

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Aktivní filtr PFC pro spínané zdroje do výkonu 250W

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2015/2016

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

Jméno a příjmení: **Bc. Zdeněk JURÁNEK**
Osobní číslo: **E14N0009K**
Studijní program: **N2644 Aplikovaná elektrotechnika**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**
Název tématu: **Aktivní Filtr PFC pro spínané zdroje do výkonu 250W**
Zadávací katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

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

Navrhněte a realizujte aktivní filtr PFC pro síťové impulsní napájecí zdroje s maximálním výstupním výkonem 250W.

1. Proveďte rozbor stávajícího stavu v oblasti jak pasivních tak, aktivních filtrů PFC pro síťové výkonové impulsní napájecí zdroje, včetně jejich vlastností.
2. Navrhněte obvodové řešení a proveďte výpočty aktivního filtru PFC pro síťové napětí 85V-265V/50-60Hz s výstupním napětím 400V.
3. Realizujte funkční vzorek navrženého řešení a proveďte měření nejdůležitějších parametrů.
4. Proveďte zhodnocení dosažených výsledků a případně navrhněte další možnosti zlepšení parametrů filtru PFC.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá tématem Aktivní filtr PFC pro spínané zdroje do výkonu 250 W. Diplomová práce je rozdělena do dvou oddílů.

Prvním oddíl vysvětluje příčinu korekce účinníku. Dále jsou uvedeny vlastnosti pasivních korekce PFC a nejčastěji používaná topologie aktivních filtrů PFC. Rovněž jsou vysvětleny vlastnosti režimů řízení aktivních filtrů PFC. Poté jsou ukázány obvody zlepšující účinnost, obvody pro snímání proudu a detekci proudu procházejícího nulou. V neposlední řadě byly popsány elektronické součástky umožňující zlepšení účinnosti aktivních filtrů PFC.

Druhý oddíl představuje praktickou část této diplomové práce. Prostudováním řídicích obvodů od různých výrobců, je následně vybrán řídicí obvod pro praktickou část. Po výpočtu součástek pro aplikační schéma je navržena deska plošného spoje. Následně jsou změřeny hlavní parametry aktivního filtru PFC. Doplnujícím měřením, které je nad rámec zadání této diplomové práce, bylo měření emisí vyzařujících do okolí a rovněž měření emisí vyzařujících po vedení. Uvedeny byly také potíže spojené s měřením aktivního filtru PFC.

Klíčová slova

PFC, účinník, zvyšující měnič, DCM, CCM, CRM, SJ MOSFET, Interleaved, Bridgeless, SiC diodes, ZCD, Elektromagnetická interference, Elektromagnetická kompatibilita Pracovní cyklus, Zvlnění indukčního proudu, Harmonické složky proudu

Abstract

This diploma thesis deals with the topic of an Active filter PFC for switching power supply to power 250 W. The diploma thesis is divided into two sections.

The first partition explains the cause of power factor correction. Then properties of passive power factor correction are introduced and the most often used topology of an active filter PFC. Also properties of modes control active filter PFC are explained. After that a circuit for efficiency improvement, a circuit for current sensing and a circuit for detection of current through zero are shown. Last but not least some electronic components are described. These electronic components enable efficiency improvement of active filter PFC.

The second partition introduces the practical part of this diploma thesis. The control circuit is selected for a practical part after reading up some control circuits from different manufacturers. The printed circuit board is designed after calculation of components for the application scheme. Subsequently, main parameters of an active filter PFC are measured. The additional measurements that are beyond the task of this diploma thesis is measuring radio frequency electromagnetic field immunity test and also conducted radio frequency disturbances immunity test. Some troubles which appeared at measurements of active filter PFC are also described.

Key words

Power factor correction, Power factor, boost/step up converter, DCM, CCM, CRM, SJ MOSFET, Interleaved, Bridgeless, SiC diody, ZCD, EMI, EMC, Ripple inductor current, Duty cycle, Harmonic current

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

.....

podpis

V Plzni dne 28.4.2016

Zdeněk Juránek

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jřímu Hammerbauerovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
ÚVOD	11
1 ÚČINÍK	12
2 PASIVNÍ FILTRY PFC	14
2.1 KAPACITNÍ PASIVNÍ FILTR PFC TYPU VALLEY FILL.....	14
2.2 INDUKČNÍ PASIVNÍ FILTR PFC	15
3 AKTIVNÍ FILTRY PFC	16
3.1 ZVYŠUJÍCÍ (BOOST) MĚNIČ NAPĚTÍ.....	16
4 REŽIMY PROVOZU	18
4.1 NEPŘERUŠOVANÝ (CCM) A PŘERUŠOVANÝ (DCM) REŽIM	18
4.2 KRITICKÝ REŽIM VEDENÍ (PŘECHODNÝ NEBO TAKÉ TRANZIENTNÍ REŽIM)	19
4.3 NEPŘERUŠOVANÝ REŽIM – REŽIM PRŮMĚRNÉ (STŘEDNÍ - AVERAGE) HODNOTY PROUDU 20	
5 BRIDGELESS PFC	21
5.1 KONSTRUKCE NULOVÉ DETEKCE PROUDU ZCD.....	22
5.2 KONSTRUKCE PROUDOVÉHO SNÍMÁNÍ	23
6 INTERLEAVED PFC	24
7 SOUČÁSTKY PRO FILTRY PFC	26
7.1 DIODA SiC.....	26
7.2 TRANZISTOR MOSFET	27
7.3 PLANÁRNÍ CÍVKA.....	28
8 VOLBA ŘÍDÍCÍHO INTEGROVANÉHO OBVODU	29
9 POPIS ŘÍDÍCÍHO OBVODU UCC28180	30
10 PRAKTICKÁ ČÁST	33

10.1	VÝPOČTY A VOLBA SOUČÁSTEK K SESTAVENÍ FILTRU PFC	33
10.2	VOLBA SOUČÁSTEK VSTUPNÍHO EMC FILTRU	38
10.3	APLIKAČNÍ SCHEMA ZAPOJENÍ	39
10.4	NÁVRH PCB	40
10.5	MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ FILTRU PFC UCC28180	41
10.5.1	Naměřené hodnoty pro toroidní cívku od výrobce Feryster	42
10.5.2	Grafy z naměřených hodnot pro toroidní cívku od výrobce Feryster	44
10.5.3	Naměřené průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Feryster....	46
10.5.4	Naměřené hodnoty pro toroidní cívku od výrobce Vishay.....	47
10.5.5	Grafy z naměřených hodnot pro toroidní cívku od výrobce Vishay	49
10.5.6	Naměřené průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Vishay	51
10.6	MĚŘENÍ VYZAŘOVÁNÍ EMISÍ PO VEDENÍ.....	52
10.6.1	Měření frekvenční charakteristiky EMC filtru	53
10.7	MĚŘENÍ VYZAŘOVÁNÍ EMISÍ DO OKOLÍ.....	57
11	POTÍŽE SPOJENÉ S MĚŘENÍM AKTIVNÍHO FILTRU PFC.....	58
11.1	VOLBA TERMISTORU.....	58
11.2	PRŮRAZ SPÍNACÍHO MOSFET TRANZISTORU	58
11.3	VÝPOČET ÚČINNOSTI FILTRU PFC	61

Seznam symbolů a zkratk

PFC (Power factor corection)	Korekce účinníku
PF (Power factor)	Účinník
RMS proud	Efektivní hodnota proudu
PWM (Pulse widht modulation)	Pulzní šířková modulace
THD (Total harmonic distortion).....	Harmonické zkreslení
CCM (Continous conduction mode)	Nepřerušovaný režim
DCM (Discontinous conduction mode).....	Přerušovaný režim
CRM (Critical conduction mode).....	Kritický režim
ZCD (Zero current detected)	Nulová detekce proudu
Duty cycle	Pracovní cyklus
CS (Current sensiting).....	Proudové snímání
SJ MOSFET	SuperJunction MOSFET
EMI (Electromagnetic Interference)	Elektromagnetické rušení
EMC (Electromagnetic Compatibility)	Elektromagnetická kompatibilita

Úvod

Cílem diplomové práce na téma Aktivní filtr PFC pro spínané zdroje do výkonu 250W je seznámit se a porozumět základním vlastnostem aktivních filtrů PFC. Dále je cílem zhotovení prototypu aktivního filtru PFC s jeho následným oživením a měřením základních vlastností daného zapojení.

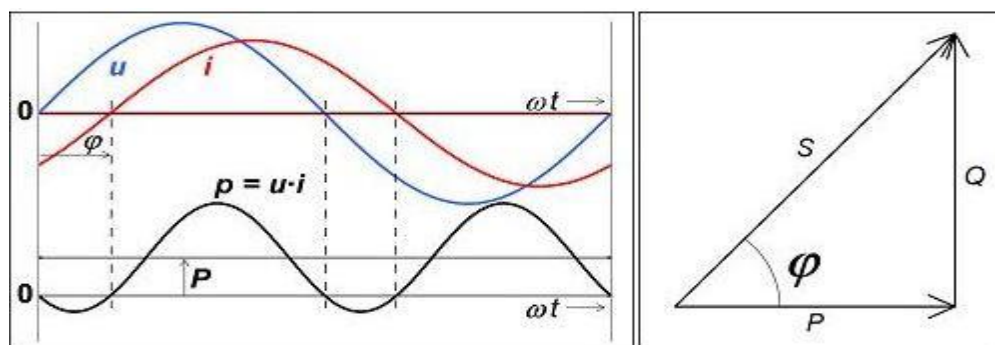
Diplomová práce je zaměřena na principy řízení aktivních filtrů PFC, jelikož současná moderní elektronika vyžaduje pokročilé napájecí zdroje. Je tedy zapotřebí, aby napájecí zdroje oplývaly vysokou přesností, stabilitou ve všech ohledech, vysokou účinností a úsporou energie z rozvodné sítě, malými rozměry a rovněž přísnými požadavky na EMC. V současné době je aktuálním problémem odběr neharmonického proudu z elektrické sítě u elektrických zařízení s nízkým výkonem. Tato problematika byla donedávna řešena jen u elektrických zařízení vysokých výkonů. Elektrárenské společnosti neoplývají totiž nadšením z používání elektrických zařízení nízkého účinníku. Důsledkem použití nízkého účinníku je zvýšení nákladů na nevyužitý výkon dodaný z elektrizační soustavy. S touto problematikou souvisí zároveň ztráty. Řešením tedy bývá využití filtrů PFC. Filtry PFC upravují velikost účinníku na hodnotu blízkou se pokud možno hodnotě jedna a udržují tuto velikost konstantní.

Od roku 2001 stanovuje limity harmonických složek čerpaných z elektrické sítě do čtyřicáté harmonické technická norma ČSN EN 61000-3-2. Limity stanovené normou ČSN EN 61000-3-2 nesmí být překročeny. Elektrická zařízení jsou na základě normy ČSN EN 61000-3-2 rozdělena do čtyř tříd. Třída D zahrnuje elektrická zařízení jako jsou např. PC, monitory a TV o příkonu menším nebo rovno 600 W. Do třídy C lze zařadit osvětlovací techniku. Přenosná technika, jako např. nářadí, je zařazena do třídy B. Třída A zahrnuje domácí spotřebiče vyjma zařízení zahrnutých do třídy D.

Pro splnění normy ČSN EN 61000-3-2 je důležité, aby byly neharmonické proudy spínaných zdrojů korigovány. Důsledkem by bylo minimalizování negativních vlivů na napájecí síť. Tuto normu pomáhají aktivní filtry PFC plnit. Velikosti h -té harmonické mohou být zjištěny z poměrné hodnoty efektivní hodnoty h -té harmonické elektrického proudu (napětí) k efektivní hodnotě základní harmonické proudu (napětí).

1 Účinník

Účinník (Power factor) je definován poměrem skutečného výkonu P a výkonu zdánlivého S . Tento poměr dvou výkonů je znázorněn v rovnici (1) níže. Účinník určuje, kolik energie je využito jako užitečná část ze zdánlivého výkonu. Velikost účinníku se pohybuje mezi hodnotami 0-1. Určuje fázový posun mezi napětím a proudem (viz **Obr. 1**). Fázový posun mezi napětím a proudem určuje charakter zátěže. Při induktivní zátěži jsou přidávány kondenzátory. Kondenzátory způsobí nulový fázový posun a tím účinník rovný hodnotě jedna. Tzn., že zátěž bude vypadat jako čistě odporová. Činný výkon bude roven zdánlivému výkonu. Při fázových posunech různých od nuly vznikne jalová energie (jalový výkon). Jalový výkon začne vytvářet magnetické pole a rovněž ztráty. S jalovým výkonem vznikne vyšší zdánlivý výkon (dle **Obr. 1**). Zároveň se sníží účinník. Rovněž může dojít k ovlivnění funkce jiných zařízení právě díky vyšším harmonickým složkám, které putují přes nulový vodič. To platí při odběru harmonického proudu. [3]



Obr. 1 Trojúhelník výkonů a fázový úhel [16]

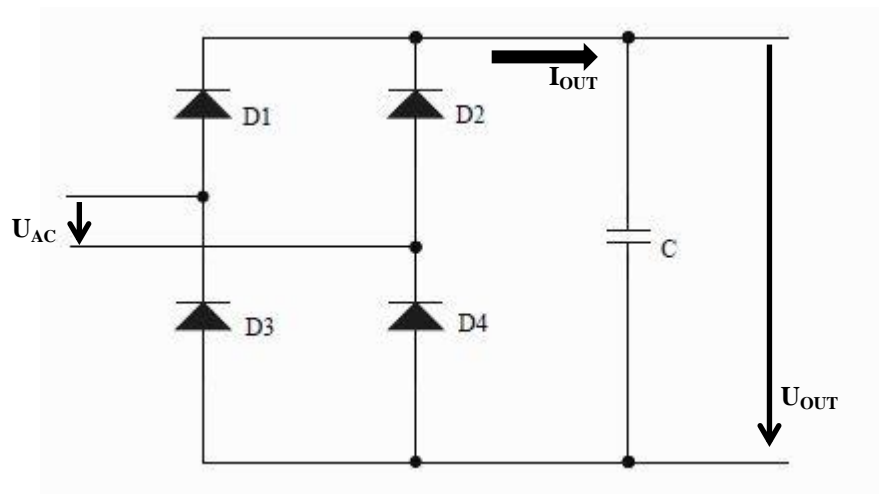
$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (1) [8]$$

Většina dnešních zařízení je impulzního typu při odběru neharmonického proudu při harmonickém napětí. Z tohoto důvodu se účinník skládá ze dvou složek. Z faktoru posunutí souvisejícím s fázovým úhlem a z faktoru zkreslení, který je dán tvarem průběhu proudu. Tyto faktory zobrazuje vztah $\cos \varphi = \frac{I_{\text{RMS}(1)}}{I_{\text{RMS}}} \cdot \cos \theta = Kd \cdot K\theta$, kde $I_{\text{RMS}(1)}$ je efektivní hodnota základní proudové složky, I_{RMS} je efektivní hodnota proudu a $\cos \theta = \sqrt{\frac{1}{1 + \text{THD}^2}}$. [3]

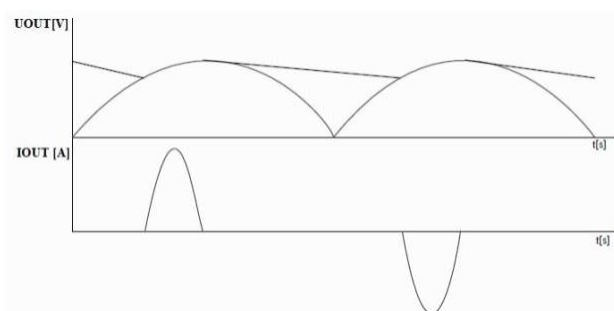
V rovnici pro $\cos \theta$ je uváděné celkové harmonické zkreslení označované jako THD. To znamená, že při dokonale harmonickém průběhu bude THD rovno nule z důvodu nulových hodnot vyšších harmonických. Výpočet THD je zobrazen v rovnici (2). [8]

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{I_1} \quad (2) [8]$$

Z těchto důvodů je prováděna korekce účinníku, čím jsou minimalizovány harmonické proudy a zkreslení. Napětí a proud budou tak od sebe s nejmenším fázovým posunem. Zkreslení proudu znázorňuje **Obr. 3**. Tento průběh patří schématickému zapojení můstkového usměrňovače, které je zobrazeno na **Obr. 2**. Lze vidět, že napětí na kondenzátoru klesne, což znamená vysoké a krátké nabíjecí proudové špičky ze vstupního napětí. Proudové špičky musí být vyhlazeny pomocí korekce účinníku z důvodu obsahu vyšších harmonických. Díky dnešním nelineárním zátěžím nelze přesně uvádět, kdy bude zapotřebí velkého nárůstu proudu. Je tudíž požadováno, aby byl naběhový proud po celou dobu cyklu udržen, což je výhodné z potřeby menšího vstupního kondenzátoru. [3]



Obr. 2 Můstkový usměrňovač [8]

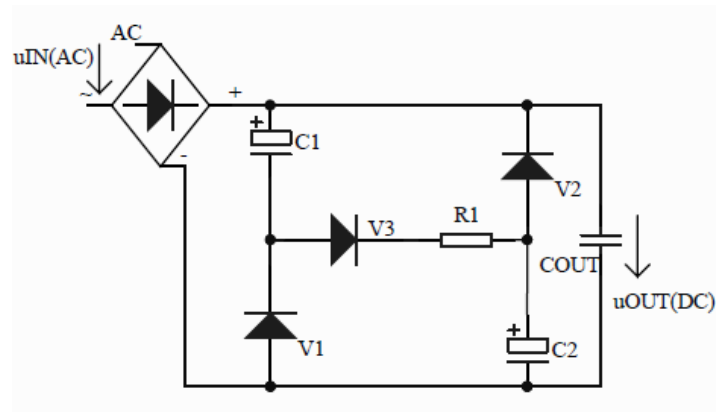


Obr. 3 Průběhy napětí a proudu na kondenzátoru C [8]

2 Pasivní filtry PFC

Nejjednodušším způsobem jak lze zlepšit účinník odebíraného proudu je použití pasivních filtrů PFC. Jak samotný název napovídá, pasivní filtr PFC se skládá jen z pasivních součástek (R, L, C a D). Také lze tento název chápat tak, že pasivní filtry PFC nedokáží reagovat na náhlé změny v obvodu. Pasivní prvky se skládají do zapojení filtrační zadržky nebo propusti. Velkou nevýhodou těchto prvků pro pasivní filtry PFC je jejich robustnost z důvodu nízké pracovní frekvence (50 - 60 Hz). Tyto filtry nevnašejí do elektronického zařízení žádné EMI rušení oproti novějším aktivním filtrům PFC. Nevznikají také žádné spínací ztráty. Pasivní filtry PFC lze použít v osvětlovací technice, ale jen v zařízeních, u kterých nevádí velké zvlnění napětí. Velké zvlnění napětí totiž způsobuje flicker. Tyto filtry lze zrealizovat následnými možnými příklady zapojení. [9]

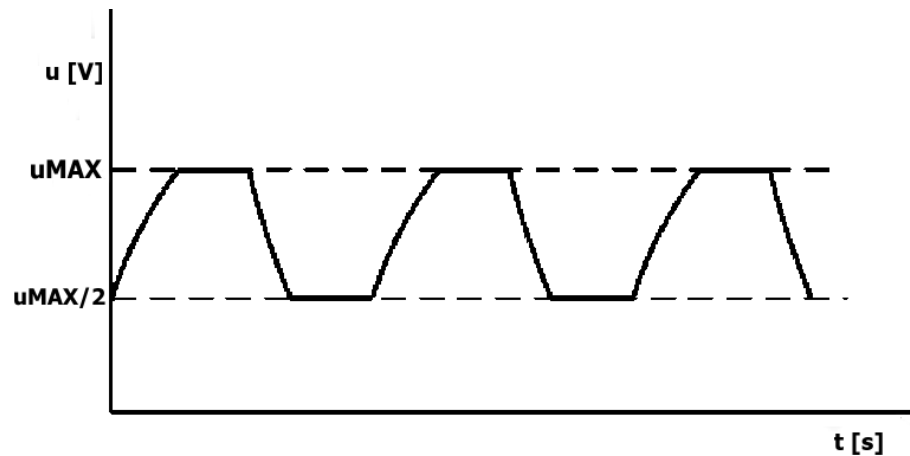
2.1 Kapacitní pasivní filtr PFC typu Valley Fill



Obr. 4 Schéma zapojení pasivního filtru PFC Valley Fill [9]

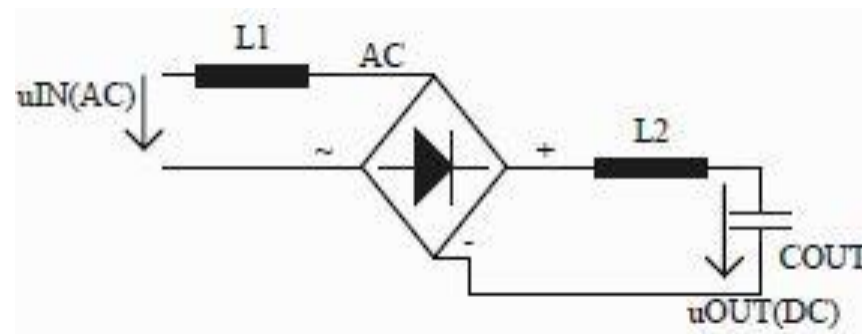
Tento pasivní filtr PFC patří mezi nepoužívanější zapojení (viz **Obr. 4**). Princip funkce tohoto zapojení je takový, že kondenzátory C1 a C2 tvoří dělič napětí. Kondenzátory se nabíjí přes diodu V3 na velikost napětí rovné poloviční velikosti maximálního napětí zmenšené o úbytek napětí na diodě V3 a napětí na rezistoru R1. Rezistor R1 slouží k omezení špiček nabíjecích proudů kondenzátorů. Alternativou za rezistor by mohla být použita i cívka. V další polovině cyklu, jakmile klesne okamžitá hodnota vstupního napětí, se začne dioda D3 uzavírat. Začnou se otevírat diody D1 a D2, které kondenzátory C1 a C2 spojí paralelně, čímž výstupní napětí bude polovinou vstupního napětí a zároveň kondenzátory budou vybíjeny. Průběh napětí okamžitých hodnot v čase lze vidět na **Obr. 5**. Tento průběh by měl správně kopírovat tvar půlvln sinusového napětí. Není tomu tak z důvodu odběru proudové špičky,

kteřá zapříčiní pokles napětí a tím vyplývající způsobená deformace napětí na **Obr. 5**. Toto zapojení dosahuje účinnosti nad 0,7. Z toho plyne, že přísnější limity než jsou pro svítící techniku by popisovaný filtr nesplnil. [9]



Obr. 5 Průběh výstupního napětí pasivního filtru PFC Valley Fill [9]

2.2 Indukční pasivní filtr PFC



Obr. 6 Schéma zapojení indukčního pasivního filtru PFC [9]

Další možnost jak sestavit pasivní filtr PFC, je zobrazena na **Obr. 6**. Vložením indukčnosti do obvodu je zajištěno vyhlazení a snížení strmosti odebíraného proudu oproti kapacitnímu zapojení. Elektrický proud bude procházet po celou dobu půlperiody díky indukčností. To znamená že pasivní filtr PFC pracuje v režimu nepřerušovaných proudů (dostatečně velká indukčnost), ale s vyšším odběrem neharmonických složek elektrického proudu. Dalším problémem tohoto zapojení přichází s cívkou zapojenou ve střídavé části, která pracuje na frekvenci 50 Hz. To znamená, že cívka bude mít velké rozměry. Další problém nastává při zapnutí, kdy vznikne vysoká napěťová špička, která by mohla zničit napájené zařízení. To vyžaduje nutnost dimenzovat spínací prvky napájeného zařízení nebo přidat další

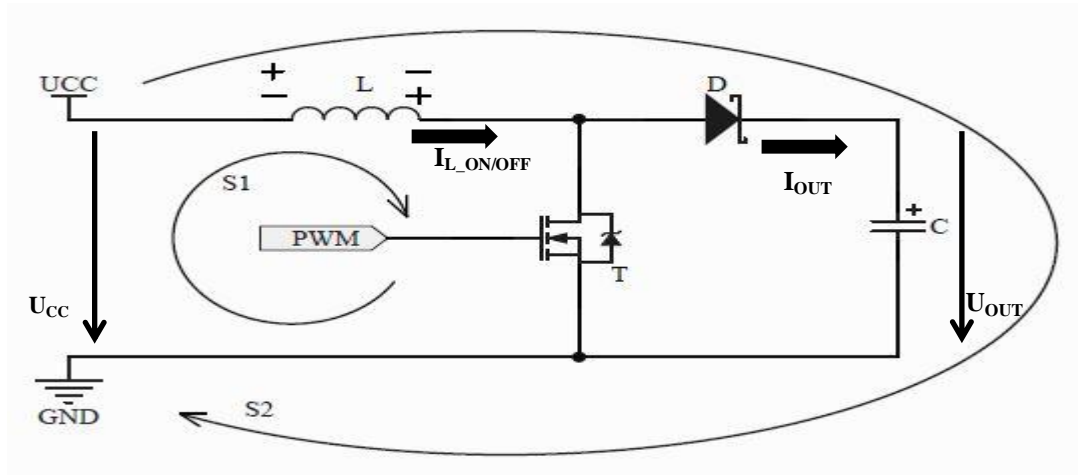
ochrany např. v podobě jiskřiště. Tento typ zapojení nezpůsobuje EMI rušení z důvodu nízko položeného rezonančního kmitočtu LC filtru na DC straně. [9]

3 Aktivní filtry PFC

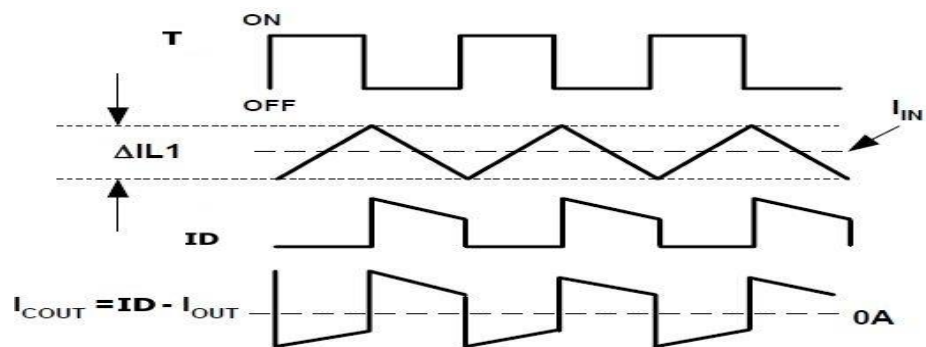
3.1 Zvyšující (boost) měnič napětí

Srdcem aktivního filtru PFC bývá nejčastěji zvyšující (BOOST) měnič. Princip této topologie je znázorněn na **Obr. 7** a na **Obr. 8** jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů ve zvyšujícím měniči. Sepnutím (pomocí PWM) MOSFET tranzistoru T začne přes MOSFET tranzistor a cívku L protékat rostoucí proud ze zdroje U_{CC} a to tak dlouho, dokud se nerozepne MOSFET tranzistor (smyčka S1). Po rozepnutí tranzistoru (smyčka S2) se cívka snaží zanechat směr proudu s tím následkem, že na cívce bude indukované napětí opačné polarity. Poté se tento proud změní na proud I_{OUT} , který bude protékat diodou D a nabíjet kondenzátor C. Napětí na C se bude zvyšovat na velikost vyšší, než vstupní napětí (viz rovnice Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.)). Tato topologie je používána z důvodu velkého rozsahu vstupních napětí. Kopíruje tak celou půl periodu bez deformace vstupního proudu. Také obsahuje méně vyšších harmonických. [7]

Bez použití korekce bude mít spínaný zdroj velikost účinníku kolem 0,6. Harmonické zkreslení THD bude mít značný vliv na liché harmonické složky. Sníží se činný výkon, který je třeba ke spuštění zařízení. S provozem tohoto zařízení s nedostatečnou účinností musí energetické společnosti poskytnout vyšší výkon k dohnání ztráty. K přivedení vysokého výkonu je potřeba silnějšího vedení. Harmonické zkreslení může způsobit zvýšení provozní teploty zařízení, které sníží jeho životnost. Problémy jsou způsobeny vyššími harmonickými, které způsobí další ztráty. Vzniknou ztráty jako např. izolační napětí v kondenzátorech a kabelů, rostoucí proudy ve vinutí točivých strojů, transformátorů, šumy a předčasné selhání bezpečnostních prvků. Může být způsoben také skinefekt. To jsou především hlavní důvody toho, že se elektrárenské společnosti zabývají rostoucím počtem impulzních zařízení, které způsobují vzrůst THD nad nepřijatelnou úroveň. Rovněž jsou také důvodem k použití boost preregulátorů. [3]



Obr. 7 Principiální schéma zapojení zvyšujícího měniče napětí [7]



Obr. 8 Průběhy proudů a napětí ve zvyšujícím měniči [13]

Při sepnutém MOSFET tranzistoru:

$$U_{CC} = L \frac{dI_{L,ON}}{dt} \quad (3) [1]$$

$$dI_{L,ON} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} U_{CC} \cdot dt \Rightarrow \frac{DT}{L} \cdot U_{CC} \quad (4) [1]$$

Při rozepnutí MOSFET tranzistoru:

$$U_{CC} - U_{OUT} + U_L = 0 \Rightarrow U_{CC} + U_L = U_{OUT} \quad (5) [1]$$

$$I_{L,OFF} = \int_{DT}^T \frac{(U_o + U_{CC})}{L} dt \Rightarrow \frac{(U_o + U_{CC})}{L} \int_{DT}^T dt \Rightarrow \frac{(U_{OUT} + U_{CC})}{L} \cdot T - DT \Rightarrow (6) [1]$$

$$\Rightarrow \frac{(U_{OUT} - U_{CC}) \cdot (1-D) \cdot T}{L}$$

$$dI_{L_OFF} + dI_{L_ON} = 0 \quad (7) [1]$$

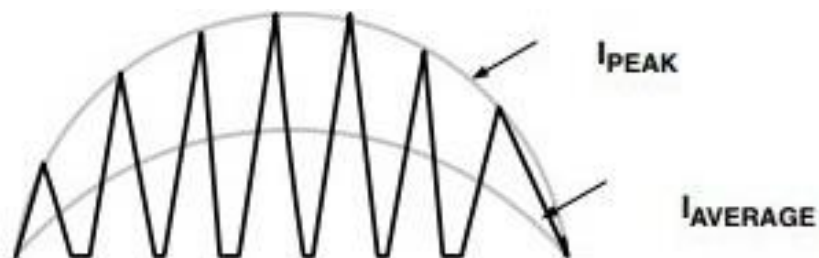
$$\frac{(U_o + U_{CC}) \cdot (1-D) \cdot T}{L} + \frac{DT}{L} \cdot U_{CC} \Rightarrow \frac{U_{OUT}}{U_{CC}} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow D = 1 - \frac{U_{CC}}{U_{OUT}}$$

4 Režimy provozu

4.1 Nepřerušovaný (CCM) a přerušovaný (DCM) režim

V přerušovaném režimu sepne MOSFET tranzistor tehdy, pokud indukční proud klesne na nulovou hodnotu. Tranzistor vypne tehdy, pokud indukční proud splní požadované referenční napětí na vstupu (viz **Obr. 9**). Tzn., že vstupní průběh proudu následuje vstupní napětí. Tento režim lze použít při příkonu 300W a méně. Ve srovnání s nepřerušovaným režimem jsou v přerušovaném režimu použita větší jádra mající vyšší Joulovy ztráty. Rovněž vyšší skin efekt díky větší cívce. Vyplývá z toho tedy vyšší zvlnění a tím použití většího vstupního filtru. Pozitivem tohoto režimu je, že lze použít levnější diodu z důvodu snížení proudu až k nulové hodnotě. [3]

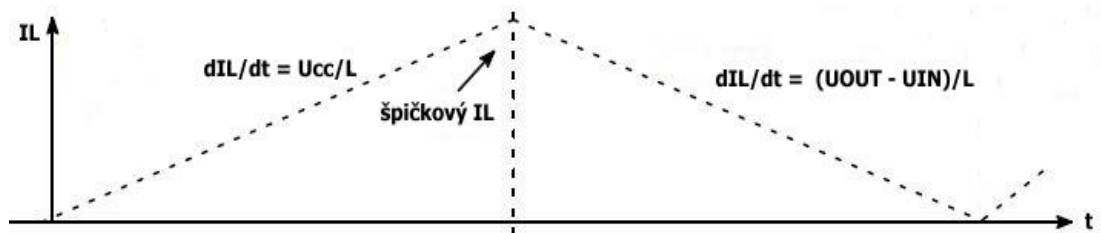


Obr. 9 Přerušovaný režim DCM upraveno a přejato z [17]

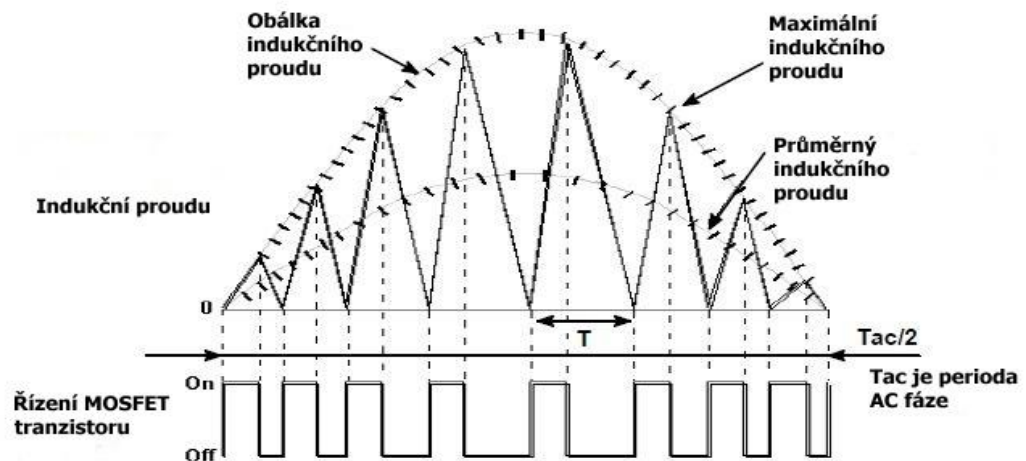
Nepřerušovaný režim se používá u výkonů nad 300W. Tento režim má menší zvlnění (rozkmit) proudu a vede k menším Joulovým ztrátám a nižším ztrátám v jádře. MOSFET nesepe při průchodu proudu nulou. Přenos energie cívkou nikdy nedosáhne nuly během spínacího cyklu. Má menší rozkmit napětí. Menší kolísání napětí vede k menšímu EMI a umožňuje menší vstupní filtr. Na boost diodu jsou vyvíjeny velké nároky. [3]

4.2 Kritický režim vedení (přechodný nebo také tranzientní režim)

Pro tento režim jsou řídicí obvody jednoduché s menším počtem vnějších součástek a jsou levné. Dalším pozitivem je nulový zapínací proud k sepnutí MOSFET (bezeztrátové sepnutí). Důvodem je, že proud klesá přes diodu k nule (možnost použít levnější diody). Vyznačuje se tím, že pracuje s řízením proměnné frekvence. Pracuje na hranici mezi režimem DCM a CCM jak je vidět z **Obr. 10** a z **Obr. 11**. [10]



Obr. 10 Trojúhelníkový průběh indukčního proudu CRM režimu [10]



Obr. 11 CRM režim [10]

Řídicí obvod sepne MOSFET tranzistor v čase, až indukční proud klesne k nule. CRM je ideální volbou pro středně výkonné boost PFC. CRM kombinuje snížené špičkové proudy s nulovým proudem spínání DCM provozu. Pokud je MOSFET tranzistor sepnutý, tak roste indukční proud lineárně na maximální hodnotu. Pokud je MOSFET tranzistor rozepnut, tak klesá indukční proud k nule. Až klesne indukční proud na nulu, napětí na drainu začne klesat. V důsledku toho začne protékat trojúhelníkový proud. PFC stupeň upravuje amplitudu těchto trojúhelníků tím způsobem, že je proud v cívce sinusový (viz **Obr. 11**). Jeden pin z PFC řídicího obvodu musí patřit části vstupního napětí (napětí za usměrňovačem), které je

nezbytné k vytvoření proudové obálky. Řídící obvod kontroluje indukční proud. Pokud špička proudu překročí velikost obálky, PWM vypne MOSFET tranzistor. Frekvence trojúhelníků je daleko vyšší než frekvence vstupního napětí/proudu. Vstupní filtrační kondenzátor a filtr EMI zprůměruje trojúhelníky proudu cívky, čímž získá proud $(I_L)_T = \frac{I_{L_PK}}{2}$, kde (I_L) je průměr jednoho běžného trojúhelníku za periodu T a I_{L_PK} je špičkový proud tohoto trojúhelníku. Následující rovnice ukazuje, že sepnutí spínače je vždy konstantní po celou sinusovku

$$t_{ON} = \frac{2 \cdot L \cdot P_{IN}}{U_{AC}^2} \text{ a hodnota času vypnutí dle vzorce } t_{OFF} = t_{ON} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot U_{AC} \cdot \sin(\omega t)}{U_{OUT} - \sqrt{2} \cdot U_{AC} \cdot \sin(\omega t)}$$

určité nevýhody, mezi které lze zařadit například to, že proudové špičky mají za následek vysoké změny proudu (di/dt) a vysoké RMS proudy vedené skrz PFC stupeň. Další negativem jsou například velké spínací frekvence. [10]

4.3 Nepřerušovaný režim – režim průměrné (střední - average) hodnoty proudu

Jádrem řídicího obvodu PFC je pro tento režim ziskový modulátor, který pracuje se dvěma vstupy a jedním výstupem (blokové schéma tohoto režimu je zobrazeno v [3]). Na prvním vstupu ziskového modulátoru je snímán referenční proud, který je úměrný usměrněnému napětí. Druhým vstupem je výstup z chybového zesilovače (definované z výstupního napětí), což je násobeno s referenčním napětím. Chybový zesilovač má malou šířku pásma. Náhlé změny zvlnění se tímto neobjeví na výstupu chybového zesilovače. Řídící obvod pro tento režim zahrnuje proudovou a napěťovou regulační smyčku spolu s PWM. [3]

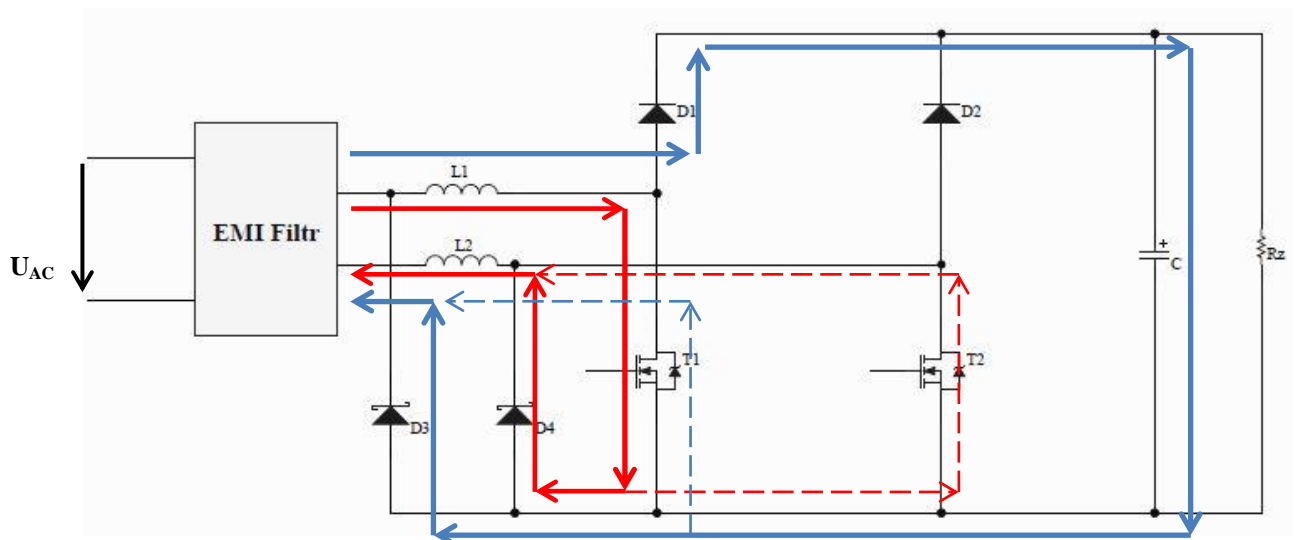
Proudová regulační smyčka nutí průběh vstupního proudu následovat průběh napětí. Aby tento princip fungoval, musí mít proudový zesilovač dostatečnou šířku pásma (zajištěno externími kondenzátory) k zachycení co možno nejvíce harmonických složek z výstupního napětí. Následně je použita informace ze ziskového modulátoru k úpravě šířky signálu (PWM) k zapnutí/vypnutí PWM. Nejdříve ziskový modulátor a napěťová regulační smyčka změní vzorky vstupního proudu a výstupní napětí. Tyto vzorky jsou následně využity k určení, jestli má být zisk přiveden na vstup řízení PWM. Důvodem je zde určení, zda má být aplikován zisk na vstupní řízení proudu. Poté je tento výsledek porovnáván se vzorkem výstupního proudu k nastavení pracovního cyklu (PWM). Výsledek režimu střední hodnoty proudu je znázorněn na **Obr. 12**. [3]



Obr. 12 Průběh indukčního proudu při režimu CCM průměrný indukční proud [3]

5 Bridgeless PFC

Bridgeless PFC je kombinace usměrňovače se zvyšujícím měničem pro lepší účinnost. Např. pro 400W zdroj s můstkovým usměrňovačem při plném zatížení, jsou 6W ztráty právě v usměrňovači. Tato ztráta má za následek pokles účinnosti o 1,5 %. Bridgeless PFC je znázorněn na **Obr. 13** spolu se znázorněnou funkcí při sepnutých tranzistorech (červené smyčky) a při vypnutých tranzistorech (modré smyčky). Bridgeless PFC má složitější řídicí obvod než standartní PFC. Navíc se projevují parazitní kapacity MOSFET tranzistorů a zároveň vyplývající větší EMI než standartní PFC. Se zpětnými pomalu zotavujícími diodami D3 a D4 se zmírní vliv EMI. Ovládání MOSFET je zajištěno s PWM. Tímto způsobem jsou sníženy náklady a složitost. [14]

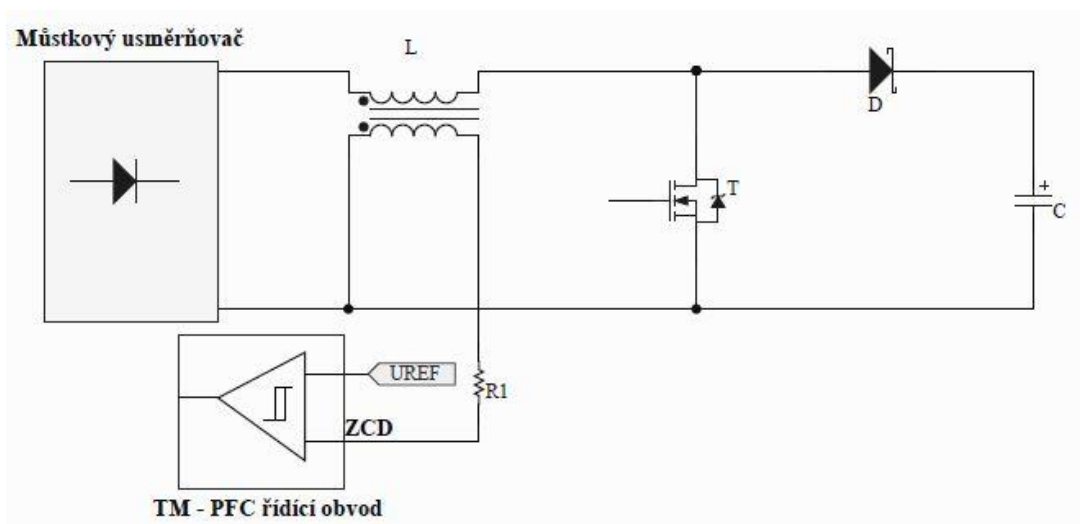


Obr. 13 Princip bridgeless PFC [14]

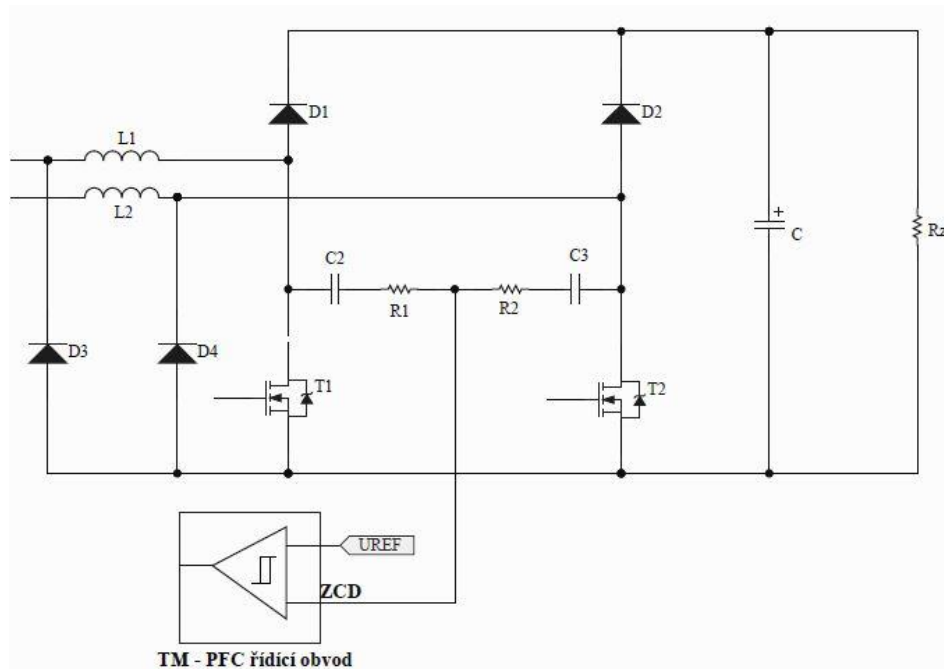
5.1 Konstrukce nulové detekce proudu ZCD

Standartní PFC spoléhá na snímání nulového proudu (ZCD) pro sepnutí tranzistorů. Obvody pro snímání vrcholové hodnoty indukčního proudu jsou používány k detekci pro vypnutí tranzistorů. Dalším znakem standartních PFC je, že je frekvenční rozsah užší než digitální řídicí obvody. Je důležité správně navrhnout PFC cívku. PFC cívka poté určuje spínací frekvenci. [14]

Ve standartním zvyšujícím filtru PFC je dosahováno detekce z pomocného vinutí PFC cívky, které je zobrazeno na **Obr. 14**. Pokud boost diodou protéká proud, kladné napětí je indukováno na sekundární stranu. Toto napětí se objeví na komparátoru s hysterezí (pin ZCD), který se nachází v integrovaném obvodu. Při správném poměru závitů bude napětí na ZCD vyšší než referenční napětí. Jakmile proud dosáhne nuly, změní napětí polaritu a referenční napětí bude vyšší než napětí na pinu ZCD. K této změně dojde přechodně, a následně dojde rovněž k sepnutí tranzistoru. Pro bridgeless PFC musí být detekovány všechny průchody proudu nulou. Lze rovněž použít obě cívky, ale bridgeless obsahuje blokové diody. Blokující diody prodlužují klesání proudu k nule. Tímto je pin ZCD citlivý na šum, který způsobí nesprávné spuštění. Proto je raději využito sériového spojení RC členu. Toto zapojení je znázorněno na **Obr. 15**. Při vypnutých MOSFET tranzistorech teče proud skrz integrované diody. Kondenzátory se nabíjí a tím je vytvořen rozdíl napětí mezi oběma spínači. Tento princip má za následek, že napětí na ZCD bude vyšší než referenční. Rozdíl napětí bude nulový, pokud indukční proud klesne na nulu (napětí na ZCD bude menší než referenční napětí) sepnou se tranzistory. [14]



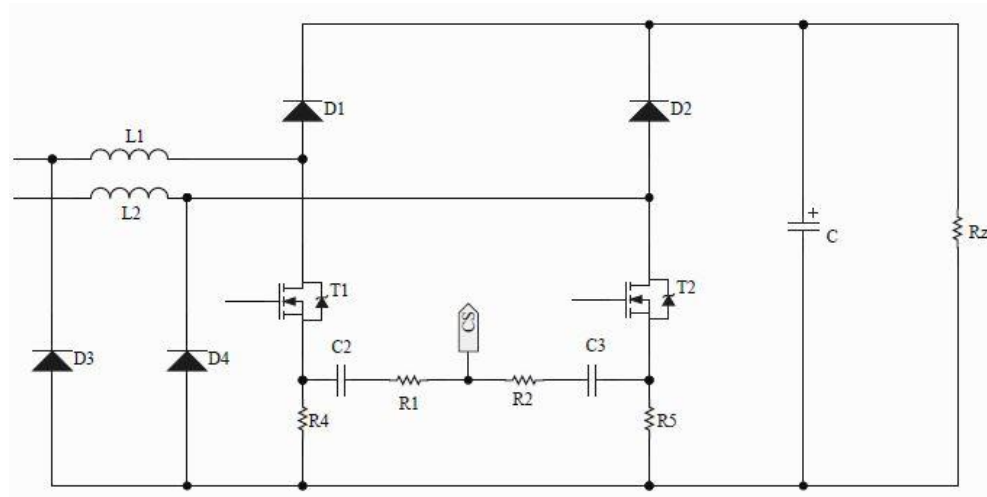
Obr. 14 Princip detekce nulového proudu [14]



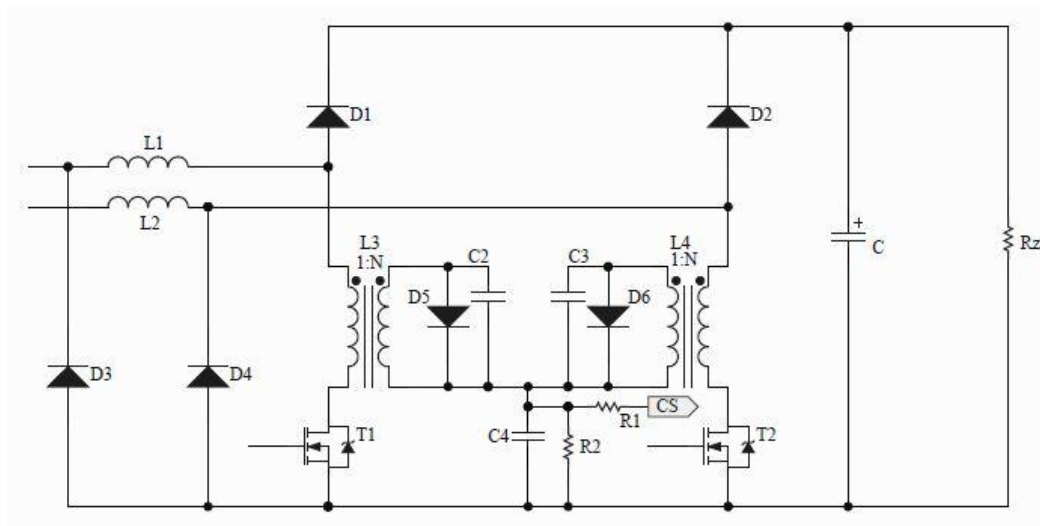
Obr. 15 Princip detekce nulového proudu v bridgeless PFC [14]

5.2 Konstrukce proudového snímání

K proudovému snímání je využíváno snímacích výkonových rezistorů R_4 a R_5 pro snímání špičkového proudu (viz **Obr. 16**). Každý výkonový rezistor je v sérii s MOSFET tranzistorem. Následně je zapotřebí dalšího obvodu, aby bylo jisté, z jakého rezistoru se dostává do řídicího obvodu snímaný signál. Pro snímací rezistory je vyžadováno vyššího odporu z důvodu potřeby vyšší odolnosti snímaného proudu. Tím vznikající vyšší ztráty. Vyšší odpor je zapotřebí u R_4 a R_5 . Toto je především z důvodu velikosti úbytku napětí na diodách. Místo snímacích odporů lze použít snímací proudové transformátory (viz **Obr. 17**). Zapojením je tak zajištěn špičkový proud od požadovaného spínače a minimalizovány ztráty energie ve snímacím obvodu. [14]



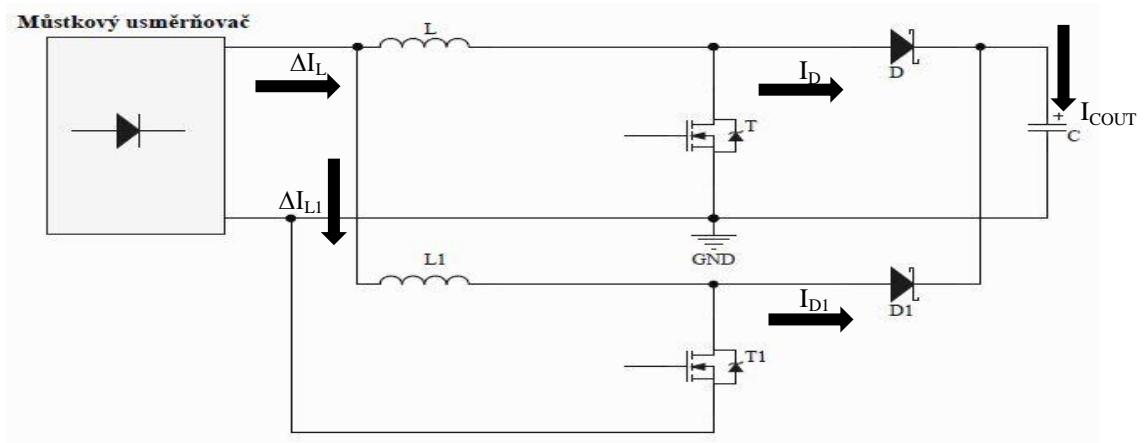
Obr. 16 Princip snímání špičkové proudu bridgeless PFC [14]



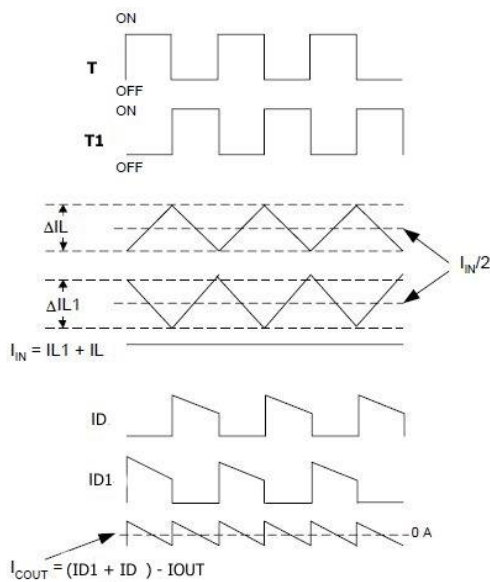
Obr. 17 Snímání špičkového proudu s proudovými transformátory [14]

6 Interleaved PFC

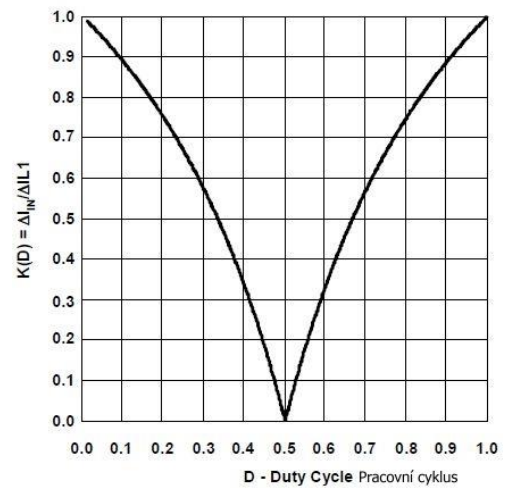
Na **Obr. 18** je znázorněno principiální schéma prokládaného boost měniče. Boost měniče jsou paralelně pracující měniče, jejichž indukční proudy jsou o 180 stupňů fázově posunuté (viz **Obr. 19**). Princip má za následek snížení zvlnění vstupního proudu. Nejlepší zvlnění vstupního indukčního proudu nastává při 50% pracovním cyklu. Z toho vyplývá, že lze použít menší kapacitu kondenzátoru. Výstupní proud bude roven součtu proudů (I_1+I_2) minus výstupní DC proud pro případné připojení zátěže. Následující vzorce zachycují, jak se mění poměr vstupního zvlnění proudu proti indukčnímu zvlněnému proudu ($K(D)$) se změnami pracovního cyklu (viz **Obr. 20**). [13]



Obr. 18 Principiální schéma zapojení interleaved PFC [13]



Obr. 19 Průběhy proudů v interleaved PFC [13]



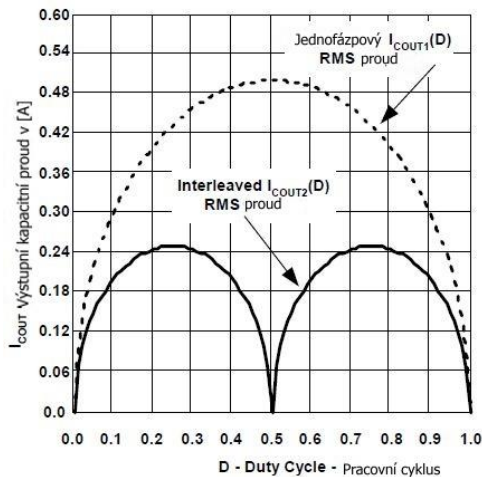
Obr. 20 $\Delta I_L / \Delta I_{L1} = f(D)$ [13]

$$K(D) = \frac{1-2D}{1-D} \quad D \leq 0,5 \quad (9) [13]$$

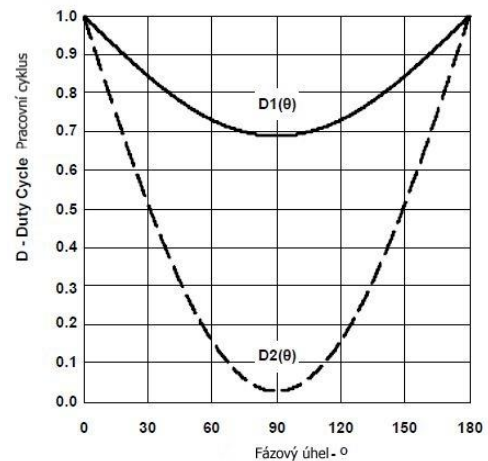
$$K(D) = \frac{2D-1}{D} \quad D > 0,5 \quad (10) [13]$$

V PFC preregulátorech není pracovní cyklus konstantní a bude se měnit se změnami fázového úhlu a vstupního napětí, které je závislé na fázovém úhlu. $D(\theta) = \frac{U_{OUT} - U_{IN(\theta)}}{U_{OUT}}$ a $U_{IN(\theta)} = U_{IN_RMS} \cdot \sqrt{2} \sin(\theta)$. Jak je vidět z Obr. 22 pro $D2(\theta)$ se radikálně snížilo zvlnění pro danou indukčnost. Další výhodou je snížení výstupního kapacitního RMS proudu.

Obr. 21 ukazuje normalizaci v závislosti výstupního kondenzátorového RMS proudu na pracovním cyklu v jednofázovém a dvoufázovém boost měnič. Je vidět, že se kondenzátorový RMS proud sníží na polovinu. Toto bude mít za následek snížení napětí na výstupu a zlepšení spolehlivosti měniče. [13]



Obr. 21 Normalizace kondenzátorového RMS proudu [13]



Obr. 22 $D = f(\theta)$ [13]

7 Součástky pro filtry PFC

Zlepšení vlastností výkonových součástek filtru PFC zajistí zvýšení hustoty přenášeného výkonu, zvýšení účinnosti a rovněž zvýšení rozsahu provozních teplot elektronického zařízení. Vlastnostmi, které musí být zlepšeny, je především snížení ztrát při spínání a také snížení ztrát při sepnutém stavu. Dále je nutno zlepšit vlastnosti součástek v rozsáhlém rozsahu teplot při vysokém blokovacím napětí a rovněž zlepšení ztrát při spínání vysokými frekvencemi. Těchto parametrů je dosaženo prostřednictvím vylepšení polovodičových materiálů, tzn. např. nitridem galia či karbidem křemíku.

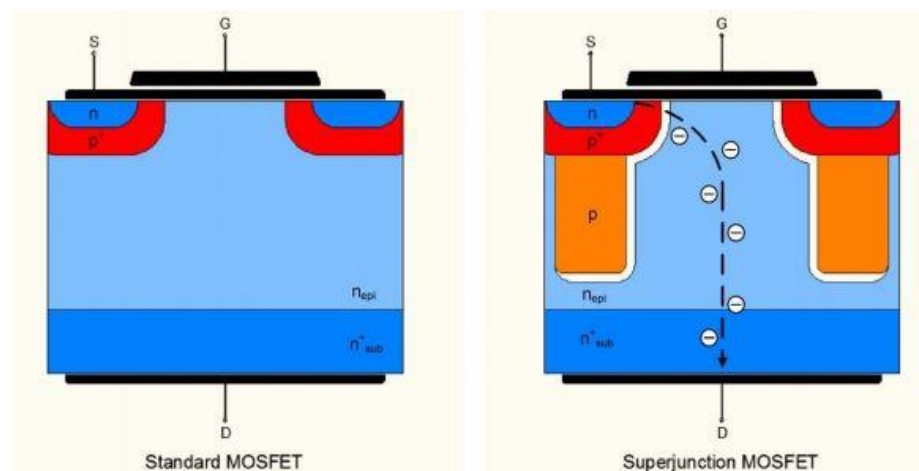
7.1 Dioda SiC

Křemíková Schottkyho dioda dodnes disponuje nejvyšším výkonem. Jedná se o diodu mající nejkratší dobu zotavení a nejnižší prahové napětí. Tyto diody mohou pracovat s nejkratší dobou zotavení a rovněž s nejnižším prahovým napětím. Schottkyho dioda disponuje úzkou vyprázdňenou oblastí, tzv. bangap, díky níž nemůže pracovat s vysokým závěrným napětím (maximálně 100 V). Z tohoto důvodu není vhodná pro aktivní filtr PFC této diplomové práce. Úzká vyprázdňená oblast může být vylepšena změnou kovu typu N, nahrazena tedy uhlíkem (C). Dochází tak ke vzniku sloučeniny karbidu křemíku (SiC), která

má delší šířku zakázaného pásu, nižší závěrný proud, vyšší tepelnou vodivost a rovněž kratší dobu zotavení. SiC dioda může být použita v aktivních filtrech PFC, a to v režimu CCM. Narozdíl od křemíkové Schottkyho diody, potřebuje SiC dioda k zotavení velmi nízký závěrný proud. Tlumící obvod pro EMI tak může být jednodušší. Dalším požadavkem, který lze snížit, je velikost chlazení. Je možné využít levnějšího modelu tranzistoru MOSFET, díky nižšímu zpětnému proudu. Dalším aspektem je zvýšení spínací frekvence čímž se zmenšuje velikost boost cívky. Další možnou náhradní sloučeninou křemíkových Schottkyho diod je galium nitrid. Galium nitrid je teprve ve vývoji, ale šířka bandgap má srovnatelnou s šířkou bandgap SiC. Nitrid galia má menší tepelnou vodivost. [12]

7.2 Tranzistor MOSFET

Pro tranzistory MOSFET je zapotřebí nízký odpor indukovaného kanálu R_{DS_ON} z důvodu ztrát. Tranzistory CollMOS disponují nízkým R_{DS_ON} . Tranzistory CollMOS obsahují N epitaxní vrstvu mající přirozeně nízký odpor v sepnutém stavu. Epitaxní vrstva je bohatě dotovaná elektrony pro vedení elektrického proudu oproti klasické MOSFET struktuře. Tranzistory MOSFET fungují na principu tzv. Superjunction, což je zobrazeno na **Obr. 23**. Tyto tranzistory odolávají díky vyváženému náboji opačné polarity vysokému napětí v závěrném směru, a to až 1 200V. Díky technologii Superjunction mohou být vyrobeny velice rychlé tranzistory MOSFET při nízké parazitních kapacit při daném R_{DS_ON} . Tranzistory CollMOS dokážou zapnout a vypnout v řádu několika desítek nanosekund. Je to zapříčiněno snížením parazitních kapacit C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} , což zároveň umožňuje zvýšení mezní spínací frekvence. [5] [6]

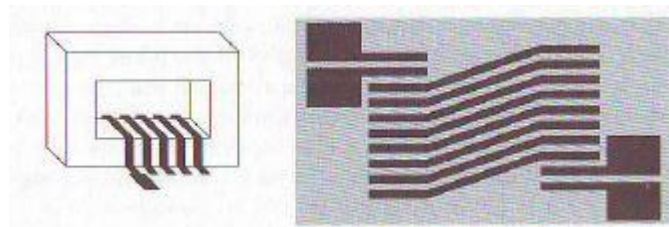


Obr. 23 Standartní MOSFET vs. SJ MOSFET [5] [6]

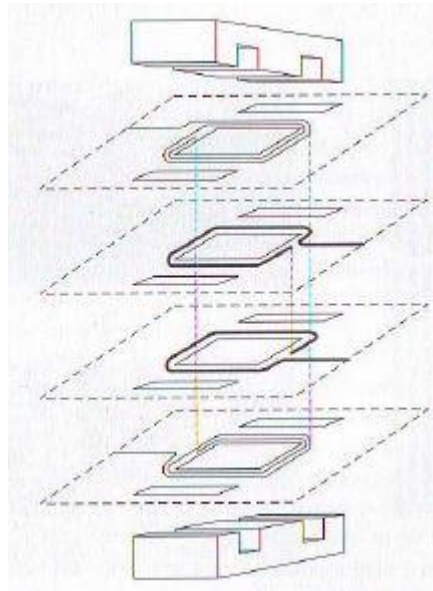
7.3 Planární cívka

Planární cívka případně transformátor, mohou nahradit obvykle používané drátové tlumivky. Díky planární technologii mohou být zmenšeny rozměry spínaných zdrojů pro SMD technologii. Planární vinutí tlumivek a transformátorů může být použito pro nízké napětí 3 - 5 V a rovněž pro vysoké spínací frekvence 0,1 – 1 MHz. Lze tak dosáhnout nízké úrovně rušení, stabilizovat napětí při velkém odběru proudu a dosahovat vysoké elektrické pevnosti mezi vinutím. Rovněž tak může být dosaženo nízké hodnoty vlastní kapacity a nízké hodnoty rozptylové indukčnosti. Avšak znevýhodněním ve volbě planární cívky lze spatřit ve vyšších pořizovacích nákladech. [4] [6]

Lisováním z mědi pokovených folií (mylaru či kaptonu), je vyráběno ohebné planární vinutí. Kapton představuje polyimidovou folii vysoce stabilní v širokém rozsahu teplot (až 400°C). K výrobě neohebného planárního vinutí dochází vystřihováním z měděných folií, přičemž jejich tloušťka bývá navržena s ohledem na zamezení ztrátového výkonu, případně elektrického povrchového jevu (skinefektu). Jádra planárních vinutí mohou představovat např. snížená jádra typu RM (s výškou 9,8 – 13 mm). Dalším typem může být jádro typu E, které je snadno rozebíratelné (viz **Obr. 25**). Na desce plošného spoje je prostřednictvím ohebného vinutí na izolační folii tvořeno jednovrstvé planární vinutí (viz **Obr. 24**). Kvůli zabránění doteku jádra plošného spoje a závitů cívky je vložena izolační vložka. Bifilární vinutím představuje souběžně vinutý vodič, kde působením těchto dvou polí proti sobě dochází k vynulování magnetického pole. [4] [6]



Obr. 24 Jednovrstvé planární vinutí vinuté bifilárně [4] [6]



Obr. 25 Planární vinutí s E jádrem [4] [6]

8 Volba řídicího integrovaného obvodu

Pro výběr vhodného řídicího obvodu byl prozkoumán trh s řídicími integrovanými obvody pro řízení filtrů PFC, které splní parametry zadání této diplomové práce. Bylo nutné prostudovat vlastnosti řídicích obvodů od různých výrobců (viz

Tab. 1). Hlavním hlediskem výběru byla jednoduchost schématu pro aplikační zapojení. Datový list musel obsahovat co nejvíce informací o daném řídicím obvodu. Řídicí obvod musel umět řídit topologii typu BOOST. Nejlépe z tohoto výběru obstála společnost Texas Instruments i přes cenu řídicího obvodu.

Tab. 1 Vlastnosti řídicích integrovaných obvodů [15] [18] [19]

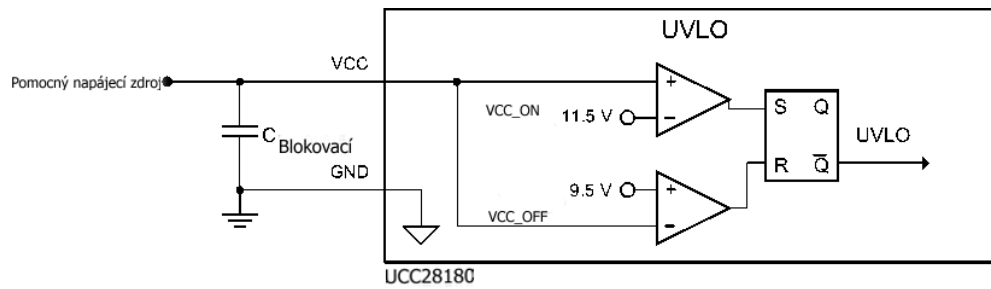
Výrobce	ON Semiconductor	ST	TI
Označení	NCP1653-D	L6563H	UCC28180
Pouzdro	SO8	SO16	SO8
UCC [V]	18V	10,3 - 22,5	11,5 - 22
f [kHz]	90 - 110	-	16 - 250
Duty cycle [%]	94	80 - 85	96
Řídicí režim	CCM (Average Current/Peak)	DCM (Transient current)	CCM (Average Current)
Cena/ks [Kč]	42	38	97

Prvním řídicím obvodem, který byl vybrán pro praktickou část této diplomové práce, byl řídicí obvod UCC28019A vyrobený firmou Texas Instrument. Při výpočtech bylo zjištěno, že je tento řídicí obvod nevhodný pro výkon 250 W, protože jeho pevná frekvence 65 kHz je nízká. Použití tohoto řídicího obvodu by znamenalo vysokou hodnotu indukčnosti BOOST cívky a rovněž odpovídající velké rozměry cívky. Pro zpracování praktické části diplomové práce byl proto vybrán integrovaný obvod UCC28180 rovněž od firmy Texas Instruments. Tento integrovaný obvod byl vybrán z důvodu nastavitelnosti spínací frekvence, kvůli „jednoduššímu“ schématu zapojení, a rovněž pro snazší routování na plošném spoji.

9 Popis řídicího obvodu UCC28180

Pro řídicí obvod UCC28180 a jeho funkci aktivního PFC je zapotřebí několik externích součástek. Řídicí obvod pracuje se dvěma regulačními smyčkami. Vnitřní chybový zesilovač řídicího obvodu UCC28180 spolu s napětovou referencí 5 V zajišťuje pomalou regulaci výstupního napětí. Regulace proudové smyčky tvaruje průměrný vstupní elektrický proud takovým způsobem, aby odpovídal sinusovému tvaru vstupního napětí. Řídicí obvod UCC28180 dokáže tímto způsobem pracovat bez snímání vstupního napětí, jelikož využívá vztah mezi vstupním napětím a velikostí pracovního cyklu. Řídicí obvod UCC28180 obsahuje řadu ochranných funkcí kvůli zajištění bezpečného provozu příslušného zařízení a to za jakýkoliv podmínek. [15]

K zapnutí řídicího obvodu UCC28180 dochází při napětí vyšším než 11,5 V a vypnutí řídicího obvodu je dosaženo pod úrovní 9,5 V. Vnitřní obvodové zapojení podpětové ochrany (undervoltage) je zobrazeno na **Obr. 26**. Pokud dojde k poklesu vstupního AC napětí, pomocné napájecí napětí klesne pod úroveň. Vnitřní obvody tak detekují chybový stav. Podpětová ochrana řídicího obvodu UCC28180 následně zapne vybíjecí obvod kondenzátoru na pinu VCOMP. K tomuto vybíjení dochází přes malou impedanci. Důvodem principu podpětové ochrany řídicího obvodu UCC28180 je předcházení nadměrnému zvýšení elektrického proudu při návratu AC napětí. [15]



Obr. 26 Vnitřní zapojení podpět'ové ochrany UCC28180 [15]

Přepět'ová ochrana (Overvoltage) má dvě meze, 107% mez a 109% mez. Při dosažení 107% meze výstupního napětí na snímacím rezistoru, dojde k uzemnění rezistoru na VCOMP a zároveň k vybití kondenzátoru na tomto pinu. Při 109% mezi výstupního napětí na snímacím rezistoru dojde k tomu, že je signál pro gate MOSFET tranzistoru vypnut. Následně se čeká až výstupní napětí klesne na 102 % výstupního napětí. [15]

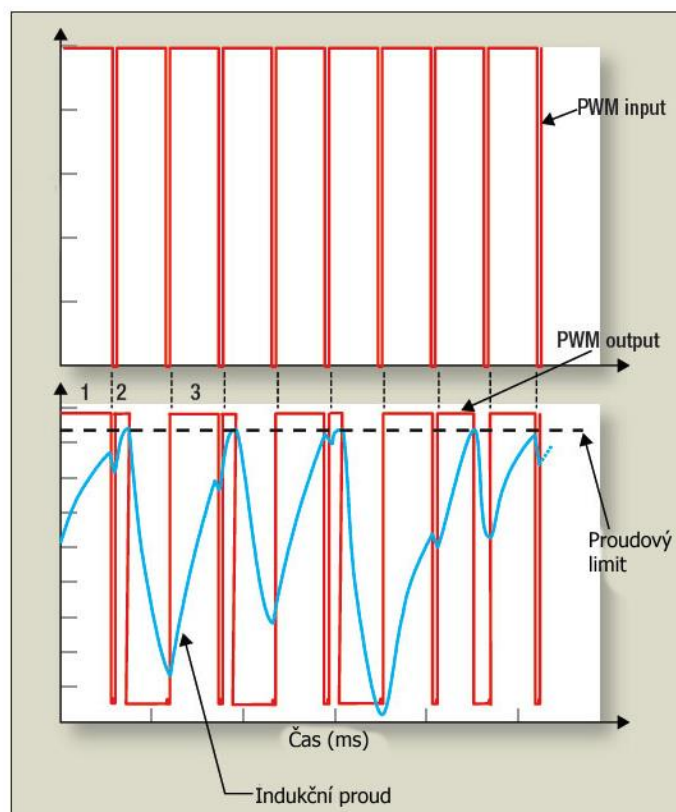
V případě, že by došlo k selhání proudové nebo napět'ové zpětné vazby řídicího obvodu UCC28180, dojde k otevření regulační smyčky. Nastal by tak plný pracovní cyklus. Z tohoto důvodu je řídicí obvod UCC28180 pro proudovou smyčku vybaven pull up zdrojem a pro napět'ovou smyčku pull down zdrojem. Detekující komparující zesilovač je takto uveden do stavu, kdy zastaví PWM. Filtr PFC zůstává stále zapnut, avšak řídicí obvod UCC28180 přechází do pohotovostního režimu, ve kterém je zatěžován elektrickým proudem menším než 2,95 mA. Tento princip zabraňuje CCM při přepětí, avšak silně zkresluje vstupní elektrický proud. Pohotovostní režim řídicího obvodu UCC28180 je aktivován taktéž při uzemnění pinu ICOMP. [15]

Pro normální režim CCM aktivního filtru PFC není aktivována podpět'ová ani přepět'ová ochrana z důvodu tolerování 5% odchylky normálního zesílení napětí regulační smyčky. Pokud je odchylka kvůli zátěži vyšší, nebo vznikne-li chyba na straně vedení, jsou ochrany aktivovány spolu s funkcí pod názvem „Enhanced Dynamic Response (EDR)”. Tato funkce představuje rychlejší dynamickou odezvu regulační smyčky s užší frekvenční šířkou pásma. Tzn., že traskoduktance g_{mi} chybového zesilovače je zvýšena pro rychlejší nabíjení nebo vybití kompenzačních kondenzátorů pro požadovanou regulaci. [15]

Indukční proud je snímán pomocí R_{ISENSE} . Díky tomuto rezistoru jsou zajištěny dvě možnosti ochrany. První ochranou je zabránění nadproudu při přetížení na výstupu (Soft-

OverCurrent = SOC). Vstupní proud je proto omezen. Řídicí obvod UCC28180 gate MOSFET tranzistoru není vypnut. Rezistor na VCOMP není sveden k zemi, avšak regulační obvod ke snížení pracovního cyklu je upraven. Při SOC není podpěťová ochrana zpřístupněna. [15]

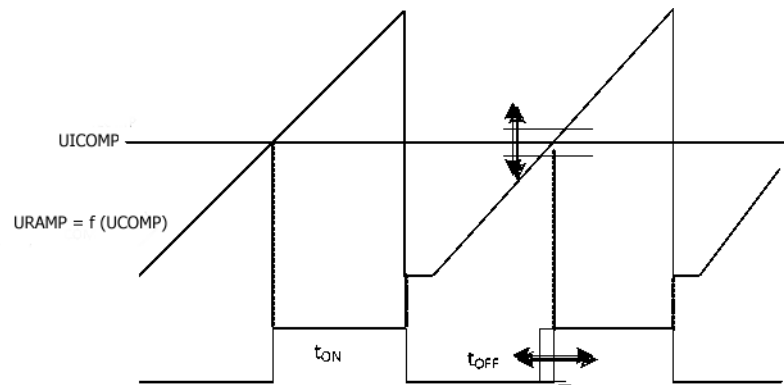
Druhou možnost ochrany představuje zabránění sytnému indukčnímu proudu (Peak Current Limit = PCL). Tato ochrana je založena na principu zvaném „Cycle-by-cycle“. Princip je zobrazen na **Obr. 27**. Pokud indukční proud vzroste nad nastavenou limitní hodnotu, dojde k vypnutí MOSFET tranzistoru (k ignorování PWM) a k následnému snížení indukčního proudu pod limitní hranici. [11] [6]



Obr. 27 Princip Cycle-by-cycle [11] [6]

PWM signál je vygenerován porovnáním napětí na pinu ICOMP a rovněž napětím rampy, která je funkcí napětí na pinu VCOMP (viz **Obr. 28**). Pokud bude napětí na ICOMP vyšší než napětí na VCOMP, vznikne na výstupu signál pro sepnutí MOSFET tranzistoru. Při opačné nerovnosti vstupních napětí vznikne na výstupu hodnota napětí nižší než prahové napětí MOSFET tranzistoru (MOSFET tranzistor bude rozepnut). Pokud je pracovní cyklus

přímo úměrně závislý na vstupním napětí (sinusoida), je indukční proud pomocí zpětnovazební smyčky nucen tento tvar proudu kopírovat. [15]



Obr. 28 Princip tvorby PWM v UCC28180 [15]

10 Praktická část

10.1 Výpočty a volba součástek k sestavení filtru PFC

Z níže uvedených výpočtů součástek k sestavení aktivního filtru PFC lze vidět součástky mající vliv na zvlnění indukčního proudu. Rovněž lze vidět délku pracovního cyklu a další parametry aktivního filtru PFC. Aplikační zapojení aktivního PFC bylo navrženo pro vstupní střídavé napětí v rozmezí 85 – 265 V_{RMS}. Tento rozsah vstupního napětí je převeden na výstupní napětí 400 V s výstupním výkonem 250 W. Pro výpočet pracovního cyklu D je nutno spočítat maximální hodnotu minimálního vstupního napětí přivedeného na vstup usměrňovače. [15]

$$D_{MAX} = \frac{U_{OUT} - U_{IN(AC)MIN}}{U_{OUT}} = \frac{400 \text{ V} - 120 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0,7$$

$$U_{IN(AC)MIN} = \sqrt{2} \cdot U_{IN(AC)RMS} = \sqrt{2} \cdot 85 \text{ V} = 120 \text{ V}$$

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{P_{OUT(MAX)}}{U_{OUT}} = \frac{250 \text{ W}}{400 \text{ V}} = 0,625 \text{ A}$$

Bez výpočtu vstupního proudu nelze zvolit vstupní pojistku a rovněž vstupní kondenzátor. Pro výpočet $I_{IN(RMS)MAX}$ jsou použity předpokládané hodnoty účinníku PF

a účinnosti η . Vstupní kondenzátor se nachází za usměrňovačem. Také nelze zvolit velikost indukčnosti BOOST cívky. Níže lze vidět výpočty potřebné pro zjištění hodnot těchto součástek filtru PFC. Konstanta 0,07 při výpočtu U_{IN_RIPPLE} znamená, že je vstupnímu napětí dovoleno klesnout maximálně o 7 %. Znak „=>“, uvedený za každým výpočtem součástky, představuje hodnotu součástky zvolenou do schématu zapojení. [15]

$$\eta = \frac{P_{OUT(MAX)}}{P_{IN(AC)}} \Rightarrow I_{IN(RMS)MAX} = \frac{P_{OUT}}{U_{IN(AC)MIN} \cdot PF \cdot \eta} = \frac{250 \text{ W}}{120 \text{ V} \cdot 0,99 \cdot 0,95} = 3,095 \text{ A}$$

$$I_{IN(PEAK)} = \sqrt{2} \cdot I_{IN(RMS)MAX} = \sqrt{2} \cdot 3,095 \text{ A} = 4,377 \text{ A}$$

$$I_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} \cdot I_{IN(PEAK)} = 0,4 \cdot 4,377 \text{ A} = 1,75 \text{ A}$$

$$I_{IN_AVG_MAX} = \frac{2 \cdot I_{IN_PEAK_MAX}}{\pi} = \frac{2 \cdot 4,377 \text{ A}}{\pi} = 2,787 \text{ A}$$

$$U_{IN_RIPPLE} = \Delta U_{IN_RIPPLE} \cdot I_{IN_RECTIFIED(MIN)} = 0,07 \cdot 120 \text{ V} = 8,415 \text{ V}$$

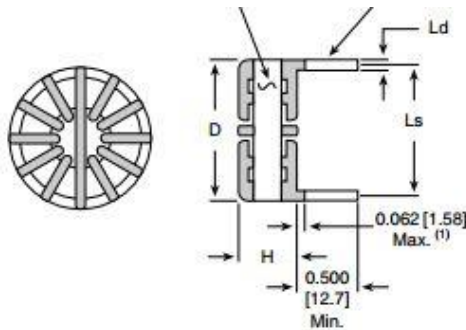
$$C_5 = C_{IN} = \frac{I_{RIPPLE}}{8 \cdot f_{SW} \cdot U_{IN_RIPPLE}} = \frac{1,75 \text{ A}}{8 \cdot 120 \text{ kHz} \cdot 8,415 \text{ V}} = 2,166 \cdot 10^{-7} \text{ F} \Rightarrow 220 \text{ nF}$$

$$I_{L_PEAK_MAX} = I_{IN(PEAK)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} = 4,377 \text{ A} + \frac{1,75 \text{ A}}{2} = 5,252 \text{ A}$$

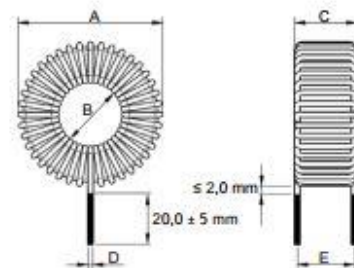
$$L_2 = L_{BST(MIN)} \geq \frac{U_{OUT} \cdot D \cdot (1-D)}{f_{SW} \cdot I_{RIPPLE}} = \frac{400 \text{ V} \cdot 0,7 \cdot (1-0,7)}{120 \text{ kHz} \cdot 1,75 \text{ A}} = 0,4 \text{ mH} \Rightarrow 0,47 \text{ mH}$$

Pro zpracování praktické části diplomové práce byly zvoleny dvě toroidní cívky. Toroidní cívky mohou nabývat vysoké indukčnosti s odpovídajícím množstvím naakumulované energie. Toroidní cívky mají malý rozptyl. První toroidní cívka byla zvolena od společnosti Vishay a druhá toroidní cívka od polského výrobce Feryster. Obě toroidní cívky mají shodnou hodnotu indukčnosti. Na **Obr. 30** je znázorněna kostra toroidní cívky společnosti Vishay o rozměrech 48,8 x 25,4 (D x H) tvořená s největší pravděpodobností železoprachovým jádrem žluté barvy (výrobce blíže nespecifikuje materiál jádra). Vinutí toroidní cívky je namotáno plným drátem. Toroidní cívka polského výrobce Feryster má jádro tmavě modré barvy. Toroidní cívka je namotána vinutím nazývanou VF litzna. Na **Obr. 29** je znázorněna tato toroidní cívka o rozměrech 52 x 16,5 x 23 (A x B x C). Výrobce cívky v datovém listu

uvádí, že jádro toroidní cívky je typu Super-MSS od MICROMETALS Arnold Powder Cores. Tento typ jádra toroidní cívky má malé ztráty a nízkou teplotu při provozu. Složení jádra je z práškové slitiny železa, křemíku a hliníku. Spínací frekvence jádra toroidní cívky je až 1 MHz.



Obr. 29 Toroidní cívka Feyrster



Obr. 30 Toroidní cívka Vishay

Pro zpracování praktické části diplomové práce byl následně vybrán spínací MOSFET tranzistor od společnosti INFINEON, který je známý jako CoolMOS. Jedním z důvodů zvolení tohoto MOSFET tranzistoru byl nízký $R_{DS_ON} = 0,14 \Omega$. Nízký R_{DS_ON} se projevuje v menších ztrátách při sepnutém tranzistoru. Dalším důvodem zvolení tohoto MOSFET tranzistoru bylo napětí, které vydrží na drainu MOSFET tranzistoru při rozepnutém stavu. V neposlední řadě byl daný MOSFET tranzistor zvolen kvůli rychlosti spínání, která má nízké hodnoty parazitních kapacit mezi gate a source.

Následně byla od společnosti STMICROELECTRONICS vybrána dioda pro BOOST, označována jako ultrafast. Z názvu je patrné, že tyto diody mají krátkou dobu zotavení (t_{rr}). Mezi výhody této diody patří i to, že je schopna snést velké zatížení a rovněž i vysoké napětí v závěrném směru.

Z velikosti spínací frekvence řídicího obvodu může být zjištěna perioda spínacích impulzů a délku dob spínání tranzistoru MOSFET. Rovněž může zjištěna i velikost zvlnění dI_L . Z níže uvedených vzorců vyplývá ta skutečnost, že je při zvyšování frekvence spínání sníženo zvlnění indukčního proudu.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{120 \text{ kHz}} = 8,3 \mu\text{s}$$

$$t_{ON} = D_{MAX} \cdot T = 0,7 \cdot 8,3 \cdot 10^{-6} = 5,81 \mu s$$

$$t_{OFF} = 8,3 \mu s - 5,81 \mu s = 2,49 \mu s$$

$$dI_{LBST_ON} = \frac{DT}{L_{BST}} \cdot U_{IN_MIN} = \frac{0,7 \cdot 8,3 \cdot 10^{-6} s}{0,00047 H} \cdot 120V = 1,48 A$$

$$dI_{LBST_OFF} = \frac{(U_{OUT} - U_{IN_MIN}) \cdot (1-D) \cdot T}{L_{BST}} = \frac{(400 V - 120 V) \cdot (1-0,7) \cdot 8,3 \cdot 10^{-6} s}{0,00047 H} = 1,48 A$$

Níže uvedené vzorce uvádějí výpočet výstupního kondenzátoru. $U_{OUT_MIN_HOLD_UP}$ představuje minimální napětí, které může maximálně klesnout (může se jednat o minimální napětí navazujícího měniče). Doba t_{HOLD_UP} je doba, za kterou klesne napětí z U_{OUT} na $U_{OUT_MIN_HOLD_UP}$. [15]

$$C_4 = C_{OUT_MIN} \leq \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot t_{HOLD_UP}}{(U_{OUT})^2 - (U_{OUT_MIN_HOLD_UP})^2} = \frac{2 \cdot 250 W \cdot 0,02 s}{(400 V)^2 - (300 V)^2} = 143 \mu F \Rightarrow 180 \mu F$$

$$t_{HOLD_UP} = \frac{1}{f_{LINE_MIN}} = \frac{1}{50 Hz} = 20 ms$$

Následující částí aplikačního zapojení filtru PFC je výpočet součástek pro správnou funkci řídicího obvodu. Prvním krokem tohoto výpočtu je zjištění hodnoty odporu rezistoru, který zajišťuje spínací frekvenci 120 kHz. Označení f_{TYP} , R_{INT} , R_{TYP} představují konstanty vnitřního oscilátoru řídicího obvodu a označení f_{SW} představuje zvolenou spínací frekvenci.

$$R_6 = R_f = \frac{f_{TYP} \cdot R_{TYP} \cdot R_{INT}}{(f_{SW} \cdot R_{INT}) + (R_{TYP} \cdot f_{SW}) - (R_{TYP} \cdot f_{TYP})} =$$

$$\frac{65 kHz \cdot 32,7 k\Omega \cdot 1 M\Omega}{(120 kHz \cdot 1 M\Omega) + (32,7 k\Omega \cdot 120 kHz) - (32,7 k\Omega \cdot 65 kHz)} = 17,8 k\Omega \Rightarrow 17,8 k\Omega$$

Vzorec níže uvádí výpočet snímacího odporu R_{SENSE} a s tím související výkon, který musí daný rezistor vydržet. $U_{SOC(MIN)}$ představuje minimální hodnotu napětí při „slabém“ nadproudu (Soft Overcurrent). Aby nedošlo za normálního provozu k dosažení této hodnoty napětí, je snížen pracovní cyklus D . Daný vzorec rovněž představuje skutečnost, že snímací rezistor je dimenzován o 10 % vyšší indukční proud. [15]

$$R_1 = R_{\text{ISENSE}} = \frac{U_{\text{SOC(MIN)}}}{1,1 \cdot I_{\text{L,PEAK(MAX)}}} = \frac{0,259 \text{ V}}{1,1 \cdot 5,252 \text{ A}} = 0,045 \Omega \Rightarrow 4 \text{ m}\Omega$$

$$P_{\text{RISENSE}} = I_{\text{IN(AC)RMS}}^2 \cdot R_{\text{ISENSE}} = (3,095 \text{ A})^2 \cdot 0,045 \Omega = 0,43 \text{ W}$$

Dále je uveden snímací rezistor výstupního napětí R_{FB2} . Rezistor R_{FB1} je volen takovým způsobem, aby výstupní dělič nevytvářel velké ztráty. R_{FB1} je rozdělen na více rezistorů. Tím je rozdělen výstupní potenciál a to především z toho důvodu, aby byly dodrženy bezpečné izolační vzdálenosti na desce plošného spoje. [15]

$$R_8 = R_{\text{FB2}} = \frac{U_{\text{INTERNA_REF}} \cdot R_{\text{FB1}}}{U_{\text{OUT}} - U_{\text{INTERNAL_REF}}} = \frac{5 \text{ V} \cdot 1 \text{ M}\Omega}{400 \text{ V} - 5 \text{ V}} = 12658 \Omega \Rightarrow 12,7 \text{ k}\Omega$$

C_{VSENSE} je přidán k odfiltrování šumu. Tímto kondenzátorem je snížena časová konstanta RC obvodu a zajištěna rychlejší odezva řídicího obvodu. [15]

$$C_{13} = C_{\text{VSENSE}} = \frac{10 \mu\text{s}}{R_{\text{FB2}}} = \frac{10 \mu\text{s}}{12,7 \text{ k}\Omega} = 787 \text{ pF} \Rightarrow 820 \text{ pF}$$

Níže uvedené vzorce ukazují na kompenzaci zpětnovazební smyčky. Pro výpočet součástek k sestavení PFC byly z pomocného nástroje výrobce pro intergorvaný obvod zjištěny rekvence f_{IAVG} , $f_{\text{PWM_PS}}$, f_{ZERO} , f_{POLE} , f_{V} . [15]

$$C_{12} = C_{\text{ICOMP}} = \frac{g_{\text{mi}} \cdot M_1}{K_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{IAVG}}} = \frac{0,95 \text{ mS} \cdot 0,538}{K_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3 \text{ kHz}} = 2330 \text{ pF} \Rightarrow 2200 \text{ pF}$$

$$C_{10} = C_{\text{VCOMP}} = \frac{g_{\text{mv}} \cdot \frac{f_{\text{V}}}{f_{\text{PWM_PS}}}}{10^{\frac{0 - G_{\text{VLdB}}(f)}{20}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{V}}} = \frac{56 \mu\text{S} \cdot \frac{10 \text{ Hz}}{1479 \text{ Hz}}}{10^{\frac{0 - 0,81 \text{ dB}}{20}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz}} = 6,08 \mu\text{F} \Rightarrow 6,8 \mu\text{F}$$

$$R_7 = R_{\text{VCOMP}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ZERO}} \cdot C_{\text{VCOMP}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,52 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 15398 \Omega \Rightarrow 15,4 \text{ k}\Omega$$

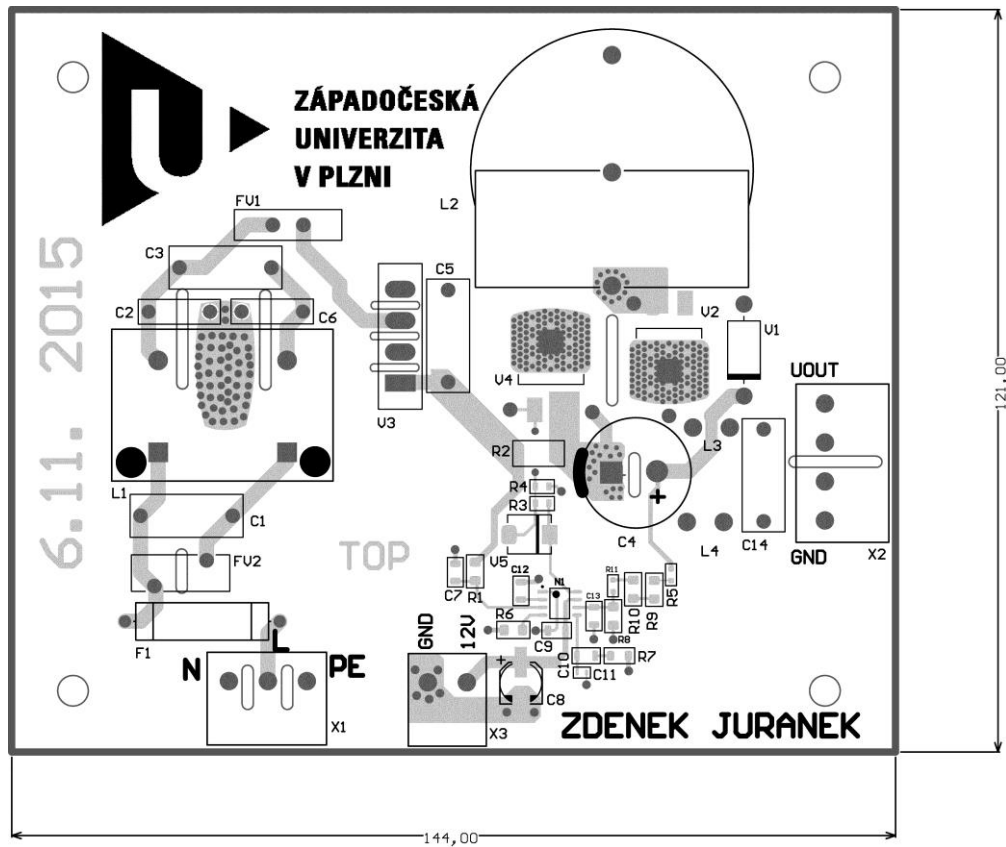
$$C_{11} = C_{\text{VCOMP_P}} = \frac{C_{\text{VCOMP}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{POLE}} \cdot C_{\text{VCOMP}} \cdot R_{\text{VCOMP}}} = \frac{6,8 \cdot 10^{-6} \text{ F}}{2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 15400 \Omega \cdot 6,8 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 0,47 \mu\text{F} =$$

$$\Rightarrow 0,47 \mu\text{F}$$

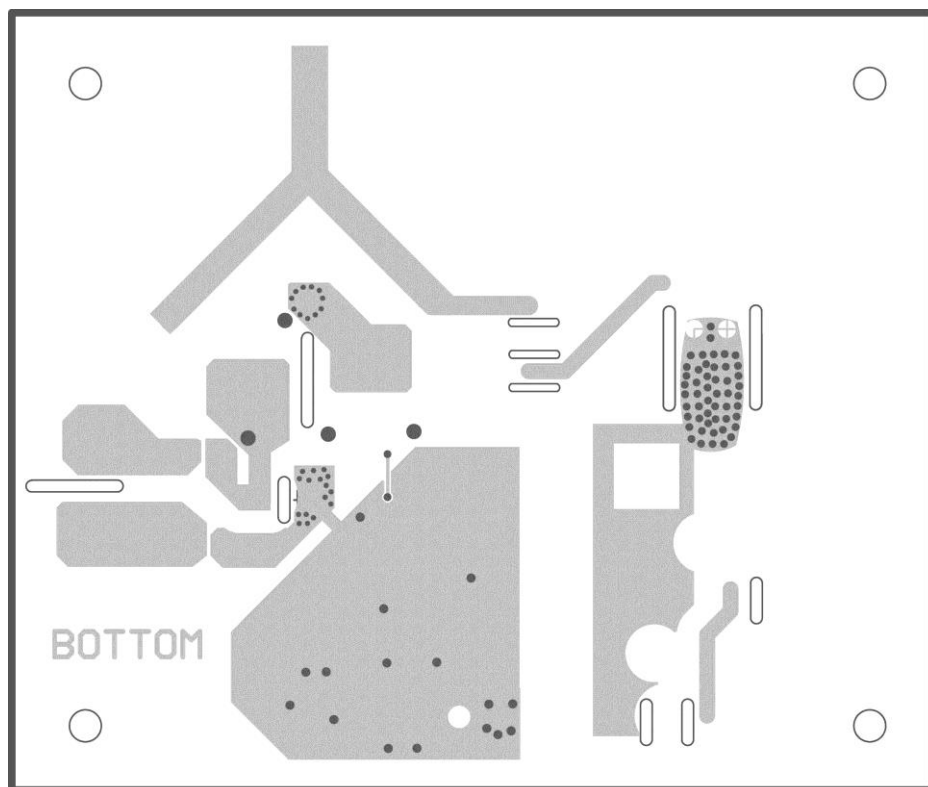
10.2 Volba součástí vstupního EMC filtru

Zvolený typ zapojení EMC filtru je patrný v aplikačním zapojení PFC filtru. Na doporučení výrobce je na základě datového listu sestaven vstupní síťový EMC filtr, vyjma hodnoty součástky EMC cívky, která byla zvolena na základě cenového hlediska.

10.4 Návrh PCB

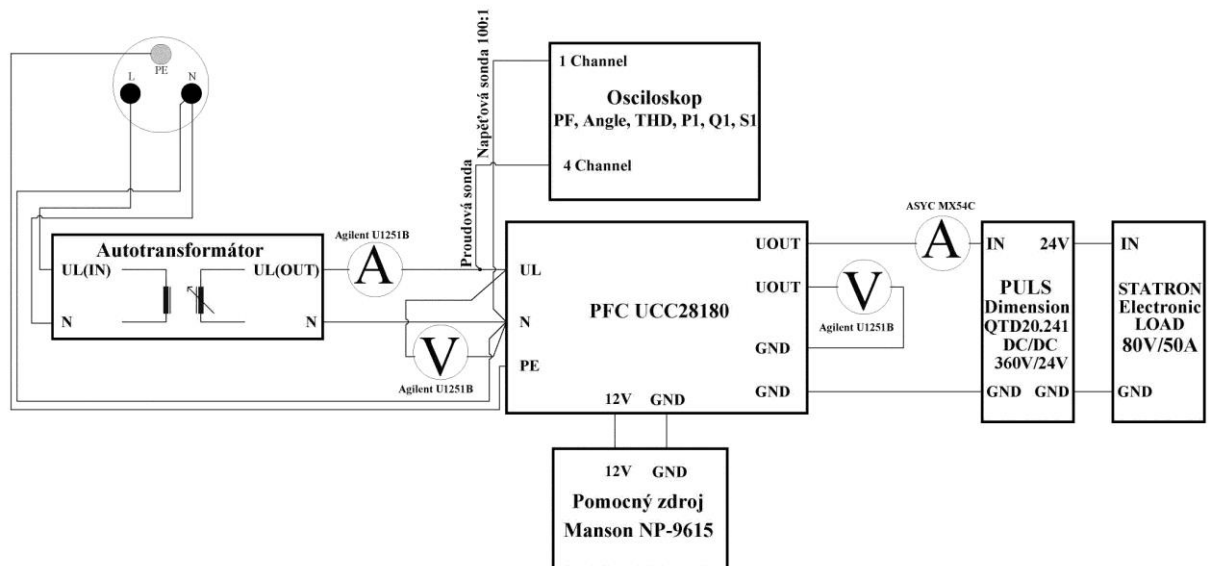


Obr. 32 Deska plošného spoje - strana TOP



Obr. 33 Deska plošného spoje - strana BOTTOM

10.5 Měření vlastností filtru PFC UCC28180



Obr. 34 Blokové schéma měření zatěžovacích charakteristik

Měřicí přístroje

- Proudová sonda Tektronix TCP0020
- Osciloskop Tektronix MDO3014 použit jako analyzátor sítě
- Multimetr Agilent U1251B pro vstupní napětí $U_1(AC)$
- Multimetr Agilent U1251B pro výstupní napětí $U_2(DC)$
- Multimetr ASYC MX54C pro měření výstupního proudu $I_2(DC)$
- Multimetr Agilent U1251B pro výstupní napětí $I_1(AC)$
- Elektronická zátěž STATRON TYP 3229
- Pomocný zdroj Manson NP-9615
- Autotransformátor LTS 230270/6
- Wattmetr PULS 2000W Z00080
- Měření teploty FLUKE 80T-IR

10.5.1 Naměřené hodnoty pro toroidní cívku od výrobce Feryster

Tab. 2 Naměřené a vypočtené hodnoty s toroidní cívkou od výrobce Feryster při vstupním napětí 85V

Toroidní jádro Feryster											
U _{1(AC)} = 85V											
U _{1(AC)} [V]	I _{1(AC)} [A]	P _{1(AC)} [W]	S _{1(AC)} [VA]	Q _{1(AC)} [VAr]	PF [-]	φ [°]	THDF [%]	U _{2(DC)} [V]	I _{2(DC)} [A]	P _{2(DC)} [W]	η [%]
85,3	0,09	6,92	7,93	3,88	0,872	29,32	22	399,6	0,015	6,0	75,6
83,6	0,53	43,11	44,14	9,48	0,977	12,4	8,83	399,4	0,1	39,9	90,5
82,1	1,05	84,82	86,21	15,37	0,984	10,27	6,03	399,4	0,2	79,9	92,7
80,3	1,62	128,24	130,09	21,81	0,986	9,653	5,86	399,4	0,3	119,8	92,1
78,7	2,19	170,09	172,35	27,85	0,987	9,299	4,93	399,4	0,4	159,8	92,7
76,9	2,80	212,51	215,32	34,67	0,987	9,265	5,38	399,5	0,5	199,7	92,8
76	3,14	235,57	238,64	38,17	0,987	9,203	5,25	399,4	0,55	219,7	92,1
75,2	3,45	255,89	259,44	42,76	0,986	9,487	5,18	398,6	0,6	239,2	92,2
74,6	3,75	275,41	279,75	49,11	0,984	10,11	5,24	390,9	0,65	254,1	90,8
73,9	3,98	288,60	294,12	56,73	0,981	11,12	6,17	385	0,7	269,5	91,6

Tab. 3 Naměřené a vypočtené hodnoty s toroidní cívkou od výrobce Feryster při vstupním napětí 150V

Toroidní jádro Feryster											
U _{1(AC)} = 150V											
U _{1(AC)} [V]	I _{1(AC)} [A]	P _{1(AC)} [W]	S _{1(AC)} [VA]	Q _{1(AC)} [VAr]	PF [-]	φ [°]	THDF [%]	U _{2(DC)} [V]	I _{2(DC)} [A]	P _{2(DC)} [W]	η [%]
151	0,07	5,97	10,72	8,90	0,557	56,13	25,3	399,6	0,015	6,0	55,9
150	0,31	43,11	46,00	16,04	0,937	20,41	13,1	399,4	0,1	39,9	86,8
148	0,57	82,23	84,88	21,08	0,969	14,38	9,25	399,4	0,2	79,9	94,1
147	0,86	123,04	126,09	27,57	0,976	12,63	7,45	399,4	0,3	119,8	95,0
147	1,14	163,47	167,01	34,18	0,979	11,81	6,68	399,4	0,4	159,8	95,7
146	1,44	205,47	209,52	40,98	0,981	11,28	6,39	399,4	0,5	199,7	95,3
145	1,58	224,84	229,10	43,95	0,981	11,06	5,92	399,4	0,55	219,7	95,9
145	1,73	245,63	250,16	47,39	0,982	10,92	5,65	399,4	0,6	239,7	95,8
144	1,89	267,53	272,35	50,99	0,982	10,79	5,34	399,4	0,65	259,6	95,3
143	2,04	287,08	292,13	54,09	0,983	10,67	5,21	399,5	0,7	279,6	95,7

Tab. 4 Naměřené a vypočtené hodnoty s toroidní cívkou od výrobce Feryster při vstupním napětí 230V

Toroidní jádro Feryster											
U _{1(AC)} = 230V											
U _{1(AC)} [V]	I _{1(AC)} [A]	P _{1(AC)} [W]	S _{1(AC)} [VA]	Q _{1(AC)} [VAr]	PF [-]	φ [°]	THDF [%]	U _{2(DC)} [V]	I _{2(DC)} [A]	P _{2(DC)} [W]	η [%]
230	0,08	4,77	19,35	18,75	0,246	75,74	19,2	399,3	0,016	6,4	33,0
229	0,21	40,89	47,95	25,06	0,853	31,5	16,6	399,4	0,1	39,9	83,3
229	0,38	79,58	85,95	32,49	0,926	22,21	14	399,3	0,2	79,9	92,9
228	0,55	119,97	126,08	38,77	0,952	17,91	10,1	399,3	0,3	119,8	95,0
228	0,73	160,32	166,45	44,73	0,963	15,59	7,59	399,3	0,4	159,7	96,0
227	0,91	200,30	206,39	49,75	0,971	13,95	4,2	399,3	0,5	199,7	96,7
226	1,00	220,46	226,88	53,58	0,972	13,66	4,43	399,3	0,55	219,6	96,8
226	1,09	240,51	247,24	57,30	0,973	13,4	5,28	399,3	0,6	239,6	96,9
226	1,19	261,36	268,58	61,88	0,973	13,32	5,89	399,4	0,65	259,6	96,7
225	1,28	280,81	288,38	65,66	0,974	13,16	6,17	399,4	0,7	279,6	96,9

Tab. 5 Naměřené teploty součástek cívky od výrobce Feryster při U_{IN(AC)} = 150V při T_{AMB} = 24,8°

Cívka Feryster při U _{IN(AC)} = 150V											
I _{OUT} [A]	0,016	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	
T _{EMC cívka L1} [°C]	24,8	25,1	25,5	26,3	26,6	26,8	27,2	27,5	28	29,6	
T _{COU_T C4} [°C]	26,5	26,1	26,7	26,1	27,2	27,7	28	28	28,8	29,7	
T _{BOOST cívka L2} [°C]	33,8	33,4	35	36,3	38	39,2	40,2	41,5	42	43	
T _{MOSFET V4} [°C]	28,7	28,8	27,6	36,2	41,2	47,3	48,8	52,8	55,2	55,7	
T _{BOOST dioda V2} [°C]	25,9	25,6	26	28	31	33,1	35	37,4	38,2	38,8	
T _{Dioda V1} [°C]	24,7	25,1	25,1	25,1	27,9	28,9	29,5	29,4	30	30,6	
T _{Usměrnovač V3} [°C]	28,6	31,5	39,2	43,5	56,5	64,8	70	76	81,5	84,4	

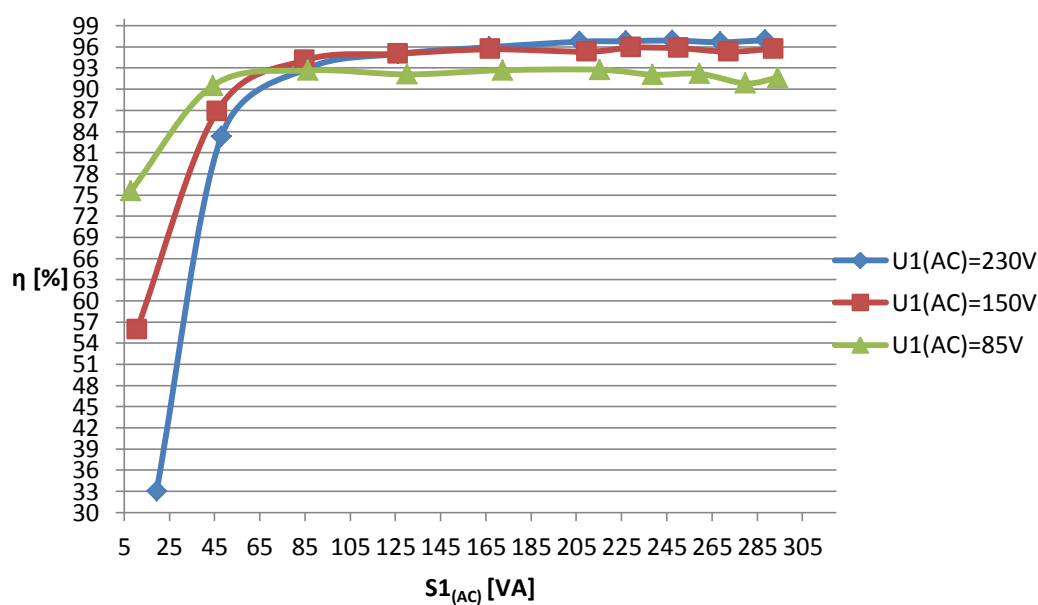
Tab. 6 Naměřené teploty součástek cívky od výrobce Feryster při U_{IN(AC)} = 230V při T_{AMB} = 24,8°

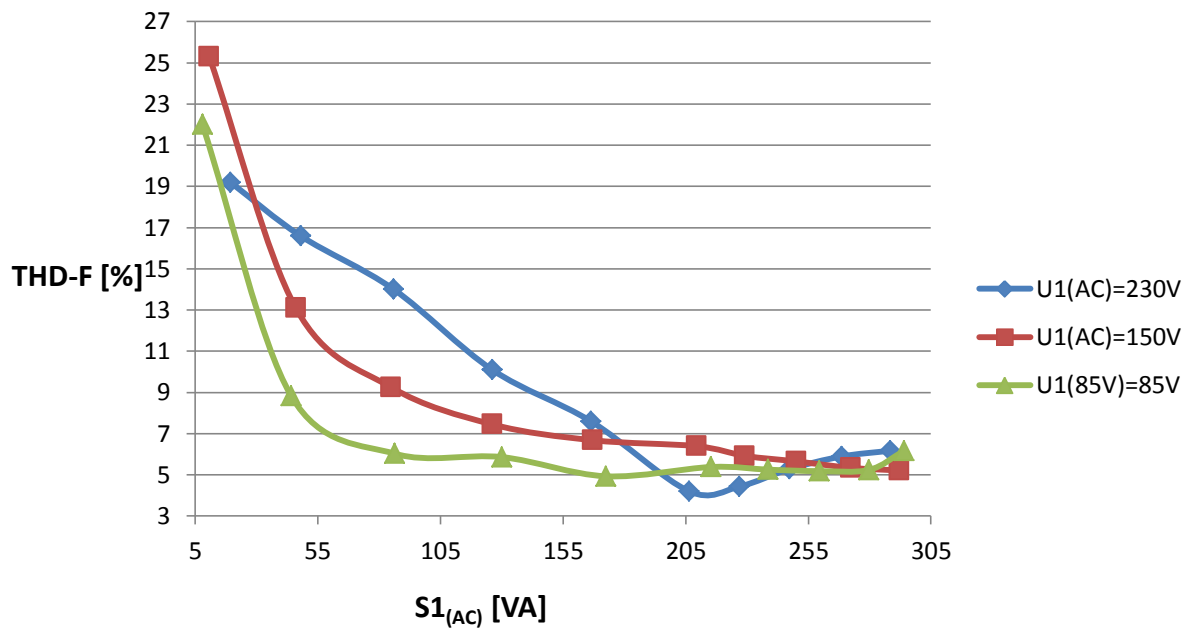
Cívka Feryster při U _{IN(AC)} = 230V											
I _{OUT} [A]	0,016	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	
T _{EMC cívka L1} [°C]	25,3	25,6	25,7	26	26	26	26,2	25,7	27,2	27,4	
T _{COU_T C4} [°C]	24,2	24,8	25,2	25,7	26,4	26,7	26,9	27,5	28,6	29	
T _{BOOST cívka L2} [°C]	27,2	27,5	29	32,2	33,1	35,6	36,8	37,1	38,8	40,7	
T _{MOSFET V4} [°C]	28,1	28,7	31	33,7	34,5	36,6	38,7	41,46	43,4	44,5	
T _{BOOST dioda V2} [°C]	26	26,1	27,5	27,9	29,6	30,4	32	32,4	34,2	34,4	
T _{Dioda V1} [°C]	25,66	26	26,2	25,7	27,13	27,4	27,4	28,5	28,9	29,2	
T _{Usměrnovač V3} [°C]	26,9	30,1	32,9	39,7	47,7	52,4	56,7	59,9	65,4	68,6	

Tab. 7 Naměřené hodnoty harmonický vstupních proudů dle normy ČSN EN 6100 3.2 Při $U_{IN}(AC) = 230V$ [2]

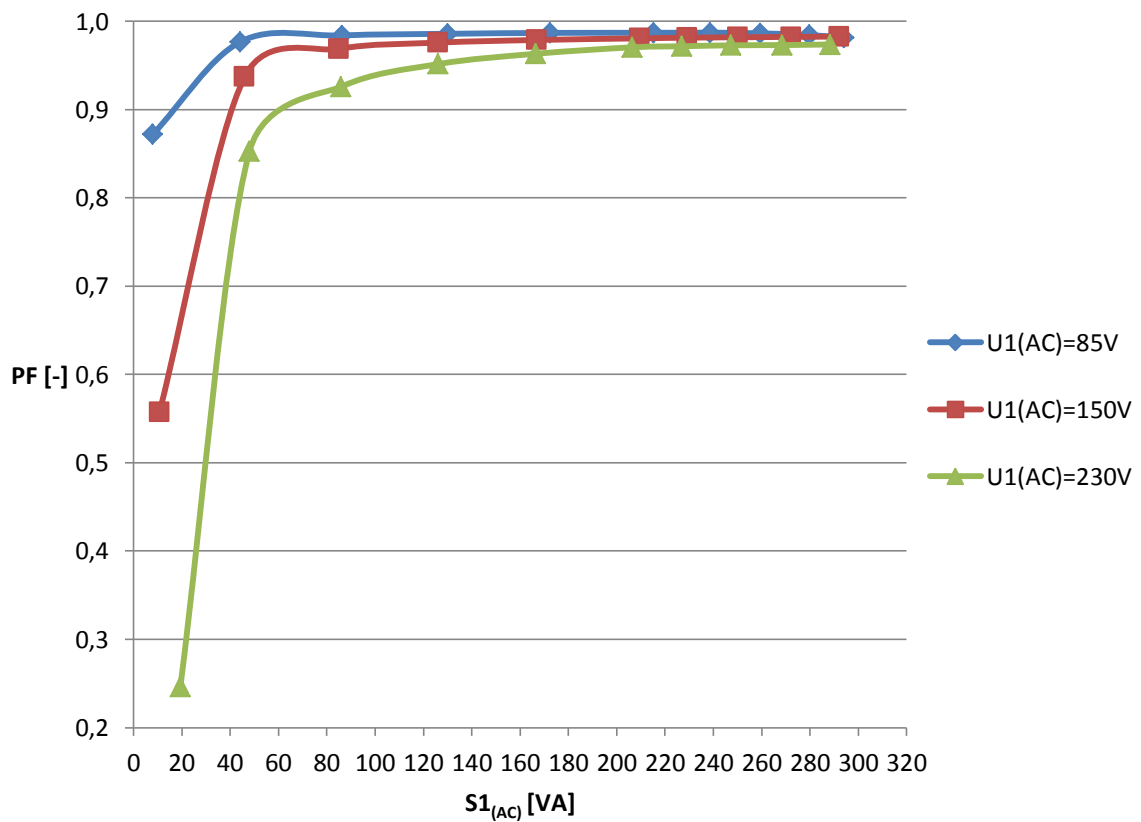
Třída A pro cívku Feryster při 230V					
Harmonické	Naměřený proud [A]	Limit proudu [A]	Harmonické	Naměřený proud [A]	Limit proudu [A]
1	1,1705		21	0,0059	0,1071
2	0,0015	1,08	22	0,0007	0,0836
3	0,0596	2,3	23	0,0017	0,0978
4	0,0006	0,43	24	0,0007	0,0767
5	0,0136	1,14	25	0,0032	0,09
6	0,0010	0,3	26	0,0006	0,0708
7	0,0058	0,77	27	0,0062	0,0833
8	0,0005	0,23	28	0,0008	0,0657
9	0,0123	0,4	29	0,0067	0,0776
10	0,0006	0,184	30	0,0005	0,0613
11	0,0055	0,33	31	0,0050	0,0726
12	0,0009	0,1533	32	0,0006	0,0575
13	0,0064	0,21	33	0,0041	0,0682
14	0,0009	0,1314	34	0,0006	0,0541
15	0,0065	0,15	35	0,0046	0,0643
16	0,0007	0,115	36	0,0006	0,0511
17	0,0098	0,1324	37	0,0049	0,0608
18	0,0006	0,1022	38	0,0005	0,0484
19	0,0073	0,1184	39	0,0041	0,0577
20	0,0006	0,092	40	0,0006	0,0460

10.5.2 Grafy z naměřených hodnot pro toroidní cívku od výrobce Feryster


Obr. 35 Závislost účinnosti na vstupním výkonu pro jednotlivá vstupní napětí s cívku od výrobce Feryster

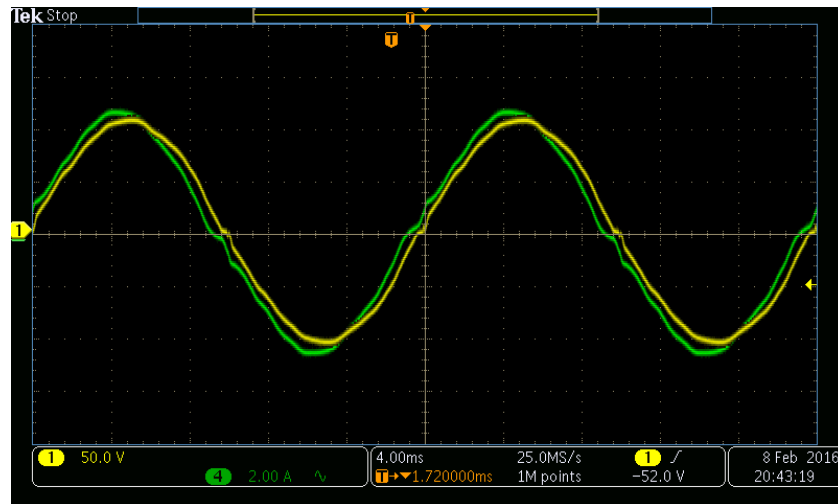


Obr. 36 Závislost THD-F na vstupním výkonu pro různá vstupní napětí pro cívku od výrobce Feryster

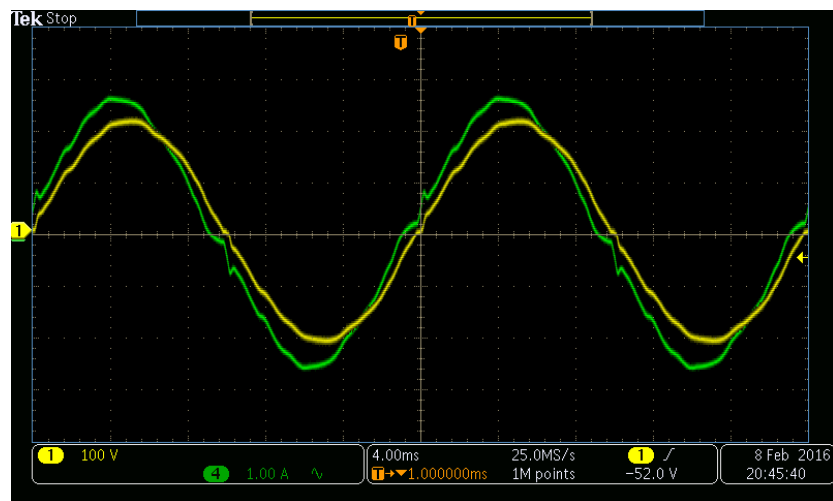


Obr. 37 Závislost účinníku PF na vstupním výkonu pro různá vstupní napětí pro cívku od výrobce Feryster

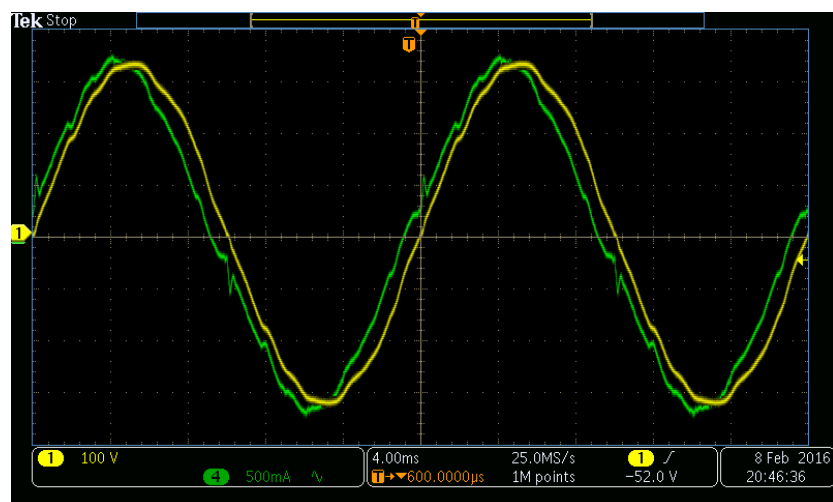
10.5.3 Naměřené průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Feryster



Obr. 38 Průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Feryster při vstupním napětí 85V



Obr. 39 Průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Feryster při vstupním napětí 150V



Obr. 40 Průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Feryster při vstupním napětí 230V

10.5.4 Naměřené hodnoty pro toroidní cívku od výrobce Vishay

Tab. 8 Naměřené a vypočtené hodnoty s toroidní cívku od výrobce Vishay při vstupním napětí 85V

Toroidní jádro Vishay												
U _{1(AC)} =85V												
U _{1(AC)} [V]	I _{1(AC)} [A]	P _{1(AC)} [W]	S _{1(AC)} [VA]	Q _{1(AC)} [VAr]	PF [-]	φ [°]	THDF [%]	U _{2(DC)} [V]	I _{2(DC)} [A]	P _{2(DC)} [W]	η [%]	
85,15	0,13	8,50	10,86	4,37	0,783	23,74	16,1	399,55	0,015	6,0	55,2	
83,6	0,60	45,00	49,50	10,16	0,909	11,69	7,07	399,47	0,1	39,9	80,7	
81,7	1,13	85,00	92,30	15,84	0,921	9,881	5,17	399,4	0,2	79,9	86,5	
80,3	1,68	128,12	135,00	21,89	0,949	9,34	4,62	399,4	0,3	119,8	88,8	
78,5	2,28	171,79	177,00	27,93	0,971	8,978	4,12	399,5	0,4	159,8	90,3	
76,8	2,92	210,13	217,00	34,81	0,968	8,93	4,62	399,5	0,5	199,8	92,1	
76	3,24	235,29	239,00	38,01	0,984	8,88	4,51	399,5	0,55	219,7	91,9	
75,2	3,55	258,67	262,00	41,81	0,987	9,01	4,72	397	0,6	238,2	90,9	
74,4	3,82	272,13	276,00	47,79	0,986	9,681	4,63	390	0,65	253,5	91,8	
73,8	4,08	289,85	295,00	56,01	0,983	10,72	5,79	383,5	0,7	268,5	91,0	

Tab. 9 Naměřené a vypočtené hodnoty s toroidní cívku od výrobce Vishay při vstupním napětí 150V

Toroidní jádro Vishay												
U _{1(AC)} =150V												
U _{1(AC)} [V]	I _{1(AC)} [A]	P _{1(AC)} [W]	S _{1(AC)} [VA]	Q _{1(AC)} [VAr]	PF [-]	φ [°]	THDF [%]	U _{2(DC)} [V]	I _{2(DC)} [A]	P _{2(DC)} [W]	η [%]	
150,4	0,09	8,49	12,78	9,56	0,664	48,41	20,7	399,65	0,015	6,0	46,9	
148,8	0,36	50,74	52,97	15,21	0,958	16,69	7,24	399,4	0,1	39,9	75,4	
148	0,64	92,06	94,72	22,27	0,972	13,6	7,54	399,4	0,2	79,9	84,3	
147,1	0,93	133,60	136,66	28,72	0,978	12,13	5,96	399,4	0,3	119,8	87,7	
145,9	1,22	173,96	177,41	34,82	0,981	11,32	5,26	399,4	0,4	159,8	90,0	
145	1,51	215,04	218,95	41,21	0,982	10,85	5,13	399,4	0,5	199,7	91,2	
144,4	1,67	236,96	241,15	44,73	0,983	10,69	4,78	399,4	0,55	219,7	91,1	
144	1,80	254,82	259,20	47,46	0,983	10,55	4,67	399,4	0,6	239,6	92,5	
143,6	1,96	276,81	281,46	50,90	0,984	10,42	4,26	399,4	0,65	259,6	92,2	
143	2,13	299,64	304,59	54,67	0,984	10,34	4,25	399,56	0,7	279,7	91,8	

Tab. 10 Naměřené a vypočtené hodnoty s toroidní cívkou od výrobce Vishay při vstupním napětí 230V

Toroidní jádro Vishay $U_{1(AC)} = 230V$											
$U_{1(AC)}$ [V]	$I_{1(AC)}$ [A]	$P_{1(AC)}$ [W]	$S_{1(AC)}$ [VA]	$Q_{1(AC)}$ [VAr]	PF [-]	φ [°]	THDF [%]	$U_{2(DC)}$ [V]	$I_{2(DC)}$ [A]	$P_{2(DC)}$ [W]	η [%]
230,5	0,09	6,65	20,51	19,41	0,324	71,1	22,4	399,35	0,016	6,4	31,1
230,1	0,23	46,66	53,61	26,41	0,870	29,51	12,7	399,36	0,1	39,9	74,5
229,3	0,42	90,48	96,31	33,00	0,939	20,04	6,81	399,3	0,2	79,9	82,9
228,56	0,60	130,57	136,22	38,83	0,959	16,56	5,82	399,3	0,3	119,8	87,9
227,8	0,78	171,13	177,23	46,08	0,966	15,07	6,54	399,3	0,4	159,7	90,1
227,3	0,97	212,69	219,34	53,62	0,970	14,15	6,24	399,38	0,5	199,7	91,0
226,9	1,05	231,36	238,25	56,87	0,971	13,81	6,19	399,34	0,55	219,6	92,2
226,3	1,14	250,93	257,98	59,92	0,973	13,43	6	399,37	0,6	239,6	92,9
225,8	1,23	270,40	277,73	63,42	0,974	13,2	5,74	399,4	0,65	259,6	93,5
225,6	1,33	292,38	300,05	67,39	0,974	12,98	5,78	399,4	0,7	279,6	93,2

Tab. 11 Naměřené teploty součástek cívky od výrobce Vishay při $U_{IN(AC)} = 150V$ a $85V$ při $T_{AMB} = 24,8^\circ$

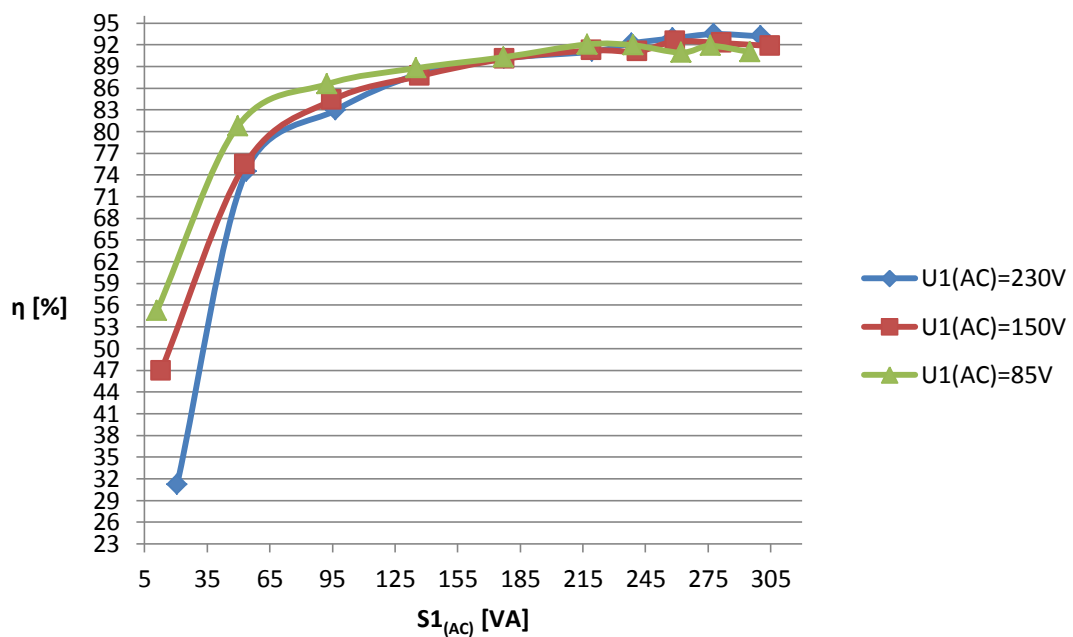
Vishay cívka	$U_{IN(AC)} = 85V$	$U_{IN(AC)} = 150V$
I_{OUT} [A]	0,7	
T_{BOOST} cívka L2 [°]	146,3	157,7
T_{MOSFET} V4 [°]	105	64,1
T_{BOOST} dioda V2 [°]	140,5	46,9
$T_{Usměrňovač}$ V3 [°]	57,4	89,1

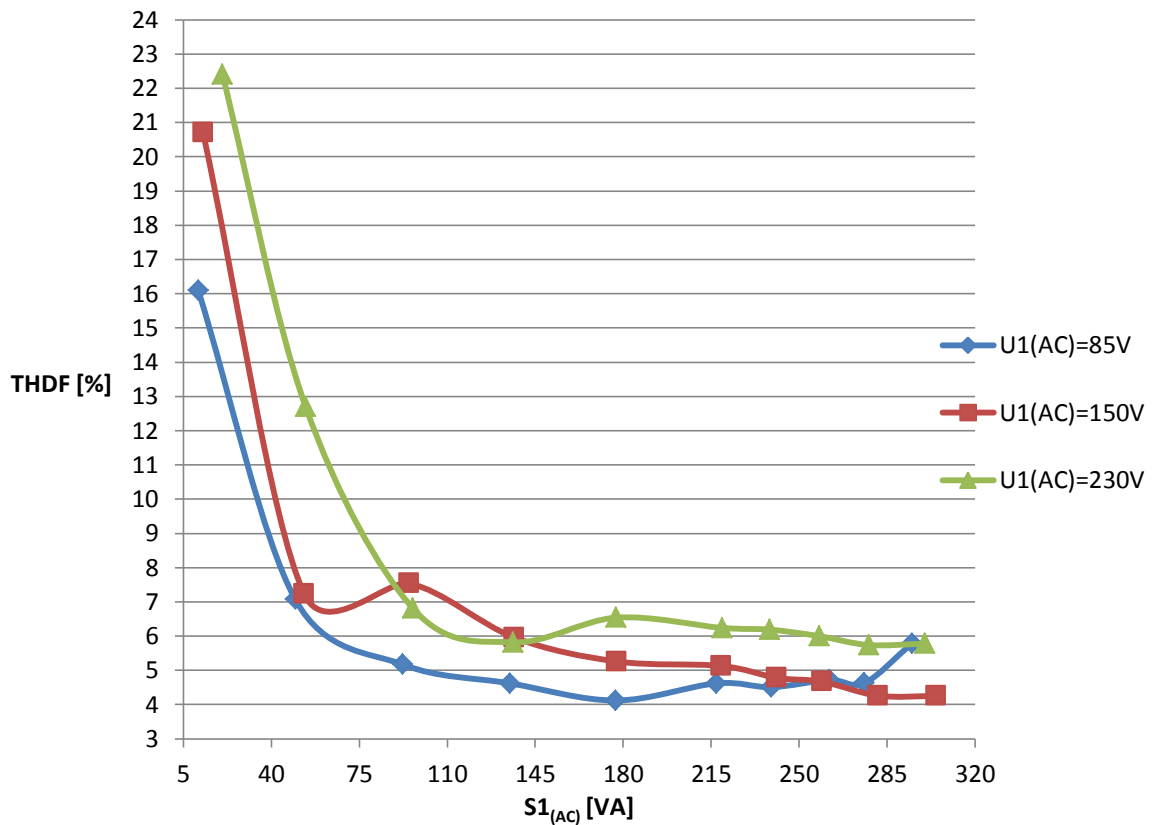
Tab. 12 Naměřené hodnoty harmonický vstupních proudů dle normy ČSN EN 61000 3.2 při $U_{IN}(AC) = 230V$

[2]

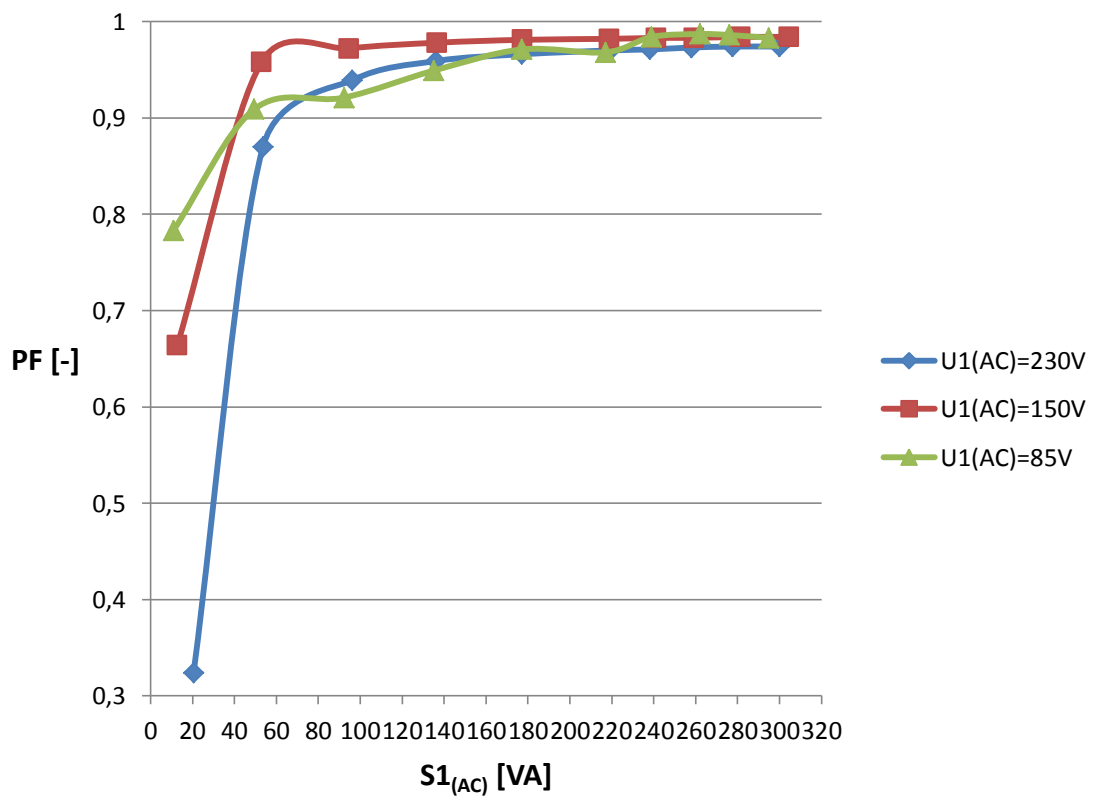
Třída A pro cívku Vishay při 230V					
Harmonické	Naměřený proud [A]	Limit proudu [A]	Harmonické	Naměřený proud [A]	Limit proudu [A]
1	1,2068		21	0,0056	0,1071
2	0,0009	1,08	22	0,0005	0,0836
3	0,0581	2,3	23	0,0013	0,0978
4	0,0005	0,43	24	0,0010	0,0767
5	0,0209	1,14	25	0,0036	0,09
6	0,0007	0,3	26	0,0006	0,0708
7	0,0148	0,77	27	0,0075	0,0833
8	0,0006	0,23	28	0,0009	0,0657
9	0,0246	0,4	29	0,0067	0,0776
10	0,0006	0,184	30	0,0006	0,0613
11	0,0085	0,33	31	0,0063	0,0726
12	0,0005	0,1533	32	0,0005	0,0575
13	0,0050	0,21	33	0,0032	0,0682
14	0,0006	0,1314	34	0,0004	0,0541
15	0,0146	0,15	35	0,0055	0,0643
16	0,0005	0,115	36	0,0007	0,0511
17	0,0149	0,1324	37	0,0062	0,0608
18	0,0010	0,1022	38	0,0008	0,0484
19	0,0079	0,1184	39	0,0034	0,0577
20	0,0005	0,092	40	0,0006	0,0460

10.5.5 Grafy z naměřených hodnot pro toroidní cívku od výrobce Vishay


Obr. 41 Závislost účinnosti na vstupním výkonu pro jednotlivá vstupní napětí s cívku od výrobce Vishay

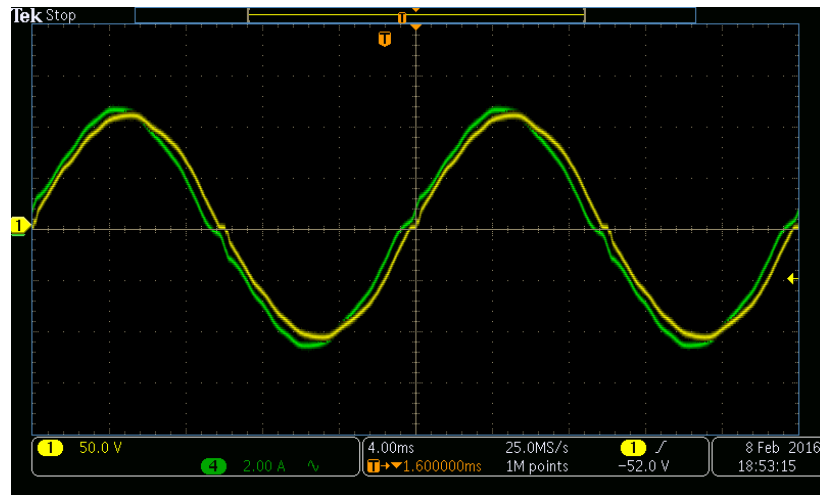


Obr. 42 Závislost THD-F na vstupním výkonu pro různá vstupní napětí pro cívku od výrobce Vishay

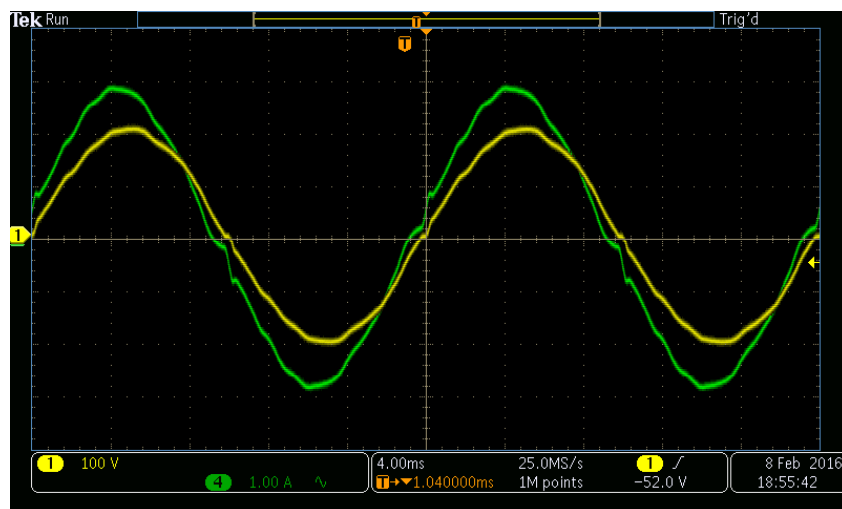


Obr. 43 Závislost PF na vstupním výkonu pro různá vstupní napětí pro cívku od výrobce Vishay

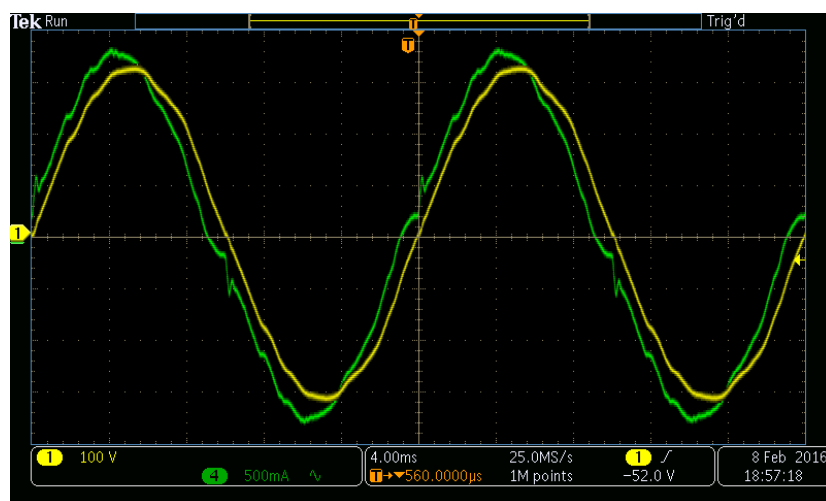
10.5.6 Naměřené průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Vishay



Obr. 44 Průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Vishay při vstupním napětí 85V



Obr. 45 Průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Vishay při vstupním napětí 150V



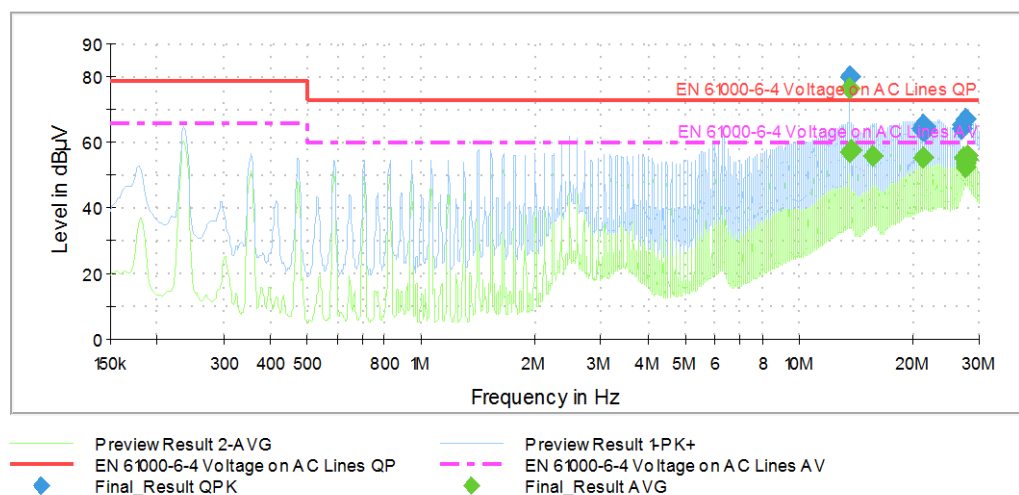
Obr. 46 Průběhy vstupního napětí a proudu pro cívku od výrobce Vishay při vstupním napětí 230V

10.6 Měření vyzařování emisí po vedení

Na základě měření se prokázalo, že zvolené hodnoty součástek jsou nevyhovující. Tato skutečnost byla zjištěna měřením vyzařování emisí na základě normy EN-61000-6-4 na ZČU pomocí těchto měřících přístrojů:

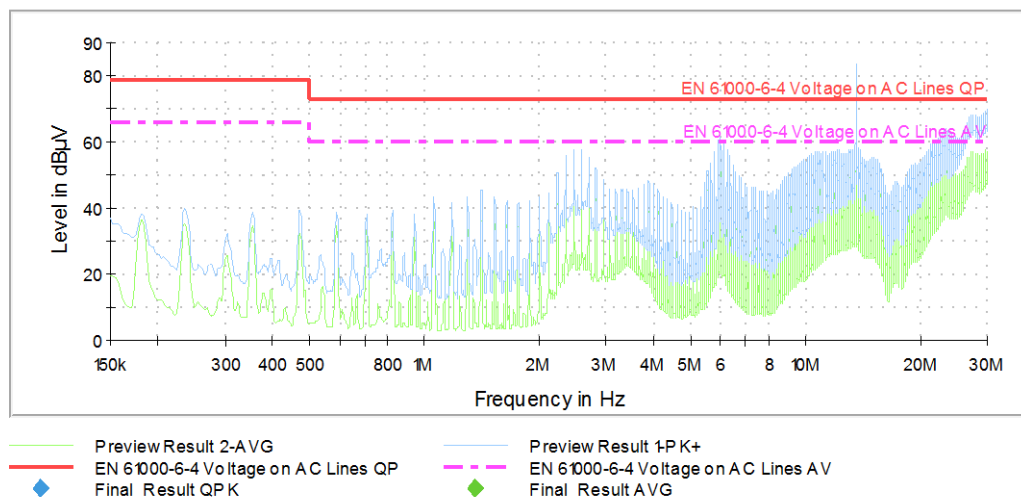
- EMI přijímač Rohde & Schwarz ESRP7,
- LISN PMM L2-16,
- pulsní limiter HP 11947A.

Na **Obr. 47** lze vidět naměřené úrovně emisí po vedení. Jak lze vidět, naměřené úrovně emisí po vedení jsou lehce pod povolenými mezemi. Tzn., že EMC filtr dostatečně netlumí vysoké frekvence a je ho zapotřebí upravit hodnotami součástek. Poté je nutno jej vyzkoušet opětovným měřením. Úprava EMC fitru musí být provedena především z toho důvodu, že pro použití v domácnostech, by byl tento filtr nevyhovující. Naopak v průmyslovém prostředí by EMC filtr být použit mohl.



Obr. 47 Výsledky změřené vyzařování emisí po vedení

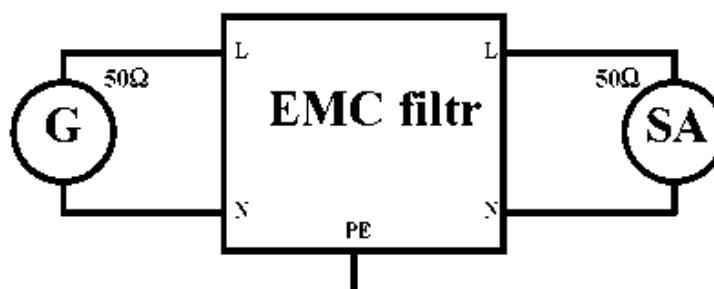
Následně byl za PFC vložen přídavný filtr (Schaffner FN 2090-10-06) s podobnými velikostmi součástek. Došlo tak ke zlepšení útlumu o 25 dB na nižších frekvencích. Na vyšších frekvencích, jak lze vidět z **Obr. 48**, se útlum příliš neprojevil.



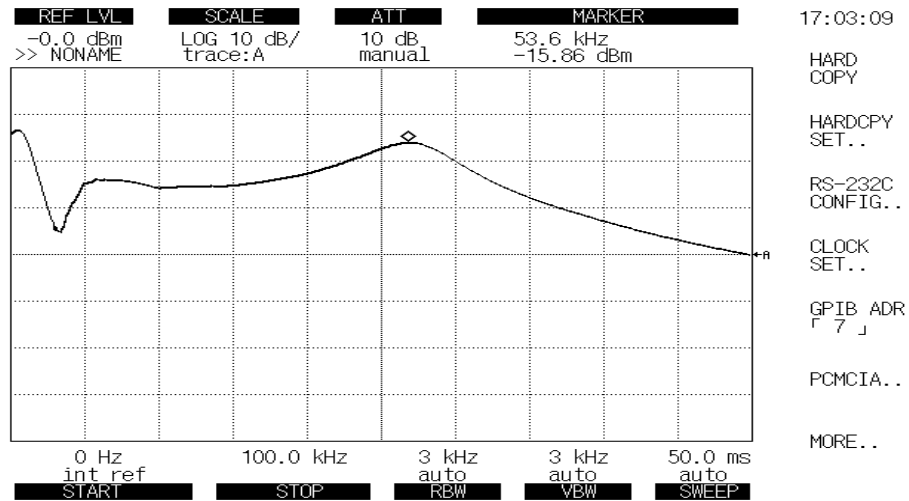
Obr. 48 Výsledky měření vyzařování emisí po vedení zařazením přidavným filtrem

10.6.1 Měření frekvenční charakteristiky EMC filtru

Následně bylo provedeno měření souměrné složky frekvenční charakteristiky EMC filtru v PFC dle blokového schématu (viz Obr. 49) za účelem zjištění zlomové frekvence EMC filtru. Frekvenční charakteristika byla změřena pomocí spektrálního analyzátoru IFR 2398 s.n. 90P0011. Měření probíhalo s jistou chybou. Chybu představovalo impedanční nepřizpůsobení vstupu a výstupu filtru ($50\Omega/50\Omega$). Na Obr. 50 lze vidět frekvenční charakteristiku symetrické složky, přičemž začátek frekvenční charakteristiky do 9kHz je průběh, který se zobrazuje i při nepřipojení filtru. Důvodem tohoto úkazu je ta skutečnost, že spektrální analyzátor rozmítá filtr od 9 kHz až po 2,4 GHz. Dále lze vidět, že frekvence přibližně okolo 60 kHz se v podstatě netlumí.

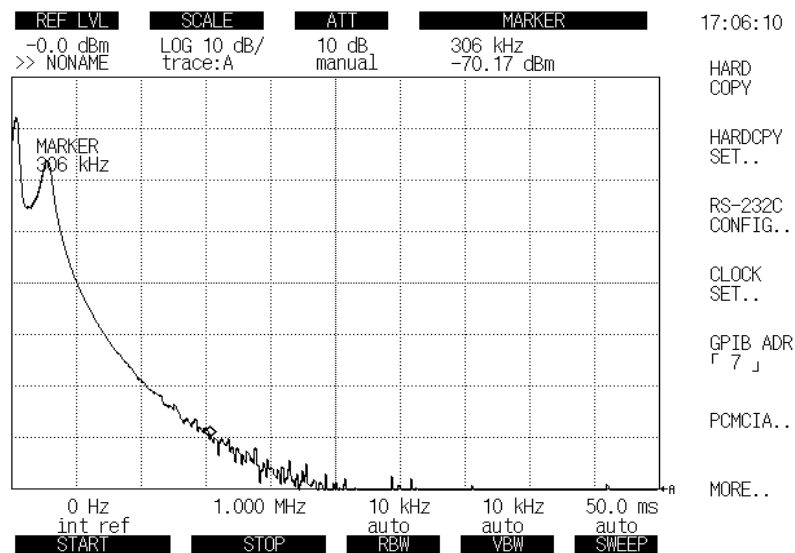


Obr. 49 Blokové schéma měření souměrné složky frekvenční charakteristiky

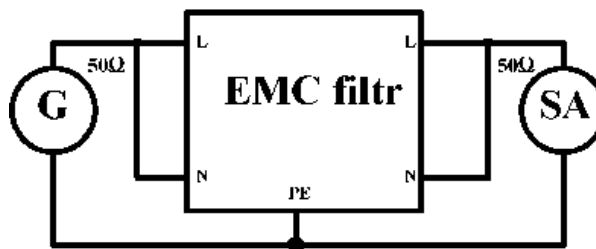


Obr. 50 Frekvenční charakteristika symetrické složky použitého EMC filtru do 100 kHz

Na Obr. 51 je zobrazena frekvenční charakteristika s konečnou frekvencí 1 MHz. Z Obr. 51 je patrné, že frekvence od přibližně 60 kHz naopak tlumí.

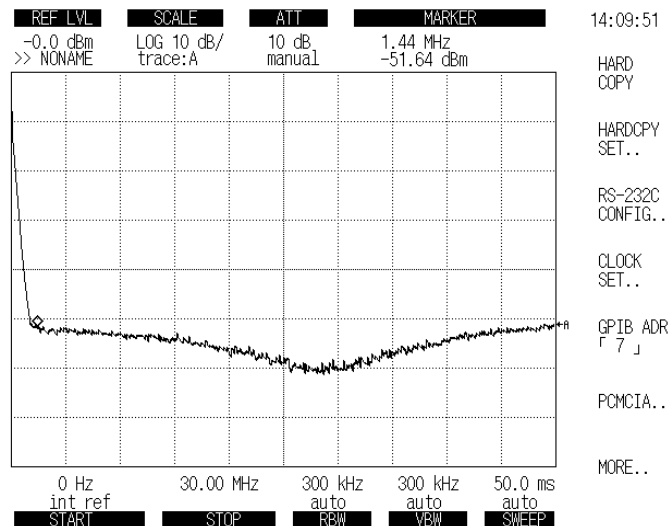


Obr. 51 Frekvenční charakteristika symetrické složky použitého EMC filtru do 1 MHz

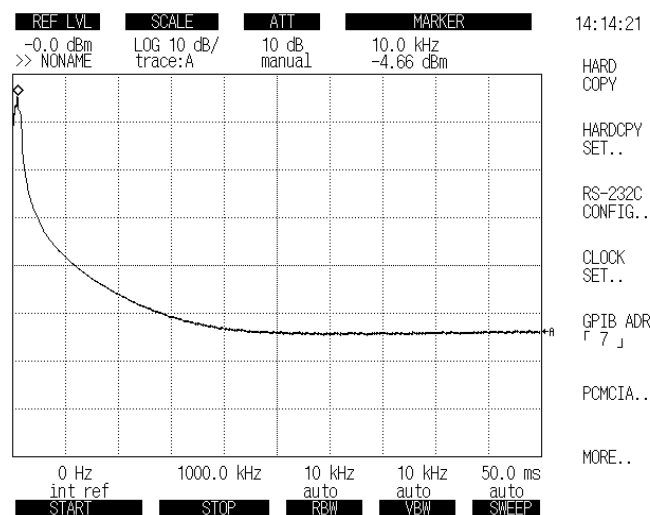


Obr. 52 Blokové schéma měření asymetrické složky frekvenční charakteristiky

Frekvenční charakteristika asymetrické složky znázorněna na **Obr. 53** ukazuje, že všechny vysoké frekvence jsou tlumeny.

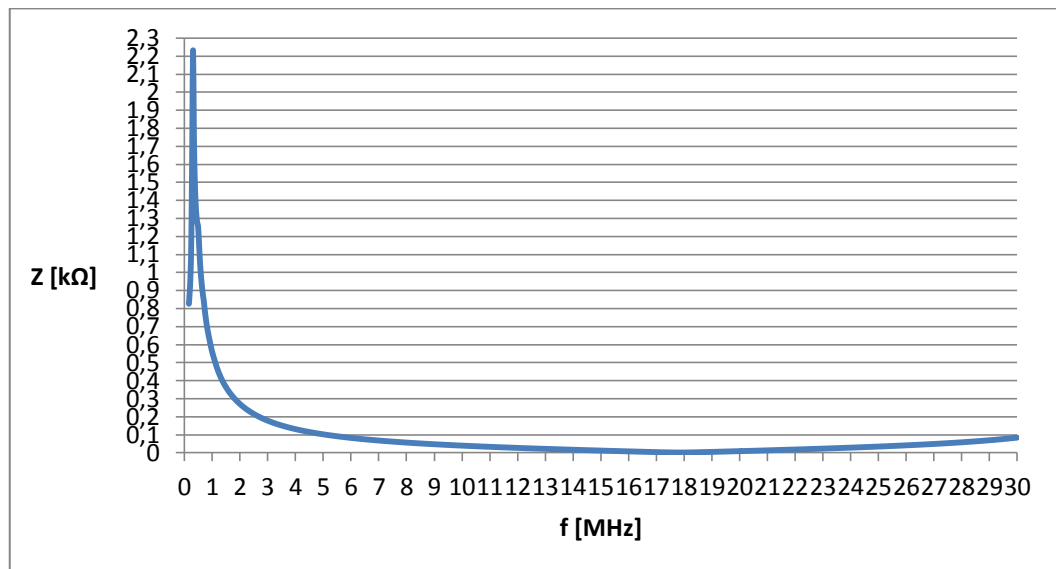


Obr. 53 Frekvenční charakteristika asymetrické složky použitého EMC filtru do 30 MHz



Obr. 54 Frekvenční charakteristika asymetrické složky použitého EMC filtru do 1 MHz

Frekvenční charakteristika na **Obr. 54** ukazuje, že na frekvenci 10 kHz je zisk 5 dB. Příčinou je impedanční nepřizpůsobení filtru. K potvrzení tohoto jevu byl měřen průběh impedance filtru při rozmitání frekvencemi do 30 MHz pomocí přístroje miniVNA PRO (HF – VHF wireless analyzer). Na **Obr. 55** lze vidět, že pro nízké frekvence je impedance vysoká, čímž jsou způsobeny zkreslené výsledky měřených frekvenčních charakterik. Přehled tabulek s naměřenými hodnotami týkajícími se tohoto grafu jsou uvedeny v příloženém CD.



Obr. 55 Průběh impedance EMC filtru při měření asymetrické složky frekvenční charakteristiky

Rovněž byl proveden orientační výpočet EMC filtru (viz rovnice níže) k případným změnám součástek pro další měření vyzařování emisí. Nejprve bylo nutné vypočítat orientační hodnotu impedance sítě Z_S . V níže uvedeném vzorci znamená pro Z_S , $\Delta U_{IN(AC)}$ úbytek napětí ve výši 5 % při maximálním zatížení sítě (100 A). Následně byla vypočítána velikost impedance zátěže Z_Z , přičemž označení $I_{IN(AC_Z)}$ představuje vstupní střídavý proud zátěže. [20]

$$Z_S = \Delta U_{IN(AC)} \cdot \frac{U_{IN(AC)}}{I_{IN(AC_MAX)}} = 0,05 \cdot \frac{230 \text{ V}}{100 \text{ A}} = 0,115 \Omega \quad (11) [20]$$

$$Z_Z = \frac{U_{IN(AC)} - (\Delta U_{IN(AC)} \cdot U_{IN(AC)})}{I_{IN(AC_Z)}} = \frac{230 \text{ V} - (0,05 \cdot 230 \text{ V})}{3,1 \text{ A}} = 70,5 \Omega \quad (22) [20]$$

Z důvodu, aby na EMC cívce nevznikl úbytek větší než 1 %, je nutno provést rovněž výpočet indukčnosti této cívky. Reaktance EMC cívky musí být o 1 % menší. Výsledkem je tedy ta skutečnost, že při daném počtu dvou cívek, indukčnost každé cívky nesmí překročit 1,125 mH.

$$L_{EMC} \leq \frac{X_{L_EMC}}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{0,01 \cdot 70,5 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz}} \leq 2,25 \text{ mH} \quad (33) [20]$$

Výsledek znamená, že celková kapacita všech paralelních kondenzátorů, by neměla překročit vypočtenou hodnotu [20]

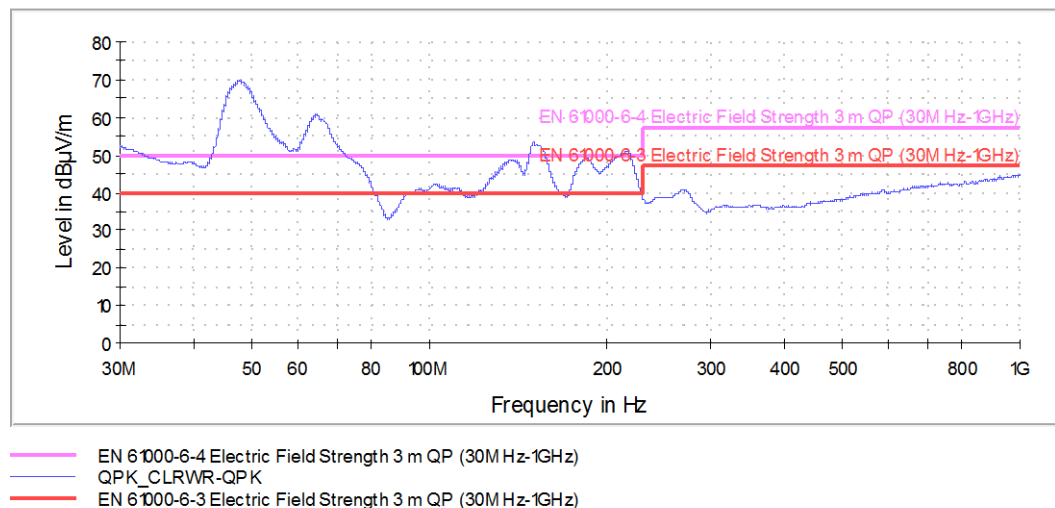
$$C_{EMC} \leq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{0,01}{Z_Z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz}} \cdot \frac{0,01}{70,5 \Omega} \leq 0,45 \text{ uF} \quad (44) [20]$$

10.7 Měření vyzařování emisí do okolí

Pro účel zpracování praktické části diplomové práce bylo měření vyzařování emisí provedeno v bezodrazové komoře na ZČU v Plzni. K měření byly využity přístroje:

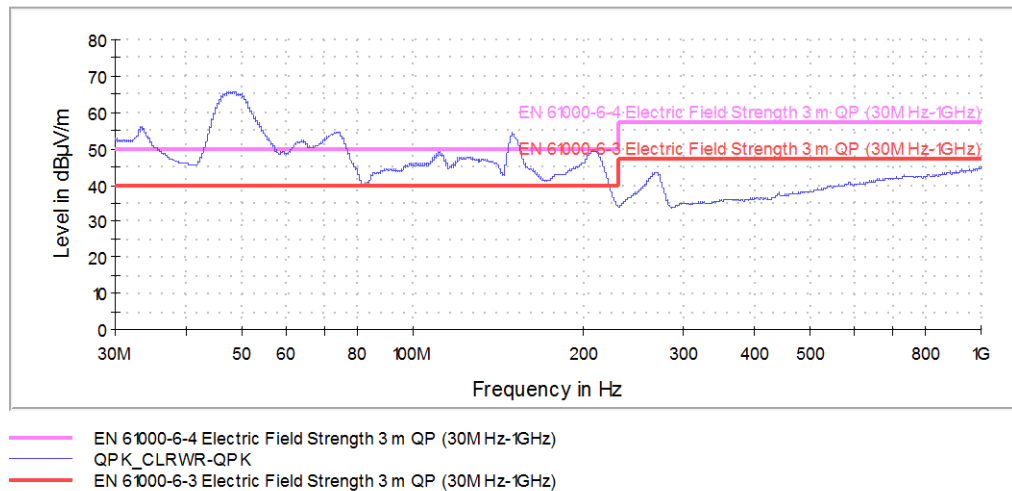
- EMI přijímač Rohde & Schwarz ESR7,
- Logaritmicko-periodická anténa Frankonia BTA-M,
- kabel Ecoflex 10 (8+3 m).

Logaritmicko-periodická anténa se nacházela v metrové výšce horizontálně polarizována a vzdálena tři metry od filtru PFC. Výsledkem měření byly průběhy úrovní vyzařování emisí do okolí dle norem EN 61000 6-3 a EN 61000 6-4. Na **Obr. 56** je zobrazen první průběh úrovní vyzařování emisí do okolí, který zobrazuje měření při zatěžování s elektronickou zátěží.



Obr. 56 Výsledky měření vyzařování emisí vzduchem s elektronickou zátěží

Na **Obr. 57** je zobrazen další průběh měření, který zobrazuje měření s čistě rezistorovou zátěží. Toto měření bylo provedeno především kvůli domněnce, že by mohlo dojít kvůli elektronické zátěži se spínaným zdrojem společnosti PULS ke zkreslení průběhu úrovní vyzařování emisí do okolí. Prokázalo se však, že domněnka byla mylná.



Obr. 57 Výsledky měření vyzařování emisí vzduchem s rezistorovou zátěží

11 Potíže spojené s měřením aktivního filtru PFC

Měření aktivního filtru PFC narušili určité potíže spojené s tímto měřením, které jsou podrobněji rozvedeny níže.

11.1 Volba termistoru

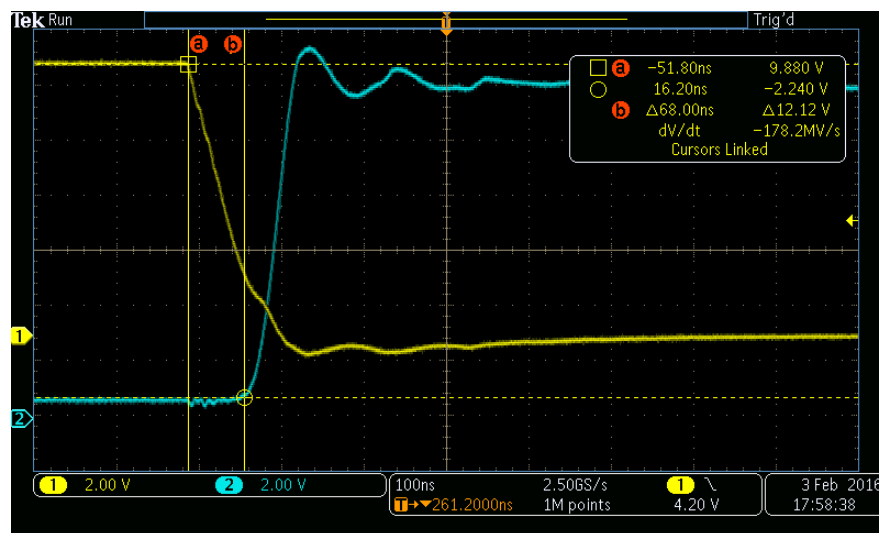
Na základě provedeného měření aktivního filtru PFC se projevila chybná volba termistoru. Zvolený termistor FV1 se při měření zahříval na vysokou teplotu, čímž došlo k výkonovému přetížení termistoru a následnému přerušení průchodu proudu. Při hledání příčiny tohoto problému bylo zjištěno, že hodnota proudu v datovém listu byla chybně přečtena. Přečtena byla hodnota nejvyšší, při které termistor vydrží sepnut pouze nárazově. Termistor FV1 byl z tohoto důvodu nahrazen klemou.

11.2 Průraz spínacího MOSFET tranzistoru

Při měření aktivního filtru PFC došlo rovněž k určitým potížím s MOSFET tranzistorem. Při měření hodnot tabulek pro toroidní cívku od výrobce Vishay došlo k tomu, že se MOSFET tranzistor i při malém zatížení prorazil, a to i při vstupním napětí 85 V. I přesto, že byla provedena výměna tranzistoru a toroidní cívka od výrobce Vishay byla nahrazena cívkou výrobce Feryster, došlo rovněž k proražení MOSFET tranzistoru. K proražení došlo pouze jednou a to na konci měření. Příčina proražení MOSFET tranzistoru byla zjištěna v

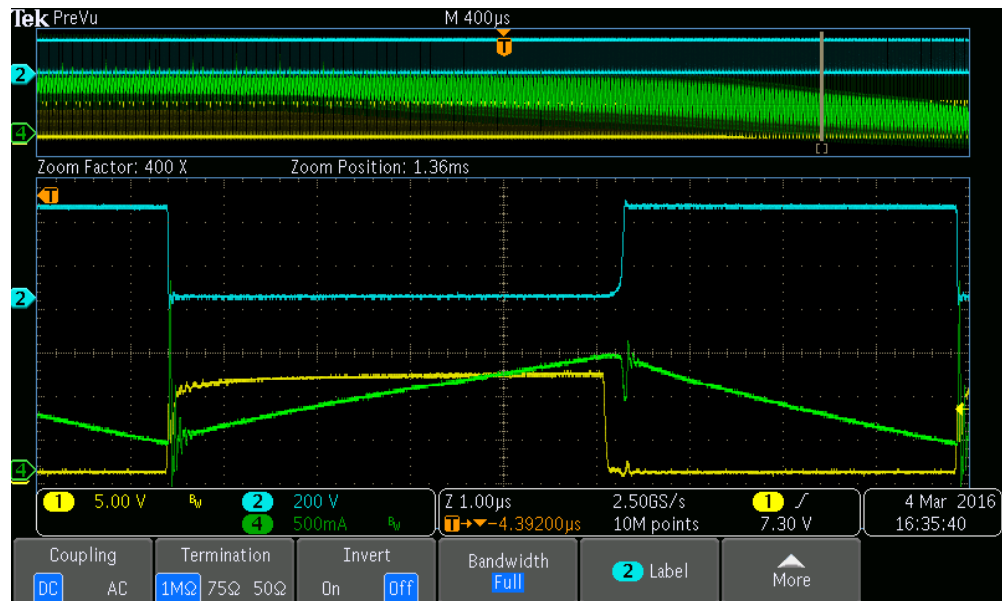
jeho nadměrném zahřívání se. Z tohoto důvodu byl vyměněn za výkonější model IPB60R125CP výrobce INFINEON. Nadále však docházelo k nadměrnému zahřívání.

Dále byl změřen elektrický proud procházející přímo MOSFET tranzistorem pomocí proudové sondy a rovněž bylo změřeno napětí na DS tranzistoru. Měřením bylo zjištěno, že MOSFET tranzistor vede elektrický proud déle než bylo uvedeno v datovém listu, tzn. 300ns místo hodnoty $t_{d(off)} = 50ns$. Následně bylo provedeno ověření vypínání MOSFET tranzistoru na univerzální desce plošného spoje změřením doby $t_{d(off)}$ pro samotný MOSFET tranzistor a to při napětí 12 V při spínání MOSFET tranzistoru 1 kHz. Elektrický proud procházející MOSFET tranzistorem se pálil na výkonovém rezistoru. Výsledkem bylo zjištění, že MOSFET tranzistor vypíná v předepsané toleranci. Na **Obr. 58** je žlutým průběhem zobrazeno napětí na gate MOSFET tranzistoru a modrý průběh zobrazuje napětí mezi drain a source tohoto tranzistoru.

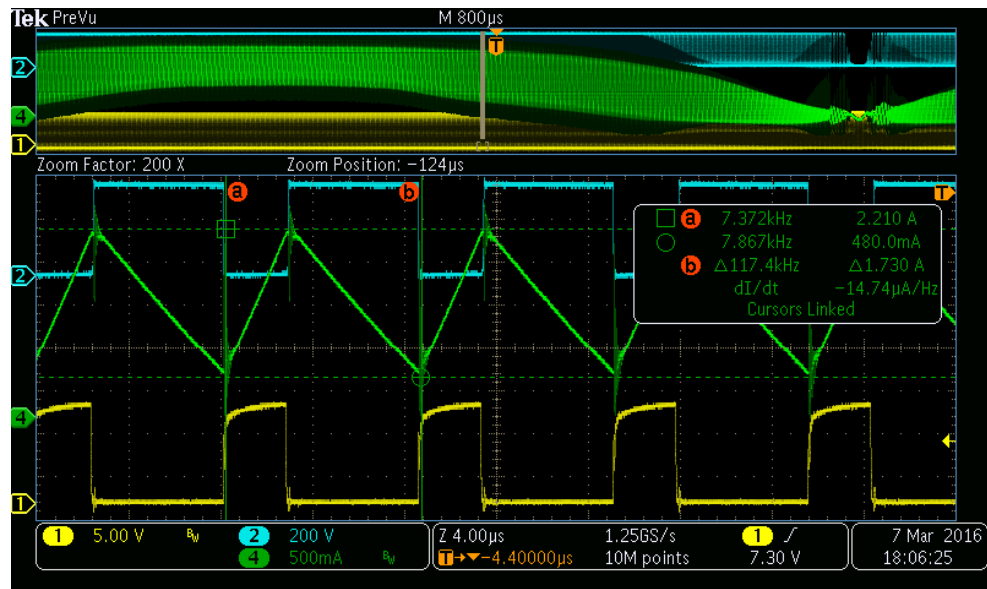


Obr. 58 Měření zpoždění rozepnutí MOSFET tranzistoru

Konkrétní příčina pozdního ukončení vedení elektrického proudu zjišťována nebyla. Příčinou ale mohla být vnitřní dioda (Zenerova dioda), která přebírá elektrický proud. V tomto případě by se při měření musela na malý okamžik objevit vysoká špička napětí. Tato domněnka byla ale vyloučena, jelikož při měření se žádná vysoká špička napětí neobjevila. Modrý průběh ukazuje napětí mezi drain a source MOSFET tranzistoru (viz **Obr. 59** a **Obr. 60**).



Obr. 59 Průběh indukčního proudu, napětí na tranzistoru DS a signálu na gate tranzistoru pro cívkou VISHAY



Obr. 60 Indukční ripple proud toroidní cívky Feryster

Další domněnkou ohledně příčiny průrazu MOSFET tranzistoru byl vliv sycení BOOST cívky. Tato domněnka byla rovněž vyloučena na základě naměřených průběhů indukčního proudu, jak u toroidní cívky od výrobce Feryster, tak u toroidní cívky výrobce Vishay. Zelený průběh na Obr. 59 a Obr. 60 dokazuje tu skutečnost, že nedochází k sycení toroidních cívek. Nejvyšší ripple indukčního proudu nepřevyšuje vypočítanou hodnotu 1,75 A na žádné poloze průběhu.

Zlepšení průběhu měření aktivního filtru PFC bylo dosaženo chlazením MOSFET tranzistoru. K pájecím ploškám desky plošného spoje byl ze spodní strany připěvněn velký hliníkový chladič, a to přes keramickou podložku pomocí teplovodivé pasty. Pro dosažení vyššího účinku chlazení byl také přiložen větrák o velikosti 100 x 100 mm. Díky tomu již k proražení MOSFET tranzistoru nedošlo.

11.3 Výpočet účinnosti filtru PFC

Při výpočtu účinnosti filtru PFC došlo rovněž k určitým potížím kvůli přečtení hodnot zdánlivého výkonu z osciloskopu. U toroidní cívky od výrobce Feryster byla totiž vypočítaná pro filtr PFC velmi vysoká účinnost, a to až ve výši 99 %. Naměřená hodnota zdánlivého výkonu vypočítána osciloskopem byla klamná. Důvodem bylo s největší pravděpodobností neodfiltrování zobrazovaných průběhů napětí a elektrického proudu na obrazovce. Následně byl připojen vstupní ampérmetr. Výsledné hodnoty zdánlivého výkonu a účinnosti filtru PFC byly již odpovídající, tedy jak pro toroidní cívku od výrobce Feryster, tak pro toroidní cívku výrobce Vishay. Pro ověření správnosti výpočtu došlo také ke změření vstupního výkonu wattmetrem od společnosti PULS. Výsledné naměřené hodnoty se s výpočty shodovaly. Následně došlo k měření harmonických proudů odebíraného filrem PFC a fáze mezi napětím a elektrickým proudem pomocí přístroje HIOKI 3196 na ZČU pro ověření správnosti měření. Toto měření bylo prováděno jednorázově a to pro nejvyšší výkon. Výsledné hodnoty měření byly obdobné hodnotám naměřeným pomocí osciloskopu Tektronix.

Závěr

Cílem diplomové práce na téma Aktivní filtr PFC pro spínané zdroje do výkonu 250W bylo především porozumění a seznámení se základními vlastnostmi aktivních PFC filtrů. Dále bylo cílem zhotovení prototypu aktivního filtru PFC s jeho následným oživením a měřením základních vlastností daného zapojení. Rovněž bylo provedeno měření vyzařování emisí do okolí a po vedení, i když tato měření do cíle diplomové práce zahrnuta nebyla.

Při zpracování diplomové práce byla zohledněna nepoužívanější topologie, která bývá používána v převážné většině aktivních filtrů PFC. Následně byly vysvětleny principy funkcí režimů filtrů PFC a rovněž uvedeny principy, pomocí kterých lze dosáhnout zlepšení účinnosti usměrňovače. Rovněž byla uvedena možnost, jakým způsobem lze detekovat nulový indukční proud a snímání proudu. Dále bylo v diplomové práci uvedeno, jak lze „jednoduše“ snížit výstupní zvlnění elektrického proudu v závislosti na pracovním cyklu D. V neposlední řadě byly uvedeny součástky pro filtry PFC, pomocí kterých může být zlepšena účinnost, velikost (robustnost) a jiné vlastnosti filtrů PFC.

Výsledky měření účinnosti jednotlivých typů toroidních cívek, tedy cívky od výrobce Feryster a cívky od výrobce Vishay, bylo možné vyčíst z příslušných grafů. Z příslušných grafů bylo možné rovněž zjistit výsledky měření účinnosti toroidní cívky od výrobce Feryster lze vidět, že při zvyšujícím se příkonu filtru PFC roste účinnost a při nejvyšším výkonu zůstává konstatní (okolo 97 %). Pro zjištění, zda je tato hodnota účinnosti správná, bylo provedeno měření teploty různých součástek filtru PFC. Naměřené hodnoty teplot různých součástek filtru PFC byly pouze orientační, ale i přesto z nich bylo možno vyvodit, že kvůli určité míře ztrát v obvodu, dochází k mírnému oteplování těchto součástek. Řešením pro zvýšení účinnosti by mohla být výměna usměrňovače za výkonější model. Ke ztrátě největšího množství energie v podobě tepla docházelo na usměrňovači. Podobný průběh, který lze vidět u účinnosti filtru PFC, bylo možné vidět i u závislosti účinníku na příkonu. Z příslušného grafu bylo možno vyčíst, že THD klesá s zvyšujícím se příkonem, a to až k hodnotě okolo 6 %. Nutno je však zmínit, že vypočítaná účinnost filtru PFC je bez započítané účinnosti pomocného zdroje. Měřeny byly rovněž průběhy posunu vstupního napětí a elektrického proudu pro jednotlivá vstupní napětí. Z příslušných průběhů bylo možno také vidět, že fázový posun mezi vstupním napětím a elektrickým proudem byl minimální a odpovídal naměřeným hodnotám účinníku. Rovněž byly měřeny harmonické složky vstupního

proudu pro jednotlivá vstupní napětí. Pro zpracování praktické části diplomové práce byly zvoleny pouze hodnoty harmonických a to pro vstupní proud 230V při výkonu 250 W. Tyto harmonické byly srovnávány s limity udávanými u třídy A dle normy ČSN EN 61000 3.2. Z příslušné tabulky bylo možno vidět, že veškeré harmonické průběhu vstupního proudu jsou nižší než limity, které norma ČSN EN 61000 3.2 udává.

Pro toroidní cívku od výrobce Vishay byly výsledky měření účinnosti rovněž graficky zpracovány. Maximální účinnost této cívky byla ve výši 93,5 %. Účinnost se oproti cívce výrobce Feryster lišila, a to z důvodu jejího nadměrného ohřívání. Nadměrné ohřívání bylo kvůli vlivu skinefektu způsobeného plným drátem vinutí při frekvenci 120 kHz, nikoliv sycením jádra toroidní cívky, jak lze vidět z průběhu indukčního proudu. Fázové rozdíly napětí a elektrického proudu byly obdobné jak pro toroidní cívku od výrobce Feryster, tak pro toroidní cívku výrobce Vishay. Rovněž byly měřeny harmonické průběhy vstupního proudu, přičemž bylo zjištěno, že veškeré harmonické u třídy A, jsou pod mezí limitů, které udává norma ČSN EN 61000 3.2. V příloze diplomové práce jsou pro srovnání obou cívek, tedy jak pro cívku od výrobce Feryster, tak pro cívku od výrobce Vishay, uvedeny i ostatní třídy (B, C a D) spolu s fotkami osazené desky plošného spoje, osazovacího výkresu, seznamu použitých součástek a datových listů řídicích obvodů.

Po měření vyzařování emisí do okolí bylo zjištěno, že navržený filtr PFC vyzařuje nadměrnou úroveň elektromagnetického pole. Příčinou tohoto rušení jsou s největší pravděpodobností ostré náběžné hrany spínání tranzistoru. Méně efektivním řešením by mohlo být zpomalení náběžných hran. Toto zpomalení by však mělo vliv na účinnost PFC. Nejlepší řešením by mohlo být vložení PFC do plechové krabičky. Krabička by musela být zároveň uzemněná a veškeré rušení by tak mohlo být svedeno se do země. Další možností by mohla být kompenzace vysokých frekvencí připojením feritových perliček na drain tranzistoru, které mají pro vysoké frekvence velkou hodnotu impedance.

Po měření vyzařování emisí po vedení bylo zjištěno, že navržený filtr PFC rovněž ruší. Příčinou rušení je s největší pravděpodobností navržený vstupní EMC filtr pro nízké frekvence. Řešení by mohla být změna hodnot kondenzátorů EMC filtru. V neposlední řadě byla měřena frekvenční charakteristika EMC filtru. Ukázalo se, že zvolený EMC filtr by vysoké frekvence dokázal velmi dobře utlumit symetrické složky rušení.

Seznam použité literatury

- [1] Continuous mode. In: *Wikipedie: otevřená encyklopedie* [online]. Wikimedia Foundation, 2003. Stránka naposledy edit. 7. 03. 2015 v 6:15. [10.04.2016]. Anglická verze. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter
- [2] ČSN EN 61000-3-2. EMC – Část 3-2: Meze-Meze pro emise proudu harmonických (zařízení se vstupním fázovým proudem ≤ 16 A). ICS: 33.100.10. Ed. 3. Listopad 2006. Český normalizační institut. Praha.
- [3] Fairchild Semiconductor Corporation [online]. Application Note 42047 Power Factor Correction (PFC) Basics. 2004. [10.04.2016]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-42047.pdf>
- [4] FAKTOR, Zdeněk. Transformátory a tlumivky pro spínané zdroje. 1. Vyd. Praha: BEN. 2002, 248 s. ISBN 80-86056-91-0
- [5] Infineon Technologies AG. [online]. Application Note AN 2012-04 – 500V Superjunction MOSFET for Consumer and Lighting Applications. 2014. [10.04.2016]. Dostupné z: <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon++Application+Note++PowerMOSFETs+500V+CoolMOS%E2%84%A2++CE++500V+Superjunction+Mosfet+for+Consumer+and+Lighting+Applications.pdf?fileId=db3a304336ca04c90136ea3a92e736f6>
- [6] Juránek, Zdeněk. Moderní integrované obvody pro DC/DC měniče s výstupním napětím 3,3V. Plzeň: ZČU v Plzni 2014. Bakalářská práce. Katedra elektromechaniky a výkonové elektrotechniky.
- [7] Krejčířík, Alexander. DC/DC měniče. 1. vydání. Praha 10: Nakladatelství BEN, 2001. 111 stran. ISBN 80-7300-045-8
- [8] Kůs, Václav. Skála, Jiří. Hammerbauer, Jiří. Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů. 1. Vyd. Praha: BEN. 2013, 363 s. ISBN 978-80-7300-476-7

- [9] Matejov, Michal. Pasivní PFC filtry pro spínané zdroje. Brno: FEKT VUT v Brně 2008. Diplomová práce. Ústav elektroenergetiky.
- [10] On Semiconductor [online]. Application Note AND8123/D Power Factor Correction stages operating in critical conduction mode. 2014. [12. 03. 2015]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8123-D.PDF
- [11] ROBINSON, Sam. Cycle-by-Cycle: Current Limiting Eases Design of Motor Drives. In: Power electronics [online]. Sam Davis. 1. 11. 2008. [25. 5. 2014]. Dostupné z: <http://powerelectronics.com/power-management/cycle-cycle-current-limiting-eases-design-motor-drives>
- [12] ROHM Semiconductor. [online]. Silicon Carbide Schottky Barrier Diodes. 2011. [10.04.2016]. Dostupné z: http://www.rohm.com/documents/11308/12928/ROHM_SiC+Diodes_wp.pdf
- [13] Texas Instruments [online]. An Interleaving PFC Pre-Regulator for High-Power Converters. 2014. [10.04.2016]. Dostupné z: <http://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic5MO.pdf>
- [14] Texas Instruments [online]. Design a transition-mode, bridgeless PFC with a standard PFC controller. 2014. [10.04.2016]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt599/slyt599.pdf>
- [15] Texas Instruments [online]. UCC28180 Programmable Frequency, Continuous Conduction Mode (CCM), Boost Power Factor Correction (PFC) Controller. 2014. [10.04.2016]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28180.pdf>
- [16] Účíník. In: EMG Zlín s.r.o.. [online]. EMG Zlín s.r.o., 2010. [10.04.2016]. Dostupné z: http://www.emgzlin.cz/menu/kompence-o_kompencaci.html
- [17] Infineon [online]. PFC boost converter design guide. 2016. [10.04.2016]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/InfineonApplicationNote_PFCCMBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05

- [18] ON Semiconductor [online]. Compact, Fixed-Frequency, Continuous Conduction Mode PFC Controller NCP1653-D . 2015. [10.04.2016]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1653-D.PDF
- [19] STMicroelectronics [online]. High voltage start-up transition-mode PFC L6563H . 2010. [10.04.2016]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00242669.pdf>
- [20] Svačina, Jiří. Elektromagnetická kompatibilita. Brno: FEKT VUT v Brně 2002. Učební text. Ústav radioelektroniky.