

Prohlášení

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

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

.....
podpis

Anotace

V současnosti dochází k rozšiřování elektrických spotřebičů s energetickým odběrem nelineárního charakteru. Důsledkem je „znečištění“ el. energie napájecí sítě neboli snižování Power Factoru (PF). Tato práce se zabývá PF korektory (PFC), tedy obvody, které simulují lineární (čistě rezistivní) charakter odběru nelineární zátěže. Představuje a hodnotí parametry obvodových řešení pasivních i aktivních PFC včetně různých způsobů řízení v případě aktivních obvodů. Pozornost dále věnuje propojení PFC a spínaných zdrojů, které jsou typickým a častým zástupcem zátěže nelineárního charakteru. V poslední řadě jsou popsány speciální součástky a některá možná perspektivní vylepšení využívaná PFC obvody, čímž práce dovršuje svůj cíl – souhrnné zastřešení problematiky českým jazykem.

Klíčová slova

Power factor, power factor corrector, pasivní PFC, aktivní PFC, nelineární zátěž, překlenující zapojení, LCD filtr, CCM, DCM, CrM, FCCrM, zvyšující zapojení, akumulující zapojení, cuk, sepik, spínané zdroje, SiC, GaN, C-class, planární induktor, bezmůstkové zapojení, interleaved.

Abstract

An expansion of non-linear electrical devices occurs in last years. Non-linear character of electrical load costs in “pollution” of power supply energy, i.e. reducing Power Factor (PF). This paper deals with PF correctors (PFC) – circuits which emulate linear character of load. It presents and evaluates PFC circuit topologies and possibilities of its control, in case of active PFC. Next topic is connection of PFC and Switching Mode Power Supplies (SMPS), which represents the most common non-linear load in these days. Last chapters are devoted to the special components used by PFC's and perspective improvements of the PFC circuits.

Keywords

Power factor, power factor corrector, passive PFC, active PFC, non-linear load, valley-fill, LCD filtr, CCM, DCM, CrM, FCCrM, boost, flyback, cuk, sepik, switching mode power supply, SiC, GaN, C-class, planar inductor, bridgeless, interleaved.

Poděkování

Rád bych využil této příležitosti k poděkování panu Ing. Janu Moldaschlovi za ochotu ke konzultacím a cenné připomínky k obsahové i formální stránce této práce.

Dík patří také Oldřichu Holému, který vnesl do mého života klávesovou zkratku CTRL+SHIFT+mezerník.

Obsah

ÚVOD.....	10
1 PFC.....	12
1.1 FYZIKÁLNÍ VÝZNAM PF	12
1.2 MĚŘENÍ PF.....	13
1.2.1 Metoda wattmetr-ampérmetr-voltmetr	13
1.2.2 Metoda elektrodynamického ampérmetru	13
1.2.3 Metoda digitálního měření.....	13
2 PASIVNÍ PFC	15
2.1 PŘEKLENUJÍCÍ FILTR (VALLEY-FILL CIRCUIT).....	15
2.2 HARMONICKÁ PAST.....	16
2.2.1 Harmonická past ve střídavé části obvodu	17
2.2.2 Harmonická past ve stejnosměrné části obvodu.....	17
2.2.3 LCD filtr	18
3 AKTIVNÍ PFC	20
3.1 ŘÍZENÍ.....	21
3.1.1 CCM - Continuous Conduction Mode.....	23
3.1.2 DCM (Discontinuous Conduction Mode).....	26
3.1.3 CrM (Critical conduction Mode)	27
3.1.4 FCCrM (Frequency Clamped Critical Conduction Mode).....	28
3.1.5 Řídící jednotka.....	30
3.2 POUŽÍVANÉ TOPOLOGIE PRO PFC.....	31
3.2.1 Boost (zvyšující měnič)	33
3.2.2 Flyback (akumulující měnič)	35
3.2.3 Cuk.....	36

3.2.4	SEPIK	38
3.2.5	Nevhodné topologie SMPS pro PFC	40
3.3	ZAPOJENÍ PFC A SMPS	40
3.3.1	Modifikace kaskádního řazení	42
3.3.2	Paralelní řazení měničů.....	43
3.3.3	Singlestage	44
4	VÝHLEDOVĚ PERSPEKTIVNÍ VYLEPŠENÍ PFC	45
4.1	BRIDGELESS – ZAPOJENÍ BEZ USMĚRŇOVACÍHO MŮSTKU	45
4.2	INTERLEAVED - PARALELNÍ PFC	46
4.3	SOUČÁSTKY VHODNÉ SPECIÁLNĚ PRO PFC	47
4.3.1	Diody: SiC, GaN a C-class	47
4.3.2	Tranzistor: Cool MOSFET	48
4.3.3	Planární induktor.....	49
5	ZÁVĚR.....	50
6	POUŽITÉ ZDROJE INFORMACÍ	52
6.1	TIŠTĚNÉ ZDROJE	52
6.2	INTERNETOVÉ ZDROJE	52

Seznam použitých značek

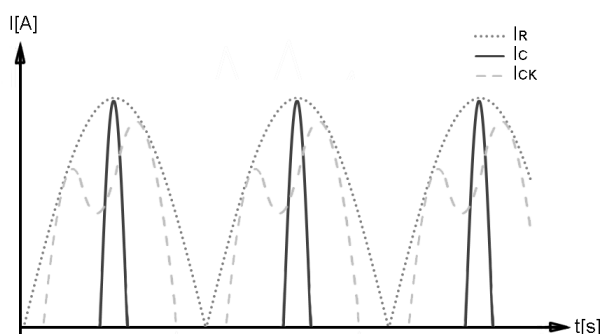
U_{OUT}	[V]	výstupní napětí
U_{IN}	[V]	vstupní napětí
U_{INmin}	[V]	minimální vstupní napětí
U_{REF}	[V]	referenční napětí
U_F	[V]	propustné napětí
U_R	[V]	závěrné napětí
U_D	[V]	blokovací napětí
U_N	[V]	jmenovité napětí
T_{ON}	[s]	čas, kdy je spínač sepnut
T_{OFF}	[s]	čas, kdy je spínač rozepnut
T_{celk}	[s]	celková perioda spínání
T_{vodiv}	[s]	čas, po který je i_L nenulový
t_{RR}	[s]	doba zotavovacího proudu
T_J	[°C]	rozsah pracovních teplot
Z	[Ω]	impedance zátěže
Z_{INmin}	[Ω]	minimální impedance zátěže
I_L	[A]	střední proud induktorem
i_L	[A]	Proud induktorem
Δi_L	[A]	zvlnění proudu induktorem
I_P	[A]	vybíjecí proud induktoru
i_{RR}	[A]	zotavovací proud PN přechodu
I_F	[A]	max. dopředný proud diodou
T_R	[s]	vybíjecí čas induktoru
L_P	[H]	indukčnost primárního vinutí
Q_L	[VAr]	jalový výkon induktivního charakteru
Q_C	[VAr]	jalový výkon kapacitního charakteru
F	[Hz]	frekvence spínání
P_{IN}	[W]	výkon odebíraný PFC
P_{OUT}	[W]	výkon odebíraný zátěží
P_{AUX}	[W]	pomocný, regulovaný výkon dodávaný zátěži
U_{CC} (angl.: V_{CC})	[V]	napájecí napětí
$R_{DS(ON)}$	[Ω]	odpor vodivého kanálu

Slovník anglických termínů a zkratek

ZKRATKA	ANGLICKY	ČESKY
SMPS	switched mode power supply	spínané zdroje
PF	power factor	
PFC	power factor corrector	zařízení opravující power factor
THD	total harmonic distortion	celkové harmonické zkreslení
SRPS	series resonant power supply	výkonový zdroj pracující na principu sériové rezonance
PWM	pulse width modulation	pulsně šířková modulace
-	on/off ratio	střída
DPF	distortion power factor	distorzní PF
CCM	continous conduction mode	režim kontinuálního proudu
PC-CCM	predictive control of CCM	předvídatvé řízení CCM
DCM	discontinous conduction mode	režim nekontinuálního proudu
CrM	critical conduction mode	režim řízení na okraji vodivosti
FCCrM	frequency clamped critical mode	frekvenčně závislý režim
VF	HF (high frequency)	vysokofrekvenční
EMI	electro magnetic interference	elektromagnetické rušení
EMC	electro magnetic compatibility	elektromagnetická kompatibilita
RFI	radio frequency interference	rádiové rušení
VA- char		volt-ampérová charakteristika
MOSFET	metal oxid semiconductor field effected tranzistor	el. polem řízený tranzistor na bázi oxidů kovu
S	source	kolektor unipolárního tranzistoru
D	drain	emitor unipolárního tranzistoru
IC	integrated circuit	integrováný obvod
OLP/STBY	open loop protection/standby	ochrana při otevření smyčky/ pohotovost
OVP	output over-voltage protection	ochrana před výstupním přepětím
UVLO	V _{CC} Under-Voltage Lockout	ochrana před podpětím v napájení
IBOP	input Brown-Out Protection	ochrana proti vstupnímu přepalu
PCB	printed circuit board	DPS – deska plošného spoje

Úvod

Většina v současnosti užívaných el. spotřebičů se sestává z reaktančních a nelineárních prvků, které zapříčiňují nelineární povahu zařízení jako zátěže. Důsledkem nelinearity je fázové zpoždění napětí vůči proudu a harmonické zkreslení. K popisu takových projevů je užívaný tzv. power factor (dále jen PF), který vyjadřuje „čistotu“ elektrické energie – čím jsou projevy nelinearit silnější, tím je PF menší. Nežádoucí efekty se okamžitě projevují na napájecí síti a mohou tak narušovat funkci jiných zařízení na ni připojených (přehřívání středního vodiče 3-f soustavy nebo transformátoru nebo motoru, nesprávná funkce zařízení využívajících kontroly průchodu nulou, nesprávné měření výkonu, skin efekt, přetěžování kompenzačních kondenzátorů, rušení při spínání vypínačů [1]). Regulace „znečišťování“ napájecí sítě ze strany spotřebiče je možná buď omezováním jeho činnosti, nebo opravou PF – tzv. power factor correction (PFC¹), kterou se text dále bude zabývat.



Obr.1: Ukázka možných průběhů odebraného proudu za usměrňovačem. I_C – proudové špičky odebrané chvilkovým dobíjením výstupního kondenzátoru měniče, I_{CK} – opravený průběh I_C , který může splňovat normu ČSN EN 50160, I_R – průběh proudu odebraného zátěží čistě rezistivního charakteru nebo zátěží, jejíž rezistivní povaha je precizně simulována vhodným PF korektorem. Zobrazené průběhy platí pro případ ustáleného stavu, nezohledňují přechodné jevy po uvedení zařízení do provozu.

Nelineárními spotřebiči jsou např. zářivky s elmag. předřadníkem, úsporné zářivky, svářečky, elektronicky řízené pohony, usměrňovače, UPS (zdroje nepřerušitelného napájení) [1]. Účelem PFC obvodů je modelování průběhu odebraného proudu a dorovnávání fázového posunu u zmíněných zařízení. Minimální míra přesnosti této zpětné modelace je doporučena normami ČSN EN 50160 (definuje

¹ Užívá se také jako Power Factor Corrector - zařízení opravující PF. Význam zkratky je proto nutné odvozovat z kontextu.

požadavky na charakteristiky napětí ve veřejných odběrných sítích) a ČSN EN 61000-3-2:2000 (stanovuje limity harmonického zkreslení el. zařízení třídy C a D). V rámci medializace a popularizace této problematiky jsou od roku 1992 pravidelně udílěna ocenění za vysoký PF „Energystar 5.0 – PC“ a „Energystar 2.0 – External PowerSupply“. Ocenění udílí Environmental Protection Agency (Agentura pro ochranu životního prostředí) spadající pod Federalní vládu Spojených států amerických.

Zájem o PFC v současnosti stoupá se zpřísnováním eltech. norem a se zdokonalováním polovodičových materiálů, které umožňuje užívat obvody spínaného charakteru pro širokou škálu výkonů.

1 PFC

1.1 Fyzikální význam PF

Power factor byl zaveden Institutem pro elektrotechnické a elektronické inženýrství (Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE) pro potřebu posuzování obsahu vyšších harmonických složek a fázového posunu ve sledovaném zařízení nebo napájecí síti. Je definován následujícími vztahy:

$$PF = \lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_{ef} * I_{ef} * \cos\varphi * \cos\theta}{U_{ef} * I_{ef}} = \cos\varphi * \cos\theta, \quad (1)$$

kde P [W] je činný výkon, S [VA] je zdánlivý výkon, $\cos\varphi$ [-] je účinník vyjadřující fázové posunutí napětí oproti proudu a $\cos\theta$ [-] je distorzní PF^2 vyjadřující zkreslení harmonického průběhu:

$$\cos\theta = \sqrt{\frac{1}{1+THD^2}}, \quad (2)$$

kde THD je celkové harmonické zkreslení (total harmonic distortion), které je poměrem všech vyšších harmonických složek a základní harmonické:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{p=2}^{\infty} I_p^2}{I_1^2}} = \frac{\sum_{p=2}^{\infty} \sqrt{I_p^2}}{I_1} \quad (3)$$

Pokud tedy bereme v potaz pouze harmonický průběh veličin, tzn. průběh s nulovým obsahem vyšších harmonických složek, je $THD=0$ a $\cos\theta=1$. V takovém případě je power factor totožný s účinníkem $\cos\varphi$. Pro úplnost je však nutné uvažovat PF včetně $\cos\theta$, a brát tak v potaz zkreslení ideálního harmonického průběhu, ke kterému v případě zátěže nelineárního charakteru vždy dochází.

V kontextu distorzního PF je třeba zmínit i deformační (distorzní) jalový výkon, kterýžto zohledněním deformace harmonického průběhu mění pohled na výkonové dimenzování fyzických součástí obvodů. Jednotlivé prvky tak dimenzujeme na hodnotu výkonu zahrnující mimo činné a jalové složky také složku deformační:

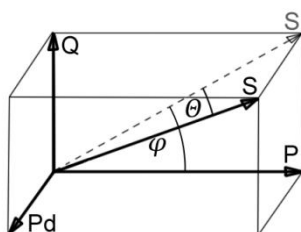
² $\cos\varphi$ je označován jako „displacement power factor“, $\cos\theta$ jako „distortion power factor“, což může někdy vést k záměně kvůli stejné zkratce DPF. Celkový power faktor, viz vztah (1) je označován jako „total PF“ nebo „true PF“.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + P_d^2}, \quad (4)$$

kde P_d [VA_r] je deformační (distorzní) jalový výkon, který je přímo závislý na efektivním hodnotě napětí a na součtu efektivních hodnot vyšších harmonických složek proudu:

$$P_d = U_{ef} * \sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} I_p^2} \quad (5)$$

Zmíněné vztahy je možné přehledně vyjádřit na výkonovém kvádru (obr.2).



Obr.2: Grafické znázornění matematických vztahů mezi výkony (P - činný, Q - jalový, S - zdánlivý, Pd - deformační) a úhly (φ - fázové posunutí mezi napětím a proudem, Θ - deformační úhel)

1.2 Měření PF

Při současné kvalitě digitalizace je nejčastěji měření PFC realizováno digitální metodou viz 1.2.3. Pro úplnost je však vhodné zmínit i ostatní.

1.2.1 Metoda wattmetr-ampérmetr-voltmetr

Nepřímá metoda. Vydělením naměřeného činného výkonu naměřenou hodnotou napětí a proudu získáme hodnotu PF dle vztahu (1).

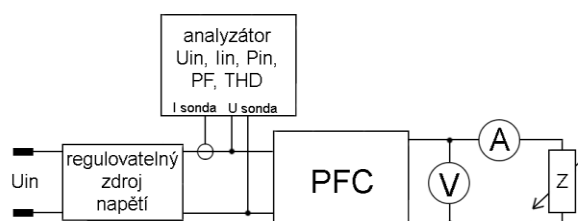
1.2.2 Metoda elektrodynamického ampérmetru

Přímá metoda. Dvě kolmá vinutí, způsobující výchylku ukazatele měřícího přístroje, jsou zapojena paralelně k zátěži, jedno přes rezistor, druhé přes induktor.

1.2.3 Metoda digitálního měření

Měření multi-metrem je rovněž nepřímá metoda měření PF. Multi-metr změří zdánlivý a činný výkon, z jejichž podělení plyne PF dle vztahu (1). Příklad zapojení takového měření je uveden na obr.3. Vlastnosti PFC jsou prověřeny následujícími měřeními:

- Parametry provozu při kolísání vstupního napětí U_{IN} mezi hodnotami 85-265V pro rozsah zátěže od stavu naprázdno do stavu plného zatížení.
- THD vstupního proudu, obsah jednotlivých harmonických složek a PF.
- Účinnost přenosu energie při $U_{IN}=110, 115$ a 230V a $Z = 20, 50$ a 100% plné zátěže.



Obr.3: Příklad měření PF digitální cestou. Zde pomocí přístroje YOKOGAWA Precision Power Analyser WT21 dle [W1]. V-metr je připojen pomocí Kelvinovo zapojení ku omezení zpětného ovlivnění měřeného subjektu.

2 Pasivní PFC

Pasivní PFC filtry jsou sestaveny zpravidla z pasivních prvků, tedy prvků, které nevyžadují ke své činnosti zdroj energie (kapacitory, indukory, rezistory, atd). V kontextu PFC obvodů lze chápat pojem pasivita spíše jako neschopnost pružně reagovat na změnu pracovních podmínek. Z pasivních prvků jsou konstruovány obvody pro frekvenční korekci (zádrž/propust)³. Frekvence, které filtr přenáší, ovlivňují velikost reaktančních prvků a to tak, že s vyšší frekvencí roste jejich miniaturizace. V běžných aplikacích není třeba pracovat s vyššími frekvencemi než 50 nebo 60Hz, pasivní filtry se tak stávají objemným produktem nevyhledávaným běžným spotřebitelem.

Některá pasivní zařízení užívaná především v energetickém odvětví elektrotechniky se zabývají korekcí účinníku. Jsou jimi např. baterie kapacitorů, synchronní alternátory. Ze vztahu (1) plyne, že důsledkem korekce účinníku $\cos\varphi$ dochází ke korekci PF, byť je harmonické zkreslení opomíjeno. Při takové regulaci parametrů odebírané energie nelze dosáhnout PF aproximujícího hodnotu 1. Proto taková zařízení nelze řadit mezi pasivní, ani jiné PFC. Korekce účinníku (případně kompletního PF) v oblasti vyšších energetických odběrů se v současnosti začíná částečně (např. v místních rozvodnách el. sítě) nahrazovat korektory na bázi střídače. Ty patří do kategorie aktivních PFC filtrů.

Nízkovýkonové pasivní PFC filtry, které kompenzují účinník i distorzní PF, se přes nedokonalost výsledku korekce využívají. Jejich výhodou je, že nepřidávají do el. systému EMI často generované VF spínači v aktivních PFC. Jde především aplikace v oblasti osvětlení (zářivky). Řešení je principiálně možné dvojího druhu:

- Překlenující filtr (Valley-fill circuit)
- Harmonická past (rezonančním filtr)

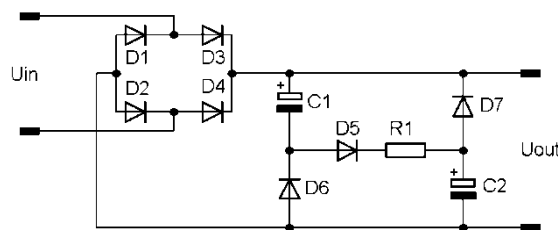
2.1 Překlenující filtr (Valley-fill circuit)

Typické použití tohoto obvodu je za Graetzovým můstkem, kde zvlnění usměrněného napětí je 100%. Překlenující filtr snižuje zvlnění, tedy i THD.

³ zde míněny pasivní frekvenční korekce. Aktivní frekvenční korekce se od pasivní liší zesílením a tedy i potřebou napájení. Z hlediska flexibility k provozním podmínkám (kontext PFC) je i aktivní frekvenční korekce chápána jako pasivní PFC.

Kondenzátory jsou v tomto zapojení nabíjeny sériově, každý na hodnotu $U_C = \frac{U_{OUT} - U_R - U_F}{2}$ (U_F je napětí na diodě v propustném směru), tedy zhruba na polovinu výstupního napětí. Vybíjeny jsou pak paralelně a hradí napěťový odběr zátěže mezi pulsy usměrněného napětí. Dojde tak ke snížení zvlnění výstupního napětí na 50%. Čím vyšší je hodnota použitého rezistoru, tím více jsou zredukovány ostré proudové pulsy, které výstupní kapacita obvykle ze zdroje odebírá. S rostoucím rezistorem ale také roste výkonová spotřeba zapojení.

Výsledný PF bývá typicky nad 0,7. Tato korekce je dostačující pouze pro aplikace, kde je přípustné velké napěťové zvlnění – tzn. především LED a zářivkové zdroje světla nižší kvality. U aplikací pro odbavení vyšších výkonů, pro které jsou normy přísnější, by korekce tímto obvodem nesplnila požadované limity. Toto zapojení bylo brzy vytlačeno aktivními PFC, které se krátce po jeho objevení začaly úspěšně miniaturizovat integrací řídicích obvodů do čipu.



Obr.4: Překlenující filtr

2.2 Harmonická past

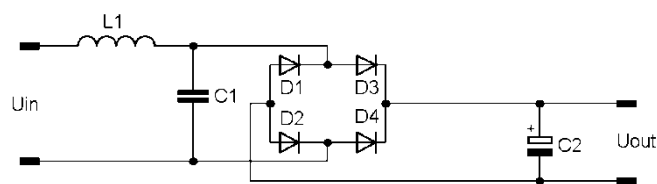
Pro aplikaci v obvodech PFC jde o frekvenční filtry typu dolní propust, které od určité mezní (hraniční) frekvence f_0 [Hz]⁴ omezují vyšší frekvenční složky signálu. Mezní je právě taková frekvence, při níž je signál filtrem potlačen o 3dB, pásmo útlumu se v případě dolní propusti nachází v intervalu $f \in (f_0, \infty)$. Ořez vysokých frekvencí ze spektra sledované veličiny se projeví na poměru základní a vyšších harmonických, tedy i na distorzním faktoru a na PF – dle vztahů (1), (2) a (3). Harmonická past je realizovaná reaktančními prvky – kapacitorem, induktorem a jejich kombinacemi.

Umístění harmonické pasti v obvodu může být dvojitý: ve stejnosměrné nebo střídavé části. Výsledný účinek je v obou případech odlišný.

⁴ nebo ω_0 [s⁻¹] po úpravě dle vztahu $\omega_0 = 2\pi f_0$

2.2.1 Harmonická past ve střídavé části obvodu

Vstupní, střídavá část zdroje je opatřena induktorem, který zde působí jako dolní propust - potlačuje VF a vyrovnávající prudké vlnění proudu. Nevýhoda tohoto zapojení je vznik VF kmitů o rezonanční frekvenci filtračního induktoru a EMI filtru v podobě paralelně řazeného kapacitoru. Při odstranění EMI filtru dochází ke vzniku kmitů rovněž a to na vlastní rezonanční frekvenci induktoru. Frekvence těchto zákmitů je větší, než při použití EMI filtru, a může vyzařovat do okolí nežádoucí EMI rušení. Výhodou zapojení je nepřítomnost stejnosměrné složky, která by magneticky nasytila jádro induktoru a donutila návrháře naddimenzovat jeho velikost pro zamezení vzniku nasycení.



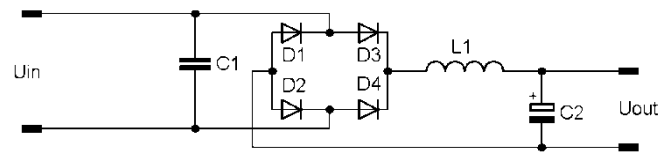
Obr.5: Harmonická past ve střídavé části obvodu

2.2.2 Harmonická past ve stejnosměrné části obvodu

Harmonická past – dolní propust řazena až za usměrňovací můstek, tzn. ve stejnosměrné části obvodu. I zde tvoří induktor s kapacitorem rezonanční obvod. Resonanční frekvence, odvozená od vztahu $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ⁵ a hodnot užívaných součástek, se v tomto případě pohybuje velmi nízko a nezpůsobuje EMI. Nevýhodou NF rezonančního filtru je napěťový kmit nad požadovanou hladinu v okamžiku zapnutí zdroje. V případě užití elektronkového usměrňovače se napěťová špička neobjevuje kvůli postupnému zhavení elektronek. V současnosti při užívání polovodičů je tento jev nutné brát ve zřetel jako nevýhodu zapojení. Důsledkem je nutnost dimenzovat spínací prvky napájeného zařízení na vyšší napětí nebo zařadit před zátěž navíc stabilizátor napětí.

Zapojením induktoru za usměrňovač je možné docílit nepřerušovaného proudu odebíraného z napájecí sítě. Hodnota indukčnosti by však musela být značná a samotná součástka nepoužitelně velká a drahá.

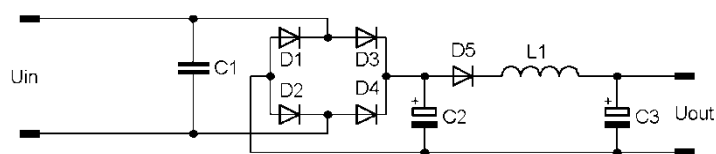
⁵ nebo $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$



Obr.6: Harmonická past ve stejnosměrné části obvodu

2.2.3 LCD⁶ filtr

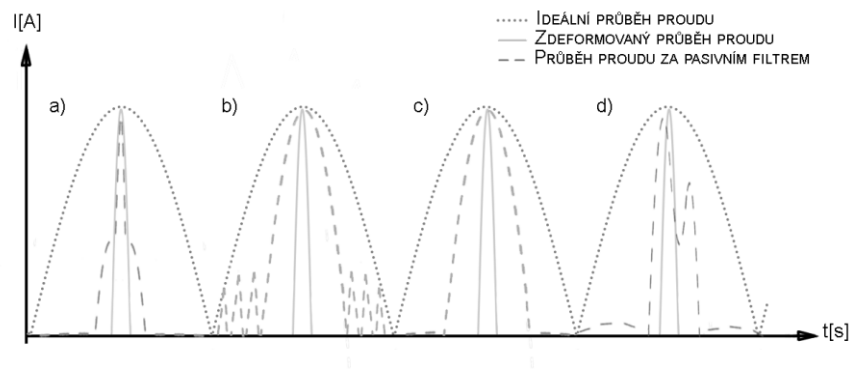
Zapojení je odvozené od předešlého – za usměrňovačem je užitá harmonická past. V tomto případě je kompenzována potřeba velké vyhlazovací indukčnosti (a tedy i samotného induktoru) přidáním diody a kapacitoru. Výhodou LCD filtru je tedy nižší cena a rozměry. Nevýhodou je možné zničení elektrolytického kapacitou C2 při snížení zátěže. Zvlnění proudu procházejícího prvkem bude pravděpodobně nad povoleným limitem (dle katalogových listů součástky). Poddimenzovaná součástka je přesto provozuschopná za předpokládaného provozního stavu – základní harmonická složka proudu mezi 100-120Hz tvoří pouze zhruba třetinu celkové efektivní hodnoty proudu, zbytek je rozložen mezi vyšší harmonické složky. V případě, že dojde ke snížení zátěže, tzn. nižšímu odběru proudu, přesune se více energie na nižší frekvence a může dojít ke zničení součástky. Spolehlivost zařízení je určující, proto se LCD zapojení příliš nevyužívá.



Obr.7: LCD filtr

Simulace zmíněných pasivních PFC pro nízko výkonové aplikace lze nalézt na [W2], odkud byly informace o nich čerpány. Na stejném místě je možné srovnat časové průběhy proudu před a po použití zmiňovaných obvodů, které jsou vykresleny simulačním programem. Z důvodů rozsahu této práce jsou zmiňované průběhy shrnuty do jednoho grafu viz obr.8.

⁶ ze zkratk označení použitých součástek: „L“ pro induktor, „C“ pro kondenzátor a „D“ pro diodu



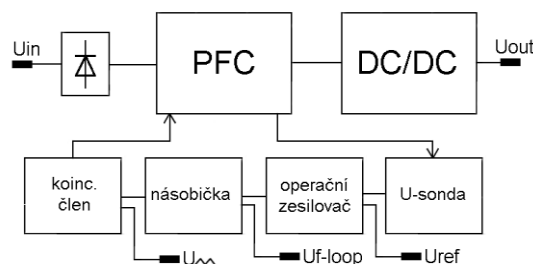
Obr.8: Ukázka výsledků korekce THD a) překlenujícím filtrem, b) induktorem ve střídavém obvodu, c) induktorem ve stejnosměrné části obvodu a d) LCD filtrem. Průběhy jsou pro ilustraci vymodelovány v grafickém programu. Přesné průběhy ze simulací lze nalézt na [W2].

3 Aktivní PFC

Zatímco pasivní PFC filtry jsou sestaveny z pasivních prvků, které se nijak nepřizpůsobují změnám provozních podmínek nebo požadavků, aktivní PFC pružně reagují na změny stavu napájecí sítě⁷ i odběru zátěže při nezměněné schopnosti simulovat lineární zátěž („resistor emulator“). Flexibilita aktivních obvodů spolu se zdokonalením miniaturizace řídicích obvodů, které jsou k jejich provozu nezbytné, určila téměř úplné vytlačení pasivních PFC z trhu.

Aktivní PFC je řízený měnič elektrické energie. Řízení je realizováno integrovaným obvodem, zapojeným ve zpětnovazební smyčce mezi výstupem měniče, a spínacím prvkem. Vyjma napěťové sondy, která uzavírá tzv. „feedback-loop (zpětnovazební smyčka)“ a řídí hladinu výstupního napětí, využívají některé řídicí systémy také sondu na vstupu měniče. Tato tzv. „forward-loop (dopředná smyčka)“⁸ řídí tvar vstupního proudu. Její nepřítomnost nemusí znamenat neschopnost řídit tvar vstupního proudu.

Řídicí obvody se liší mnohými detaily, je však možné rozlišit několik stálých funkčních bloků.



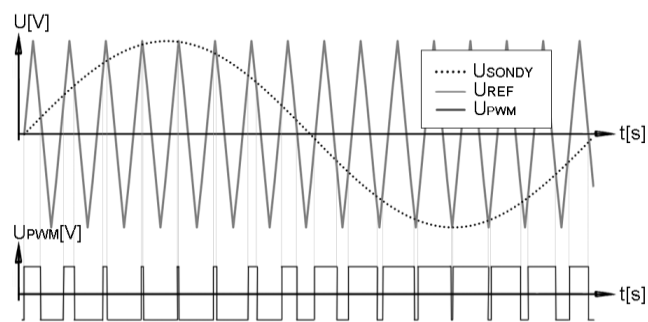
Obr.9: Blokové schéma: příklad řízení preregulátoru PF zpětnou vazební smyčkou.

Pro správný chod zátěže je nutné udržovat na výstupu měniče stabilní parametry dodávané el. energie. Na výstup měniče je proto připojena *napěťová sonda* realizovaná rezistorovým děličem s výrazně vysokým poměrem. Vzorek nesoucí informaci o stavu výstupního napětí je porovnán s referenčním napětím v *operačním zesilovači* (zesilovač

⁷ Totéž zařízení je možné používat při napájení 115V i 230V při zachování stejné činnosti a nepotřebě přepínače. Zvyšuje se tak kompatibilita zařízení pro různé napájecí soustavy, které jsou v závislosti na zeměpisné poloze různé.

⁸ V tomto případě není vhodné užívat doslovný překlad. Sonda je umístěna fyzicky před měničem a její výstup je veden do řídicích obvodů, tedy vpřed ve směru toku energie. To však nemění nic na její funkci - na základě snímané činnosti zařízení je regulována činnost zařízení, tedy klasická funkce zpětné vazby. Vhodnější je proto nepřímý překlad na základě kontextu problematiky viz 3.1: Složitost řízení.

odchylky, chybový zesilovač), přičemž poměr U_{REF} a požadovaného U_{OUT} je rovný poměru U odebraného sondou a U_{OUT} . Informace o odchylce od požadovaného výstupního stavu měniče může být konfrontována s obdobnou informací ze vstupu měniče v násobičce. V koincidenčním členu dochází k porovnání průběhů zesílené odchylky a referenčního signálu z generátoru funkcí (typu trojúhelník nebo pila). Výstupem je pulzně šířková modulace (PWM), kterou je řízen spínací člen v obvodu PFC. Řídící pulsy se podobají obdélníkovému signálu s měnící se frekvencí (režimy DCM, CrM, FCCrM) nebo poměrnou dobou sepnutí (režim CCM) – dle způsobu řízení výstupních veličin.



Obr.10: Vznik PWM signálu koincidencí trojúhelníkovitého signálu a řídicího signálu. Řídící signál je u střídačů a usměrňovačů sinusový, u PFC a SMPS je úměrný průběhu řízené veličiny. Pro dostatečnou přesnost řízení je třeba, aby frekvence trojúhelníkovitého signálu o několik řádů vyšší než frekvence řídicího signálu. Na obrázku je tato podmínka pro přesnou regulaci z ilustračních důvodů pominuta.

3.1 Řízení

Řízení aktivního PFC je v zásadě realizováno pomocí integrovaného řídicího obvodu (IC). K IC jsou pasivními součástkami přivedeny signály vypovídající o úrovních napětí nebo proudu v různých částech měniče. Ty jsou zpracovány na výstupní signál, který přímo řídí polovodičový spínač. Řídící IC může být analogový nebo digitální. Digitální obvod je v podstatě programovatelný mikrokontrolér. Vyniká proto vysokou adaptibilitou k podmínkám dané aplikace. Jeho složitost a cena převyšuje analogovou verzi řešení. Analogový řídicí obvod je méně adaptibilní avšak levnější. V katalogovém list každého IC určeného pro řízení PFC je vždy uvedena hojnost podrobností o vnitřních funkcích a vnitřním i vnějším zapojení.

V následujících kapitolách bude popsáno několik režimů, v nichž lze PFC měniče provozovat. Liší se průběhem, tzn. způsobem modelace induktorového proudu,

který měnič odebírá z napájecí sítě. Každý zmíněný režim lze realizovat analogovým i digitálním řídicím obvodem. Budou u nich hodnoceny následující parametry:

- Zvlnění i_L má vliv na THD odebrané energie. Harmonické zkreslení je nutné odfiltrovat EMI/RFI filtrem⁹, který je řazen mezi napájecí síť a usměrňovací můstek měniče. Vyšší zvlnění způsobuje vyšší potřebu korekce THD a tak i vyšší požadavky na robustnost a cenu EMI/RFI filtru.
- Akumulační schopnost induktoru, čili v důsledku robustnost a cena induktoru je dalším sledovaným faktorem. Některé režimy provozují měnič při nepřerušovaném i_L . Pak je třeba, aby měl induktor velkou akumulaci schopnost, aby nepoklesl i_L na nulu mezitím, co není dobíjen.
- Spínání polovodičových prvků a jím způsobené ztráty limitují z velké části účinnost PFC zařízení. Dostane-li se polovodičový přechod do situace, kdy přechází z propustného režimu na blokovací, dojde vlivem odčerpání zbytkového náboje v parazitní kapacitě PN přechodu ke vzniku „závěrného zotavovacího proudu (reverse recovery current)“ i_{RR} . Tento proud způsobuje „vypínací ztráty polovodiče (turn-off losses)“. Přechodu mezi propustným a závěrným stavem je podmíněn poklesem proudu, kterým je součástka protékána, na nulovou hodnotu. To se může stát v důsledku buď přerušené dodávky energie do obvodové větve s touto součástkou (dioda, tranzistor), nebo jejím vypnutím na základě vnějšího podnětu (tranzistor). Na tranzistoru, který připíná a odepíná zdroj energie k měniči tedy dochází ke vzniku vypínacích ztrát vždy, na ostatních prvcích (např. boost dioda viz 3.2.1) závisí na režimu řízení, tedy na průběhu proudu i_L [2].
- Frekvence spínání nebo rozmezí, ve kterém řídicí obvod reguluje změnami frekvence činnosti měniče, je další parametr určující požadavky na EMI/RFI filtr. Pokud pracuje měnič na jediné frekvenci, je robustnost a cena filtru nízká. S rostoucím rozsahem filtrovaných frekvencí, složitost filtru roste. Se zvyšující se spínací frekvencí roste přesnost rekonstrukce harmonického průběhu proudu a zároveň rostou ztráty energie na polovodičových prvcích, které jsou patrné i v případě měkkého spínání. Rychlost spínání je proto třeba volit jako kompromis mezi účinností přenosu energie a účinností korekce PF. Správná činnost polovodičových prvků omezuje spínací možnou frekvenci shora.

⁹ Zobelův článek a jeho modifikace. Podrobněji viz [5].

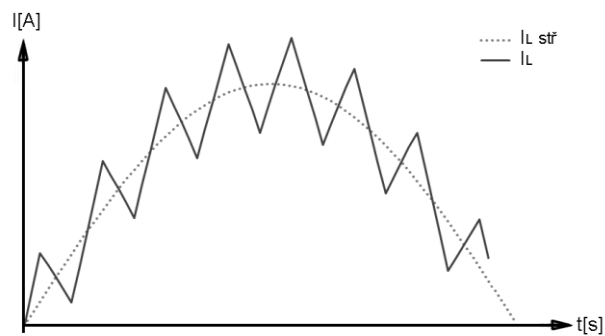
- Složitost řízení se odvíjí od provozních požadavků na daný režim a ovlivňuje cenu řídicí jednotky. Zvyšuje ji například násobička, jejíž provedení je náročné, nebo potřeba forward-loop obvodu.

Získávání reference pro generování spínacích impulsů může mít dvojitý původ: pouze napěťovou sondu („voltage follower approach“) nebo napěťovou sondu v kombinaci s proudovou („multiplier approach“). Možnost samotné napěťové sondy je realizovaná odporovým děličem, který působí jako stabilně připojená nízká zátěž na výstupu měniče. I přesto, že je měnič nezatížen, spotřebovává energii na rezistoru v děliči. Výhodou tohoto řízení je však jednoduchost. Druhou možností je řízení pomocí násobičky, jež násobí výstup napěťové sondy (na výstupu měniče) s výstupem proudové sondy (na vstupu měniče). Proudová sonda je realizovaná sekundárním vinutím na vstupním induktoru (v podstatě jde už o transformátor). Takové zapojení poskytuje přesnější řízení prostřednictvím přímého sledování amplitudy odebíraného proudu, na niž může přesněji reagovat. Zvyšuje ale složitost induktoru a vyžaduje složitou násobičku, čímž zvyšuje cenovou a výrobní náročnost. Forward-loop se někdy využívá i v případě, kdy není pro zvolený režim potřebný - slouží pro účely ochranných funkcí, které řídicí IC nabízí.

3.1.1 CCM - Continuous Conduction Mode

Režim kontinuálního proudu (induktorem¹⁰) je stav provozu měniče, při němž nepoklesne proud vstupním induktorem na nulu. Zvlnění induktorového proudu je spolu s konstantní frekvencí spínání výrazným přínosem, proto je CCM režim často používaný.

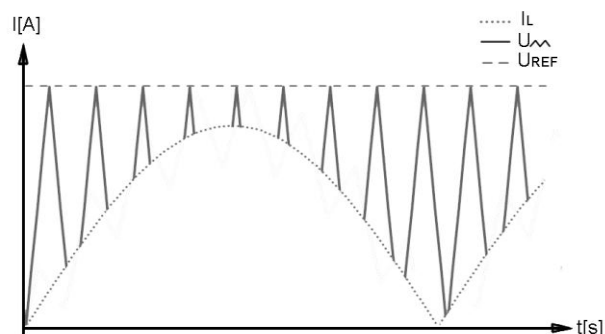
¹⁰ Někdy proto nazýván jako CiCM – continuous inductor conduction mode



Obr.11: Průběh proudu odebíraného induktorem při CCM. Frekvence zvlnění je v reálném případě o několik řádů vyšší, zde nikoliv kvůli názornosti.

Měnič je udržován v CCM obvodem V_{rms}^2 control – řízení kvadrátem efektivního napětí. Signál z chybového zesilovače je vydělen signálem, který odpovídá kvadrátu efektivní hodnoty U_{IN} měniče. Dělitel je získán rezistorovým děličem. V_{rms}^2 control zaručuje, že zesílení zpětnovazební smyčky tak není závislé na vstupním napětí. Podíl signálů je dále násoben v násobičce se signálem, který odpovídá U_{IN} , a výsledek je v koincidenčním členu porovnáván s trojúhelníkovým signálem pro vytvoření PWM. Toto řízení CCM uvádí některé katalogové listy jako „average current control“ (řízení průměrnou hodnotou proudu).

Pokud je doba poměrného sepnutí odvozována od snímání proudu i_L , jde o případ tzv. „předvídavého řízení“ CCM (Predictive control of CCM). Odebraný vzorek i_L je sečten s trojúhelníkovým signálem o výrazně vyšší frekvenci, než je frekvence zvlnění i_L . Když součtový signál dosáhne hodnoty referenčního proudu, spínač je vypnut. Ze zmíněných průběhů je možné odečíst střidu¹¹.



Obr.12: Předvídavé řízení CCM

¹¹ Komplexnější popis problematiky včetně odvození vztahů je možné nalézt v [W1]

Z integrovaných obvodů využívaných pro řízení PFC v CCM lze zmínit např. analogový UCC28019 (výrobce Texas Instruments) nebo digitální ADP1048 (výrobce Analog Devices).

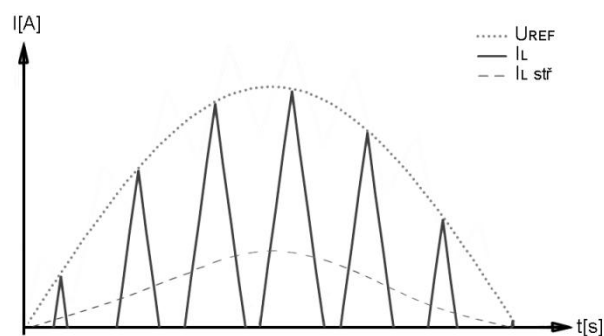
- Zvlnění i_L : velmi malé, klade nízké požadavky na vstupní EMI/RFI filtr. Případný zvýšený odběr energie z induktoru v důsledku vyššího zatížení způsobí dřívější vyčerpání energie naakumulované v induktoru. Pokud je zvlnění proudu induktorem Δi_L větší než jeho střední hodnota I_L , dochází k přechodu na režim DCM (nekontinuální proud induktorem, viz 3.1.2). CCM režim je tedy stabilní pro malé zátěže.
- Akumulační schopnost induktoru: Aby i_L nepoklesl k nule, musí být induktor připnut k napájecímu zdroji dříve, než vydá všechnu energii nahromaděnou ve svém magnetickém poli. Schopnost akumulace energie musí být tedy vysoká. Takový požadavek může být řešen naddimenzováním induktoru nebo provozováním měniče při tak vysoké frekvenci, že se induktor během jedné spínací periody nestačí vybit. Zvyšování frekvence ale zvyšuje ztráty na polovodičových prvcích.
- Spínání polovodičových prvků: Proud i_L je přerušen pouze jednou za periodu (100Hz při napájecí síti 50Hz) což je vzhledem ke spínací frekvenci (stovky kHz) zanedbatelné. Na některých polovodičových prvcích za takových podmínek nevznikají vypínací ztráty, což je velmi příznivé pro účinnost zařízení. CCM režim klade vyšší nároky na včasné sepnutí součástek před poklesem i_L na nulu. K tomu je potřeba prvků s malou parazitní kapacitou PN přechodu, kterou je nutno nabít ku zavedení propustného režimu. Takové požadavky splňuje např. SiC dioda (viz 4.3.1).
- Frekvence spínání: řízení výstupní veličiny při CCM režimu je realizováno změnou poměrného sepnutí. Platí přitom, že $T_{celk} = T_{ON} + T_{OFF} = konst.$ Ze vztahu frekvence a periody¹² tedy vyplývá, že i spínací frekvence je konstantní. Konstantní frekvenci je možné účinně odfiltrvat jednoduchým, přesně vyladěným filtrem typu dolní propust, požadavky na EMI/RFI filtr jsou proto minimální.
- Složitost řízení: CCM režim vyžaduje proudovou i napět'ovou zpětnovazební smyčku a násobičku. Jeho realizace je tedy složitější.

¹² $f=1/T$ [Hz]

3.1.2 DCM¹³ (Discontinuous Conduction Mode)

Nekontinuální režim induktorového proudu je charakteristický poklesem proudu vstupním induktorem na nulu. Zvlnění Δi_L je tedy vyšší než střední hodnota I_L .

Řídící parametry (T_{ON} a U_{INmin} a Z_{min}) je nutné navrhnout tak, aby po vybití induktoru zůstal i_L nulový po dobu vyšší než tzv. „dead-time“. Magnetizace jádra induktoru se v tomto čase vrací na počátek hysterezní magnetické smyčky a obnovuje se blokovácí schopnost polovodičového přechodu. Pokud je proud induktorem udržován nulový pouze po období dead-time, je měnič provozován v CrM režimu (viz 3.1.3).



Obr.13: Průběh proudu odebíraného induktorem při DCM. Frekvence zvlnění je v reálném případě o několik řádů vyšší, zde nikoliv kvůli názornosti.

- Zvlnění i_L : v režimu DCM je vysoké a klade vysoké nároky na RFI/EMI filtr.
- Akumulační schopnost induktoru: Požadavky na indukčnost a velikost induktoru v měniči jsou malé, protože je žádoucí, aby i_L poklesl během spínací periody na nulu. Vysoké akumulární schopnosti induktoru proto nejsou třeba.
- Spínání polovodičových prvků: Při režimu DCM i_L poklesá v každé periodě na nulovou hodnotu, což způsobuje vypínací ztráty na neřízených polovodičových součástkách (např. boost dioda viz 3.2.1).
- Frekvence spínání: Přenosové vlastnosti měniče DCM jsou řízeny změnou frekvence. Pokud je třeba přenést měničem vyšší energii (výstupní kondenzátor je třeba intenzivněji dobíjet při vysokém odběru zátěží), řídicí jednotka zvýší frekvenci spínání. Přílišným zvýšením frekvence dojde k přechodu na CCM režim. Pokud se tak stane, řízení konstruované na režim DCM se náhle může

¹³ Někdy uváděn jako „DiCM“ pro induktor v názvu

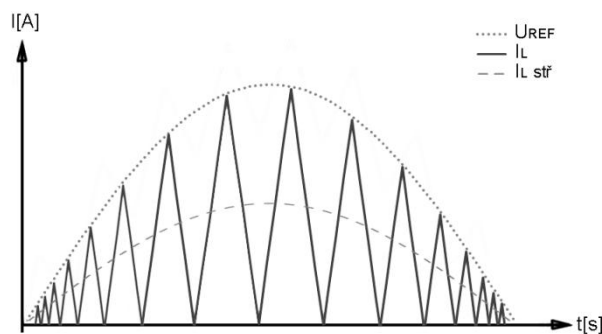
rozkmitat – tzv. stav „right-half-plane-zero“¹⁴ Proto je měniče s DCM řízením vhodné provozovat při vyšších zátěžích, kdy je řízení stabilní.

- Složitost řízení: Provoz měniče v DCM režimu je možný bez proudové sondy a násobičky. Je proto jednodušší jej realizovat.

Řídící IC pro režim DCM je například analogový SSC2101S (výrobce Sanken).

3.1.3 CrM (Critical conduction Mode)¹⁵

Režim CrM udržuje měnič na rozhraní mezi CCM a DCM. Po poklesu i_L na nulu je spínač sepnut a proud induktorem opět vzroste (viz obr.14). Před sepnutím je vhodné vyčkat po čas dead-time ku zotavení součástek.



Obr.14: Průběh proudu odebíraného induktorem při CrM. Frekvence zvlnění je v reálném případě o několik řádů vyšší, zde nikoliv kvůli názornosti.

- Zvlnění i_L režimu CrM je vysoké a klade vysoké nároky na RFI/EMI filtr.
- Akumulační schopnost induktoru: Není potřeba zvláště vysokých akumulacních schopností. Platí pouze, že čím vyšší akumulacní schopnosti, tím nižší je frekvence, na níž může měnič pracovat v CrM.
- Spínání polovodičových prvků: Při režimu CrM i_L poklesá v každé periodě na nulovou hodnotu, stejně jako při DCM, což způsobuje vypínací ztráty na neřízených polovodičových součástech (např. boost dioda viz 3.2.1).
- Frekvence spínání: aby byl induktor udržován stále na hranici vodivosti, je spínací frekvence proměnlivá a to i v případě, kdy nejsou měněny vnější podmínky jako U_{IN} nebo Z (viz obr.14). Při velmi malé zátěži nebo v oblasti průchodu nulou je frekvence teoreticky nekonečná, což má za následek velké ztráty na polovodičových prvcích a v jádře induktoru, vysoké EMI a požadavky

¹⁴ Tomu lze předejít zúžením frekvenčního pásma zesilovače odchylky, viz [3].

¹⁵ Režim kritické vodivosti nebo BCM (Border Conduction Mode) – režim krajní vodivosti nebo TCM (Transition Conduction Mode) – režim přechodné vodivosti.

na filtry. Proto je maximální frekvence omezena čipem. V důsledku toho může měnič přejít ve zmiňovaných kritických oblastech provozu do DCM. V takovém případě je PF opravován méně účinně.

- Složitost řízení CrM režimu je snížena, protože z principu nevyžaduje forward-loop obvod a může pracovat i bez násobičky.

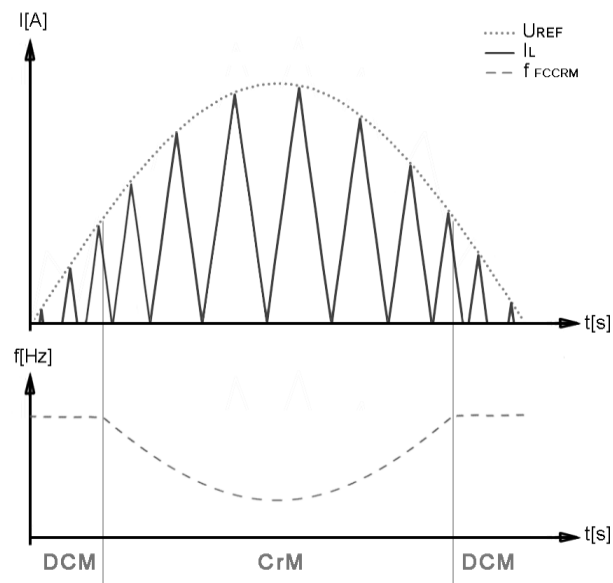
Kvůli nedokonalosti korekce PF v kritických oblastech je tento režim samostatně užíván u osvětlovacích a nízkovýkonnových aplikací, kde nejsou normy na korekci PF přísné. Nejčastěji však CrM nachází uplatnění jako součást FCCrM režimu (viz 3.1.4).

Jako příklad digitálního řídicího obvodu lze uvést CS1601H (výrobce Cirrus Logic). Příkladem analogového IC pro CrM může být FAN7930B (výrobce Fairchild Semiconductor).

3.1.4 FCCrM (Frequency Clamped Critical Conduction Mode)

Název tohoto řízení PFC vhodné s ohledem na jeho princip přeložit nepřímo jako „frekvenčně závislý režim“. FCCrM kombinuje režimy CrM a DCM v závislosti na spínací frekvenci. V kritických oblastech CrM, tedy při průchodu nulou a při nízké zátěži, převede řídicí čip měnič do DCM. Nedochozí tak k vysokým ztrátám vlivem vysokých frekvencí, jimiž je spínač ovládaný ve zmíněných situacích CrM. Je tedy stanovena hraniční frekvence, nad níž měnič preferuje DCM a pod níž CrM (viz obr.15).

FCCrM režim je odvozen od srovnání rovnic pro průměrný a hraničního proud induktorem při CrM. Z matematické úpravy vztahu plyne, že při zachování konstantního vztahu mezi časem sepnutí T_{ON} , periodou spínání T_{celk} a časem T_{vodiv} , po který i_L je nenulový, se udrží teoreticky PF roven 1 a to i v případě DCM fáze [W1]. Řídicí IC toto realizuje PWM signálem, který vznikl koincidencí trojúhelníkového signálu a signálu z integrátoru. Integrátor zpracovává informace ze zesilovače odchylky (zpětnovazební smyčka „feedback-loop“) a z proudové sondy zajišťující dead-time pro zotavení polovodičů (dopředná smyčka – „forward-loop“).



Obr.15: V horní části grafu: průběh proudu odebíraného induktorem při FCCrM. Frekvence zvlnění je v reálném případě o několik řádů vyšší, zde nikoliv kvůli názornosti. Ve spodní části grafu: průběh spínací frekvence při přepínání mezi DCM a CrM.

- Zvlnění i_L režimu je vysoké a klade vysoké nároky na RFI/EMI filtr.
- Akumulační schopnost induktoru: Není potřeba zvláště vysokých akumulačních schopností.
- Spínání polovodičových prvků: Vlivem poklesu proudu i_L na nulovou hodnotu se uplatňují parazitní jevy PN přechodu a vznikají vypínací ztráty na polovodičových součástkách.
- Frekvence spínání: se mění v závislosti na zatížení a na fázi sinusu odebíraného proudu, který měnič modeluje. Při FCCrM nedochází k velkému nárůstu frekvence jako při CrM. Důsledkem jsou, jak již bylo uvedeno v úvodu kapitoly Řízení, menší spínací ztráty na polovodičových prvcích a snížení požadavků na EMI/RFI filtr. V případě FCCrM dochází k redukci velmi vysokých spínacích frekvencí, lze proto jako důsledek zmínit i omezení ztrát v magnetickém obvodu a vyzařování EMI.
- Složitost řízení: Řídící obvod musí být opatřen napětovou i proudovou sondou, tedy i násobičkou, což zvyšuje celkovou složitost řídicího IC.

Pro řízení v FCCrM režimu je možné použít např. NCP 1605 (výrobce ON Semiconductors).

3.1.5 Řídící jednotka

Řízení PFC realizuje mikrokontroler postavený tzv. BiCMOS technologií. Nejde o nic jiného než IC tvořený z bipolárních i CMOS tranzistorů. Bipolární technologie je výhodná pro vysoké rychlosti, zisk a nízkou rezistivitu na výstupu členu – tyto vlastnosti se vyplatí pro VF analogové zesilovače. Naproti tomu CMOS nabízí vysokou vstupní rezistivitu a hodí se pro logické členy s nízkým energetickým odběrem.

Pro úplnost přehledu o řízení PFC se hodí zmínit funkce IC, které umožňují vyšší bezpečnost a spolehlivost zařízení. Některé vyžadují speciální vývody na pouzdře IC a úpravu topologie měniče pro snímání průběhu sledovaných veličin v měniči. Podrobnosti pro zapojení, nastavení a provedení lze vždy dohledat v datasheetu dané součástky. Tento oddíl se zabývá konkrétně analogovým CCM čipem UCC28019 od výrobce Texas Instruments. Možnosti nastavení a provedení zmíněných funkcí se mohou čip od čipu lišit.

- Měkký start

Náhlým zapojením obvodů PFC ke zdroji el. energie dochází vlivem součástí reaktančního charakteru k přechodovým jevům v celém obvodu, tedy i na výstupu z měniče. V této fázi může U_{OUT} překmitávat obvyklou jmenovitou hodnotu a způsobit tak dysfunkci zátěže, v krajním případě zničení. Řídící IC zabráňují takové skutečnosti funkcí tzv. „softstart“. Po zapnutí PFC drží U_{OUT} měniče na nulové hodnotě a plynule zvyšuje až na požadovanou jmenovitou hodnotu. Funkce softstart je řízena obvody kompenzujícími signál z chybového zesilovače.

- Ochrana při otevření regulační smyčky/pohotovost

Stala-li by se porucha a zpětnovazební napěťová smyčka byla rozpojena, zesilovač odchylky by důsledkem nulového napětí napěťové sondy změnil poměrné sepnutí na maximální možné. V takovém případě by regulace selhala a U_{OUT} by bezdůvodně pokleslo vzhledem ke skutečnému stavu na výstupu měniče. Takové poruše řízení předchází IC pomocí režimu tzv. „open-loop-protection/standby (OLP/STBY)“, který při poklesu U_{OUT} odpojí PWM blok. Generování PWM však nepřerušuje činnost a je připravené být znovu připnuto zpět – odtud druhá část názvu tohoto režimu.

- Ochrana před výstupním přepětím

Podobným způsobem jako OLP/STBY je řešená ochrana tzv. „output over-voltage protection (OVP)“. Při chybné regulaci jsou regulační obvody na potřebnou dobu odpojeny, popřípadě nahrazeny.

- Ochrana před podpětím v napájení

„V_{CC} Under-Voltage Lockout (UVLO)“ předchází dysfunkci řídicího čipu jeho zapnutím až při plné hladině napájecího napětí U_{CC}. Podobně vypíná čip při poklesu U_{CC} pod určitou hladinu. UVLO je realizovaná zavedením rozdílných prahů pro zapnutí a vypnutí IC pomocí komparátorů s hysterezí.

- Brown-out protection,

neboli IBOP nebo „Power management circuit“. Zaručuje správnou funkci měniče jeho vypnutím při jiném U_{IN}, než je nastaveno. Práh vypnutí a zapnutí se opět liší, jako u UVLO, vlivem užitých komparátorů s hysterezí. Pokud by tímto obvodem nebylo řízení vybaveno, mohlo by dojít vlivem provozu za nestandardních podmínek zvýšeného proudu až ke zničení součástí měniče. Běžně se používá také u mikropočítačů, kde odpojuje paměťové obvody při kolísání napájení a při významnějším poklesu generuje RESET signál [W3].

3.2 Používané topologie pro PFC

Pro konstrukci el. měniče PF korektoru jsou využívány poznatky z oblasti spínaných zdrojů. Ne každá topologie SMPS obvodu se hodí pro PFC aplikaci. Je-li třeba posoudit, zda daný typ obvodu bude pro PFC vhodný, přihlíží se k následujícím parametrům:

- Harmonické zkreslení ovlivňuje několik faktorů. Jedním z nich připojení spínače na společnou zem se vstupem – EMI emitované rychlým spínáním se tak může přenášet do napájecí sítě. V základních zmiňovaných zapojeních je spínač ale vždy propojený se vstupem, tento parametr proto nemá význam dále hodnotit. Harmonické zkreslení ovlivňují také součásti vyhlazující proud – tzn. prvky induktivního charakteru. S rostoucí vstupní indukčností obvodu klesá harmonické zkreslení.
- Výstupní napětí. Pro vyšší nezávislost měniče na napájecí síti by měl zvládat provoz, při kterém platí, že $U_{IN} < U_{OUT}$. Pokud v takovém případě

zakolísá napětí v napájecí síti, nebo odtud přestane být nakrátko čerpána energie, na zátěž to nebude mít vliv. Některé SMPS topologie invertují výstupní napětí. To se hodí pro účely spínaných zdrojů v případě symetrického napájení např. operačních zesilovačů. Pro PFC aplikace to vhodné není.

- Účinnost měniče snižují energetické ztráty na součástkách. Polovodičové prvky degradují účinnost propustným napětím U_F (diody) a odporem vodivého kanálu $R_{DS(ON)}$ (MOSFETy), tedy statickými ztrátovými činiteli, a dynamickými ztrátami, které vznikají důsledkem zotavovacího proudu polovodičového přechodu I_{RR} . Účinnost měniče degraduje také se ztrátami na reaktančních součástech zapojení – ztráty v magnetickém obvodu transformátoru a ztráty vlivem parazitních odporů součástek. Se zvyšujícími se zmíněnými parametry součástek se zvyšují ztráty a klesá účinnost měniče.
- Cena a složitost: Cena roste se složitostí měniče nebo potřebou specializované součásti, kterou je např. transformátor nahrazující induktor (z důvodů potřeby akumulární nebo senzorové funkce) nebo požadavek vyšší akumulární schopnosti reaktančního prvku.
- Přenášený výkon: V podstatě lze využít libovolnou topologii obvodu (z následně zmíněných) pro libovolný výkon. V některých případech však může robustnost a cena celého zařízení několikanásobně převýšit jiné řešení. Proto se hodí omezit výkonový rozsah každé topologie hranicemi a zaručit tak efektivnost zařízení. Vhodnost obvodu pro určitý výkonový rozsah je dána některými již zmíněnými faktory a jejich kombinací.

Čím vyšší výkon je potřeba přenést, tím robustněji musí být součástky navrženy. Polovodičové prvky namáhá ztrátový výkon v podobě tepla (viz odstavec účinnost) a napětí závěrné U_R (na spínači s vnější komutací) nebo blokovací U_D (na spínači s vlastní komutací¹⁶). U některých uvedených topologií dochází k vyššímu napětíovému namáhání spínacích prvků než u jiných.

¹⁶ Spínač s vlastní komutací se vyznačuje schopností vypnutí na základě vnějšího signálu (MOSFET nebo jiný tranzistor) na rozdíl od spínače s vnější komutací, jehož stav závisí na stavu okolního obvodu (diody nebo tyristor u měničů jiného typu)

Robustnost reaktančních prvků rovněž roste s přenášeným výkonem – s nutností akumulace více energie musí nutně růst „úložný prostor“. U některých topologií by tak velikost induktorů nebo kapacitorů enormně vzrostla v kombinaci se zvýšenými požadavky na akumulaci, které plynou již ze samotné funkce dané topologie obvodu. U reaktančních prvků s filtrační funkcí rovněž vzrůstá jejich velikost s přenášeným výkonem. Záleží pak opět na práci s energií daného typu měniče – zde na harmonickém zkreslení. Pokud obvod vyžaduje vyrovnávat tento neduh robustnějším EMI filtrem než jiné obvody, není vhodné více jej zvětšovat jeho užitím pro vysoké výkony.

Je vhodné dodat, že cena součástek roste s jejich velikostí, akumulačními schopnostmi, maximálním napětím, kterým mohou být namáhány, a s dalšími parametry. Při omezování robustnosti součástek tedy nemusí jít automaticky o potřebu redukce objemu zařízení.

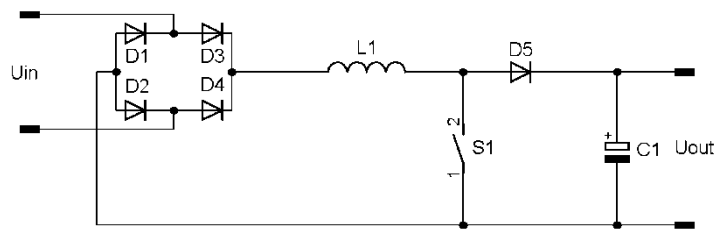
Následující uvedená schémata jsou nejjednodušší možná pro demonstraci principu jednotlivých topologií. Každý měnič by v reálném zapojení byl vybaven LC filtrem na výstupu a na vstupu před usměrňovačem (tzv. EMI/RFI filtr). Dalším častým vylepšením je snubber, který chrání spínací součástky před přepětím, a proudové sondy realizované nahrazením induktoru transformátorem. Polovodičové spínače s vlastní komutací ve schématech symbolizuje obecná značka pro spínač, v reálném zapojení je nahrazuje MOSFET.

3.2.1 Boost¹⁷ (zvyšující měnič)

Charakteristickým znakem měniče typu boost je U_{OUT} vyšší než U_{IN} , přičemž tato okolnost je podmínkou jeho fungování (možno dořešit dodáním snižujícího DC/DC měniče za PFC). Při sepnutém spínači S1 (viz obr.16), tzn. v čase T_{ON} , je induktor L1 protékán proudem, odběr zátěže je hrazen kapacitorem C1. V době rozepnutí spínače (T_{OFF}) je na zátěži napětí induktoru L1 sečtené s U_{IN} , tedy větší než na vstupu. Zvýšení napětí U_{OUT} oproti U_{IN} závisí na poměru T_{ON} a T_{OFF} . Pokud se energie naakumulovaná v induktoru nestačí prostřednictvím proudu I_L vybit do následujícího času sepnutí, je měnič provozován v režimu CCM, v opačném případě jde o režim

¹⁷ „step-up convertor“, „ringing choke“

DCM. Na boost měnič lze rovněž nahlížet jako na konvertor charakteru zdroje energie I-U, tedy z proudového na napěťový.



Obr.16: Boost měnič (S1 je, stejně jako spínače v následujících schématech aktivních PFC, v reálném zapojení nahrazen říditelným nízkoztrátovým polovodičovým spínačem.)

- Harmonické zkreslení: Charakteristickým znakem boost zapojení je vstupní nízká indukčnost, která nezaručí vysoké vyhlazení proudu, proto harmonické zkreslení dosahuje vyšších hodnot než u jiných zapojení.
- Výstupní napětí: Boost měnič je schopný pracovat (pouze) při $U_{IN} < U_{OUT}$.
- Účinnost měniče typu boost je ve srovnání s ostatními variantami měničů pro PFC aplikace nejvyšší nejen kvůli jednoduchosti zapojení. Pro účinnost je také klíčová poloha spínače, která zaručuje měkké spínání. Při rozeptnutí součástky proud teče větví s D5. Tomu tak není například u topologie flyback (viz 3.2.2), kde je rozeptnutím spínače tok proudu náhle přerušen a na spínači tak vznikají vypínací ztráty.
- Cena a složitost: Boost je nejjednodušší topologie měniče pro PFC aplikaci.
- Přenášený výkon: Klasickou volbou pro PFC zařízení vysokých výkonů je obvod boost provozovaný v režimu CCM (average current mode control) nebo FCCrM. To je dáno vysokou účinností boost měniče. Je-li určována účinnost měniče v procentech, je nutně při vysokých výkonech množství nevyužitá energie vysoká. Proto je u vysokovýkonných aplikací považována účinnost za určující faktor. Nutno poznamenat, že nevyužitou energii lze chápat dvěma způsoby: 1) ztráta přenášeného výkonu a 2) tepelné podmínky, jež musí součástky vydržet a zachovat při nich správnou činnost.

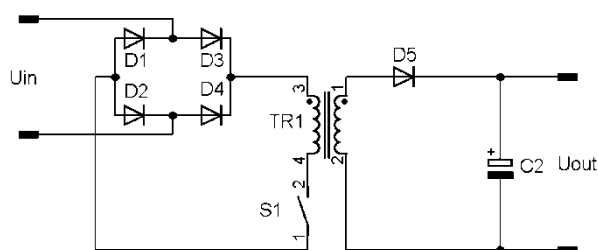
Boost měnič je nejpoužívanější PFC topologií (SMPS nikoliv).

3.2.2 Flyback (akumulující měnič)

Nahrazením induktoru transformátorem u měniče typu boost vznikne měnič flyback (viz obr.17). Z hlediska zdroje energie jde o U-I konvertor.

Pro jeho činnost je charakteristické kumulování energie v magnetickém obvodu transformátoru TR1 v čase T_{ON} a její využití v sekundární stranou v čase T_{OFF} . Klíčovou roli zde hraje vzájemná orientace primárního a sekundárního vinutí a dioda D5. V čase T_{ON} se na sekundárním vinutí indukuje napětí takové polarity, která vzhledem k orientaci D5 nedovoluje průchodu proudu. V tomto časovém úseku je zátěž napájena pouze kapacitorem C2. Energie je z jádra uvolněna v čase T_{OFF} , kdy není indukovanému proudu nucen závěrný směr diody. V T_{OFF} transformátor napájí zátěž a dobíjí C2.

Na primární straně se vždy užívá rekuperační obvod („snubber“) řazený paralelně k TR1 a S1, tvořený diodou a druhým primárním vinutím TR1. Primární obvod může být vinutý souběžnými vodiči, aby se omezily ztráty rozptylem a zlepšili impulsně přenosové vlastnosti.



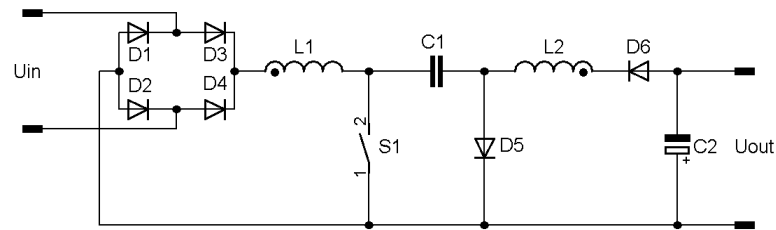
Obr.17: Flyback (akumulující měnič). Zde pro názornou ukázkou principu flyback měniče verze bez snubberu.

- Harmonické zkreslení: Vstupní indukčností se flyback nijak významně neliší od boost zapojení. (Požadavek vysoké akumulační funkce induktoru pro napájení zátěže v T_{OFF} se vyrovná s nepotřebou udržení kontinuálního proudu.) Harmonické zkreslení zlepšuje galvanické oddělení zátěže a zdroje, pokud zátěž generuje svou činností EMI. Výraznějším jevem je přerušování primárního obvodu („flyback tapping“), které způsobuje harmonické zkreslení v době, kdy se i_L blíží nule [W6].
- Účinnost: Toto zapojení je po měniči boost neúčinnější používané pro PFC, přestože celková účinnost je částečně snižovaná ztrátami v transformátoru.

- Výstupní napětí měniče flyback může být vyšší i nižší než vstupní.
- Cenu a složitost zvyšují požadavky na snímání U_{OUT} a vyšší akumulární funkci reaktančních prvků. Spínací obvod a obvod zátěže je galvanicky oddělen, což omezuje šíření VF rušení do zátěže. Aby tato výhoda byla zachována, je nutné galvanicky oddělit také napěťovou sondu, snímající výstupní napětí kvůli řízení spínače. To je možné opto-elektrickým členem, jehož činnost ale zpomaluje řízení, nebo prostřednictvím druhého sekundárního vinutí vyhrazeného pro potřebu napěťové sondy, což má za důsledek složitější, tzn. dražší transformátor. Princip činnosti zapojení vyžaduje vyšší akumulární funkce transformátoru a kapacitoru, které musí být schopné po část spínací periody napájet samostatně zátěž. S vyšší akumulární schopností souvisí vyšší objem prvků, tedy i cena. Při vysokých výkonech by velikost a cena rychle stouply, proto se hodí spíše pro nízkovýkonové aplikace.
- Přenášený výkon: Tapping primárního obvodu (viz odstavec o účinnosti) určuje vysokým harmonickým zkreslením tuto topologii pro aplikace, na něž norma 61000-3-2 klade mírnější požadavky - třída D (adaptéry a nabíječky) a třída C (osvětlení). Užití flybacku v těchto oblastech je určeno také malým množstvím zpracovávané energie, jejímž důsledkem není překážkou velikost transformátoru. V případě kopírek a CRT monitorů je flyback užitý i pro vyšší výkony – vzhledem k celkové velikosti zařízení zde není objemnější PFC měnič přítěží. Akumulující měnič je pro vyšší účinnost provozován v DCM režimu.

3.2.3 Cuk

V názvu nese měnič typu Cuk jméno svého návrháře Dr. Slobodana Čuka. Charakteristické vlastnosti měniče jsou invertované U_{OUT} a schopnost snižovat nebo zvyšovat napětí (dle poměrného sepnutí). Z hlediska zdroje energie jde o konvertor I-U-I.



Obr.18: Cuk

Z funkčního hlediska lze na toto zapojení nahlížet jako na kombinaci měničů boost (L1, C1 a D5 – dle obr.18) a buck¹⁸ (C1, L2 a D6) řazených za sebou. C1 je střídavě užíván oběma částmi a v každé spínací fázi zastává jinou funkci. Během T_{OFF} je lineárně nabíjeným výstupním kapacitorem části boost, v T_{ON} je zdrojem napětí pro buck, který se vybíjí exponenciálně (rezonančně). L2 působí jako zdroj proudu pro zátěž a dobíjení C2. Jeho vlivem nedojde k přerušování proudu, což zlepšuje harmonické zkreslení proudu a účinnost měniče. Zmírňuje také napěťové namáhání spínačů.

- Harmonické zkreslení je nízké díky dvěma induktorům se vzájemnou vazbou, které vyhlazují proud dokonaleji, než je tomu u předchozích zmíněných topologií. Vzájemná vazba je zaručena navinutím na společné jádro. Nízké harmonické zkreslení je stěžejní předností topologie Cuk a SEPIK ve srovnání s boost nebo flyback [W5]. Výsledné parametry energie odebírané obvodem Cuk nebo SEPIK v DCM režimu jsou srovnatelné s jinými topologiemi při CCM. CCM ale vyžaduje složitější IC a proudovou sondu na vstupu měniče navíc.
- Účinnost topologie Cuk nedosahuje tak vysokých hodnot jako u jiných druhů obvodů. Důvodem je vyšší počet polovodičových součástí, na kterých dochází ke ztrátám z dříve zmíněných důvodů (ztráty na polovodičových přechodech, ztráty vlivem jiných parazitních vlastností). Část neduhů kompenzuje sdílené jádro induktoru L1 a L2, jehož důsledkem je snížení rozptylových ztrát na induktoru účinnější zpracování kumulované energie.

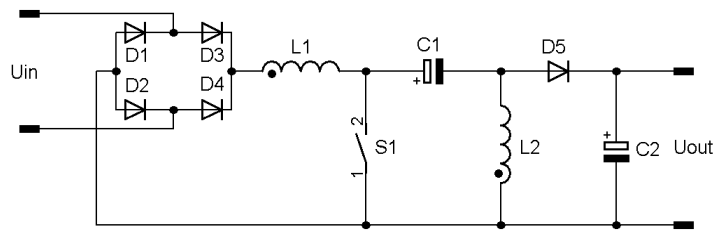
¹⁸ Měnič typu buck je v této práci opomíjen kvůli nevhodnosti pro PFC aplikace. Podrobnosti v [3] nebo [4]. Přehledné znázornění spojení obou měničů viz [W3]

- Výstupní napětí může být vyšší i nižší než vstupní. Je ale invertované, což je hlavní nedostatek měniče Cuk, který předurčuje některé vlastnosti zařízení na něj připojených.
- Cena a složitost: Cuk patří mezi složitější zapojení pro vyšší počet součástek a dvojitě vinutý induktor. Výrazné odlehčení složitosti obvodu přináší nízké harmonické zkreslení, které neklade vysoké nároky na vstupní EMI/RFI filtr.
- Přenášený výkon: Energie přenášená ze zdroje na zátěž přes měnič typu Cuk je nucena projít přes několik polovodičových spínačů a je tedy degradována o několik propustných napětí PN přechodu U_F . To je pro efektivní zařízení nepřijatelné. Proto se měnič Cuk využívá výhradně v bezmůstkové verzi „bridgeless“ (viz 4.1), díky němuž odpadají ztráty průchodem energie přes usměrňovací Graetzův můstek na vstupu měniče. Díky nízkému harmonickému zkreslení je možné provozovat měnič v režimu DCM – důsledkem toho není třeba proudová sonda a na základě neproměnlivé frekvence lze přesně vyladit vstupní EMI/RFI filtr a minimalizovat jeho velikost. Účinnost měniče Cuk nedosahuje kvalit jiných možných řešení, avšak harmonickým zkreslením měnič vyniká. To jej určuje k užití ve středovýkonových aplikacích [W7].

3.2.4 SEPIK

Vylepšením topologie Cuk vznikl měnič SEPIK (Single-ended primary-inductor converter). Je pro něj charakteristická možnost zvyšovat i snižovat U_{IN} a neinvertovaná polarita U_{OUT} . Převody energie lze popsat zkratkou I-U-I.

Činnost měniče SEPIK je možné, rovněž jako Cuk, popsat jako kombinaci jednodušších obvodů [W5], pro tento případ se ale takový popis tolik nehodí. Při rozepnutém spínači S1 (viz obr.19) – v čase T_{OFF} - je do zátěže dodávána naakumulovaná v induktoru L2 a zároveň energie z usměrňovacího můstku. V čase T_{ON} , při sepnutém spínači, kumuluje energii L1. Kapacitor C1 je přitom připnutý paralelně k L2, kde se rovněž kumuluje energie. Kapacitor C2 při vypnutém spínači napájí zátěž. C1 je využíván k potřebě zvyšování napětí. L1 pracuje v DCM, L2 v CCM.



Obr.19: SEPIK

- Harmonické zkreslení je nízké důsledkem vyhlazování proudu dvěma induktory se vzájemnou vazbou. Nízké harmonické zkreslení je stěžejní předností topologie Cuk a SEPIK ve srovnání s boost nebo flyback. Výsledné parametry energie odebírané obvodem Cuk nebo SEPIK v DCM režimu jsou srovnatelné s jinými topologiemi při CCM. CCM ale vyžaduje složitější IC a proudovou sondu na vstupu měniče navíc.
- Účinnost: Zdvojený induktor se vzájemnou induktivní vazbou má za důsledek také zmenšení napěťových špiček na spínači. To vede k menším ztrátám, větší účinnosti měniče a možnosti spínat vyšší frekvencí, než je tomu např. u *boost* měniče, ze kterého SEPIK částečně vychází. Snížení přepětí na spínači umožňuje použít méně robustní polovodičové prvky s malým propustným napětím U_F - to je určující především u D5. I tak ale účinnost obvodu SEPIK nemůže konkurovat zapojením boost nebo flyback. Je však účinnější než Cuk.
- Výstupní napětí může být vyšší i nižší než vstupní, není invertované.
- Cena a složitost: Rovněž jako Cuk patří SEPIK mezi složitější pro vyšší počet součástek a dvojitě vinutý induktor. Výrazné odlehčení složitosti obvodu přináší nízké harmonické zkreslení, které neklade vysoké nároky na vstupní EMI/RFI filtr.
- Přenášený výkon: Měnič SEPIK se v mnohém podobá měniči Cuk. Rozdíl je především v neinvertovanosti výstupního napětí topologie SEPIK a možnosti zapojení méně ztrátových polovodičových součástí. První odlišnost vede k jednoduššímu řízení, které nemusí být galvanicky oddělené kvůli rozdílnému zemnímu potenciálu vstupu a výstupu. Druhý rozdíl mezi měniči umožňuje účinnější přenos energie topologií SEPIK.

SEPIK se užívá v zařízeních, které není třeba rychle regulovat, kvůli složitějšímu řízení [W4].

3.2.5 Nevhodné topologie SMPS pro PFC

Přesto, že je teoreticky možné využít každou topologii měniče užívanou v oblasti SMPS pro PFC aplikaci, některé topologie se v praxi nevyužívají kvůli převažujícím nedostatkům. Pro úplnost se hodí krátce je vyjmenovat (podrobnosti pro každé zapojení viz [3] a [4]).

Buck je velmi jednoduchá topologie používaná často pro SMPS aplikace. Pro činnost požaduje, aby platilo $U_{IN} > U_{OUT}$. Měnič proto není schopen udržet svou funkci při kolísání napájecího napětí. Má také vysoké harmonické zkreslení.

Typické pro Buck-boost je opačné polarita U_{in} a U_{out} . Dále vstup a výstup nesdílí stejnou zem, pročež měnič potřebuje řízení spínače galvanicky odděleným obvodem (tzv. „floating drive“). Oddělené řízení spínače vyžaduje i flyback ale měnič buck-boost se tím stává v kombinaci s ostatními nedostatky příliš drahý a složitý.

Forward vyžaduje třetí vinutí pro demagnetizaci transformátoru. Po připojení tohoto konvertoru na usměrněné napětí, zastaví diody v usměrňovači demagnetizační proud. Proto není vhodný pro PFC.

Push-pull měnič je nevhodný kvůli přílišnému napět'ovému namáhání spínačů. Ty pak ubírají na účinnosti zapojení vlivem spínacích ztrát a jsou objemnější kvůli nutnosti zvýšení průrazného napětí součástky.

Zeta nevyhovuje požadavkům kvůli vysokému napět'ovému namáhání spínačů. Měnič zohledňující tento fakt by byl objemný a drahý.

3.3 Zapojení PFC a SMPS

Z důvodů velkého zastoupení nelineární zátěže spínanými zdroji (SMPS) se bude dále text soustředit na aplikaci PFC právě v kombinaci se SMPS.

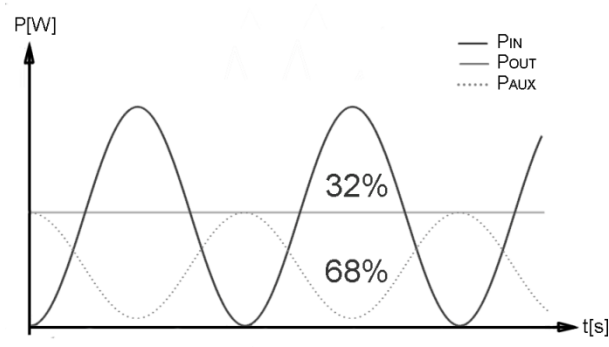
Obě zařízení lze propojit různými způsoby nebo je vzhledem k podobným topologiím obvodu úplně sloučit. Základní zapojení je kaskádní řazení PFC filtru (pre-regulátor) a DC/DC měniče (postregulátor; SMPS) do řetězce mezi napájecí soustavu a zátěž viz obr.20. Následující modifikace vznikly za účelem eliminace určitého nedostatku tohoto zapojení, konkrétně: ztráty vzniklé dvounásobným

zpracováním energie (postupně ve dvou měničích), potřeba dvou řídicích obvodů pro každý blok zvlášť, dynamické vlastnosti řízení (velký kapacitor zpomaluje požadované napěťové změny odvíjející se od regulace) a velikost filtračních prvků (zmíněný kapacitor, induktor v DC/DC měniči). Jednotlivá řešení jsou otázkou kompromisu, kaskádní řazení je totiž nejjednodušší možné.



Obr.20: Kaskádní řazení PFC a DC/DC.

Než budou představeny různé modifikace kaskádního řazení a paralelní řazení bloků, hodí se pozastavit se nad parametry energie, jíž diskutovaná zařízení upravují a distribuují. Graf na obr.21 ukazuje požadovaný vstupní výkon P_{IN} tvořený složkou harmonického napětí a harmonického proudu o nulovém fázovém posuvu¹⁹. Z grafu lze vyvodit funkci DC/DC měniče a akumulárního kapacitoru porovnání průběhu P_{IN} s požadovaným konstantním výkonovým odběrem zátěží P_{OUT}, aniž by bylo třeba se problematikou zabývat více do hloubky. Postregulátor bude povětšinou uvažován jako black-box²⁰, s funkcí rovnoměrné redistribuce kolísavého průběhu vstupní energie.



Obr.21: Výkon P_{IN} odebíraný PFC blokem v ideálním případě, kdy PF=1. Výkon P_{OUT} požadovaný zátěží. Výkon P_{AUX} distribuovaný DC/DC měničem ku srovnání celkového průběhu blíže požadovanému P_{OUT} [W5].

¹⁹ Vyobrazený průběh P_{IN} je odvozen od vztahu $P=U \cdot I \cdot \cos\varphi$. Zvlnění odebíraného výkonu má frekvenci 100 nebo 120Hz (dle typu napájecí sítě), tzn. dvojnásobek síťového kmitočtu vlivem usměrňovače.

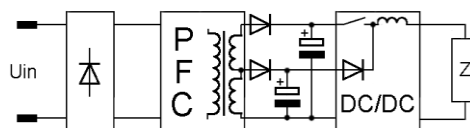
²⁰ „černá skříňka“, blok, jehož vlastnosti jsou pro zpřehlednění sledované tématiky odhaleny pouze z hlediska vlivu na vstup a výstup. Vnitřní procesy a topologie se z úvahy vynechává.

3.3.1 Modifikace kaskádního řazení

Řešení popsaná v tomto oddílu se soustředí na dělení výstupního výkonu z PF korektoru na dvě části. Jedna je distribuovaná přímo do zátěže, druhá dávkovaná dle potřeby DC/DC měničem tamtéž. Ke druhému stupni zpracování energie dochází jen částečně.²¹ Dělení napětí U_{OUT} z PFC mezi DC/DC měnič a zátěž vede k nižšímu zatěžování polovodičových prvků a menším spínacím ztrátám DC/DC měniče. Také velikost akumulacních prvků může být minimalizována. Následující zapojení lze rozlišit dle způsobu vedení regulované a neregulované části celkového výkonu k zátěži. Důležitá je rovněž oblast zapojení, kde k rozdělení výkonu na dvě části dochází.

- Paralelní – dělení v PFC bloku

PFC měnič je vybaven dvěma výstupy, DC/DC měnič dvěma vstupy. Původní obvod je tak rozdělen na dva, nízkonapětové, přičemž měnič reguluje pouze jeden obvod, druhý je připojen přes akumulacní prvky na zátěž. Zlepšení účinnosti takového zařízení je vysoké zvláště u PFC měničů s vysokým výstupním napětím. Dva výstupy PFC realizuje zapojení flyback s dvojitým sekundárním vinutím nebo paralelní zapojení dvou PFC („interleaved“ viz kapitola 4.2), což jsou omezení kladená tímto druhem řešení – specifické požadavky na provedení PFC měniče [W10].



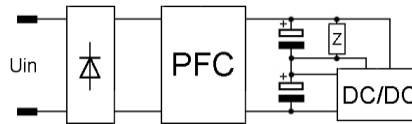
Obr.22: Příklad zapojení post-regulátoru pro paralelní vedení regulované a neregulované energie k zátěži

- Sériové - kapacitorový dělič před postregulátorem

Výstupní napětí je rozděleno na dvě části kapacitorovým děličem viz obr.23. Jeden z kapacitorů je připojen přímo na zátěž a dodává jí výkon. Druhá část energie je ukládána do druhého kapacitoru a její dodávku do zátěže reguluje DC/DC měnič na základě napětí na zátěži. Vhodnou regulací je možné vyhladit nízkofrekvenční zvlnění P_{OUT} (z hlediska PFC) užitím uložené energie P_{AUX} v protifázi viz obr.21. Poměr děliče je 1:1, výsledná energie dodaná zátěži je zpracovaná pouze 1,5 krát.

²¹ Někdy je proto takové zapojení nazývané „half-double-stage“, neboli „poloviční dvouměničové zapojení“. Energie je totiž zčásti zpracována dvěma měniči a zčásti pouze jedním.

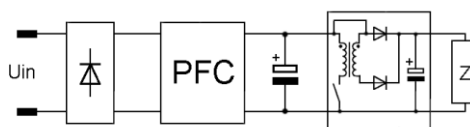
Nevýhodou je, že sériové zapojení post-regulátoru se zátěží klade omezení na některé topologie, jimiž může být realizován. Ušetření dvouúrovňového zpracování energie není kvůli vyrovnanému děliči tak vysoké jako ostatních zapojení [W11].



Obr.23: Sériové zapojení post-regulátoru a zátěže: dělení napětí kapacitorem děličem

- Sériové - transformátorový dělič v postregulátoru

Energie, dodávaná zátěži je zde rozdělena vhodným spojením částí post-regulátoru. Ten musí být typu forward nebo flyback, tedy topologie měniče obsahující transformátor viz obr.24. 85-90% energie napájí zátěž bez regulace, zbytek je pak regulován flyback spínačem dle potřeby. Nevýhoda zapojení spočívá v zatěžování součástek DC/DC bloku vyšším tokem proudu, než jsou původní jmenovité hodnoty, na které byl měnič navržen. Napěťové namáhání součástek je naproti tomu malé. Kvůli dělení energie ve zmíněném poměru je napětí na zátěži regulovatelné pouze v malém rozsahu [W12].



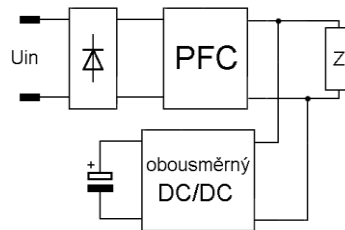
Obr.24: Sériové zapojení post-regulátoru a zátěže: dělení energie transformátorem, pro příklad uveden post-regulátor typu flyback

3.3.2 Paralelní řazení měničů

- Obousměrný DC/DC měnič

Výstupní výkon PFC převyšující požadavky zátěže je uskladněn v kapacitoru prostřednictvím DC/DC měniče (viz obr.25). V případě potřeby je opět distribuován zátěži. Při ideálním nastavení bloků je takto ušetřeno 32% energie, která je využita k dorovnání výkonu poskytovaného zařízením na hladinu P_{OUT} (viz obr.21). Výstupní energie je tak zpracována pouze 1,64 krát. Nevýhodou je složitější DC/DC měnič, ve kterém musí být pro realizaci obousměrnému provozu použity všechny spínače

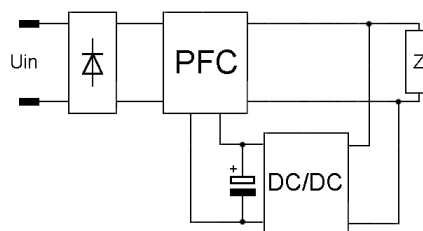
s vlastní komutací, tedy diody nahrazeny MOSFETy. Zvyšuje se tak složitost řídicích obvodů [W13].



Obr.25: Paralelně řazený obousměrný DC/DC měnič

- Paralelní zpracování energie

V případě tohoto zapojení není energie skladovaná v kapacitoru zpracovávána podruhé DC/DC měničem (viz obr.26). Při stejném množství uložených přebytků, tzn. 32%, je celkové zpracovávání 1,32 násobné. Nevýhodou je složité vnitřní zapojení DC/DC bloku vyžadující alespoň 3 spínače a k nim příslušné řídicí obvody [W14, W15].

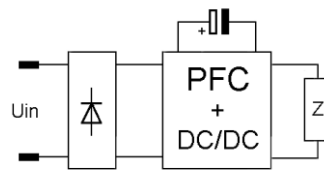


Obr.26: Paralelní zpracování energie

3.3.3 Singlestage²²

Smyslem jedno-blokového zařízení je především redukovat počet řídicích obvodů. Toto zjednodušení se uplatňuje na úkor kvality korekce distorzního PF ($\cos\Theta$). Z limitů obsahu harmonických složek stanovených normou ČSN EN 61 000-3-2 plyne používání singlestage v oblasti zařízení pracujících na nižších výkonech, pro kterou jsou předpisy méně náročné. Při singlestage zapojení je možné dosáhnout vyšší účinnosti než při použití dvou nezávislých měničů a také zmenšit robustnost zařízení. Nevýhodou je velký kapacitor a snížená možnost regulace.

²² „jednoblok“ neboli zařízení, jehož jednotlivé funkční bloky jsou sloučené do soudržného celku

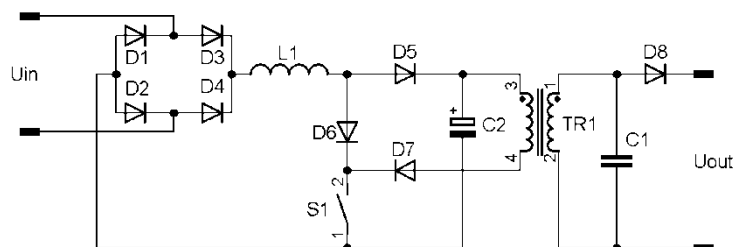


Obr.27: Singlestage zapojení. Kapacitor není zařazený paralelně k zátěži kvůli zpomalování dynamické odezvy na řízení [W7].

V následujících odstavcích budou popsány možnosti sloučení PFC a DC/DC a vytvoření singlestage zapojení.

- Sdílené cykly spínačů

Částečným řešením je užít jeden řídicí obvod pro PFC i DC/DC měnič. Spínače obou bloků tedy sdílí cyklus zapnutí a vypnutí. Energie tak není zpracovávána dvakrát s mezi uložením v akumulacním členu (kapacitor, induktor) ale pouze jednou. Vhodnou kombinací topologií měničů a vodivostních režimů (např. DCM pro PFC flyback a CCM pro DC/DC měnič) lze touto metodou docílit téměř harmonického odběru proudu. Příkladem může být měnič BIFRED (viz obr. 28) [W16, W17, W18].



Obr.28: BIFRED měnič.

4 Výhledově perspektivní vylepšení PFC

4.1 Bridgeless – zapojení bez usměrňovacího můstku

U nejčastěji užívané topologie boost je energie doručovaná zátěži skrz tři diody: dvě usměrňovací diody a jednu boost diodu. Dochází tak k úbytku napětí $3 \cdot U_F$, který nezanedbatelně snižuje účinnost zařízení (až o 2%). V případě bridgeless zapojení jsou neřiditelné polovodičové prvky nahrazeny spínacími, jejichž napěťový úbytek je znatelně menší. Celková účinnost zařízení pak závisí na odporu vodivého kanálu spínače ($R_{DS(ON)}$), která se pohybuje v desítkách až stovkách $m\Omega$.

Nevýhodou bridgeless zapojení je vyšší hladina šumu. Zatím co u klasického boost měniče je neustále zem zátěže připojena přes usměrňovací můstek na zem zdroje, u bezmůstkového zapojení (2 řízené spínače, 2 diody) je tomu tak pouze v čase T_{ON} . V době odpojení pulsuje rozdíl napětí mezi zemí zdroje a zemí zátěže vysokofrekvenčně v amplitudovém rozsahu rovném výstupnímu napětí. Dochází k VF nabíjení a vybíjení parazitní kapacity mezi zeměmi, které způsobuje šum. Tento jev lze omezit přidáním pomalu zotavujících se diod a vytvoření tzv. zapojení s obousměrným spínačem nebo tzv. zapojení s dvěma DC/DC boost obvody – obě viz [W19]. Bridgeless bez zmíněných protišumových opatření není perspektivním řešením.

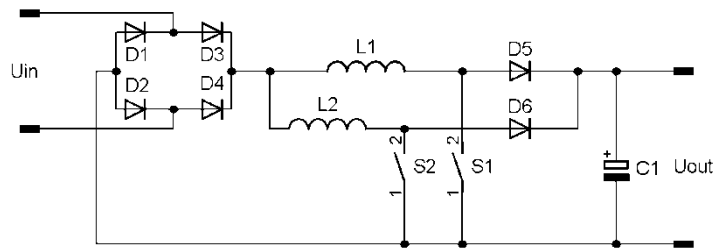
Provozování tohoto měniče v CCM režimu (konst. f), ve srovnání s režimem s proměnnou frekvencí, má za výsledek průběh proudu bližší ideálnímu, vykazuje však mírnější zlepšení účinnosti.

4.2 Interleaved - paralelní PFC

Jednoduchým zdvojením PFC obvodu nabízí řešení interleaved velké výhody. Z paralelního řazení přirozeně plyne, že součásti zpracovávají poloviční proud, jejich oteplování tak poklesne čtyřnásobně (dle $P_j = RI^2$) a sníží se významně robustnost celého zařízení. Spínače řídí jeden integrovaný obvod ale každý jiným signálem a to posunutým o 180° . Důsledkem toho je výrazné snížení zvlnění – dva paralelní PFC provozované v režimu FCCrM mohou mít výsledné zvlnění podobné průběhu řízení CCM. Díky takovému zlepšení je také zanedbatelná preciznost jednotlivých PFC, jejichž filtrační schopnost se výrazně zlepšila po paralelním zařazení. Řízení s posunutou fází při proměnlivé frekvenci FCCrM je většinou typu „master-slave“. Jedna PFC větev běží volně, druhá se přizpůsobuje, aby zůstala posunutá o 180° oproti první.

Nevýhodou interleaved zapojení je složité řízení měničů při udržení vzájemného vztahu protiváze a větší počet součástek kvůli zdvojnásobení jejich počtu.

Interleaved se realizuje nejčastěji s řízením FCCrM nebo CCM v případě vyššího přenášeného výkonu [W3].



Obr.29: Interleaved boost.

4.3 Součástky vhodné speciálně pro PFC

Pro náročné energetické a rozměrové požadavky na PFC obvody jsou vyhledávány součástky speciálních vlastností. Vedle vhodně zvolené topologie obvodu a jeho řízení mohou mít výrazný vliv na celkovou účinnost a robustnost zařízení. V následujících odstavcích budou stručně popsány současné možnosti klíčových součástí PFC – polovodičových spínačů a induktoru.

4.3.1 Diody: SiC, GaN a C-class

Určující parametry pro energetickou efektivnost diody jsou – a to nejen v PFC aplikacích – nízké spínací a vodivostní ztráty. Vhodné jsou tedy součástky, které mají nízký čas t_{RR} , při němž dochází k obnovování blokovací funkce proudem I_{RR} , a nízké prahové napětí U_F , které je příčinou vodivostních ztrát. Nízký t_{RR} ovlivňuje spolu se ztrátami maximální spínací frekvenci, při níž lze součástku provozovat. Další vyhledávané parametry jsou klíčové pro výslednou robustnost zařízení. Jsou jimi: stabilní VA charakteristiky v celém teplotním rozsahu, široký rozsah pracovních teplot T_J a maximální blokovací napětí U_R . Teplotně neodolná nebo nestabilní součástka vyžaduje velký chladič. Odolnost proti vysokému závěrnému napětí se zvyšuje s průrazným napětím prvku, tedy s jeho robustností. Ve většině zmíněných parametrů excelují křemíkové ultra-fast a fast-recovery diody a Schottkyho diody (ne křemíkové).

Současnou novinkou je užívání složených polovodičových materiálů jako SiC a GaN²³. Důsledkem širokého zakázaného pásu²⁴ silikon karbidu je brzké odčerpání zbytkového náboje při přepólování diody tzn. krátká doba t_{RR} a snížené spínací ztráty (až o 60%). Významný je tento parametr především v CCM režimu měniče, kdy jsou polovodičové součásti spínány tvrdě. Silikon karbid je perspektivní materiál, jehož vlastnosti jsou využívány i v jiných oborech – např. pro jeho mechanickou stálost je

²³ „Compound semiconductors“: SiC – karbid křemíku (karborundum), GaN – nitrid galia

²⁴ Bandgap - vzdálenost energetických hladin valenčního a vodivostního pásu

užitý v konstrukci nejnovější astrometrické družice Gaia, kde drží soustavu mnoha zrcadel zatím nejvýkonnějšího dalekohledu.

Zdokonalením parametrů Schottkyho diod je náhrada GaAs materiálu za GaN. Nitrid galia má podobně široký zakázaný pás a nízkou permitivitu (přímo úměrná parazitní kapacitě PN přechodu) jako SiC a navíc vykazuje vyšší mobilitu elektronů. Tyto parametry ovlivňují ztráty zotavovacími proudy, vyšší mobilita nosičů snižuje prahové napětí. Nevýhodou materiálu je čtvrtinová tepelná vodivost (oproti SiC), která komplikuje rychlý odvod tepla. GaN se jeví perspektivnější, je však zatím v mezifázi vývoj/komercializace. Proto jsou více používané SiC Schottkyho diody [W20].

Alternativou ke zlepšování parametrů diod výběrem materiálu je užití speciálních technik dotace PIN přechodu ultra-fast recovery diody. Střední nedotovaná intristická vrstva vložená do PN přechodu působí jako lineární rezistor pro vysoké frekvence. Dochází tak k omezování zákmitů při zotavení diody. Tento princip je zdokonalen kombinací tří metod: zvýšením účinnosti emitorů nosičů, zvýšením účinnosti "zabíjením" nosičů v axiálním směru²⁵ a metodou ostře ohraničené hluboké difuze. Kombinace všech tří metod je ojedinělá u tzv. C-class diod (název dle užitých metod – kombinací 2 uvedených metod jsou vyráběné B-class diody apod.). Metody se věnují vhodné modelaci míry dotace v přechodové oblasti polovodičové součástky. Pomocí nich lze dosáhnout vylepšení všech požadovaných parametrů a vyrobit tak ultra rychlé součástky pro napěťový rozsah od 300V do 1200V [W21].

4.3.2 Tranzistor: Cool MOSFET

Nároky kladené na řízené spínací prvky – tranzistory – jsou téměř shodné se zmíněnými v předchozím oddílu o diodách. Namísto prahového napětí u diody se po tranzistoru požaduje nízký odpor vodivého kanálu $R_{DS(ON)}$, což má stejný důsledek.

Těmto požadavkům nejlépe vyhovují tranzistory typu Cool MOSFET. Vykazují o polovinu nižší ztráty oproti klasickým MOSFETům a jsou vhodné pro spínací frekvence až jednotek MHz [5]. Aby byly ztráty na tranzistoru co nejnižší, je třeba hojně dotovat oblast typu N, kde se vodivý kanál vytváří. Více dotovaná vrstva má ale nižší průrazné napětí a takto konstruovaná součástka je pak náchylná na napěťové

²⁵ „Lifetime killing control“

namáhání v zavřeném stavu. Cool MOSFETy mají podél vodivého kanálu dodané oblasti typu P, které modelují el. pole v prostoru vodivého kanálu tak, aby i při zvýšené dotaci nedocházelo k snadnému průrazu napětím [W22].

Zdokonalené chlazení těchto součástek řeší technologie Dual Cool MOSFET, která se zaměřuje na specifické způsoby pouzření polovodičových částí s důrazem na odvod tepla. Chladicí vývody, které je možné upevnit na externí chladič, jsou přímo napojeny na plochy source i drain a rovněž na jejich vývody z pouzdra. Kontakt vývodů pouzdra s kanály pro odvod tepla je optimalizován pro potlačení elektrických a tepelných parazitních jevů [W23].

4.3.3 Planární induktor

Induktory a transformátory jsou nejobemnější součástí PFC zařízení. Planární (tzn. rovinná) technologie výroby těchto součástí umožňuje nejen miniaturizaci, ale také zlepšení jiných důležitých vlastností. Korektor PF je pak menší a účinnější.

Planární induktor využívá EI tvar feritového jádra jako vinuté transformátory. Funkci vinutého drátu nebo lanka zastává (namísto vinutého drátu nebo lanka) mnohavrstevná deska plošného spoje. V jednotlivých vrstvách je ponechán měděný motiv ve tvaru závitů. Propojením vrstev tak vzniká vinutí induktoru, které disponuje velkou povrchovou plochou. Tato vlastnost minimalizuje skinefekt a VF ztráty s ním spojené a umožňuje vyšší tepelný odvod. Induktor lze proto provozovat ve frekvenčním rozsahu stovek kHz a při výkonu až desítek kW. Oproti toroidním induktorům s Permalloyovým jádrem, kterými se běžně osazují PFC zařízení, vynikají planární součástky s feritovým jádrem také sníženou rozptylovou indukčností a nižší cenou. Nepotřebou nepřesného vinutí lanka kolem jádra odpadá rovněž odlišnost jednotlivých kusů při sériové výrobě. Nevýhoda DPS²⁶ vinutí je vysoká spotřeba mědi při výrobě, kdy se z podkladové desky DPS velká část měděné vrstvy odleptá a zůstane nepoužitá jako odpad.

Parametry planárních induktorů sledované v katalogových listech při výběru součástky jsou indukčnost primárního vinutí, rozptylová indukčnost a odpor vinutí (DCR). Podobně jako induktory se touto technologií vyrábí také transformátory [W24, W25].

²⁶ Ze zkratky slov „deska plošného spoje“. Lze nalézt i pojmenování PCB vinutí, kde zkratka je anglickým opisem DPS.

5 Závěr

Práce na předchozích listech popisuje současné možnosti obvodů pro korekci PF. Níže uvedený diagram si klade za cíl zpřehlednit problematiku pro potřeby potencionálního návrháře PFC zařízení zavedením priorit pro parametry PFC obvodů.

VÝKON	TOPOLOGIE	VODIVOSTNÍ REŽIM	DALŠÍ VYLEPŠENÍ
nízký	flyback	DCM	planární transformátor
střední	Cuk	DCM	bridgeless
	SEPIK	DCM	bridgeless
vysoký	boost	CCM	interleaved, planární induktor
		FCCrM	

Obr.30: Diagram možností PFC zařízení

Počátkem každého návrhu je výpis podmínek, v nichž zařízení musí být provozuschopné. Neměnným parametrem je zcela jistě výkon. Je určený zátěží, jejíž PF bude upravován. Podle výkonových požadavků bude určena topologie obvodu a vodivostní režim. Rozhodovací diagram je vhodné sledovat spolu s následujícím popisem na obr.30. Pro nízké výkony se hodí měnič flyback kvůli vysokému harmonickému zkreslení, které by při vyšších výkonech nevyhovovalo normě, a velikosti reaktančních prvků, jejichž objem prudce narůstá s rostoucím výkonem. Pro střední výkony jsou vhodné topologie Cuk a SEPIK. Jejich harmonické zkreslení je vynikající i při jednoduše realizovatelném DCM režimu ale nižší účinností se nehodí pro vysoké výkony. Zda zvolit Cuk nebo SEPIK určuje požadavek na miniaturizaci a připojenou zátěž – SEPIK je možné zkonstruovat menší v důsledku nižšího namáhání spínačů, Cuk má invertované výstupní napětí, hodí se tedy k zapojení s DC/DC měničem na zátěži. Požadavku na zařízení pracující s vysokými výkony vyhoví jedině vysoce účinný měnič boost. Boost může být provozovaný v CCM režimu, je-li prioritou nízké zvlnění a tedy malý objem reaktančních prvků v EMI filtru, nebo v FCCrM režimu.

Na základě počátečních požadavků byly zvoleny vhodné topologie měničů a vodivostní režimy. S některými se pojí další vylepšení, která optimalizují jejich činnost. Miniaturizovat transformátor měniče flyback planární technologií je pro nízkovýkonové (tedy pravděpodobně miniaturní) aplikace výhodné. Cuk a SEPIK jsou vzhledem k počtu polovodičových prvků méně účinné než zbylé topologie měničů, proto se nabízí potlačit propustné ztráty na polovodičových prvcích - bezmůstkové provedení měniče „bridgeless“ je vhodnou volbou. Měnič boost je možné miniaturizovat kombinací interleaved zapojení, jehož důsledkem je zmenšení jednotlivých součástek, a dodatečným zmenšením induktoru užitím planární technologie. Čím vyšší požadavky na zařízení jsou kladeny, tím vyšší je samozřejmě jeho cena. Tento aspekt byl nyní pomínut, i když je důležitou složkou požadavků na navrhované zařízení.

Práce se zabývala obecnými úvahami nad některými možnostmi PFC zařízení. Debatované téma nebylo zdaleka vyčerpáno a mnoho obvodových řešení bylo zanedbáno nebo zůstalo skryto v bohatství, jež je poskytováno téměř nevyčerpatelným množstvím informačních zdrojů. Práce shrnuje základní myšlenky tematického okruhu a slovně je hodnotí bez použití jakýchkoliv numerických metod. Ty jsou při praktickém návrhu zařízení ale neodmyslitelné – je proto možné, že důkladný numerický rozbor může vyvrátit některé závěry, ke kterým vedou úvahy uvedené na předchozích listech této bakalářské práce.

6 Použité zdroje informací

6.1 Tištěné zdroje

[1] HOLÝ, Jakub. *Vliv elektrických zařízení na napájecí síť*. Plzeň, 2009. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická.

[2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika, sv. 1, Přehled výkonových polovodičových součástek*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994. ISBN 80-7082-136-1.

[3] PRESSMAN, I. Abraham a BILLINGS, I. Keith. *Switching power supply design*. New York: McGraw-Hill, 2009. ISBN 978-007-1594-325.

[4] KREJČÍŘÍK, Alexander. *Napájecí zdroje I. - základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.

[5] ŠNAJDAR, Michal. *Jednofázový aktivní PFC filtr*. Plzeň, 2006. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická.

[6] KOH, Hyunsoo. *Modeling and control of singleswitch bridgeless sepic PFC converter*. Blacksburg, 2012. Diplomová práce, Virginia Polytechnic Institute.

6.2 Internetové zdroje

[W1] ON SEMICONDUCTOR. Power Factor Correction (PFC) Handbook. *Onsemi.com* [online]. ©2011 [cit. 2014-09-10]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD853-D.pdf.

[W2] ELLIOT, Rod. Passive Power Factor Correction. *Sound.westhost.com* [online]. ©2013 [cit. 2014-02-21]. Dostupné z: <http://sound.westhost.com/lamps/pfc-passive.html>.

[W3] TEXAS INSTRUMENTS. Katalogový list UCC28019. *TI.com* [online]. ©2007 [cit. 2014-05-03]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slus755b/slus755b.pdf>.

[W4] GARCÍA, O., J. A. COBOS, R. PRIETO, P. ALOU a J. UCEDA. Single Phase Power Factor Correction: A Survey. *IEEEExplore.org* [online]. ©2013 [cit. 2014-17-02]. Dostupné z:

http://www.researchgate.net/profile/Javier_Uceda/publication/3280379_Single_phase_power_factor_correction_a_survey/file/3deec518a7c8049472.pdf.

[W5] EE ITT. Module 3 : DC/DC Converters. *Researchgate.net* [online]. ©2006 [cit. 2014-08-05]. Dostupné z: <https://www.researchgate.net/file.PostFileLoader.html?id=52987bdfd4c11837168b477b&key=60b7d52987bdf078bd>.

[W6] YUEQUAN, H., L. HUBER a M.M. JOVANOVIĆ. Single-Stage Flyback Power-Factor-Correction Front-End for HB LED Application. *IEEEExplore.org* [online]. ©2009 [cit. 2014-28-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org.dialog.cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5324874>

[W7] SABZALI, A.J., E.H. ISMAIL, M.A. AL-SAFFAR a A.A. FARDOUN. A New Bridgeless PFC Sepic and Cuk Rectifiers with Low Conduction and Switching Losses. *IEEEExplore.org* [online]. ©2009 [cit. 2014-28-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org.dialog.cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5385704>

[W8] ČUK, Slobodan. 98% Efficient Single-Stage AC/DC Converter Topologies. *Powermag.com* [online]. ©2011 [cit. 2014-28-03]. Dostupné z: http://www.powermag.com/pdf/feature_pdf/1310569074_Teslaco_Feature_Layout_1.pdf.

[W9] ŠTAUD, Stanislav. Switched resonant power supply. *Feec.vutbr.cz* [online]. ©2011 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://www.feec.vutbr.cz/EEICT/2011/sbornik/02-Magisterske%20projekty/04-Silnopruda%20elektrotechnika%20a%20elektroenergetika/07-xstaud02.pdf>.

[W10] SEBASTIÁN, J., P. VILLEGAS, F. NUNO a M. M. HERNANDO. Very efficient two input DC to DC switching post-regulators. *IEEEExplore.org* [online]. ©1996 [cit. 2014-17-02]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org.dialog.cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=548684>.

[W11] GARCÍA, O., J. A. COBOS, R. PRIETO, P. ALOU, J. UCEDA a S. OLLERO. A new family of single stage AC/DC power factor correction converters with fast output voltage regulation. *IEEEExplore.org* [online]. ©1996 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org.dialog.cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=616774>.

- [W12] SEBASTIÁN, J., P. VILLEGAS, M. M. HERNANDO a S. OLLERO. Improving dynamic response of power factor correctors by using series-switching post-regulator. *IEEEExplore.org* [online]. ©1998 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=647727>.
- [W13] GEGNER, J. P., C. HUNG a C. Q. LEE. High power factor AC to DC converter using a reactive shunt regulator. *IEEEExplore.org* [online]. ©1994 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <Http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=349710>.
- [W14] JIANG, Y., F. C. LEE, G. HUA a W. TANG. A novel single-phase power factor correction scheme. *IEEEExplore.org* [online]. ©1993 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=290618>.
- [W15] JIANG, Y. a F. C. LEE. Single stage single-phase parallel power factor correction scheme. *IEEEExplore.org* [online]. ©1994 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=373826>.
- [W16] MADIGAN, M., R. ERICKSON a E. ISMAIL. Integrated high quality rectifier regulators. *IEEEExplore.org* [online]. ©1999 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=778229>.
- [W17] QIAN, J. a F. C. LEE. A high efficient single stage single switch high power factor AC/DC converter with universal input. *IEEEExplore.org* [online]. ©1997 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=581465>.
- [W18] HUBER, L. a M. M. JOVANOVIĆ. Single-stage, single-switch, isolated power supply technique with input-current shaping and fast output-voltage regulation for universal input-voltage range applications,” *IEEEExplore.org* [online]. ©1997 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=581464>.
- [W19] HUBER, L., M. M. JOVANOVIĆ a J. YUNGTAEK. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers. *IEEEExplore.org* [online]. ©2008 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4483680>.

[W 20] ROHM MARKETING USA. Silicon Carbide Schottky Barrier Diodes. *Rohm.com* [online]. ©2011 [cit. 2014-18-04]. Dostupné z: http://www.rohm.com/documents/11308/12928/ROHM_SiC+Diodes_wp.pdf.

[W 21] RAHIMO, M.T. a S.R. JONES. C-class ultra fast recovery diodes for high speed switching applications. *Smartdata.usbid.com* [online]. ©2000 [cit. 2014-18-04]. Dostupné z: <http://smartdata.usbid.com/datasheets/usbid/2000/2000-q4/pcim2000.pdf>.

[W 22] SPULBER, O., M. M. DE SOUZA, E. M. SANKARA NARAYANAN a S. KRISHNAN. Analysis of a COOL-MOSFET. *IEEEExplore.org* [online]. ©1999 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/ielx5/6573/17548/00810446.pdf?tp=&arnumber=810446&isnumber=17548>.

[W 23] LANG, D. Application note AN-9056: Using Fairchild Semiconductor Dual COOL MOSFETs. *Fairchildsemi.com* [online]. ©2012 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9056.pdf>.

[W24] WANG, L. a Ch. GONG: Detailed design of high-frequency planar power transformer. *IEEEExplore.org* [online]. ©2011 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/ielx5/5959905/5975538/05975848.pdf?tp=&arnumber=5975848&isnumber=5975538>.

[W25] LEONAVICIUS, V., M. DUFFY, U. BOEKE a S.C.O MATHUNA. Comparison of realization techniques for PFC inductor operating in discontinuous conduction mode. *IEEEExplore.org* [online]. ©2004 [cit. 2014-26-05]. Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/ielx5/63/28467/01271338.pdf?tp=&arnumber=1271338&isnumber=28467>.