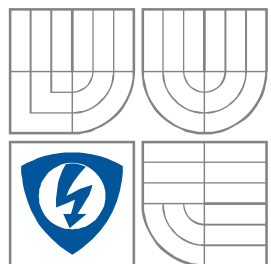


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PREREGULÁTORY PRO SPÍNANÉ ZDROJE

POWER FACTOR CONTROLLERS FOR SWITCH-MODE POWER SUPPLIES

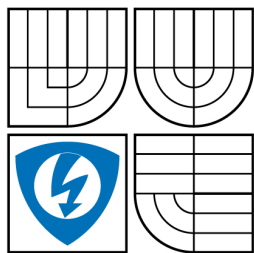
BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MATEJ GÁLUS

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. MILAN MURINA, CSc.



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Matej Gálus

ID: 74941

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Preregulátory pro spínané zdroje

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Studiem doporučené literatury, odborných časopisů, firemní dokumentace a www stránek se seznámte s principem a s různými zapojeními obvodů pro zvýšení účinnosti a snížení harmonického zkreslení spínaných zdrojů. Navrhněte obvodovou koncepci a základní zapojení dílčích obvodů preregulátoru spínaného zdroje.

Proved'te detailní návrh obvodů, vyberte vhodné aktivní součástky a vypracujte úplné podklady pro realizaci preregulátoru (schéma, výkresy plošných spojů a rozpisky součástek). Navržený preregulátor realizujte a ověřte jeho parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje I, II, III. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 2000.

[2] FAKTOR, Z. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje, Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[3] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. Napájení elektronických zařízení. Skriptum. Brno: VUT v Brně, 2001.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: doc. Ing. Milan Murina, CSc.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práve třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Cílem této práce je navrhnout aktivní korektor účinníku – předregulátor pro spínané zdroje. V úvodu práce jsou zhrnuty možné příčiny nízkého účinníku. Jsou popsány rozdíly mezi vlivem lineárních a nelineárních zátěží na napájecí síť. Jsou zhrnuty různé způsoby korekce účinníku zkreslení a účinníku základní harmonické. Pro konstrukci předregulátoru byl zvolen obvod zvyšujícího měniče s kvazirezonančním spínáním řízen obvodem UC3855 firmy Texas Instruments pro jeho nejvyšší dosažitelný celkový účinník oproti jiným typům zapojení a vyšší účinnost oproti klasickému zvyšujícímu měniči. Pomocí PSpice byly odsimulovány různé parametry obvodu. Bylo navrženo kompletní schéma zapojení předregulátoru pro výkon 1kW s celosvětovou kompatibilitou s napájecími sítěmi. Po realizaci vzorku zařízení bylo zjištěno, že účinnost nedosahuje požadovaných hodnot. Příčinou je zřejmě především absence saturační cívky a použití odporového tlumení parazitních zákrmitů kvazirezonančního obvodu. Změřené hodnoty účinníku jsou však velmi vysoké a odpovídají požadavkům stanoveným při návrhu.

Klíčová slova

Předregulátor, preregulátor, aktivní korektor, UC3855, korekce účinníku, zkreslení proudu, účinník základní harmonické, kvazirezonanční, zvyšující měnič

Abstract

The aim of this thesis is to design an active power factor correction (PFC) circuit for correcting a power factor of a switching power supplies. Various possible causes of bad AC mains power factor are discussed. Differences between linear and non-linear loads' behaviour to AC mains are recognized and discussed. Various passive and active solutions for correcting current displacement and harmonic distortion are reviewed. Boost converter with quasi-resonant switching controlled by Texas Instruments' UC3855 is chosen for highest total power factor for given power level against other topologies and its high efficiency and lower EMI against traditional boost converter. Various circuit parameters are simulated using PSpice. Complete circuit diagram for an 1kW output power level and worldwide mains voltage compatibility is designed. After the device prototype was constructed, efficiency measurements were made and measured values are less than expected. This was apparently caused mainly due to absence of saturable reactor and implementation of resistive damping of the quasiresonant circuit's parasitic resonance. Measured values of power factor are, however, very high and do meet the design expectations.

Keywords

PFC, UC3855, power factor correction, current distortion, displacement, quasi-resonant, boost converter

Bibliografická citace

GÁLUS, M. *Preregulátory pro spínané zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 72 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Milan Murina, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Prer regulátory pro spínané zdroje jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 4. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Doc. Ing. Milanovi Murinovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 4. června 2009

.....
podpis autora

Obsah

1. ÚVOD.....	6
2. VLIV ZÁTĚŽE NA NAPÁJECÍ SÍŤ	6
2.1 LINEÁRNÍ ZÁTĚŽ.....	6
2.2 NELINEÁRNÍ ZÁTĚŽ	7
2.3 CELKOVÝ ÚČINÍK OBECNÉ ZÁTĚŽE	10
3. PASIVNÍ KOREKCE ÚČINÍKU	11
3.1 PASIVNÍ KOREKCE ÚČINÍKU ZÁKLADNÍ HARMONICKÉ	11
3.2 PASIVNÍ KOREKCE ÚČINÍKU ZKRESLENÍ	12
4. AKTIVNÍ KOREKCE ÚČINÍKU	12
4.1 ÚVOD	12
4.2 ZÁKLADNÍ TYPY ZAPOJENÍ PŘEDREGULÁTORŮ	13
4.2.1 Snižující měnič (Buck)	13
4.2.2 Invertující měnič (Buck-Boost)	14
4.2.3 Zvyšující měnič (Boost)	14
4.2.4 Další typy zapojení předregulátorů	14
4.3 REŽIM ČINNOSTI PŘEDREGULÁTORU	15
4.3.1 Spojitý režim činnosti (Continuous Conduction Mode)	15
4.3.2 Nespojité režim činnosti (Discontinuous Conduction Mode)	15
4.3.3 Nespojité režim činnosti s proměnnou frekvencí (Critical Conduction Mode)	15
5. VOLBA VLASTNÍ OBVODOVÉ KONCEPCE	16
5.1 VLASTNOSTI DNES POUŽÍVANÝCH PŘEDREGULÁTORŮ	16
5.2 SITUACE NA TRHU ŘÍDÍCÍCH OBVODŮ	16
5.3 REZONANČNÍ MĚNIČE	17
5.4 ŘÍDÍCÍ OBVODY PŘEDREGULÁTORŮ VYUŽÍVAJÍCÍ REZONANČNÍCH PRINCIPŮ	17
5.5 PRINCIP FUNKCE KVAZIREZONANČNÍCH MĚNIČŮ SE SPÍNÁNÍM V NULE NAPĚTÍ (ZVS – ZERO VOLTAGE SWITCHING)	18
6. NÁVRH KONKRÉTNÍHO ZAPOJENÍ PŘEDREGULÁTORU	20
6.1 VÝKONOVÉ PRVKY	21
6.1.1 Akumulační cívka L	21
6.1.2 Výstupní kondenzátor C_{VYST}	22
6.1.3 Hlavní spínač Q_{MAIN} a dioda $D1$	23
6.1.4 Rezonanční kapacita C_r	25
6.1.5 Rezonanční cívka L_r	25
6.1.6 Pomocný spínač Q_{ZVT} , dioda $D3$ a dioda $D2$	27
6.1.7 Síťový usměrňovač	31
6.1.8 Vstupní filtr	32
6.1.9 Pojistka na vstupu předregulátoru	32
6.1.10 Napájení integrovaného obvodu UC3855	32
6.2 ŘÍDÍCÍ OBVODY	33
6.2.1 Dělič a filtr pro napětí U_{EF}	34
6.2.2 Rezistor R_{AC}	37
6.2.3 Oscilátor	37
6.2.4 Obvod detekce nulového napětí na Q_{MAIN}	37
6.2.5 Hodnota R_{VN} a omezení maximálního vstupního proudu	38
6.2.6 Proudový transformátor	39
6.2.7 Proudová regulační smyčka	41
6.2.8 Napěťová regulační smyčka	42
6.2.9 Přepětová ochrana	43
7. KONSTRUKCE VINUTÝCH PRVKŮ	44
7.1 Akumulační cívka L	44
7.2 Rezonanční cívka L_r	46
7.3 Proudový transformátor	47
8. ODHAD ZTRÁTOVÝCH VÝKONŮ A VOLBA CHLADIČŮ	47
9. NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ.....	49
9. OŽIVOVÁNÍ ZAŘÍZENÍ	49

10. VÝSLEDKY MĚŘENÍ	53
10.1 PARAMETRY PŘI ODPOROVÉ ZÁTĚŽI	53
10.1.1 Parametry v kvazirezonančním režimu činnosti	53
10.1.2 Parametry při nerezonančním (konvenčním) režimu činnosti	57
10.2 PARAMETRY PŘEDREGULÁTORU PŘI POUŽITÍ DC-DC MĚNIČE JAKO ZÁTĚŽE	59
11. ZÁVĚR.....	62
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	63
SEZNAM OBRÁZKŮ	64
SEZNAM TABULEK	65
PŘÍLOHA A – PŮVODNÍ SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEDREGULÁTORU.....	66
PŘÍLOHA B - OBRAZEC STRANY SPOJŮ.....	67
PŘÍLOHA C - OSAZOVACÍ PLÁN (STRANA SOUČÁSTEK)	68
PŘÍLOHA D - OSAZOVACÍ PLÁN (STRANA SPOJŮ)	69
PŘÍLOHA E - OSAZOVACÍ PLÁN VODIVÝCH PROPOJEK	70
PŘÍLOHA F – UPRAVENÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEDREGULÁTORU.....	71
PŘÍLOHA G – FOTOGRAFIE REALIZOVANÉHO ZAŘÍZENÍ.....	72

1. Úvod

S nárůstem počtu elektrospotřebičů v domácnostech a průmyslu se v posledním desetiletí stále více dostává do popředí otázka jejich vlivů na napájecí síť. Stále častější používání spínaných zdrojů ve všech oblastech spotřební elektrotechniky vyvolává potřebu se jejich účinky na napájecí síť aktivně zabývat. Jsou vyvíjeny a nasazovány různé způsoby minimalizace negativních vlivů spotřebičů na napájecí síť. V současnosti nejdokonalejší způsob, jak tyto účinky minimalizovat představuje doplnění spínaných zdrojů o *předregulátory – aktivní korektory účinníku*. Cílem této práce je navrhnout aktivní korektor účinníku pro spínaný zdroj. Požadován je co nejlepší celkový účinník, vysoká účinnost, nízká úroveň elektromagnetického rušení a dobrá praktická realizovatelnost s ohledem na dostupnost jednotlivých komponentů.

2. Vliv zátěže na napájecí síť

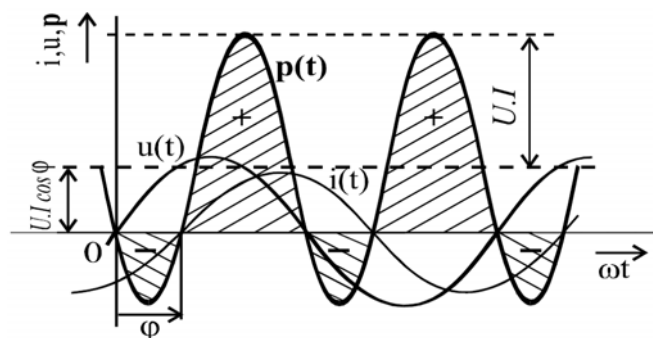
2.1 Lineární zátěž

Každý reálný lineární spotřebič připojený na střídavou rozvodnou síť způsobuje v této síti fázový posuv proudu I oproti napětí U . To znamená, že výkon odebíraný ze sítě není ryze činný - P , nýbrž je přítomen také výkon *jalový* - Q . Činný a jalový výkon spolu tvoří výkon *zdánlivý* - S :

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

Zdánlivý výkon lze také vypočítat jako součin napětí a proudu zátěže:

$$S = U \cdot I$$



Obr. 2.1 Časový průběh výkonu na lineární komplexní zátěži. Převzato z [6]

Přítomnost jalového výkonu v rozvodné síti znamená, že část okamžitého výkonu, který spotřebič ze sítě odebere, do ní opět vrátí, jak ilustruje obr. 2.1.

Tento výkon tedy není spotřebován a nekoná ve spotřebiči práci. Koná však práci v rozvodné síti, protože tato má vždy nenulový odpor - výkon putující sítí se na tomto odporu mění na teplo, což znamená ztráty. Proto je fázový posuv proudu oproti napětí resp. jalový výkon v síti nežádoucí. Z těchto důvodů byly zavedeny normy, které pro různé spotřebiče určují maximální přípustnou míru jalového výkonu. Prakticky se vliv jalového výkonu udává

pomocí poměru činného a zdánlivého výkonu. Pokud fázový posun proudu oproti napětí na lineární zátěži označíme φ , platí:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}$$

Hodnota $\cos \varphi$ se nazývá *účinník základní harmonické*¹. Může nabývat hodnoty od 0 (ryze reaktivní zátěž – pouze jalový výkon) do 1 (ryze rezistivní zátěž, pouze činný výkon). V průmyslu je většinou normami vyžadován účinník blízký jedné.

Hodnota účinníku základní harmonické však není velmi relevantní, pokud se jedná o nelineární zátěž. V těchto případech má větší vypovídající hodnotu o vlivu na napájecí síť hodnota *účinníku zkreslení* resp. *celkového účinníku* (viz dále).

2.2 Nelineární zátěž

Je-li zátěž nelineární, způsobuje, že proud, který odebírá, nemá harmonický průběh tj. obsahuje kromě základní harmonické také vyšší harmonické složky. To způsobuje, že v okolí vodičů sítě, kterými tento proud prochází, je indukováno elektromagnetické pole o časovém průběhu a spektru daném tímto proudem. Toto elektromagnetické pole se projevuje jako rušení, které může narušovat funkci zařízení citlivých na elektromagnetické pole, jako jsou televizní přijímače, radiopřijímače apod. Tyto přitom nemusí nutně být s touto rozvodnou sítí elektricky spojeny. Navíc neharmonický průběh proudu v kombinaci s nenulovým odporem rozvodné sítě vyvolává také zkreslení napětí. Případné další spotřebiče zapojené do rozvodné sítě s tímto zkresleným napětím mohou být vyššími harmonickými tohoto napětí rušeny, což může negativně ovlivnit jejich funkci.

Pro vyjádření vlivu nelineární zátěže je nezbytné znát spektrum proudu, které tato zátěž vyvolává resp. znát časový průběh a spektrum odvodit např. pomocí Fourierovy transformace. Z tohoto spektra je potřebné určit celkové harmonické zkreslení proudu THD_I podle vztahu

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1}$$

kde k vyjadřuje jednotlivé harmonické složky, I_1 je efektivní hodnota první (základní) harmonické, I_2 efektivní hodnota druhé harmonické atd. Tento vztah nezahrnuje vliv stejnosměrné složky - tato je pro střídavé napájecí síť nulová.

Účinník zkreslení Kd je podle [3] a [7] určen vztahem

$$Kd = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}}$$

Obdobně jako u lineární zátěže, účinník zde určuje poměr činného a zdánlivého výkonu. Pro nelineární zátěž je podle [13] činný výkon definován jako

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_K \cdot I_K \cdot \cos(\psi_{Uk} - \psi_{Ik}) = \sum_{k=0}^{\infty} U_K \cdot I_K \cdot \cos \varphi_K$$

a zdánlivý výkon jako

$$S = U \cdot I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_K^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_K^2}$$

kde K jsou jednotlivé harmonické složky. Pro nelineární zátěž, která má $\cos \varphi = 1$ se vztah pro činný výkon zjednoduší na

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_K \cdot I_K$$

Proto můžeme účinník zkreslení Kd také vypočítat jako

$$Kd = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} U_K \cdot I_K}{U \cdot I} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} U_K \cdot I_K}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_K^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_K^2}}$$

Protože impedance napájecí sítě se běžně pohybuje v oblasti nízkých desetín Ω , což je pro síť 230V/16A přibližně do 2% impedance zátěže, lze zkreslení napětí na odporu sítě zanedbat. V tom případě lze zanedbat druhou a všechny vyšší harmonické složky napětí tj. uvažovat sinusové vstupní napětí a lze psát:

$$\sum_{k=2}^{\infty} U_K = \sum_{k=2}^{\infty} U_K^2 = 0$$

a tedy

$$\sum_{k=0}^{\infty} U_K = \sqrt{U_0^2 + U_1^2}$$

Protože pro střídavé napájecí sítě je stejnosměrná složka nulová – $U_0 = 0$ a tedy

$$\sum_{k=0}^{\infty} U_K = \sqrt{0 + U_1^2} = U_1$$

a tedy síťové napětí U tvoří pouze jediná harmonická složka – U_1 :

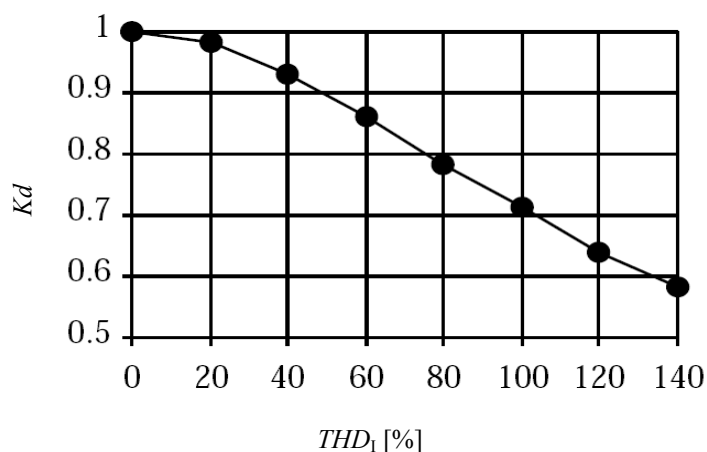
$$U_1 = U$$

Vztah pro činný výkon udává, že činný výkon tvoří suma součinů souhlasných harmonických složek napětí a proudu. Protože však je přítomna pouze jedna (první) harmonická složka napětí – $U_1 = U$ a činný výkon tvoří pouze jí odpovídající tj. první harmonická složka proudu – I_1 , vztah pro výpočet Kd se dále zjednoduší:

$$Kd = \frac{P}{S} = \frac{U \cdot I_1}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}} = \frac{U \cdot I_1}{U \cdot I} = \frac{I_1}{I}$$

Z uvedeného vyplývá, že při zanedbání harmonického zkreslení napětí lze k výpočtu účinku zkreslení použít jednoduchý vztah – poměr efektivní hodnoty základní harmonické I_1 k efektivní hodnotě celkového proudu I . Tato hodnota se ve výkonové elektronice nazývá *činitel obsahu základní harmonické*.

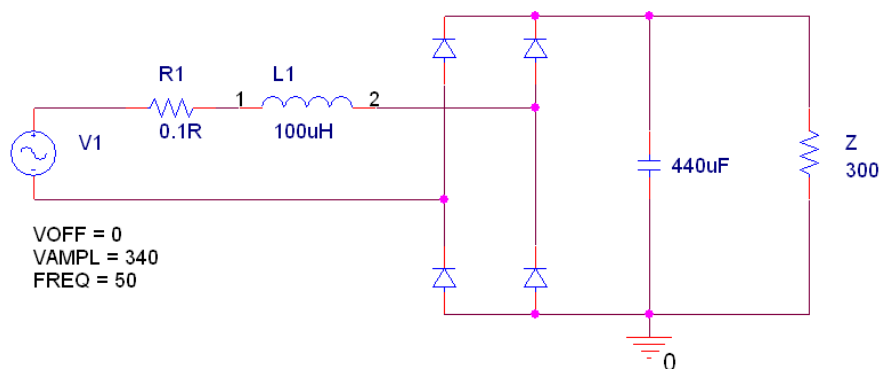
Může nabývat hodnot od 0 (nekonečně velké zkreslení proudu) do 1 (žádné zkreslení proudu). Je zřejmé, že tento výpočet platí pouze pro harmonické napájecí napětí tj. nezohledňuje případné zkreslení napájecího napětí. Nicméně, protože většinou je odpor napájecí sítě v řádu nízkých setin Ω a tudíž vyvolané zkreslení napětí je oproti zkreslení proudu malé, můžeme ho při tomto výpočtu zanedbat [5]. Takto vypočtena hodnota účinku zkreslení také nevypovídá o případném fázovém posuvu zkresleného proudu oproti napětí, přesněji - o fázovém posuvu základní harmonické proudu. Grafické vyjádření hodnoty účinku zkreslení v závislosti na celkovém harmonickém zkreslení je na obr. 2.2.



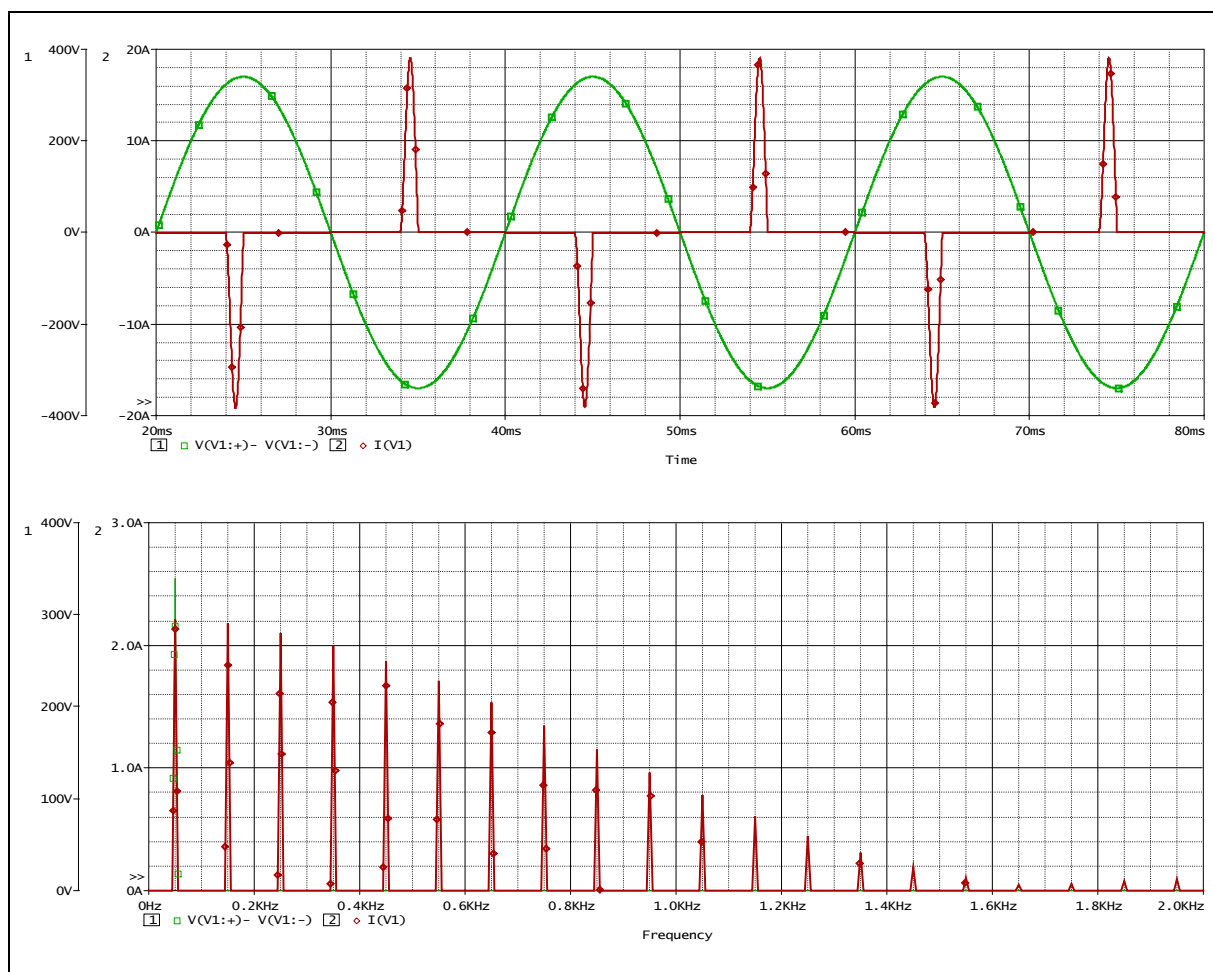
Obr. 2.2 Závislost účinku zkreslení na harmonickém zkreslení proudu. Převzato z [7]

Jako typický příklad spotřebiče zkreslujícího proud lze použít časovou a spektrální simulaci napětí a proudu (obr. 2.4) vyvolaného obvodem ekvivalentním s běžným napájecím zdrojem pro PC (obr. 2.3). V tomto zapojení totiž proud ze sítě teče pouze v čase, kdy je okamžitá hodnota síťového napětí vyšší než napětí na kondenzátoru. Prvky R1 a L1 reprezentují impedanci a indukčnost napájecí sítě.

1 Při uvažování ryze lineárních zátěží, které nezkrslují časový průběh proudu se při vyjadřování vlivu na rozvodní síť užívá pojmu *účinník* (nikoli *účinník základní harmonické*). Jelikož ale tato práce pojednává také o nelineárních zátěžích, které zkreslují průběh proudu a u nichž se také používá termínu *účinník*, ale definuje se jinak, je nezbytné tyto dva případy rozlišit. V zahraniční literatuře [4] [5] [7] je pro lineární zátěže (zátěže způsobující fázový posuv proudu oproti napětí) užíván pojem *Displacement power factor* a v české literatuře *účinník základní harmonické*, zatímco pro nelineární zátěže (zátěže zkreslující průběh proudu) se používá pojmu *Distortion power factor*, což lze přeložit jako *účinník zkreslení*. Z uvedených důvodů budou v této práci použity tyto termíny.



Obr. 2.3 Ekvivalentní schéma pro simulaci zkreslení proudu napájecího zdroje pro PC podle [5]



Obr. 2.4 Průběh napětí a proudu a jejich spektra pro zapojení na obr. 2.3

2.3 Celkový účinník obecné zátěže

Výše bylo popsáno, jak se definuje účinník základní harmonické pro lineární komplexní zátěž a také účinník zkreslení pro nelineární zátěž. V praxi však často potřebujeme vyjádřit vlastnosti obecné zátěže tj. takové, která má nelineární charakter a také zavádí fázový posuv první harmonické. Vliv této zátěže se udává pomocí *celkového (opravdového) účinníku* λ , který je podle [13] je definován:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} U_K \cdot I_K \cdot \cos \varphi_K}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_K^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_K^2}}$$

Jak bylo odvozeno v kap. 2.2, při zanedbání harmonického zkreslení vstupního napětí lze psát

$$\sum_{k=0}^{\infty} U_K = \sqrt{0 + U_1^2} = U_1$$

Vztah pro výpočet λ se zjednoduší na:

$$\lambda = \cos \varphi_1 \cdot Kd = \cos \varphi_1 \cdot \frac{I_1}{I}$$

<i>Spotřebič</i>	<i>cosφ</i>	<i>THD₁</i>	<i>Kd</i>	<i>λ</i>
Stropní ventilátor	0,999	1,8	1,000	0,999
Lednice	0,875	13,4	0,991	0,867
Mikrovlnná trouba	0,998	18,2	0,984	0,982
Vysavač	0,951	26,0	0,968	0,921
Stropní zářivkové svítidlo *	0,956	39,5	0,930	0,889
Televizní přijímač *	0,988	121,0	0,637	0,629
Stolní počítač s tiskárnou *	0,999	140,0	0,581	0,580
* 1. harmonická proudu předbíhá napětí				

Tab. 1 Příklady běžných domácích spotřebičů a jejich vliv na napájecí síť dle [7]

3. Pasivní korekce účinníku

3.1 Pasivní korekce účinníku základní harmonické

Fázový posuv proudu na lineární komplexní zátěži lze kompenzovat tak, že k této zátěži paralelně připojíme zátěž, která má opačný komplexní charakter: Je-li původní zátěž indukčního charakteru – např. motor, můžeme ji vykompenzovat kapacitou – kondenzátory, které mají stejně velkou reaktanci, ale s opačným znaménkem. Opačné reaktance prvků takto vzniklé zátěže se navzájem vyruší a takto složená zátěž se jeví vůči rozvodné síti jako ryze rezistivní. Tento způsob kompenzace se nazývá *pasivní korekce účinníku posunutí*. V praxi se

např. pro kompenzaci účinníku elektromotorů používají soustavy paralelně připojených kondenzátorů, které jsou automatikou spínány tak, aby byl dosažen účinník základní harmonické co nejbližší jedné. Takto lze dosáhnout účinník základní harmonické lepší než 0,9.

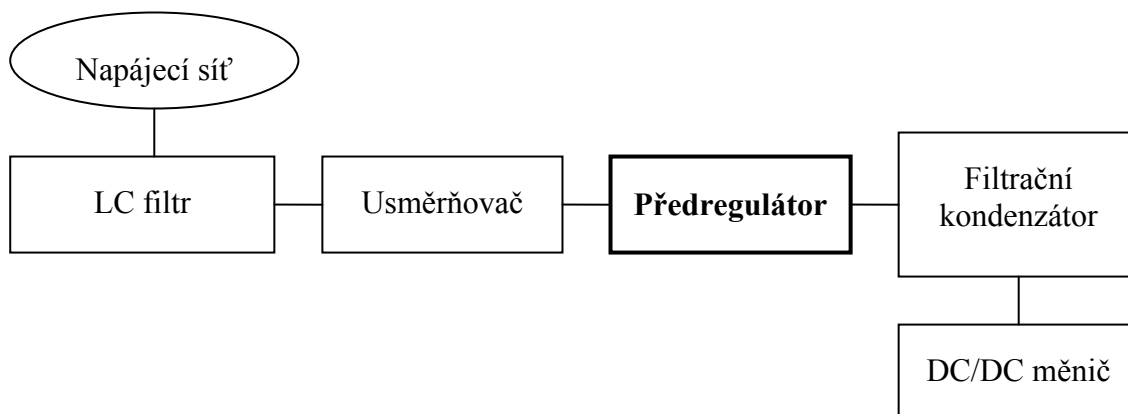
3.2 Pasivní korekce účinníku zkreslení

Jak už bylo zmíněno, u nelineární zátěže je odebíraný proud neharmonického průběhu. Obsahuje tedy kromě jmenovité frekvence síťového napětí také další, vyšší harmonické. Poměrně jednoduchá metoda korekce účinníku zkreslení je tedy tyto vyšší harmonické proudy filtrovat pasivním LC filtrem. Tohle je velmi často používaná metoda v nejrůznějších spínaných zdrojích. Pokud bychom však chtěli odfiltrovat všechny harmonické nad 50/60 Hz, potřebovali bychom kondenzátory a zejména cívky poměrně velkých hodnot a rozměrů. Z těchto důvodů se tyto filtry zpravidla neladí na frekvence blízké síťovému kmitočtu, nýbrž na frekvence řádově desítek kHz a filtrují tak pouze frekvence vyvolané spínáním zdroje v oblasti desítek kHz a výše. Tyto filtry tedy prakticky nefiltrují harmonické v oblasti stovek Hz až jednotek kHz vyvolané např. vstupním usměřňovačem s filtračním kondenzátorem (viz obr. 2.3).

4. Aktivní korekce účinníku

4.1 Úvod

Vzhledem k nedokonalostem výše popsaných pasivních metod korekce účinníku, zejména korekce účinníku zkreslení a potřeba neúnosně velkých pasivních prvků pro dokonalou korekci byly hledány nové metody, jak zabránit průniku vyšších harmonických do napájecí sítě. Byly vyvinuty *aktivní korektory účinníku*. Aktivní korekce účinníku je založena na tom, že mezi usměřňovač a filtrační kondenzátor vložíme další spínaný zdroj – měnič. Tento měnič se nazývá *předregulátor* a pracuje tak, aby proud jím odebíraný ze sítě kopíroval co nejlépe průběh síťového napětí tj. aby se jevil jako rezistivní zátěž, a to nezávisle na zátěži připojené na jeho výstup. Tam je pak připojen vstup zdroje, kterého účinník zkreslení resp. posunutí je třeba korigovat.

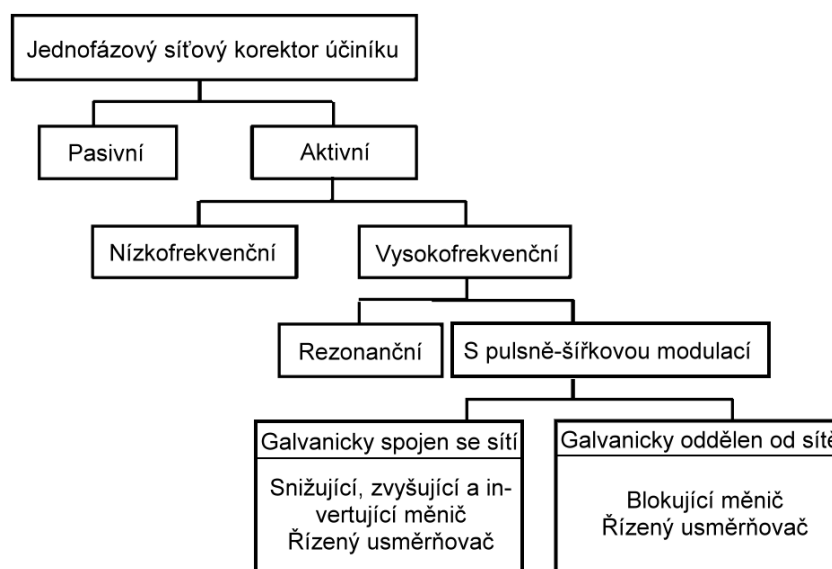


Obr. 4.1 Obecné schéma uspořádání spínaného zdroje s předregulátorem

Jak je vidět z obr. 4.1, spínaný zdroj je řazen až za filtrační kondenzátor. Tento tedy slouží jako zdroj stejnosměrného napětí pro spínaný zdroj, podobně jako kdyby předregulátor v zapojení vůbec nebyl a kondenzátory by byly zařazeny přímo za usměrňovačem.

Je vidět, že předregulátor má na vstupu přímo výstup síťového usměrňovače. Tento bývá nejčastěji dvoucestného můstkového (Graetzova) typu. Na jeho výstupu je tedy pulsní stejnosměrné napětí s frekvencí dvojnásobnou oproti jmenovité frekvenci síťového napětí. Předregulátor tedy, pokud se má jevit jako rezistivní zátěž, musí v každém okamžiku odebírat proud úměrný okamžité hodnotě napětí. K tomu lze použít například pulsně šířkovou modulaci, což detailněji popsáno při návrhu konkrétního zapojení.

4.2 Základní typy zapojení předregulátorů



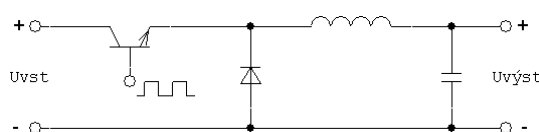
Obr. 4.2 Rozdělení typů korektorů účinníku podle [21]

Vzhledem k požadavkům uvedeným výše a s ohledem na požadavek co největší jednoduchosti, přicházejí v úvahu tyto základní typy zapojení měničů pro funkci předregulátorů:

- Snižující měnič (Buck)
- Invertující měnič (Buck-Boost)
- Zvyšující měnič (Boost)

Tyto tři typy měničů budou rozebrány podrobně v následujících kapitolách.

4.2.1 Snižující měnič (Buck)

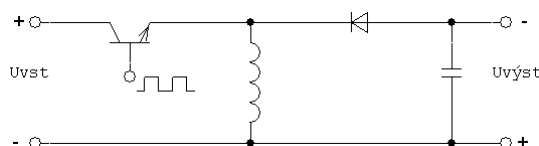


Obr. 4.3 Obecné schéma zapojení snižujícího měniče

Výstupní napětí snižujícího měniče se reguluje střídou obdélníkového průběhu na bázi resp.

hradle spínacího tranzistoru a je vždy menší, než okamžitá hodnota vstupního napětí. V případě napájení tohoto měniče pulsním stejnosměrným napětím, které v čase nabývá hodnot od 0 do maximální hodnoty síťového napětí, by tento měnič musel mít výstupní napětí nižší než 0V, čili záporné napětí. To však tento měnič nedokáže. Pokud by se přesto použil jako předregulátor, mohl by sice korigovat ty úseky vstupního napětí, kde okamžitá hodnota napětí je nad hodnotou výstupního napětí, nicméně zbylé úseky by aktivně nekorigoval. Z tohoto důvodu se snižující měniče v zapojení předregulátorů prakticky nepoužívají.

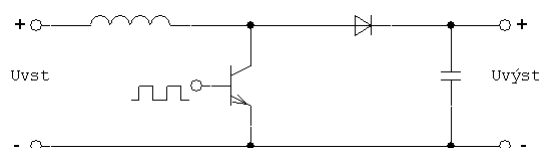
4.2.2 Invertující měnič (Buck-Boost)



Obr. 4.4 Obecné schéma zapojení invertujícího měniče

Typický invertující měnič podle obr. 4.4 může mít v ideálním případě na vstupu libovolné kladné napětí a toto konvertuje na libovolné záporné napětí. Proto ho principiálně lze použít také v zapojení korektoru účinníku – za předpokladu, že nevedí inverze polaroty. Ovšem – jak je zřejmé ze schématu – tranzistor v tomto zapojení musí být dimenzován tak, aby vydržel součet absolutních hodnot vstupního a výstupního napětí – tedy větší, než měnič snižující. Tranzistor navíc nemá žádnou elektrodu uzemněnou, což komplikuje jeho řízení. Zapojení invertujících měničů ve funkci předregulátoru se používají málo a pouze pro menší výkony – řádově do 150W [8].

4.2.3 Zvyšující měnič (Boost)



Obr. 4.5 Obecné schéma zapojení zvyšujícího měniče

Zvyšující měnič má na výstupu napětí, které je v každém okamžiku větší než okamžité napětí na vstupu. Za předpokladu, že výstupní napětí se nastaví nad maximální hodnotu, kterou může dosahovat vstupní napětí, může předregulátor aktivně korigovat celý průběh vstupního napětí. Zároveň – stejně jako u měniče snižujícího – je zde spínací prvek namáhán pouze vstupním napětím, nikoli součtem vstupního a výstupního, jak je tomu u invertujícího měniče. Zejména první z těchto vlastností předurčuje toto zapojení k výhodnému použití v zapojení předregulátoru. Naprostá většina v současnosti vyráběných předregulátorů je právě tohoto typu.

4.2.4 Další typy zapojení předregulátorů

Uvedené tři typy zapojení předregulátorů jsou nejčastěji používanými. Existují také další typy, např. „Follower Boost“, kterého výstupní napětí sleduje průběh vstupního napětí [10]. Výhodou tohoto zapojení oproti běžnému zvyšujícímu měničů je, že velikost cívky může být výrazně menší.

Poměrně často používaným ve funkci korektoru účinníku je také jednoduchý blokující měnič. Výhodou je galvanické oddělení výstupního napětí od sítě a také fakt, že pro funkci zdroje není potřeba za takový korektor zařadit další měnič, jak tomu často je např. u zvyšujícího měniče. Používá se ale pouze pro výkony řádově do 100W.

Osobitním typem zapojení je nízkofrekvenční předregulátor. Jedná se o zvyšující měnič podle obr. 4.5, jehož spínací kmitočet však je pouhý dvounásobek síťového kmitočtu a jeho cívka je mnohem větší než u vysokofrekvenčního zvyšujícího měniče, avšak menší než by byla pro pasivní korektor pro stejný výkon. Toto zapojení dokáže zabezpečit účinník 0,95 [21]. Výhodou oproti vysokofrekvenčnímu měniči je mnohem menší rušení a větší jednoduchost a spolehlivost.

Použití řízeného usměrňovače pro korekci účinníku je způsobem používaným zejména u trojfázových spotřebičů velkých příkonů. Vhodným spínáním jednotlivých prvků usměrňovače lze v součinnosti s vhodným pasivním filtrem na vstupu dosáhnout příznivého průběhu vstupního proudu.

4.3 Režim činnosti předregulátoru

Výše uvedené tři základní obvodové koncepce předregulátorů lze dále rozdělit podle režimu činnosti.

4.3.1 Spojitý režim činnosti (Continuous Conduction Mode)

Spojitý režim znamená, že proud tekoucí indukčností nikdy neklesá na nulu. Cívkou v rámci jednoho spínacího cyklu pořád protéká proud a vlivem spínání pouze kolísá v určitých mezích.

Nevýhoda tohoto režimu je, že spínací prvek spíná a také vypíná v čase, kdy je na něm napětí, což má za následek spínací ztráty a rušení - tyto mají v čase spínání i vypínání podobný charakter.

4.3.2 Nespojitý režim činnosti (Discontinuous Conduction Mode)

Oproti spojitému režimu, u nespojitého režimu proud cívkou na nulu klesá a spínací prvek je sepnut pouze tehdy, když byla všechna energie z cívky odevzdána do zátěže. V nespojitém režimu tedy cívka nemusí mít velkou indukčnost a může být rozměrově velmi malá [9]. Výhoda nespojitého režimu je, že na spínacím prvku je v okamžiku sepnutí nulové napětí – sepnutí je bezztrátové a není generováno žádné rušení. Další výhodou je, že každý cyklus měniče začíná z nulového proudu cívkou a tedy je nezávislý na předchozích cyklech. Z toho plyne jednodušší návrh zpětnovazební smyčky a lepší dynamické vlastnosti. Nicméně nevýhodou je přibližně dvojnásobný špičkový proud oproti měniči pracujícímu ve spojitém režimu, což produkuje vyšší rušení a vypínací ztráty, což vyvolává větší nároky na vstupní filtr než u spojitého režimu.

4.3.3 Nespojitý režim činnosti s proměnnou frekvencí (Critical Conduction Mode)

Jedná se o měnič v nespojitém režimu činnosti, který se od klasických měničů v nespojitém režimu liší proměnnou pracovní frekvencí. Tato je proměnná v závislosti na napájecí síti a

zátěži. Hlavní výhodou tohoto typu měniče je, že proudová regulační smyčka je inherentně stabilní [10]. Navíc jde o poměrně jednoduchý a levný způsob činnosti předregulátorů, díky čemuž se dosti používá u osvětlení a jiných aplikacích v menších výkonových hladinách [10]. Stejně však jako u klasických předregulátorů v nespojitém režimu, je zde vyšší rušení oproti spojitému režimu. Navíc, vzhledem k proměnné frekvenci je návrh vstupního filtru ještě složitější než u měniče v nespojitém režimu s pevnou spínací frekvencí

5. Volba vlastní obvodové koncepce

Cílem této práce je návrh a realizace předregulátoru. Vzhledem k tomu je potřeba zvolit takovou koncepci zapojení, která je prakticky realizovatelná s ohledem na všechny faktory, které to ovlivňují. Zejména zde hraje roli historický vývoj a současná dostupnost potřebných komponentů.

5.1 Vlastnosti dnes používaných předregulátorů

Naprostá většina dnes používaných předregulátorů se dá popsat následujícími body, které částečně plynou z výše uvedených rozborů:

- Celý obvod předregulátoru je řízen **jediným integrovaným obvodem**
- Předregulátor je typu **zvyšujícího měniče**
- Pro výkony **do asi 100W** se používá **nespojité režim**, pro výkony **nad 200W** pak **spojitý režim**
- V pozici spínacího prvku je použit **tranzistor N-MOSFET** příp. IGBT
- Vzhledem k jednoduchosti implementace širokého rozsahu napájecího napětí plynoucí z koncepce zvyšujícího měniče je většina předregulátorů schopna **práce v širokém rozsahu vstupních napětí**, a to zcela automaticky - bez nutnosti jakéhokoli nastavování obsluhou.

5.2 Situace na trhu řídicích obvodů

Jak již bylo zmíněno, většina předregulátorů dnes pracuje dle koncepce zvyšujícího měniče. Tomu také odpovídá nabídka výrobců řídicích integrovaných obvodů.

V České republice je maloobchodně snadno dostupný prakticky pouze jeden řídicí integrovaný obvod pro předregulátory - **UC3854** firmy Texas Instruments (Unitrode). Figuruje v katalozích největších českých dodavatelů elektrosoučástek – GM Electronic a GES Electronics. Jedná se o řídicí obvod předregulátoru typu zvyšujícího měniče pracujícího ve spojitém režimu. Dle výrobce zabezpečí celkový účinník 0,99 a zkreslení proudu do 5%. Obsahuje PWM modulátor pracující na konstantní frekvenci nastavitelné prakticky do 200kHz. Obsahuje také budič spínacího tranzistoru se špičkovým výstupním proudem 1A, což zabezpečuje rychlé spínání a omezuje ztráty. S tímto řídicím obvodem lze prakticky konstruovat předregulátory o výstupních výkonech až řádově jednotek kW.

Na trhu však existuje značné množství jiných řídicích obvodů také od jiných výrobců. Firma **ON Semiconductor** nabízí poměrně širokou škálu řídicích obvodů: V nespojitém režimu s proměnnou frekvencí pracuje např. **MC33260**, **MC33262**, v spojitém režimu podobně jako

UC3854 pracuje např. **NCP1650**, **NCP1653** nebo také kombinace předregulátoru a DC/DC snižujícího měniče **NCP1652**. Firma **Fairchild Semiconductor** nabízí ve spjitém režimu např. **FAN4810**, dále pak podobně jako firma On Semiconductor několik variant předregulátorů kombinovaných s DC/DC snižujícím měničem, např. **FAN4803** nebo **ML4800**.

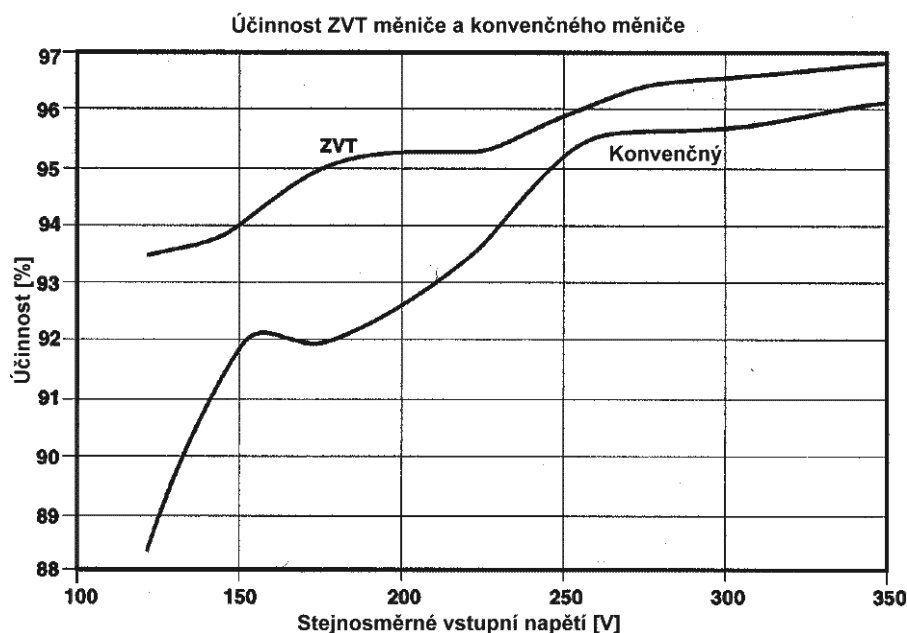
5.3 Rezonanční měniče

Poměrně novým směrem vývoje v oblasti koncepcí předregulátorů je implementace rezonančních principů funkce. Tyto principy se již delší dobu využívají v DC/DC měničích - zejména tam, kde je požadována vysoká účinnost. Jejich principem funkce je, že ke spínacímu prvku, který nutně disponuje parazitní kapacitou je přidána indukčnost, což vytvoří rezonanční obvod. Aktivní prvek je pak spínán v době, kdy na něm není napětí resp. kdy jím neteče proud. V obou těchto případech jsou spínací ztráty prakticky nulové, což zvyšuje účinnost celého měniče. Z této koncepce dále vyplývá, že průběhy napětí a proudů jsou dány rezonančním obvodem a jsou tedy sinusové, nikoli – jak je tomu u nerezonančních měničů – pravoúhlé, což významně snižuje rušení a namáhání polovodičových prvků přechodnými ději při spínání. Zanedbatelné spínací ztráty naznačují, že pracovní frekvence může být vyšší, než u měničů nerezonančních při zachování vysoké účinnosti. Možnost vyšší pracovní frekvence přináší menší rozměry filtračních prvků a menší cenu.

Z uvedených výhod rezonančních měničů vyplývá, že se jedná o technologii, která se jeví výhodnou také pro použití v konstrukci předregulátorů.

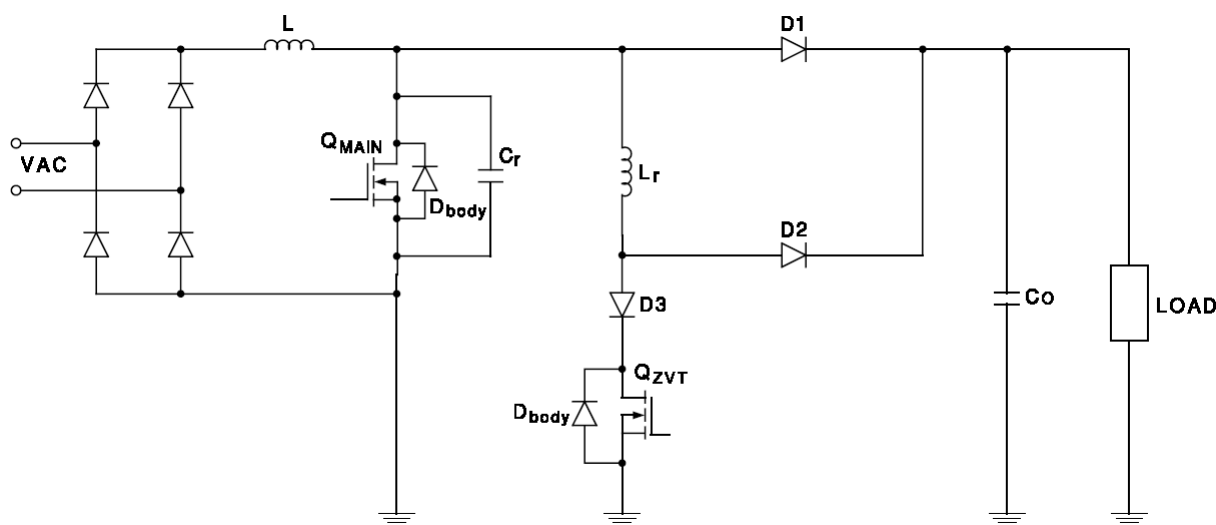
5.4 Řídící obvody předregulátorů využívající rezonančních principů

Nabídka řídicích obvodů pro předregulátory pracující v rezonančním režimu však není zatím velmi rozsáhlá. Existují však již dva integrované obvody, které rezonančních principů v předregulátorech využívají. Jsou to obvody **FAN4822** firmy Fairchild Semiconductor a **UC3855** firmy Texas Instruments. Tyto dva obvody jsou si velmi podobné a jde v podstatě o modifikované zvyšující měniče, u kterých je přidán pomocný rezonanční obvod tak, aby spínací prvek spínal v době, kdy je na něm nulové napětí. Tato obvodová koncepce však má řadu dalších vlastností, díky kterým dosahuje vysoké účinnosti. Srovnání tohoto typu měniče a konvenčního zvyšujícího měniče je na obr. 5.1. Hodnoty v grafu byly získány měřením účinnosti 500W předregulátoru s obvodem UC3855. Hodnoty pro konvenční měnič byly získány jednoduše tak, že z obvodu s UC3855 byly odstraněny komponenty zajišťující spínání v nule napětí. Je vidět, že měnič se spínáním v nule napětí má větší účinnost v celém rozsahu vstupních napětí. Při nízkém vstupním napětí je rozdíl v účinnosti větší, přičemž při vyšších napětí je rozdíl menší. To lze odůvodnit tím, že při klesání vstupního napětí se v konvenčním měniči spínací ztráty zvětšují rychleji, než u obvodu se spínáním v nule napětí, přičemž vodivostní ztráty jsou u obou měničů obdobné a se vzrůstajícím vstupním napětím klesají (protože se zmenšuje proud v obvodu a také střída spínání)



Obr. 5.1 Srovnání účinnosti předregulátoru se spínáním v nule napětí a konvenčního předregulátoru, převzato z [11]

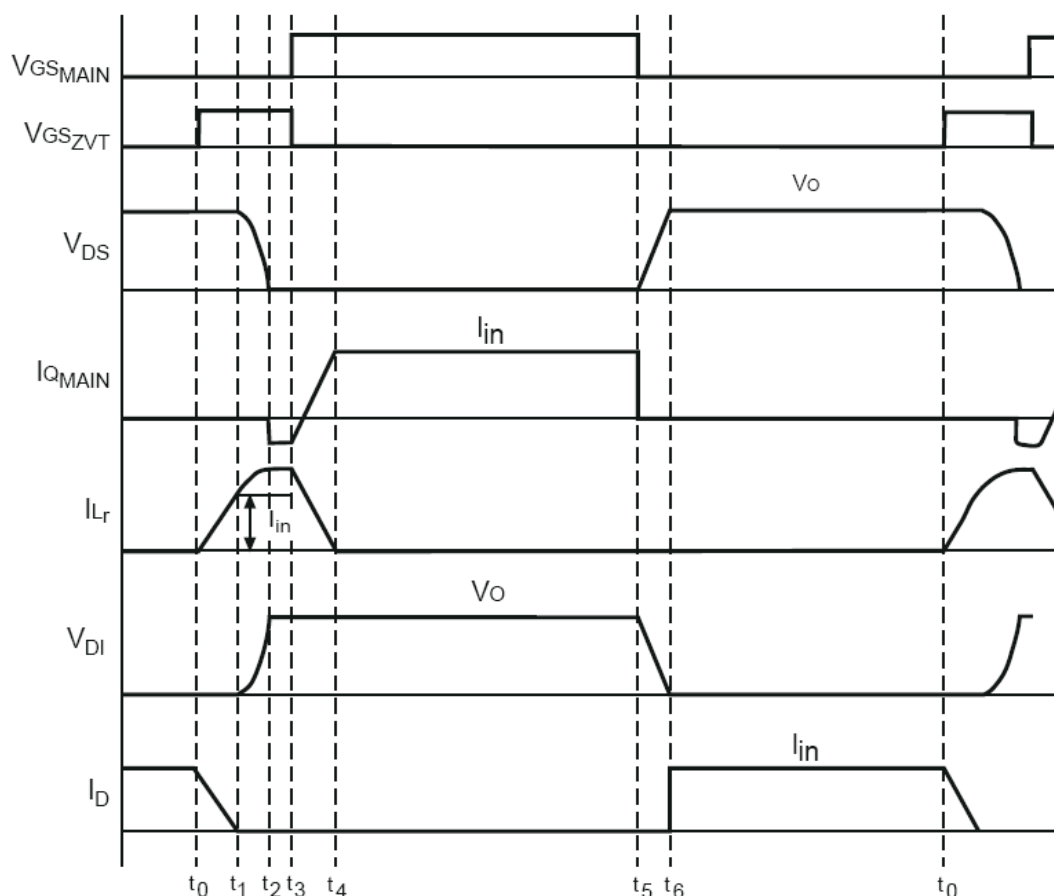
5.5 Princip funkce kvazirezonančních měničů se spínáním v nule napětí (ZVS – Zero Voltage Switching)



Obr. 5.2 Ideové schéma zapojení předregulátoru se spínáním v nule napětí (řízen obvodem FAN4822 anebo UC3855), převzato z [11]

Jak je vidět, oproti klasickému zvyšujícímu měniči ve funkci předregulátoru, který tvoří vstupní můstkový usměrňovač, akumulací cívka L , tranzistor Q_{MAIN} , dioda $D1$, výstupní kondenzátor C_0 a zátěž LOAD jsou zde další prvky, které zajišťují nulové napětí na tranzistoru Q_{MAIN} . Jsou to rezonanční cívka L_r , pomocný tranzistor Q_{ZVT} a diody $D2$ a $D3$. Kondenzátor C_r je kombinací výstupní kapacity C_{OSS} spínacího tranzistoru a přídavného kondenzátoru C_{DS} . V některých případech postačuje kapacita C_{OSS} a C_{DS} nemusí být přítomen.

Funkce celého měniče je popsána časovými diagramy průběhu proudů a napětí na klíkových prvcích:



Obr. 5.3 Časové průběhy hlavních veličin předregulátoru se spínáním v nule napětí (řízen obvodem FAN4822 anebo UC3855). Převzato z [11]

Popis dějů v jednotlivých časových intervalech:

- $t_0 - t_1$

Do okamžiku t_0 je hlavní spínač Q_{MAIN} vypnut a diodou $D1$ teče proud do zátěže. V okamžiku t_0 sepne pomocný spínač Q_{ZVT} . To způsobí, že proud cívky L_r začne lineárně narůstat na hodnotu I_{IN} a proud diodou $D1$ začne klesat. Když proud diodou dosáhne nulové hodnoty, dioda vypne (tzv. měkké vypínání diody $D1$). Ve skutečném obvodu však je přítomen určitý čas, který dioda potřebuje na odstranění náboje v přechodu. Napětí na cívce L_r je V_O a tedy čas potřebný na dosažení proudu I_{IN} je:

$$t_{01} = \frac{I_{IN}}{\frac{V_O}{L_R}}$$

- $t_1 - t_2$

V čase t_1 proud cívky dosáhl I_{IN} a cívka L_r začíná rezonovat s kapacitou C_r . Tento rezonanční cyklus vybíjí C_r až napětí na něm dosáhne nuly. Časová změna dV/dt na hlavním spínači je závislá na velikosti C_r . Jak se C_r vybíjí, proud cívky L_r dále roste.

Čas potřebný na dosažení nulového napětí na spínači Q_{MAIN} je čtvrtina rezonanční periody:

$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_R C_R}$$

Na konci této periody dioda D_{BODY} v pouzdře Q_{MAIN} sepne.

- $t_2 - t_3$

Na začátku tohoto intervalu dosáhlo napětí na spínači Q_{MAIN} nuly a jeho dioda sepnula. Proud touto diodou je dále udržován cívkou L_r , na které je současně nulové napětí. Nulové napětí je také na spínači Q_{MAIN} a tento tedy může bezeztrátově sepnout.

- $t_3 - t_4$

V čase t_3 , řídicí obvod zjistí, že napětí na spínači Q_{MAIN} dosáhlo nuly a sepne spínač Q_{MAIN} a zároveň vypne spínač Q_{ZVT} . Vlivem vypnutí Q_{ZVT} se energie v cívce L_r začíná lineárně vybíjet přes diodu D2 do zátěže.

- $t_4 - t_5$

V čase t_4 proud diodou D2 klesne na nulu. Počínaje tímto okamžikem, obvod pracuje jako klasický zvyšující měnič. V skutečném obvodu však cívka L_r rezonuje s kapacitou C_r , čímž se uzel s anodou diody D2 dostává pod nulové napětí (protože opačný pól cívky L_r je připnut na nulové napětí přes diodu v těle Q_{MAIN}). Tento jev bude dále podrobně popsán v návrhu.

- $t_5 - t_6$

Tato část je také stejná jako u klasického zvyšujícího měniče. Spínač Q_{MAIN} vypne a jeho výstupní kapacita se nabije na V_O . Dioda D1 začne dodávat proud do zátěže. Protože výstupní kapacita zpočátku udržuje nulové napětí na spínači, vypínací ztráty jsou značně sníženy.

Z výše uvedeného popisu je vidět, že funkce tohoto měniče se od klasického zvyšujícího měniče liší pouze v přechodech, kdy spínač Q_{MAIN} zapíná. Hlavní výkonové prvky nejsou vystaveny žádnému vyššímu proudovému či napěťovému zatížení a spínač Q_{MAIN} a dioda jsou spínány měkce (soft-switching). Protože spínací ztráty jsou značně omezeny, lze bez kompromisů zvýšit spínací frekvenci. Dioda též pracuje s mnohem nižšími ztrátami, což snižuje její teplotu a tedy zvyšuje spolehlivost. Měkké spínání také snižuje rušení, které je primárně způsobeno tvrdým vypínáním hlavní diody (D1).

6. Návrh konkrétního zapojení předregulátoru

Pro návrh byly stanoveny tyto výchozí parametry:

- Vstupní střídavé napětí U_{VST} : **85 až 255 V**
- Stejnoseměrné výstupní napětí U_{VYST} : **385 V**
- Maximální výstupní výkon P_{VYST} : **1 kW**
- Pracovní (spínací) frekvence f_{SP} : **250 kHz**

- Účinnost $\eta : > 90\%$ (v celém rozsahu U_{VST})

Vzhledem k výše uvedeným požadavkům, zejména vysoké účinnosti v celém rozsahu napájecího napětí, bude výhodné použít obvodovou koncepci předregulátoru pracujícího s využitím rezonančních principů. Protože pro předregulátory v kvazirezonančním režimu existují v současnosti pouze dva řídicí obvody – FAN4822 a UC3855, byl pro tuto konstrukci vybrán obvod **UC3855** pro jeho lepší dostupnost.

Návrh je prováděn podle [11].

6.1 Výkonové prvky

Návrh hlavních výkonových prvků se zásadně neliší od návrhu prvků jakéhokoli zvyšujícího měniče. Výpočty se provádí pro nejvyšší a nejnižší vstupní napájecí napětí a maximální výstupní výkon. Podle toho se dimenzují jednotlivé prvky.

6.1.1 Akumulační cívka L

Návrh akumulací cívky u kvazirezonančního předregulátoru je stejný jako u klasického obecného zvyšujícího měniče. Potřebná indukčnost cívky je dána velikostí střídavé složky způsobené spínáním a vypínáním hlavního spínače – čím menší je její velikost, tím větší musí být indukčnost a tím menší je úroveň zvlnění proudu a tedy i rušení, které putuje do napájecí sítě – menší nároky na vstupní filtraci. Se zmenšujícím se zvlněním proudu se zmenšuje i rušení způsobené předregulátorem.

Nejdříve bude vypočítán maximální efektivní proud cívkou I_L složky síťového kmitočtu (50 / 60 Hz). Pro výpočet bude použita předpokládána účinnost 95%.

$$I_L = \frac{\frac{P_{VST}}{\eta}}{U_{VST(MIN)}} = \frac{\frac{1000}{0,95}}{85} = \underline{\underline{12,38 A}}.$$

Tato hodnota bude později použita pro dimenzování vinutí a jádra cívky.

Nejvyšší – špičková hodnota vstupního proudu I_{SP} nastává při minimálním napájecím napětí a maximálním výkonu:

$$I_{SP} = \sqrt{2} \cdot I_L = \sqrt{2} \cdot 12,38 = \underline{\underline{17,51 A}} \text{ (50 / 60 Hz složka)}.$$

V [11] je uvedeno, že dobrým kompromisem mezi velikostí indukčnosti a zvlněním je stanovit 20% zvlnění ze střední hodnoty proudu (pro vyšší síťová napětí a menší výkony bude zvlnění menší):

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{SP} = 0,2 \cdot 17,51 = \underline{\underline{3,50 A_{SS}}} \text{ (250 kHz složka)}.$$

Střidu spínání pro zvyšující měnič lze vypočítat jako podíl rozdílu výstupního a vstupního napětí a výstupního napětí:

$$D_{MAX} = \frac{U_{VYST} - U_{VST}}{U_{VST}} = \frac{385 - \sqrt{2} \cdot 85}{385} = \underline{0,688}.$$

Pomocí výše uvedených hodnot konečně může být určena indukčnost:

$$L = \frac{U_{VST} \cdot D_{MAX} \cdot T_{SP}}{\Delta I_L} = \frac{\sqrt{2} \cdot 85 \cdot 0,688 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{3,5} = \underline{94,52 \mu H}.$$

T_{SP} je perioda spínání. Vypočtená hodnota bude zaokrouhlena na nejbližší vyšší standardní hodnotu, tj. aby nebylo překročeno stanovené maximální zvlnění proudu. Byla zvolena hodnota **100 μH** .

6.1.2 Výstupní kondenzátor C_{VYST}

V [11] je definován vztah pro výpočet velikosti výstupního kondenzátoru:

$$C_{VYST} = \frac{2 \cdot P_{VYST} \cdot t_p}{U_{VYST}^2 - U_{VYST(MIN)}^2},$$

přičemž t_p se nazývá v angl. literatuře „hold-up time“ tj. „přidržený čas“. Podle [12] je definován jako doba, během které při výpadku napájení neklesne napětí na kondenzátoru pod stanovenou mez $U_{VYST(MIN)}$. Hodnota t_p v tomto případě odpovídá jedné půlperiodě vstupního střídavého napětí tj. 10 ms.

$U_{VYST(MIN)}$ může být zvoleno jako 10% pokles oproti nominálnímu výstupnému napětí:

$$U_{VYST(MIN)} = 0,9 \cdot U_{VYST} = 0,9 \cdot 385 = 346,5V.$$

Pomocí výše uvedených hodnot konečně může být vypočítána hodnota C_{VYST} :

$$C_{VYST} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{385^2 - 346,5^2} = \underline{710 \mu F}.$$

Tato hodnota bude zaokrouhlena na nejbližší vyšší standardní hodnotu, tj. aby nebylo překročeno dovolené zvlnění napětí. V úvahu přicházejí kondenzátory elektrolytické s hodnotami např. 750 μF (5x150 μF), 880 μF (4x220 μF), 1x1000 μF apod. Kondenzátory musí být na napětí min. 385V. Při výběru kondenzátorů je potřeba mít na zřeteli, že ne každý elektrolytický kondenzátor bude uspokojivě pracovat na frekvenci 250kHz. Z tohoto důvodu je potřebné vybrat takové typy, které jsou určeny pro spínací zdroje resp. mají malou hodnotu ekvivalentního sériového odporu (ESR). Z tohoto důvodu je také vhodné použít raději více menších, paralelně zapojených kondenzátorů, protože se tím zmenší nároky na jednotlivé kondenzátory (ESR se dělí počtem kondenzátorů).

Vzhledem k poměrně vysoké frekvenci proudu bude paralelně k elektrolytickým kondenzátorům zařazen fóliový kondenzátor **1 μF /400V** pro zlepšení filtrace.

6.1.3 Hlavní spínač Q_{MAIN} a dioda D1

V oblasti stovek kHz a proudech přibližně 10A je výhodné použít na místě spínače tranzistor MOSFET.

Hlavními faktory při výběru spínacího tranzistoru a hlavní diody (D1) je střední proud prvkem a maximální napětí, které se na prvku objevuje.

Maximální napětí, které se objevuje na spínači je rovno U_{VYST} a je na spínači přítomné v čase, kdy je spínač rozepnut.

Maximální závěrné napětí na diodě se objevuje v čase, kdy je spínač sepnut. Na spínači a tedy i na anodě diody je téměř nulové napětí, přičemž na katodě je napětí rovno U_{VYST} .

Oba prvky je proto nutné dimenzovat nad U_{VYST} tj. 385V. S ohledem na spolehlivost (možné překmitý, apod.) však budou voleny prvky na napětí nejméně 500V.

Vzhledem k principu činnosti lze stanovit vztah pro střední proud spínačem:

$$I_{Q_{MAINstř}} = I_L \cdot D_{MAX} = 12,38 \cdot 0,688 = \underline{8,52A}.$$

Vypočtená hodnota je minimální hodnota, na kterou musí být tranzistor dimenzován.

Tranzistor pro toto zapojení musí být typu N.

Ze snadno dostupných typů odpovídá uvedeným požadavkům např. N-MOSFET tranzistor **IRFP460** firmy International Rectifier s následovnými parametry:

- Maximální střední proud: **18,4A**
- Maximální špičkový proud: **80A** (závisí na šířce pulsu a frekvenci spínání, viz [14])
- Maximální napětí na tranzistoru: **500V**
- Odpor v sepnutém stavu: **<0,27Ω**
- Maximální ztrátový výkon: **280W**

Pro zaručení spolehlivého provozu je také nutné ověřit, jestli v krátkých špičkách proudu resp. výkonu nedojde k přehřátí vnitřní struktury tranzistoru. To je dáno tepelnou impedancí tranzistoru pro hodnotu maximálního špičkového proudu při minimální stříde. Tento případ nastává při nejvyšším vstupním napětí $U_{VST(MAX)} = 255V$ a maximálním výkonu $P_{VYST} = 1kW$:

$$D_{MIN} = \frac{385 - \sqrt{2} \cdot 255}{385} = \underline{0,071}.$$

Pro tyto podmínky je proud cívkou

$$I_{Lef} = \frac{\frac{P_{VYST}}{\eta}}{\sqrt{2} \cdot U_{VST(MAX)}} = \frac{\frac{1000}{0,95}}{\sqrt{2} \cdot 255} = \underline{2,95A}$$

a ztrátový výkon tranzistoru v čase sepnutí se vypočítá jako

$$P_{Q_{MAIN\ peak}} \cong R_{DS(ON)} \cdot I_{Lef}^2 = 0,27 \cdot 2,95^2 = \underline{2,35W}.$$

Je vidět, že proud při těchto podmínkách je asi 6-krát nižší, než dovolená hodnota 18,4A a ztrátový výkon je velmi malý. Bezpečná pracovní oblast bude s velkou rezervou dodržena.

Dalším faktorem, který by měl být prozkoumán jsou spínací ztráty. Z obvodové koncepce tohoto zapojení však vyplývá, že v okamžiku sepnutí je na spínači téměř nulové napětí a v okamžiku vypnutí je rychlost nárůstu napětí omezena kapacitou C_r . Spínací ztráty lze tedy při tomto výpočtu zanedbat, protože jsou velmi malé.

Typ **IRFP460** tedy této aplikaci plně vyhovuje a bude v zapojení použitý. V sérii s hradlem tranzistoru bude s ohledem na doporučení výrobce a vlastnosti tranzistoru zařazen bezindukční rezistor o odporu **5,1Ω**, který omezí případné parazitní zákrmy při zapínání. Paralelně k tomuto odporu bude zařazena schottkyho dioda **SM5819**, která urychlí vypnutí tranzistoru. Současně budou na oba řídicí výstupy obvodu UC3855 zapojeny diody **1N4148** pro omezení případných podkmitů, což by mohlo integrovaný obvod poškodit. Tyto diody budou umístěny co nejbližší k výstupům integrovaného obvodu.

Pro hodnotu efektivního proudu diodou platí, nezávisle na vstupním napětí, následovný vztah:

$$I_{D1ef} = \frac{P_{VYST}}{U_{VYST}} = \frac{1000}{385} = \underline{2,60A}.$$

Střední proud $I_{D1stř}$ nemůže být nikdy větší než efektivní proud I_{D1ef} . Proto můžeme vypočtenou hodnotu efektivního proudu pokládat za maximální hodnotu středního proudu a podle toho dimenzovat diodu. Ve skutečnosti bude efektivní i střední proud diodou D1 ještě menší, protože část výkonu do zátěže dodává také přes diodu D2 rezonanční cívka L_r při svém vybíjení mezi časovými intervaly t_3 a t_4 (viz princip funkce v kap. 5.5)

Ze snadno dostupných diod lze pro toto zapojení vybrat typ **MUR1560** firmy Motorola. Jedná se o ultra-rychlou diodu pro spínané měniče a má tyto parametry:

- Maximální střední proud: **15A**
- Maximální špičkový proud: **30A** (závisí na šířce pulsu a frekvenci spínání, viz [15])
- Maximální napětí v závěrném směru: **600V**
- Úbytek napětí v sepnutém stavu: **<0,8V** ($I < 4A$)
- Maximální zotavovací doba (t_{rr}) : **60ns**

Obdobně jako u spínacího prvku je u hlavní diody potřebné ověřit, jestli nebude překročen maximální špičkový proud, který pro diodu předepisuje výrobce.

Maximální špičkový proud hlavní diodou nastává při maximální střídě spínání hlavního spínače, protože dioda vede proud v čase, kdy je spínač vypnutý. Nastává při minimálním vstupním napětí. Proud v tomto čase je maximální proud cívkou a činí

$$I_{L\ max} = \sqrt{2} \cdot I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \sqrt{2} \cdot 12,38 + \frac{3,50}{2} = \underline{19,26A}.$$

Tento proud je menší než dovolený špičkový proud diodou. Dioda tedy vyhovuje a může být v zapojení použita.

6.1.4 Rezonanční kapacita C_r

Od začátku vypínacího děje, po dobu trvající několik desítek ns odpor spínače roste. Tím se sníží proud a na spínači vzrůstá napětí. Toto napětí způsobuje na odporu spínače ztrátový výkon. Kapacita C_r omezuje rychlost nárůstu napětí ($\frac{dV}{dt}$) při vypnutí spínače, čímž snižuje vypínací ztráty.

Další faktory, kterými C_r pomáhá snižovat spínací ztráty:

- Při vypínání Q_{MAIN} je proud odkloněn do C_{DS} tj. proud tekoucí přes Q_{MAIN} je menší
- Při vypínání Q_{ZVT} omezuje růst napětí na Q_{MAIN}
- Při zapínání Q_{ZVT} pomáhá omezovat rychlost poklesu napětí na anodě $D1$

Hodnota C_r však také ovlivňuje minimální možné výstupní napětí měniče. Čím větší hodnota C_r , tím více energie rezonanční obvod $L_r C_r$ dodává na výstup a tím vyšší je napětí na výstupu měniče. Vzhledem k tomu je žádoucí, aby kapacita C_r byla co nejmenší, tj. aby výstupní napětí bylo menší než 400V (z ekonomických důvodů tj. aby použité kondenzátory mohly být na napětí 400V).

Z výše uvedeného je patrné, že je nutné velikostí C_r zvolit určitý kompromis mezi příznivými spínacími ztrátami a vlivem na výstupní napětí. Jak již bylo zmíněno v kap. 5.5, efektivní rezonanční kapacita C_r je kombinací parazitní výstupní kapacity spínače C_{OSS} a přídavného kondenzátoru C_{DS} . Hodnota C_{DS} je podle výrobce pro tranzistor IRFP460 přibližně 410 pF. Počáteční hodnota C_{DS} je zvolena 330pF. Celková kapacita C_r je tedy 740pF.

Tento kondenzátor však musí být kvalitního typu s malým ekvivalentním sériovým odporem (ESR) a ekvivalentní sériovou indukčností (ESL), vhodný pro použití v podmínkách s vysokými proudy a frekvencemi. Vhodnými typy jsou keramické a polypropylenové kondenzátory. Eventuelně bude použita paralelní kombinace dvou až tří kondenzátorů, aby se snížily hodnoty ESR a ESL.

6.1.5 Rezonanční cívka L_r

Tato cívka zajišťuje dvě funkce:

- Nulové napětí na hlavním spínači v době sepnutí
- „Měkké“ vypínání hlavní diody omezením rychlosti poklesu napětí ($\frac{dV}{dt}$) na diodě resp. její anodě.

Nulové napětí na hlavním spínači je zajištěno automaticky. Jakmile sepne Q_{ZVT} , cívkou začne téct proud a napětí na ní začne klesat. Obvod UC3855 snímá toto napětí a v okamžiku, kdy dosáhne nuly, vypne pomocný spínač Q_{ZVT} a sepne hlavní spínač Q_{MAIN} . Tento děj na velikosti cívky nezávisí. Cívka ale musí mít takovou velikost, aby byla zajištěna dostatečně malá hodnota $\frac{dV}{dt}$ na hlavní diodě. Tato hodnota závisí na vypínací době diody (t_{rr}). Pokud se indukčnost zvolí příliš velká, bude dodávat více energie do zátěže a minimální střída hlavního spínače (při maximálním vstupním napětí a minimální zátěži) může klesnout na nulu, což by mělo za následek přerušovaný chod měniče při zadaném $U_{VYST(MIN)}$. Příliš velká indukčnost také zvětšuje dobu sepnutí pomocného spínače Q_{ZVT} , což zvyšuje ztráty v rezonančním obvodu.

Pokud se naopak indukčnost zvolí příliš malá, závěrný proud při zotavování diody $D2$ se zvětší. Tím se také zvětší energie, která se akumuluje v tlumivce. Tato energie by měla být minimalizována, aby parazitní zákmity při vypínání Q_{ZVT} byly co nejmenší.

Podle [11] lze hodnotu $\frac{dV}{dt}$ zvolit tak, aby proud diodou klesl na nulu za dobu, která je trojnásobkem zotavovacího času diody:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{L\max}}{3 \cdot t_{rr}} = \frac{19,26}{3 \cdot 60 \cdot 10^{-9}} = 107 \text{ A} / \mu\text{s}.$$

$$L_r = \frac{U_{VYST}}{\frac{di}{dt}} = \frac{385}{107 \cdot 10^6} = \underline{\underline{3,60 \mu\text{H}}}.$$

Jádro této indukčnosti by mělo být z kvalitního vysokofrekvenčního materiálu, aby se minimalizovali ztráty a zmenšilo oteplení cívky. Vhodné materiály jsou podle [11] například molypermalloy (MPP) nebo feritové jádro s mezerou. Materiál Kool Mu se také může použít, ale bude vykazovat větší ztráty. Ztrátovější materiál ve skutečnosti pomáhá tlumit vzniklé parazitní zákmity.

Maximální a efektivní proud cívkou L_r lze vypočítat analýzou rezonančního obvodu $L_r C_r$. Rezananční cyklus začíná v okamžiku, kdy proud cívkou dosáhne hodnoty I_L :

$$I_{Lr\max} = I_{SP} + \frac{U_{VYST}}{Z_{LR}} = I_L + \frac{U_{VYST}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 17,51 + \frac{387}{\sqrt{\frac{3,6 \cdot 10^{-6}}{710 \cdot 10^{-12}}}} = \underline{\underline{22,95 \text{ A}}}.$$

Pro výpočet efektivní hodnoty proudu je potřebné znát, po jakou dobu cívkou proud teče tj. dobu, po kterou je spínač Q_{ZVT} sepnut. Tuto lze podle [11] vypočítat:

$$t_{ZVT} = \frac{I_{SP} \cdot L_r}{U_{VYST}} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r C_r} = \frac{17,51 \cdot 3,6 \cdot 10^{-6}}{387} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 710 \cdot 10^{-12}} = \underline{\underline{241 \text{ ns}}},$$

$$I_{Lref} = I_L \cdot \sqrt{\frac{t_{ZVT}}{T_{SP}}} = 12,38 \cdot \sqrt{\frac{241 \cdot 10^{-9}}{4 \cdot 10^{-6}}} = \underline{\underline{3,04 \text{ A}}}.$$

Vypočtené hodnoty I_{Lref} a $I_{Lr\max}$ budou použity pro dimenzování vinutí a jádra cívky.

Pro vypočtenou kombinaci $L_r C_r$ můžeme vypočítat minimální výstupní napětí měniče. V [11] je odvozen vztah:

$$U_{VYST(MIN)} = \frac{L_r \cdot I_{SP} + U_{VST(MAX)} \cdot T_{SP}}{T_{SP} - t_{rr} - \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r C_r}} = \frac{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 17,51 + \sqrt{2} \cdot 255 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^{-6} - 60 \cdot 10^{-9} - \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 740 \cdot 10^{-12}}} = \underline{\underline{390,14 \text{ V}}}.$$

Tento výpočet však neuvažuje úbytky napětí na prvcích $D1$, $D2$, L a především úbytek na

můstkovém usměrňovači, který bude zařazen na vstupu měniče. Lze předpokládat, že na těchto prvcích vznikne celkový úbytek přibližně 3V, což bude mít za následek snížení $U_{VYST(MIN)}$ na 387V. V dalším návrhu, zejména při výpočtu obvodu určujícího výstupní napětí bude uvažováno $U_{VYST} = 387V$.

Protože tato korekce výstupního napětí je poměrně malá, hodnoty prvků závislé na této hodnotě, které již byly vypočtené, nebudou korigovány.

Je vidět, že s vypočtenou hodnotou kapacity C_{DS} a indukčnosti L_r výstupní napětí nepřesáhne 400V.

6.1.6 Pomocný spínač Q_{ZVT} , dioda D3 a dioda D2

Tak jako u hlavního tranzistoru, hlavním údajem pro výběr pomocného tranzistoru Q_{ZVT} je střední proud tímto tranzistorem. Z principu funkce této části obvodu vyplývá, že proud tranzistorem v čase, kdy je otevřený, je stejný jako špičkový proud rezonanční cívky L_r tj. 22,95A. Pro výpočet středního proudu je nutné znát střidu spínání Q_{ZVT} resp. dobu sepnutí t_{ZVT} :

$$t_{ZVT} = \frac{I_{SP} \cdot L_r}{U_{VYST}} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r C_r} = \frac{17,51 \cdot 3,6 \cdot 10^{-6}}{387} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 710 \cdot 10^{-12}} = 243ns.$$

Střední proud spínačem je tedy

$$I_{Q_{ZVT}stř} = I_{Lrmax} \cdot \frac{t_{ZVT}}{T_{SP}} = 22,95 \cdot \frac{243 \cdot 10^{-9}}{4 \cdot 10^{-6}} = 1,39A.$$

Je vidět, že střední proud je mnohem menší, než špičkový proud. Hlavním kritériem pro výběr spínače bude v tomto případě maximální dovolený špičkový proud. Z dostupných typů lze pro tyto podmínky použít např. typ **IRF840A** firmy International Rectifier s následujícími parametry:

- Maximální střední proud: **8A**
- Maximální špičkový proud: **32A** (závisí na šířce pulsu a frekvenci spínání, viz [15])
- Maximální napětí na tranzistoru: **500V**
- Odpor v sepnutém stavu: **<0,85Ω**
- Maximální ztrátový výkon: **125W**

V sérii s hradlem tranzistoru bude s ohledem na doporučení výrobce a vlastnosti tranzistoru zařazen bezindukční rezistor o odporu **5,1Ω**, který omezí případné parazitní zákrmy při zapínání. Paralelně k tomuto odporu bude zařazena schottkyho dioda, která urychlí vypnutí tranzistoru.

Pro ověření možnosti provozu při krátkých výkonových špičkách, které budou na spínači v době sepnutí vznikat, je nutné, obdobně jako u spínače Q_{MAIN} ověřit, jestli ztráty budou vyhovovat výrobcem stanovené charakteristice tepelné impedance.

Okamžitý výkon v sepnutém stavu je roven

$$P_{Q_{ZVT}peak} = R_{DS(ON)} \cdot I_{Lr\max}^2 = 0,85 \cdot 22,95^2 = \underline{447,70W}.$$

Je vidět, že tento okamžitý výkon je (narozdíl od špičkového výkonu na hlavním spínači) vyšší než povolený trvalý ztrátový výkon udaný výrobcem tj. $125W$. Je proto nutné ověřit, jestli špičky výkonu nepřesáhnou dovolenou mez.

Střída spínání je

$$D_{Q_{ZVT}} = \frac{t_{ZVT}}{T_{SP}} = \frac{243 \cdot 10^{-9}}{4 \cdot 10^{-6}} = \underline{0,061}.$$

Z grafu maximální efektivní přechodové tepelné odezvy, definovaného výrobcem v [16] je patrné, že pro vypočtené D je tepelná impedance Z_{thJC} přibližně $0,05^\circ C/W$. Špičkovou teplotu přechodu lze vypočítat podle vztahu udaného výrobcem:

$$T_{J\ peak} = P_{DM} \cdot Z_{thJC} + T_C.$$

V tomto vztahu P_{DM} je vypočtená hodnota $P_{Q_{ZVT}}$, Z_{thJC} je z grafu [16] odečtená tepelná impedance a T_C je teplota pouzdra tranzistoru.

Protože výrobce udává maximální teplotu čipu $T_J = 150^\circ C$, úpravou uvedeného vzorce lze najít teplotu pouzdra T_C , která nesmí být překročena:

$$T_{C\max} = T_J - P_{DM} \cdot Z_{thJC} = 150^\circ C - 447,70W \cdot 0,05^\circ C/W = \underline{127,62^\circ C}.$$

V okamžiku vypnutí spínače Q_{ZVT} se jeden pól cívky L_r odpojí od zemního potenciálu. Tím se cesta proudu přeruší. Proud cívkou však nemůže klesnout na nulu okamžitě a jediná cesta, kudy může pokračovat je přes diodu D2. Cívka se tedy „vybije“ přes diodu D2 do zátěže. V okamžiku, kdy proud klesne na nulu, v důsledku faktu, že L_r je s C_r v rezonančním obvodu se proud snaží pokračovat opačným směrem. V tomto okamžiku se však polarita napětí na D2 obrátí a tato během několika desítek ns vypne (tento čas je dán dobou zotavení t_{tr}) a proud už přes ni nemůže pokračovat. Může však pokračovat přes diodu v pouzdře tranzistoru Q_{ZVT} , která je teď polarizována v propustném směru. Protože tento proud dosahuje několik A, mohlo by dojít ke zničení této diody resp. celého tranzistoru. Proto je mezi Q_{ZVT} a L_r zařazena dioda D3, která tento proud blokuje.

Tato dioda je namáhána v každém okamžiku stejným proudem jako Q_{ZVT} . Jak bylo vypočteno výše, tento proud špičkově dosahuje $22,95A$ a jeho střední hodnota je $1,95A$. Na tomto místě můžeme použít např. stejnou diodu jako v pozici hlavní diody měniče tj. typ **MUR1560**. Maximální dovolený špičkový proud touto diodou je $30A$, což je méně než hodnota špičkového proudu, kterým bude dioda namáhána.

Výše bylo zmíněno, že dioda D2 po změně směru proudu resp. polarity napětí potřebuje určitý čas na vypnutí (t_{tr}). Přestože tato doba trvá pouze několik desítek ns, jde o velmi důležitý časový úsek. Na začátku této doby tj. v okamžiku, kdy proud prochází nulou, má totiž cívka L_r nulovou energii a do opačné polarity proudu je „tlačena“ kapacitou C_r , v které je v tomto okamžiku uloženo maximum energie, které může během rezonančního cyklu dosáhnout (je na ní maximální napětí).

Během časového úseku t_{tr} vlivem energie C_r proud lineárně klesá do záporných hodnot a energie uložena v tlumivce L_r začíná z nuly znovu narůstat. V okamžiku, kdy dioda D2 vypne, je v L_r uloženo určité množství energie. Protože je proud cívkou násilně přerušen a již nemá žádnou volnou cestu, kudy by mohl dále téct, začne se napětí na tlumivce prudce snižovat do záporných hodnot. Takto vzniklá napěťová špička by mohla snadno poškodit diodu D2, protože na katodě této diody je výstupné napětí měniče (385V) a v době špičky by byla namáhána několikanásobně vyšším napětím.

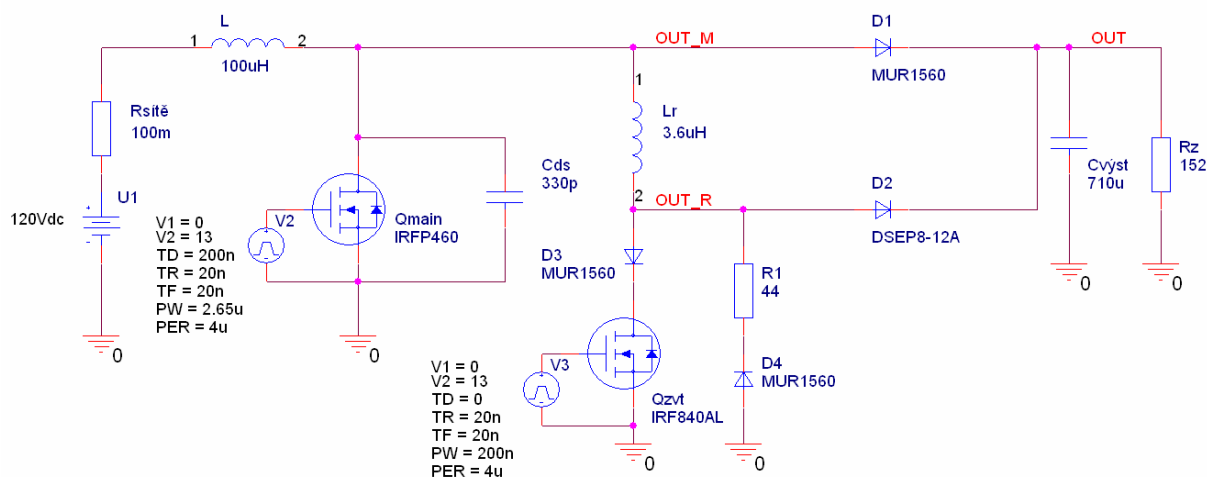
Tento děj byl simulován pomocí programů OrCad Capture a OrCad PSpice, kde bylo zjištěno, že při použití výše uvedených součástek, nejmenším vstupním napětí a největším výkonu amplituda této špičky přesahuje 800V. Na diodě by tedy bylo napětí přesahující 1185V, což by téměř určité diodu dimenzovanou na 500 nebo 600V zničilo.

Je tedy nezbytně nutné vzniklou napěťovou špičku odstranit. Výrobce integrovaného obvodu v zapojení v [11] použil pro potlačení tohto jevu tzv. saturační cívku L_s , která byla zařazena do série s rezonanční cívku L_r . Tato součástka se do dosažení určité hodnoty proudu chová jako indukčnost, avšak po překročení této hodnoty proudu tj. nasycení jádra cívky se již součástka chová prakticky jako reálný odpor. V tomto zapojení tedy při maximálním proudu cívku $I_{LR(PK)}$ tj. v době, kdy je Q_{ZVT} v sepnutém stavu je L_s ve stavu přesycení jádra a nijak výrazně neovlivňuje proud cívku L_r . Avšak jakmile Q_{ZVT} vypne, proud tekoucí L_r i L_s začne klesat. Klesat tedy začne i intenzita pole v jádru cívky a v určitém čase se jádro dostane ze stavu přesycení do oblasti, kdy součástka začne fungovat jako cívka tj. nabude indukčnosti. Vlivem této indukčnosti se několikanásobně zpomalí rychlost změny proudu a za dobu než dioda D2 vypne, se do obou tlumivek přenesou jenom velmi málo energie.

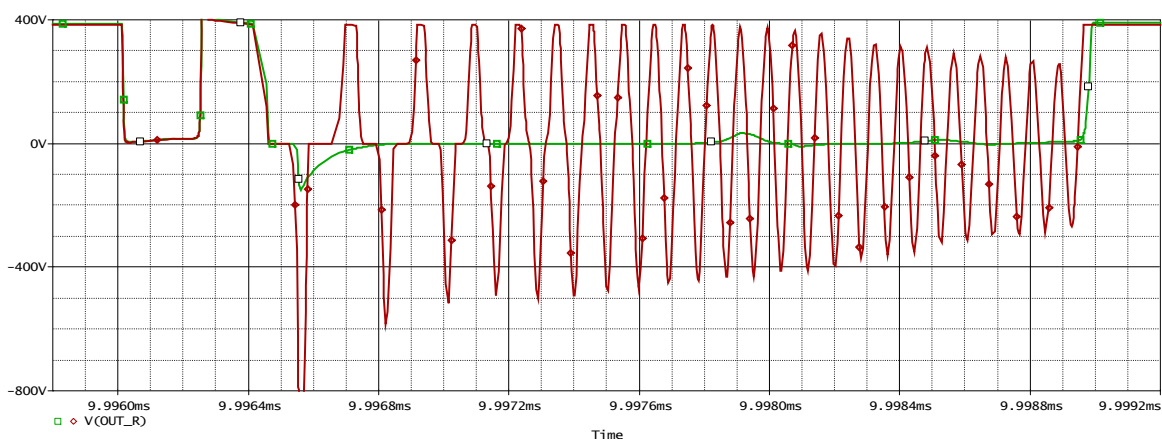
Saturační cívka, která má pracovat na frekvenci stovek kHz, jako je tomto v případě, však v zájmu přijatelných ztrát vyžaduje jádro zhotovené ze speciálního materiálu. V současné době tyto jádra vyrábí pouze firma Toshiba pod označením MS. Novinkou je materiál MT, který má údajně o 30% nižší ztráty resp. oteplení, než materiál MS - tyto součástky se totiž při provozu značně zahřívají, takže vyžadují nějaký způsob chlazení [11].

Vzhledem k výše uvedenému bylo zvoleno v tomto zapojení použít jiný, snáze realizovatelný způsob tlumení parazitních proudových a napěťových zákmitů. Tento způsob je také popsán v [11] a spočívá v přidání sériové kombinace diody a rezistoru mezi zem měniče a anodu diody D2 tak, aby záporný proud, který nemůže pokračovat přes diodu D2, pokračoval přes tuto kombinaci diody a rezistoru.

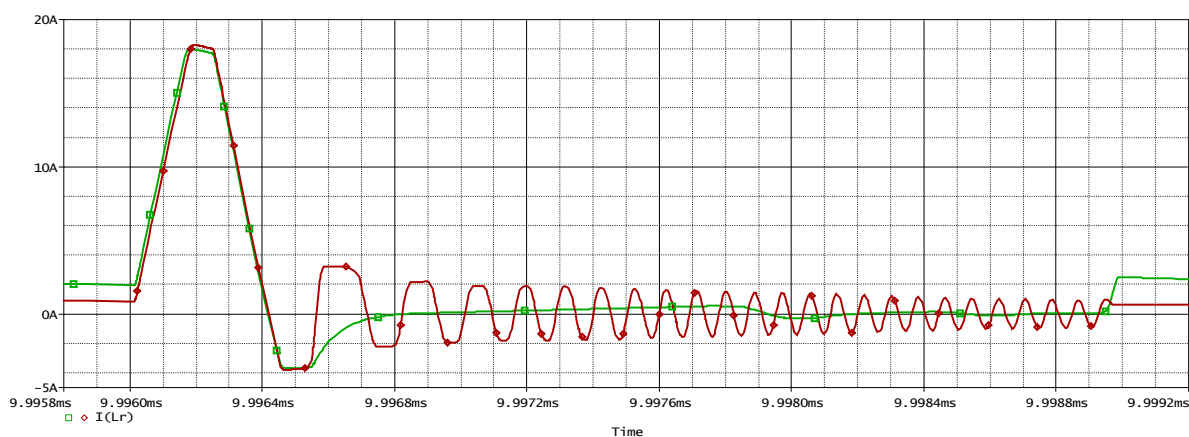
Podle schématu na obr. 6.1 byly odsimulovány průběhy napětí na anodě D2 a proud cívku L_r . Výsledky simulací jsou na obr. 6.2 resp. 6.3.



Obr. 6.1 Schéma zapojení simulace parazitních zákmitů rezonanční cívky



Obr. 6.2 Časový průběh napětí na anodě D2 bez článku R1D4 (červeně) a s článkem R1D4 (zeleně)



Obr. 6.3 Časový průběh proudu cívkou L_r bez článku R1D4 (červeně) a s článkem R1D4 (zeleně)

Je vidět, že při použití tlumicího členu R1D4 se výrazně omezí jak záporná napěťová špička na anodě diody D2, tak parazitní kmit v rezonančním obvodu $L_r C_r$. Simulací bylo dále zjištěno, že nejlepší účinnosti měnič dosahuje při $R1 = 44\Omega$. Při této hodnotě jsou ztráty v R1 přibližně 7W. Odpor lze realizovat jako paralelní kombinaci 5ti rezistorů $220\Omega/2W$.

Hodnota R_1 nižší než 10Ω způsobí značné zvýšení ztrát a to především v tranzistoru Q_{ZVT} - ztráty se při $R_1=1\Omega$ se zvýší z $23W$ na $50W$. Ztráty se zvýší také v diodě D2 (při $R_1=1\Omega$ zvýšení z cca $1,5W$ na cca $4,8W$). Rovněž se zvýší ztráty v tranzistoru Q_{MAIN} . Účinnost měniče získána simulací poklesne z $94,3\%$ na $88,9\%$.

Vhodný typ diody D2 byl zjištěn experimentálně pomocí simulace v programu P-Spice. Nejdříve byla použita dioda MUR1560 tj. stejný typ jako na pozici D1 a D3. Předregulátor však z touto diodou vykazoval velmi velké ztráty. Tato dioda má totiž zotavovací čas $60ns$. Za tento čas závěrný proud touto diodou, způsoben rychlou časovou změnou proudu I_r dosahoval $10A$. To způsobilo jednak zvýšené ztráty v samotné diodě, a - co je důležitější, že v tlumivce L_r se uložilo velké množství energie. Výbije této energie přes člen R_{1D4} vytvořilo v tomto členu přibližně $50W$ ztrátového výkonu, což je vzhledem k dimenzování odporu R_1 neúnosné. Účinnost celého měniče byla nízká - asi 87% . Proto byla hledána jiná, rychlejší dioda. Dobré parametry vykazuje měnič při použití diody DSEP8-12A firmy IXYS. Jedná se o epitaxní diodu s velmi rychlým zotavením - $40ns$ na napětí $1200V$ a proud $8A$. S touto diodou se ztráty v R_1 snížili pod $10W$ a účinnost měniče překročila 94% . Alternativně lze použít levnější typ - **DSEI8-06A**. Pro tuto diodu není v P-Spice k dispozici model, nicméně má velmi podobné parametry jako DSEP8-12A. Hlavní rozdíl je v maximálním napětí - $600V$, což však pro tuto aplikaci plně postačuje. Dioda má tyto parametry

- Maximální střední proud: **8A**
- Maximální špičkový proud: **130A** (závisí na šířce pulsu a frekvenci spínání, viz [18])
- Maximální napětí v závěrném směru: **600V**
- Úbytek napětí v sepnutém stavu: **1,5V** ($I=8A$, $25^\circ C$)
- Maximální zotavovací doba (t_{rr}) : **35ns**
- Dovolенý ztrátový výkon: **50W**

Lze se domnívat, že dioda DSEI8-06A bude v zapojení fungovat prakticky stejně jako DSEP8-12A, které použití bylo ověřeno simulací v P-Spice. Proto bude dioda DSEI8-06A v zapojení použita.

6.1.7 Síťový usměrňovač

Předregulátor vyžaduje na svém vstupu usměrněné pulsní napětí. Proto je mezi střídavou napájecí sítí a předregulátor potřebné zařadit usměrňovač.

Výpočet pro tento usměrňovač je poměrně jednoduchý. Musí být dimenzován na nejvyšší střídavé napětí, které je na vstupu přípustné, tj. $255V$

Druhým činitelem při dimenzování usměrňovače je maximální proud. Efektivní proud na výstupu usměrňovače je roven efektivnímu proudu akumulární cívkou I_L a činí $12,38A$.

Na základě výše uvedeného rozboru byl vybrán můstkový usměrňovač **KBJ1510**. Jde o snadno dostupný typ usměrňovače určeného pro montáž do plošného spoje a má tyto parametry:

- Maximální střední proud na výstupu: **15A**
- Maximální špičkový proud: **240A** (jediná půlvlna vstupního proudu při $60Hz$)
- Maximální vstupní efektivní napětí: **700V**
- Maximální úbytek napětí: **1,1V** (při výstupním efektivním proudu $7A$)

Je vidět, že usměrňovač KBJ1510 pro tuto aplikaci plně vyhovuje.

6.1.8 Vstupní filtr

I když předregulátor pracuje tak, aby vstupní proud co nejlépe kopíroval průběh vstupního napětí, je na vstupu předregulátoru potřebné odstranit vysoké frekvence, které vznikly spínáním. V bodě 6.1.1 byl stanoven kompromis mezi velikostí indukčnosti hlavní cívky L a zvlněním proudu ΔI_L (zvlnění bylo zvoleno jako 20% střední hodnoty proudu). Vstupní proud by tedy obsahoval proudovou složku o frekvenci rovné spínací frekvenci předregulátoru. Navíc, protože zvlnění proudu cívkou nemá sinusový, ale trojúhelníkový průběh, jsou v proudu přítomny vyšší harmonické na kmitočtu 500kHz a vyšších. Tomu je nutné zabránit.

Výrobce obvodu UC3855 podobně jako výrobce FAN4822 a další, použil v testovacím zapojení [11] pro potlačení vyšších harmonických dva filtrační kondenzátory o kapacitě $1\mu F$ - jeden na vstupu usměrňovače a druhý na jeho výstupu. Zde bude pro jistotu zařazena před usměrňovač ještě dvojitá cívka $2 \times 1mH$ a další kondenzátor $1\mu F$.

6.1.9 Pojistka na vstupu předregulátoru

Protože je známá efektivní hodnota proudu na vstupu předregulátoru a průběh tohoto proudu se od harmonického liší jen minimálně, je návrh pojistky jednoduchý.

V kap. 6.1.1 byla vypočtena efektivní hodnota proudu pro maximální výstupní výkon a minimální vstupní napětí:

$$I_L = \frac{\frac{P_{VYST}}{\eta}}{U_{VST(MIN)}} = \underline{12,38A}.$$

Protože tato hodnota je při správné funkci předregulátoru nejvyšší možná, musí být pojistka dimenzována mírně nad tuto hodnotu. Nejbližší vyšší snadno dostupná hodnota pojistky je **16A**. Proto bude použita tato hodnota.

6.1.10 Napájení integrovaného obvodu UC3855

Obvod UC3855 pro svou funkci vyžaduje stejnosměrné napájecí napětí 10 až 20V [19]. Jeho odběr je při normálním provozu 17 až 25mA [19]. Integrovaný obvod navíc obsahuje na vstupu VCC zenerovu diodu 20V. Maximální proud touto diodou je však pouze 20 mA [19]. Proto je bezpečnější tuto diodu nevyužít tj. stabilizovat napájecí napětí vnějšně na úrovni nižší než 20V.

Dobrý způsob napájení integrovaného obvodu je popsán v [20], kde je pro napájení obvodu FAN4822 použito pomocné vinutí hlavní cívky předregulátoru. Výstup pomocného vinutí je usměrněn a přes rezistor je napájena zenerova dioda a filtrační kondenzátor.

Pro napájení integrovaného obvodu bude zvoleno napětí $U_{CC} = 15V$. Toto napětí je dostatečně nízké oproti hranici 20V, takže riziko poškození obvodu UC3855 je minimální. Zároveň je napětí 15V dostatečné pro rychlé a spolehlivé řízení spínacích tranzistorů - při $U_{CC} = 18V$ je výstupní řídicí napětí pro tranzistory typ. 12,8V [19]. Lze předpokládat, že při $U_{CC} = 15V$ dosáhne hranici 10V potřebnou pro úplné sepnutí spínacích tranzistorů [14][16]. Bude použita varianta obvodu UC3855BN, která má hranici zapnutí 10,5V (oproti variantě UC3855A, která

zapíná při 16V). Efektivní výstupní napětí pomocného vinutí může být zvoleno 19V. Podle [20] bude určen počet závitů pomocného vinutí hlavní cívky N_{POM} (resp. poměr k počtu závitů hlavního vinutí N_{PRI} , protože počet závitů N_{PRI} zatím není znám), a hodnota sériového odporu R_{VCC} :

$$\frac{N_{POM}}{N_{PRI}} = \frac{U_{POM}}{U_{PRI}} \cdot k,$$

kde k je činitel vazby a podle [20] může být zvolen 0,8.

$$\frac{N_{POM}}{N_{PRI}} = \frac{19}{387} \cdot 0,8 = \underline{\underline{0,04}} \text{ tj. poměr závitů } \underline{\underline{1:25}}.$$

Pro odběr integrovaného obvodu I_{CC} do 60mA (včetně řízení spínacích tranzistorů) lze určit hodnotu rezistoru R_{VCC} :

$$R_{VCC} = \frac{U_{POM} - U_{CC}}{I_{CC}} = \frac{19 - 15}{0,06} = \underline{\underline{67\Omega}}$$

Výpočet ztrátového výkonu v rezistoru:

$$P_{R_{VCC}} = \frac{(U_{POM} - U_{CC})^2}{R_{VCC}} = \frac{(19 - 15)^2}{67} = \underline{\underline{0,24W}}$$

Na místě R_{VCC} bude použit rezistor o odporu **68Ω** ve výkonovém provedení 0,6W.

Výpočet ztrátového výkonu v zenerové diodě ZD (pro případ nulového odběru integrovaného obvodu):

$$P_{ZD} = U_{CC} \cdot I_{CC} = 15 \cdot 0,06 = \underline{\underline{0,9W}}$$

Na místě ZD bude použita dioda zenerova napětí 15V ve výkonovém provedení 1,3W.

Pro obvod napájecího napětí je potřeba také usměrňovací diodu napětí z pomocného vinutí. Tady lze použít standardní rychlou diodu, např. **UF4007**. Tato dioda má max. závěrné napětí 1000V, max. střední proud 1A a dobu zotavení 50ns. S těmito parametry této aplikaci plně vyhovuje.

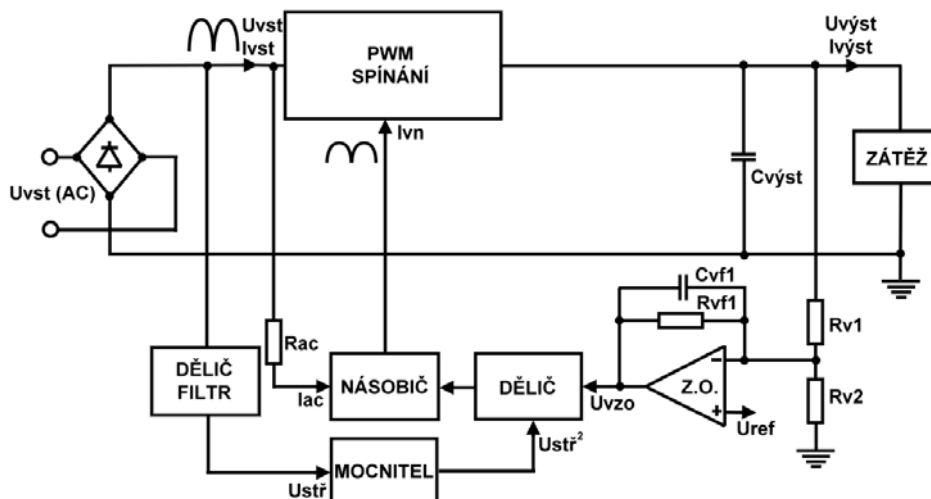
Výstup usměrňovače musí být filtrován. Zde bude použit kondenzátor **100nF** paralelně s elektrolitickým kondenzátorem **47μF** na napětí nejméně 35V. Vstup VCC integrovaného obvodu bude blokován kondenzátorem **100nF** paralelně s tantalovým kondenzátorem **47μF** na napětí 25V.

6.2 Řídící obvody

Řídící obvody pro předregulátor jsou na rozdíl od výkonových prvků zcela odlišné od řídicích obvodů klasického zvyšujícího měniče. Předregulátor je totiž napájen nefiltrovaným usměrněným síťovým napětím a jeho úkolem je odebírat proud úměrný okamžité hodnotě

napětí. V tom je zásadní rozdíl oproti klasickému zvyšujícímu měniči, který bývá většinou napájen vyfiltrovaným (vyhlazeným) stejnosměrným napětím a kde průběh vstupního proudu není kritický.

6.2.1 Dělič a filtr pro napětí U_{EF}



Obr. 6.4 Základní schéma principu řízení předregulátoru s obvodem UC3854/UC3855 podle [17]

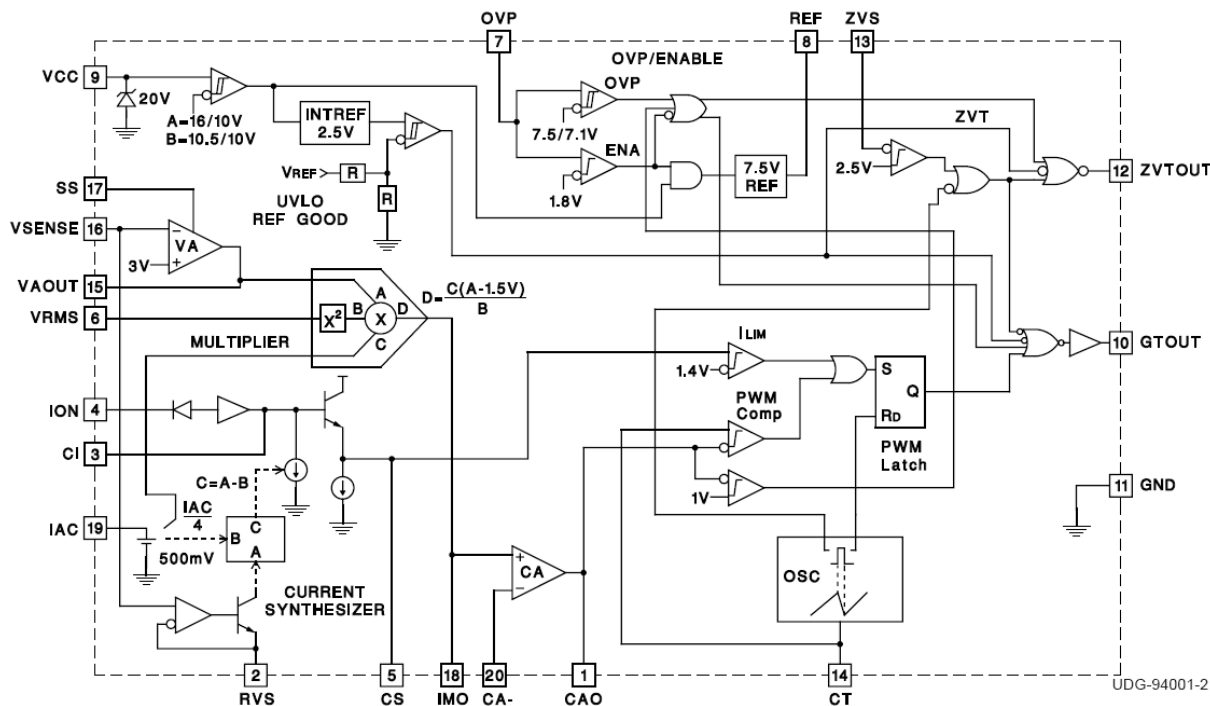
Aktivní předregulátor musí řídit nejenom vstupní proud, ale také udržovat stabilní výstupní napětí. Tvar vstupního proudu je řízen tvarem vstupního napětí tak, aby vstup předregulátoru se jevil jako ryze rezistivní. Výstupní napětí je řízeno změnou střední hodnoty řídicího signálu, který řídí vstupní proud.

Řídicí signál I_{VN} je vytvořen vynásobením usměrněného síťového napětí I_{AC} výstupem zesilovače odchylky U_{VZO} , který snímá výstupní napětí. Vstup násobiče je znázorněn jako proudový (nikoli napěťový) protože je to u obvodu UC3854 a UC3855 řešeno tímto způsobem. Řídicí signál I_{VN} má tvar vstupního usměrněného napětí se střední hodnotou závislou na výstupním napětí.

Mezi zesilovač odchylky a násobič je však zařazen dělič (viz obr. 6.4), který výstup zesilovače odchylky U_{VZO} dělí čtvercem efektivní hodnoty vstupního usměrněného napětí. Tento obvod udržuje zisk napěťové regulační smyčky nezávislý na velikosti vstupního napětí. Bez něho by se zisk regulační smyčky měnil úměrně kvadrátu velikosti vstupního napětí.

Pro dosažení co nejmenší odchylky řídicího signálu I_{VN} od vstupního napětí je potřeba přesně určit zisk a šířku pásma napěťové regulační smyčky. Pokud by totiž šířka pásma byla velká tj. větší než kmitočet vstupního napětí, řídicí signál by sledoval drobné zvlnění napětí na výstupu předregulátoru, způsobené střídavým nabíjením a vybíjením kapacity C_{VYST} . Toto by mělo za následek značnou deformaci vstupního proudu. Proto musí být šířka pásma napěťové smyčky menší než kmitočet vstupního napětí. Odezva předregulátoru na změnu velikosti vstupního napětí však musí být rychlá. Tyto dva požadavky jsou protichůdné a musí být proveden kompromis. Ten spočívá ve stanovení šířky pásma napěťové smyčky tak, aby byl dosažen dostatečný útlum na kmitočtu sítě a zároveň aby odezva na změnu vstupního napětí byla dostatečně rychlá. Dělení výstupu zesilovače odchylky střední hodnotou vstupního napětí zabezpečí konstantní zisk napěťové smyčky v celém rozsahu vstupního napětí. Toto je důležité zejména při návrhu předregulátoru s velkým rozsahem vstupních napětí.

Šířka pásma napěťové smyčky pro vstup předregulátoru je dána obvodem, který je na obr. 6.4 označen jako Dělič + Filtr. Tento obvod představuje kombinaci odporového děliče napětí a pasivního RC filtru typu dolní propust. Výstup tohoto obvodu je připojen přímo na vstup VRMS integrovaného obvodu UC3855 (obr. 6.5). Dovolený rozsah stejnosměrného napětí na tomto vstupu je 0 až 5,5V. Je tedy potřebné zajistit, aby při jakémkoli hodnotě síťového napětí ze stanoveného rozsahu bylo napětí na vstupu VRMS v těchto mezích.



Obr. 6.5 Blokové schéma vnitřního zapojení obvodu UC3855 [11]

Řídicí signál tj. proud I_{VN} je dán vztahem

$$I_{VN} = \frac{I_{AC} \cdot (V_{ZO} - 1,5)}{U_{EF}^2} = \frac{I_{AC} \cdot (V_{ZO} - 1,5)}{\left(\frac{U_{STR}}{0,9}\right)^2}.$$

Ve jmenovateli tohoto vztahu je čtverec střední hodnoty vstupního napětí vydělen hodnotou 0,9, což je pro dvoucestně usměrněné sinusové napětí koeficient přepočtu efektivní hodnoty na střední hodnotu. Úroveň napětí na vstupu VRMS je totiž integrovaným obvodem vnímána jako efektivní hodnota. Tato korekce musí být zajištěna napěťovým děličem ještě před vstupem VRMS.

Násobič společně se zesilovačem odchylky také zajišťují limitaci maximálního vstupního výkonu předregulátoru. Maximální výstupné napětí zesilovače odchylky $U_{VZO(max)}$ je vnitřně omezeno na 6V a maximální výstupní proud násobiče I_{VN} je omezen na dvojnásobek proudu I_{AC} .

Pro výpočet koeficientu napěťového děliče je potřebné znát hodnotu U_{EF} :

$$U_{EF} = \sqrt{\frac{I_{AC} \cdot (U_{VZO} - 1,5)}{2 \cdot I_{AC}}} = \sqrt{\frac{(U_{VZO} - 1,5)}{2}} = \sqrt{\frac{(6 - 1,5)}{2}} = 1,5V.$$

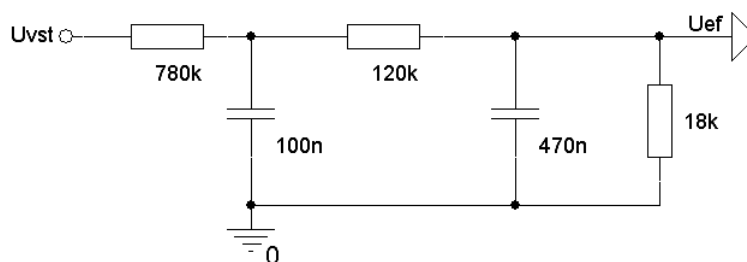
Protože dovolený rozsah stejnosměrného napětí na vstupu VRMS je 0 až $5,5V$, bude koeficient děliče zvolen tak, aby hodnota $U_{EF} = 1,5V$ odpovídala dolní hranici rozsahu vstupního střídavého napětí předregulátoru:

$$K_{STR} = \frac{U_{VST(MIN)} \cdot 0,9}{U_{EF}} = \frac{76,5}{1,5} = \underline{\underline{51}}.$$

Při horní hranici vstupního střídavého napětí ($255V$) je hodnota U_{EF} rovna $4,5V$. Je tedy dodržen dovolený rozsah napětí na vstupu VRMS.

Jak již bylo zmíněno, dělič a filtr tvoří jeden celek. Dělič zajišťuje správnou velikost napětí a filtr toto napětí vyhlazuje. Od míry vyhlazení tohoto napětí totiž závisí klíčové parametry předregulátoru.

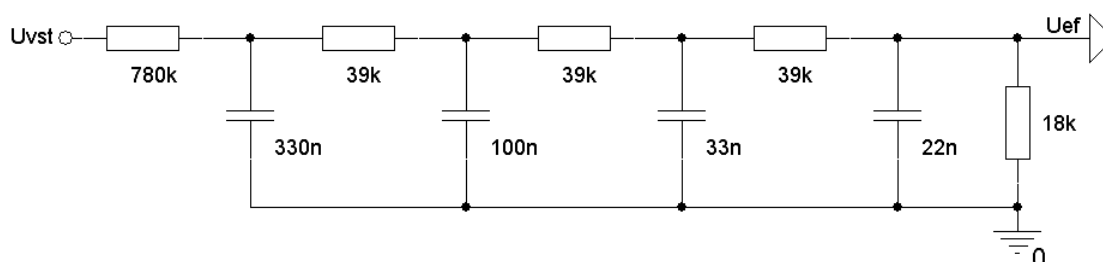
V [11] byl použit RC filtr druhého řádu – viz obr. 6.6 Filtr prvního řádu není vhodný, protože při zachování požadavku malého zvlnění by mezní kmitočet musel být položen příliš nízko, což by degradovalo rychlost odezvy předregulátoru na změnu velikosti vstupního napětí.



Obr. 6.6 Zapojení děliče a filtru pro napětí U_{EF} [11]

Dalším faktorem ovlivňujícím výpočet filtru je kromě požadavku velkého útlumu na kmitočtu druhé harmonické síťového napětí také skutečnost, že usměrňovač na vstupu předregulátoru funguje také jako modulátor - druhá harmonická proudu sčítáním a odečítáním se základní harmonickou vytvoří kmitočtové složky na frekvenci první a třetí harmonické. Vhodným návrhem filtru lze kromě potlačení druhé harmonické také zajistit, aby vzniklá první (i třetí) harmonická byla ve fázi s první harmonickou. Tím se sníží fázový posuv první harmonické proudu oproti napětí tj. zvýší se účinnost základní harmonické (viz kap. 2.1). Z tohoto důvodu byl pro toto zapojení zvolen filtr 4. řádu, který má větší strmost a kde lze na rozdíl od filtru 2. řádu snadno dosáhnout 180% fázového posuvu na kmitočtu druhé harmonické tj. $100Hz$.

Filtr je odvozen od filtru použitého výrobcem integrovaného obvodu [11]. Pomocí programů OrCad Capture a PSpice byly experimentálně nalezeny takové hodnoty součástek, kdy je fázový posuv na kmitočtu $100Hz$ rovný 180° . Konečné zapojení filtru je na obr. 6.7.



Obr. 6.7 Konečné zapojení děliče a filtru pro napětí U_{EF}

6.2.2 Rezistor R_{AC}

Lineární oblast násobiče integrovaného obvodu UC3855 má podle [11] horní hranici $1mA$.

Hodnota rezistoru je zvolena tak, aby proud do vstupu IAC tuto hodnotu nepřekročil. Pro jistotu je vhodné zvolit poloviční hodnotu tj. $I_{AC} = 500\mu A$, tuto hodnotu má proud dosáhnout při maximálním vstupním napětí:

$$R_{AC} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{VST}}{I_{AC}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 255}{500 \cdot 10^{-6}} = \frac{360,62}{500 \cdot 10^{-6}} = \underline{721k\Omega}.$$

Budou použity **dva rezistory $360k\Omega$** zapojené v sérii. Tím se také sníží napěťové zatížení odporů.

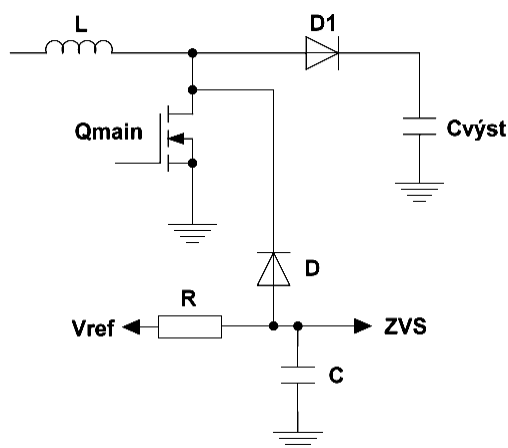
6.2.3 Oscilátor

Frekvence oscilátoru f_{SP} má být $250kHz$. Oscilátor je součástí obvodu UC3855 a pro jeho nastavení je zapotřebí pouze jediného externího kondenzátoru C_T , který lze podle [11] vypočítat vztahem

$$C_T = \frac{1}{11200 \cdot f_{SP}} = \frac{1}{11200 \cdot 250 \cdot 10^3} = \underline{357pF}.$$

Protože hodnota je poměrně vzdálená od hodnot běžné řady E24, bude použito paralelní zapojení kondenzátorů **$330pF$ a $27pF$** .

6.2.4 Obvod detekce nulového napětí na Q_{MAIN}



Obr. 6.8 Obvod pro detekci nulového napětí na spínači Q_{MAIN} podle [11]

Doporučené zapojení obvodu detekce nulového napětí na hlavním spínači je na obr. 6.8. V okamžiku, kdy dosáhne napětí na spínači Q_{MAIN} hodnoty menší než U_{REF} ($7,5V$), dioda D se otevře a napětí na vstupu ZVS začne klesat. Pokles pod hranici $U_{PRÁH}$ ($2,5V$) je obvodem vyhodnocen jako dosažení nulového napětí. V tomto okamžiku obvod vypne Q_{ZVT} a zapne

Q_{MAIN} . Odpor R slouží k nastavení napětí na vstupu ZVS. Kondenzátor C slouží k filtraci. Hodnoty těchto prvků nejsou nijak kritické. Hlavní podmínkou však je, aby doba nabíjení kondenzátoru na hodnotu $2,5V$ nepřekročila periodu spínání T_{SP} . Dalším požadavkem je co nejmenší zátěž pro větev U_{REF} integrovaného obvodu.

Dobu nabíjení kondenzátoru t lze přibližně vypočítat

$$t \approx R \cdot C \cdot \left(\frac{U_{PRÁH}}{U_{REF}} \right)$$

Zvolit lze například $R=10k\Omega$ a $C=100pF$. Pro tyto prvky

$$t \approx 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{2,5}{7,5} \right) = \underline{333ns}$$

Tato doba je víc než 5-krát kratší než perioda spínání. Zvolena kombinace prvků tedy vyhovuje.

Na místě snímací diody lze použít obdobně jako v kap. 6.1.10 diodu **UF4007**.

6.2.5 Hodnota R_{VN} a omezení maximálního vstupního proudu

Protože výstup násobiče je proudový a navazující obvody reagují na úrovně napětí, je potřeba na výstup násobiče zařadit odpor oproti zemi, na kterém vznikne vlivem výstupního proudu násobiče požadované napětí.

Výstup násobiče je v integrovaném obvodu vnitřně přiveden na neinvertující vstup zesilovače CA (viz obr. 6.4). Výstup tohoto zesilovače je přiveden na invertující vstup komparátoru, kde je porovnáván s úrovní $1V$ na neinvertujícím vstupu komparátoru. Pokud napětí na výstupu CA resp. na vstupu komparátoru vzroste nad $1V$, výstupy GTOOUT a ZVTOUT jsou okamžitě vypnuty.

Hodnotu rezistoru R_{VN} lze vypočítat

$$R_{VN} = \frac{1}{I_{VN}}, \text{ tedy}$$

$$I_{VN} = \frac{1}{R_{VN}}, \text{ po dosazení do vzorce pro výstupní proud násobiče}$$

$$\frac{1V}{R_{VN}} = \frac{I_{AC} \cdot (V_{ZO} - 1,5)}{U_{EF}^2} \Rightarrow R_{VN} = \frac{U_{EF}^2}{I_{AC} \cdot (V_{ZO} - 1,5)}.$$

Velikost proudu I_{AC} lze vypočítat úpravou vzorce pro R_{AC} v kap. 6.2.2:

$$R_{AC} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{VST}}{I_{AC}} \Rightarrow I_{AC} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{VST}}{R_{AC}}$$

Hodnota I_{AC} při minimálním vstupním napětí je

$$I_{AC} = \frac{\sqrt{2} \cdot 85}{720 \cdot 10^3} = 167 \mu A$$

Po dosazení této hodnoty do vzorce pro R_{VN} :

$$R_{VN} = \frac{1,5}{167 \cdot 10^{-6} \cdot (6 - 1,5)} = 2,99 k\Omega.$$

Tuto hodnotu lze dosáhnout sériovým zapojením rezistorů **2 x 1,5kΩ**. Pro filtraci bude paralelně k této kombinaci zapojen kondenzátor **1nF**.

6.2.6 Proudový transformátor

Předregulátor potřebuje pro správnou regulaci vstupního proudu tento proud snímat. U obvodu UC3855 jsou k dispozici dvě metody snímání vstupního proudu. Jednodušší metodou je snímání úbytku napětí na rezistoru vřazeném do cesty proudu, hned za usměrňovač do záporné větve (protože výstupní signál na vstupu ION integrovaného obvodu má být 1V oproti zemi). Tato metoda je však neefektivní, právě pro požadovanou velikost napětí na tomto odporu tj. 1V v špičce proudu. Úbytek napětí úbytku 1V při proudu 17,51A totiž vyvolá 17,51W okamžitého ztrátového výkonu.

Druhou, efektivnější metodou snímání proudu je použití proudového transformátoru. Podle [11] je použití proudového transformátoru výhodnější i z hlediska vyšší odolnosti proti rušení. V tomto obvodu by však transformátor zařazený za usměrňovačem vlivem značné stejnosměrné složky protékajícího proudu dostal do saturace. Proto je obvykle nutné použít transformátory dva, a to jeden snímající proud spínačem a druhý proud diodou. Tyto dva transformátory mají k dispozici mezi dvěma proudovými impulsy dostatečně dlouhou dobu na demagnetizaci jádra.

Obvod UC3855 však disponuje obvodem, který dokáže proud při vypnutém spínači a sepnuté diodě rekonstruovat z průběhu proudu snímačem. Tento obvod se nazývá proudový syntetizér [11] a aproximuje proud cívkou, který v čase vypnutého spínače lineárně klesá, klesajícím napětím na vybíjeném kondenzátoru C_{PS} . Proto k správné funkci obvodu stačí jediný proudový transformátor snímající proud sepnutým spínačem.

Proudový transformátor bude navrhnout vzhledem k požadovanému výstupnímu napětí při maximálním špičkovém proudu (1V při 17,51A). Při návrhu také bude respektována snaha co nejmenších ztrát způsobeným snímacím obvodem. Proto můžeme stanovit, že na rezistoru R_{PT} na sekundáru transformátoru bude nejvyšší ztrátový výkon např. 100mW. Této hodnotě výkonu odpovídá proud I_{TP} 100mA a odpor rezistoru R_{TP} 10Ω .

Převod proudového transformátoru je roven poměru vstupního a výstupního proudu. Protože primár je tvořen jediným závitem (vodič vede skrz střed toroidního transformátoru), převod přímo udává počet závitů sekundárního vinutí:

$$N = \frac{I_L}{I_{TP}} = \frac{17,51}{0,1} = 175.$$

Tato hodnota je však z praktických důvodů příliš velká. Je nutno připustit větší ztráty v odporu R_{TP} , aby počet závitů transformátoru mohl být menší. Ztrátovému výkonu $300mW$ odpovídá rezistor s odporem **3,3Ω**, což je snadno dostupná hodnota. Proud při těchto podmínkách je roven $303mA$. Převod transformátoru je tedy

$$N = \frac{I_L}{I_{TP}} = \frac{17,51}{0,303} \approx \underline{\underline{53}}.$$

Tato hodnota je již snáze realizovatelná.

Pro usměrnění signálu z proudového transformátoru lze použít např. diodu **UF4007**, což je snadno dostupná křemíková dioda pro proud $200mA$, napětí $100V$ a s dobou zotavení $4ns$. Pro filtraci bude signál z proudového transformátoru filtrován dvěma kondenzátory **1nF** a rezistorem **100Ω**, což je zapojení použito v [11].

Proudový transformátor bude v obvodu zapojen tak, že bude snímat pouze proud tranzistorem Q_{MAIN} a ne proud kondenzátorem C_{DS} . Je to z důvodu zlepšení přesnosti měření resp. snížení rizika saturace jádra. Podrobněji je to vysvětleno v [11].

Pomocí hodnoty R_{TP} je již možné vypočítat hodnotu kondenzátoru C_I připojeného mezi zem a vývod CI integrovaného obvodu. Pro výpočet bude použit vztah uvedený v [11] :

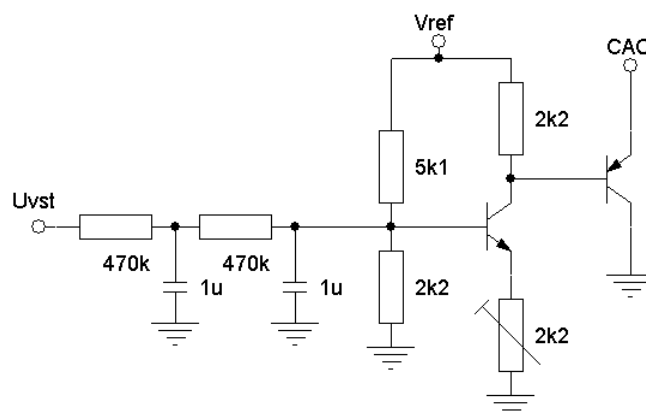
$$C_I = \frac{3 \cdot L \cdot N}{R_{VS} \cdot U_{VYST} \cdot R_{TP}}$$

R_{VS} je hodnota rezistoru připojeného na pin RVS integrovaného obvodu - tento je potřebný pro funkci proudového syntetizéru. Jeho hodnota závisí prakticky pouze na zvolené velikosti proudu I_{AC} . V [11] byl odpor tohoto rezistoru vypočten a je roven **22kΩ** pro $I_{AC} = 500\mu A$.

$$C_I = \frac{3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 53}{22 \cdot 10^3 \cdot 387 \cdot 3,3} = \underline{\underline{565pF}}$$

Na místě C_I bude použit kondenzátor o kapacitě **560pF**.

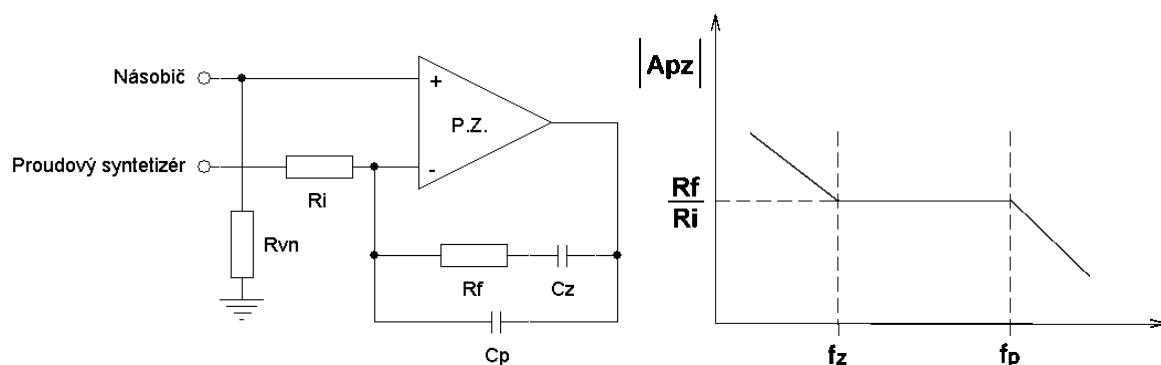
Při průchodě vstupního střídavého napětí nulou dosahuje střída řízení hlavního spínače maximální hodnoty. S rostoucí střídou klesá čas, který může proudový transformátor využít pro demagnetizaci jádra. Při průchodu napětí nulou může střída dosáhnout jedné a proudový transformátor se dostane do saturace a přesnost měření rychle klesne. Proto výrobce doporučuje použít pro kompenzaci tohoto jevu obvod, který omezuje napětí na výstupu proudového zesilovače při průchodu napětí nulou. Výrobce vyzkoušel v [11] jednoduchý obvod s jedním tranzistorem, se kterým bylo dosažené výsledné zkreslení proudu přibližně 10%. Složitější obvod s dvěma tranzistory zabezpečil zkreslení proudu přibližně 5%. Z tohoto důvodu bude v této aplikaci použit obvod složitější (viz obr. 6.9)



Obr. 6.9 Obvod pro omezení výstupního napětí proudového zesilovače podle [11]

V [11] byl použit NPN tranzistor MPS2222 a PNP tranzistor MPS2907. V tomto zapojení budou vzhledem k lepší dostupnosti použity typy s podobnými parametry - NPN tranzistor **BC337** a PNP tranzistor **BC327**.

6.2.7 Proudová regulační smyčka



Obr. 6.10 Schéma zapojení proudového zesilovače a grafické znázornění frekvenční charakteristiky proudové regulační smyčky podle [11]

Obvod proudové regulační smyčky se skládá z proudového zesilovače P.Z., kondenzátorů C_Z a C_P a rezistorů R_F a R_I ve schématu na obr. 6.10. Podle [11] je vhodné stanovit polohu nuly proudové regulační smyčky f_Z na 10kHz . Pro tuto frekvenci je potřeba určit proudový zisk výkonové sekce A_{IVS} :

$$A_{IVS} = \frac{U_{VYST} \cdot \frac{1}{I_{PK}}}{2 \cdot \pi \cdot f_C \cdot L \cdot V_{SE}} = \frac{387 \cdot \frac{1}{17,51}}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 5,2} = \underline{0,68}.$$

Součin proudového zisku výkonové sekce A_{IVS} a zisku proudového zesilovače A_{PZ} musí být roven 1 [11]. Proto

$$A_{PZ} = \frac{1}{A_{IVS}} = \frac{1}{0,68} = \underline{1,48}.$$

Dále je potřeba určit jednotlivé prvky proudového zesilovače. Protože $R_I = R_{VZO}$ [11],

$$R_F = \frac{R_I}{A_{IVS}} = \frac{3000}{0,68} = \underline{4411},$$

$$f_Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_Z} \Rightarrow C_Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot f_Z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4400 \cdot 10000} = \underline{3,62nF},$$

f_p je frekvence pólu proudové regulační smyčky, hodnota 125kHz (tj. polovina spínacího kmitočtu) je doporučena v [11]. Po úpravě

$$C_P = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot \frac{f_{SP}}{2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4411 \cdot 125 \cdot 10^3} = \underline{289pF}.$$

Na místě C_Z bude použita paralelní kombinace kondenzátorů o kapacitě **3,3nF + 330pF**. Na místě C_P bude použita paralelní kombinace kondenzátorů o kapacitě **270pF + 18pF** a na místě R_F bude použita sériová kombinace dvou rezistorů **2,2kΩ**.

6.2.8 Napěťová regulační smyčka

Obvod napěťové regulační smyčky se skládá ze zesilovače odchylky Z.O., kondenzátoru C_{VF1} a rezistorů R_{VF1} , R_{V1} a R_{V2} na obr. 6.4. Prvním krokem návrhu je podle [11] určení zvlnění napětí na výstupním kondenzátoru:

$$\Delta U_{VYST} = \frac{P_{VYST} \cdot \frac{1}{\eta}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{VYST} \cdot U_{VYST}} = \frac{1000 \cdot \frac{1}{0,95}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot 710 \cdot 10^{-6} \cdot 387} = 6,093V_{SP} = \underline{12,19V_{SS}}.$$

V zájmu malé amplitudy třetí harmonické vstupního proudu bude stanoveno zvlnění na vstupu zesilovače odchylky max. 0,5% tj. 0,005. Toto zvlnění se projeví jako 0,25% úroveň třetí harmonické proudu na vstupu, což je přijatelné.

$$\Delta U_{VZO} = 0,005 \cdot (U_{VZO(MAX)} - 1) = 0,005 \cdot (6 - 1) = \underline{0,025V_{SS}}.$$

Zisk zesilovače odchylky tedy musí být

$$A_{ZO} = \frac{\Delta U_{VZO}}{\Delta U_{VYST}} = \frac{0,025}{12,19} = \underline{2,05 \cdot 10^{-3}}.$$

R_{V1} bude zvolen **1,36MΩ** resp. jako sériová kombinace dvou **680kΩ** rezistorů – v zájmu snížení napěťového namáhání.

$$C_{VF1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot A_{ZO} \cdot R_{V1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot 2,05 \cdot 10^{-3} \cdot 1,36 \cdot 10^6} = \underline{585,13nF}$$

Na místě C_{VF1} bude použita paralelní kombinace kondenzátorů o kapacitě **330nF** a **220nF**.

Napěťový zisk výkonové sekce lze určit vztahem [11]

$$A_{UVS} = \frac{P_{VYST} \cdot \frac{1}{\eta}}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot U_{VYST} \cdot C_{VYST} (U_{VZO(MAX)} - 1)} = \frac{1000 \cdot \frac{1}{0,95}}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot 387 \cdot 710 \cdot 10^{-6} (6 - 1)} = \frac{121,87}{f_p}$$

a zisk zesilovače odchylky [11]

$$A_{ZO} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{V1} \cdot C_{VF1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot 1,36 \cdot 10^6 \cdot 560 \cdot 10^{-9}} = \frac{0,209}{f_p}$$

Zisk napěťové smyčky A_{SM} je dán součinem napěťového zisku výkonové sekce A_{UVS} a zisku zesilovače odchylky [11]. Pro mezní kmitočet f_p je A_{SM} rovno 1:

$$A_{SM} = 1 = A_{UVS} \cdot A_{ZO} = \frac{121,87}{f_p} \cdot \frac{0,209}{f_p} = \frac{25,47}{f_p^2} \Rightarrow f_p = \sqrt{\frac{25,47}{1}} = \underline{5,047 Hz}$$

$$R_{VF1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C_{VF1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5,047 \cdot 560 \cdot 10^{-9}} = \underline{56,31 k\Omega}$$

Na místě R_{VF1} bude použit rezistor o odporu **56kΩ**.

Zbývá vypočítat druhý rezistor v odporovém děliči, který stanovuje výstupní napětí. Referenční napětí zesilovače odchylky $U_{REF(ZO)}$ je rovno 3V.

$$R_{V2} = \frac{U_{REF(ZO)}}{U_{VYST}} \cdot R_{V1} = \frac{3}{387} \cdot 1,36 \cdot 10^6 = \underline{10,54 k\Omega}.$$

Na místě R_{VF2} bude použit rezistor o odporu **10kΩ** v sérii s odporovým trimrem P_1 o odporu **1kΩ** pro jemné nastavení výstupního napětí. Výstupnému napětí 387V odpovídá přibližně střed dráhy trimru P_1 .

6.2.9 Přepětová ochrana

Obvod UC3855 disponuje kromě zesilovače odchylky také osobitním operačním zesilovačem pro detekci přepětí na výstupu. Toto může nastat v případě, že vstupní střídavé napětí přesáhne stanovenou mez tj. v tomto případě 255V. Při této události komparátor OVP (viz obr. 6.2.2) přímo vypne oba řídicí výstupy integrovaného obvodu.

Napětí na vstupu OVP integrovaného obvodu větší než 7,5V je vyhodnoceno jako přepětí. Komparátor OVP má hysterezi 400mV, tedy do normálního provozu se integrovaný obvod vrátí při poklesu napětí na vstupu OVP pod 7,1V.

Stav přepětí lze v tomto případě definovat jako překročení hranice 400V. Pro tuto hodnotu bude vypočten odporový dělič:

$$K_{OVP} \frac{7,5}{400} = \underline{0,01875}$$

Horní odpor v děliči R_{OVP1} může být zvolen opět jako sériová kombinace dvou odporů – **2x910kΩ**, tj. $1,82MΩ$. Druhý rezistor R_{OVP1} pak má hodnotu

$$R_{OVP2} = R_{OVP1} \cdot K_{OVP} = 1,82 \cdot 10^6 \cdot 0,01875 = \underline{34,125kΩ}$$

Na místě R_{OVP2} bude použit rezistor o odporu **33kΩ**.

7. Konstrukce vinutých prvků

Hlavní požadavky pro akumulční i rezonanční cívku – zejména pro její jádro, vyplývající z celkového návrhu předregulátoru jsou

- Schopnost pracovat na daném kmitočtu (250kHz) s co nejmenšími tepelnými ztrátami
- Snadná realizovatelnost vinutí (co nejmenší počet závitů)
- Co nejmenší rozměr jádra a hotové cívky
- Dobrá dostupnost jádra.

Po provedení průzkumu trhu byl vybrán výrobce jader pro cívky – firma Micrometals. Jádra této firmy v ČR dodává firma Tronic spol. s r.o.

7.1 Akumulační cívka L

Potřebná indukčnost a proudová zatížitelnost akumulční cívky byla vypočítána v kap. 6.1.1:

- $L = 100\mu H$
- $I_L = 12,38A$.

Firma Micrometals vyvinula návrhový software [22], který umožňuje podle zadaných parametrů určit nejvhodnější konstrukci jádra a to i speciálně pro aplikaci v aktivním korektoru účinnosti. V programu byly zadány tyto výchozí data:

- Inductance at max current: $100\mu H$
- Maximum DC resistance: 0 (nezadáno)
- Maximum current: $12,38A$
- Peak regulator input voltage: $360V (255V \cdot \sqrt{2})$
- Regulator DC output voltage: $387V$
- Frequency: $250kHz$
- Temperature: $25^\circ C$

- Core shape: Toroid (Stacked Cores: 1)
- Winding type: Single Layer (Wire Strands: 1)

V menu programu *Parameters* byly dále nastaveny parametry:

- Maximum temperature rise: 40°C
- Measurement units: Metric
- Wire gage standard: Metric, mm gage

Všechny ostatní parametry byly ponechány ve výchozím nastavení.

Ze zadaných parametrů program určil nejvhodnější jádra a parametry cívek s těmito jádry:

INDUCTANCE AT MAX CURRENT:		100.00	micro HENRIES	PEAK REGULATOR INPUT VOLTAGE		361.00	VOLTS
MAXIMUM DC RESISTANCE		0.00	OHMS (Optional)	REGULATOR DC OUTPUT VOLTAGE		390.00	VOLTS
MAXIMUM CURRENT		12.38	AMPERES	FREQUENCY		250.00	KHERTZ
				TEMPERATURE		25.0	DEGREES C

Core Part Number	Price	AL	Turns	Wire	%Fill	Rdc	Rac	Bac	%Perm	Core	Copper	Temp
		nH		Metric		Ohms	Ohms	Gauss		Loss Watts	Loss Watts	Rise deg C
T184-8/90	2.56	72	39	1.40	13.1	28.3 m	28.3 m	266.0	89.5	3.60	2.17	38.8
T184-63	2.26	72	39	1.40	13.1	28.3 m	28.3 m	266.0	90.4	3.51	2.17	38.3
T184-66	1.72	139	34	1.60	14.9	19.1 m	19.1 m	305.1	63.6	4.14	1.46	37.2
T200-8/90	2.02	42	52	1.40	10.1	30.8 m	30.8 m	295.3	87.5	3.59	2.36	38.7
T200-2B	2.30	22	68	1.20	9.7	78.2 m	78.2 m	123.6	98.7	0.57	5.99	35.2
T200-8B/90	3.65	78	37	2.30	19.4	12.2 m	12.2 m	227.2	92.4	3.59	0.93	23.7

Obr. 7.1 Výstupní data programu [22] - elektrické parametry

INDUCTANCE AT MAX CURRENT:		100.00	micro HENRIES	PEAK REGULATOR INPUT VOLTAGE		361.00	VOLTS
MAXIMUM DC RESISTANCE		0.00	OHMS (Optional)	REGULATOR DC OUTPUT VOLTAGE		387.00	VOLTS
MAXIMUM CURRENT		12.38	AMPERES	FREQUENCY		250.00	KHERTZ
				TEMPERATURE		25.0	DEGREES C

Core Part Number	Core			Magnetic		Wire			Wound, Overall		
	OD in	ID in	Height in	Ac sq cm	Lm cm	Turns	Metric mm	Dia in	OD in	ID in	Height in
T184-8/90	46.736	24.130	18.034	1.88	11.20	39	1.40	1.508	49.644	21.222	20.942
T184-63	46.736	24.130	18.034	1.88	11.20	39	1.40	1.508	49.644	21.222	20.942
T184-66	46.736	24.130	18.034	1.88	11.20	34	1.60	1.719	50.055	20.811	21.353
T200-8/90	50.800	31.750	13.970	1.27	13.00	52	1.40	1.508	53.708	28.842	16.878
T200-2B	50.800	31.750	25.400	2.32	13.00	68	1.20	1.304	53.304	29.246	27.904
T200-8B/90	50.800	31.750	25.400	2.32	13.00	37	2.30	2.472	55.572	26.978	30.172

Obr. 7.2 Výstupní data programu [22] - mechanické parametry

Nejmenší vhodné jádro má označení T184-8/90. Program určil počet závitů vinutí (39) průměr vodiče (1,5mm) a celkové rozměry navinuté cívky (49,6 x 20,9 mm).

Jako vstupní parametr byla rovněž zadána podmínka, aby vinutí tvořilo pouze jednu vrstvu. Cívku lze tedy navinout standardním smaltovaným vodičem pro vinutí transformátorů – napětí mezi závitů je malé a nehrozí průraz izolace.

7.2 Rezonanční cívka L_r

Potřebná indukčnost a proudová zatížitelnost rezonanční cívky byla vypočítána v kap. 6.1.5:

- $L = 3,6\mu H$
- $I_L = 3,04A$.
- $I_{Lr\max} = 22,95A$.

Výrobce Micrometals na svých internetových stránkách [22] doporučuje pro rezonanční cívky použít jádra z materiálů -2 anebo -14. Jelikož ale tyto jádra nebyly dostupné, byl vybrán materiál s podobnými parametry – shodou okolností stejný, jako byl použitý pro akumulaci cívku L tj. materiál -8.

Jako výchozí může být zvoleno podobné jádro, jako bylo použito v návrhu [11] tj. jádro 55209 od firmy Magnetics, Inc. Materiál jádra je molypermalloy s permeabilitou $\mu_r = 14$. Jádro má vnější průměr 21,1mm a výšku 7,11mm [24]. Podobným jádrem od firmy Micrometals je T106-8/90, kterého materiál má permeabilitu $\mu_r = 35$ [23], jeho průměr je 26,9mm a výška 11,1mm [25].

Pro ověření, zda-li je jádro T106-8/90 vhodné bude použit základní vztah pro výpočet cívky uvedený v [2]

$$\frac{B_s}{2} > L \frac{I_{Lr\max}}{N \cdot S_e}.$$

Limitujícím parametrem je hodnota magnetické indukce nasycení B_s , protože efektivní permeabilita jádra je stálá přibližně do $B_s/2$ [2]. Maximální indukce nastává při maximální hodnotě proudu $I_{Lr\max}$.

Pro jádro T106-8/90 je konstanta $A_L = 45nH / N^2$. Počet závitů je tedy

$$N = \sqrt{\frac{L_r}{A_L}} = \sqrt{\frac{3600}{45}} \cong 9z.$$

Materiál -8 má magnetickou indukci nasycení přibližně 0,3T. Po dosazení

$$\frac{0,3}{2} > 3,6 \cdot 10^{-6} \frac{22,95}{9 \cdot 0,659 \cdot 10^{-4}},$$

$$\underline{\underline{0,15 > 0,139.}}$$

Nerovnost je splněna. Jádro T106-8/90 s 9 závity tedy bude použito.

Protože tato cívka bude, na rozdíl od hlavní akumulaci cívky L použita v obvodu s pulsním proudem o vysoké frekvenci a amplitudě, je nutné tomu přizpůsobit také její vinutí. V [2] je uvedeno, že pro frekvenci 250kHz je maximální použitelný průměr měděného vodiče 0,4mm – je to přibližně trojnásobek hloubky vniku σ . Protože tento průměr je vzhledem k danému

proudu poměrně malý, bude cívka navinuta sdruženým vodičem složeným z deseti smaltovaných vodičů o průměru 0,4mm.

7.3 Proudový transformátor

Hlavní parametr proudového transformátoru – počet závitů sekundárního vinutí, byl vypočítán v kap. 6.2.6 a je roven 53. Zbývá určit typ jádra. V [11] byl pro snímání proudu rovněž použitý proudový transformátor. Typ použitého jádra však zde uveden není.

V [25] je uvedeno, že vhodným materiálem pro konstrukci je materiál o velké permeabilitě a s nízkým poměrem maximální permeability k počáteční. Dalšími požadavky jsou vysoká pracovní indukce a malé ztráty. Vzhledem k dostupnosti bylo vybráno jádro FT 50-77 firmy Amidon Inc. Jedná se o feritové jádro s počáteční permeabilitou $\mu_r = 2000$ a maximální $\mu_{rmax} = 6000$. Jádro má vnější průměr 12,7mm, vnitřní průměr 7,1mm a výšku 4,8mm. Z praktických důvodů je výhodné vinout jádro opět pouze v jedné vrstvě. Protože proud v sekundárním vinutím je poměrně malý, lze vinutí realizovat jediným vodičem o průměru 0,4mm. Minimální potřebný vnitřní obvod o_{min} lze přibližně určit jako součin průměru vodiče a počtu závitů

$$o_{min} = 53 \cdot 0,4 = 21,2mm.$$

Vnitřní obvod jádra je

$$o = 2\pi \cdot \frac{d}{2} = 2\pi \cdot \frac{7,1}{2} = 22,3mm.$$

$o > o_{min}$, vinutí tedy pokryje prakticky celý vnitřní obvod jádra v jedné vrstvě. Zbývá tedy dostatečný prostor pro primární vinutí tvořeno jediným závitěm silnějšího vodiče, vedeného přes střed proudového transformátoru.

8. Odhad ztrátových výkonů a volba chladičů

Pro získání orientačních hodnot ztrátových výkonů polovodičových výkonových prvků byla využita simulace v programu PSpice. Simulovaný obvod byl zapojen stejně jako při simulaci parazitních závitů rezonanční cívky (obr. 6.1). Ztráty byly zkoumány při nízkém (120V) a vysokém (360V) vstupním stejnosměrném napětí. Obvod byl simulován při stejnosměrném vstupním napětí z důvodu obtížné simulovatelnosti při střídavém resp. pulsním vstupním napětí. Během jedné periody se veličiny v obvodu - např. střída spínání hlavního spínače - výrazně mění.

Hodnoty ztrátových výkonů byly získány průměrováním okamžitých výkonů po dobu několik set ms při plném výkonu předregulátoru v ustáleném stavu (po nabití výstupního kondenzátoru $C_{výst}$). Sečtením všech takto získaných hodnot a podělením příkonem měniče byla rovněž získána hodnota účinnosti. Ostatní ztráty byly zanedbány. Výsledky simulace jsou uvedeny v tab. 2.

	P_{D1}	P_{D2}	P_{D3}	P_{D4}	P_{QMAIN}	P_{QZVT}	η
120V	1,8W	1,47W	1,21W	0,21W	17,97W	25,11W	94,1%
360V	5,20W	1,21W	0,97W	5,41W	12,18W	15,20W	97,4%

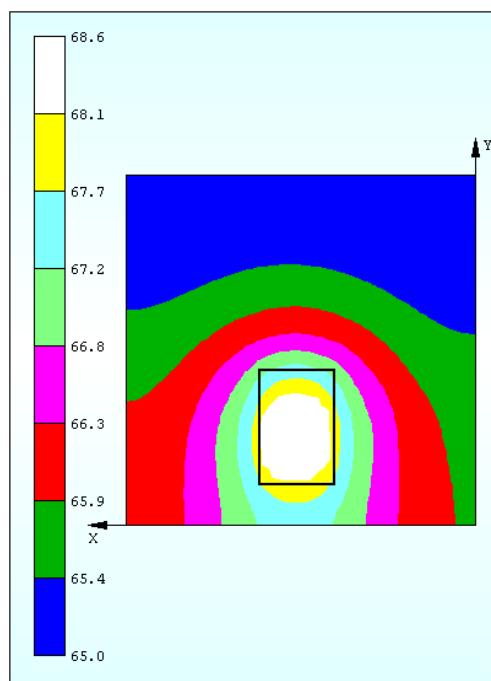
Tab. 2 Přehled ztrátových výkonů polovodičových prvků předregulátoru podle simulace

Hodnoty účinnosti korespondují s hodnotami dosaženými v [11] resp. grafem na obr. 5.1. Podle odsimulovaných ztrátových výkonů byly zvoleny chladiče s adekvátními tepelnými odpory.

	D1	D2	D3	D4	Q_{MAIN}	Q_{ZVT}
Typ chladiče	Ati	DO1A	DO1A	Ati	V5224C	V5224C
$R_{TH}[K/W]$	12	21	21	12	3,5	3,5
$\Delta t [K]$	62,4	30,9	25,4	65	62,9	87,9

Tab. 3 Typy chladičů výkonových prvků, jejich tepelný odpor a hodnoty oteplení

U chladičů z grafických karet pro PC Ati nebyl známý tepelný odpor. Pro jeho určení byl použit software [27]. Tento rovněž umožňuje, po zadání umístění a výkonu zdroje tepla, zobrazit rozložení hodnot oteplení na chladiči.



Obr. 8.1 Výstupní data programu [27] – rozložení velikosti oteplení na chladiči Ati pro D4

9. Návrh desky plošných spojů

Návrh DPS pro předregulátor je důležitou částí návrhu zařízení. Neuvážené rozmístění součástek resp. vodivých cest může mít nepříznivý vliv na funkci měniče.

Při návrhu byl proto brán zřetel na obecně známé zásady návrhu DPS pro spínané měniče, zejména:

- Dostatečné dimenzování vodivých cest pro spoje, kterými tečou velké proudy, tj. využití co největší plochy pro tyto spoje
- Co nejmenší délky spojů, které jsou náchylné na rušení tj. spoje vysokou pracovní frekvencí a/nebo nízkými hodnotami napětí a proudu)
- Nevytváření zemních smyček, spojení signálové a výkonové země v jediném bodě
- Co největší plocha mědi využita pro rozvod země – minimalizace úbytků napětí na zemních spojkách.

Pro návrh plošného spoje byl použit program Altium DXP (Protel) verze 2002 SP2. V zájmu snadné realizace byl plošný spoj navržen jako jednostranný. Byla zvolena metoda kombinované montáže, tj. kromě klasických součástek byly některé součástky zvoleny v provedení pro povrchovou montáž (SMD) v zájmu minimalizace délky vodivých cest a rozměrů DPS.

Výstupem návrhu je:

- Obrazec strany spojů DPS pro tisk fólie a výrobu samotné DPS (viz příloha B)
- Osazovací plány - strana součástek (viz příloha C) a strana spojů (viz příloha D)
- Osazovací plán vodivých propojek (viz příloha E)

9. Oživování zařízení

Při pokusu o oživování osazené desky plošných spojů se nejdříve objevil problém s napětím na pinech ION (3,4V), CS (5,1V) a CA- (5,1V) integrovaného obvodu. Tato napětí byla vyšší, než dovolené meze pro chod předregulátoru. Bylo zjištěno, že pin ION nabíjí kondenzátor C11 resp. C10 malým proudem, čímž se napětí na vstupu ION zvětšuje. To vyvolává zvýšené napětí na výstupu proudového syntezátoru CS, což aktivuje ochranné obvody a brání startu předregulátoru. Tento stav byl odstraněn zařazením rezistoru 470Ω mezi vstup ION a zem, který svede proud z pinu ION na zem. Po provedení tohoto opatření předregulátor začal pracovat.

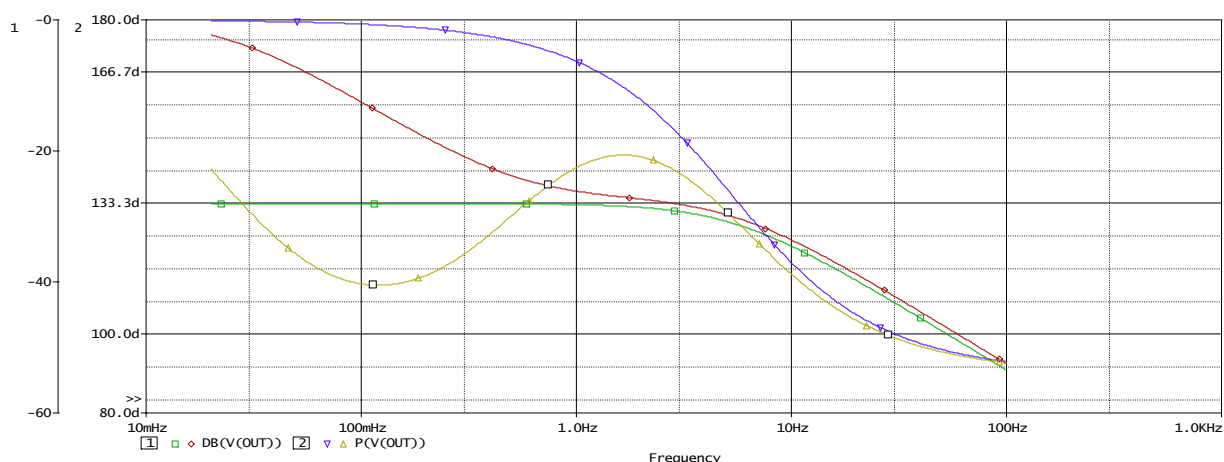
Následně se objevil problém, že řídicí obvod se sice nastartoval, nicméně po několika desítkách spínacích cyklů začala klesat úroveň referenčního napětí z nominální hodnoty 7,5V na přibližně 5V a následné vypnutí obvodu. Bylo zjištěno, že příčinou bylo použití nevhodných diod chránících řídicí obvod před zákrmitou na výstupech GTOUT a ZVTOU při vypínání tranzistorů. Byly zde použity křemíkové diody 1N4148, které jsou sice dostatečně

rychlé ($4ns$), nicméně napětí v propustném směru na nich je víc než $0,5V$. Podle [19] je maximální záporné napětí na všech vstupech a výstupech řídicího obvodu $0,3V$. Po tomto zjištění byly diody 1N4148 nahrazeny schottkyho diodami SM5819, které mají napětí v propustném směru přibližně $0,25V$. Po této úpravě již obvod běžel bez problémů.

Napájení předregulátoru z pomocného vinutí se i po zvýšení závitů na 4 ukázalo jako nedostatečné. Při vyšších výkonech a vstupních napětích sice tento způsob postačuje, pro start předregulátoru je však nutné připojit na vstup L_{aux} na DPS přes diodu externí napájecí zdroj o napětí 17 až $20V$. Tento způsob napájení byl použitý při veškerém testování a ukázal se jako dostatečný. Bylo také zvažováno navinutí pomocného vinutí na rezonanční cívku, nicméně z časových důvodů to nebylo realizováno.

Při započetí testování předregulátoru se často stávalo, že pomocný tranzistor Q_{ZVT} se zničil. Jednou se zničil také tranzistor hlavní – Q_{MAIN} . Při hledání příčiny se zjistilo, že řídicí signál na hradle tranzistorů neodpovídá signálu vysílaného řídicím obvodem. Signál na hradle zejména nedosahoval v okamžiku sepnutí napěťové úrovně $10V$, která je nutná pro spolehlivé otevření tranzistorů s nízkými ztrátami. Navíc byly při sepnutí tranzistoru v signálu výrazné zákmity. Spojie integrovaného obvodu na hradla tranzistorů sice byly vedeny nejkratším možným způsobem, nicméně deformaci řídicího signálu způsoboval, jak bylo zjištěno, zřejmě úbytek napětí na zemním spoji od integrovaného obvodu k elektrodám S obou tranzistorů. Při návrhu se totiž, v zájmu nevytváření zemních smyček, propojila zem integrovaného obvodu a přilehlých součástek (signálová zem) s výkonovou zemí pouze v blízkosti výstupních kondenzátorů. Toto místo bylo zvoleno v zájmu malého rušivého signálu na vstupu napěťové zpětné vazby a přepěťové ochrany. Pro zlepšení průběhu signálu na tranzistorech byl tento spoj signálové a výkonové země přerušen a byla vytvořena nová, krátká zemní propojka v blízkosti spínacích tranzistorů. Tím se průběh řídicího signálu na obou spínacích tranzistorech, zejména na Q_{ZVT} výrazně zlepšil.

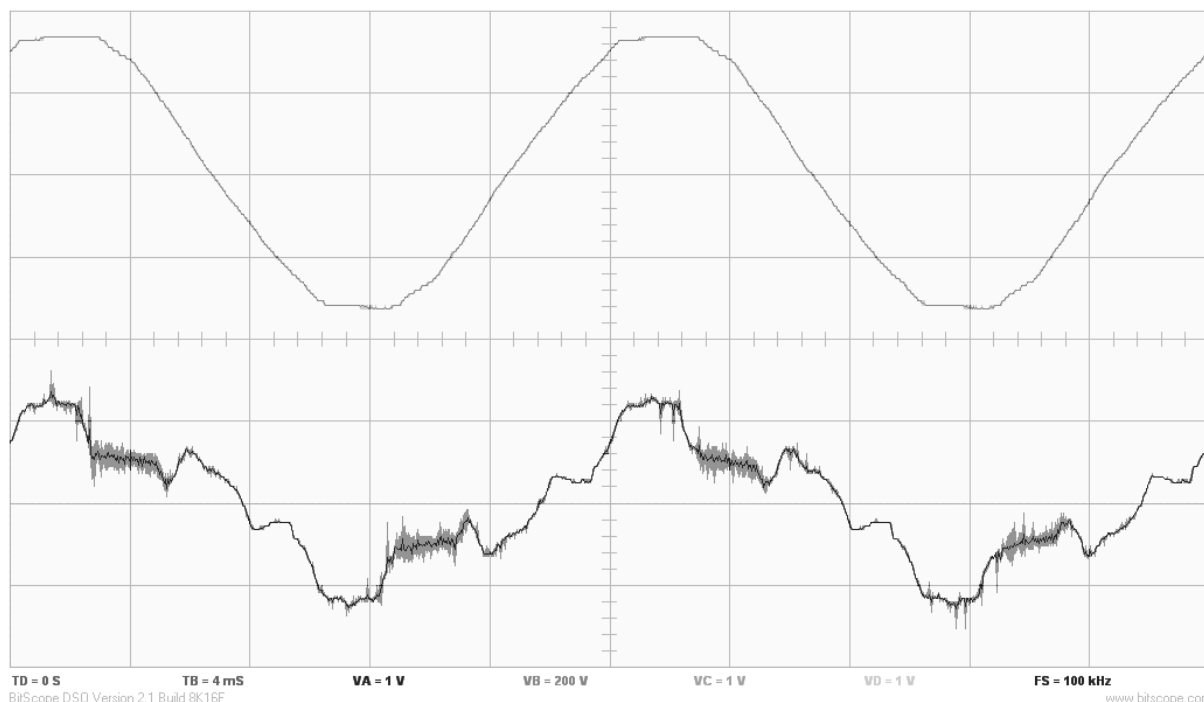
Při připojení zátěže cca $50W$, napětí na výstupu však razantně kleslo – z nastavených $387V$ na přibližně $350V$. Výstupní odpor předregulátoru byl tedy v oblasti stovek ohmů, což je enormně vysoká hodnota. Při zkoumání příčiny bylo zjištěno, že tento stav způsobuje smyčka napěťové zpětné vazby. Napětí na výstupu napěťového zesilovače se totiž se změnou zátěže mění, a to zhruba od $1,5V$ při chodu naprázdno do $6V$ při plném výkonu. Toto proměnlivé napětí z výstupu zesilovače má vazbu na vstup zesilovače přes rezistor R13. Dělič určující výstupní napětí (R14 až R16 a R23) sice je navržen pro vstupní napětí zesilovače $3V$, nicméně toto napětí je ovlivňováno proměnlivým výstupem zesilovače vazbou přes R13. Řešením bylo oddělení stejnosměrné složky proudu tekoucího rezistorem R13. Toho bylo dosaženo zařazením kondenzátoru $4,7\mu F$ mezi výstup VAOUT integrovaného obvodu a kombinaci R13 a C12. Tím se změnila závislost zisku A a fáze φ napěťové zpětné vazby na frekvenci, nicméně - jak dokumentuje obr. 9.1, k výrazné změně došlo pouze na nízkých kmitočtech ($<3Hz$) což neovlivní filtraci harmonických síťového napětí. Po provedení úpravy bylo výstupní napětí již téměř nezávislé na výkonu – výstupní odpor klesl pod $100m\Omega$.



Obr. 9.1 Amplituda a fáze přenosu napětíové zpětnovazební smyčky před úpravou (A – zeleně, φ – modře) a po úpravě (A – červeně, φ – žlutě)

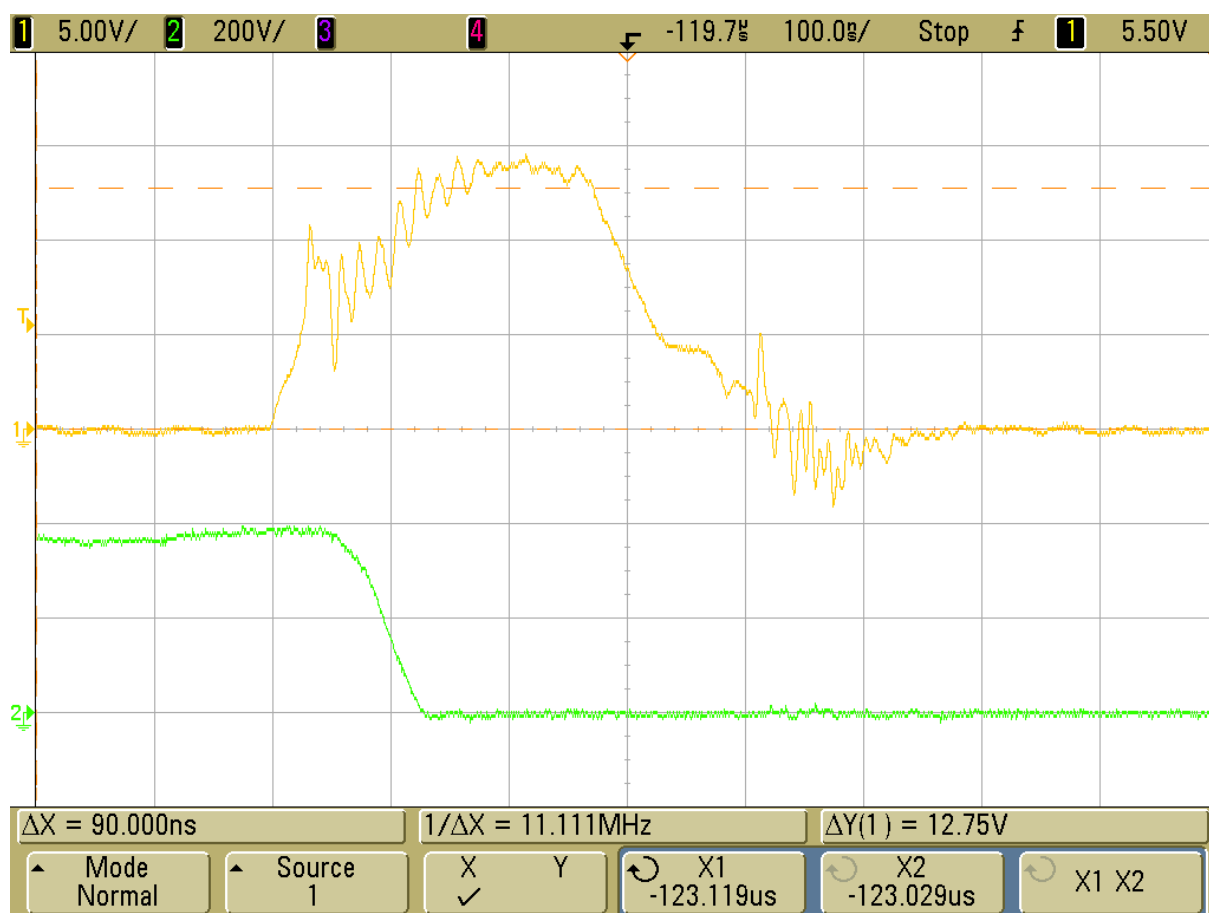
Při prvním měření vstupního (odebíraného) proudu se ukázalo, že tento je značně zdeformovaný. Při zkoumání příčiny bylo zjištěno, že je potřeba upravit zapojení obvodu proudového transformátoru. Napětí na rezistoru R11 vytvořené výstupním proudem z proudového transformátoru dosahovalo sice přibližně 100mV , což odpovídalo danému výkonu (cca 70W), nicméně před filtrací a vstupem ION byla zařazena usměrňovací dioda D12, která má prahové napětí zhruba $0,7\text{V}$. Řešením bylo zařadit tuto diodu ještě před rezistor R11. Tím se ale objevil problém se zápornými napětíovými špičkami na anodě diody, které dosahovali až 100V , což je závěrné napětí diody D12. Tyto špičky byly odstraněny zapojením další, stejné diody antiparalelně k proudovému transformátoru.

Po této úpravě byl již proud odebíraný ze sítě harmoničtější, nicméně pořád značně zdeformovaný (viz obr. 9.2) – měreno se zátěží cca 70W .



Obr. 9.2 Vstupní proud po úpravě zapojení proudového transformátoru – horní průběh je napětí na vstupu předregulátoru, spodní je odebíraný proud (měřen jako úbytek na odporu 1Ω)

Proto byla vyzkoušena jiná, jednodušší metoda snímání proudu – odporová. Velikost snímacího odporu je dána požadovaným úbytkem $1V$ při maximálním proudu $17,51A$. Tomu odpovídá hodnota odporu $57m\Omega$. Do zemního spoje za usměrňovač tedy byla zařazena paralelní kombinace tří rezistorů $0,18\Omega/2W$. Bohužel, pro přivedení vzniklého kladného napětí na vstup ION bylo potřeba opět změnit místo uzemnění obvodu a to před snímací rezistor. To mělo za následek opět zhoršení průběhu řídicího napětí pro spínací tranzistory (viz obr. 9.3). V zájmu minimalizace úbytku napětí na zemních spojích byla na příslušný spoj nanesena silnější vrstva cínu. Bylo rovněž zvažováno napájení silnější měděné licny na tento spoj, nicméně vzhledem k povrchovému jevu (hloubka vniku pro měď $0,4mm$ na kmitočtu $250kHz$) by už silnější průřez spoje ke snížení impedance výrazněji nepřispěl. Pro další zlepšení by bylo nutné zmenšit vzdálenost mezi elektrodami S obou tranzistorů a snímacím rezistorem, což však již stávající provedení desky plošných spojů nedovolovalo.



Obr. 9.3 Průběh napětí mezi elektrodami G a S (oranžově) a mezi elektrodami D a S (zeleně) tranzistoru Q_{ZVT}

10. Výsledky měření

10.1 Parametry při odporové zátěži

10.1.1 Parametry v kvazirezonančním režimu činnosti

Vlastnosti předregulátoru byly měřeny při tří hodnotách vstupního střídavého napětí: 85V, 160V a 230V. Pro měření účinníku, síťového napětí a činného výkonu na vstupu předregulátoru byl použitý přístroj Lovato DMK40. Maximální proud u tohoto přístroje činí 5A. Z toho důvodu nebylo možné měřit při napětích 85V a 160V s maximální zátěží. Minimální zátěž, s kterou předregulátor pracoval nepřerušovaně a tedy bylo možné vykonat jakékoli měření, byla 110mA při 387V. Tomu odpovídá výkon 42,5W tj. asi 4% maximálního výkonu (1kW). Při testování bylo zjištěno, že vstupní pasivní filtrace předregulátoru vyvolává fázový posuv proudu, který při nulové zátěži dosahuje až 90°. Proto byl vynechán kondenzátor C1 a na vstupu usměrňovače byla ponechána pouze filtrační dvojitá cívka Lemc a kondenzátor Cemc. Dále byl vyměněn kondenzátor C2 na výstupu usměrňovače za kvalitní typ Wima MKP určený pro pulsní provoz. Tento má sice podstatně menší kapacitu (150nF), nicméně bylo zjištěno, že po výměně se snížilo VF rušení - snímané sondou osciloskopu - asi o třetinu.

I _v [A]	P _v [W]	U _v [V]	P _v [W]	η [%]	λ [-]
0,11	85	387	42,6	50,1	0,93
0,15	71,9	387,1	58,1	80,8	0,94
0,2	94,4	387,1	77,4	82,0	0,94
0,3	141	387,1	116,1	82,4	0,99
0,5	234	387,2	193,6	82,7	1
0,6	289	387,1	232,3	80,4	0,99
0,7	333	387,1	271,0	81,4	0,99
0,8	378	387	309,6	81,9	1
0,9	427	387,4	348,7	81,7	0,99
1	479	387,4	387,4	80,9	1
1,1	522	388,7	427,6	81,9	0,99

Tab. 4 Naměřené hodnoty při vstupním střídavém napětí 85V

I _v [A]	P _v [W]	U _v [V]	P _v [W]	η [%]	λ [-]
0,11	53,8	387	42,6	79,1	0,91
0,15	67	387,1	58,1	86,7	0,94
0,2	86,7	387,1	77,4	89,3	0,98
0,3	129	387,1	116,1	90,0	0,98
0,4	171	387,2	154,9	90,6	0,98
0,5	212	387,2	193,6	91,3	0,98
0,7	297	387,3	271,1	91,3	0,985
0,8	340	387,4	309,9	91,2	0,99
0,9	383	387,6	348,8	91,1	0,99
1	426	387,7	387,7	91,0	0,99
1,2	513	388	465,6	90,8	0,99
1,4	602	388,4	543,8	90,3	0,99
1,6	687	388,4	621,4	90,5	0,99
1,836	785	388,2	712,7	90,8	0,99

Tab. 5 Naměřené hodnoty při vstupním střídavém napětí 160V

I_v [A]	P_{vst} [W]	U_{vst} [V]	P_{vst} [W]	η [%]	λ [-]
0,11	54,6	387,4	45,8	83,9	0,88
0,15	68,7	387,4	58,1	84,6	0,93
0,2	90,2	387,3	77,5	85,9	0,94
0,3	131	387,3	116,2	88,7	0,94
0,4	169	387,3	154,9	91,7	0,95
0,5	211	387,3	193,7	91,8	0,94
0,6	252	387,3	232,4	92,2	0,94
0,7	293	387,3	271,1	92,5	0,94
0,8	333	387,2	309,8	93,0	0,94
0,9	373	387,3	348,6	93,5	0,96
1	415	387,4	387,4	93,3	0,97
1,2	498	387,4	464,9	93,3	0,98
1,4	582	387,6	542,6	93,2	0,98
1,6	667	387,5	620,0	93,0	0,99
1,8	742	386	694,8	93,6	0,99
1,9	787	384,1	729,8	92,7	0,99
2	824	381,8	763,6	92,7	0,99
2,1	854	377,7	793,2	92,9	0,98
2,2	896	377,1	829,6	92,6	0,99
2,3	927	374	860,2	92,8	0,99
2,4	957	370	888,0	92,8	0,99
2,5	988	367	917,5	92,9	0,99

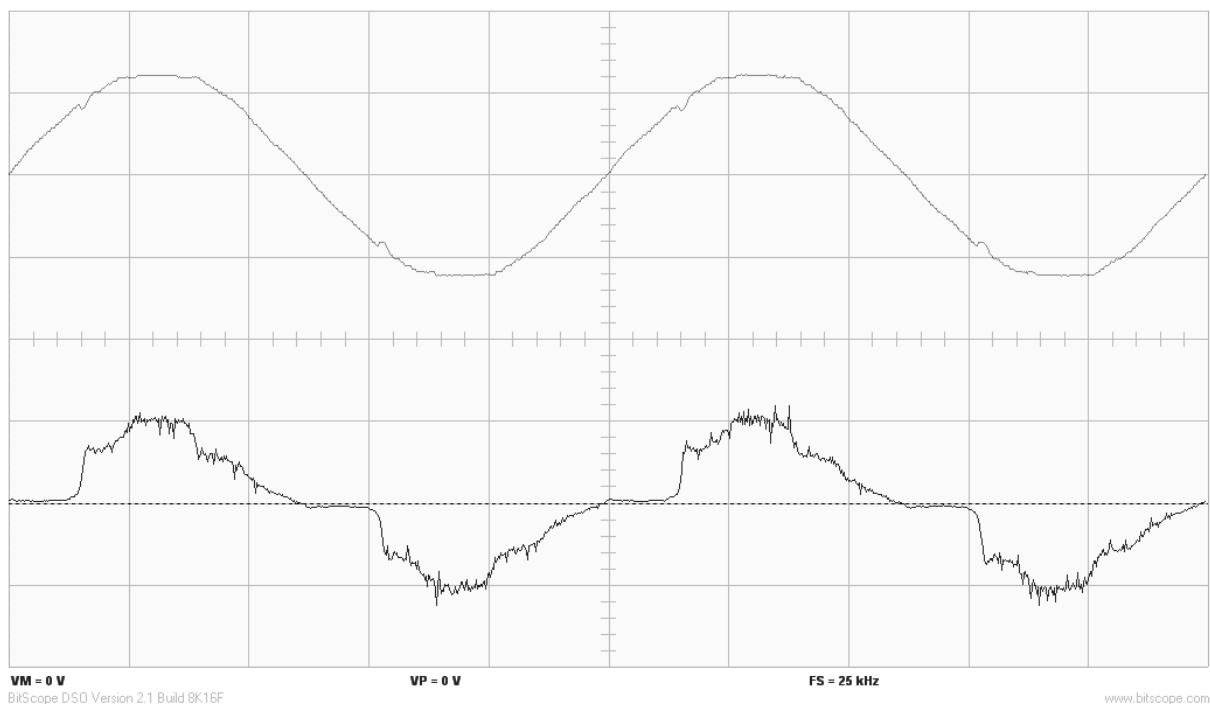
Tab. 6 Naměřené hodnoty při vstupním střídavém napětí 230V

Při provozu bylo zjištěno, zahřívání jednotlivých prvků partnerě není v souladu se simulací v kap. 8. Při všech tří hodnotách vstupního napětí a větších výkonech se dioda D2, tranzistor QZVT a rezistory R1A až R1E zahřívaly nadměrně. Dioda D2 byla proto namontována pomocí hliníkového prvku na chladič diody D4, která se nezahřívala prakticky vůbec. Rovněž bylo při měření použito chlazení ventilátorem, aby nedošlo ke přehřátí těchto prvků.

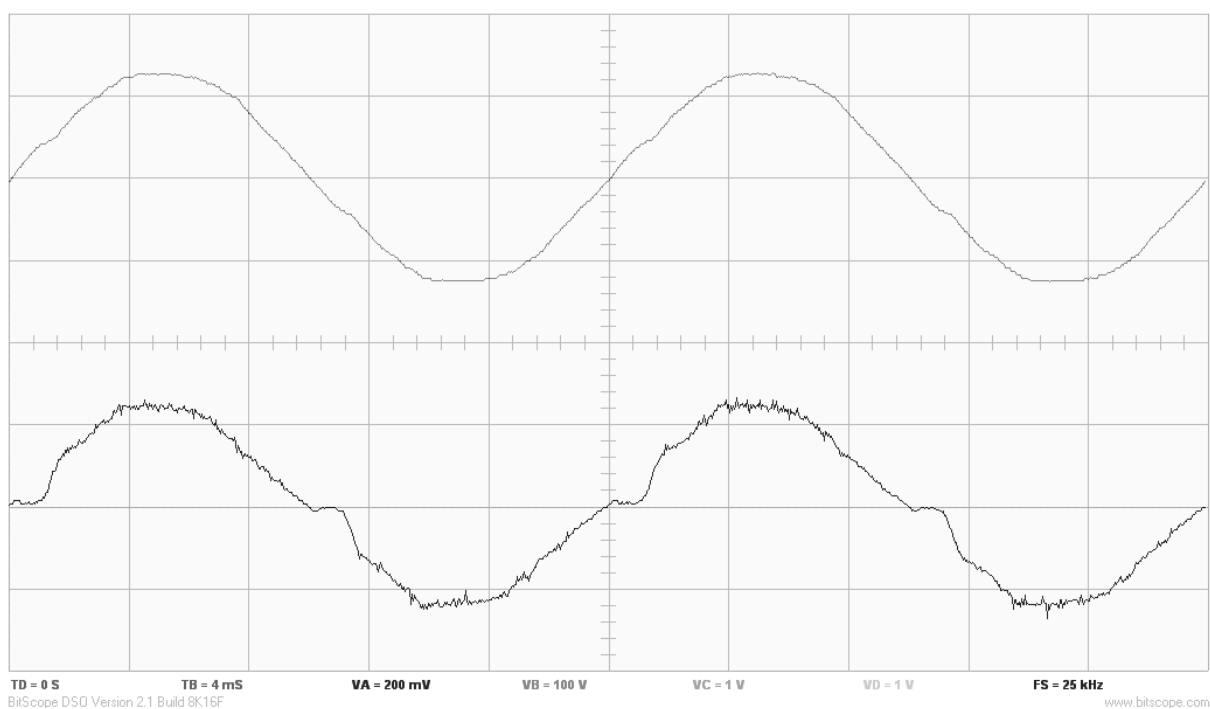
Hlavní spínací tranzistor, dioda D3 a usměrňovací můstek se zahřívali v souladu se simulacemi. Dioda D1 se nezahřívala vůbec.

Nadměrné zahřívání diody D2 bylo patrně způsobeno tím, že z důvodu nižšího prahového napětí než dioda D1 jí tekl proud i v době, kdy by měla vést pouze dioda D1 (doba $t_5 - t_6$ v obr. 5.3). Důsledkem toho bylo, že při sepnutí spínače QZVT napětí na této diodě rychle změnilo polaritu z cca 1V na -387V, avšak dioda se nestihla tak rychle zavřít. Závěrný proud diodou způsobil její větší zahřívání. Tento proud rovněž patrně přispěl k zvýšeným ztrátám v tranzistoru QZVT.

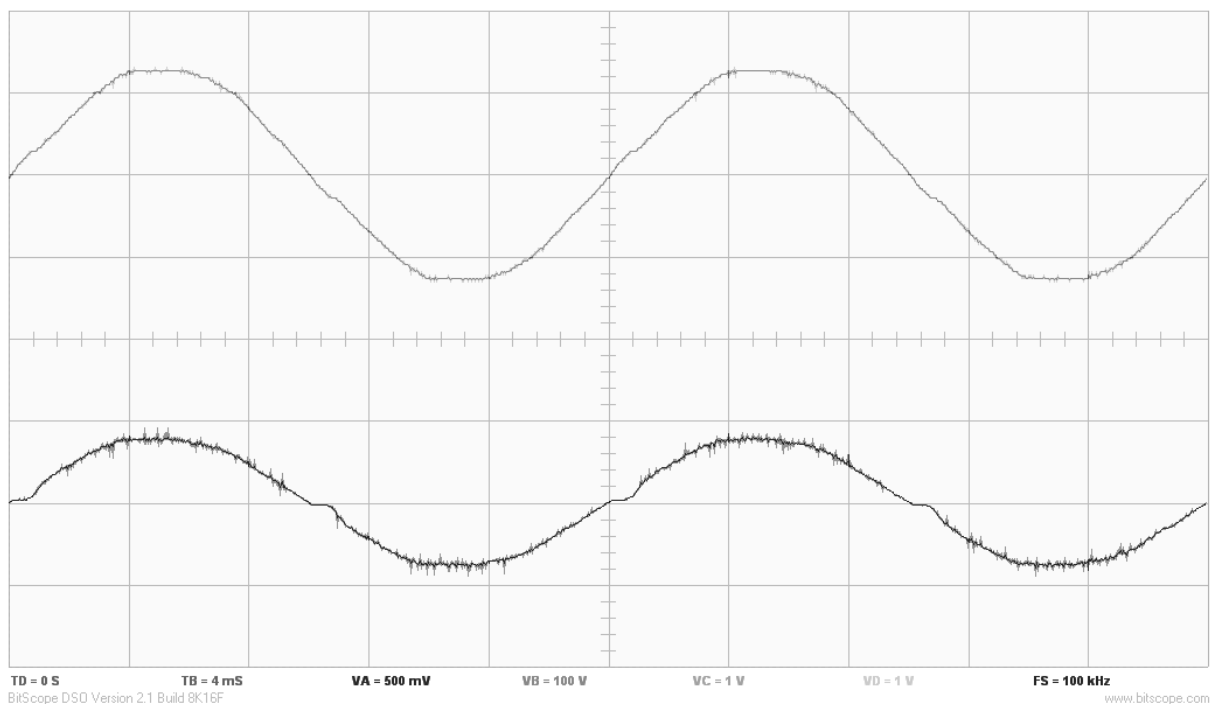
Průběh vstupního proudu je však velmi dobrý, zejména při vyšším zatížení (viz obr. 10.1 až 10.3). Bohužel přístroj Lovato měří celkový účinník pouze s přesností na dvě desetinná místa – při indikované hodnotě 1,00 bude skutečná hodnota zřejmě v okolí 0,997. Při přeblikávání hodnot 0,99 a 1,00 byla zapsána hodnota 0,995.



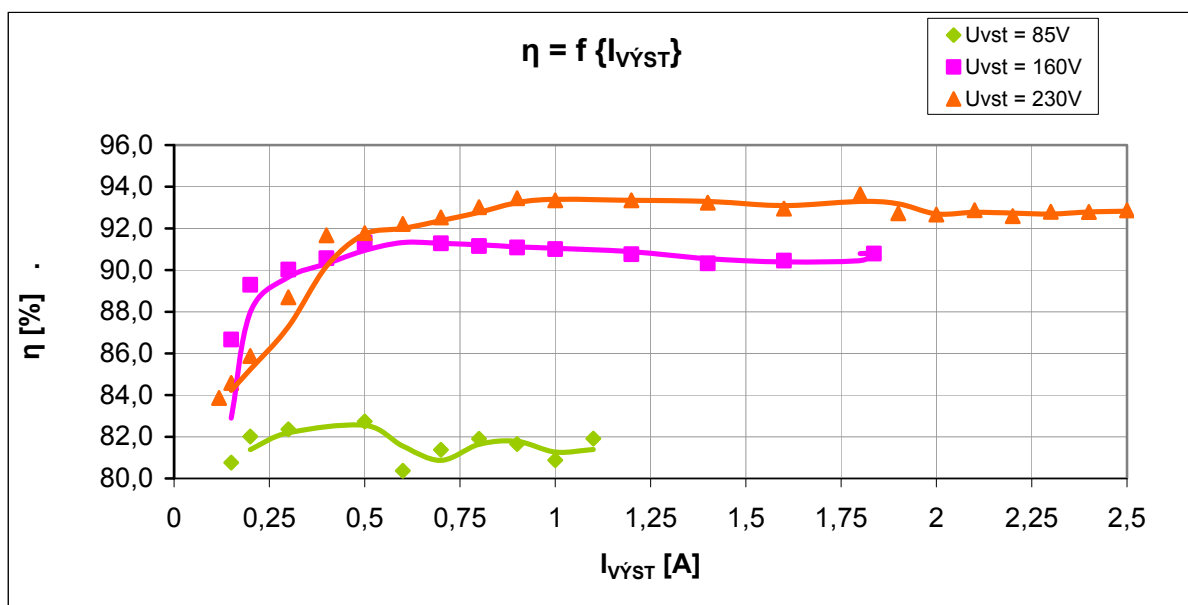
Obr. 10.1 Průběh vstupního napětí (nahore) a proudu (dole) při vstupním střídavém napětí $85V$ a výstupním proudu $200mA$ ($\lambda = 0,94$)



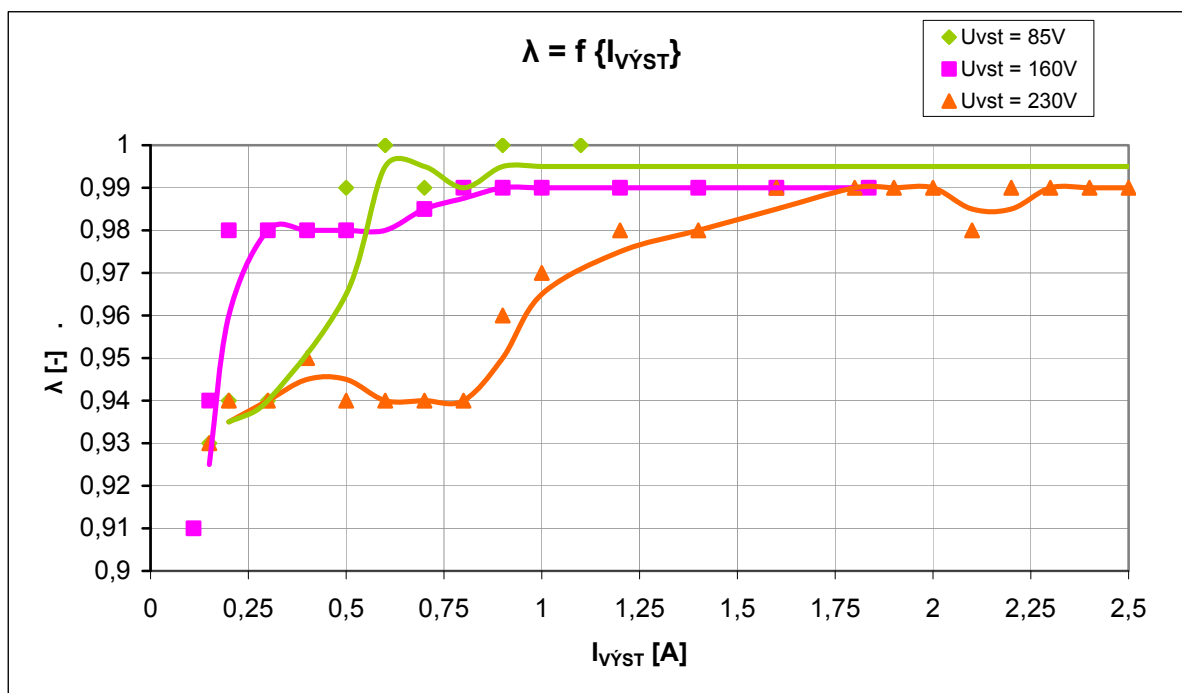
Obr. 10.2 Průběh vstupního napětí (nahore) a proudu (dole) při vstupním střídavém napětí $85V$ a výstupním proudu $300mA$ ($\lambda = 0,99$)



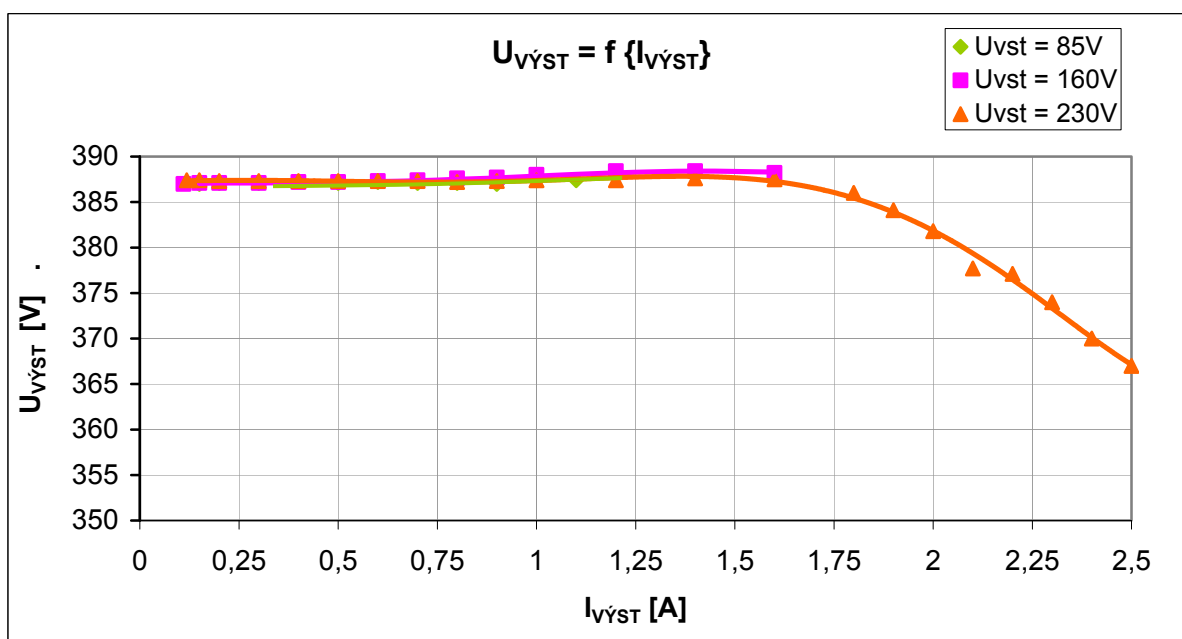
Obr. 10.3 Průběh vstupního napětí (nahore) a proudu (dole) při vstupním střídavém napětí 85V a výstupním proudu 500mA ($\lambda \approx 1,00$)



Obr. 10.4 Graf závislosti účinnosti na výstupním proudu (pro $U_{VYST} \approx 387\text{V}$)



Obr. 10.5 Graf závislosti celkového účinku na výstupním proudu (pro $U_{VYST} \approx 387V$)



Obr. 10.6 Zatěžovací charakteristiky předregulátoru

10.1.2 Parametry při nerezonančním (konvenčním) režimu činnosti

Po změření parametrů předregulátoru v kvazirezonančním zapojení bylo zapojení upraveno tak, aby měnič pracoval v klasickém – nerezonančním režimu. Úprava spočívala v odstranění prvků D2 a D3. Tím jsou odpojeny také ostatní prvky pomocného obvodu pro kvazirezonanční činnost (kromě členu R1D4 – ten se však nyní neuplatní). Měření bylo provedeno pouze pro orientaci tj. pouze pro několik hodnot I_{VYST} . Výsledky měření jsou v tab. 7 až tab. 9.

I_{VYST} [A]	P_{VST} [W]	U_{VYST} [V]	P_{VYST} [W]	η [%]	λ [-]
0,6	274	385,8	231,5	84,5	0,99
0,9	419	385	346,5	82,7	0,99

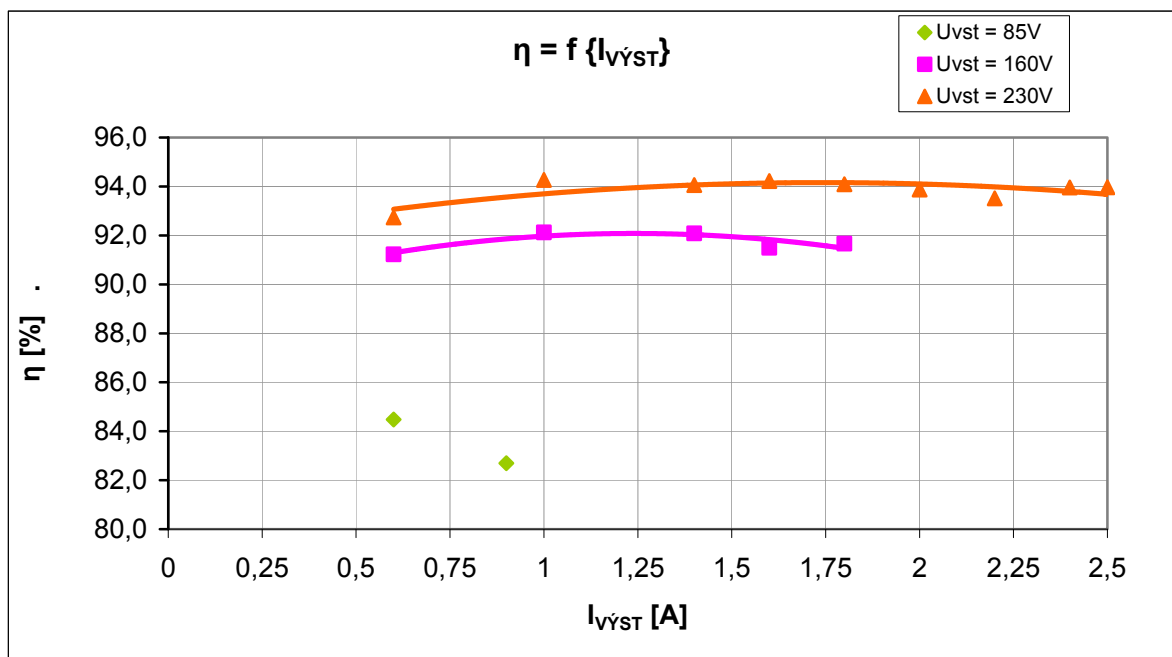
Tab. 7 Naměřené hodnoty při nerezonančním režimu činnosti a vstupním střídavém napětí 85V

I_{VYST} [A]	P_{VST} [W]	U_{VYST} [V]	P_{VYST} [W]	η [%]	λ [-]
0,6	254	386,2	231,7	91,2	0,98
1	419	386	386,0	92,1	0,99
1,4	587	386,1	540,5	92,1	0,99
1,6	675	386	617,6	91,5	0,99
1,8	758	386	694,8	91,7	0,99

Tab. 8 Naměřené hodnoty při nerezonančním režimu činnosti a vstupním střídavém napětí 160V

I_{VYST} [A]	P_{VST} [W]	U_{VYST} [V]	P_{VYST} [W]	η [%]	λ [-]
0,6	250	386,4	231,8	92,7	0,95
1	410	386,5	386,5	94,3	0,98
1,4	575	386,3	540,8	94,1	0,98
1,6	656	386,3	618,1	94,2	0,98
1,8	739	386,3	695,3	94,1	0,99
2	823	386,3	772,6	93,9	0,99
2,2	905	384,7	846,3	93,5	0,99
2,4	977	382,5	918,0	94,0	0,98
2,5	1015	381,5	953,8	94,0	0,985

Tab. 9 Naměřené hodnoty při nerezonančním režimu činnosti a vstupním střídavém napětí 230V



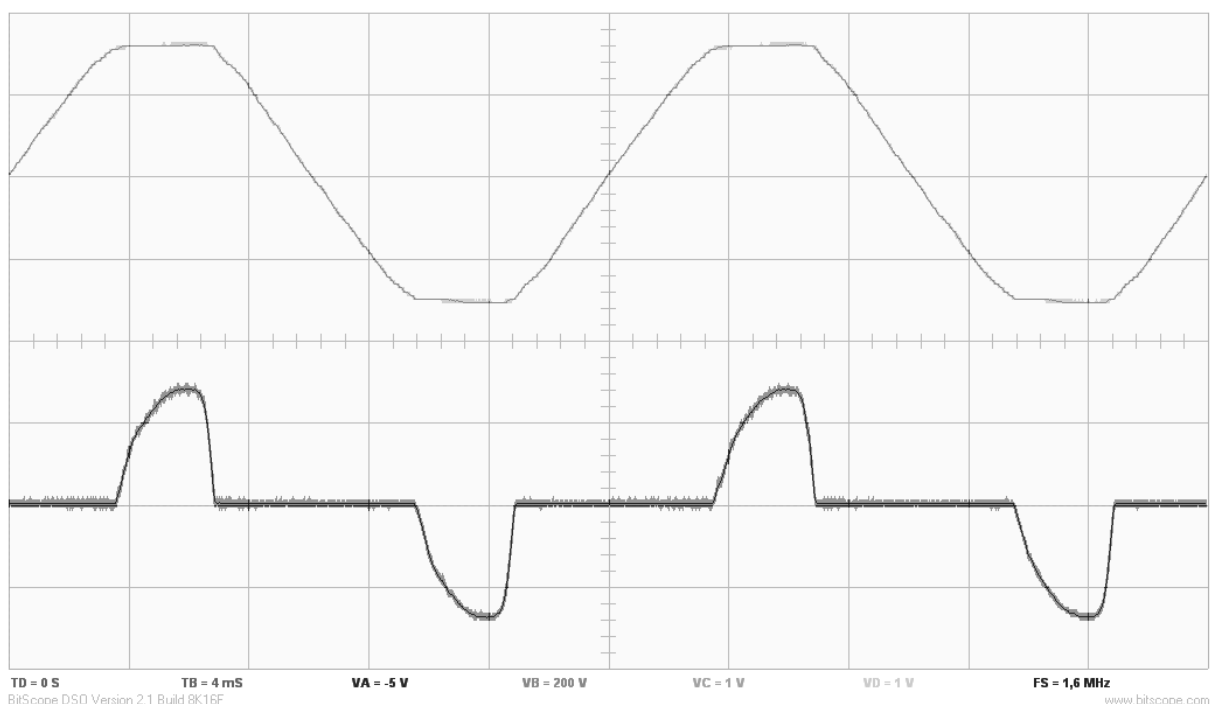
Obr. 10.7 Graf závislosti účinnosti na výstupním proudu (pro $U_{VYST} \approx 387V$) při nerezonančním zapojení

Je vidět, že v nerezonančním režimu činnosti má předregulátor paradoxně vyšší účinnost, než v režimu kvazirezonančním. V nerezonančním režimu se totiž ztráty omezili na prvky Q_{MAIN} a D1. Z těchto prvků se více zahříval spínací tranzistor, který vyžadoval chlazení ventilátorem. Je to z důvodu, že v nerezonančním režimu tento tranzistor spíná v čase, kdy je na něm plné vstupní napětí (v špičkách přes 300V).

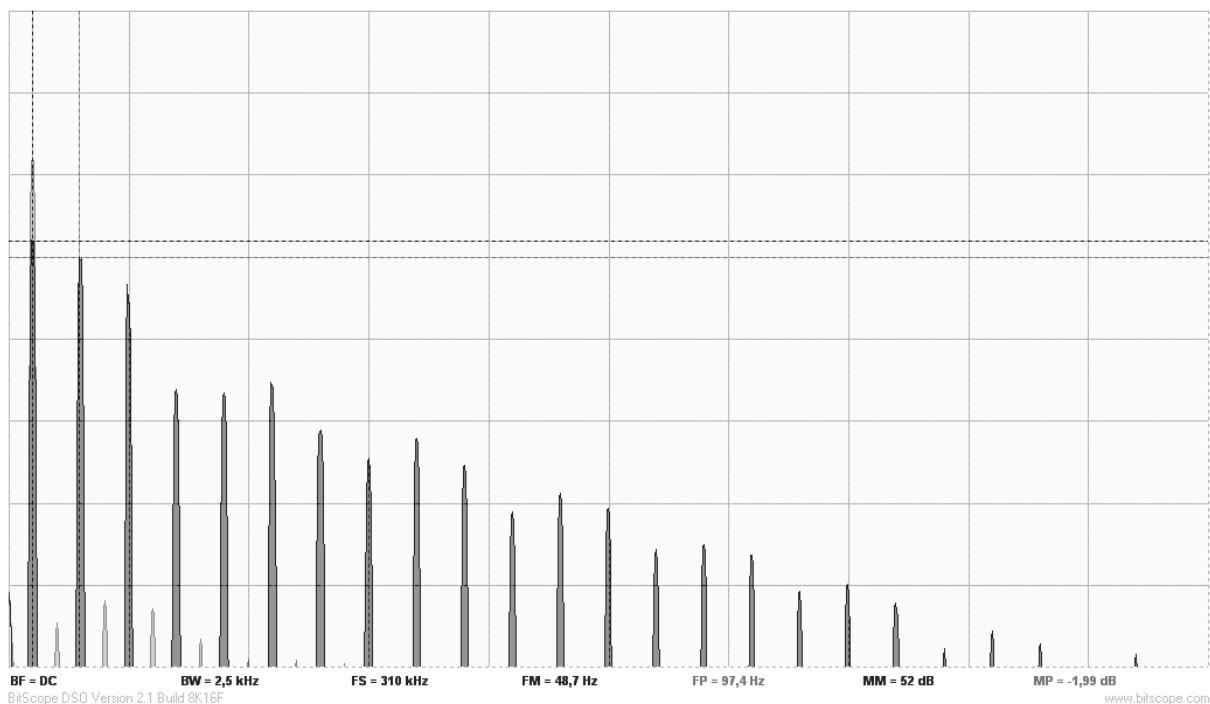
Z tabulek je rovněž vidět, že změna režimu činnosti na nerezonanční nemá vliv na hodnotu celkového účinníku λ anebo maximální výkon předregulátoru.

10.2 Parametry předregulátoru při použití DC-DC měniče jako zátěže

Dodatečně byly také zjištěny parametry předregulátoru při připojení DC-DC spínaného měniče na jeho výstup. Byl použit spínaný zdroj, který vznikl v rámci autorovy maturitní práce. Jedná se o dvojčinný DC-DC spínaný měnič se 4 spínači MOSFET v můstkovém zapojení řízený obvodem SG3525 a pracující s frekvencí oscilátoru 250kHz. Oscilátory předregulátoru a spínaného zdroje však nebyly spolu synchronizovány. Vstupní proud měniče byl filtrován pouze pasivním filtrem EPCOS. Měnič byl zatížen odporovou zátěží 400W. Na odporu 1Ω byl změřen časový průběh proudu odebíraného měničem (viz obr.10.8), z kterého bylo Fourierovou transformací odvozeno spektrum s hodnotami vyjádřenými v logaritmické míře (viz obr.10.9). Dále bylo postupem uvedeným v kap. 2.2 zjištěno harmonické zkreslení THD_1 a účinník zkreslení Kd .



Obr.10.8 Časový průběh síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s pasivním filtrem



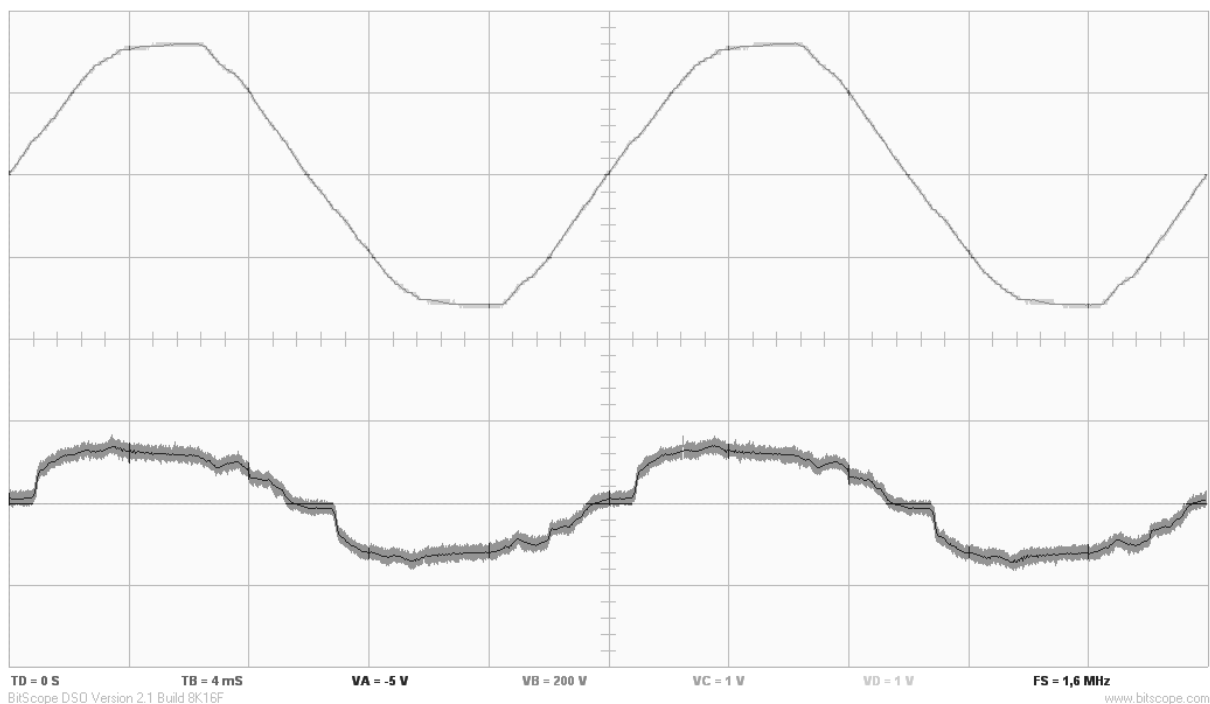
Obr.10.9 Spektrum síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s pasivním filtrem v dB

Změřený průběh přibližně odpovídá typickému průběhu vstupního usměrňovače s filtrační kapacitou na výstupu (viz obr. 2.4). Rozdíl oproti simulaci z obr. 2.4 je pouze v tom, že zde byla zřejmě větší impedance napájecí sítě, což se projevilo jako zkreslení napětí a prodloužení doby vedení proudu usměrňovačem. Již na první pohled je však vidět, že zkreslení proudu je značné. Úroveň třetí resp. páté harmonické proudu je pouze o 2dB resp. 5dB nižší než úroveň základní harmonické (50Hz). Ze spektra byly vypočítány tyto hodnoty:

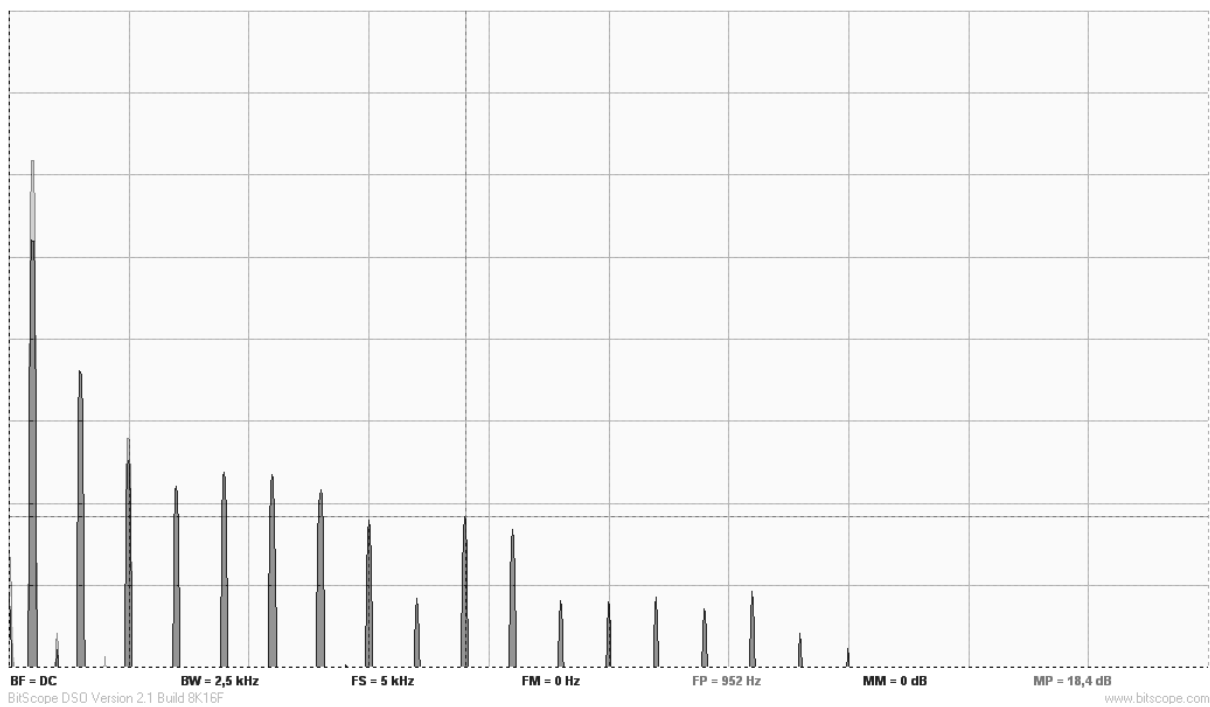
- $THD_I = \underline{\underline{100,55\%}}$
- $Kd = \underline{\underline{0,705}}$

Tyto hodnoty odpovídají přibližně teoretickým poznatkům pro podobné napájecí zdroje s pasivní filtrací. Fázový posuv základní harmonické napětí a proudu je, jak je vidět, velmi malý. Hodnota účinníku posunutí $\cos \varphi_1$ bude zřejmě velmi blízká jedné a tudíž lze předpokládat, že hodnota celkového účinníku λ bude velmi blízká hodnotě 0,705.

Po zařazení předregulátoru byl průběh proudu výrazně lepší, jak dokumentuje obr. 10.10 a obr. 10.11.



Obr.10.10 Časový průběh síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s předregulátorem



Obr.10.11 Spektrum síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s předregulátorem v dB

Ze spektra byly opět podle vztahů v kap 2.2 vypočítány tyto hodnoty:

- $THD_I = \underline{\underline{16,87\%}}$
- $Kd = \underline{\underline{0,986}}$

Podobně jako u průběhu proudu spínaného zdroje s pasivním filtrem, i zde je vidět, že fázový posuv základní harmonické napětí a proudu je velmi malý, tudíž hodnota celkového účinníku λ bude velmi blízká 0,986. Dalšího zlepšení průběhu proudu by bylo možné dosáhnout vzájemnou synchronizací oscilátorů předregulátoru a spínaného zdroje. To však již nebylo možné realizovat z časových důvodů.

11. Závěr

Cílem práce bylo zvolit obvodovou koncepci a navrhnout zapojení aktivního korektoru účinníku - předregulátoru pro korekci účinníku spínaného zdroje. V první kapitole byl rozebrán mechanismus závislosti účinníku základní harmonické, velikosti zkreslení proudu a účinníku zkreslení na typu spotřebiče připojeného na střídavou napájecí síť. Následně byly popsány běžně používané základní typy zapojení aktivních předregulátorů. Rozsah vstupních napětí byl stanoven tak, aby předregulátor mohl pracovat s jakoukoli běžnou napájecí sítí. Pro zadaný výkon 1 kW je nejvhodnější použít zvyšující měnič pracující v spojitém režimu – toto zapojení vykazuje nejlepší účinník a nejmenší rušení v okolí měniče. V zájmu dosažení vysoké účinnosti bylo zvoleno zapojení s integrovaným obvodem UC3855BN firmy Texas Instruments, který je zdokonalenou verzí populárního obvodu UC3854. Tento vylepšený obvod obsahuje řídicí obvody pro kvazirezonanční spínání, které výrazně snižuje spínací ztráty a zvyšuje účinnost předregulátoru zejména při nízkém napětí napájecí sítě. Problémem, vzhledem k nedostupnosti jádra pro saturační cívku bylo zamezení parazitní rezonance při vypnutí pomocného tranzistoru. Proto bylo použito tlumení odporové, čímž byla účinnost mírně snížena. Počítačovou simulací byla přesto získána teoretická hodnota účinnosti převyšující 94% na dolní hranici napětí napájecí sítě. Tato hodnota je výrazně vyšší než hodnota dosažitelná klasickým předregulátorem realizovaným zvyšujícím měničem. Skutečná účinnost předregulátoru však bude zřejmě nižší, protože v simulaci nebyly zahrnuty všechny ztráty – např. na vinutých prvcích. Po realizaci předregulátoru bylo zjištěno, že hodnoty celkového účinníku jsou velmi dobré tj. od 0,90 až 0,95 při malých výkonech a převyšující 0,98 při výkonech vyšších. Naměřené hodnoty účinnosti jsou však o několik procent nižší, než se předpokládalo. To je patrně způsobeno nedokonalým spínáním tranzistorů MOSFET způsobeného nutností použít místo proudového transformátoru snímací rezistor a jeho nevhodným prostorovým umístěním. Dalším důvodem snížené účinnosti byla absence těžko dostupné saturační cívky, což vyvolalo zvýšené ztráty v pomocném obvodu pro kvazirezonanční spínání. Po úpravě zapojení na nerezonanční režim činnosti účinnost vzrostla o 1 až 2 procenta. Z uvedených poznatků vyplývá, že v zapojení kvazirezonančního předregulátoru nelze při nahrazení funkce saturační cívky odporovým tlumícím členem očekávat zvýšení účinnosti oproti klasické obvodové koncepci předregulátoru.

Seznam použité literatury

- [1] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje I, II, III. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 2000.
- [2] FAKTOR, Z. Transformátory a cívky pro spínané napájecí zdroje, Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [3] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. Napájení elektronických zařízení. Skriptum. Brno: VUT v Brně, 2001.
- [4] Wikipedie – internetová encyklopedie: Power Factor [online]. Dostupné na [www: <http://en.wikipedia.org/wiki/Power_factor>](http://en.wikipedia.org/wiki/Power_factor)
- [5] CIVIDINO, L. Power factor, Harmonic distortion; Causes, effects and considerations [online]. Quebec, Canada. Dostupné na [www: <http://www.enetsystems.com/~lorenzo/pmeter/PFCHarmonics.pdf>](http://www.enetsystems.com/~lorenzo/pmeter/PFCHarmonics.pdf)
- [6] SEDLÁČEK, J., VALSA, J. Elektrotechnika 2. Skriptum. VUT v Brně, 2004.
- [7] MACK GRADY, W., J. GILLESKIE, R. Harmonics and how they relate to power factor [online]. The University of Texas at Austin, San Diego Gas & Electric, Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA'93), San Diego, CA, 1993. Dostupné na [www: <http://users.ece.utexas.edu/~grady/POWERFAC.pdf>](http://users.ece.utexas.edu/~grady/POWERFAC.pdf)
- [8] KULARATNA, N. Power Electronics Design Handbook: Low-power Components and Applications, Newnes, ISBN 0750670738 / 9780750670739, 1998
- [9] ERNÖ T., FRISCH M. Active Power Factor Correction with Modules, PFC-Fundamentals, 2. Active Power Factor Correction – Principle of Operation. Firemní materiál. Tyco Electronics, 2004
- [10] Power Factor Correction (PFC) Handbook [online]. SCILLC, 2007. Dostupné na [www: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD853-D.PDF>](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD853-D.PDF)
- [11] NOON, J. UC3855A/B High Performance Power Factor Preregulator [online]. Application Report. Texas Instruments, 2004. Dostupné na [www: <focus.ti.com/docs/prod/folders/print/uc3855a.html>](http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/uc3855a.html)
- [12] TN0024 Technical note - Power supply HOLD-UP time [online]. STMicroelectronics, 2007. Dostupné na [www: <http://www.st.com/stonline/products/literature/tn/12865.pdf>](http://www.st.com/stonline/products/literature/tn/12865.pdf)
- [13] SEDLÁČEK, J., VALSA, J. Elektrotechnika 2 - Přednášky. Skriptum. VUT v Brně, 2007.
- [14] IRFP460 Product specification [online]. Philips Semiconductors, 1999. Dostupné na [www: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/IRFP460.pdf>](http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/IRFP460.pdf)
- [15] MUR1560 Semiconductor technical data [online]. Motorola, Inc., 1996. Dostupné na [www: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MUR1520.pdf>](http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MUR1520.pdf)
- [16] IRF840A SMPS MOSFET [online]. International Rectifier, 2003. Dostupné na [www: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/irf840.pdf>](http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/irf840.pdf)
- [17] TODD, P. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design [online]. Application Note U-134. Texas Instruments, 1999. Dostupné na [www: <focus.ti.com/lit/an/slua144/slua144.pdf>](http://focus.ti.com/lit/an/slua144/slua144.pdf)
- [18] DSEI8-06A Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED) [online]. IXYS, 2000. Dostupné na [www: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/90/240928_DS.pdf>](http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/90/240928_DS.pdf)
- [19] UC3855 High Performance Power Factor Preregulator datasheet [online]. Texas Instruments, 2008. Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/uc3855a.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/uc3855a.pdf)
- [20] FAN4822 Power Factor Correction With Zero Voltage Resonant Switching. Application Note 42032. Fairchild Semiconductor, 2001. Dostupné na [www: <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-42032.pdf>](http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-42032.pdf)

- [21] BASU, S., BOLLEN, M., UNDELAND, T. PFC Strategies in light of EN 61000-3-2. Norwegian University of Science and Technology, 2004. Dostupné na [www](http://mysite.valuebound.com/boseresearch/resources/resources.htm): <<http://mysite.valuebound.com/boseresearch/resources/resources.htm>>
- [22] Robert E. Hill – Design of Inductors for Power Filter Applications. Hill engineering services, 2003. Dostupné na [www](http://micrometals.com/software_index.html): <http://micrometals.com/software_index.html>
- [23] Micrometals, Inc. 200C General Material Properties. Dostupné na [www](http://micrometals.com/materials_index.html): <http://micrometals.com/materials_index.html>
- [24] Magnetics, Inc. Powder Core Catalog. Dostupné na [www](http://mag-inc.com/powder/Core%20Data%20Powder%20Core%20Catalog.pdf): <<http://mag-inc.com/powder/Core%20Data%20Powder%20Core%20Catalog.pdf>>
- [25] Micrometals, Inc. Toroidal Cores - Part Numbers T80B through T124. Dostupné na [www](http://micrometals.com/parts_index.html): <http://micrometals.com/parts_index.html>
- [26] FAKTOR, Z. Transformátory a cívky. Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [27] Frigus Primore. Online calculator for natural convection heat sinks. Dostupné na [www](http://www.frigprim.com/online/natconv_heatsink.html): <http://www.frigprim.com/online/natconv_heatsink.html>

Seznam obrázků

Obr. 2.1 Časový průběh výkonu na lineární komplexní zátěži. Převzato z [6]	5
Obr. 2.2 Závislost účinnosti zkreslení na harmonickém zkreslení proudu. Převzato z [7]	7
Obr. 2.3 Ekvivalentní schéma pro simulaci zkreslení proudu napájecího zdroje pro PC podle [5]	9
Obr. 2.4 Průběh napětí a proudu a jejich spektra pro zapojení na obr. 2.3	9
Obr. 4.1 Obecné schéma uspořádání spínaného zdroje s předregulátorem	11
Obr. 4.2 Rozdělení typů korektorů účinnosti podle [21]	12
Obr. 4.3 Obecné schéma zapojení snižujícího měniče	12
Obr. 4.4 Obecné schéma zapojení invertujícího měniče	13
Obr. 4.5 Obecné schéma zapojení zvyšujícího měniče	13
Obr. 5.1 Srovnání účinnosti předregulátoru se spínáním v nule napětí a konvenčního předregulátoru	17
Obr. 5.3 Časové průběhy hlavních veličin předregulátoru se spínáním v nule napětí (řízen obvodem FAN4822 anebo UC3855). Převzato z [11]	18
Obr. 6.1 Schéma zapojení simulace parazitních zákmitů rezonanční cívky	28
Obr. 6.2 Časový průběh napětí na anodě D2 bez článku R1D4 a s článkem R1D4	29
Obr. 6.3 Časový průběh proudu cívkou Lr bez článku R1D4 a s článkem R1D4	29
Obr. 6.4 Základní schéma principu řízení předregulátoru s obvodem UC3854/UC3855 podle [17]	33
Obr. 6.5 Blokové schéma vnitřního zapojení obvodu UC3855 [11]	34
Obr. 6.6 Zapojení děliče a filtru pro napětí UEF [11]	35
Obr. 6.7 Konečné zapojení děliče a filtru pro napětí UEF	36
Obr. 6.8 Obvod pro detekci nulového napětí na spínači QMAIN podle [11]	36
Obr. 6.9 Obvod pro omezení výstupního napětí proudového zesilovače podle [11]	40
Obr. 6.10 Schéma zapojení proudového zesilovače a grafické znázornění frekvenční charakteristiky proudové regulační smyčky podle [11]	40

Obr. 7.1 Výstupní data programu [22] - elektrické parametry	44
Obr. 7.2 Výstupní data programu [22] - mechanické parametry	44
Obr. 8.1 Výstupní data programu [27] – rozložení velikosti oteplení na chladiči Ati pro D4	47
Obr. 9.1 Amplituda a fáze přenosu napěťové smyčky před úpravou (A – zeleně, φ – modře) a po úpravě (A – červeně, φ – žlutě).....	49
Obr. 9.2 Vstupní proud po úpravě zapojení proudového transformátoru – horní průběh je napětí na vstupu předregulátoru, spodní je odebíraný proud (měřen jako úbytek na odporu 1 Ω).....	50
Obr. 9.3 Průběh napětí mezi elektrodami G a S (oranžově) a mezi elektrodami D a S (zeleně) tranzistoru QZVT	51
Obr. 10.1 Průběh vstupního napětí (nahore) a proudu (dole) při vstupním střídavém napětí 85V a výstupním proudem 200mA ($\lambda = 0,94$).....	53
Obr. 10.2 Průběh vstupního napětí (nahore) a proudu (dole) při vstupním střídavém napětí 85V a výstupním proudem 300mA ($\lambda = 0,99$).....	54
Obr. 10.3 Průběh vstupního napětí (nahore) a proudu (dole) při vstupním střídavém napětí 85V a výstupním proudem 500mA ($\lambda \approx 1,00$).....	54
Obr. 10.4 Graf závislosti účinnosti na výstupním proudem (pro UVÝST $\approx 387V$).....	55
Obr. 10.5 Graf závislosti celkového účinku na výstupním proudem (pro UVÝST $\approx 387V$)	55
Obr. 10.6 Zatěžovací charakteristiky předregulátoru.....	55
Obr. 10.7 Graf závislosti účinnosti na výstupním proudem (pro UVÝST $\approx 387V$) při nerezonančním zapojení.....	56
Obr.10.8 Časový průběh síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s pasivním filtrem	57
Obr.10.9 Spektrum síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s pasivním filtrem v dB.....	58
Obr.10.10 Časový průběh síťového napětí a proudu odebíraného DC-DC zdrojem s předregulátorem.....	59
Obr.10.11 Spektrum síťového napětí a proudu odebíraného spínaným zdrojem s předregulátorem v dB.....	59

Seznam tabulek

Tab. 1 Příklady běžných domácích spotřebičů a jejich vliv na napájecí síť dle [7]	10
Tab. 2 Přehled ztrátových výkonů polovodičových prvků předregulátoru podle simulace.....	47
Tab. 3 Typy chladičů výkonových prvků, jejich tepelný odpor a hodnoty oteplení.....	47
Tab. 4 Naměřené hodnoty při vstupním střídavém napětí 85V	52
Tab. 5 Naměřené hodnoty při vstupním střídavém napětí 160V.....	52
Tab. 6 Naměřené hodnoty při vstupním střídavém napětí 230V	52
Tab. 7 Naměřené hodnoty při nerezonančním režimu činnosti a vstupním střídavém napětí 85V	56
Tab. 8 Naměřené hodnoty při nerezonančním režimu činnosti a vstupním střídavém napětí 160V.....	56
Tab. 9 Naměřené hodnoty při nerezonančním režimu činnosti a vstupním střídavém napětí 230V.....	56