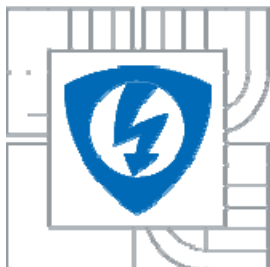




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

ELEKTRONICKÝ PŘEDŘADNÍK PRO NÍZKOTLAKOU RTUŤOVOU VÝBOJKU

ELECTRONIC LAMB BALLAST FOR HCFL

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

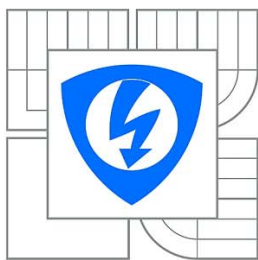
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAROMÍR UHEREK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Roman Štuler, ON Semiconductor

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student: Jaromír Uherek
Ročník: 3

ID: 119654
Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Elektronický předřadník pro nízkotlakou rtuťovou výbojku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte a popište princip činnosti zářivky a uveďte možnosti připojení tohoto světelného zdroje k rozvodné síti. Popište jejich výhody a nevýhody. Uveďte v současné době nepoužívanější světelné zdroje, jejich výhody a nevýhody. Navrhněte elektronický předřadník pro nízkotlakou rtuťovou výbojku (zářivku). Konstrukce předpokládá výstupní výkon 36 W s možností stmívání, vstupní napětí bude v rozsahu 85 V až 265 V střídavých, frekvenční rozsah 45 až 60 Hz. Návrh směřujte k maximální účinnosti a životnosti zářivky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 2.6.2011

Vedoucí práce: Ing. Roman Štulcr, ON Semiconductor

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ANOTACE:

Cílem bakalářské práce je realizace předřadníku pro nízkotlaké rtuťové výbojky s funkcí předžhavení elektrod (Hot Cathode Fluorescent Lamp). Tyto výbojky se dnes hojně vyrábějí ve výkonech jednotek až desítek wattů a jsou používány při výrobě kompaktních zářivek, které jsou přímou náhradou klasických žárovek. Předřadníky mohou být také dodávány jako samostatná součást do svítidel, která jsou konstruována pro provoz se zmiňovanými výbojkami. Hlavní výhodou předřadníků je vyšší účinnost a možnost realizace dalších funkcí, například stmívání.

ANNOTATION:

The Bachelor's Thesis goal is the realization of lamp ballast for a hot cathode fluorescent lamp (HCFL). These lamps are now widely produced in the performance of units to tens of watts. They are also used in the manufacture of energy saving lamps which are used for direct replacement of incandescent light bulbs. The lamp ballasts are produced as a separate unit for existing lights too. Main advantage of lamp ballast is higher efficiency and realization other functions i.e. dimming.

KLÍČOVÁ SLOVA:

Předřadník, zářivkový předřadník, zářivka, LC rezonanční měnič, CrM PFC (critical mode power factor corrector), HCFL (hot cathode fluorescent lamp)

KEY WORDS:

Lamp ballast, fluorescent tube, LC resonant converter, CrM PFC (critical mode power factor corrector), HCFL (hot cathode fluorescent lamp)

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svoji Bakalářskou práci téma Elektronický předřadník pro HCFL vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu 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 tohoto projektu 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 31. května 2011

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Romanu Štulerovi a Ing. Václavu Drdovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování projektu.

V Brně dne 31. května 2011

.....

podpis autora

OBSAH:

Úvod:.....	8
1 Světelné zdroje:.....	9
1.1 Žárovka s wolframovým vláknem	9
1.2 Luminiscenční dioda.....	9
1.3 Nízkotlaká rtuťová výbojka (zářivka).....	11
2 Připojení HCFL k síti.....	15
2.1 Tlumivka jako předřadník.....	15
2.2 Samokmitající elektronický předřadník.....	18
3 Výběr vhodného řešení	21
3.1 PFC obvod	22
3.1.1 Režim spojitého proudu cívkou - Continuous Conduction Mode (CCM).....	24
3.1.2 PFC pracující na kritické frekvenci - Critical Mode (CrM)	25
3.1.3 Kritický režim s frekvenčním limitem - Frequency Clamped Critical Mode (FC CrM)	26
3.2 Obvod pro napájení zářivky.....	27
3.3 Obvod pro úpravu vstupního napětí.....	31
4 Detailní návrh PFC stupně	32
5 Napájení integrovaných obvodů	36
6 Popis obvodu předřadníku	37
7 Měření sestaveného předřadníku	44
8 Závěr	46
9 Literatura.....	47
10 Přílohy.....	49

Seznam obrázků:

obr. 1.1 Intenzita zářivého výkonu v závislosti na vlnové délce pro LED CREE XLamp [6].....	11
obr. 1.2 Typická volt ampérová charakteristika nízkotlaké rtuťové výbojky.....	12
obr. 1.3 rozdělení ztrát a výkonu pro 36 W HCFL.....	13
obr. 1.4 Barevné spektrum světla zářivky Matsier TL-D Super 80 (převzato z katalogu výrobce [10]).....	14
obr. 2.1 Schéma připojení HCFL do obvodu střídavého napětí.....	15
obr. 2.2 Schéma samokmitajícího měniče.....	18
obr. 2.3 výstupní průběhy předřadníku při připojení do sítě.....	20
obr. 3.1 zapojení PFC stupně v boost topologii.....	23
obr. 3.2 Průběhy napětí a proudů pro CCM.....	25
obr. 3.3 Průběhy napětí a proudů pro CrM PFC.....	26
obr. 3.4 pro zjednodušení popisu FC CrM.....	27
obr. 3.5 výstupní část pro připojení HCFL.....	28
obr. 3.6 základní zapojení pro NCP1392 v předřadníku.....	31
obr. 3.7 Typické zapojení PFC obvodu NCP1608.....	31
obr. 4.1 Náhradní schéma pro výpočet rezistoru děliče pro PFC stupeň.....	35
obr. 6.1 Schéma zapojení obvodu pro řízení předžhavení.....	40
obr. 6.2 Průběh napětí na kondenzátoru C4.....	42
obr. 6.3 Simulace obvodu žhavení.....	43
obr. 6.4 Připojení analogového stmívače do aplikace.....	44
obr. P 10.1 Celkové zapojení předřadníku.....	50
obr. P 10.2 Vstupní napětí 230 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.....	51
obr. P 10.3 Vstupní napětí 115 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.....	51
obr. P 10.4 Vstupní napětí 115 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.....	52
obr. P 10.5 funkce žhavení elektrod, žlutá – napětí zářivky, zelená – proud zářivkou.....	52
obr. P 10.6 Průběhy po zapálení výboje, žlutá – napětí na HB pinu, zelená - proud zářivkou.....	53
obr. P 10.7 Průběhy při PWM regulaci nastavené na 80%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – PWM signál.....	53
obr. P 10.8 Průběhy při PWM regulaci nastavené na 20%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – PWM signál.....	54
obr. P 10.9 Průběhy při lineární regulaci nastavené na 50%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – napětí IC3A pin 1, modrá – napětí kondenzátoru C4.....	54
obr. P 10.10 Průběhy při lineární regulaci nastavené na 50% - detail, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – napětí IC3A pin 1, modrá – napětí kondenzátoru C4.....	55
obr. P 10.11 Intenzita vyzařování vysokofrekvenčního signálu z předřadníku do elektrické sítě při vstupním napětí 230 V.....	55
obr. P 10.12 Účinnost předřadníku změřená přes povolený rozsah vstupních napětí.....	56
obr. P 10.13 Fotografie sestaveného předřadníku, horní strana.....	56
obr. P 10.14 Fotografie sestaveného předřadníku, spodní strana.....	56
obr. P 10.15 Deska plošného spoje – strana spojů.....	56

Seznam tabulek:

Tabulka 7.1 Srovnání existujících řešení s navrhovaným řešením (měření provedena při 230 V)	45
Tabulka P 10.1: Seznam použitých měřících přístrojů a zdrojů	57
Tabulka P 10.2: Seznam součástek použitých pro výrobu předřadníku	58

Úvod:

Veškerá známá hmota ve vesmíru, je tvořena atomy. Atomy jsou složeny z jádra a elektronového obalu. Elektrony atomů se nacházejí na různých energetických hladinách. Pokud atom obdrží nějakým způsobem energii, posune se některý elektron ze stabilní energetické hladiny na vyšší energetickou hladinu. Elektron nemůže na této hladině setrvat dlouhodobě a vrací se po nějakém čase na svou původní energetickou hladinu. Přechodem na nižší energetickou hladinu vyzáří kvantum energie ve formě elektromagnetického záření o určité vlnové délce (foton). Pokud je tato vlnová délka v rozsahu přibližně 380 nm až 780 nm [1], jedná se o viditelné spektrum.

Zdroje světla [2]:

- Sálání tepla (žárovka s wolframovým vláknem, slunce)
- Záření plazmatu (oheň, oblouková lampa)
- Atomová spektrální emise (laser, LED, plynové výbojky)
- Luminiscence (fotoluminiscence, elektroluminiscence, atd)
- Fluorescence
- Fosforescence
- Radioaktivní rozpad
- Anihilace (spojení páru částice – antičástice)

Cílem této bakalářské práce je představit v současnosti nejvíce používané světelné zdroje v domácnosti. Hluběji představit nízkotlakou rtuťovou výbojku a její připojení k rozvodné síti a navrhnout vhodné řešení pro předřadník, který bude pracovat v širokém rozsahu napájecích napětí (85 – 265 V) s vysokou účinností.

1 Světelné zdroje:

1.1 Žárovka s wolframovým vláknem

Nejrozšířenějším světelným zdrojem byly do nedávné doby klasické žárovky. První pokusy se žhavením materiálů průchodem elektrického proudu jsou datovány na počátek devatenáctého století. Vynálezcem žárovky je často označován Heinrich Göbel (1854), ale technologicky výrobu zvládl až Thomas Alva Edison, a tak byl vynález přiřčen právě jemu [1]. Světlo v žárovce vzniká průchodem elektrického proudu tenkým vodičem (wolframovým vláknem). Toto vlákno se průchodem proudu zahřívá na vysokou teplotu a tím emituje světelné záření. Výhodou je spojité světelné spektrum a jednoduchá výroba. Nevýhodou je krátká životnost (uvádí se 1000 až 2000 hodin), ale hlavně velmi slabá účinnost, okolo 8% (zářivý výkon je přibližně 10 až 15 lm/W). Jelikož přibývá světelných spotřebičů a roste poptávka po elektrické energii, Evropská Unie vydala nařízení o ukončení jejich výroby a nahrazení jinými světelnými zdroji.

1.2 Luminiscenční dioda

První světlo emitující diodu (Light Emitting Diode – LED), která svítila ve viditelném spektru, vytvořil Nick Holonyak (1962) [4]. LED byly zpočátku používány hlavně jako kontrolky protože, měly slabou svítivost. LED emituje světlo pouze o určité vlnové délce. Tato vlnová délka odpovídá šířce zakázaného pásu použitého polovodiče dle vzorce (1.1):

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E_g} \quad (1.1)$$

Kde:

λ = vlnová délka

h = Planckova konstanta ($6,626 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}^{-1}$)

c = rychlost světla ve vakuu ($300 \cdot 10^6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$)

E_g = energie ($\text{J} \cdot \text{eV}^{-1}$), ($1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ J} \cdot \text{eV}^{-1}$)

Vhodným složením základního polovodiče se postupem času přidávaly další barvy. Největší průlom v oblasti osvětlování přišel objevením modré LED. Pro dosažení krátké

vlnové délky bylo potřeba vytvořit materiál s dostatečně širokým zakázaným pásem. Z rovnice (1.1) vyplývá, že bílou LED není možné vytvořit, protože bílé světlo je tvořeno směsí různých barev a nikoliv jedinou vlnovou délkou. Bílé světlo LED je proto tvořeno jedním ze tří způsobů:

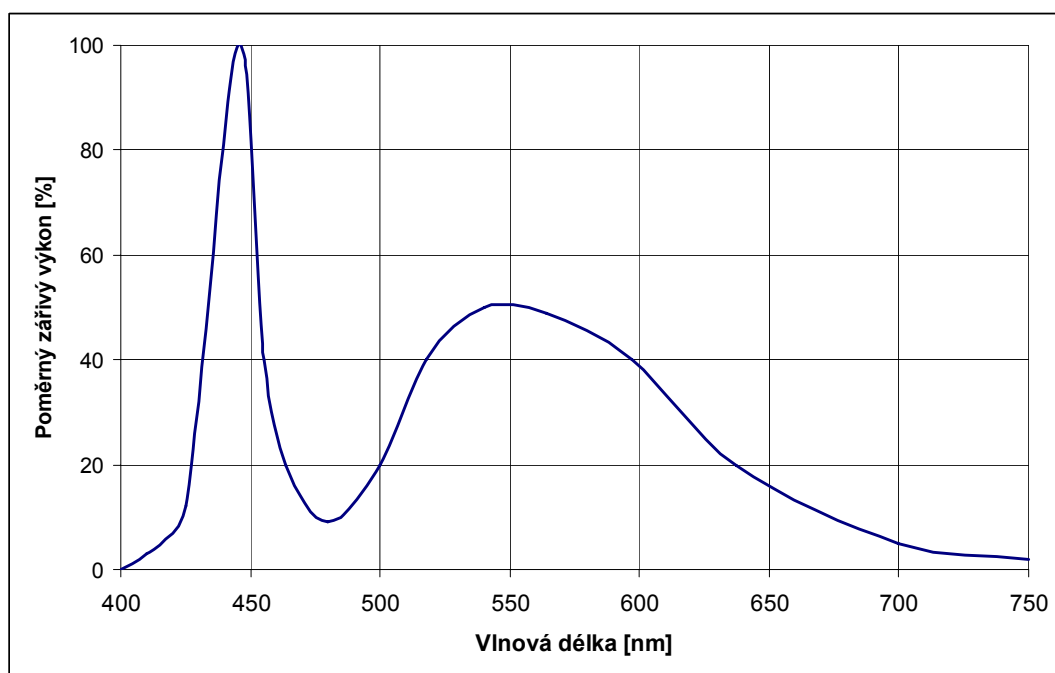
- RGB – LED obsahuje v jednom pouzdře tři čipy barvy R (červená), G (zelená) a B (modrá). Vhodnou kombinací svítivostí jednotlivých barev se aditivní technikou vytvoří bílé světlo
- Modrá LED s luminoforem – Základem je modrá LED na jejímž čipu je nanесena polopropustná vrstva luminoforu, která převede část modrého světla na žlutou. Sečtením těchto dvou vlnových délek vzniká bílé světlo
- UV LED – Samotná LED emituje záření v ultrafialové oblasti. Nanesením luminoforu na povrch čipu dojde k převodu UV záření do oblasti viditelného světla. Stejná technika převodu UV záření na bílé světlo je použita u zářivek.

Výhody použití LED:

- Mají výrazně vyšší účinnost ve srovnání s žárovkami (až 100 lm/W)
- Použitím různého luminoforu je možno nastavit teplotu chromatičnosti LED
- Čip je chráněn čočkou, která může soustředit světlo do úzkého kuželu
- Nemají žádné volné části ani skleněnou baňku, jsou tedy výrazně odolnější vůči rázům a vibracím.
- Nevadí jim časté zapínání a vypínání (zapínání žárovky je nejkritičtější, neboť studené vlákno má malý sériový odpor a prvotní proud je mnohem větší než ustálený)
- Mají extrémně dlouhou životnost. Životnost je obvykle udávána pro pokles světelného toku pod 70% původní hodnoty. Například standard: ENERGY STAR qualified Integral LED Lamps - Version 1.1 [5] rozděluje LED do skupin podle použití v koncové aplikaci a stanovuje životnosti.
- Mají malé rozměry
- Mají okamžitý náběh světelného výkonu. Nevyžadují předžhavení ani čas potřebný k odpaření kovu, jako rtuťové výbojky, sodíkové výbojky, HID (High Intensity Discharge) lampy atd.
- Jednoduché stmívání pomocí pulsně šířkové modulace (PWM - Pulse Width Modulation)
- Neobsahují nebezpečnou rtuť (ve srovnání se zářivkami)

Nevýhody

- Mají výrazně vyšší pořizovací náklady ve srovnání s žárovkami
- Životnost LED závisí na teplotě okolí
- Musí být napájeny proudem při malém napětí, to zvyšuje nároky na řídicí elektroniku a komplikuje použití jediné diody při napájecím napětí 230 V
- Vyzařují světlo jen jedním směrem
- Některé barevné složky mohou být méně zastoupeny, protože světlo LED je původem monochromatické a pomocí luminoforu je převáděno na bílé. Objekty pak mohou být barevně zkresleny. Viz obr. 1.1
- LED mohou dosahovat velkých výkonů, které jsou schopny přesahovat bezpečné limity stanovené v *ANSI/IESNA RP-27.1-05: Recommended Practice for Photobiological Safety for Lamp and Lamp Systems* a mohou tedy poškodit sítnici oka[4].
- Při vysokých výkonech nastávají problémy s odvodem tepla a chlazením, protože čip diody je relativně malý a veškerý ztrátový výkon je tvořen právě na něm.

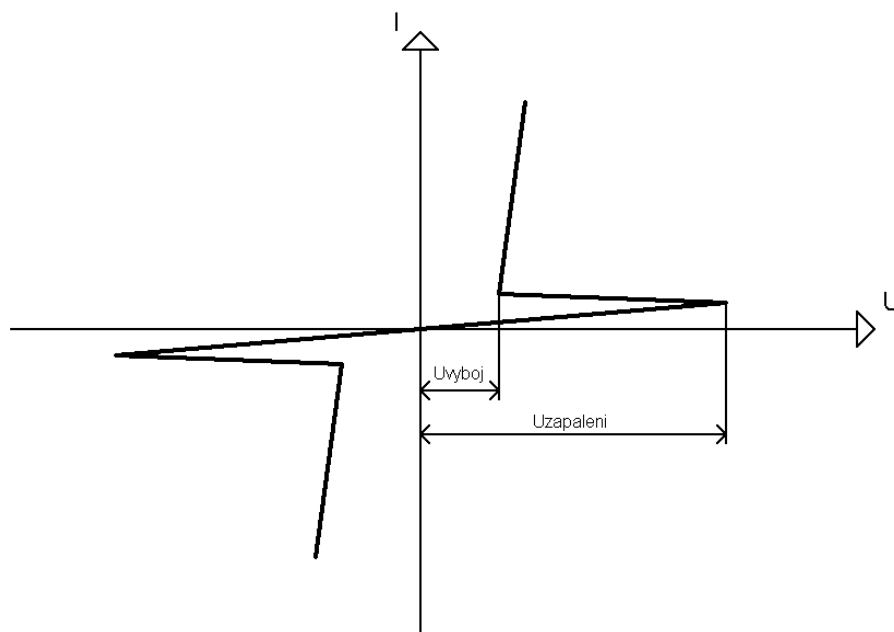


obr. 1.1 Intenzita zářivého výkonu v závislosti na vlnové délce pro LED CREE XLamp [6]

1.3 Nízkotlaká rtuťová výbojka (zářivka)

Zářivka pracuje na jiném principu než žárovka nebo LED. Připojením napětí na trubici naplněnou plynem dochází k ionizaci plynu a ten se tak stává vodivým. Vodivost plynu je

tím větší, čím větší je teplota plazmatu, tedy závisí na procházejícím proudu, proto je nutno tento proud v praxi omezit. Zářivka se budí proudově, stejně jako LED, ale napětí je oproti LED výrazně vyšší, a proto je při stejném výkonu nižší protékající proud (nižší proud znamená nižší ztráty vedením). Typická volt ampérová charakteristika zářivky je na obr. 1.2.

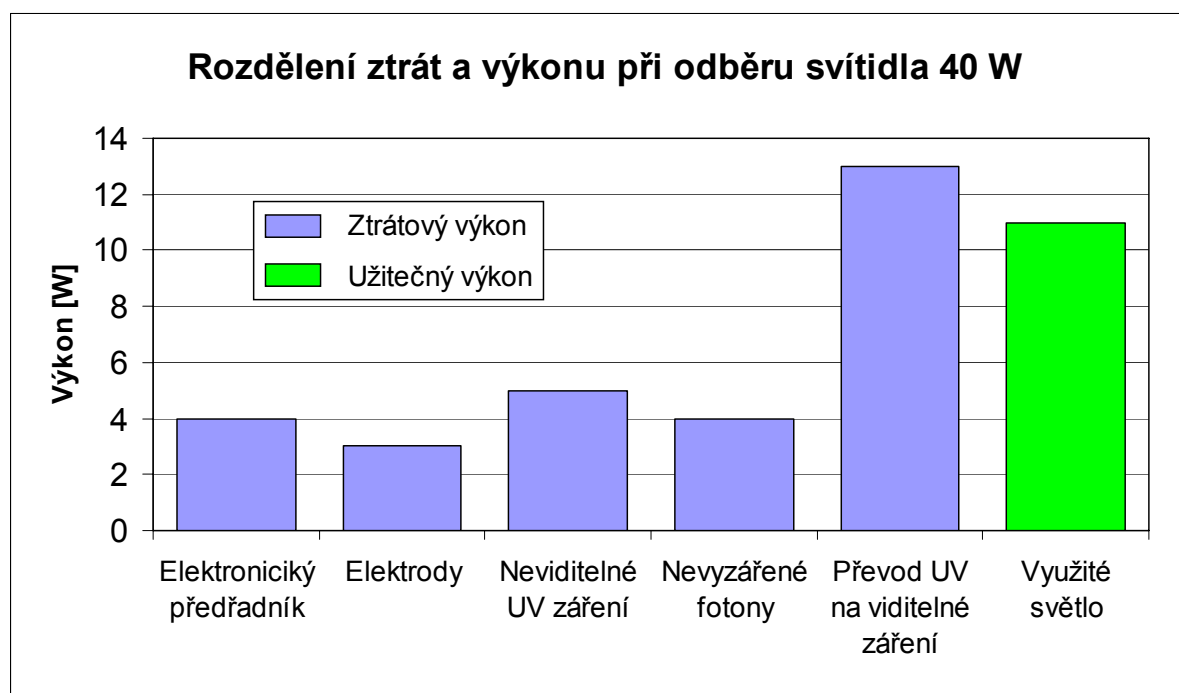


obr. 1.2 Typická volt ampérová charakteristika nízko tlakové rtuťové výbojky

Zářivka je na obou koncích osazena elektrodami vyrobenými z wolframového drátu, který je pokryt vrstvou oxidů baria, stroncia a kalcia pro zvýšení emise elektronů [8]. Trubice může mít různé tvary, Klasická zářivka o výkonu 36 W je trubice průměru 26 mm a délky 1200 mm (Philips Master TL-D Super 80 [9]). Úsporné zářivky mají tvary různé, aby se získala potřebná délka výboje a zároveň aby ji bylo možno použít jako náhradu ve svítidlech pro klasické žárovky. Životnost zářivky je podobně jako u LED definována poklesem světelného výkonu pod určitou mez. V případě zářivek je to 85% původní hodnoty [7]. Intenzita výboje s postupem času neklesá, ale použitý luminofor degraduje a tento je příčinou poklesu světelného výkonu. Zářivku lze „zapálit“ dvěma způsoby. První způsob je tzv. studený start. Na elektrody se přivede napětí větší než průrazné napětí plynu, zářivkou začne protékat proud a ta začne emitovat světlo. Tato metoda je používána u levnějších úsporných zářivek, avšak není ideální, neboť se odprašují elektrody, které jsou umístěné po stranách trubice. Elektrody se při každém startu ztenčují až do přerušeni, kdy dojde ke zničení zářivky. Částičky odpařeného kovu pak kondenzují na stěnách trubice blízko vláken a jsou pozorované jako černé mapy. Životnost zářivky v takovém režimu je menší. Existují i

zářivky, které se zapalují pouze studeným startem. Tyto zářivky mají pouze dva vývody po stranách (neonové trubice, CCFL – cold cathode fluorescent lamp). Druhou a výhodnější možností je nejdříve nažhavit elektrody. Všechny zářivkové trubice a některé kompaktní zářivky používají tuto metodu. Její nevýhodou je, že po zapnutí se asi sekundu žhívá vlákna, ale zářivka nesvítí. Ovšem životnost zářivky se tím zdatelně prodlužuje (například u zářivky firmy Philips typ Master TL-D Super 80 výrobce uvádí 12000 hodin pro studený start a 20000 hodin pro teplý start).

U běžně používané zářivky vzniká světelné záření doutnavým výbojem argonu s přídavkem rtuti za sníženého tlaku (asi 400 Pa). Při tomto ději se generuje namodralé světlo s ultrafialovou složkou. U této metody se převádí elektrická energie na světelnou (viditelné plus UV záření) s účinností až 85% [8]. Trubice je na vnitřní straně pokryta luminoforem který převede ultrafialové záření do viditelné oblasti. Luminofor je místem s největšími ztrátami, neboť zachycuje záření o energii 5,5 eV, zatímco emituje viditelné záření o energii 2,5 eV.

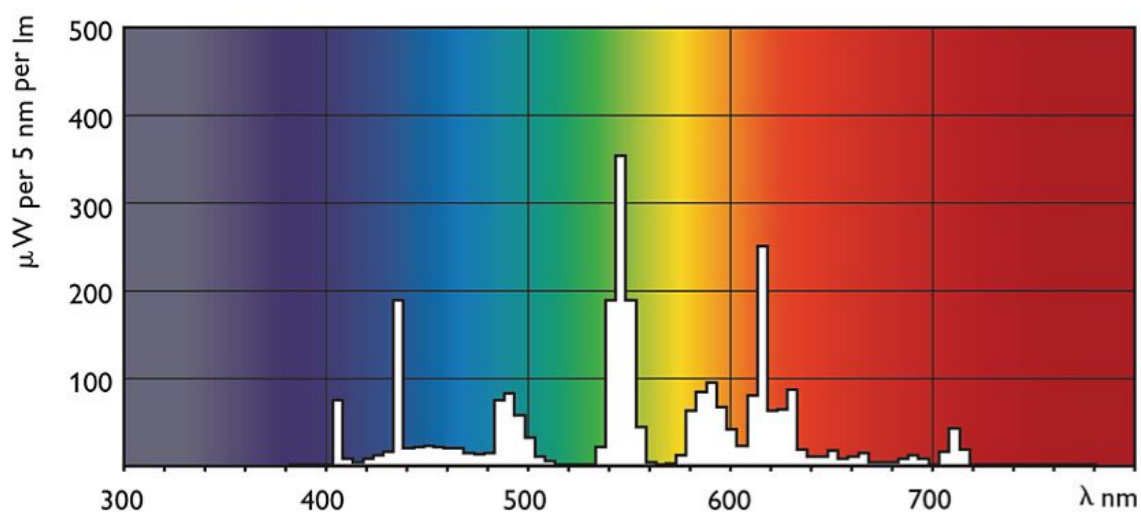


obr. 1.3 rozdělení ztrát a výkonu pro 36 W HCFL

Rozdělení účinnosti a ztrát typické HCFL (Hot Cathode Fluorescent Lamp) ukazuje obr. 1.3. Pokud započítáme ztráty včetně předřadníku, vychází účinnost tohoto světelného zdroje na 27,5%.

U HCFL není spektrum světla spojitě stejné jako u LED, ale prochází maximy a minimy na určitých vlnových délkách. Ty definují výslednou „barvu“ světla. Podíváme-li se

do katalogu firmy Philips (jedním z mnoha výrobců HCFL), na zářivku s označením Master TL-D Super 80, zjistíme, že trubice emituje záření s následujícím spektrem:



obr. 1.4 Barevné spektrum světla zářivky Matser TL-D Super 80 (převzato z katalogu výrobce [10])

Na obr. 1.4 je jasně vidět emisní čáry rtuti na vlnových délkách 405,4 nm a 436,6 nm [8]. Z katalogového listu rovněž vyčteme, že měrný světelný výkon je 93 lm/W a životnost zářivky je při teplém startu výrazně vyšší než při studeném startu (12 000 hodin pro studený start, 20 000 hodin pro teplý start).

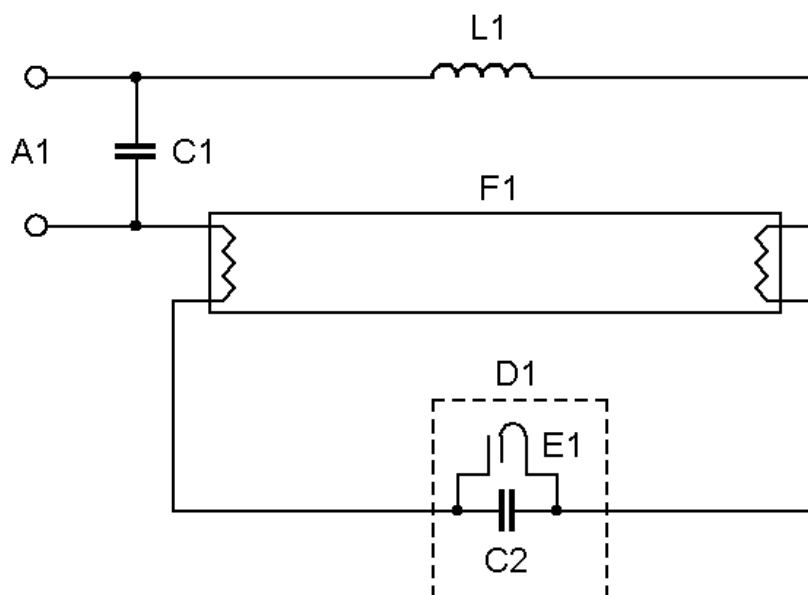
Existuje celá řada výbojek mezi nimiž jsou, rtuťová vysokotlaká, sodíková, HID (High Intensity Discharge) atd. Některé z nich nepoužívají vrstvu luminoforu a jejich účinnost je tedy výrazně vyšší. Například sodíkové výbojky jenž mají světlo silně zbarvené do oranžova. Přesto jsou hojně používány pro osvětlení veřejných prostor, protože oranžové světlo dobře proniká mlhou a prachem. Jejich popis není součástí této práce, ale všechny pracují na stejném principu, a mají i podobné požadavky na předřadníky.

2 Připojení HCFL k síti

Zářivku nelze budit napětově na rozdíl od žárovky a tudíž ji není možno připojit bez dalších součástí přímo do sítě. Je potřeba nějakým způsobem omezit procházející proud aby bylo možno trvale udržovat doutnavý výboj v trubici. Dále je nutné nějakým způsobem vytvořit dostatečné napětí k vytvoření vodivého kanálu v plynu.

2.1 Tlumivka jako předřadník

Díky tomu, že v dobách kdy spolu o existenci soupeřily dvě rozvodné soustavy (stejnoseměrná, navrhovaná T. A. Edisonem a střídavá, navržená N. Teslou a propagovaná G. Westinghousem) zvítězila střídavá soustava, je tlumivka zapojená do série s výbojkou levné, jednoduché a elegantní řešení pro připojení zářivkové trubice do sítě.



obr. 2.1 Schéma připojení HCFL do obvodu střídavého napětí

Na obr. 2.1 je typické připojení nízkotlaké rtuťové výbojky k síti. Pro správnou funkci je nezbytná cívka „L1“, a pro správné nastartování je potřebný startér „D1“.

Popis funkce: Připojením střídavého napětí na svorky „A1“ se na vláknech zářivky objeví střídavé napětí o špičkové hodnotě přibližně 325 V (pokud uvažujeme vstupní napětí 230 V). Toto napětí je příliš nízké k ionizaci plynu v trubici natolik, aby došlo k zapálení výboje. Toto napětí je s minimálním úbytkem přeneseno přes vnitřní elektrody na startér „D1“. Ten je konstruován jako doutnavka se zápalným napětím okolo 170 V. Protože napětí na jeho svorkách je vyšší než zápalné, dojde k doutnavému výboji mezi jeho elektrodami.

Jedna z jeho elektrod „E1“ je vyrobena z bimetalového pásku, který se doutnavým výbojem zahřívá a přihýbá k druhé elektrodě. Jakmile se elektrody dotknou, doutnavý výboj ve startéru ustane a elektroda začíná chladnout. Po dobu, kdy je startér ve vodivém stavu, protéká proud tlumivkou a přes vlákna zářivky. Vlákna se pro svůj vysoký odpor zahřívají až na teplotu 800 °C a začínají emitovat elektrony. Mezitím bimetalový pásek „E1“ zchladl a začíná se vracet do původní pozice. Nyní mohou nastat dva případy. Bimetal je rozpojen právě v okamžiku, kdy cívkou „L1“ prochází nulový nebo malý proud. V jádře je uložena nulová nebo malá energie a nedojde k indukci potřebného vysokého napětí. Napětí na startéru bude opět větší než prahových 170 V, začne nový doutnavý výboj a nové žhavení elektrod. Je-li tentokrát bimetalový pásek „E1“ rozpojen v okamžiku kdy cívkou protékal proud, na cívce se naindukuje vysoké napětí, které se přičte k okamžitému napětí sítě a na trubici se objeví dostatečně velké napětí, jenž dokáže zapálit výboj v trubici. V tomto okamžiku výrazně stoupne vodivost ionizovaného plynu a zářivkou začne procházet proud. Díky cívce „L1“ a její induktivní reaktanci, která se chová jako frekvenčně závislý rezistor, je proud zářivkou udržován na konstantní hodnotě. Protože napětí na trubici je po zapálení přibližně 100 V (platí pro 36 W zářivku) je toto napětí pod zápalným napětím startéru „D1“, výboj v něm již není zapálen a dál se na provozu nepodílí. Při jeho případném odstranění nedojde k žádné změně. Startér je vybaven kondenzátorem „C2“, který slouží jako odrušení jiskřiště.

Tento systém byl donedávna jedinou možností jak připojit nízkotlakou rtuťovou výbojku k síti, neboť kondenzátor zajistí potřebný konstantní proud, ale nezajistí vysoké napětí pro zapálení výboje. Rezistor také nelze použít, neboť rovněž nezajistí potřebné vysoké napětí a ztráty na něm by byly vysoké, jenž by degradovaly jednu z výhod zářivky, tedy účinnost.

Zapojení s tlumivkou má taky své nevýhody.

Do série se zářivkou je připojena indukčnost, která posunuje fázi proudu oproti napětí, tím se zhoršuje účinník. Proud se začne zpoždovat za napětím. Účinník takového zapojení je typicky 0,44 (měřeno na přístroji Hewlett Packard 6812). Tento fakt nemá přímo vliv na účinnost zařízení, ale zvyšuje jalový proud který prochází rozvodnou soustavou a zvyšuje proudové zatížení, které má za následek ohřev vodičů. Proto se zářivková tělesa vybavují kondenzátorem „C1“. Průchodem střídavého proudu kondenzátorem dojde k fázovému posunu proudu a napětí tak, že proud začne předbíhat napětí. Volbou vhodné kapacity kondenzátoru dojde ke kompenzaci nežádoucí vlastnosti cívky a celý systém se navenek jeví jako téměř odporová zátěž. Nevýhodou zmíněného kondenzátoru je, že při zapínání většího množství zářivkových těles na jedním spínačem v okamžiku kdy, se sinusové napětí blíží

maximu, může způsobit velký proudový ráz, který zapříčiní „svažení“ kontaktů vypínače nebo aktivaci jisticího prvku. Příčinou této proudové špičky je velké množství kondenzátorů zapojených paralelně, kdy se jejich kapacita sčítá.

Ztráty: Kondenzátor připojený paralelně k síti má malý sériový odpor a z hlediska ztrát nepředstavuje výraznou zátěž. Cívka je na tom obecně mnohem hůř. Ztráty tady mohou vznikat na několika úrovních:

- Ztráty v jádře
- Ztráty ve vinutí (odporem vinutí i takzvaným skin efektem)

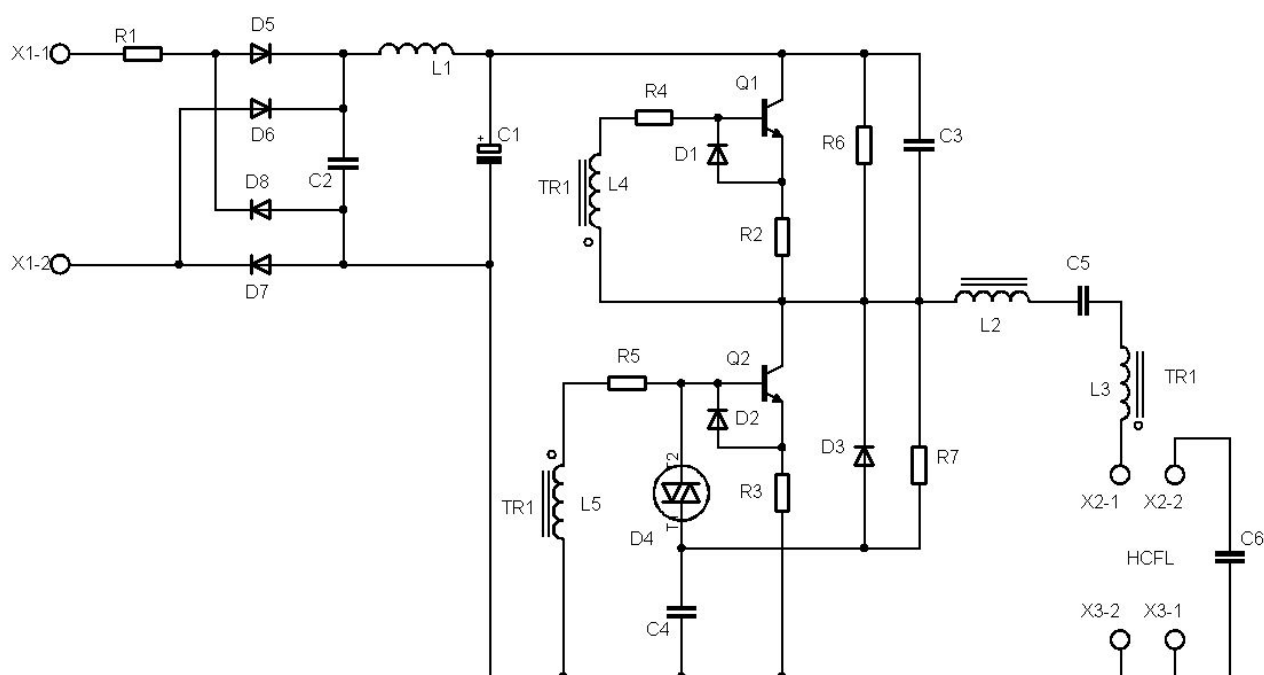
Ztráty v jádře vznikají přemagnetováním použitého magnetického materiálu a vířivými proudy. Ztráty vířivými proudy jsou omezeny tím, že jádro je tvořeno z plechů od sebe vzájemně izolovaných. Ztráty přemagnetováním jsou závislé na použitém kmitočtu, zvoleném sycení jádra, na průřezu jeho sloupku a na použitém materiálu jádra. Největší ztrátový výkon připadá na vinutí. Skin efekt můžeme pro frekvenci 50 Hz zcela zanedbat. Indukčnost cívky je přibližně 1 H, to představuje značný počet závitů a změřený sériový odpor vinutí je přibližně 38Ω (měřeno přístrojem Agilent E4980A při frekvenci 50 Hz a rozkmitu napětí 1 V). Procházející proud o hodnotě 0,44 A vyvolá v tlumivce ztrátový výkon 7,4 W, měření byl prováděno pro napětí 1 V, ale v praxi je rozkmit napětí V_{pp} téměř 650 V. To znamená, že v praxi budou ztráty přemagnetováním větší.

Stroboskopický jev: Tento jev nastává při osvětlování točivých strojů. Pokud se frekvence otáčení stroje blíží dvojnásobku frekvence sítě, může se jevit jako by byl stroj v klidu. Jedno z řešení je připojit více zářivek z různých fází elektrické rozvodné sítě, a tím nedojde ke snížení intenzity osvětlení během poklesu sinusového napětí k nule. Tento jev není u zářivky ovšem tak výrazný, přestože výboj zanikne, luminofor s nějakou setrvačností stále vyzařuje světelné záření. Navíc je doba po kterou výboj zcela zmizí výrazně kratší, než doba jeho hoření. Otáčející se vřeteno se potom jeví jako rozmazané s barevnými proužky. Tento efekt je nebezpečnější u LED osvětlení, u kterého je doba vypnutí výrazně kratší než u zářivky.

Měřením účinnosti standardního zapojení bylo zjištěno, že ztráty na cívce představovaly 10,3 W (příkon zářivky byl změřen wattmetrem Yokogawa WT210, zdrojem byl AC power source/analyser Hewlett Packard HP6812B) a její teplota dosáhla 66°C (měřeno infračerveným emisním teploměrem při teplotě okolí 25°C). Celková účinnost předřadníku je přibližně 79% to z pohledu dnešních požadavků na úsporu energie není akceptovatelné. Výstupní výkon zářivky je navíc závislý na vstupním napětí a frekvenci. Zářivka může být za jistých okolností přetěžována nebo nevyužita. Při poklesu napětí sítě pod 170 V nedojde k aktivaci startéru a nedojde ani k rozsvícení zářivky.

2.2 Samokmitající elektronický předřadník

Pokrok ve vývoji výkonových polovodičových součástek a jejich snadná dostupnost, spolu s požadavkem vyšší účinnosti, vedla k vývoji zařízení nahrazujících velkou a ztrátovou tlumivku se startérem jediným obvodem. Většina levnějších kompaktních zářivek a některé předřadníky pracují v zapojení samokmitajícího měniče. Jeho nespornou výhodou je nízká cena, protože kromě několika pasivních součástek obsahuje pouze dva aktivní prvky. Viz obr. 2.2

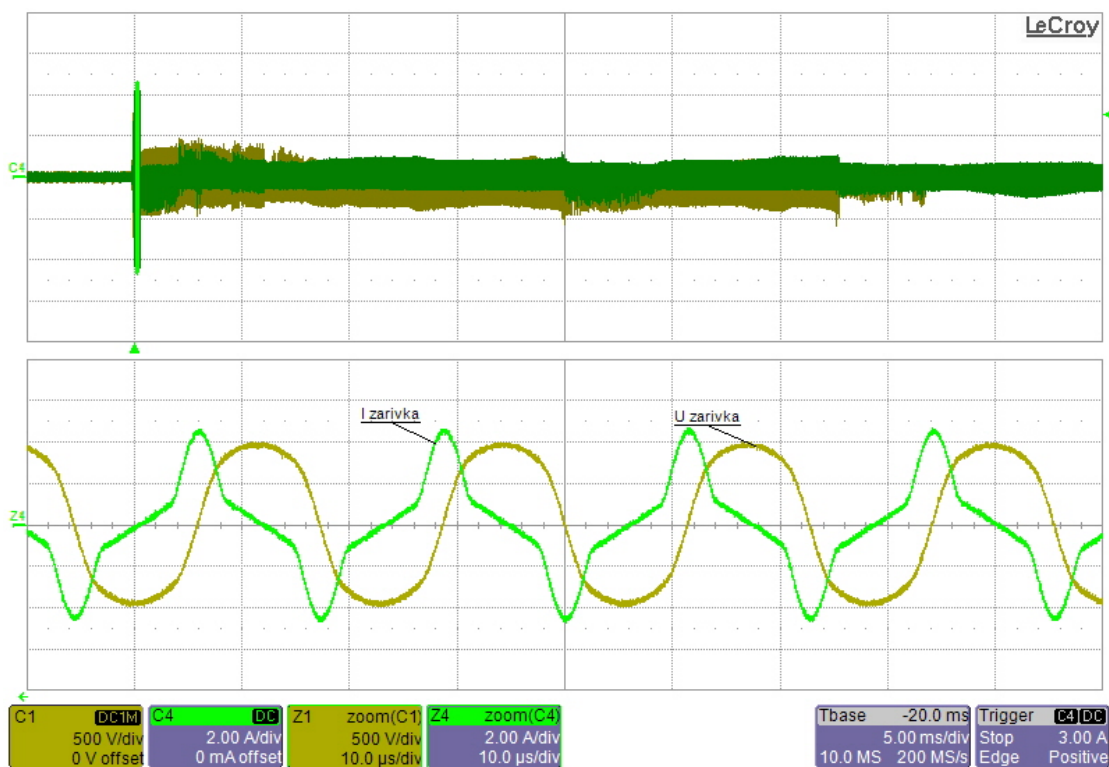


obr. 2.2 Schéma samokmitajícího měniče

Popis funkce: Připojením střídavého napětí na svorkovnici X1 se vstupní napětí usměrní a nabije se kondenzátor C1. C2 a L1 tvoří základní EMI (Electro Magnetic Interference) filtr a R1 spolu s L1 zároveň zlepšuje účinek (PF - power factor). Na C1 je napětí 325 V a přes R6 a R7 se nabíjí C4. Zároveň se nabíjí C5 a C6 protože vlákna výbojky jsou studená a mají malý sériový odpor. Jakmile zvyšující se napětí na C4 dosáhne prahové úrovně diaku D4, stane se tento diak vodivým a napětí je přivedeno na bázi tranzistoru Q2 kterým začne protékat proud. Tím se vytvoří proudový okruh L2, C5, L3, vlákna zářivky, C6, R3 a Q2. Jelikož je tranzistor Q2 nyní vodivý, začíná téct proud opačným směrem než tomu bylo při zapnutí. Zároveň je přes D3 vybitý C4. Součástky R6, R7, C4 a D3 tvoří pouze startovací obvod a po startu již nemají vliv na funkci. Vazba mezi L3 a L5 způsobí zrychlení

sepnutí Q2 a rozpojení Q1, protože na B-E přechodu je diodou D1 udržováno záporné napětí přibližně 0,6 V. Proud, který nyní teče reverzně, vytváří magnetické pole v cívce L2. Proud postupně klesá. Jakmile proud B-E přechodem dosáhne hodnoty menší než která je nutná k udržení tranzistoru ve vodivém stavu, stane se tranzistor nevodivým. Energie akumulovaná v L2 změní polaritu napětí a proud začíná téct přes C3 do kondenzátoru C1. Tato změna směru proudu způsobí, že na L4 se začne objevovat napětí, jež uvede tranzistor Q1 do vodivého stavu. Zvyšující se proud udržuje Q1 ve vodivém stavu a Q2 v nevodivém až do doby, kdy proud L2 zanikne. Celý cyklus se periodicky opakuje. Diody D1 a D2 zabraňují přepólování B-E přechodů tranzistorů Q1 a Q2, rezistory R2 a R3 tvoří ochranu proti přetížení, neboť vytvářejí zápornou zpětnou vazbu. Obvod je navržen tak, aby napětí na C6 dosáhlo dostatečně vysoké hodnoty k vytvoření vodivé cesty v trubici. Jakmile je vodivá cesta v trubici vytvořena, začnou se zahřívat vlákna, a tím se zvětší jejich odpor, a kondenzátor C6 je výbojem zkratován. Obvod v ustáleném stavu běží na konstantní frekvenci, která je dána RLC sériovým obvodem, který vhodnou volbou hodnot nastavuje frekvenci a proud do trubice. Takovýto měnič pracuje na frekvencích okolo 30 kHz. Je-li použit filtrační kondenzátor o dostatečné kapacitě, který zajistí malé zvlnění stejnosměrného napětí, je zcela odstraněn vznik stroboskopického jevu.

Pro studijní účely byl zakoupen samokmitající elektronický předřadník. Jeho zapojení je velmi podobné výše popsanému schématu. Rozdíl je v použití dvou elektrolytických kondenzátorů namísto jednoho C_b (obr. 3.5) na pozicích C3 a C4. Tyto kondenzátory zajistí výrazně lepší THD, neboť jejich kapacita je navržena tak, aby napětí na nich kopírovalo usměrněné sinusové napětí. Proud zářivkou rovněž sleduje sinusové napětí. Měřením bylo zjištěno, že pro vstupní napětí 230 V je výstupní výkon pouze 30 W. Účinnost předřadníku nebylo možno spolehlivě změřit, ale na základě velmi nízkého ohřevu použitých součástek lze účinnost odhadnout na více než 95%. Výstupní tlumivka je konstruována na provozní zatížení avšak při zapálení zářivky tlumivkou protéká vyšší proud, který způsobí saturaci zmíněné tlumivky. Popsaná situace je zachycena na obr. 2.3 pořízeného osciloskopem.



obr. 2.3 výstupní průběhy předřadníku při připojení do sítě

Díky vzduchové mezeře v obvodu jádra tlumivky nedošlo k výraznějšímu nárůstu proudu a zničení polovodičů. Z obr. 2.3 je patrné, že předřadník není vybaven funkcí předžhavení elektrod. Rovněž byla měření zjištěna výrazná závislost na vstupním napětí. Pro vstupní napětí 110 V je výstupní výkon pouze 11 W.

Existuje mnoho řešení samokmitajících předřadníků, ale většinou pracují na stejném principu. Primární vinutí transformátoru, jehož dvě sekundární vinutí střídavě budí dvojici tranzistorů, je zapojeno v sérii s LC obvodem. Výhodou zapojení je jeho jednoduchost a relativní spolehlivost z důvodu malého množství použitých součástek. K selhání světelného zdroje většinou dojde po přerušení vlákna výbojky. Tím se přeruší rezonanční obvod RLC a napětí nemůže dosáhnout potřebné velikosti pro zapálení doutnavého výboje. Nevýhodami je chybějící předžhavení elektrod, jenž snižuje životnost zářivky a vyšší ztráty na tranzistorech hlavně během vypínání, neboť pozvolný pokles proudu výbojkou pomalu snižuje budící proud a tranzistory poté pracují v lineární oblasti. Velkou nevýhodou některých řešení je rovněž špatný účinník typicky 0,6, neboť zařízení obsahuje pouze usměrňovač s filtračním kondenzátorem. Na rozdíl od klasického řešení s tlumivkou, není svítivost nijak závislá na frekvenci sítě, ale vyznačuje se závislostí na vstupním napětí, proto nelze samokmitající předřadník použít ke splnění zadání této práce.

3 Výběr vhodného řešení

Z popisu funkce HCFL vyplývá, že je potřeba vytvořit zdroj, který bude schopen dodávat trvalý proud přibližně 0,4 A při napětí asi 100 V jenž odpovídá provoznímu stavu. Zároveň tento zdroj musí být schopen dodat vysoké napětí až 500 V pro zapálení výbojky. Zmíněné zapalovací napětí je platné pro pokojovou teplotu. Snižováním okolní teploty napětí vzrůstá a může dosáhnout hodnoty i více jak 1 kV. Lze tedy použít například měnič blokujícího typu (fly back). Jeho výhodou je možnost pracovat s širokým rozsahem vstupních napětí což vyhovuje naší aplikaci. Výstupní napětí není definováno převodem transformátoru, ale pouze počtem závitů a intenzitě magnetického pole v jádře. Tato možnost by vyžadovala vyřešit žhavení elektrod a nutnost použití vysokonapěťové diody. Dále by bylo potřeba vyřešit udržování konstantního proudu. Navíc transformátor tohoto typu měniče má nejmenší přenesený výkon na jednotku objemu, takže by byl rozměrově veliký. Největším problémem při použití zmiňovaného typu měniče by bylo, že zářivka by byla buzena stejnosměrným napětím. Zářivka by tedy nesvítila po celé délce rovnoměrně, ale světlo by bylo zřetelnější blíže anodě. Došlo by k nerovnoměrnému zatížení elektrod a tedy k jejich nerovnoměrnému opotřebení. Proto je třeba zvolit jinou možnost. Obvod s vlastní rezonancí popsaný v předchozí části, řeší prakticky všechny potíže s připojením zářivky. Je schopen dodat trvalý požadovaný proud a je schopen vytvořit dostatečně vysoké napětí pro zapálení. Pokud se bude frekvence řídit jinak než vlastní rezonancí, je možné zvolením vhodné LC konstanty a frekvence nechat protékat přes vlákna zářivky proud, který je bude zahřívat. Poté změnit frekvenci tak, že se LC obvod dostane do resonance, a tím dokáže vytvořit velmi vysoké napětí a zažehnout doutnavý výboj. Poté pouhým udržováním frekvence můžeme udržovat výstupní proud do zářivky. Zářivka bude buzena střídavým proudem a opotřebení elektrod tak jako rozložení výboje bude rovnoměrné. Zbývá ještě vyřešit problém širokého rozsahu vstupního napětí. Napětí 85 až 265 V AC je hodnota někdy označovaná jako „wide range input“. Je to rozsah napětí, který pokrývá jmenovitá napětí (včetně tolerancí) všech oblastí na světě. Tomuto rozsahu odpovídají špičkové hodnoty napětí:

$$\begin{aligned} V_{peak} &= V_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 85 \cdot 1.41 \cong 120V \\ V_{peak} &= V_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 265 \cdot 1.41 \cong 374V \end{aligned} \quad (3.1)$$

Je vidět, že musíme pracovat s velmi širokým rozsahem vstupních napětí. Můžeme toto napětí měřit a podle něj nastavovat frekvenci. Tímto způsobem lze udržovat výkon zářivky

na konstantní hodnotě. Nevýhodou vyšší frekvence jsou vyšší spínací a budící ztráty použitých spínacích prvků a objevuje se problém se zapalováním. Mohlo by se stát, že při velkém vstupním napětí bude pracovní frekvence vyšší, než je rezonanční frekvence LC obvodu a tedy nebude možné „projít“ touto rezonanční frekvencí a zářivku zapálit. Toto řešení neodstraňuje problém nízkého účinníku a vysokého THD (Total Harmonic Distortion). Účinník po usměrnění a vyhlazení usměrněného napětí zůstane typicky na hodnotě 0,6. Mezi účinníkem a THD neexistuje přímý přepočít [12], ale pokud neuvažujeme fázový posun napětí a proudu, a uvažujeme pouze zkrácení proudu, je možno použít vztah:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (3.2)$$

Jelikož na základě popisu výše nelze použít přímé připojení rezonančního měniče k usměrněnému síťovému napětí, bude potřeba síťové napětí upravit. Pro nutnou úpravu vstupního napětí se použije další obvod. Zvyšující (boost) měnič bude ze síťového napětí vyrábět napětí vyšší, než je špičková hodnota síťového napětí při 265 V AC (374 V DC), protože měnič tohoto typu nemůže mít výstupní napětí nižší než vstupní. Je vhodné udržovat nějakou rezervu, aby nedocházelo k tomu, že měnič v okamžiku špičkového napětí přestane pracovat. Tento obvod také výrazně vylepší účinník a THD. Existují normy, které stanovují meze výkonů pro zařízení různých tříd spotřebičů. Zařízení dané třídy a výkonu musí mít účinník popřípadě THD lepší nebo rovno hodnotě stanovené v normě. Například norma ANSI C82.11 stanovuje, že THD pro předřadníky (lamp balasty) nesmí být hroší než 32% [11]. Použitím přídavného obvodu bude dostupné stejnosměrné napětí, které bude mít zvlnění o kmitočtu dvojnásobku frekvence sítě. Zvlnění lze ve srovnání se stejnosměrnou hodnotu zanedbat. Celková konstrukce se tímto stává složitější. Zařízení bude obsahovat další indukčnost a spínací prvek, což vede ke zhoršení účinnosti zapojení. Výše popsané zařízení se označuje jako PFC (power factor corrector).

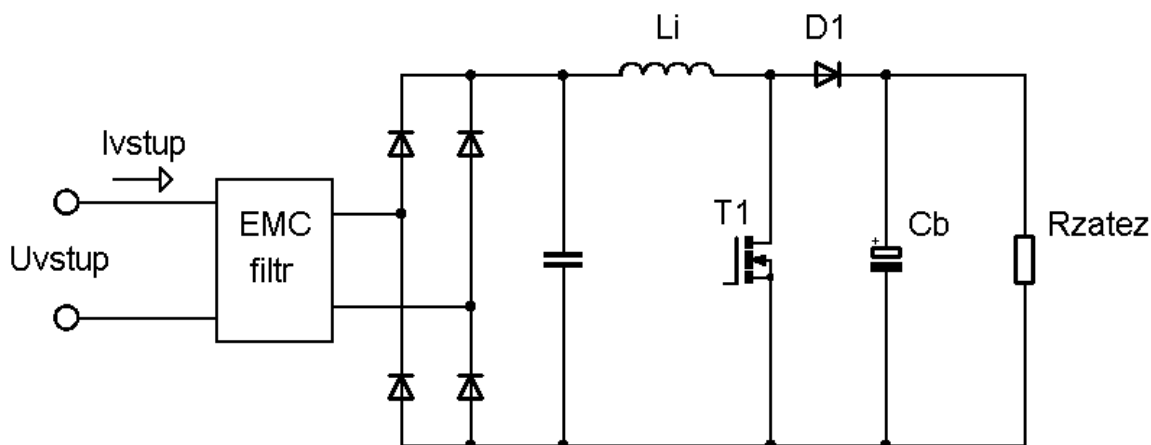
Přidáním obvodu PFC se hlavní část předřadníku zjednoduší, protože operační i žhavicí frekvence bude možno nastavit na konstantní hodnotu. Stroboskopický efekt se zcela odstraní, protože napětí pro zářivkový měnič bude stejnosměrné s minimálním zvlněním.

3.1 PFC obvod

Jak již bylo zmíněno, v naší aplikaci použijeme PFC měnič zvyšujícího typu. Je třeba vybrat vhodný provozní režim měniče, přičemž jsou na výběr tři možnosti

- CCM (Continuous Conduction Mode)
- CrM (Critical Mode)
- FC CrM (Frequency Clamped Critical Mode)

V našem případě, je zapojení PFC stupně následující (platí pro všechny tři provozní režimy):



obr. 3.1 zapojení PFC stupně v boost topologii

Stručný popis funkce: Vstupní sinusové napětí je usměrněno Gětšovým můstkem. Řídící obvod sepne tranzistor T1. Po sepnutí začne procházet proud přes cívku Li a tranzistor T1. Cívkou Li začne lineárně narůstat proud dle rovnice (3.3) a začne se v ní vytvářet magnetické pole.

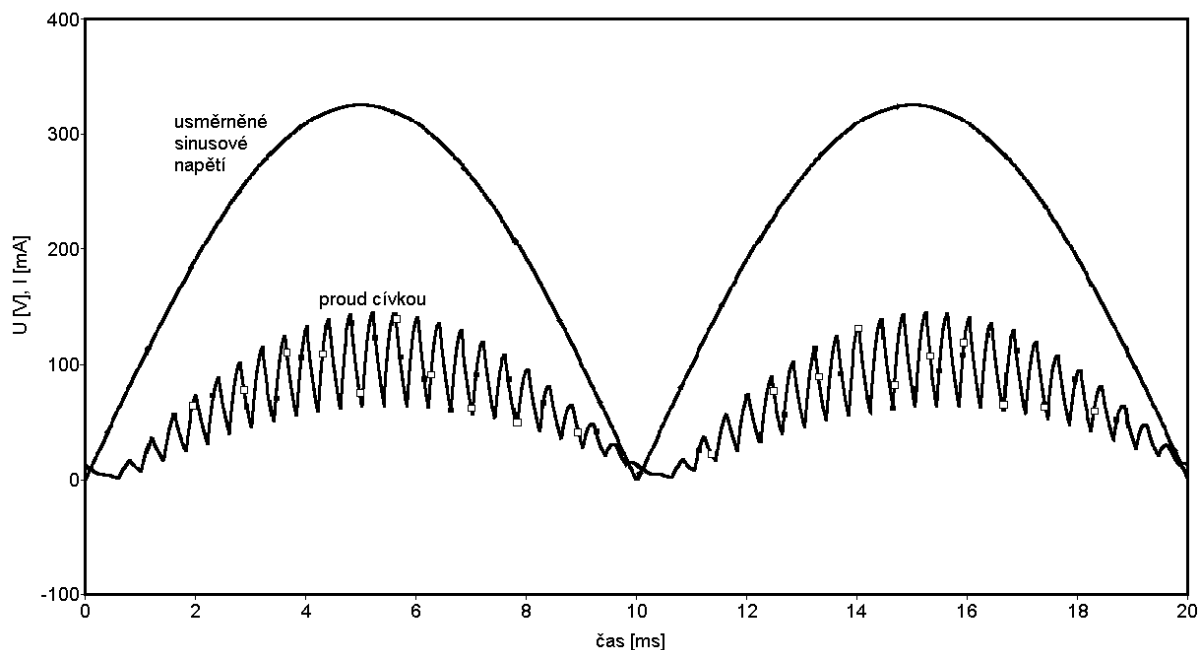
$$\Delta i = U \cdot \frac{\Delta t}{L} \quad (3.3)$$

Následně řídící obvod rozepne tranzistor T1 a proudová cesta se přeruší. Magnetické pole vytvořené v cívce se snaží zachovat směr proudu, proto se změní polarita a napětí na cívce, které se přičte k usměrněnému síťovému napětí. Tím se napětí na anodě diody D1 stane vyšším, než je na kondenzátoru Cb, který je přes diodu D1 nabíjen. Magnetické pole v cívce slábne a energie přiváděná do Cb klesá. Řídící obvod opět sepne tranzistor T1 a cívkou začíná lineárně narůstat proud. Celý děj se opakuje.

3.1.1 Režim spojitého proudu cívkou - Continuous Conduction Mode (CCM)

Při tomto režimu PFC proud cívkou klesá k nule pouze v okamžiku, kdy se vstupní sinusové napětí blíží nule jak je vidět na obr. 3.2. K řízení tohoto typu PFC lze použít například obvod NCP1653 [13] firmy ON Semiconductor. Část výstupního napětí je přivedena zpět do obvodu. Na základě odchylky při porovnání změřené a referenční hodnoty je nepřímo stanovena doba sepnutí tranzistoru. Do regulační smyčky vstupuje ještě část vstupního sinusového napětí a informace o proudu cívkou. Obvod pracuje v takzvaném proudovém modu. Přesný popis funkce není součástí práce, ale lze ho najít v odpovídající specifikaci. PFC stupeň pracuje s konstantní frekvencí, to zjednodušuje návrh vstupního filtru. Zvlnění proudu v cívce a tedy i změna magnetického pole je nízká to znamená, že hysterezní ztráty jsou také nižší. Cívka má pouze jedno vinutí. Hlavní nevýhodou tohoto řešení je, že tranzistor T1 je sepnut v okamžiku kdy diodou D1 prochází proud. Zmiňovaný děj způsobuje vysoké proudové špičky vytvářející zdroj elektromagnetického rušení. Dioda D1 musí mít velmi malé Q_{rr} (reverse recovery charge – náboj, který je třeba odvést z polovodičového přechodu, aby došlo k uzavření diody), v opačném případě narůstají ztráty na diodě a hrozí její zničení. U tohoto režimu jsou vysoké spínací ztráty, neboť tranzistor T1 je spínán v době, kdy napětí na tranzistoru je vyšší než je napětí na C_b (viz obr. 3.1) o úbytek na diodě v propustném směru. Výhodou tohoto řešení je možnost použití menšího kondenzátoru C_b , neboť je vystaven menším proudovým špičkám. Menší kondenzátor přináší úsporu místa a ceny.

Toto řešení je vhodnější pro vyšší výstupní výkony z důvodu menší špičkové hodnoty proudu protékajícího cívkou (saturační proud cívky může být nižší) a menší maximální hodnotě proudu tekoucího do C_b .

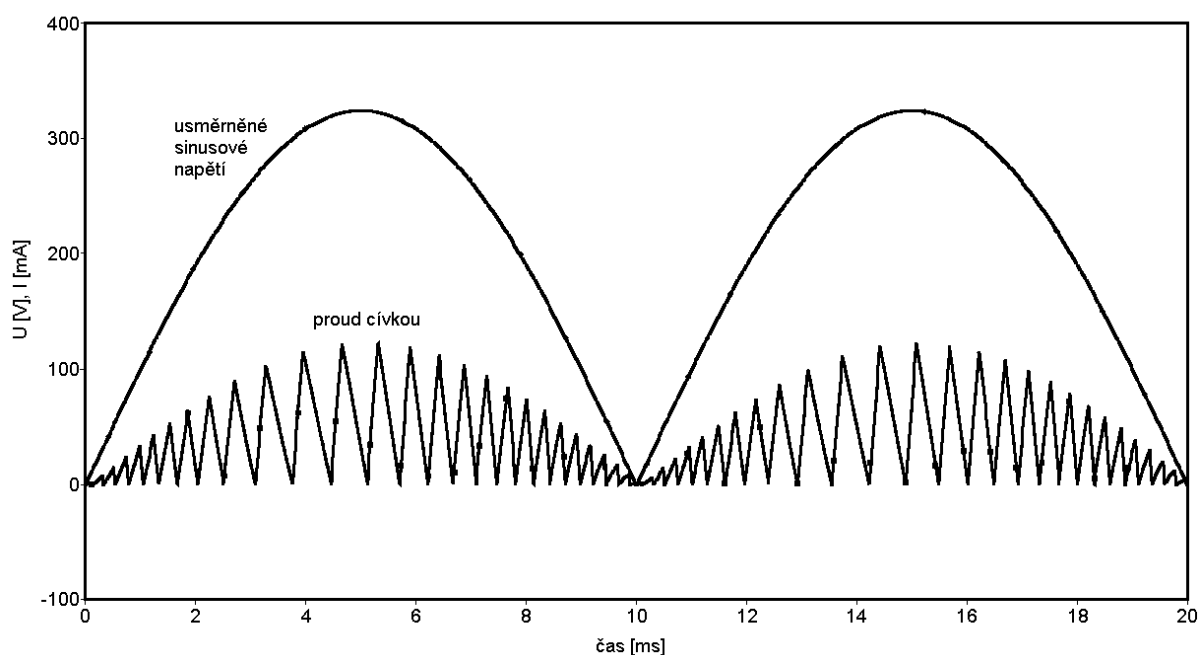


obr. 3.2 Průběhy napětí a proudů pro CCM

3.1.2 PFC pracující na kritické frekvenci - Critical Mode (CrM)

Obvod pro řízení PFC pracujícího v tomto režimu je například NCP1608 [14] (ON Semiconductor). Doba sepnutí tranzistoru T1 je opět dána na základě informace o výstupním napětí. Po jeho rozeznutí proud cívkou L_i klesá a zanikne v okamžiku, kdy v jádře cívky není žádná energie. Tato situace je detekována řídicím obvodem, který opět sepne tranzistor T1 a celý cyklus se opakuje. Jak je vidět na průběhu proudu a napětí z obr. 3.3, proudové zvlnění je výrazně vyšší než v případě CCM a proto je změna magnetického pole v cívce vyšší což vede k vyšším ztrátám v jádře cívky. Zmíněné zvlnění je filtrováno kondenzátorem C_b (viz obr. 3.1). Maximální hodnota nabíjecího proudu kondenzátoru je vyšší, než u PFC pracujícího v CCM režimu. Doba sepnutí tranzistoru je úměrná výstupnímu napětí. Doba rozeznutí je odvozena od doby demagnetizace cívky. Doba rozeznutí se přirozeně mění s měnícím se vstupním sinusovým napětím a výstupní zátěží, proto se mění frekvence pracovního kmitočtu v širokém rozsahu. V případě maximální hodnoty vstupního napětí a nízké zátěže, může být doba rozeznutí v milisekundách (jak již bylo zmíněno, bude výstupní napětí vyšší než maximální možné vstupní právě proto, aby v tomto okamžiku zcela nepřestal spínat tranzistor T1). Jakmile se vstupní sinusové napětí blíží nule, je demagnetizace velmi rychlá a frekvence může dosahovat stovek kHz. Při takto vysoké frekvenci rostou ztráty ve vinutí díky skin efektu a zvyšují se budící ztráty tranzistoru T1 (viz obr. 3.1). Jelikož se mění frekvence je potřeba použít EMI (electro magnetic interference –

vyzařování elektromagnetického rušení do přívodních vodičů a do okolí) filtr s větším útlumem. Informace o demagnetizaci je odvozena od speciálního vinutí přidaného k Li které zvyšuje cenu cívky. V tomto provozním režimu je možno použít běžnou diodu na místě D1 protože tranzistor T1 je sepnut až v okamžiku, kdy proud diodou zanikl a dioda D1 je v nevodivém stavu. Další výhodou je snížení spínacích ztrát na tranzistoru T1. Tranzistor je sepnut v ideálním případě, tedy v okamžiku, kdy napětí V_{DS} je blízké nule, nebo menší než napětí na C_b . Toto řešení je určené pro nižší až střední výkony (max do 350 W dle informací ve specifikaci).

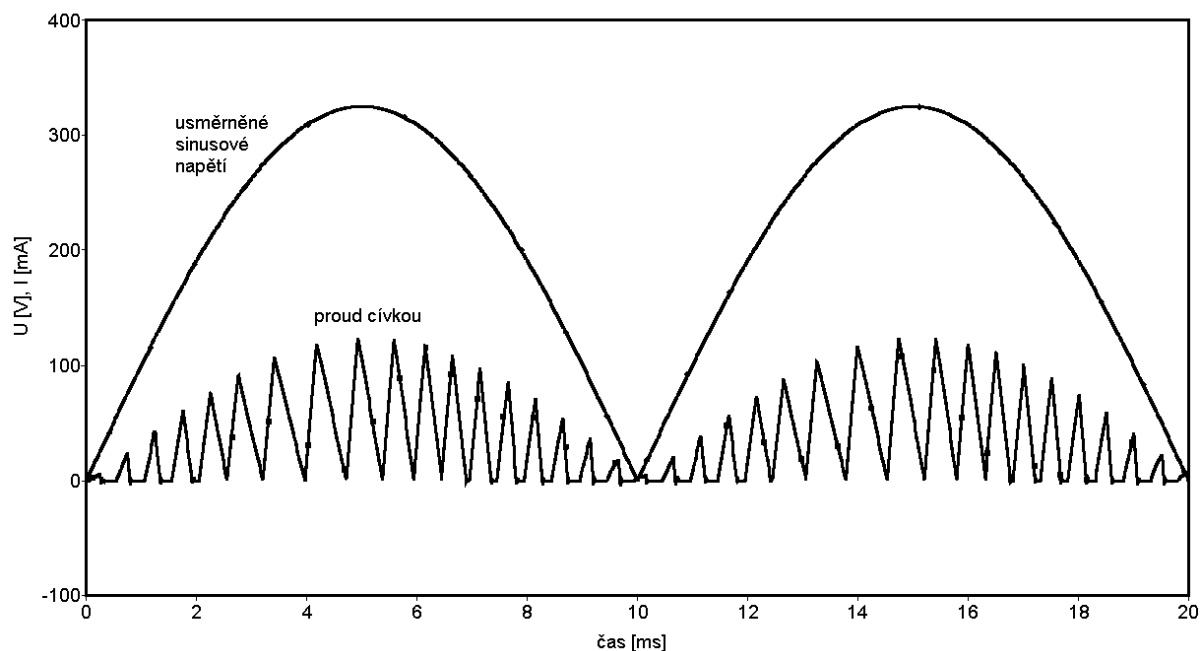


obr. 3.3 Průběhy napětí a proudů pro CrM PFC

3.1.3 Kritický režim s frekvenčním limitem - Frequency Clamped Critical Mode (FC CrM)

Pro provoz v tomto režimu lze například použít řídicí obvod NCP1605 [15] (ON Semiconductor). Zmíněný obvod obsahuje oscilátor, kterým se nastavuje maximální pracovní frekvence. Princip funkce je stejný jako CrM, včetně jeho výhod. Oscilátorem je možné nastavit maximální pracovní frekvenci, čímž se zamezí zvyšování ztrát v okamžiku, kdy se vstupní sinusové napětí blíží nule. PFC obvod přejde z režimu CrM do režimu DCM (Discontinuous Conduction Mode). Následkem je zhoršení THD vstupního proudu, protože střední proud klesá z důvodu časové prodlevy. Tento obvod v sobě obsahuje funkci která prodlužuje čas sepnutí tranzistoru T1 (viz obr. 3.1), a tím kompenzuje tuto chybu. Použitím oscilátoru pro nastavení maximální frekvence se zjednodušuje návrh EMI filtru a není potřeba použít pomocné detekční vinutí [15]. U tohoto zapojení jsou maximální hodnoty

proudu tekoucího do C_b stále velké. Popisované řešení je vhodné pro aplikace s vysokou účinností.

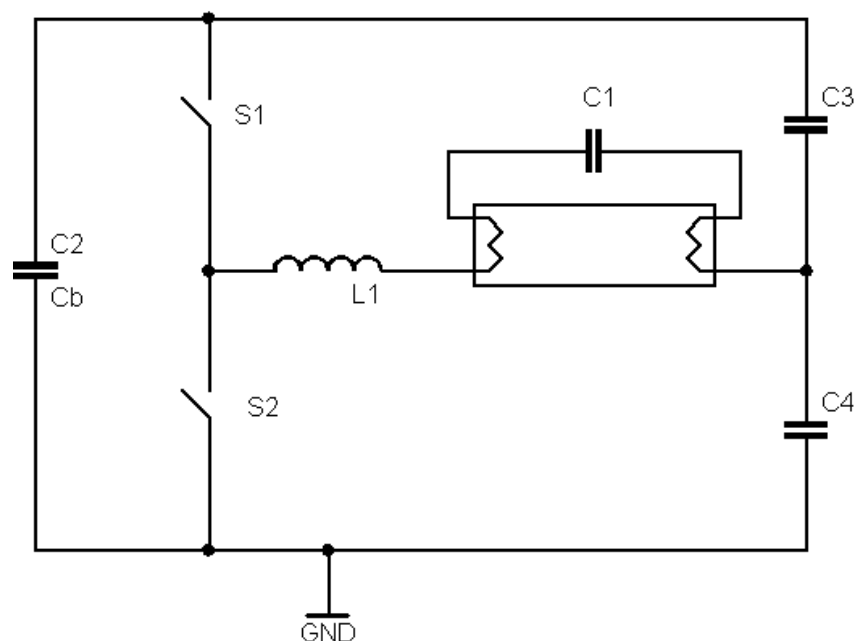


obr. 3.4 pro zjednodušení popisu FC CrM

Kromě výše uvedených principů, se používají například „bridge less“ PFC, nebo „interleaved“ PFC. Zmíněné příklady používají dvě cívky, jsou výrazně složitější a nejsou vhodné pro tuto aplikaci.

3.2 Obvod pro napájení zářivky

Jak již bylo řečeno, je výhodné použít zapojení které, bude pracovat s rezonančním obvodem na výstupu a bude mít nastavitelnou frekvenci.



obr. 3.5 výstupní část pro připojení HCFL

Abychom mohli navrhnout hodnoty součástek, musíme nejdříve stanovit frekvenci na které bude předřadník pracovat a napětí, které nám bude dodávat PFC stupeň. Kondenzátor C1 je v navrhovaném zapojení připojen přímo na vývody vláken, které budou za provozu zahřáté a budou mít velký odpor. Kondenzátor C1 bude zkratován výbojem v trubici, proto jeho vliv lze v provozním stavu zanedbat. Zvolíme napětí PFC zdroje na 435 V a pracovní frekvenci na 37 kHz (toto napětí je zvoleno s ohledem na špičkovou hodnotu vstupního sinusového napětí, viz kapitola 3.1). Zvolená frekvence je nad akustickým pásmem, ale zaručuje nízké spínací ztráty a pátá harmonická této složky je posunuta do oblasti, kde může být efektivně potlačena EMI filtrem, čímž je sníženo rušení do rozvodné sítě).

Z katalogového listu zářivky známe napětí a proud použité zářivky, ale jednoduchým vynásobením zjistíme, že výkon je výrazně větší než nominální hodnota 36 W. Jedná se o maximální hodnoty dané zářivky. Skutečnou hodnotu proudu a napětí proto změříme na existujícím zařízení. Z provedeného měření vyplývá: $U_{EF} = 90 \text{ V}$, $I_{EF} = 425 \text{ mA}$. Hodnoty kondenzátorů C3 a C4 (obr. 3.5) stanovíme na 220 nF. Tyto kondenzátory mají za úkol vytvořit „umělý“ střed a proud v kladné a záporné půlvlně se přirozeně vyrovná. Tímto způsobem budou vlákna opotřebována rovnoměrně. Hodnota kondenzátorů je stanovena tak, aby rezonanční kmitočet byl dostatečně nízko a neovlivňoval funkci měniče. Prvním krokem je vypočítat reaktanci kondenzátorů C3 a C4 na pracovním kmitočtu. Tyto kondenzátory jsou v obvodu řazeny paralelně, neboť napěťový zdroj Cb má v ideálním případě nulový vnitřní odpor.

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot (C3 + C4)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 37E3 \cdot 440E-9} \cong 9,776 \Omega \quad (3.4)$$

Potřebná reaktance cívky se vypočte:

$$X_L + X_c = \frac{U}{I} \Rightarrow X_L = \frac{U}{I} - X_c = \frac{\frac{435}{\sqrt{2}} - 90}{0,425} - 9,776 = 502,2 \Omega \quad (3.5)$$

Indukčnost cívky se vypočte:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \Rightarrow L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{502,2}{2 \cdot \pi \cdot 37E3} = 2,16 \text{ mH} \quad (3.6)$$

Výsledkem rovnice (3.6) je velikost indukčnosti potřebná pro provozní stav. Při výpočtu se použila některá zjednodušení nicméně přesnost výpočtu je dostatečná. Požadovaný výkon bude nutno nastavit až na finální aplikaci, neboť výpočet nepokryje všechny jevy které ovlivňují výkon měniče (sériový odpor cívky, délky přívodů, atd.).

Cívku vypočtené hodnoty je potřeba vyrobit na speciální kostičce aby vydržela vysoké zápalné napětí. V sortimentu firmy Epcos však existuje indukčnost určená předřadníky, která má hodnotu 2,2 mH, a proto ji není třeba vyrábět ručně. Dále je třeba stanovit frekvenci, při které dojde k zapálení trubice. Jedná se o sériový rezonanční obvod, který při buzení frekvencí jenž odpovídá jeho rezonanční, dosáhne na jeho prvcích napětí, které je dáno odporem vláken zářivky a jakostí indukčnosti. Tato frekvence je zvolena na 40 kHz (frekvence musí být s rezervou vyšší než pracovní). Použitím Thomsonova vzorce se vypočte hodnota potřebného kondenzátoru:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \Rightarrow C = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \right)^2 \cdot \frac{1}{L} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40E3} \right)^2 \cdot \frac{1}{2,2E-3} \cong 7,196 \text{ nF} \quad (3.7)$$

Podle dostupných katalogů vybereme hodnotu ze standardní řady, která vyhovuje požadavkům. Kondenzátor musí být konstruován pro provoz na vysokém napětí, protože se na něm přímo objeví zápalné napětí. Dostupný je kondenzátor o hodnotě 6,8 nF na napětí 1600 V. Ve výpočtu došlo k nepřesnostem, neboť rezonanční obvod nebude buzen sinusovým napětím, ale obdélníkovým a nebyly uvažovány parazitní kapacity použitých spínačů S1 a S2. Dále je nutné zvolit řídicí obvod, který bude řídit pracovní frekvenci. Při výběru je nutné uvážit fakt, že běžně nejsou dostupné vysokonapěťové transistory typu

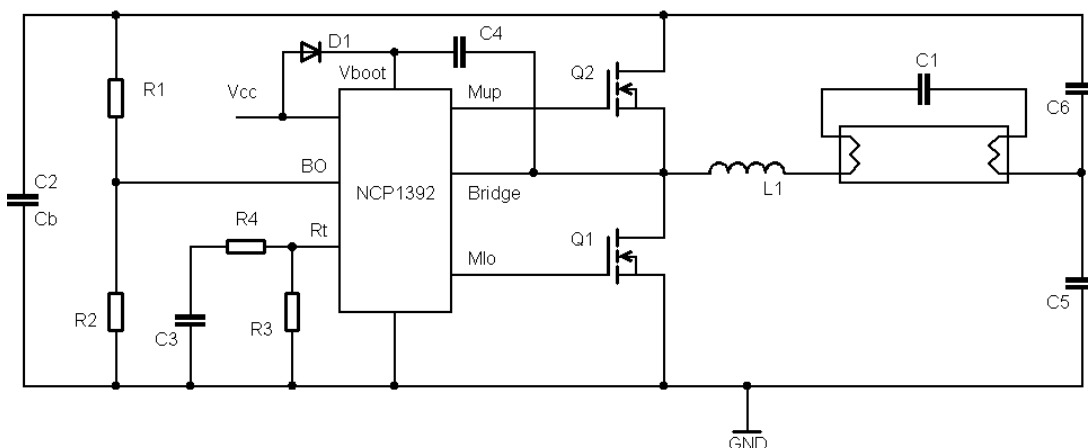
PMOS. Horní spínač bude nutno použít typ NMOS, který nebude mít vývod source připojen na společnou zem (viz obr. 3.5 spínač S1). Pro jeho řízení je možno použít transformátor, který by měl jedno primární a dvě sekundární vinutí. Vinutí by musela mít elektrickou pevnost větší než 435 V, nebo použít pro spínání horního tranzistoru optočlen, pro který by bylo potřeba nějakým způsobem zajistit napájení. Nejjednodušší je použití součástky, která je speciálně vyvinuta pro řízení dvou tranzistorů v půlmůstku (half bridge). Vhodným kandidátem je například integrovaný obvod NCP1392 [16]. Tato součástka sdružuje hned několik užitečných funkcí pro navrhovanou aplikaci:

- Obvod obsahuje na čipu budič určený pro řízení MOSFET tranzistoru připojeného na vysoké napětí C_b (viz obr. 3.1). Podle [16] může být toto napětí až 600 V.
- Pevný „dead time“, který zajistí jistou prodlevu mezi spínáním tranzistorů, čímž zamezí vzniku zkratových proudů během přepínání tranzistorů.
- Frekvence výstupních pulsů se nastavuje proudem tekoucím z Rt pinu. Frekvence může být nastavena jediným odporem.
- Obvod obsahuje funkci „Brown Out“, která monitoruje napětí ve zvoleném rozsahu. Pokud napětí C_b (viz obr. 3.1) poklesne pod stanovenou úroveň, obvod zastaví výstupní pulsy.

Návrh zapojení s využitím NCP1392 v aplikaci lamp ballast je znázorněn na obr. 3.6. Odporový dělič R1 a R2 upravuje napětí pro vnitřní komparátor, který hlídá napětí na kondenzátoru C_b (viz obr. 3.6). Dioda D1 nabíjí C4 v okamžiku, kdy je Q1 sepnut. Při rozeptnutí Q1 je vysokonapěťová část NCP1392 napájena z kondenzátoru C4. Energie uložená v C4 je použita pro sepnutí Q2. Dioda D1 musí být vysokonapěťová.

Při připojení správného napětí na C_b se začne nabíjet C3, proudem definovaným R4, k Rt pinu je rovněž připojen rezistor R3. Paralelní kombinací těchto rezistorů je nastavena počáteční frekvence a tranzistory Q1 a Q2 jsou střídavě spínány. Protože ještě nebyl zapálen oblouk v zářivce, prochází veškerý proud přes vlákna na C1, který tvoří malou impedanci a vlákna se zahřívají. Frekvence postupně klesá, protože C3 se nabíjí a proud z Rt pinu klesá. Výstupní frekvence pomalu klesá a blíží se rezonanční frekvenci LC obvodu a napětí na zářivce se zvyšuje, až dosáhne hodnoty, která je dostatečná pro zapálení výboje. V tomto okamžiku napětí na trubici klesne. Kondenzátor C3 se nabije na referenční napětí 3,5 V a startovací fáze je ukončena. Pracovní frekvence a tedy výkon zářivky je určen pouze odporem rezistoru R3. Doba

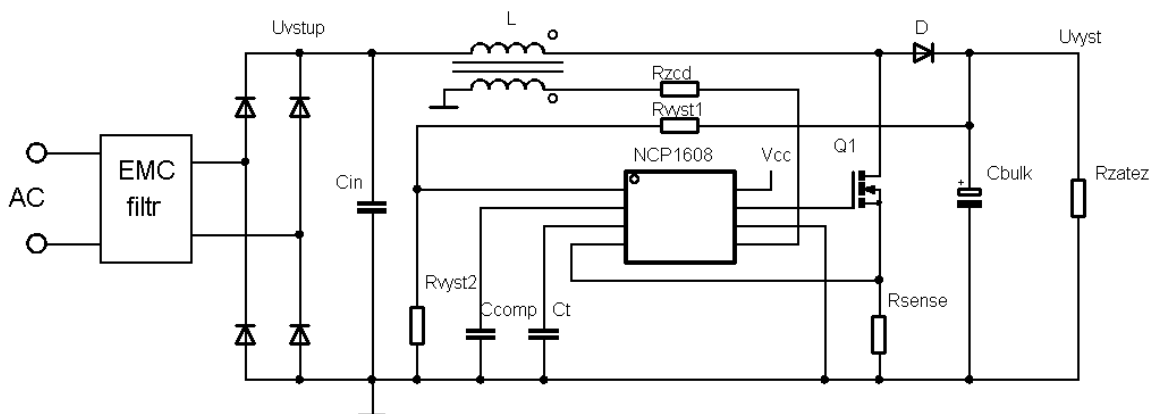
žhavení je dána velikostí kapacity C3. Jako obvod pro předžhavení je použit zjednodušený RC článek C3 a R4.



obr. 3.6 základní zapojení pro NCP1392 v předřadníku

3.3 Obvod pro úpravu vstupního napětí

Pro dosažení maximální účinnosti by bylo výhodné použít integrovaný obvod NCP1605 (pracuje v FC CrM), protože obsahuje startovací obvod a má dobrou účinnost. Tento obvod je spíše určen pro zařízení vyšších výkonů. V naší aplikaci použití zmíněného obvodu představuje velké množství součástek a funkce, které by zůstaly nevyužity (Skip, OVP/UV, STDWN a REF5V). Proto je pro tuto aplikaci vybrán integrovaný obvod NCP1608 který je levnější, má méně vývodů a méně funkcí, je však pro tuto aplikaci plně vyhovující. Typické zapojení tohoto obvodu je na obr. 3.7.



obr. 3.7 Typické zapojení PFC obvodu NCP1608

Zapojení obvodu je velmi jednoduché a pro správnou funkci vyžaduje minimum externích součástek. Funkce PFC stupně již byla vysvětlena v kapitole 3.1.

4 Detailní návrh PFC stupně

Jak bylo uvedeno, PFC stupeň plní dvě funkce. Upravuje vstupní sinusové napětí v rozsahu 85 až 265 V na stejnosměrné 435 V a zvyšuje účinník. Správná volba tlumivky je jedním z klíčových kroků návrhu funkčního PFC. Volba tlumivky vychází z požadovaného rozsahu vstupního napětí, přeneseného výkonu, předpokládané účinnosti a pracovní frekvence. V prvním kroku se vypočte předpokládaný vstupní proud se zahrnutím ztrát pro nejhorší provozní podmínky, neboli pro nejmenší povolené vstupní napětí. Vstupní proud je roven:

$$I_{AC} = \frac{P_{zatez}}{\eta \cdot U_{AC}} = \frac{36}{0,9 \cdot 85} \cong 0,47 \text{ A} \quad (4.1)$$

Maximální hodnota proudu cívkou je:

$$I_{L(spicka)} = I_{AC} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cong 1,33 \text{ A} \quad (4.2)$$

Mezi vstupním / výstupním napětím a časem sepnutí tranzistoru (t_{ON})/ časem vypnutí tranzistoru (t_{OFF}) tranzistoru lze odvodit vztah:

$$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{U_{vyst} - U_{vstup}}{U_{vstup}} \quad (4.3)$$

Dosazením do vztahu (4.3) se vypočte poměr mezi časem sepnutí a časem vypnutí tranzistoru pro zadané vstupní a výstupní napětí:

$$\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = \frac{435 - 85 \cdot \sqrt{2}}{85 \cdot \sqrt{2}} = 2,619 \quad (4.4)$$

Pokud je zvolena minimální pracovní frekvence pro spodní limit vstupního napětí na 95 kHz poté vypočtená doba sepnutí tranzistoru je:

$$T_{ON} = \frac{1}{f} \cdot \left(1 - \frac{1}{\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} + 1} \right) = \frac{1}{95E3} \cdot \left(1 - \frac{1}{2,619 + 1} \right) = 7,617 \text{ } \mu\text{s} \quad (4.5)$$

Napětí na cívce je definováno:

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.6)$$

Nyní již je možno přistoupit k výpočtu hodnoty indukčnosti úpravou vztahu (4.6):

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L = u_{vstup} \cdot \frac{dt}{di_{L(spicka)}} = 85 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{7,617E-6}{1,33} \cong 688 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.7)$$

Na základě vypočtených hodnot lze navrhovanou tlumivku navinout. Tlumivka bude mít dvě vinutí. Hlavní vinutí, jehož indukčnost vyplývá ze vztahu (4.7) a pomocné vinutí

s vyvedeným středem v poměru závitů 1:14 k hlavnímu vinutí. Jedna polovina vinutí bude použita pro detekci demagnetizace jádra a druhá pro „dopřednou vazbu“ (feedforward). Poměr závitů byl zvolen s ohledem na proudové zatížení ZCD pinu použitého integrovaného obvodu a rozsahu vstupního napětí. Samotná konstrukce tlumivky není součástí této práce.

Napětí PFC stupně je přivedeno na filtrační kondenzátor C_b (C bulk). Kondenzátor je zvolen s ohledem na povolené zvlnění stejnosměrného napětí, rychlosti odezvy zpětné vazby, charakteru zátěže, nárazového proudu při prvním zapnutí (inrush current) a prostor v aplikaci. Pokud povolené zvlnění napětí na C_b je 8 V, pak hodnota kondenzátoru bude:

$$CB \geq \frac{P_{vyst}}{2 \cdot \pi \cdot U_{zvl\,n\,eni} \cdot 2 \cdot f_{vstup} \cdot U_{bulk}} = \frac{36 \cdot \frac{1}{0,95}}{2 \cdot \pi \cdot 8 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 435} \cong 17 \mu F \quad (4.8)$$

Vypočtená hodnota podle rovnice (4.8) [14] není ze standardizované řady hodnot, použijeme kondenzátor o hodnotě 22 μF .

Důležitou funkcí z hlediska bezpečnosti je nadproudová ochrana, která se aktivuje v případě přetížení výstupu, zkratu tlumivky nebo zničení diody. Ochrana je nastavená tak, aby v případě kterékoli z uvedených událostí došlo k bezpečnému vypnutí spínacího tranzistoru a zabránění dalšího poškození. Z katalogového listu [14] lze vyčíst, že hodnota při které se nadproudová ochrana (over current protection - OCP) aktivuje je typicky 0,5 V. S přihlédnutím ke ztrátovému výkonu a protékajícímu proudu tranzistorem, je hodnota snímacího odporu zvolena. $R_{snimaci}=0,47 \Omega$. Přesné nastavení vypínací úrovně je nastaveno napěťovým děličem. Maximální akceptovatelný proud tranzistorem je nastaven tak, aby nedošlo k saturaci cívky a vypínací proud byl bezpečně vyšší než pracovní proud při nejnižším povoleném vstupním napětí. Maximální proud musí být z důvodu dostatečné rezervy větší než 1,33 A. Tento proud je stanoven na hodnotu 3 A. Napěťový úbytek na snímacím rezistoru je:

$$U_{snimaci} = R_{snimaci} \cdot I_{max} = 0,47 \cdot 3 = 1,41 V \quad (4.9)$$

Nyní známe hodnotu úbytku napětí na snímacím rezistoru a referenční napětí integrovaného obvodu. Pro výpočet děliče je potřeba zvolit jeden z těchto odporů. S ohledem na parazitní kapacitu pinu, je vhodné sestavovat dělič z příliš velkých hodnot, protože napěťový dělič spolu s kapacitou pinu vytváří fázový posun a v případě zkratu by mohl obvod tuto událost detekovat příliš pozdě. Hodnota prvního rezistoru mezi snímacím odporem a řídicím obvodem je zvolena 3 k Ω . Nyní lze dopočítat hodnotu druhého rezistoru:

$$R_{42} = \frac{U_{CS} \cdot R_{34}}{U_{snimane} - U_{CS}} = \frac{0,5 \cdot 3E3}{1,41 - 0,5} = 1648 \Omega \quad (4.10)$$

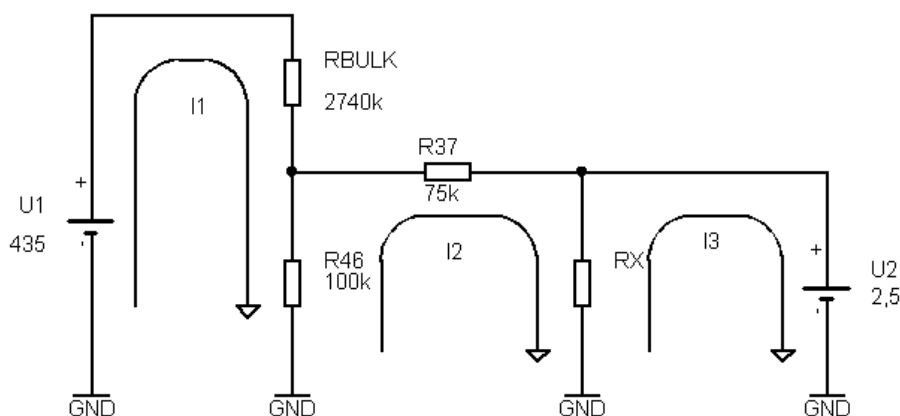
Vypočtená hodnota není ze standardizovaných hodnot, ale je možné docílit této hodnoty paralelní kombinací dvou standardních hodnot rezistorů. Hodnota nastavení maximálního proudu ale není kritická a z důvodu úspory místa na desce je výhodnější použití jedné součástky. A proto je hodnota rezistoru R42 zvolena na R42=1,8 kΩ, jenž odpovídá nejbližší nejvyšší hodnotě ze standardizované řady součástek. Zpětnou kontrolou zjistíme, že pro tuto hodnotu je maximální proud 2,84 A, to je pořád nad provozními hodnotami a OCP se za běžného provozu neuplatní.

Dalším krokem je výpočet napěťového děliče pro snímání stejnosměrného napětí na kondenzátoru, tedy dělič napětí kterým bude nastavena hodnota napětí na kondenzátoru Cb. Napěťový dělič bude připojen na napětí 435 V. Přestože bude mít velkou hodnotu odporu, bude na tomto napěťovém děliči nezanedbatelný ztrátový výkon. Druhý napěťový dělič připojený na vysoké napětí bude určen pro funkci hlídání poklesu napětí (brown out detection) obvodu NCP1392. Pro dosažení maximální účinnosti se nabízí možnost zmiňované děliče spojit dohromady. BO pin obvodu NCP1392 obsahuje vnitřní proudový zdroj, kterým se nastavuje hystereze mezi úrovní sepnutí a vypnutí tohoto obvodu. Z tohoto důvodu není možné přímo připojit dělič na oba obvody, protože PFC obvod by byl ovlivňován působením tohoto proudu. Snímací cesty obou obvodů je nutné rozdělit. Pro rozdělení je nejjednodušší použití emitorového sledovače a sérioparalelní zapojení děliče. Na vysoké napětí bude připojena pouze jediná větev odporů. Odporová větev není přímo připojena k zemi, ale rozdělí se na dvě přibližně stejné. Napětí pro emitorový sledovač je nutno zvolit. Toto napětí nevolíme příliš nízké aby se nezvyšovala teplotní závislost díky použitému tranzistoru. Zároveň toto napětí nesmí být příliš vysoké, aby se nestalo vyšším než napětí Vcc protože by napětí za sledovačem neodpovídalo napětí na děliči. Napětí pro sledovač je zvoleno přibližně 8 V. Tato hodnota není kritická a bude se pomocí děliče dále upravovat. S ohledem na výkonovou ztrátu děliče a napěťové namáhání použitých rezistorů je hodnota rezistorů mezi Cb a sledovačem zvolena, 3x910 kΩ + 10 kΩ, celková hodnota sítě je 2,74 MΩ. Výpočet hodnoty spodního rezistoru (rezistoru mezi bází a zemí) je:

$$R_{46} = \frac{U_{sled} \cdot R_{bulk}}{U_{bulk} - U_{sled}} = \frac{8 \cdot 2,74E6}{435 - 8} \cong 51,33 \text{ k}\Omega \quad (4.11)$$

K zemi budou připojeny dvě rezistorové větve paralelně, proto bude použitá hodnota pro odpor sledovače přibližně dvojnásobná, zvolíme hodnotu rezistoru R46=100 kΩ. V dalším kroku zvolíme hodnotu rezistoru R37. Celkový odpor pro část měření napětí PFC stupně má být přibližně 100 kΩ, napětí na této větvi 8 V, hodnotu odporu tedy stanovíme na 75 kΩ.

Zbývá dopočítat poslední hodnotu, kombinaci $R_{43} \parallel R_{44}$. Připravíme náhradní schéma obvodu:



obr. 4.1 Náhradní schéma pro výpočet rezistoru děliče pro PFC stупně

Referenční napětí PFC obvodu je 2,5 V a na tuto úroveň musí být nastaven dělič. Vyjdeme z úvahy, že pokud má být výstupní napětí 2,5 V, musí při požadovaném vstupním napětí 435 V též výstupním zdrojem U_2 (obr. 4.1) nulový proud. Použití metody smyčkových proudů vede na vytvoření následujících matice:

$$\begin{pmatrix} R_{bulk} \cdot I_1 & R_{46} \cdot (I_1 - I_2) & 0 & \left| \begin{matrix} 435 \\ 0 \\ 2,5 \end{matrix} \right. \\ R_{46} \cdot (I_2 - I_1) & R_{37} \cdot I_2 & R_x \cdot (I_2 - I_3) & \\ 0 & R_x \cdot (I_3 - I_2) & 0 & \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Dosažením a řešením lze získat požadovanou hodnotu rezistoru $R_x = 34,821 \text{ k}\Omega$. Vypočtená hodnota není ve standardní řadě hodnot a proto se použije paralelní kombinace dvou rezistorů 36 k Ω a 750 k Ω . V blízkosti integrovaného obvodu je umístěn kondenzátor 330 pF. Kondenzátor slouží jako filtr pro špičky vznikající při spínání výkonového tranzistoru, které by mohly ovlivňovat funkci obvodu. Hodnotu tohoto filtračního kondenzátoru nelze volit příliš velkou, protože zpětná vazba by byla nestabilní. Hodnoty součástek kompenzační sítě C9, C17 a R17 obtížné získat výpočtem. Na jejich hodnoty má vliv celá řada faktorů, jako velikost C_{bulk} , sériový odpor C_{bulk} , charakter zátěže, vstupní EMI filtr, pracovní frekvence PFC stупně (velikost indukčnosti), dělič na FB napětí a návrh plošného spoje. K určení správné hodnoty by bylo výhodnější použití simulátoru. Výsledek simulace závisí na přesnosti použitého modelu a schopnostech zařadit do simulace parazitní jevy. V simulaci je nutno použít takové součástky, aby co nejděleji reprezentovaly reálné chování součástek. Proto jsou tyto součástky většinou voleny na základě zkušeností podle odezvy na kritické provozní stavy (skoková změna zátěže), nebo pomocí zařízení schopného měřit zesílení a fázový posun (bode plot).

Doba průchodu proudu PFC indukčností (t_{ON}), tedy doba po kterou se v cívce vytváří magnetické pole, je definována velikostí kondenzátoru C14 připojeným na CT pin. Podle známého nabíjecího proudu do C14, napětí a proudu cívkou je možné hodnotu C14 spočítat. Ukázalo se, že samotný kondenzátor C14 na tomto místě nefunguje správně, protože během žhavení vláken je odběr ze zdroje pouhé 4 W. Při tak malém odběru a velkém vstupním napětí nebyl řídicí obvod schopen vygenerovat dostatečně krátký řídicí impuls a napětí na Cbulk se zvyšovalo nad regulační úroveň. Bylo potřeba zařadit do série s C14 rezistor R36, který vytvoří napěťový posun a zkrátí minimální dobu sepnutí tranzistoru. Tato úprava vyřešila problém pouze částečně. Další zlepšení přineslo zavedení části vstupního sinusového napětí na CT pin. Tato úprava zlepšila schopnosti regulace v širokém rozsahu vstupního sinusového napětí a zároveň výrazně zlepšila THD. Je-li vstupní napětí malé (85 V, nebo se sinusové napětí blíží nule) je přídavný proud do CT pinu malý a nabíjení časovacího kondenzátoru probíhá hlavně vnitřním proudovým zdrojem. Pokud je vstupní napětí velké, je nabíjecí proud určen součtem vnitřního proudového zdroje a proudu nastaveného rezistoru R31 a R49. Je možné použít rezistorovou síť na usměrněné sinusové napětí, pak vzniká na použitých rezistorech značný ztrátový výkon, který zhoršuje účinnost. Z důvodu zvýšení účinnosti je použito druhého vinutí PFC tlumivky. Na tomto vinutí je měřitelné transformované vstupní napětí (dle transformačního poměru) při sepnutém spínači, tedy v době, kdy dochází k nabíjení časovacího kondenzátoru C14. Použité rezistory mohou mít nižší hodnoty a proto výkonová ztráta na rezistorech bude menší. Navíc jakákoli změna vstupního napětí bude okamžitě detekována a PFC obvod na tuto změnu zareaguje dříve, než se změna projeví jako regulační odchylka. Tomuto zapojení se říká „feedforward“ a výrazně zrychluje odezvu celého regulačního systému.

Mezi PFC stupněm a rozvodnou sítí je umístěn EMI filtr, který má za úkol nepropustit vysokofrekvenční signály vznikající v zařízení, do sítě. Povolené úrovně rušení jsou definovány příslušnými standardy a závisí na účelu zařízení. Pro omezení nárazového proudu se většinou používá termistor s negativní teplotní charakteristikou. Se zvětšující se teplotou klesá jeho odpor. V navrhovaném zařízení způsoboval stále značný ztrátový výkon, a proto není použit. Pro omezení nárazového proudu je použit rezistor R1.

5 Napájení integrovaných obvodů

Jelikož není použita speciální součástka, která obsahuje v sobě obvod, který napájení zajistí (např. NCP1605) je nutno toto napětí nějakým způsobem přivést zvenčí. Nejjednodušším způsobem by bylo použití rezistoru z usměrněného sinusového napětí, který nabije Vcc

kondenzátor. Při překročení jisté úrovně obvod nastartuje a než se Vcc kondenzátor vybije, zajistí se samonapájení. Tímto startovacím rezistorem neustále protéká startovací proud a vzniká na něm ztrátový výkon, který je ve formě tepla odveden do okolí. Tento rezistor musí být navržen na nejhorší možný případ. V navrhované aplikaci je minimální napětí 85 V AC. Při tomto napětí musí obvod bezpečně nastartovat za všech teplot a start by neměl proběhnout v přiměřeném čase (ke startu bude přičtena asi jedna sekunda žhavení elektrod, kdy se po zapnutí vypínače zářivka nerozsvítí). V případě změny vstupního napětí na 265 V, bude ztrátový výkon na rezistoru značný. Proud protékající tímto rezistorem by mohl být tak velký, že by mohl způsobit přepětí a zničení součástek. Z těchto důvodů je potřeba zvolit jiné řešení.

Jako použitelná možnost se ukázalo řešení s vysokonapětovým emitorovým sledovačem. Z usměrněného sinusového napětí je malým proudem napájena zenerova dioda D13. Pokud je napětí na emitoru Q5 menší než 14 V - U_{be}, pak tímto přechodem prochází proud, jenž způsobí zvýšení kolektorového proudu a nabíjení Vcc kondenzátoru. Rezistor R16 rozděluje výkonovou ztrátu a zjednodušuje chlazení tranzistoru Q5. Popsaný sledovač udržuje napětí na Vcc větvi na konstantní úrovni, dokud nábojová pumpa D8, D12, C10 nevytvoří napětí vyšší. Jakmile je podmínka splněna, proud B-E přechodem zanikne, čímž se přeruší externí proudový zdroj nabíjení Vcc kondenzátoru. Výhodou zmíněného řešení je, že nabíjení Vcc kondenzátoru proběhne v krátkém čase a při všech vstupních napětích. Další výhodou je, že při převzetí napájení dalšími obvody, má nízký odběr (pouze proud pro napájení zenerovy diody). Tento napájecí proud je odebírán z usměrněného nefiltrovaného napětí a není počítán z maximální hodnoty síťového napětí, ale pouze z efektivní hodnoty vstupního napětí. Pro napětí 265 V AC je ztrátový výkon:

$$P_{bias} = \frac{U^2}{R} + U_{ZD} \cdot \frac{U}{R} = \frac{265^2}{215E3} + 14 \cdot \frac{265}{215E3} \cong 0,344W \quad (5.1)$$

Hodnota rezistorů je navržena tak, aby došlo k bezpečnému otevření Q5 a udržování zenerovy diody v pracovní oblasti zejména při vstupním napětí 85 V AC, protože vysokonapětové tranzistory nemívají příliš velké zesílení.

6 Popis obvodu předřadníku

Na obr. 3.6 bylo uvedeno stručné schéma zapojení předřadníku. V této části bude pokračovat výpočet hodnot dalších součástek a detailní návrh. Do výkonové části byla přidána nábojová pumpa (viz obr. P 10.1) pro napájení řídicích obvodů při běžném provozu. Obvod je nastaven tak, aby pokryl spotřebu celého zařízení za všech podmínek. Za určitých okolností, se Vcc

napětí může zvyšovat. Zvyšování napětí není nebezpečné, protože NCP1392 obsahuje zenerovu diodu, která Vcc napětí limituje na bezpečnou úroveň.

Popis činnosti: Řídící obvod v prvním kroku vždy sepne spodní tranzistor, to znamená, že pin HB je přizemněn. Proud prochází z kondenzátoru Cb přes vlákna zářivky, C15, L6 a Q8. Průchodem proudu se nabíjí C15, v magnetickém poli cívky L6 se ukládá energie a je otevřená cesta pro nabíjení C3, který napájí plovoucí část integrovaného obvodu. Po definovaném čase je Q8 vypnut a nastává fáze „dead time“ (600 ns). Cívka L6 se snaží udržet směr proudu a proto napětí na cívce změní polaritu. Napětí na HB pinu se zvedá až do chvíle, kdy se uvnitř Q7 otevře dioda (body dioda), přes kterou se cesta proudu uzavře. Po uplynutí „dead time“ fáze dojde k otevření Q7. Proud cívkou slábne až dosáhne nuly. Cívka je stále připojena přes Q7 a proud cívkou začne opět narůstat, ale směr proudu se změní. Indukčnost cívky musí při vypnutí překonat všechny kapacity připojené na střed (HB pin) měniče, aby došlo k sepnutí v okamžiku, kdy je na tranzistoru Q7 nulové napětí. Tento způsob (nazvaný „sepnutí spínače v době nulového napětí na spínači“ ZVS – zero voltage swiching) přináší velkou úsporu energie, protože energie uložená v parazitních kapacitách není při sepnutí vyzářena ve formě tepla na spínacím prvku. Z toho důvodu patří rezonanční (LLC) měniče mezi nejúčinnější. V navrhovaném zapojení je kapacita HB pinu zvýšena o kapacitu kondenzátoru C10, který společně s diodami D8 a D12 tvoří nábojovou pumpu, která napájí celý měnič. Nábojová pumpa je navržena tak, aby cívka vždy stihla nastavit ZVS během 600 ns.

Funkce hlídání správného pracovního napětí, slouží k zamezení situace, kdy se předřadník pokouší zapálit zářivku v době, kdy PFC stupeň není plně funkční. Integrovaný obvod obsahuje funkci, která zaručí generování výstupních pulsů až v době, kdy je napětí dostatečné pro funkci zařízení a po celou dobu hlídá, aby pracovní napětí nekleslo pod stanovenou mez. Tato funkce hlídání podpětí se jmenuje BO (brown out). Při připojení Vcc napětí na IO, je nejdříve kondenzátor na BO pinu vybit. Po definovaném čase je toto vybíjení ukončeno a uvnitř integrovaného obvodu je k vývodu připojen proudový zdroj, který zatěžuje pin proudem 18,2 uA dokud není napětí na BO pinu větší než 1 V. Pokud zmíněné napětí překročí tuto mez, je vnitřní proudový zdroj vypnut. Rezistorový dělič napětí je odlehčen, to vede k nárůstu napětí na BO pinu. Tímto způsobem je vytvořena hystereze mezi úrovní zapnutí a vypnutí. Hystereze je nastavena vnitřním proudovým zdrojem 18,2 uA a odporovým děličem. Pro navrhovanou aplikaci musí být zvoleny limity, které jsou akceptovatelné pro předřadník. Horní mez napětí, neboli napětí při kterém začne předřadník pracovat je zvoleno na 410 V a napětí při kterém dojde k vypnutí je 310 V. Napětí jsou

zvolena tak, aby při nefunkčním PFC stupni nemohlo dojít ke spuštění předřadníku vlivem usměrněného síťového napětí, které může dosahovat až 375 V.

Pro výpočet děliče se nejprve vypočte napětí připojené na emitorový sledovač. Potřebné napětí se získá výpočtem sériově-paralelní kombinace odporů.

$$R_{spodek} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{R43 \cdot R44}{R43 + R44} + R37} + \frac{1}{R46}} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{36k \cdot 750k}{36k + 750k} + 75k} + \frac{1}{100k}} = 52,233 k\Omega \quad (6.1)$$

Napětí za sledovačem, při kterém dojde ke spuštění předřadníku je:

$$U_{Estart} = U_{bulk} \cdot \frac{R_{spodek}}{R_{spodek} + R_{vrch}} - U_{BE} = 410 \cdot \frac{52,322k}{52,322k + 2740k} - 0,55 = 7,11V \quad (6.2)$$

Napětí U_{BE} ze získáno z katalogového listu použitého tranzistoru.

Stejný postup se aplikuje pro výpočet napětí, při kterém dojde k zastavení předřadníku:

$$U_{Estop} = U_{bulk} \cdot \frac{R_{spodek}}{R_{spodek} + R_{vrch}} - U_{BE} = 310 \cdot \frac{52,322k}{52,322k + 2740k} - 0,55 = 5,25V \quad (6.3)$$

Nyní jsou vypočteny napětí pro povolení a zakázání funkce řídicího obvodu. Ve specifikaci [16] je uveden vzorec pro výpočet obou rezistorů (horního i spodního). Vzorce není třeba odvozovat:

$$R_{BO_spodni} = U_{ref_{BO}} \cdot \frac{U_{BO_bulk1} - U_{BO_bulk2}}{I_{BO} \cdot (U_{BO_bulk2} - U_{ref_{BO}})} = 1 \cdot \frac{7.11 - 5.25}{18.2 \times 10^{-6} (5.25 - 1)} \cong 24,05 k\Omega \quad (6.4)$$

Stejný postup se aplikuje pro výpočet horního rezistoru:

$$R_{BO_horni} = R_{BO_spodni} \cdot \frac{U_{BO_bulk2} - U_{ref_{BO}}}{U_{ref_{BO}}} = 24.05 \times 10^3 \cdot \frac{5.25 - 1}{1} \cong 102,2 k\Omega \quad (6.5)$$

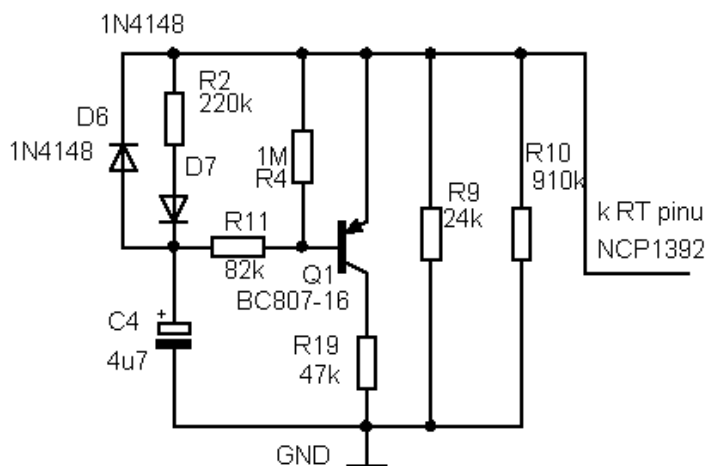
Vypočtené hodnoty rezistorů nejsou ve standardizované řadě hodnot a proto je třeba použít buď nastavitelné rezistory, nebo kombinaci dvou hodnot. V tomto případě bude použita paralelní kombinace rezistorů. Rezistor R_{BO_spodni} bude složen z rezistorů o hodnotách 27 k Ω a 220 k Ω , jejichž výsledná hodnota je 24,05 k Ω . Pro horní rezistor R_{BO_horni} se použije paralelní kombinace rezistorů o hodnotách 150 k Ω a 330 k Ω , jejichž výsledná hodnota je 103,13 k Ω . Výpočty jsou zatíženy několika chybami. Bázový proud pro svou malou hodnotu nebyl započítán, jelikož výsledek ovlivní jen nepatrně. Další chyba vznikla zjednodušením, že úbytek U_{BE} je konstantou. Zmíněný parametr je teplotně závislý a má definovaný výrobní rozptyl. Vzhledem k tomu, že v zařízení dochází ke generování rušivých impulsů, je potřeba BO napětí blokovat vhodným kondenzátorem umístěným co nejbližší integrovaného obvodu. Většinou je hodnota tohoto kondenzátoru řádově ve stovkách nanofarad aby nedošlo

k nechtěnému vypnutí během přechodových stavů. V navrhované aplikaci bude hodnota pouze 330 pF. Důvod této volby bude vysvětlen později.

Další funkcí kterou je BO pin vybaven je funkce povolení (enable). Pokud je napětí na tomto pinu vyšší než 2 V, dojde k okamžitému zastavení výstupních impulsů. Popsaný stav trvá tak dlouho, dokud napětí na BO pinu neklesne pod 1,9 V. Protože je enable funkce velmi rychlá, je možno ji použít pro stmívání zářivky pomocí pulsně šířkové modulace (PWM signal). Stmívací obvod je sestaven pouze ze dvou tranzistorů v zapojení se společným emitorem. Přivedením napětí na X1 se stane tranzistor Q3 vodivým. Tím se otevře cesta proudu od Vcc přes B-E přechod Q2 do země a Q2 zvedne napětí BO pinu nad referenční úroveň 2 V. BO pin je připojen přes rezistor 68 kΩ. Aby nedošlo k deformaci hran signálu, je nutno použít na BO pinu filtrační kondenzátor malé hodnoty (již zmíněných 330 pF).

Důležitou částí je obvod pro časování předžhavení a pro nastavení výstupního výkonu. Jak bylo výše uvedeno, jednoduchá RC konstanta nemůže být použita pro časování a řízení předžhavaní fáze. Doba předžhavení by se měnila v závislosti na teplotě trubice. Opakovaný start by měl žhavení velmi krátké, nebo téměř žádné. Obvod žhavení byl rozšířen, i když stále ve svém principu používá kondenzátor a rezistor.

Popis funkce předžhavení je následující: Pokud jsou splněny všechny podmínky pro start obvodu, vnitřní obvody připojí referenční napětí na pin RT. Kondenzátor C4 (obr. 6.1) je převážně nabíjen proudem tekoucím přes přechod E-B tranzistoru Q1. Tranzistor je v sepnutém stavu a k referenčnímu napětí je připojen rezistor R19, který zvyšuje proud tekoucí z Rt pinu a tím i frekvenci. Jakmile proud přechodem zanikne (napětí na C4 je přibližně 2,9 V) je R19 odpojen a proud tekoucí z RT pinu poklesne. Fáze předehřívání elektrod je ukončena a frekvence je nastavena pouze paralelní kombinací rezistorů R9 a R10. Dioda D7 slouží jako kompenzace teplotní závislosti Q1 a dioda D6 slouží k rychlému vybíjení C4 v případě restartu (viz [16]).



obr. 6.1 Schéma zapojení obvodu pro řízení předžhavení

Výpočet počáteční a pracovní frekvence lze provést podle následujícího postupu. Pracovní frekvence je dána paralelní kombinací rezistorů R9 a R10. Požadovaná pracovní frekvence je 37 kHz. Katalogový list [16] uvádí závislost frekvence na proudu tekoucího z RT pinu. Zmíněný graf začíná až na 40 kHz. V tabulce hodnot aplikačního listu [16] je uvedena frekvence pro dvě hodnoty rezistorů a z grafu je patrné, že tato závislost je lineární, proto lze hodnotu potřebného proudu vypočítat. Proložení dvou známých hodnot z katalogového listu přímkou, lze odvodit rovnici a dosazením do zmíněné rovnice získat hodnotu proudu z RT pinu pro požadovaných 37 kHz:

$$f = 244,444E6 \cdot I + 555 \Rightarrow I = \frac{f - 555}{244,444E6} = \frac{37E3 - 555}{244,444E6} \cong 149 \mu A \quad (6.6)$$

Z hodnoty proudu a známého referenčního napětí 3,5 V je možné dopočítat hodnotu rezistoru pro požadovanou frekvenci.

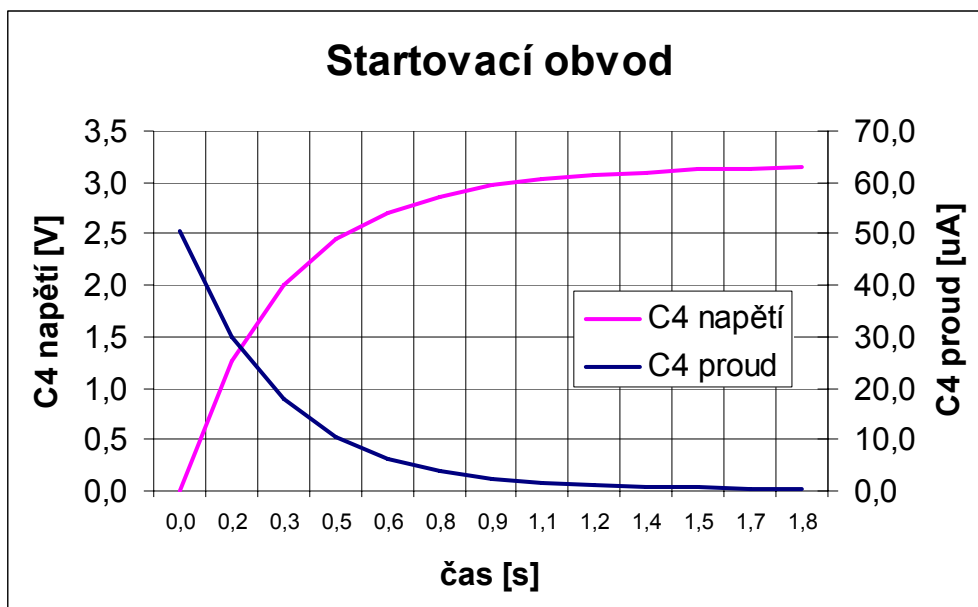
$$R = \frac{U}{I} = \frac{3,5}{149E-6} \cong 23,475 k\Omega \quad (6.7)$$

Tato teoretická hodnota byla odzkoušena v aplikaci, ale výsledný výkon byl vyšší než požadovaný, proto byla v aplikaci na základě měření zmíněná hodnota dostavena na 23,383 kΩ. Cílová hodnota odporu byla složena ze dvou paralelních rezistorů o hodnotách 24 kΩ a 910 kΩ. Rozdíl mezi vypočtenou a použitou hodnotou je pouhých 92 Ohmů, vyjádřeno v procentech 0,39 %.

Frekvence na které začne přehřívání elektrod musí být vyšší než rezonanční frekvence navrženého LC obvodu. Obvod zajišťující funkci žhavení byl nejprve odzkoušen v simulátoru. Doba žhavení elektrod je určena časovou konstantou R2, R4, R11 a C4. Podle navržených součástek lze zjišťovanou dobu přibližně vypočítat podle vzorce:

$$U = U_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \Rightarrow t = -\ln\left(-\frac{U}{U_0} + 1\right) \cdot \tau [s] \quad (6.8)$$

Následně je možné vypočítat předpokládaný průběh napětí na kondenzátoru C4:



obr. 6.2 Průběh napětí na kondenzátoru C4

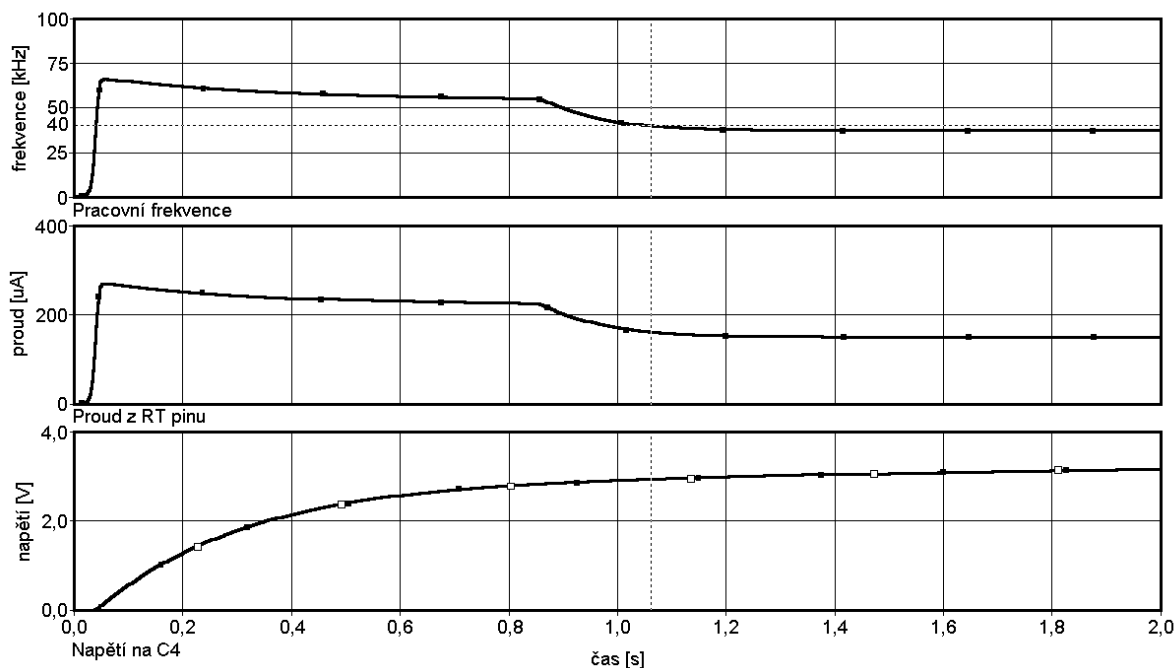
Jak je vidět z obr. 6.2, v čase 1 sekunda dosáhne napětí na kondenzátoru úrovně přibližně 3 V, kdy zanikne proud B-E a žhavicí fáze je ukončena.

Počáteční frekvence je dána součtem všech proudů tekoucích z RT pinu. Při zapnutí je C4 zcela vybitý, takže proud je dán 1. Kirchhoffovým zákonem:

$$I_{start} = I_{R2} + I_{R11} + I_{R19} + I_{R9} + I_{R10} = \frac{3,5 - 0,6}{220k} + \frac{3,5 - 0,55}{82k} + \frac{3,5}{47k} + \frac{3,5}{24k} + \frac{3,5}{910k} \cong 273 \mu A \quad (6.9)$$

Vypočtenému proudu odpovídá frekvence:

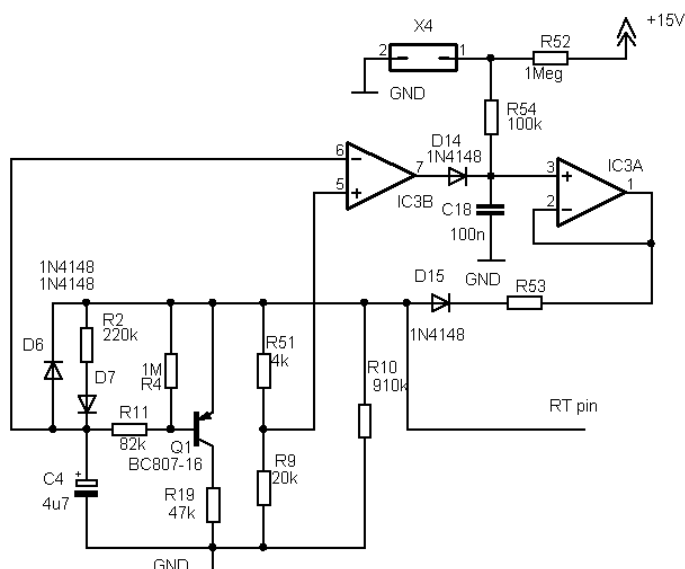
$$f_{start} = 244,44E6 \cdot x + 0,555E3 = 244,44E6 \cdot 273E-6 + 0,555E3 \cong 67,3kHz \quad (6.10)$$



obr. 6.3 Simulace obvodu žhavení

Jak naznačuje výsledek simulace (obr. 6.3), k zapálení výboje dojde přibližně v čase 1,0 sekunda od připojení napětí 3,5 V k RT pinu. V tomto okamžiku je pracovní frekvence přibližně 40 kHz, která je frekvencí na kterou je naladěn LC obvod výkonové části předřadníku. Ze simulace dále vyplývá, že operační frekvence je do okamžiku 0,8 sekundy vysoko nad rezonanční frekvencí LC obvodu a mírně klesá. Po uplynutí zmíněné doby nastane výrazný pokles frekvence a dojde k zapálení výboje, jenž bylo hlavním důvodem použití tohoto obvodu na místo jednoduchého RC článku.

Stmívání zářivky v této aplikaci bylo již popsáno. Využívá se signálu PWM a vstupu BO, který je vybaven funkcí okamžitého zastavení výstupních pulsů. Druhá možnost jak stmívat zářivku, je pomocí změny frekvence, tedy změny proudu tekoucího z Rt pinu (viz obr. 6.4). Funkce stmívání by měla být neaktivní během startování zářivky. Kdyby byl proud z Rt pinu během zmíněné periody vysoký, nedošlo by k poklesu frekvence a zvýšení napětí na trubici. Ve výsledku by nedošlo k zapálení zářivky. Pomocí komparátoru je během startovací frekvence porovnáváno napětí na C4 a Rt pinu. Pokud jsou napětí téměř shodná, je povolena funkce stmívání, neboť v této době je již oblouk zapálen. Výhodou popsaného „lineárního“ stmívání oproti PWM je, že nevzniká akustické rušení generované tlumivkou a kondenzátory na frekvenci PWM modulátoru. Tato metoda stmívání byla prakticky ověřena, ale není implementována na DPS.



obr. 6.4 Připojení analogového stmívače do aplikace

Výkonová část již byla částečně popsána výše. Byly navrženy hodnoty tlumivky, kondenzátorového půlmůstku a rezonančního kondenzátoru. Jako spínače jsou použity tranzistoru typu N-MOSFET IRFI840. Výběr tranzistorů není kritický a je možné vybrat z velké škály dostupných typů. Jejich spínání je přímo řízeno obvodem NCP1392. Použitá tlumivka zajišťuje spínání při nulovém napětí ZVS (Zero Voltage Swtiching).

7 Měření sestaveného předřadníku

Předřadník byl připojen k síti a bylo provedeno měření, včetně pořízení obrázků z osciloskopu. Nejdříve byla ověřena správná funkčnost PFC stupně. Na obr. P 10.2 je zřetelně vidět, že tranzistor Q4 je sepnut právě v okamžiku, kdy je napětí na Drain nejnižší, dojde k sepnutí s nejnižšími ztrátami, neboť energie uložená v kapacitě MOSFET je v tomto okamžiku nejnižší. Proud v okamžiku sepnutí tranzistoru je téměř nulový, to znamená že v cívce není uložena žádná energie. ZCD funkce pracuje správně. Na obrázku je zřejmá obálka odebíraného AC proudu. Na obr. P 10.3 a obr. P 10.4 jsou průběhy pro vstupní napětí 115 V. Při nižším vstupním napětí je pokles napětí na Drain výraznější a napětí na MOSFET tranzistoru klesne na nulu. V tomto případě dojde k sepnutí tranzistoru s téměř nulovými ztrátami. Průběh zhavení elektrod po připojení předřadníku do sítě je zobrazen na obr. P 10.5. Průběh potvrzuje výsledky simulace. Největší napětí je na zářivce je přibližně 1 sekundu po zapnutí. Napětí na zářivce se prudce zvyšuje až do okamžiku zapálení výboje. Dále jsou napětí a proud na zářivce udržovány na konstantní úrovni. Na obr. P 10.6 jsou zachyceny průběhy v provozním stavu. Z průběhu napětí na HB pinu lze odečíst, že doba trvání jedné periody je 27 μ s, tato hodnota odpovídá frekvenci 37,04 kHz. Změřená frekvence přesně

odpovídá hodnotě, na kterou byl předřadník konstruován. Předřadník je vybaven funkcí stmívání (dimming). Když je obdélníkový signál připojen na svorku X1 (obr. P 10.1) je proud zářivkou regulován tímto signálem. Na obr. P 10.7 jsou zobrazeny naměřené průběhy pro obdélníkový signál 5 V o frekvenci 1 kHz. Z obrázku je zřejmé, že proud zářivkou je přítomen a zaniká v závislosti na PWM signálu. Pro periodu signálu 20% (obr. P 10.8) je vstupní příkon 10 W, to je 25% původní hodnoty. Jak již bylo zmíněno PWM regulace je příčinou rušení v akustickém pásmu na frekvenci PWM signálu. Na obr. P 10.9 jsou průběhy napěťové regulace výstupního výkonu. V čase 1 sekunda od začátku oscilací je vidět zapálení výboje, od tohoto okamžiku je výkon zářivky maximální. Přibližně 2,2 sekundy po zapálení výboje je napětí na kondenzátoru C4 dostatečné na překlopení komparátoru IC3B, které umožní regulaci. Poloviční výkon byl nastaven ještě před zapnutím předřadníku, ale teprve nyní je umožněna regulace. Napětí na výstupu sledovače IC3A poklesne na úroveň nastavenou napětím na konektoru X4. Diodou D15 a rezistorem R53 protéká proud který zvyšuje výstupní frekvenci jenž vede ke snížení intenzity výboje. Na obr. P 10.10 je změřená pracovní frekvence předřadníku s aktivovanou regulací výkonu. Frekvence byla zvýšena z 37 kHz na 62,1 kHz. Bylo provedeno měření na vyzařování vysokofrekvenčních složek signálu z předřadníku do sítě. Průběh měření na obr. P 10.11 ukazuje, že použitý vstupní EMI filtr je vybrán správně a intenzita vyzařování je v povolených mezích. Graf dosažené účinnosti je na obr. P 10.12. Maximální účinnosti bylo dosaženo při vstupním napětí 160 V AC, 93,4%. Při nižším vstupním napětí je ze sítě odebírán větší proud a převládají vodivostní ztráty. Při vyšším vstupním napětí převládají spínací ztráty zvláště PFC stupně.

Parametr	Řešení s tlumivkou	Zakoupený Předřadník	Navrhované řešení
Účinnost	79 %	> 95 %	92,6 %
Účinník	0,44	0,97	0,96
Vnější kompenzace účinníku	Ano	Ne	Ne
Výstupní výkon	37 W	28 W	36 W
Pracovní frekvence	50 Hz	45 kHz	37 kHz
Rozsah napájecího napětí	230 V ± 10 %	200 – 240 V	85 – 265 V
Frekvence sítě	50 Hz	50 Hz	45 – 60 Hz
Závislost výst. výkonu na vstup. napětí	Ano	Ano	Ne
Stroboskopický jev	Ano	Ano	Ne
Žhavení elektrod	Ano	Ne	Ano
Zapálení výboje	Vnější – startér	Vnitřně	Vnitřně
Stmívání	Ne	Ne	Ano (2 režimy)

Tabulka 7.1 Srovnání existujících řešení s navrhovaným řešením (měření provedena při 230 V)

8 Závěr

Elektronický předřadník postupně vytlačuje klasickou tlumivku (u kompaktních zářivek se používá výhradně elektronických předřadníků), která byla donedávna jedinou možností jak připojit zářivku k síti. Zároveň usnadňuje připojení zářivky v zemích, kde je používáno nízké napětí v rozvodné síti (například USA, napětí v síti je 110 V). Navrhnuté řešení lze bez jakýchkoli úprav provozovat v kterékoli rozvodné soustavě na světě a všude bude pracovat se stejným výstupním výkonem (přípustné vstupní napětí 85 – 265 V AC, frekvence 45 – 60 Hz). Popsané řešení má účinnost vyšší o 13% ve srovnání s klasickou tlumivkou na které byl naměřen ztrátový výkon 10 W. Zároveň je zcela odstraněn vliv velikosti vstupního napětí na výstupní výkon a možnost vzniku stroboskopického jevu. Rovněž bylo provedeno porovnání s komerčně dostupným řešením. Srovnávaný model byl samokmitající měnič, složený pouze z diskrétních součástek. Tento měnič měl vyšší účinnost než je navrhované řešení (přibližně o 3%), ale výstupní výkon byl pouze 28 W a silně závislý na vstupním napětí. Povolený rozsah vstupních napětí byl 200 – 240 V AC. Zapálení výboje bylo provedeno studeným startem bez předžhavení elektrod (nižší životnost zářivky) a nebyla možná regulace výstupního výkonu. Navrhnutý předřadník obsahuje funkci přehřívání elektrod a umožňuje rovněž snížení výstupního výkonu (pomocí PWM signálu, nebo zavedením regulačního napětí). Použití PWM signálu je jednodušší, je však zdrojem akustického hluku.

V současné době roste obliba LED osvětlení, tato oblast prodělala v posledních letech značný vývojový pokrok. Zvýšil se jejich výkon, stoupla účinnost, životnost, spolehlivost, klesla cena. Cena je však stále dost vysoká ve srovnání s výbojkami a jsou potíže s chlazením. Nelze proto tvrdit, že HCFL je zastaralá i když je používána desítky let. V posledních letech je snaha omezit používání HCFL zejména kvůli obsahu rtuti (přibližně 6 mg v jedné 36 W trubici v závislosti na typu).

Práce splňuje všechny požadavky uvedené v zadání, široký rozsah vstupních napětí, vysoká účinnost, možnost stmívání jedním ze dvou popsaných způsobů. Celý předřadník je sestaven na jedné desce plošných spojů (kromě stmívání stejnosměrným napětím). Byla použita jednostranná deska s plátováním 35 μm o rozměrech 215 x 33,5 mm (obr. P 10.15). Součástky malých rozměrů byly použity v provedení pro SMT ve velikosti 0805. To umožnilo lépe využít prostor. Součástky rozměrově velké a těžké jsou umístěny se strany součástek. Vzhledem k vysoké účinnosti není třeba používat chladiče pro výkonové součástky.

9 Literatura

- [1] Světelný zdroj. In Wikipedie : otevřená encyklopedie [online]. St. Petersburg (Florida): Wikimedia Foundation, 2001- , strana naposledy edit. 2010-10-22 [cit. 2010-12-14]. Česká verze. Dostupný z WWW: http://cs.wikipedia.org/wiki/Sv%C4%9Bteln%C3%BD_zdroj.
- [2] Světlo. In Wikipedie : otevřená encyklopedie [online]. St. Petersburg (Florida): Wikimedia Foundation, 2001- , strana naposledy edit. 2010-10-20 [cit. 2010-12-14]. Česká verze. Dostupný z WWW: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Sv%C4%9Btlo>.
- [3] Incandescent light bulb. In Wikipedie : otevřená encyklopedie [online]. St. Petersburg (Florida): Wikimedia Foundation, 2001- , strana naposledy edit. 2010-12-10 [cit. 2010-12-14]. Anglická verze. Dostupný z WWW: http://en.wikipedia.org/wiki/Incandescent_light_bulb
- [4] LED. In Wikipedie : otevřená encyklopedie [online]. St. Petersburg (Florida): Wikimedia Foundation, 2001- , strana naposledy edit. 2010-12-13 [cit. 2010-12-14]. Česká verze. Dostupný z WWW: <http://cs.wikipedia.org/wiki/LED>.
- [5] *ENERGY STAR® Program Requirements for Integral LED Lamps. March 22 2010*
Dostupné dne 9.12.2010 na adrese: http://www.energystar.gov/ia/partners/manuf_res/downloads/IntegralLampsFINAL.pdf
- [6] *CREE product, Inc.* Cree® XLamp® XM-L LEDs [on-line], dostupný na <http://www.cree.com/products/pdf/XLampXM-L.pdf>
- [7] Zářivka. In Wikipedie : otevřená encyklopedie [online]. St. Petersburg (Florida): Wikimedia Foundation, 2001- , strana naposledy edit. 2010-10-25 [cit. 2010-12-14]. Česká verze. Dostupný z WWW: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Z%C3%A1%C5%99ivka>
- [8] Fluorescent lamp. In Wikipedie : otevřená encyklopedie [online]. St. Petersburg (Florida): Wikimedia Foundation, 2001- , strana naposledy edit. 2010-12-8 [cit. 2010-12-14]. Anglická verze. Dostupný z WWW: http://en.wikipedia.org/wiki/Fluorescent_lamp
- [9] Master TL-D Super 80 Data Sheet, Philips Česká republika s.r.o. [cit. 2010-12-14], dostupné z WWW:

http://download.p4c.philips.com/14b/9/927921083523_eu/927921083523_eu_pss_ces.pdf

- [10] Philips Česká republika s.r.o. [cit. 2010-12-14], dostupné z WWW:
http://www.ecat.lighting.philips.com/l/catalog/catalog.jsp?userLanguage=cs&userCountry=cz&catalogType=LP_PROF_ATG&_dyncharset=UTF-8&categoryid=LP_CF_TLD8_EU_FA_CZ_LP_PROF_ATG&productid=927921083523_EU_CZ_LP_PROF_ATG&title=MASTER%20TL-D%20Super%2080%2036W/835%201SL&ctn=927921083523_EU
- [11] Jerry Cassel, LC; Senior Specification Engineer, Total Harmonic Distortion (THD): A Lesson for Lighting Harmony [cit. 2010-12-14], dostupné na WWW:
http://www.geappliances.com%2Femail%2Flighting%2Fspecifier%2Fdownloads%2FTotal_Harmonic_Distortion.pdf
- [12] Power Factor Correction (PFC) Handbook Rev.3 Sept.2007 from ON Semiconductor [cit. 2010-12-14], dostupné na WWW:
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [13] ON Semiconductor Data Sheet NCP1653 [cit. 2010-12-14], dostupný na WWW:
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1653-D.PDF>
- [14] ON Semiconductor Data Sheet NCP1608 [cit. 2010-12-14], dostupný na WWW:
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1608-D.PDF>
- [15] ON Semiconductor Data Sheet NCP1605 [cit. 2010-12-14], dostupný na WWW:
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1605-D.PDF>
- [16] ON Semiconductor Data Sheet NCP1392 [cit. 2010-12-14], dostupný na WWW:
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1392B%20BD.PDF>

10 Přílohy

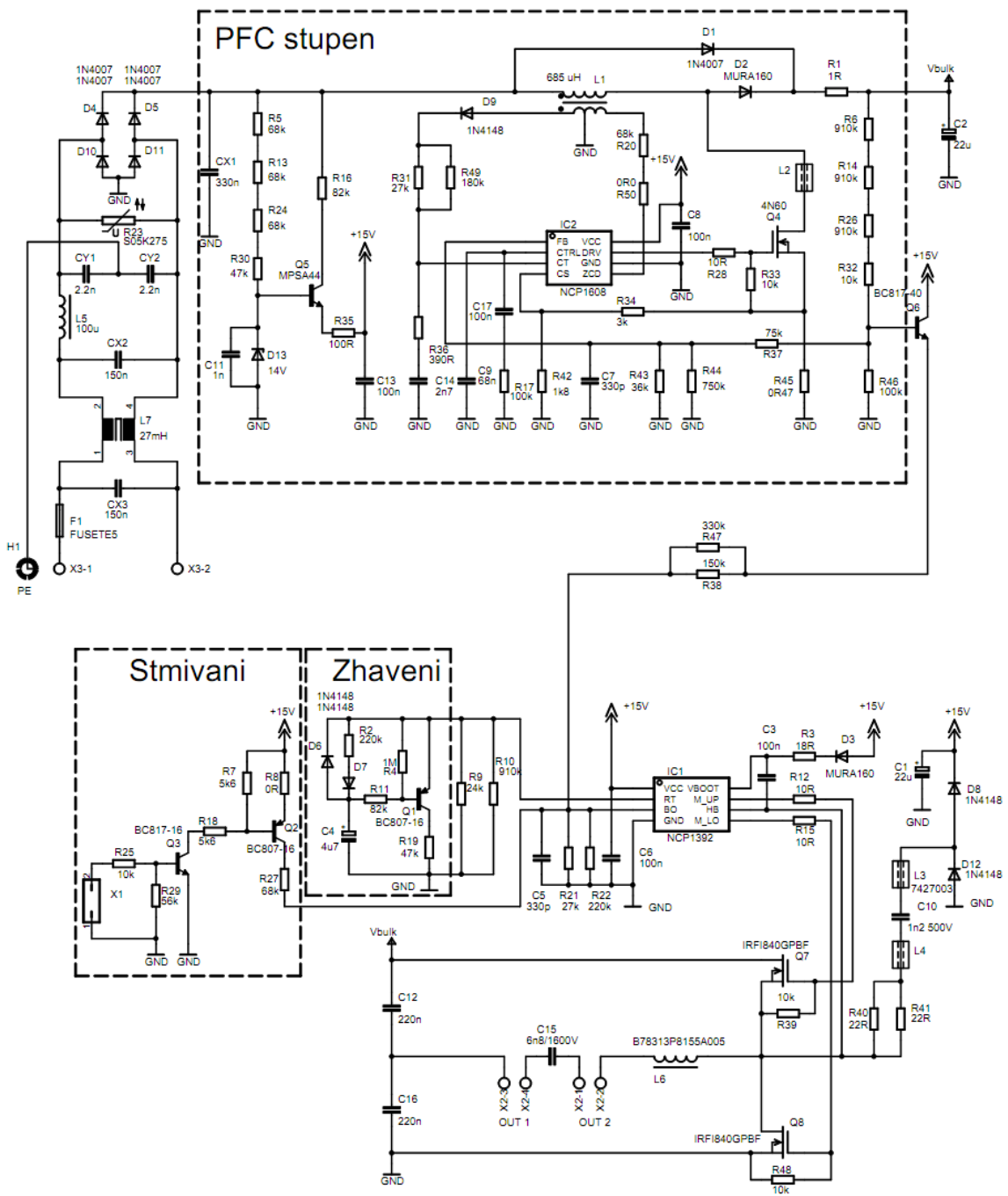
Seznam obrázků:

obr. P 10.1 Celkové zapojení předřadníku.....	50
obr. P 10.2 Vstupní napětí 230 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.....	51
obr. P 10.3 Vstupní napětí 115 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.....	51
obr. P 10.4 Vstupní napětí 115 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.....	52
obr. P 10.5 funkce žhavení elektrod, žlutá – napětí zářivky, zelená – proud zářivkou	52
obr. P 10.6 Průběhy po zapálení výboje, žlutá – napětí na HB pinu, zelená - proud zářivkou.....	53
obr. P 10.7 Průběhy při PWM regulaci nastavené na 80%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – PWM signál	53
obr. P 10.8 Průběhy při PWM regulaci nastavené na 20%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – PWM signál	54
obr. P 10.9 Průběhy při lineární regulaci nastavené na 50%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – napětí IC3A pin 1, modrá – napětí kondenzátoru C4	54
obr. P 10.10 Průběhy při lineární regulaci nastavené na 50% - detail, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – napětí IC3A pin 1, modrá – napětí kondenzátoru C4	55
obr. P 10.11 Intenzita vyzařování vysokofrekvenčního signálu z předřadníku do elektrické sítě při vstupním napětí 230 V	55
obr. P 10.12 Účinnost předřadníku změřená přes povolený rozsah vstupních napětí.....	56
obr. P 10.13 Fotografie sestaveného předřadníku, horní strana.....	56
obr. P 10.14 Fotografie sestaveného předřadníku, spodní strana	56
obr. P 10.15 Deska plošného spoje – strana spojů.....	56

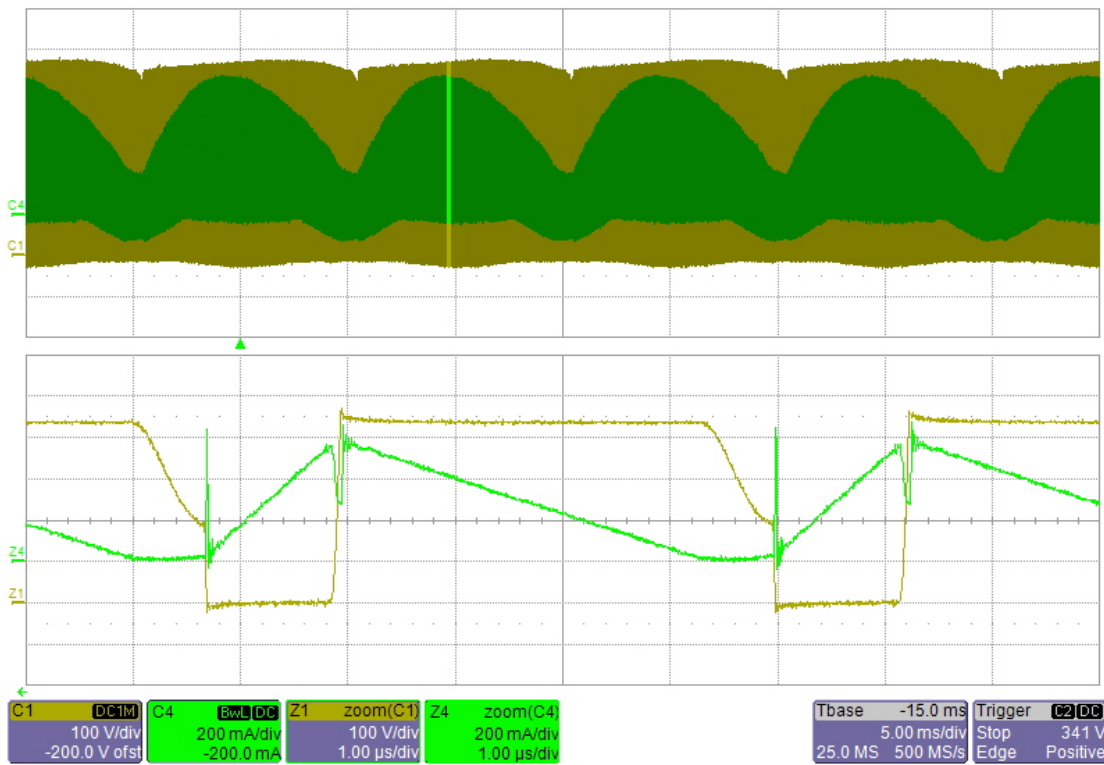
Seznam tabulek:

Tabulka P 10.1: Seznam použitých měřících přístrojů a zdrojů	57
Tabulka P 10.2: Seznam součástek použitých pro výrobu předřadníku	58

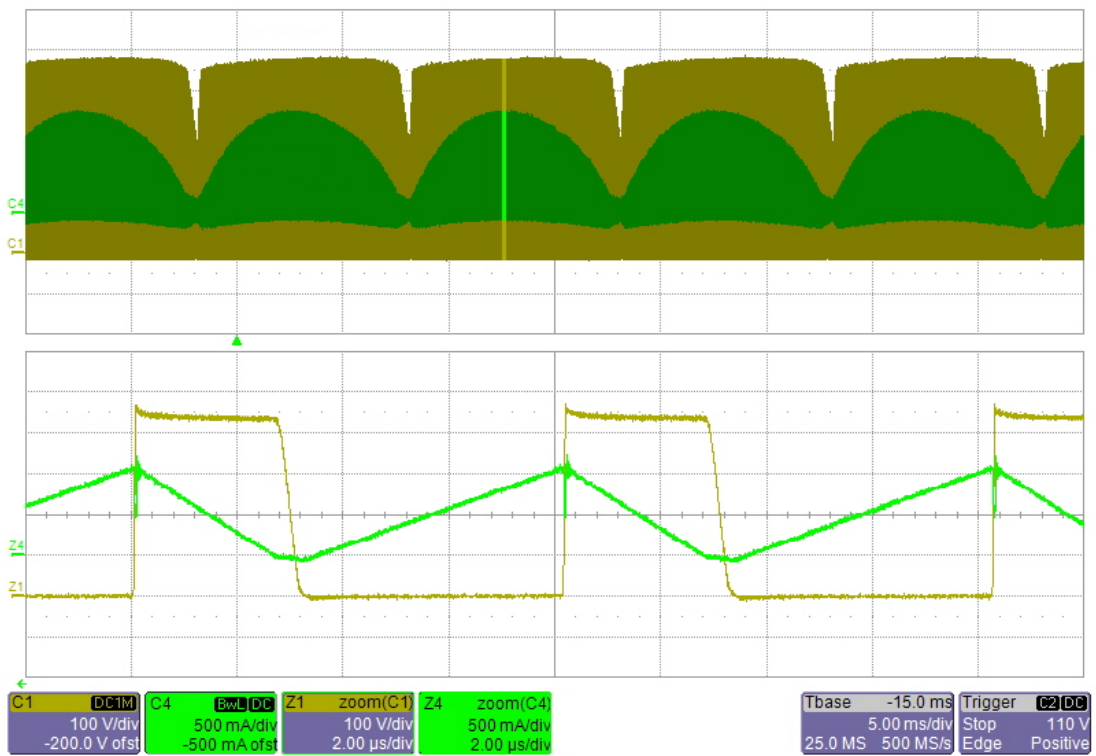
CD s dokumentací



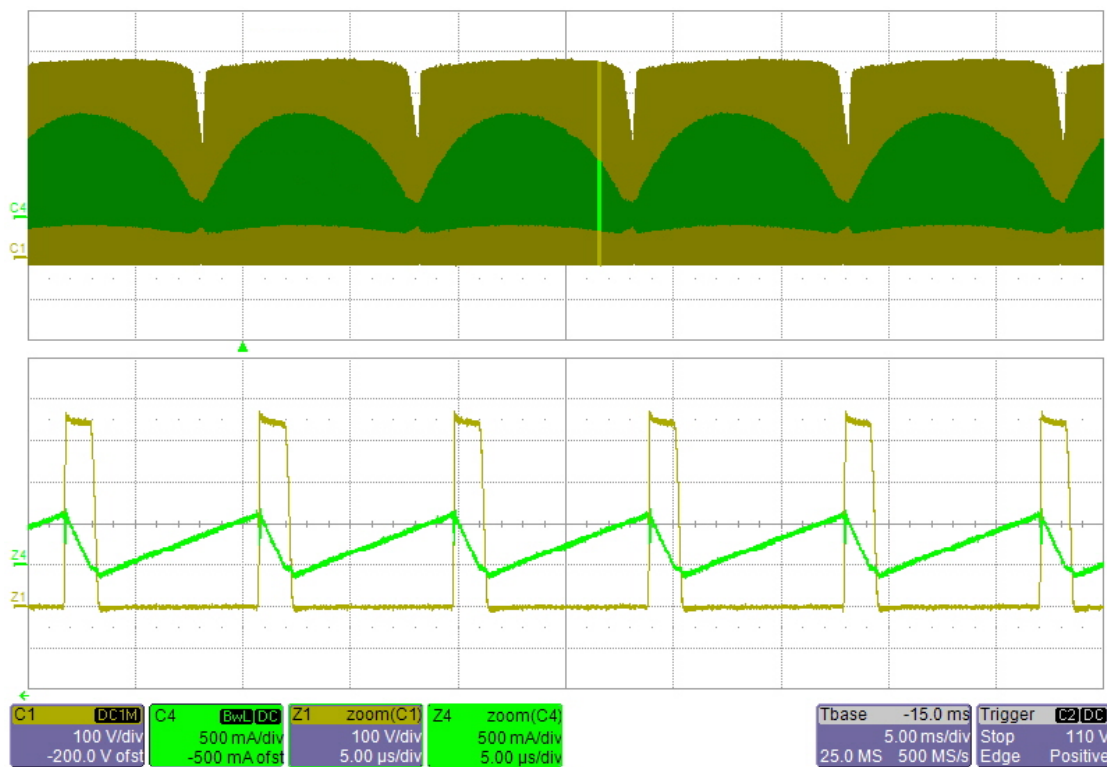
obr. P 10.1 Celkové zapojení předřadníku



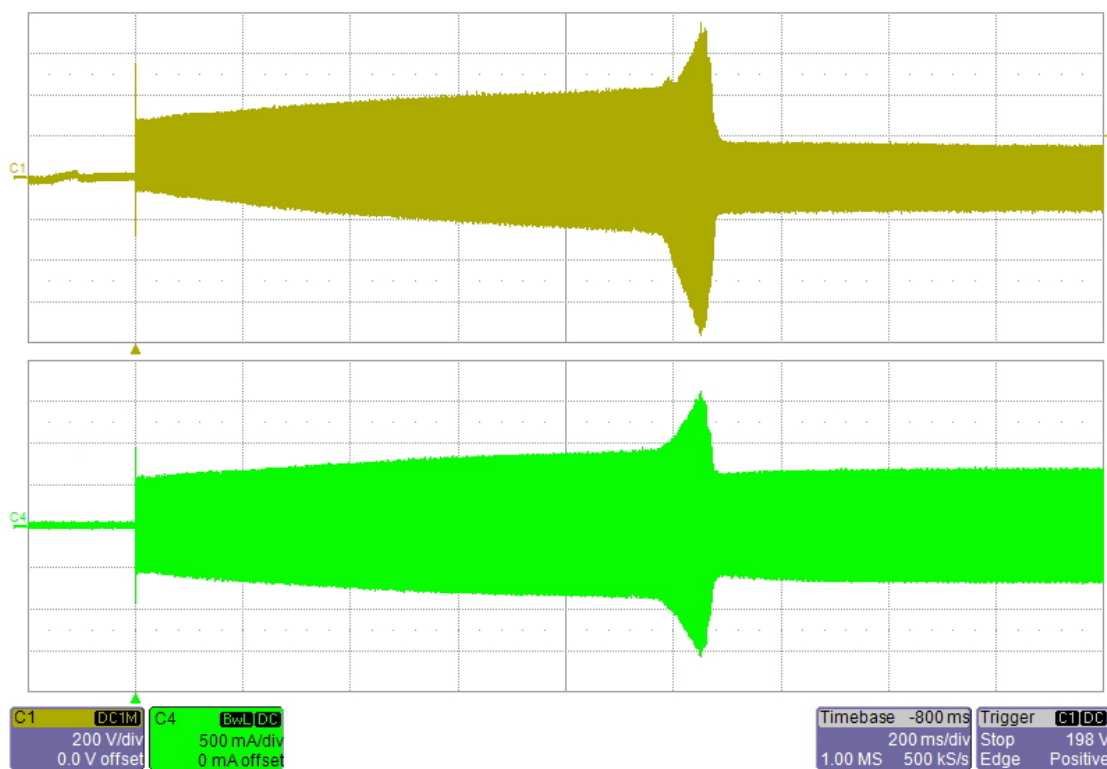
obr. P 10.2 Vstupní napětí 230 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.



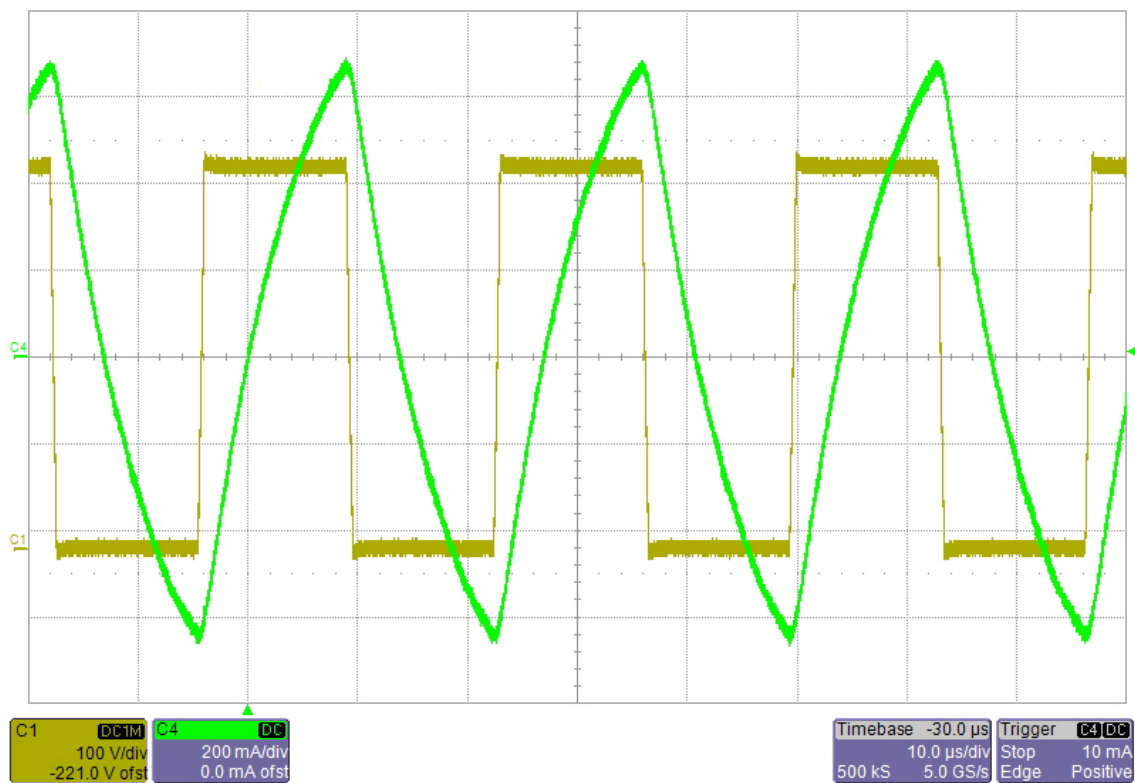
obr. P 10.3 Vstupní napětí 115 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.



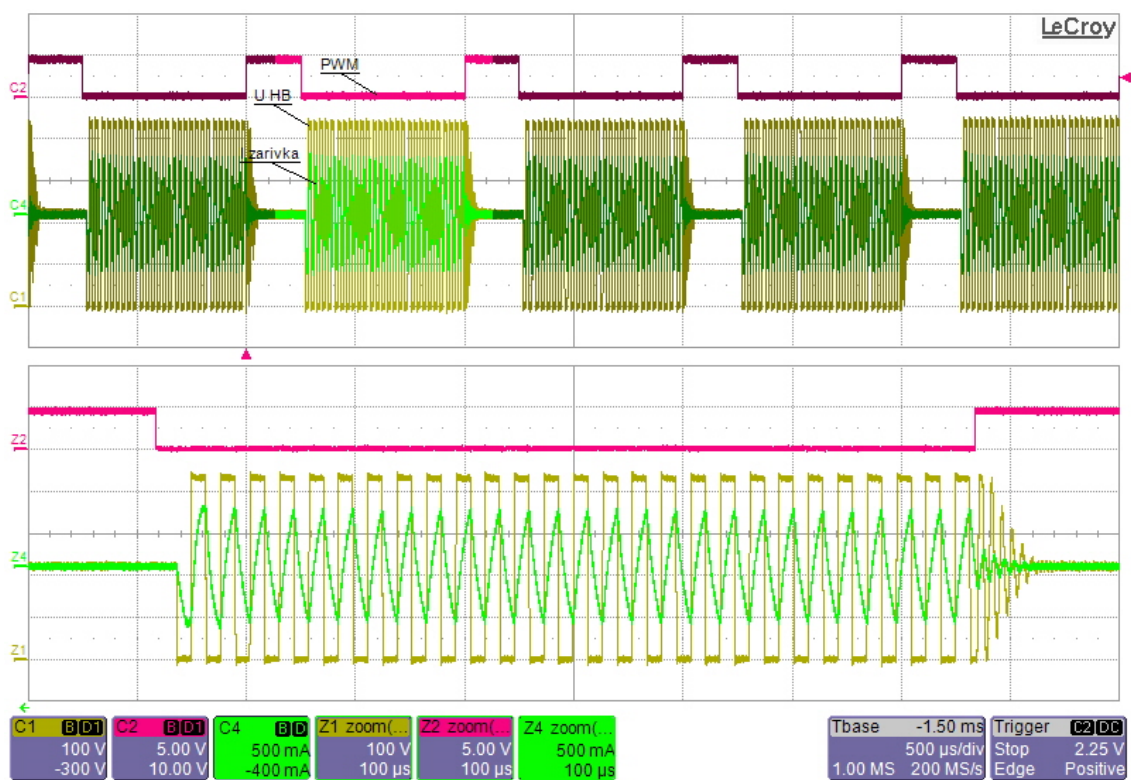
obr. P 10.4 Vstupní napětí 115 V AC, zelená – proud PFC tlumivkou, žlutá – napětí měřené na vývodu Drain tranzistoru Q4.



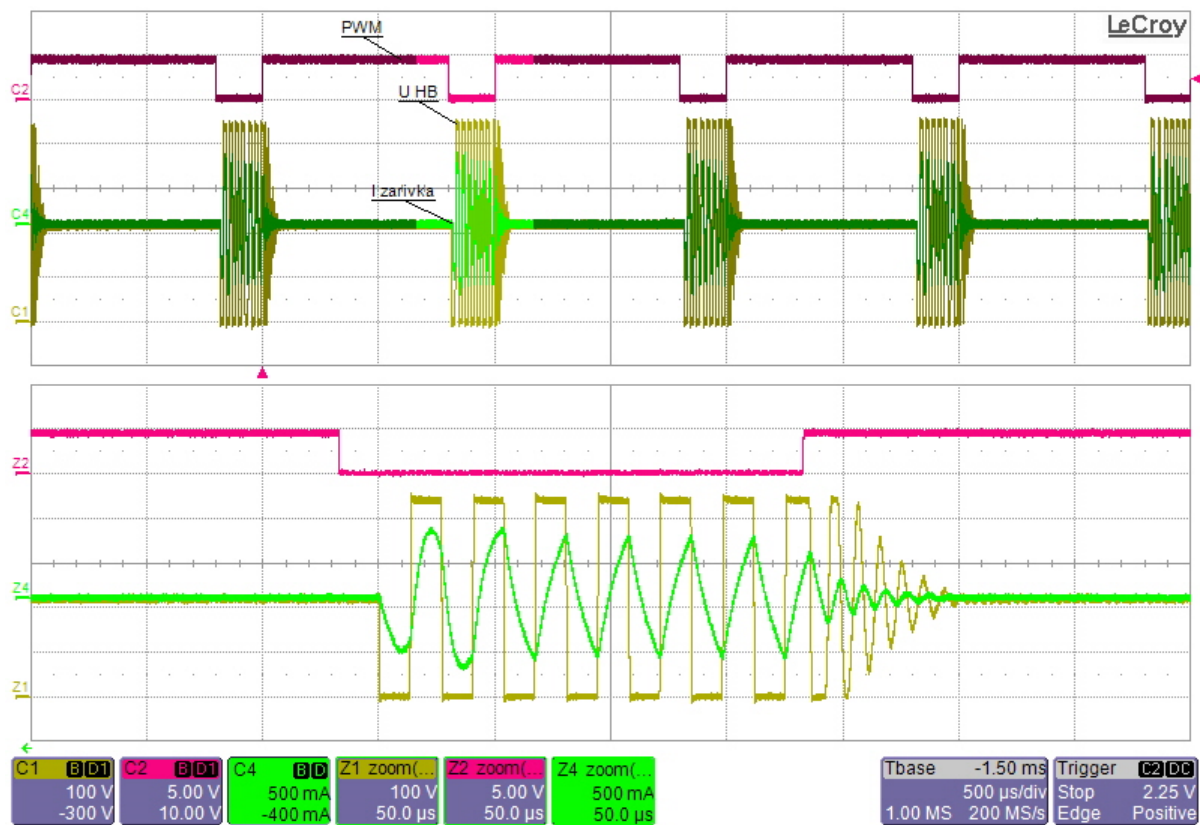
obr. P 10.5 funkce žhavení elektrod, žlutá – napětí zářivky, zelená – proud zářivkou



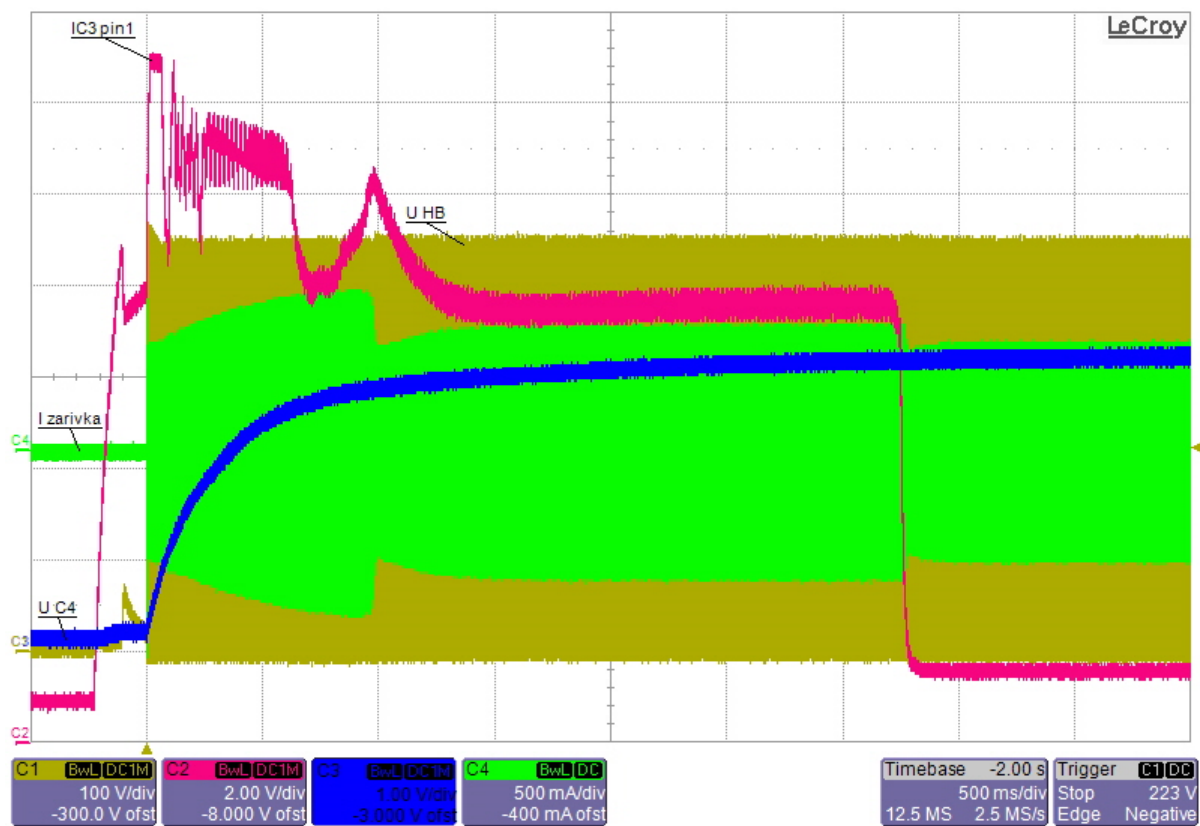
obr. P 10.6 Průběhy po zapálení výboje, žlutá – napětí na HB pinu, zelená - proud zářivkou



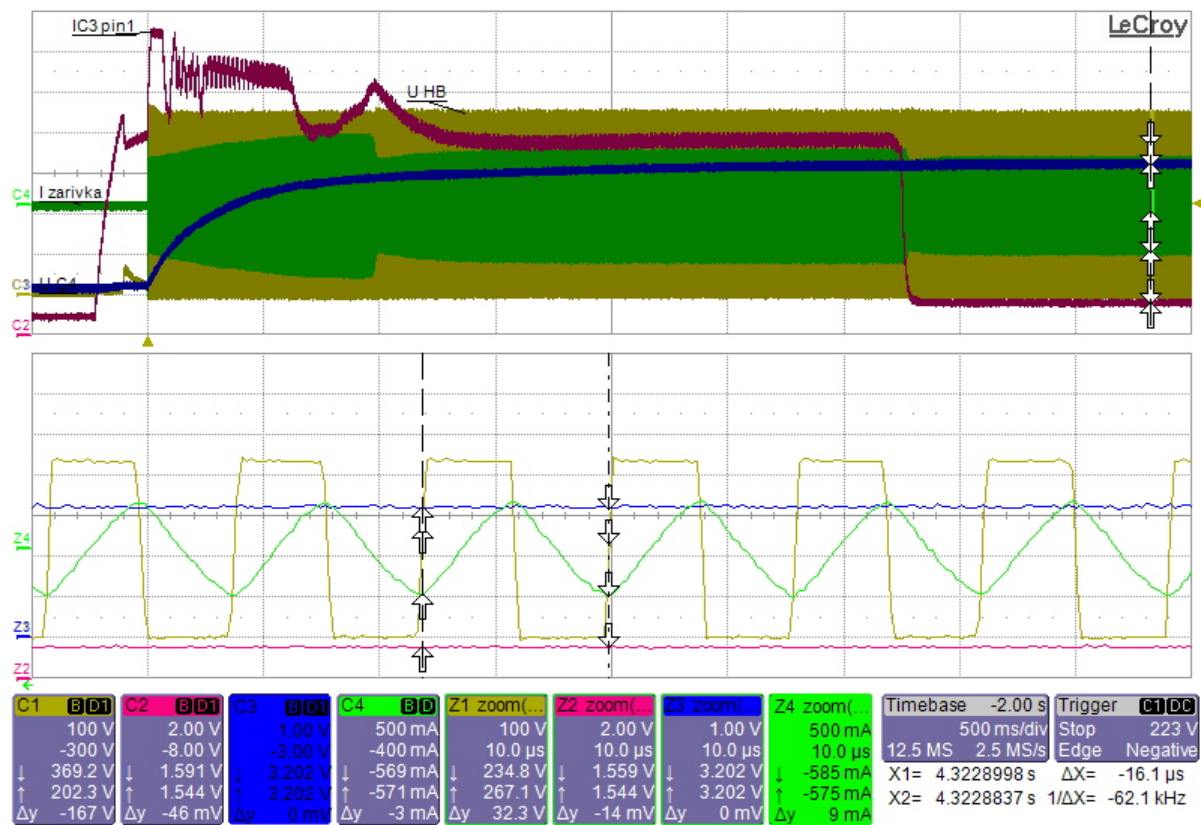
obr. P 10.7 Průběhy při PWM regulaci nastavené na 80%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud zářivkou, červená – PWM signál



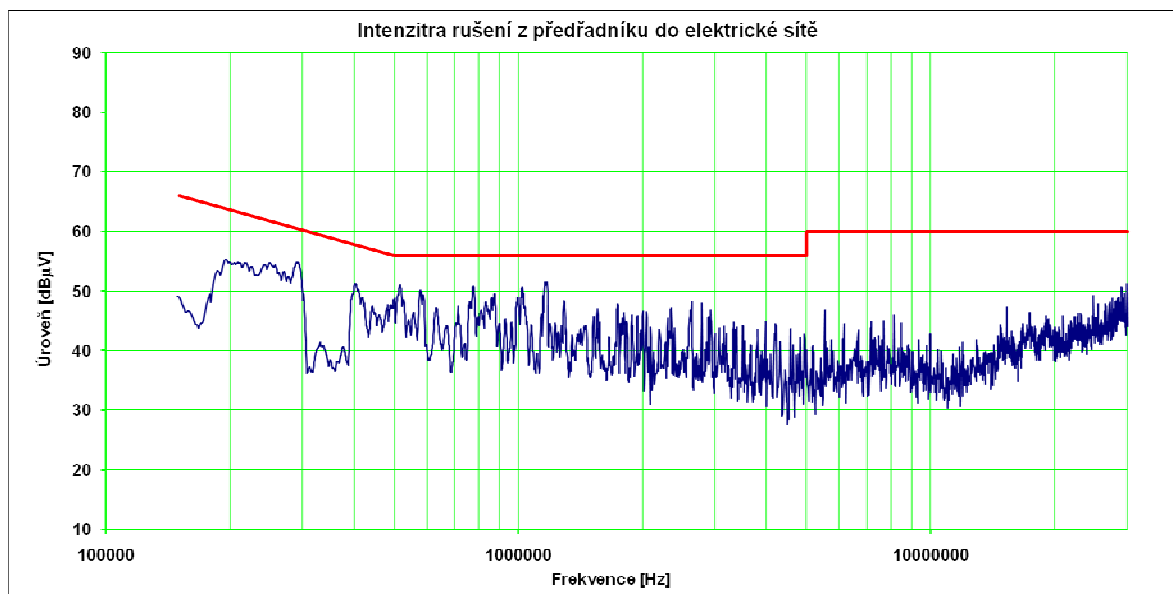
obr. P 10.8 Průběhy při PWM regulaci nastavené na 20%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud žárovkou, červená – PWM signál



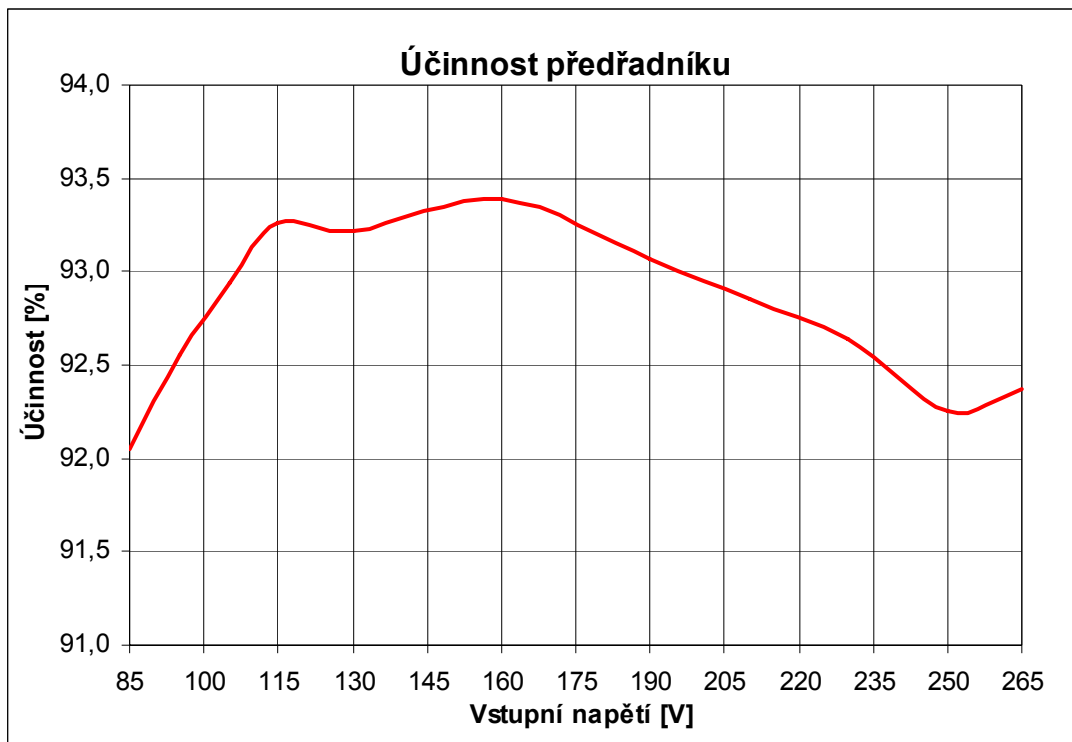
obr. P 10.9 Průběhy při lineární regulaci nastavené na 50%, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud žárovkou, červená – napětí IC3A pin 1, modrá – napětí kondenzátoru C4



obr. P 10.10 Průběhy při lineární regulaci nastavené na 50% - detail, žlutá – napětí HB pinu, zelená – proud žárovkou, červená – napětí IC3A pin 1, modrá – napětí kondenzátoru C4



obr. P 10.11 Intenzita vyzařování vysokofrekvenčního signálu z předřadníku do elektrické sítě při vstupním napětí 230 V



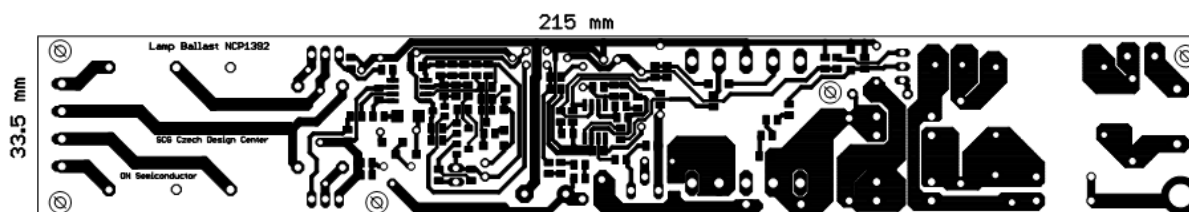
obr. P 10.12 Účinnost předřadníku změřená přes povolený rozsah vstupních napětí



obr. P 10.13 Fotografie sestaveného předřadníku, horní strana



obr. P 10.14 Fotografie sestaveného předřadníku, spodní strana



obr. P 10.15 Deska plošného spoje – strana spojů

Tabulka P 10.1: Seznam použitých měřicích přístrojů a zdrojů

Výrobce	Typ	Popis
Hewlet-Packard	6812B	AC Power Source /Analyser
Yokogawa	WT210	Digital Power Metter
LeCroy	64Xi	Oscilloscope Wave Runner
Keithley	2000	Multimeter
Tektronix	AFG3252	Arbitrary/Function Generator
Statron	2229	Laboratorní Zdroj
Agilent	N9320A	Spectrum Analyzer 9 kHz – 3 GHz

Tabulka P 10.2: Seznam součástek použitých pro výrobu předřadníku

Seznam součástek			
Pozice	Množství	Popis	Hodnota
C1	1	Elektrolytický kondenzátor	22 uF / 450 V
C10	1	Kondenzátor	1.2 nF
C11	1	Kondenzátor	1 nF
C12, C16	2	Kondenzátor	220 nF
C14	1	Kondenzátor	2.7 nF
C15	1	Kondenzátor	6.8 nF / 1600 V
C2	1	Elektrolytický kondenzátor	22 uF / 50 V
C3, C6, C8, C13	4	Kondenzátor	100 nF
C4	1	Elektrolytický kondenzátor	4.7 uF / 50 V
C5	1	Kondenzátor	330 pF
C7	1	Kondenzátor	33 nF
C9	1	Kondenzátor	2.2 nF
CX1, CX2	2	Kondenzátor	150 nF
CX3	1	Kondenzátor	2.2 nF
CY1, CY2	2	Kondenzátor	2.2 nF
D1, D4, D5, D10, D11	5	Běžná dioda	1N4007
D13	1	Zenerova dioda	14 V
D2, D3	2	SMD rychlá dioda	MURA160
D6, D7, D8, D9, D12	6	Běžná dioda	MMSD4148
F1	1	Pojistka	1 A / 250 V
IC1	1	Integrovaný obvod	NCP1392
IC2	1	Integrovaný obvod	NCP1606
L1	1	Cívka	600 uH
L3	1	Feritový kroužek	Feritový kroužek
L5	1	Cívka	100 uH
L6	1	Cívka	2.25 mH
L7	1	Proudově kompenzovaná cívka	27 mH
Q1, Q2	2	Tranzistor pro běžné použití	BC807-16
Q3	1	Tranzistor pro běžné použití	BC817-16
Q4	1	N-MOSFET	SPA04N60C3
Q5	1	Vysokonapětový tranzistor	MPSA44
Q6	1	Tranzistor pro běžné použití	BC817-40
Q7, Q8	2	N-MOSFET	IRF1840GPBF
R1	1	Rezistor 2W	1 Ω
R11	1	Rezistor	82 kΩ
R12, R15, R28	3	Rezistor	10 Ω
R16	1	Rezistor	82 kΩ
R17	1	Rezistor	39 kΩ
R19, R30	2	Rezistor	47 kΩ
R2	2	Rezistor	220 kΩ
R21	1	Rezistor	27 kΩ
R22	1	Rezistor	240 kΩ
R23	1	Varistor	S05K275E2
R25, R32, R33, R39, R48	5	Rezistor	10 kΩ
R29	1	Rezistor	56 kΩ
R3	1	Rezistor	18 Ω
R31	1	Rezistor	20 kΩ
R34	1	Rezistor	3 kΩ
R35	1	Rezistor	100 Ω
R36	1	Rezistor	390 Ω
R37	1	Rezistor	75 kΩ
R38	1	Rezistor	150 kΩ
R4	1	Rezistor	1 MΩ
R40, R41	2	Rezistor	22 Ω
R42	1	Rezistor	1.8 kΩ
R43	1	Rezistor	36 kΩ
R44	1	Rezistor	750 kΩ
R45	1	Rezistor 1W	0.47 Ω
R46	1	Rezistor	100 kΩ
R47	1	Rezistor	330 kΩ
R5, R13, R20, R24, R27	5	Rezistor	68 kΩ
R6, R14, R26, R10	4	Rezistor	910 kΩ
R7, R18	2	Rezistor	5.6 kΩ
R8	1	Rezistor	0.0 Ω
R9	1	Rezistor	24 kΩ
X1	2	Konektor	PM5.08/2/90
X2	1	Konektor	PM5.08/3/90
X3	1	Konektor	2 piny
Součástky použité pro stmívání stejnosměrným napětím			
C18	1	Kondenzátor	100n
D14, D15	2	Běžná dioda	MMSD4148
IC3	1	Operační zesilovač	TL082C
R51	1	Rezistor	2 kΩ
R52	1	Rezistor	1 MΩ
R53	1	Rezistor	15 kΩ
R54	1	Rezistor	100 kΩ
R9	1	Rezistor nahrazuje původní R9	22 kΩ
X3	1	Konektor	2 piny