocného vnutí.

$$P_x = I_x(U_x + U_d) = 0,1 \cdot (16,5 + 0,7) = 1,72W \quad (4.76)$$

Krok.8. Celkový výkon.

$$P_{0(max)} = P_0 + P_x = 65,4 + 1,72 = 67,12W \quad (4.77)$$

Krok.9. Maximální vstupní proud.

$$I_{IN(max)} = \frac{P_{0(max)}}{U_{IN(min)}\eta} = \frac{67,12}{360 \cdot 0,8} = 0,23A \quad (4.78)$$

Krok.10. Proudová špička na primárním vinutí.

$$i_{p(pk)} = \frac{2P_{0(max)}T}{\eta U_{IN(min)}t_{ON}} = \frac{2 \cdot 67,12 \cdot 15,4 \cdot 10^{-6}}{0,8 \cdot 360 \cdot 6,15 \cdot 10^{-6}} = 1,16A \quad (4.79)$$

Krok.11. Efektivní hodnota proudu primárním vinutím.

$$I_{p(rms)} = i_{p(pk)} \sqrt{\frac{t_{ON}}{3T}} = 1,16 \sqrt{\frac{6,15 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 15,4 \cdot 10^{-6}}} = 0,43A \quad (4.80)$$

Krok.12. Maximální vstupní výkon.

$$P_{IN(max)} = \frac{P_{0(max)}}{\eta} = \frac{67,12}{0,8} = 83,9W \quad (4.81)$$

Krok.13. Ekvivalentní vstupní odpor.

$$R_{IN(eq)} = \frac{U_{IN(min)}^2}{P_{IN(max)}} = \frac{360^2}{83,9} = 1544,7\Omega \quad (4.82)$$

Krok.14. Primární indukčnost.

$$L_p = \frac{R_{IN(eq)}TD_{max}^2}{2} = \frac{1544,7 \cdot 15,4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4^2}{2} = 1901,16\mu H \quad (4.83)$$

Tab. 4.7: Parametry feritového jádra ETD34

Materiál		CF139
Veličina	Hodnota	Jednotka
MPL	7,87	cm
W_{tfe}	40	g
W_{tcu}	43,3	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
μ_r	1620	–
G	2,36	cm^2
K_g	0,0911	cm^5

Krok.15. Energie na indukčnosti L_p .

$$W = \frac{L_p i_{p(pk)}^2}{2} = \frac{1901,16 \cdot 10^{-6} \cdot 1,16^2}{2} = 1,3mJ \quad (4.84)$$

Krok.16. Výpočet činitele $K_e[-]$.

$$K_e = 0,145 P_{0(max)} B_m^2 10^{-4} = 0,145 \cdot 67,12 \cdot 0,1^2 \cdot 10^{-4} = 9,73 \cdot 10^{-6} \quad (4.85)$$

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.

$$K_g = \frac{W^2}{K_e \alpha} 1,35 = \frac{1,3 \cdot 10^{-3}}{9,73 \cdot 10^{-6} \cdot 1} 1,35 = 0,17cm^5 \quad (4.86)$$

Kde α 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 .

$$J = \frac{2W10^4}{B_m A_p K_u} = \frac{2 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{0,1 \cdot 1,667 \cdot 0,29} = 543 \frac{A}{cm^2} \quad (4.87)$$

Kde K_u je faktor okenního využití jádra navíjením závitů (určuje množství mědi na jádře), standardně $K_u = 0,29[-]$.

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

$$A_{pw(B)} = \frac{I_{p(rms)}}{J} = \frac{0,43}{543} = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.88)$$

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

$$S_{np} = \frac{A_{pw(B)}}{A_W} = \frac{0,8 \cdot 10^{-3}}{0,002047} = 0,4 \rightarrow 1 \quad (4.89)$$

Krok.22. Počet primárních závitů.

$$N_p = \frac{K_u \frac{W_a}{2}}{3A_W} = \frac{0,29 \frac{1,711}{2}}{3 \cdot 0,002047} = 40,4 \rightarrow 40z \quad (4.90)$$

Krok.23. Požadovaná vzduchová mezera.

$$l_g = \frac{0,4\pi N_p^2 A_c 10^{-8}}{L_p} - \frac{MPL}{\mu_m} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 40^2 \cdot 0,974 \cdot 10^{-8}}{1901,16 \cdot 10^{-6}} - \frac{7,87}{1620} = 0,01 \rightarrow 0,02 \text{ cm} \quad (4.91)$$

Vzduchová mezera je zaokrouhlena na 0,2mm, vzhledem k možnostem výběru jádra.

Krok.24. Faktor rozptylového magnetického toku ϕ na vzduchové mezeře l_g .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0,02}{\sqrt{0,974}} \ln \frac{2 \cdot 2,36}{0,02} = 1,05 \quad (4.92)$$

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

$$N_{np} = \sqrt{\frac{l_g L_p}{0,4\pi A_c F 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0,02 \cdot 1901,16 \cdot 10^{-6}}{0,4 \cdot \pi \cdot 0,974 \cdot 1,05 \cdot 10^{-8}}} = 54,5 \rightarrow 55z \quad (4.93)$$

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

$$B_{pk} = \frac{0,4\pi N_{np} F i_{p(pk)} 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 1,05 \cdot 1,16 \cdot 10^{-4}}{0,02 + \frac{7,87}{1620}} = 0,34T \quad (4.94)$$

Krok.27. Rezistivita primárního vinutí.

$$new \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = \frac{\frac{\mu\Omega}{\text{cm}}}{S_{np}} = \frac{842}{1} = 842 \quad (4.95)$$

Krok.28. Odpor primárního vinutí.

$$R_p = MLT \cdot N_{np} \cdot new \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} 10^{-6} = 7,1 \cdot 55 \cdot 842 \cdot 10^{-6} = 0,33\Omega \quad (4.96)$$

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

$$P_p = I_{p(rms)}^2 R_p = 0,43^2 \cdot 0,33 = 0,06W \quad (4.97)$$

Krok.30. Závity na sekundárním vnutí.

$$N_s = \frac{N_{np}(U_0 + U_d)(1 - D_{max} - D_W)}{U_{IN(min)}D_{max}} = \frac{55(32 + 0,7)(1 - 0,4 - 0,1)}{360 \cdot 0,4} = 6,2 \rightarrow 6z \quad (4.98)$$

Krok.31. Proudová špička na sekundárním vnutí.

$$i_{s(pk)} = \frac{2I_0}{1 - D_{max} - D_W} = \frac{2 \cdot 2}{1 - 0,4 - 0,1} = 8A \quad (4.99)$$

Krok.32. Efektivní hodnota proudu sekundárním vnutím.

$$I_{s(rms)} = i_{s(pk)} \sqrt{\frac{1 - D_{max} - D_W}{3}} = 8 \sqrt{\frac{1 - 0,4 - 0,1}{3}} = 3,26A \quad (4.100)$$

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

$$A_{sw(B)} = \frac{I_{s(rms)}}{J} = \frac{3,26}{534} = 0,0061cm^2 \quad (4.101)$$

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

$$S_{ns} = \frac{A_{sw(B)}}{A_W} = \frac{0,0061}{0,002047} = 3 \quad (4.102)$$

Krok.35. Rezistivita sekundárního vnutí.

$$\frac{\mu\Omega}{cm}(s) = \frac{\frac{\mu\Omega}{cm}}{S_{ns}} = \frac{842}{3} = 280,66 \quad (4.103)$$

Krok.36. Odpor sekundárního vnutí.

$$R_s = MLT \cdot N_s \cdot \frac{\mu\Omega}{cm}(s) \cdot 10^{-6} = 7,1 \cdot 3 \cdot 280,66 \cdot 10^{-6} = 0,012\Omega \quad (4.104)$$

Krok.37. Výkonové ztráty na sekundárním vnutí.

$$P_s = I_{s(rms)}^2 R_s = 3,26^2 \cdot 0,012 = 0,13W \quad (4.105)$$

Krok.38. Převod mezi primárním a sekundárním vnutím.

$$n_s = \frac{N_{np}}{N_s} = \frac{55}{6} = 9,16 \quad (4.106)$$

Krok.39. Závity na pomocném vnutí.

$$N_x = \frac{N_{np}(U_0 + U_d)(1 - D_{max} - D_W)}{U_{IN(min)}D_{max}} = \frac{55(16,5 + 0,7)(1 - 0,4 - 0,1)}{360 \cdot 0,4} = 3,3 \rightarrow 3z \quad (4.107)$$

Krok.40. Proudová špička na pomocném vnutí.

$$i_{x(pk)} = \frac{2I_x}{1 - D_{max} - D_W} = \frac{0,1 \cdot 2}{1 - 0,4 - 0,1} = 0,4A \quad (4.108)$$

Krok.41. Efektivní hodnota proudu pomocným vinutím.

$$I_{x(rms)} = i_{x(pk)} \sqrt{\frac{1 - D_{max} - D_W}{3}} = 0,4 \sqrt{\frac{1 - 0,4 - 0,1}{3}} = 0,16A \quad (4.109)$$

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

$$A_{xw(B)} = \frac{I_{x(rms)}}{J} = \frac{0,163}{543} = 0,31 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (4.110)$$

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

$$S_{nx} = \frac{A_{xw(B)}}{A_W} = \frac{0,31 \cdot 10^{-3}}{0,002047} = 0,15 \rightarrow 1 \quad (4.111)$$

Krok.44. Rezistivita pomocného vinutí.

$$\frac{\mu\Omega}{cm}(x) = \frac{\mu\Omega}{cm} = \frac{842}{1} = 842 \quad (4.112)$$

Krok.45. Odpor pomocného vinutí.

$$R_x = MLT \cdot N_x \cdot \frac{\mu\Omega}{cm}(x) \cdot 10^{-6} = 7,1 \cdot 3 \cdot 842 \cdot 10^{-6} = 0,02\Omega \quad (4.113)$$

Krok.46. Výkonové ztráty na pomocném vinutí.

$$P_x = I_{x(rms)}^2 R_x = 0,163^2 \cdot 0,06 = 0,53mW \quad (4.114)$$

Krok.47. Převod mezi primárním a pomocným vinutím.

$$n_x = \frac{N_{np}}{N_x} = \frac{37}{3} = 18,3 \quad (4.115)$$

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

$$N_t = N_{np}S_{np} + N_sS_{ns} + N_xS_{nx} = 55 \cdot 1 + 6 \cdot 3 + 3 \cdot 1 = 76z \quad (4.116)$$

$$K_u = \frac{N_t A_W}{W_a} = \frac{76 \cdot 0,002047}{1,711} = 0,1 \quad (4.117)$$

Krok.49. Celkové ztráty v mědi.

$$P_{cu} = P_p + P_s + P_x = 0,06 + 0,13 + 0,00053 = 0,19W \quad (4.118)$$

Krok.50. Regulační odchylka α pro tento návrh.

$$\alpha = \frac{P_{CU}}{P_{0(max)}} 100 = \frac{0,19}{67,12} \cdot 100 = 0,28\% \quad (4.119)$$

Krok.51. Provozní indukce B_{ac} .

$$B_{ac} = \frac{0,4\pi N_{np} F_{\frac{i(pk)}{2}} 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 1,05 \frac{1,16}{2} 10^{-4}}{0,02 + \frac{7,87}{1620}} = 0,17T \quad (4.120)$$

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

$$WK = 4,316 \cdot 10^{-5} f^{1,64} B_{ac}^{2,62} = 4,855 \cdot 10^{-5} \cdot 65000^{1,64} \cdot 0,17^{2,63} = 31,83 \frac{W}{Kg} \quad (4.121)$$

Krok.53. Ztráty v železe P_{fe} .

$$P_{fe} = WKW_{tfe} 10^{-3} = 31,83 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 1,27W \quad (4.122)$$

Krok.54. Celkové ztráty P_c .

$$P_c = P_{fe} + P_{cu} = 1,27 + 0,19 = 1,46W \quad (4.123)$$

Krok.55. Ztrátový koeficient ψ .

$$\psi = \frac{P_c}{A_t} = \frac{1,46}{53,4} = 0,03 \frac{W}{cm^2} \quad (4.124)$$

Krok.56. Oteplení navrženého ETD jádra.

$$T_r = 450\psi^{0,826} = 450 \cdot 0,03^{0,826} = 23,03^\circ C \quad (4.125)$$

Výstupní filtr

Nevýhodou topologie flyback je velké zvlnění na výstupu. Tento problém vyžaduje použitý několika velkých kondenzátorů pro jejich pokrytí. Zvlnění proudu na výstupu:

$$I_{cap(ripple)} = \sqrt{I_{s(rms)}^2 - I_0^2} = \sqrt{3,26^2 - 2^2} = 2,6A \quad (4.126)$$

Potřebná velikost výstupního kondenzátoru:

$$C_0 = \frac{I_{cap(ripple)} N_{CT}}{f_{SW} V_{ripple}} = \frac{2,6 \cdot 10}{65000 \cdot 0,05} = 8mF \quad (4.127)$$

Kde zvlnění V_{ripple} připouštíme $50mV$. N_{CT} je počet spínacích cyklů regulační smyčky pro snížení z maximální na minimální hodnotu (*standardně mezi 10 a 20 cykly*). Do praktického zapojení byla zvolena paralelní kombinace elektrolytických kondenzátorů $4 \times 2200\mu F$, tedy celkově $8800 \mu F$ pro další výpočty. Na desce jako C_1 , C_2 , C_4 a C_5 .

Pro zvlnění na výstupu je navržen LC filtr.

$$C_8 = \frac{I_{s(rms)}(T - t_{ON})}{V_{ripple}} = \frac{3,26(15,4 - 6,15)10^{-6}}{0,05} = 603\mu F \quad (4.128)$$

Zlomová frekvence filtru:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4 C_8}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{3 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^{-6}}} = 4KHz \quad (4.129)$$

Do praktického zapojení byla zvolena hodnota $L_4 = 3 \mu H$ a vybrán kondenzátor o velikosti $C_8 = 500 \mu F$ vzhledem k výpočtu C_8 .

Flyback dioda

Usměrňovací dioda $D_{FLYBACK}$ na sekundárním vinutí v pouzdře TO-220 musí být dimenzována na napětí transformátoru.

$$P_{IV} = \frac{U_{IN(max)}}{n_s} = \frac{440}{9,16} = 48V \quad (4.130)$$

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

Výkonový spínač Q_2

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

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 vinutí 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:

$$R_{clamp} = \frac{2U_{clamp}(U_{clamp} - U_0 n_s)}{L_\varsigma I_{p(pk)}^2 f_{SW}} = \frac{2 \cdot 700(700 - 32 \cdot 9,16)}{121,4 \cdot 10^{-6} \cdot 1,16^2 \cdot 65000} = 53,5K\Omega \quad (4.131)$$

U_{clamp} odpovídá V_{DS} tranzistoru s bezpečnostní rezervou 100V. L_ς je rozptylová indukčnost primárního vinutí, která po jeho zkonstruování byla změřena.

Ztrátový výkon na tlumícím rezistoru:

$$P_{R_{clamp}} = \frac{1}{2} I_{p(pk)}^2 L_\varsigma \frac{f_{SW} U_{clamp}}{U_{clamp} - U_0 n_s} = 0,5 \cdot 1,16^2 \cdot 121,4 \cdot 10^{-6} \frac{65000 \cdot 700}{700 - 32 \cdot 9,16} = 9,13W \quad (4.132)$$

Do tlumicího obvodu byly umístěny paralelně dva 100KΩ odpory R_6 a R_7 na 5W. Tlumicí kondenzátor C_9 byl zvolen 0,01μF/1000V, podle vztahu 4.133.

$$C_9 = \frac{U_{clamp}}{20R_{clamp}f_{SW}} = \frac{700}{20 \cdot 53500 \cdot 65000} = 0,01\mu F \quad (4.133)$$

Proudová zpětná vazba

Proudová zpětná vazba se nastavuje rezistorem R_{S_3} a R_{S_4} . Tento rezistor by měl být nastaven na 125% zátěže, aby byly zajištěny všechny provozní podmínky.

$$R_{S_{3||4}} = \frac{1}{1,25i_{p(pk)}} = \frac{1}{1,25 \cdot 1,16} = 0,69\Omega \quad (4.134)$$

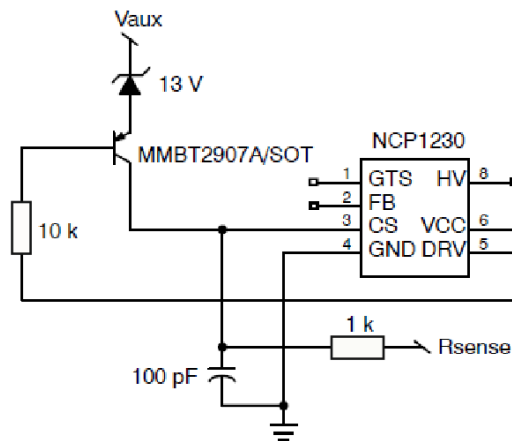
Do praktického zapojení byla vybrána paralelní kombinace R_{S_3} $1,5\Omega$ a R_{S_4} $1,2\Omega$ na výkonové zatížení $2W$ o celkové velikosti $0,66\Omega$. Mezi snímací rezistor $R_{S_{3\parallel 4}}$ a pin CS připojíme pro omezení spínacího rušení RC filtr typu dolní propust R_{CS_2} $1K\Omega$ a C_{CS_2} $100pF$, doporučené podle katalogového listu [12].⁶

Přepěťová ochrana

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

Vytvoření přepěťové ochrany může být realizováno způsobem realizovaným na 4.25 pomocí $13V$ zenerovy diody D_6 a PNP tranzistoru Q_3 mezi pin 3 CS a pomocné vinutí. Pokud na pomocném vinutí začne stoupat napětí, bude zastaveno na hodnotě:

$$OVP = U_{D_6} + U_{CE_{Q_3}} + CS_{latchoff} = 13 + 0,5 + 3 = 16,5V \quad (4.135)$$



Obr. 4.25: 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 4.75, výstupní výkon P_0 je $65,4W$. Následující rovnicí zjistíme výstupní odpor R_0 .

$$R_0 = \frac{(U_0 + U_d)^2}{P_0} = \frac{(32 + 0,7)^2}{65,4} = 16,35\Omega \quad (4.136)$$

⁶Katalogový list [12] doporučuje hodnotu za C_{CS_2} $100pF$. Při ožívování měniče může tato hodnota způsobovat zacyklené resetování řídicích impulsů, pro hodnotu $12nF$ za C_{CS_2} se tento problém odstraní.

Požadovaná velikost na výstupním děliči napětí, na odporu R_{OUT2} .

$$U_c = 3R_S I_{p(pk)} = 3 \cdot 0,69 \cdot 1,16 = 2,40V \quad (4.137)$$

Pól přenosové funkce.

$$f_p = \frac{1}{\pi R_0 C_0} = \frac{1}{\pi \cdot 16,35 \cdot 8800 \cdot 10^{-6}} = 2,2Hz \quad (4.138)$$

Výstupní filtr s C_8 a L_4 do výpočtu nezahrnujeme, jelikož je až za děličem napětí do zpětné vazby, a tudíž nemá na smyčku žádný vliv.

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

$$f_n = \frac{1}{2\pi C_0 \frac{ESR}{k}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8800 \cdot 10^{-6} \frac{0,022}{4}} = 3,29KHz \quad (4.139)$$

k počet kondenzátorů v paralelní kombinaci.

Dále je do obvodu umístěn podle aplikační poznámky [12] malý kondenzátor C_{FB} mezi pin 2 zpětné vazby řídicího obvodu a zem pro snížení spínacího šumu měniče. Do zpětnovazební smyčky je také umístěn optočlen SFH615 z důvodu zachování galvanického oddělení výstupu od vstupu, 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_4 a R_{OUT2} na výstupu. TL431 vyžaduje minimálně $1mA$ pro regulaci proudu luminiscenční diodou v optočlenu.

$$R_3 = \frac{U_0 - U_{fpto}}{1mA} = \frac{32 - 1}{1 \cdot 10^{-3}} = 31K\Omega \quad (4.140)$$

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

Zisk optočlenu.

$$\frac{\Delta U_{fb}}{\Delta U_c} = \frac{R_{fb} CTR}{R_3} = \frac{20000 \cdot 1}{1000} = 20 \quad (4.141)$$

$$A = 20 \log \frac{\Delta U_{fb}}{\Delta U_c} = 20 \log 20 = 26dB \quad (4.142)$$

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

Režim naprázdno

Pro minimalizaci klidové spotřeby v režimu naprázdno byl vybrán dělič napětí R_4 a R_{OUT2} z vysokých odporů pro spotřebu pod $10mW$.

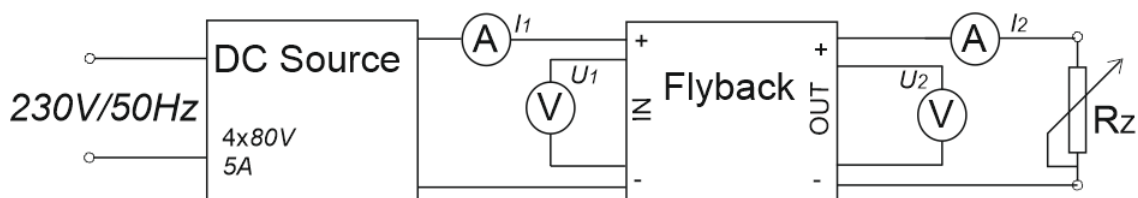
$$U_{ref} = U_0 \frac{R_{OUT2}}{R_{OUT2} + R_4} = \frac{10000}{10000 + 120000} = 2,46V \quad (4.143)$$

$$P_{di} = \frac{U_0^2}{R_4 + R_{OUT2}} = \frac{32^2}{10000 + 120000} = 7,88mW \quad (4.144)$$

Do praktického zapojení byl jako odpor R_{OUT2} zvolen ladící lineární trimr $0-25k\Omega$ z důvodu možnosti přesného naladění odporu R_{OUT2} nebo k libovolnému nastavení či seřízení výstupního napětí

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 typu TRUE-RMS, který byl připojen na vedlejší výstupní svorky, které nebyly zatíženy ztrátami propojovacími vodiči. Výstup byl zatěžován na proměnné zátěži R_Z do velikosti 105Ω a $2,5A$, vše je nastaveno podle schématu zapojení na obrázku 4.26.

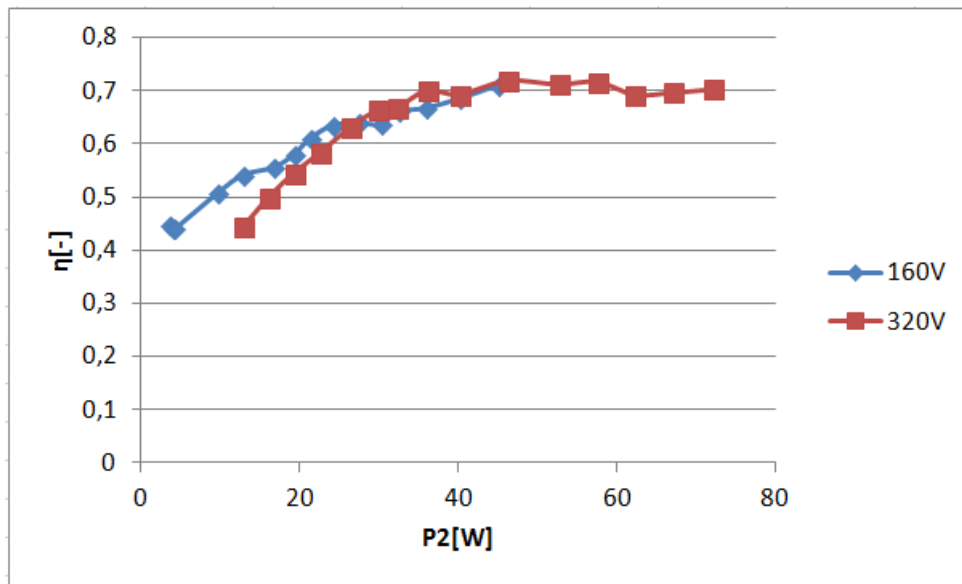


Obr. 4.26: Uspořádání přístrojů při měření parametrů downstream DC/DC měniče

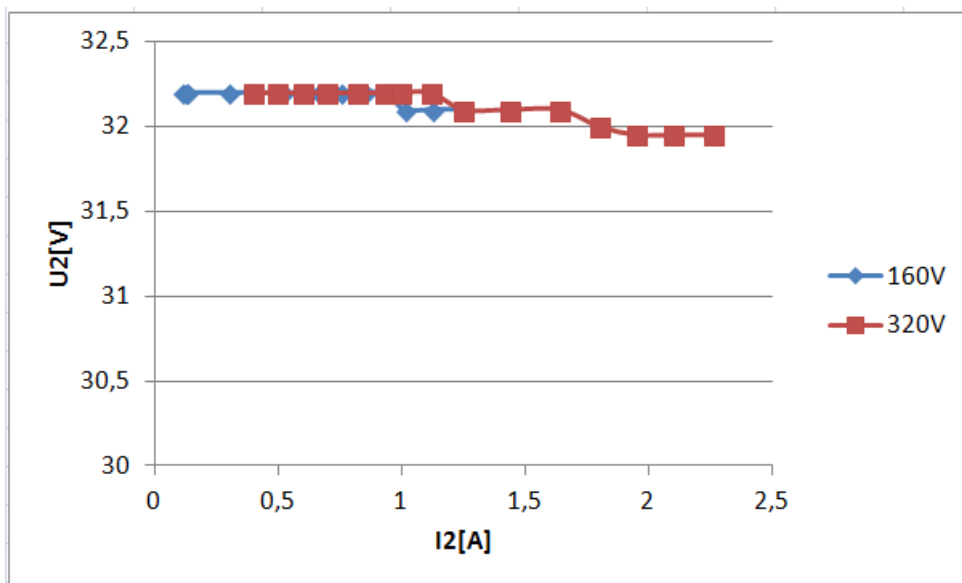
Měření parametrů bylo provedeno pro dvě velikosti vstupního napětí $160V$ a $320V$ z důvodu, že zdroj vyšší napětí ($400V$) neposkytne. Při této velikosti vstupního napětí byly zaznamenány vstupní a výstupní proudy s napětím pomocí multimetrů TRUE-RMS.

Výsledky měření zařízení jsou vidět na obrázku 4.27. Je znázorněna změřená účinnost η měniče v závislosti na výstupním výkonu P_2 . Kde $P_2 = U_2 \cdot I_2$.

Na dalším obrázku 4.28 je vidět zatěžovací charakteristiku flyback měniče.



Obr. 4.27: Účinnost v závislosti na výkonu



Obr. 4.28: Zatěžovací charakteristika flyback měniče

4.3.5 Shrnutí návrhu downstream DC/DC měniče

Měřením účinnosti měniče bylo dosaženo hodnoty lehce přes 70%. Účinnost η by měla dosahovat k 80%. Tato odchylka byla způsobena nižším odporem do proudové zpětné vazby R_{S_3} a R_{S_4} , která by měla podle výpočtu 4.134 být kolem $0,69\Omega$, ale při měření byla z technických důvodů použita hodnota okolo $0,55\Omega$. Což způsobilo vyšší proudové zatížení primárního obvodu, než bylo potřeba a došlo ke snížení účinnosti měniče v tomto případě.

Dále je ze změřených dat vidět, že měnič pracoval ve výkonovém rozsahu mezi 40-70W, což odpovídá potřebám zátěže na kterou byl navržen. Na obrázku 4.28 je zatěžovací charakteristika zdroje, kde se měnič zatěžoval do zadané hodnoty 2A. Z grafu je viditelné, že řídicí obvod dokázal spolehlivě stabilizovat výstupní napětí 32V, které se snížilo se zvyšováním zátěže jen o několik desetin voltů z hodnoty 32,2V na 31,95V.

4.4 Spínaný zdroj s aktivním PFC

V předchozích dvou podkapitolách 4.2.3 a 4.3.2 jsme se podrobně věnovaly návrhu předregulátoru PFC a downstream DC/DC měniče odděleně, také jsme odděleně změřily jejich hlavní parametry. Nyní bychom měli přistoupit ke spojení těchto částí a ověřit součinnost obou měničů na společné desce plošných spojů. Nejdříve podle dosažených výsledků obou měničů definujeme předpokládané vlastnosti celého zařízení do tabulky 4.8. Celkové navržené schéma je v příloze na obrázku 1 a motiv a jednotlivé vrstvy desky plošných spojů na obrázku 2.

Nejdůležitějším parametrem spojení obou měničů bude hodnota jejich účinnosti η_C . Předpokládaná účinnost celého zařízení podle teoretických předpokladů:

$$\eta_C = \eta_{BOOST} \cdot \eta_{FLYBACK} = 0,92 \cdot 0,8 = 0,73 \quad (4.145)$$

Předpokládaná účinnost celého zařízení podle naměřených výsledků:

$$\eta_C = \eta_{BOOST} \cdot \eta_{FLYBACK} = 0,91 \cdot 0,71 = 0,64 \quad (4.146)$$

Další parametry co se týče výstupní stabilizace, výkonového rozsahu a vstupních parametrů, by měli být po spojení měničů beze změny. Můžeme ovšem očekávat mírně horší parametry PF faktoru a zkreslení THD z důvodu většího impulsního namáhání proudu kvůli připojení downstream DC/DC měniče k předregulátoru PFC.

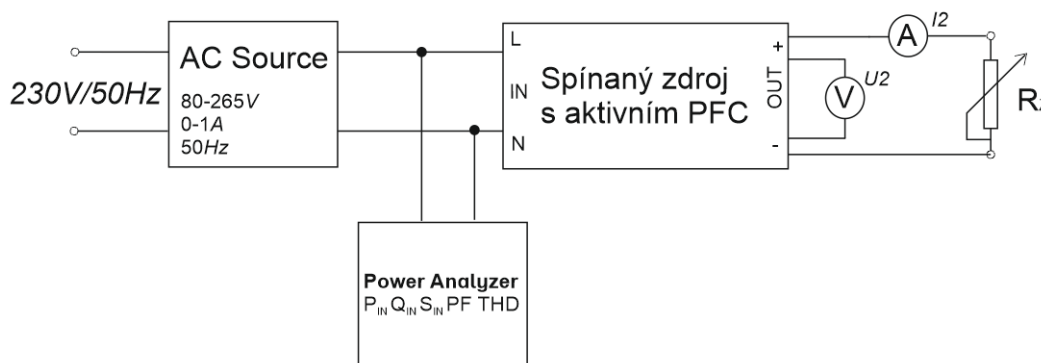
Tab. 4.8: Předpokládané vlastnosti spínaného zdroje s aktivním PFC

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	$U_0[V]$	32
Výstupní proud	$I_0[A]$	2
Maximální výstupní výkon	$P_{0(max)}[W]$	67,12
Výkonový rozsah	$P_0[W]$	40-67
Účinnost	$\eta[\%]$	64
PF faktor	$PF[-]$	0,96-0,99
THD zkreslení	$THD[\%]$	10

4.4.1 Měření parametrů Spínaného zdroje s aktivním PFC

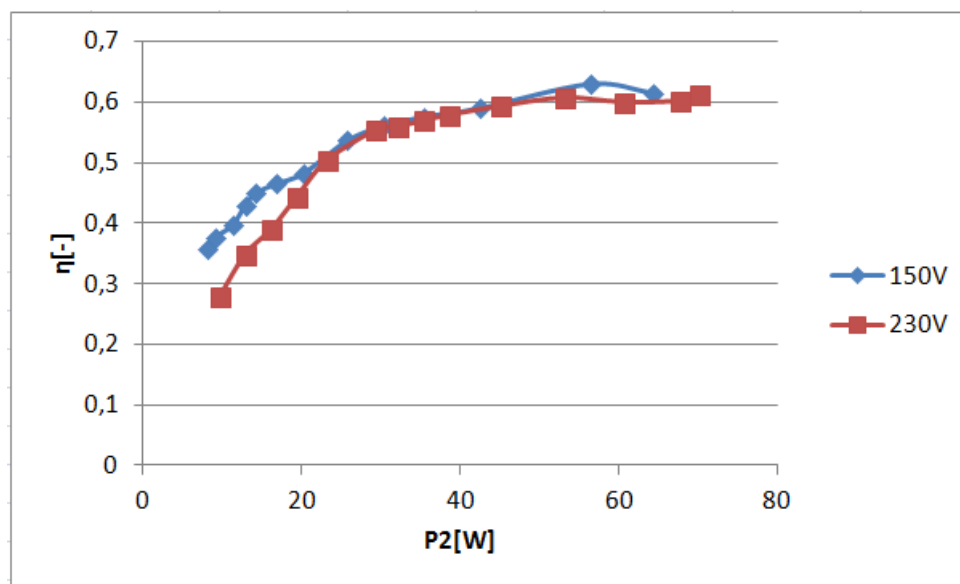
V této části budou prezentovány naměřené výsledky celkového zařízení DC/DC měniče s předregulací PFC a vstupním EMC filtrem, které jsou zapájeny na společné desce a propojeny příslušnými propojkami. Schéma celkového zařízení a návrh desky plošného spoje jsou v příloze.

K měření parametrů Spínaného zdroje s aktivním PFC byl na jeho vstupních svorkách použit analyzátor sítě HIOKY 3136, který poskytuje kompletní analýzu veličin přenosové sítě. Mezi měřenými veličinami přístroje je napětí U_1 s odebíranými složkami proudů I_1 až do 50. harmonické, jednotlivé složky výkonů P_1 , Q_1 a S_1 . Měření PF faktoru a THD zkreslení. Na výstup zařízení byl připojen výkonový potenciometr R_Z pro zatížení zdroje o maximální velikosti 105Ω na $2,5A$, spolu s A-metrem a V-metrem typu TRUE-RMS, který byl připojen na vedlejší výstupní svorky, aby byly eliminovány ztráty propojovacích vodičů. Schéma zapojení je na obrázku 4.29 .

**Obr. 4.29:** Uspořádání přístrojů při měření parametrů spínaného zdroje s aktivním PFC

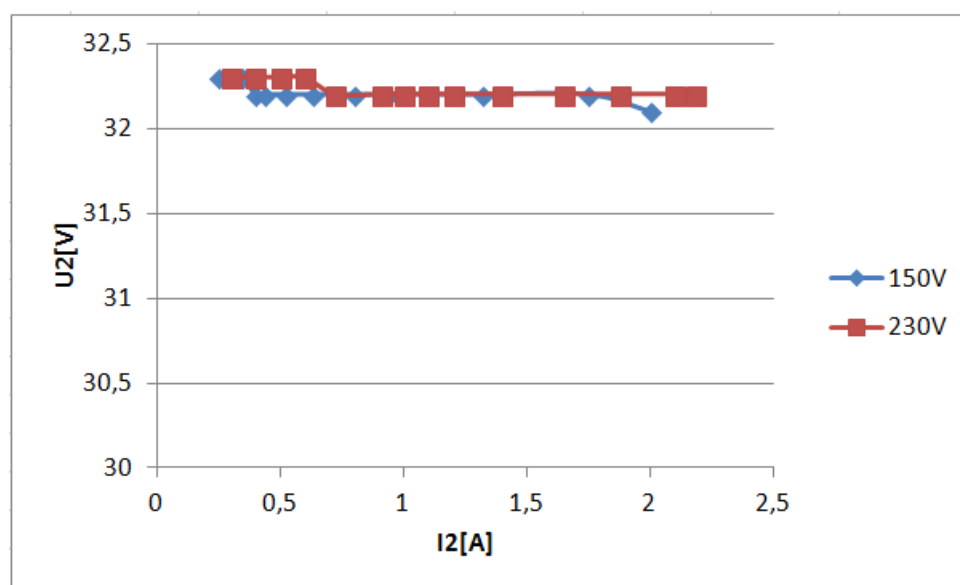
Měření parametrů bylo provedeno ve dvou velikostech vstupního napětí pro 150V a 230V. Při těchto velikostech bylo zaznamenáno napětí U_1 , jednotlivé vstupní harmonické složky proudu I_1 , PF faktor a THD zkreslení a to pomocí fotoaparátém vyfocení obrazovky analyzátoru, z důvodu nefunkční paměťové karty zařízení. Na výstupu zařízení byly odečteny hodnoty A-metru I_2 a V-metru U_2 .

Nejprve byly zjištěny funkční parametry zařízení měřením účinnosti a stabilizace výstupního napětí. Výsledky jsou vidět na obrázku 4.30 je znázorněna změřená účinnost v závislosti na výstupním výkonu P_2 . Kde $P_2 = U_2 \cdot I_2$.



Obr. 4.30: Účinnost v závislosti na výstupním výkonu

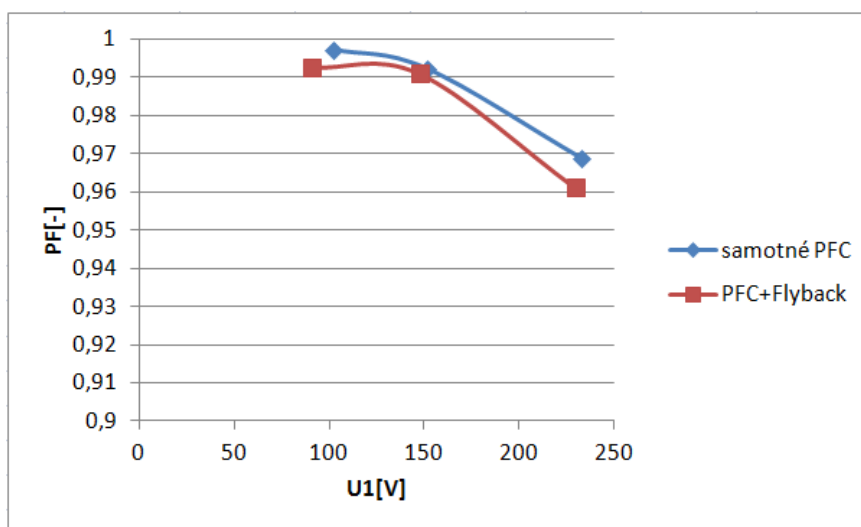
Na dalším obrázku 4.31 je vidět zatěžovací charakteristika Spínaného zdroje s aktivním PFC.



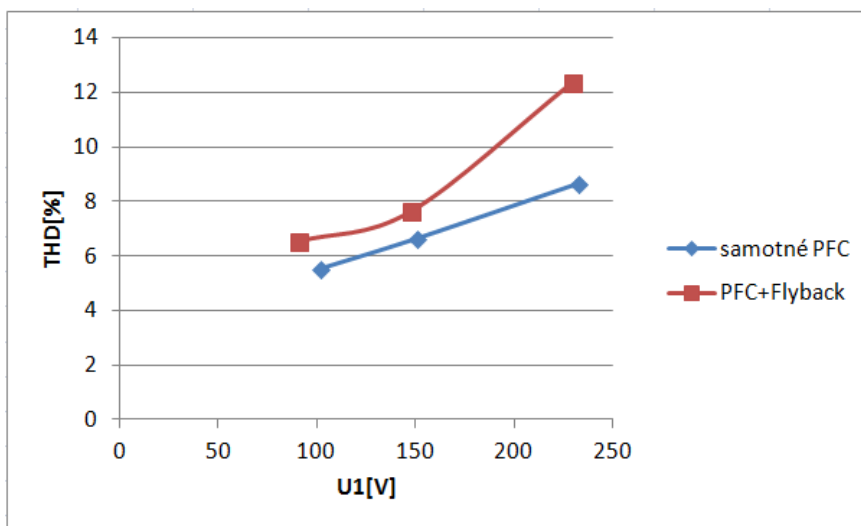
Obr. 4.31: Zatěžovací charakteristika zdroje

Ze změřených dat je patrné, že Spínaný zdroj s aktivním PFC má dobrou účinnost přes- 60%, v rozsahu 40-70W, pro které byl navržen. Stabilizace výstupního napětí je velice kvalitní, zařízení se chová jako tvrdý zdroj napětí a v pracovním rozsahu jsou poklesy výstupního napětí jen v řádu desetin voltů.

Dále byly změřeny hlavní parametry Spínaného zdroje s aktivním PFC, a to kvalita korekce účinníku (PF faktor) na obrázku 4.32 a THD zkreslení na obrázku 4.33. Zobrazení je vykresleno v závislosti na vstupním napětí U_1 .



Obr. 4.32: PF faktor v závislosti na vstupním napětí při zatížení 70W.



Obr. 4.33: THD v závislosti na vstupním napětí při zatížení 70W.

4.4.2 Shrnutí výsledků Spínaného zdroje s aktivním PFC

Ze změřených dat je patrné, že zařízení pracuje na optimálních parametrech, které odpovídají PF faktoru mezi 0,95-0,99 v rozmezí výkonu 40-70W, celkové zkreslení vyšších harmonických (2. až 50. harmonická) je do 12% základní harmonické. Zařízení má také uspokojivou účinnost η přes 60% v pracovní oblasti.

Nejlepší korekce PF 0,993 je při nízkém vstupním napětí 100V. Se zvyšováním vstupního napětí stoupá podíl vyšších harmonických a snižuje se hodnota PF faktoru k hodnotě okolo 0,96 na 230V při plném zatížení zařízení. Spínaný zdroj společně s PFC předregulátorem má mírně horší vlastnosti PF faktoru a vyšší zkreslení THD než samotné PFC. To je způsobeno připojením navazujícího měniče, který zvýší impulsní namáhání korigovaného proudu z přenosové sítě. Optimální vlastnosti PF faktoru se nastaví vhodnou volbou kompenzační sítě mezi piny 1 a 2 IO předregulátoru. Na celkové zkreslení THD mají největší vliv tvarovací rezistory R_{ctup} , které se připojují mezi usměrněné napětí a časovací kondenzátor C_T pro překlápění PWM předregulátoru. Poměr jednotlivých harmonických na zkreslení vstupního proudu je k nalezení v příloze na obrázku 11. Dále na zatěžovací charakteristice 4.21 je vidět, že měnič stabilizuje výstupní napětí na nastavených 32V v celém pracovním rozsahu zařízení.

5

Závěr

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

Ze změřených výsledků vyplývá, že navržené zařízení pracuje na optimálních parametrech, co se týče výkonového rozsahu, stabilizace výstupního napětí, korekce účinníku i celkového zkreslení THD. Jediný parametr, který by si zasloužil zlepšení, je účinnost flyback měniče, která je cca o 10% nižší oproti předpokladu 80%. Z důvodu použití nižší hodnoty odporu R_{SENSE} .

Ze získaných zkušeností z problematiky měničů bych navrhl rozšíření ochrany spínacího tranzistoru. Pro ty jež budou chtít pokračovat v této problematice, doporučuji u obou měničů rozšířit ochranu spínacího tranzistoru o transil, z důvodu velkého množství zničených součástek. Transil bych umístil paralelně ke tlumícímu obvodu s diodou jako jednosměrný nebo případně mezi drain spínacího tranzistoru a zem napájení.

Literatura

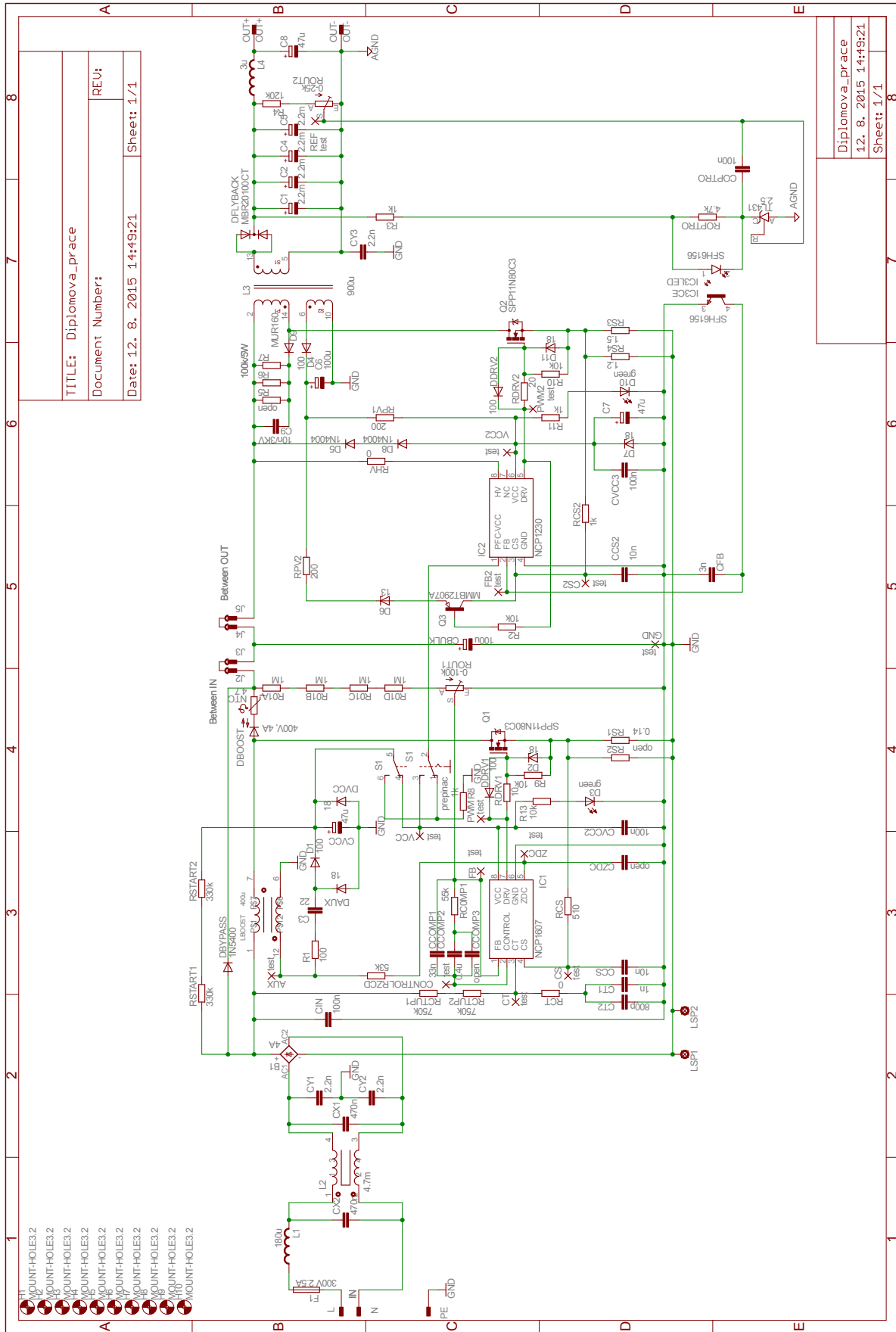
- [1] Svačina Jiří, *Elektromagnetická kompatibilita*, Brno 2002.
- [2] Hammerbauer Jiří, *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*, Plzeň 1996.
- [3] Hammerbauer Jiří, *Neharmonické proudy*, podklady k přednášce z KAE/ENZ.
- [4] Benešová Zdeňka, *Analýza obvodů s neharmonickými zdroji*, podklady 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] EPSMA, *Harmonic Current Emissions Guidelines to the standard EN 61000-3-2*, Revision Date: 2010-11-08, [30.7.2015] Dostupné, z: <http://www.epsma.org/pdf/PFC%20Guide%20November%202010.pdf>
- [22] Poláček Libor, *Power Factor Correction*, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií v Brně, [15.8.2015] Dostupné, z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02012/index.html>
- [23] 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>

Tab. 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

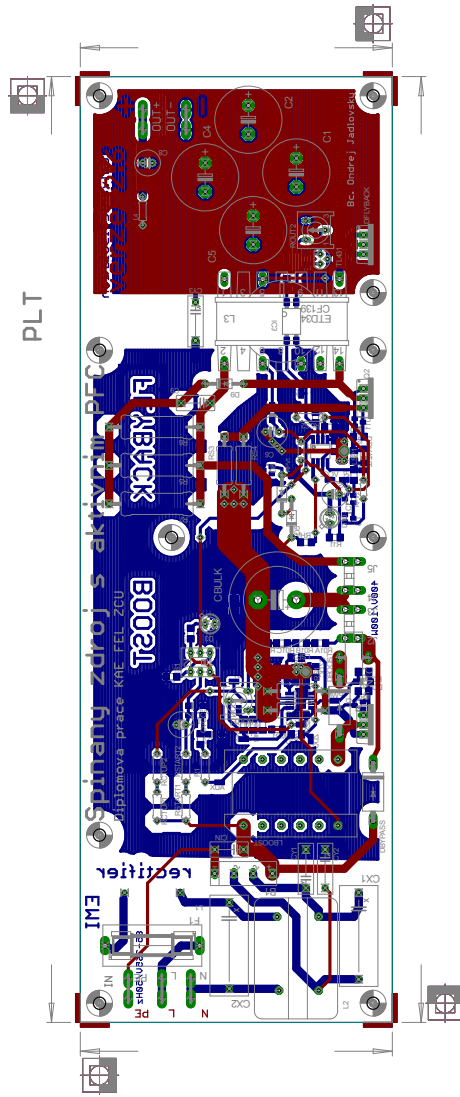
V příloze na obrázku 2 až 8 jsou zobrazeny jednotlivé výstupní soubory motivu plošného spoje. Obrázek 1 obsahuje detailní schéma Spínaného zdroje s aktivním PFC. Dále 9 je fotografie zkonstruované diplomové práce.



TITLE: Diplomova_prace
 Document Number:
 Date: 12. 8. 2015 14:49:21
 REV:
 Sheet: 1/1

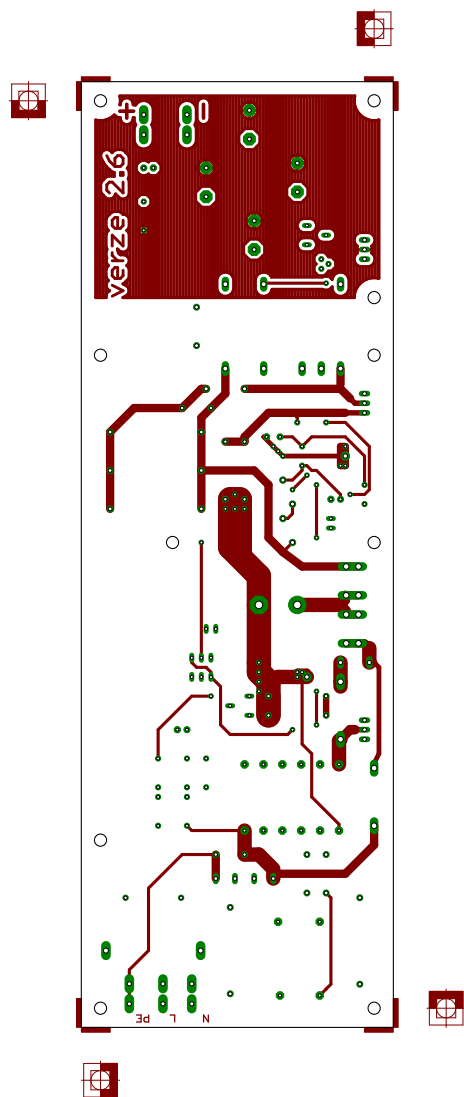
Diplomova_prace
 12. 8. 2015 14:49:21
 Sheet: 1/1

Obr. 1: Schéma zapojení spínaného zdroje s aktivním PFC



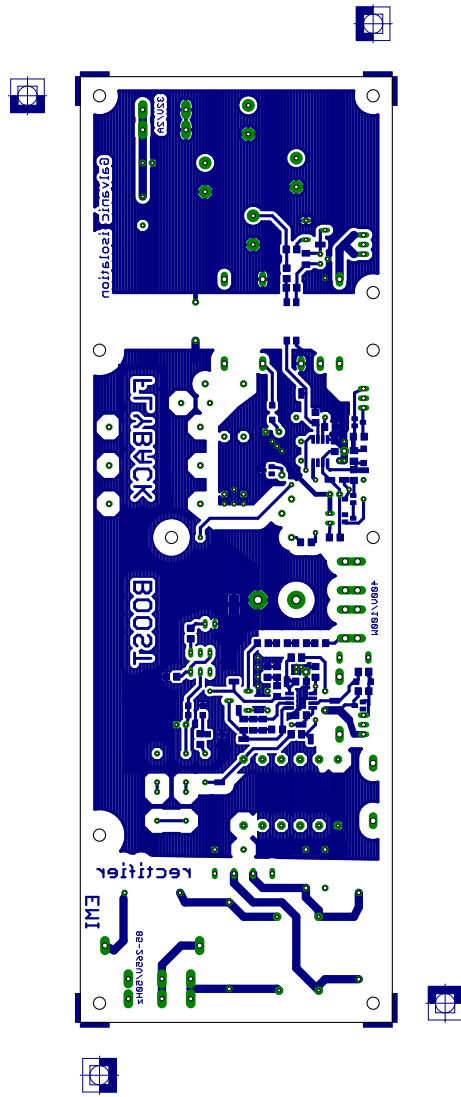
12. 8. 2015 21:39:51 C:\Users\Ondřej\Desktop\Diplomova_prace.brd

Obr. 2: Motiv desky plošných spojů (měřítko 1:2)



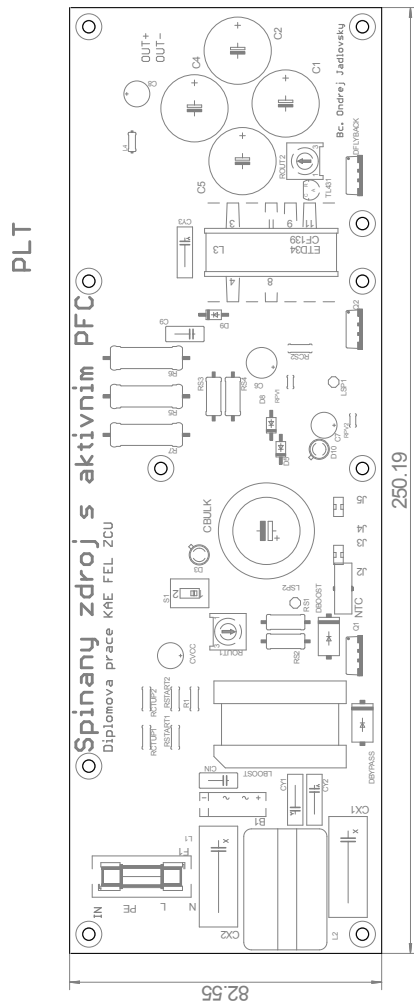
12. 8. 2015 21:36:51 C:\Users\Ondřej\Desktop\Diplomova_prace.brd

Obr. 3: TOP vrstva desky plošných spojů (měřítko 1:2)



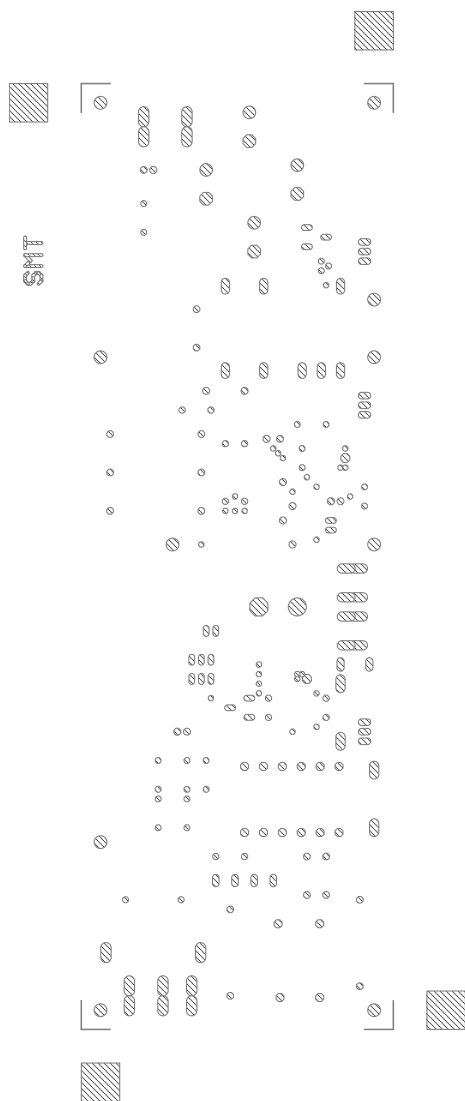
12. 8. 2015 21:38:04 C:\Users\Ondrej\Desktop\Diplomova_prace.brd

Obr. 4: BOT vrstva desky plošných spojů (měřítko 1:2)



12. 8. 2015 21:34:39 C:\Users\Ondrej\Desktop\Diplomova_prace.brd

Obr. 5: Potisk PLT v TOP vrstvě (měřítko 1:2)



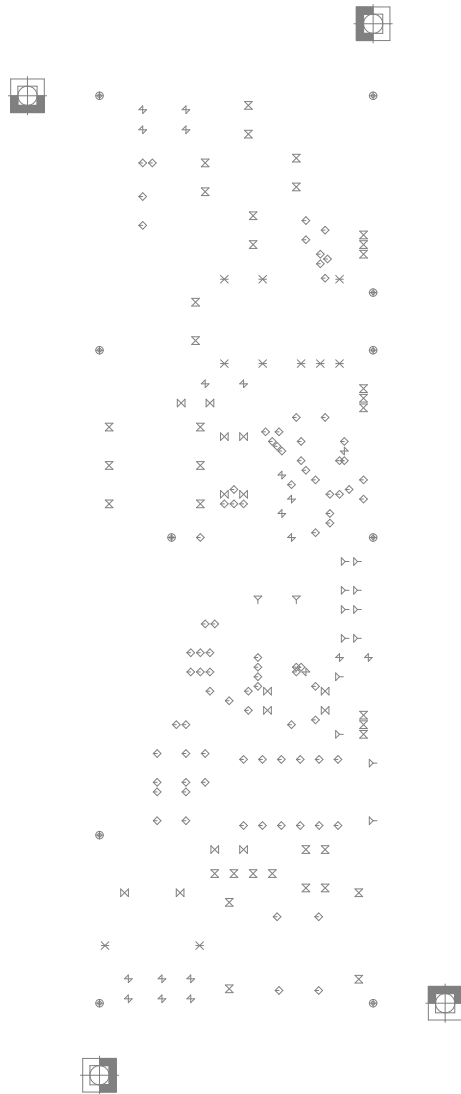
12. 8. 2015 21:32:21 C:\Users\Ondřej\Desktop\Diplomova_prace.brd

Obr. 6: SMT maska (měřítko 1:2)



12. 8. 2015 21:32:59 C:\Users\Ondřej\Desktop\Diplomova_prace.brd

Obr. 7: SMB maska (měřítko 1:2)

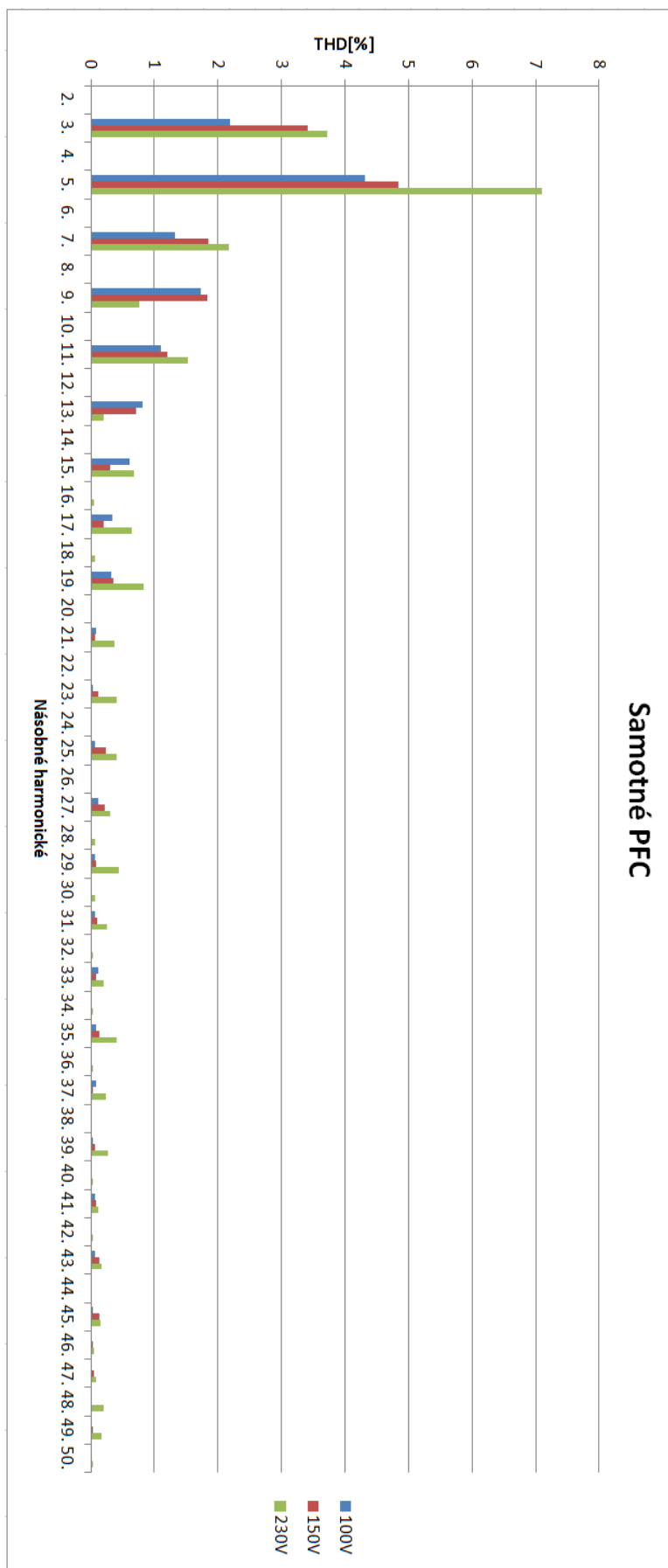


12. 8. 2015 21:31:41 C:\Users\Ondřej\Desktop\Diplomova_prace.brd

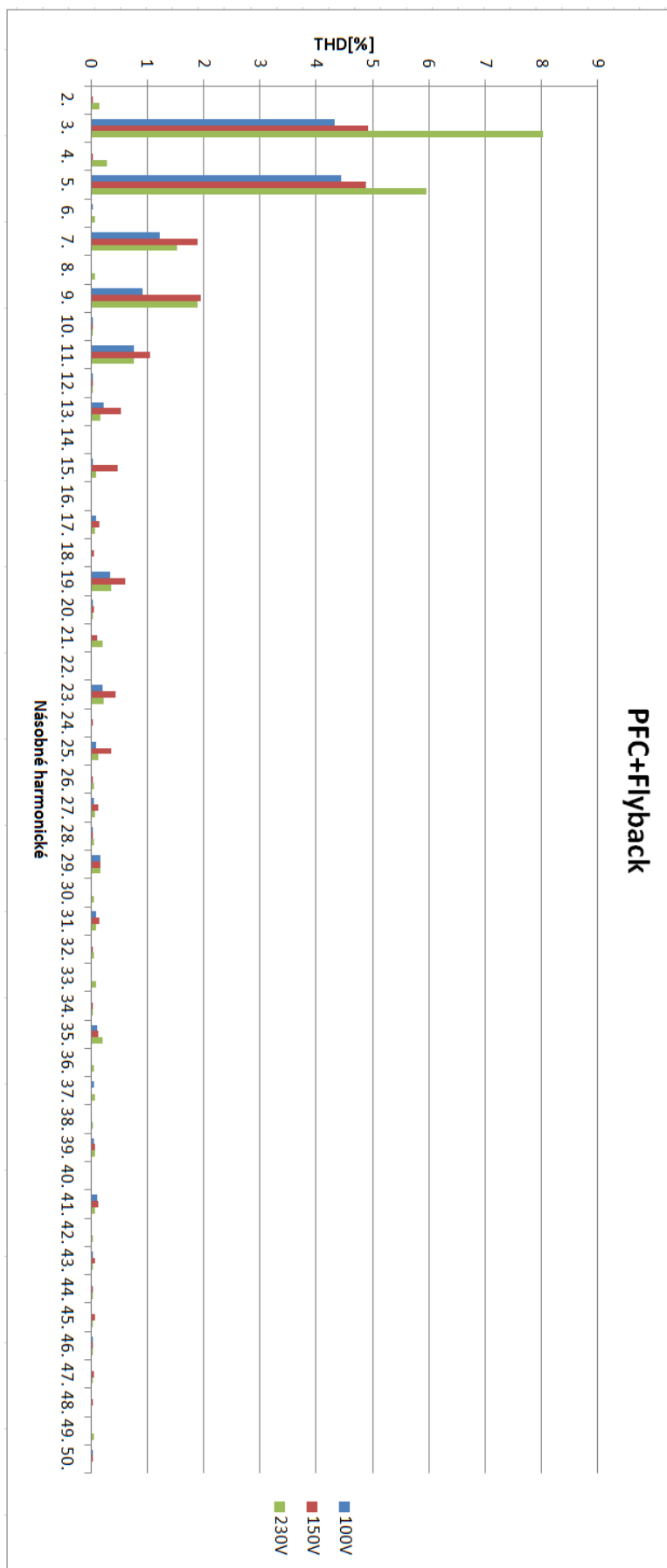
Obr. 8: Výstup EXCELON pro vrtačku (měřítko 1:2)



Obr. 9: Fotografie realizovaného zařízení



Obr. 10: Spektrum násobných harmonických odebíraného proudu z přenosové sítě



Obr. 11: Spektrum násobných harmonických odebíraného proudu z přenosové sítě