



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

MĚNIČ PRO STŘEDOTLAKÉ UV VÝBOJKY

POWER SUPPLY FOR MEDIUM PRESSURE UV LAMPS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Tomáš Hurdálek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

Student: Tomáš Hurdálek

ID: 211227

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro středotlaké UV výbojky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte možnosti elektronického napájení středotlakých UV výbojek s výkonem do 600 W. Analyzujte způsoby napájení použité v dostupných napájecích zdrojích pro tyto výbojky. Na základě získaných zkušeností navrhnete napájecí zdroj pro středotlaké výbojky s kontinuálním řízením výkonu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 3.6.2021

Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda rady studijního programu

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.

Abstrakt

UV záření má velice široké spektrum použití v průmyslové výrobě a při dezinfekci. V současné době se pro spolehlivou generaci UV záření využívají středotlaké rtuťové výbojky. Cílem této práce je seznámit se s principem jednotlivých druhů výbojek a způsoby řízení jejich výkonu. Dále navrhnout elektronický předřadník s kontinuálním řízením výkonu a popřípadě i ověřit správnou funkci jeho nejdůležitějších částí.

Klíčová slova

Ultrafialové záření, UV výbojky, předřadník pro UV výbojky, měnič, regulace.

Abstract

UV radiation has a very wide range of uses in industrial production and disinfection. At present, medium-pressure mercury lamps are used for the reliable generation of UV radiation. The aim of this work is to get acquainted with the principle of individual types of lamps and methods of controlling their power and to design an electronic ballast with continuous power control and, if necessary, verify the correct function of its most important parts.

Keywords

Ultraviolet radiation, UV lamps, ballast for UV lamps, converter, regulation.

Bibliografická citace

HURDÁLEK, Tomáš. Měnič pro středotlaké UV výbojky. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134670>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	<i>Tomáš Hurdálek</i>
VUT ID studenta:	<i>211227</i>
Typ práce:	<i>Bakalářská práce</i>
Akademický rok:	<i>2020/21</i>
Téma závěrečné práce:	<i>Měnič pro středotlaké UV výbojky</i>

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 3. června 2021

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Jaroslavu Bouškovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 3. června 2021

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
ÚVOD	10
1. ULTRAFIALOVÉ ZÁŘENÍ	11
1.1 UVA	11
1.2 UVB	11
1.3 UVC	11
1.3.1 VUV.....	12
1.3.2 EUV.....	12
1.4 PŮSOBENÍ UV ZÁŘENÍ NA ŽIVÉ ORGANISMY.....	12
2. FYZIKÁLNÍ DĚJE V PLYNECH.....	13
2.1 VÝBOJ V PLYNU	13
2.2 VA CHARAKTERISTIKA PLYNU	13
2.2.1 Townsendovy koeficienty.....	14
2.2.2 Paschenův zákon.....	14
3. VÝBOJKY	16
3.1 NÍZKOTLAKÉ RTUŤOVÉ VÝBOJKY.....	16
3.1.1 Luminofor.....	16
3.1.2 Princip funkce	16
3.2 VYSOKOTLAKÉ RTUŤOVÉ VÝBOJKY	17
3.2.1 Princip funkce	18
3.2.2 Produkce UV záření.....	18
3.2.3 Výhody a nevýhody	19
3.3 STŘEDOTLAKÉ RTUŤOVÉ VÝBOJKY	19
4. PŘEDŘADNÍKY	21
4.1 KLASICKÝ PŘEDŘADNÍK	21
4.1.1 Omezovač proudu	21
4.1.2 Zapalovače.....	21
4.2 ELEKTRONICKÝ PŘEDŘADNÍK.....	22
4.2.1 Akustická rezonance.....	23
4.2.2 Nízkofrekvenční předřadníky	24
4.2.3 Vysokofrekvenční předřadníky	25
4.2.4 Extrémně vysokofrekvenční předřadníky	25
5. NÁVRH ELEKTRONICKÉHO PŘEDŘADNÍKU	26
5.1 KONCEPT PŘEDŘADNÍKU	26
5.2 VSTUPNÍ FILTR	26
5.2.1 Síťový odrušovací filtr.....	26
5.2.2 Proudově kompenzovaná tlumivka.....	27
5.2.3 Kondenzátor C_x	28
5.2.4 Kondenzátor C_y	28
5.2.5 Rezistor R	28

5.2.6	Zvolení filtru	28
5.3	USMĚRŇOVAČ	28
5.3.1	Dimenzování usměrňovače	28
5.4	PFC	30
5.4.1	Pasivní PFC	31
5.4.2	Aktivní PFC	31
5.4.3	Princip aktivního PFC s UCC28019	34
5.5	NÁVRH AKTIVNÍHO PFC	38
5.5.1	Výpočet vstupního kondenzátoru	39
5.5.2	Výpočet cívky	39
5.5.3	Dimenzování diody v měniči	40
5.5.4	Dimenzování MOSFET tranzistoru	40
5.5.5	Výpočet výkonového rezistoru	41
5.5.6	Výpočet výstupního kondenzátoru	42
5.5.7	Schéma zapojení aktivního PFC	42
5.6	DC/DC MĚNIČ	43
5.6.1	PFM	44
5.6.2	PWM	44
5.6.3	Návrh DC/DC měniče pro regulátor	45
5.7	STRÍDAČ	46
5.7.1	Dimenzování tranzistorů	46
5.7.2	Dimenzování kondenzátorů v polomůstku	47
5.7.3	Dimenzování tlumivky	47
5.7.4	Dimenzování zapalovacího kondenzátoru	48
5.8	ŘÍZENÍ H POLOMŮSTKU POMOCÍ IR2110	48
5.9	ŘÍDICÍ OBVOD SG3525	51
5.10	NAPÁJENÍ ŘÍDICÍCH OBVODŮ	54
5.11	SCHÉMA ELEKTRONICKÉHO PŘEDŘADNÍKU	56
6.	LIFETECH	59
6.1	ZÁKLADNÍ INFORMACE O FIRMĚ	59
6.2	UVL	59
6.3	UVM	59
6.4	OZON	60
6.5	AOP	60
7.	ZÁVĚR	61
	LITERATURA	62
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	67
	SEZNAM PŘÍLOH	70

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	UV spektrum [3].....	11
2.1	VA charakteristika plynu [44].....	13
2.2	Paschenovy křivky pro různé plyny [52].....	15
3.1	Zapojení zářivkové trubice [6]	17
3.2	Závislost měrného rtuťového výboje na tlaku rtuťových par [7]	17
3.3	Vysokotlaká rtuťová výbojka OSRAM HQR 250 W s odstraněnou krycí baňkou [33]	18
3.4	Závislost absorpce DNA na vlnové délce vyzařované středotlakou UV výbojkou [11]	20
4.1	Schéma klasického výbojkového sériového předřadníku [12]	21
4.2	Tyristorový zapalovač TZ10 [13].....	22
4.3	Změna vlastní rezonance v halogenidové výbojce při různé době používání [19].....	24
4.4	Schéma nízkofrekvenčního elektronického předřadníku [20]	24
5.1	Schéma elektronického předřadníku s možností řízení výkonu [20].....	26
5.2	Odrušovací filtr zobrazen jako lineární dvojbran [25]	27
5.3	Schéma odrušovacího síťového filtru [33]	27
5.4	Dvojpulzní můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem [26]	30
5.5	Nerovnoměrný odběr proudu ze sítě [27].....	31
5.6	Aktivní PFC filtr [29].....	32
5.7	Režim kontinuálního proudu (CCM) [28].....	33
5.8	Režim přerušovaného proudu (DCM) [38]	33
5.9	Režim na hranici kontinuálního proudu (CRM) [28]	34
5.10	Blokové schéma řídicího PFC obvodu UCC28019 [35]	35
5.11	UCC28019 Soft start [35].....	37
5.12	UCC28019 rozmístění pinů [35]	37
5.13	Navržený aktivní PFC včetně vstupního filtru	42
5.14	Step down měnič se sepnutým tranzistorem (napravo), s vypnutým (nalevo) [29].....	43
5.15	Průběh PFM [30].....	44
5.16	Průběh PWM [30]	44
5.17	Vnitřní schéma MOSFET driveru IR2110 [40].....	49
5.18	Rozložení pinů MOSFET driveru IR2110 [40].....	50
5.19	Zapojení střídače [33].....	51
5.20	Vnitřní schéma řídicího obvodu SG3525 [41]	52
5.21	Dead time u signálu PWM [51].....	53
5.22	Rozložení pinů řídicího obvodu SG3525 [41].....	53
5.23	Zapojení řídicí části střídače [33].....	54
5.24	Vnitřní schéma obvodu VIPER12A [42]	55
5.25	Rozložení pinů obvodu VIPER12A [42].....	55
5.26	Zapojení VIPER12A [33].....	56
5.27	Zapojení aktivního PFC a napájecího zdroje pro IO [33].....	57
5.28	Zapojení střídače [33].....	58

ÚVOD

Historie výbojek začala koncem 19. století, kdy v roce 1895 Antoine-Henri Becquerel pustil do skleněné trubice naplněné zředěným plynem elektrický proud a trubice se rozzářila. Protože světlo mělo krátké vlnové délky, vyzařované spektrum bylo v oblasti UV záření, modré a zelené barvy, používá pro transformaci luminofor. Experiment se stal základem pro využívání tohoto „studeného“ světla.

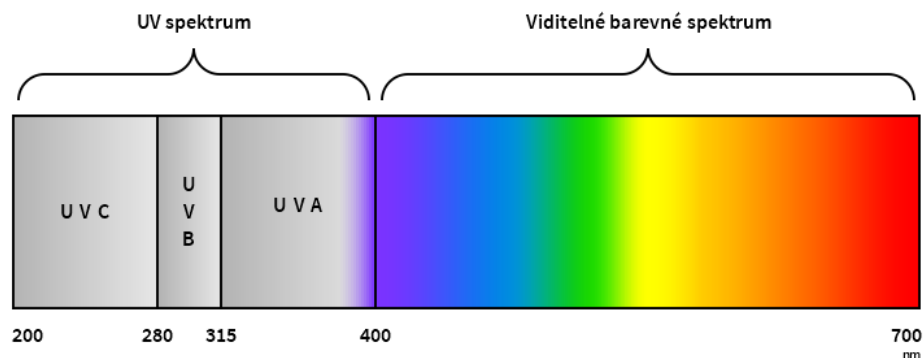
Začátkem 20. století se objevily první výbojky. Nebyly ještě masově rozšiřovány, jednalo se pouze o prototypy. Thomas Alva Edison se dále soustředil hlavně na vývoj klasické žárovky. Nikola Tesla s ním soutěžil i na poli osvětlovací techniky. Nikola Tesla se zabýval především výbojkami, které napájel dokonce bez použití vodičů.

Nicméně sériová výroba výbojek se rozjela už na začátku 2. světové války, ale jejich větší rozmach byl až v 50. letech. Rtuťové výbojky postupně nahradily klasické žárovky ve veřejném osvětlení, výrobních halách a dostaly se i do domácností. Později jsou nahrazovány sodíkovými výbojkami a LED technologií. Nízká účinnost a nové zákony EU na omezení rtuti, se staly důvodem omezení tohoto druhu výbojek v oblasti osvětlovací techniky.

Rtuťové výbojky se nyní už nevyužívají jako světelný zdroj, nýbrž jako výkonný zdroj UV záření. UV záření je velice důležité v průmyslu. Dalším využitím je dezinfekce. Je možné likvidovat bakterie, viry, plísně v nemocnicích, mrazácích či ve vodě. Oblast použití je opravdu široká. Středotlaká rtuťová výbojka, kterou se tato práce primárně zabývá, má dezinfikovat vodu. Mikroby se nemohou stát vůči UV rezistentní a voda je po úpravě znečištěna menším množstvím chemických látek např. chlorem, chlórdioxidem či chlornany. Je to dezinfekce účinná a zároveň není toxická pro člověka ani pro životní prostředí. Dle mého názoru, germicidní svítidla se budou stále více rozšiřovat a budou postupně vytlačovat chemické metody dezinfekce.

1. ULTRAFIALOVÉ ZÁŘENÍ

Pro začátek bude zmíněno, co to vlastně je ultrafialové záření (ultra violet radiation). Jedná se o elektromagnetické záření o vlnové délce 200 až 400 nm. Vlnová délka je kratší, než u viditelného spektra a zároveň delší než u rentgenového záření. Pro člověka je neviditelné, ale některá zvířata ho mohou vnímat.



Obrázek 1.1 UV spektrum [3]

Již zmíněné UV záření se dělí podle vlnové délky do 3 užších spekter.

1.1 UVA

Rozsah vlnových délek je mezi 315 a 400 nm. Sluneční UV záření je tvořeno z 99 % právě tímto zářením UVA. Je pro organismy nejméně škodlivé, protože nezpůsobuje přímé poškození DNA, ale může vyvolat vznik reaktivních kyslíkových forem a ty již DNA poškodit mohou.

UV záření není pouze škodlivé, pro organismy je zároveň důležité. Podílí se na tvorbě vitamínu D a má úlohu v evolučních pochodech.

1.2 UVB

Rozsah vlnových délek je mezi 280 a 315 nm. Tento druh záření má vyšší energii než záření UVA. Ozonová vrstva toto záření pohlcuje. To, co propustí, je spojováno s negativními účinky na organismy. Se zkracující vlnovou délkou, totiž roste i hloubka průniku záření do organismu.

1.3 UVC

Vlnové délky jsou kratší než 280 nm. Jak vyplývá z předchozích charakteristik, tento typ záření má nejvyšší energii, největší průnik do organismů a je tedy nejvíce nebezpečným.

Ozónová vrstva naštěstí prakticky veškeré UVC pohltí a záření se dostane na povrch Země ve velice malé míře. Zároveň se zde uplatňuje při vzniku ozónu.

UVC záření bude pro tuto práci stěžejní, protože právě zmíněných negativních účinků na živé organismy budeme využívat. Existují tzv. germicidní lampy sloužící k dezinfekci.

1.3.1 VUV

VUV vakuum UV záření, jedná se o podskupinu UVC záření. Rozsah vlnových délek je mezi 100 a 200 nm. Při tomto záření dochází k výraznějšímu vzniku ozónu.

1.3.2 EUV

EUV je extrémní UV záření a jedná se rovněž o podskupinu UVC záření. Vlnové délky jsou kratší než 31 nm. Podílí se na některých procesech ve vrchních částech ionosféry.

1.4 Působení UV záření na živé organismy

Vysokoenergetické UVC záření vyvolává fotochemickou reakci. Vlnové délky s 254 nm se absorbují buněčnými nukleovými kyselinami a v závislosti na dávce záření vedou k poškození DNA mikroorganismů bakterií, virů, kvasinek a plísní [3].

Důležitou výhodou dezinfekce pomocí UVC záření je, že nemůže způsobit rezistenci.

Mikroorganismy, které mají jednoduchou strukturu, jsou více citlivé na UV záření. Lze je zničit poměrně snadno. Naopak hůře se likvidují plísně. K tomu jsou potřeba vyšší hladiny energie. Základními parametry jsou výkon záření na jednotku plochy a čas, po kterou na ni záření působilo.

Produkované UV záření způsobuje zarudnutí a popálení pokožky, může způsobit poškození očí nebo zánět spojivek. Povolený denní limit pro člověka je 60 J/m^2 . Při konstrukci sterilizačního zařízení je nutné zamezit pronikání záření do prostoru, kde se nachází lidé. Zařízení může fungovat pouze v nepřítomnosti lidí, nebo musí být opatřeno nepropustným krytem.

2. FYZIKÁLNÍ DĚJE V PLYNECH

Ve druhé kapitole jsou rozebrány základní fyzikální děje pojící se s výboji v plynech a výbojkami.

2.1 Výboj v plynu

Elektrický výboj v plynu ve vnějším elektrickém poli je fyzikální děj, při kterém se plynu dodá pomocí elektrického pole energie, a to za působení ionizačního činidla. Tato energie musí být dostatečná k ionizaci neboli ke vzniku nabitých částic způsobujících elektrickou vodivost plynu z částic neutrálních. Jev je doprovázen akustickými a optickými jevy.

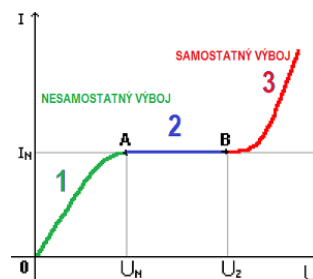
Pokud je k ionizaci zapotřebí ionizační činidlo, jedná se o výboj nesamostatný, v opačném případě, když ionizační činidlo není zapotřebí, se jedná o výboj samostatný. Hranice mezi samostatným a nesamostatným výbojem je zápalné napětí.

Při zápalném napětí je vnější elektrické pole schopno dodávat dostatečnou energii pro ionizaci plynu (následná ionizace je označována jako ionizace lavinovitá). Nabitě částice během elektrického výboje mohou vznikat několika způsoby: emisí (uvolnění z pevné elektrody), ionizací vnějším činidlem, případně vnitřním činidlem (vznik fotonů během elektrického výboje a následná fotoionizace) a nárazy elektronů a iontů. Opačným procesem k ionizaci je rekombinace, kdy dochází k zanikání nabitých částic. Samostatné výboje se mohou dále dělit podle svých vlastností na výboje doutnavé, obloukové, jiskrové, korónové a temné [43].

2.2 VA charakteristika plynu

V oblasti 1 obrázku 2.1 většina iontů zaniká, než doletí na elektrody. Platí zde lineární Ohmův zákon. V oblasti 2 obrázku 2.1 všechny elektrony vzniklé ionizací doletí na elektrody. Proud se nezvyšuje, je zde nasycený proud I_N .

V oblasti 3 obrázku 2.1 je překročeno zápalné napětí U_z a nastává ionizace nárazem. Elektrony a ionty vzniklé ionizací sami předávají část energie neutrálním částicím. Výboj probíhá i bez přítomnosti ionizátoru.



Obrázek 2.1 VA charakteristika plynu [44]

2.2.1 Townsendovy koeficienty

Elektron opustil katodu a pohybuje se volně k anodě. Veškerou kinetickou energii získá mezi jednotlivými srážkami s neutrálními molekulami účinkem elektrického pole. Srážky mohou být pružné, kdy dochází ke změně směru pohybu bez ztráty energie. Při nepružných srážkách dochází k excitaci a nárazové ionizaci.

Po srážkách se ustálí střední rychlost elektronu. Na jednotkové dráze vznikne stejný počet ionizačních srážek, což je první Townsendův ionizační činitel α . Koeficient α určuje pravděpodobnost ionizace neutrální molekuly [45].

Lavinovitý nárůst počtu nových elektronů je způsoben tím, že každý nově vzniklý elektron přispívá k další nárazové ionizaci. Lavinovitý nárůst počtů nosičů náboje ještě nezpůsobí nestabilitu v plynu a nedojde k přeskoku mezi elektrodami. Protékající proud je stále závislý na vnějším ionizačním činiteli, stále platí oblast nesamostatného výboje. Proudová hustota však neustále narůstá a je vyšší, než odpovídá nárazové ionizaci [45].

Lavina elektronů za sebou zanechá stejný počet kladných iontů. Kladné ionty ionizují neutrální atomy plynu mezi elektrodami. Jedná se o druhý Townsendův ionizační součinitel β . Nárazovou ionizaci kladnými ionty β lze ve srovnání s lavinou elektronů zanedbat, vzhledem k nízké pohyblivosti kladných iontů a tím pádem velice malé hodnotě β [45].

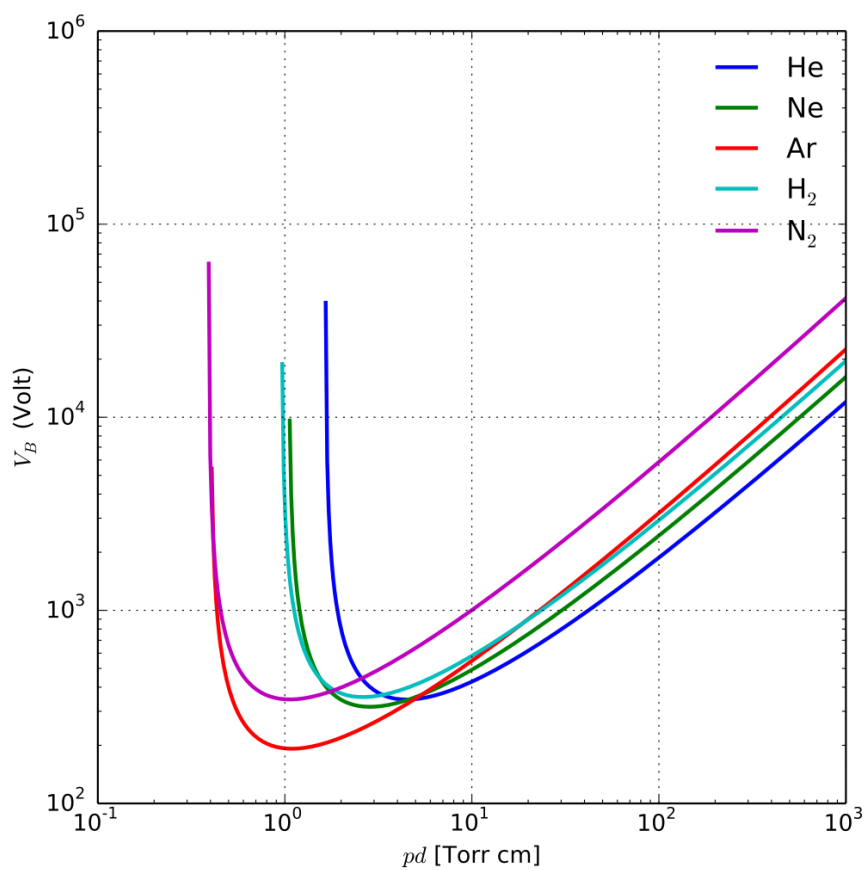
Lavina kladných iontů se vlivem elektrického pole pohybuje ke katodě, kde narazí a vyvolají povrchovou emisi elektronů z katody. Každý kladný iont vyvolá emisi s určitou pravděpodobností γ nového elektronu. Veličina γ je třetí Townsendův ionizační součinitel a udává počet elektronů vyražených dopadem kladného iontu na povrch katody [45].

2.2.2 Paschenův zákon

Paschenův zákon dává do souvislosti vzdálenost elektrod ve výbojovém prostoru, tlak plynu a zápalné napětí plynu. Jeho znění je následující:

„Je-li ve dvou výbojových trubicích s rovinnými elektrodami a tímtéž plynem součin pd (součin tlaku p a vzdálenosti elektrod d) stejný, je stejné i zápalné napětí [43].“

Paschenova křivka je geometrickým místem bodů splňující Townsendovu podmínku samostatného výboje. Oblast pod křivkou je oblastí nesamostatného výboje. Nad křivkou se nachází oblast samostatného výboje. Každý plyn má svou charakteristickou Paschenovu křivku.



Obrázek 2.2 Paschenovy křivky pro různé plyny [52]

3. VÝBOJKY

V následující kapitole bude rozebrána problematika rtuťových výbojek, jakožto zdrojů viditelného spektra a UV záření. Konstrukčně jsou klasické výbojky v podstatě totožné s UV výbojkami, neobsahují ale luminofor.

3.1 Nízkotlaké rtuťové výbojky

Zářivka je nízkotlaká rtuťová výbojka, která se používá jako zdroj světla. Jedná se o skleněnou trubici na každé straně opatřenou žhavenými elektrodami, pokrytými vrstvou oxidů barya, stroncia a vápníku, které při teplotě asi 700 °C emitují elektrony. Trubice je naplněna pod tlakem asi 400 Pa výpary rtuti a argonem (vznik Penningova jevu). Zevnitř je trubice opatřena vrstvou luminoforu. Ten má 2 funkce. Transformační, mění vyzářené ultrafialové záření výboje na světlo viditelného spektra. Ochrannou, zabraňuje úniku škodlivého záření.

3.1.1 Luminofor

Luminofor je látka schopná pohlcovat energii a následně ji vyzařovat ve formě světla (tzv. luminescence) [5].

Tato vrstva transformuje energii elektromagnetického záření o kratších vlnových délkách na delší (obvykle z ultrafialové na viditelné světlo či z modré na červené a oranžové). Právě složení luminoforu určuje barevný tón světla rtuťových výbojek, světelných diod. Užití našel také v klasické CRT obrazovce.

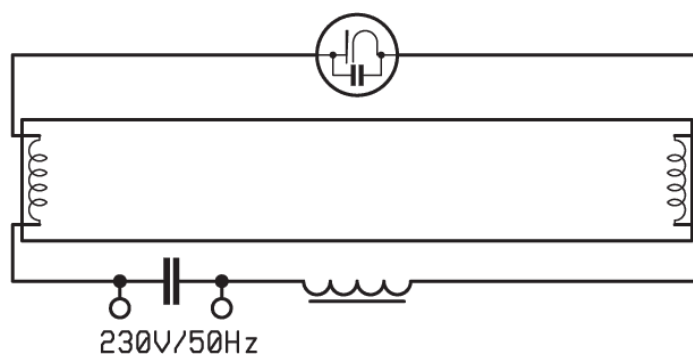
3.1.2 Princip funkce

Na schématu je základní, nejjednodušší zapojení zářivkové trubice. Mimo trubici se nachází tlumivka, kondenzátor a startér. Celý obvod funguje následovně.

Po připojení napájecího napětí nedojde k samovolnému výboji, zářivka se nerozsvítí. Ve startéru se nachází baňka naplněná např. neonem. Jsou v ní dva kontakty, jeden z nich je tvořen bimetalovým páskem. Jedná se o speciální doutnavku. Kondenzátor zapojený paralelně k ní pomáhá zažehnout doutnavý výboj mezi elektrodami doutnavky, ty se začínají ohřívat a bimetalový pásek se začíná vlivem různých délkových roztažností materiálů ohýbat a dochází k propojení kontaktů.

V tu chvíli doutnavý výboj zanikne a proud začne protékat rezistory, které jsou zároveň elektrodami, zabudovanými v trubici. Elektrody emitují volné elektrony do trubice. Kontakt v doutnavce zůstane propojený pouze určitou dobu, pak se ochladí a vrací se do původní rozpojené polohy. Na tlumivce vznikne vlivem rozpojení napěťový impulz, dojde ke vzniku výboje mezi elektrodami trubice a vznikne UV záření měnící se na světlo viditelné.

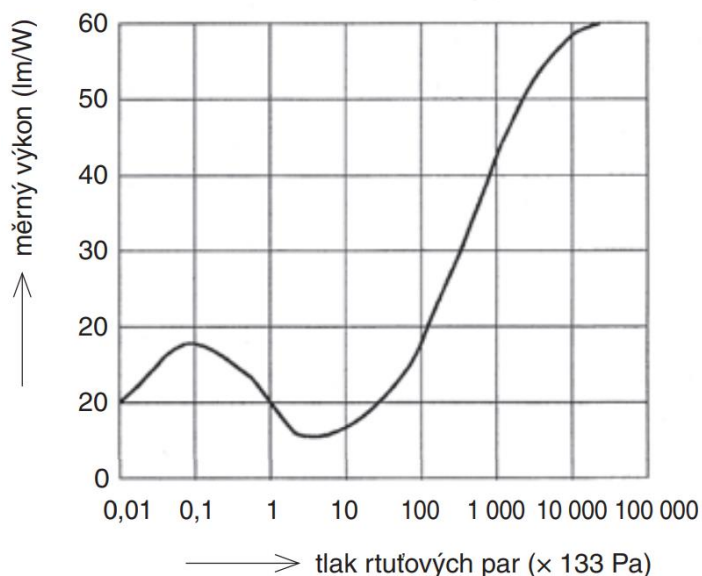
Rezistory následovně přestanou topit, ale výboj je už stabilní a probíhá při nižším napětí, než které ho zažehnulo. Proud v trubici by se stále zvyšoval až by došlo k její destrukci, proto je nutné proud omezit pomocí tlumivky. Díky tlumivce vznikne fázový posuv, kde napětí předběhne proud a vznikne zde ztrátový jalový výkon. Ke kompenzaci indukčnosti je potřeba kapacita, tedy kompenzační kondenzátor. Tento kondenzátor není pro samotnou funkci zařízení důležitý, ale snižuje odběr a vytížení sítě.



Obrázek 3.1 Zapojení zářivkové trubice [6]

3.2 Vysokotlaké rtuťové výbojky

Jak je patrné z názvu, tento druh rtuťové výbojky pracuje při zvýšeném tlaku. Hlavní část světla vznikne při parciálním tlaku převyšujícím 100 kPa. Graf níže obrázek 3.2 ukazuje, jak se vzrůstajícím tlakem roste měrný výkon.



Obrázek 3.2 Závislost měrného rtuťového výboje na tlaku rtuťových par [7]

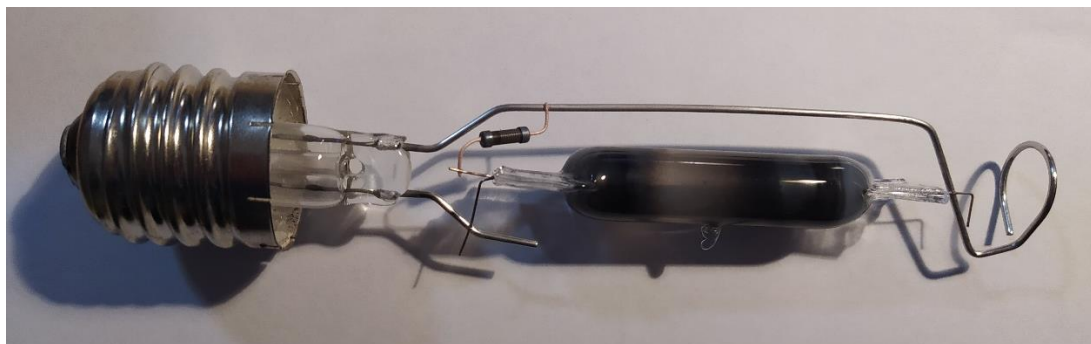
3.2.1 Princip funkce

Mechanismy probíhající ve vysokotlakých výbojkách jsou rozdílné než u výbojek nízkotlakých. Při postupném zvyšování tlaku rtuťových par a zvyšování proudové hustoty se posunuje vyzařování energie směrem k větším vlnovým délkám, roste měrný výkon a vznikne spojité spektrum, jehož intenzita s narůstajícím tlakem rtuťových par rovněž roste, jak je patrné z obrázku 3.2 [7].

Tlak nasycených rtuťových par výrazně závisí na teplotě. Malé změny teploty stěn trubice vyvolají značné změny tlaku, a tím i změny všech parametrů výbojky. S cílem snížit tuto závislost jsou vysokotlaké rtuťové výbojky plněny přesným množstvím rtuti tak, aby se v normálních pracovních podmínkách zcela odpařila a výboj tak probíhal v režimu přehřátých par. Hořák z křemenného skla je doplněn argonem o tlaku cca 2 Pa. Argon zlepšuje podmínky pro zapálení výboje. Ustálení parametrů proběhne asi po 5 minutách.

Nejvíce záření vzniká v oblasti ultrafialové, dále ve viditelné oblasti modré a zelené barvy (404 až 577 nm). V této podobě je výbojka jako světelný zdroj nevhodná, chybí zde totiž úplně červená složka světla. Na doplnění spektra se využívá luminofor, wolframové vlákno (směsná výbojka) nebo dodání jiných prvků.

Když připojíme napájecí napětí, nejdříve vzniká výboj mezi pomocnou a hlavní elektrodou. Výboj je stabilizován rezistorem umístěným v hořáku baňky. Potom dojde k rozvinutí výboje mezi hlavními elektrodami. K zapálení stačí napětí sítě a není potřeba žádné přídavné zapalovací zařízení. Následně je potřeba tlumit proud obdobně jako u nízkotlakých výbojek pomocí tlumivky a tu kompenzovat kondenzátorem.



Obrázek 3.3 Vysokotlaká rtuťová výbojka OSRAM HQR 250 W s odstraněnou krycí baňkou [33]

3.2.2 Produkce UV záření

Pro produkci UV záření stačí holá výbojka bez dalších úprav a luminoforu. Používají se buď baňky z čirého skla, nebo je baňka vynechána. Někdy se na baňku přidává černý povlak, který filtruje složky viditelného spektra a propouští pouze UV záření.

Zářivka má luminofor umístěn v trubici se sníženým tlakem. Není ji možné upravit a luminofor odstranit bez poškození trubice. Ve výrobě stačí nepřidávat luminofor a vznikne zdroj UV záření.

U vysokotlakých světelných výbojek je tomu ale jinak. Skleněná baňka opatřená luminoforem má funkci pouze ochranou a transformační, je v ní atmosférický tlak (někdy bývá naplněna inertní atmosférou zabraňující oxidaci hořáku). Hořák bude fungovat i bez ochranné baňky. Sníží se ale jeho životnost a bude náchylnější k mechanickému poškození.

UV záření se používá pro dezinfekci (v rámci covid19 poměrně rozšiřováno), vytvrzování barev, laků, výrobní procesy plošných spojů jsou také postaveny na fotocitlivých materiálech osvětlovaných UV zářením. Výbojky se vyrábí od stovek wattů až po výkony vyšší než 10 kW. Bez ochrany baňkou se snižuje životnost na 1000 až 2000 hodin.

3.2.3 Výhody a nevýhody

Ke kladům je možné zařadit jejich dlouhou životnost, která se pohybuje mezi 12000 až 16000 hodinami. Dále dobrá stabilita světelného toku v průběhu života, spolehlivost, nízká cena, minimální údržba a dobře zvládnutá výrobní technologie.

Mezi záporné vlastnosti se naopak považuje nízká účinnost, velké rozměry, obsah toxické rtuti.

Do budoucna budou stále výbojky z oblasti osvětlení ustupovat. Ústup má několik důvodů. Existují zdroje světla s vyšší efektivitou např. sodíkové výbojky, LED technologie. Čím dál větší tlak vyvíjí Evropská unie na absenci rtuti v životním prostředí a snižování spotřeby. Nicméně rtuťové výbojky zažívají masivní rozvoj v průmyslu při moderních technologických postupech, zdravotnictví, v oblasti úpravy vody, čištění odpadních vod a nabízí se i mnoho jiných aplikací, kde je zapotřebí silný zdroj UV záření.

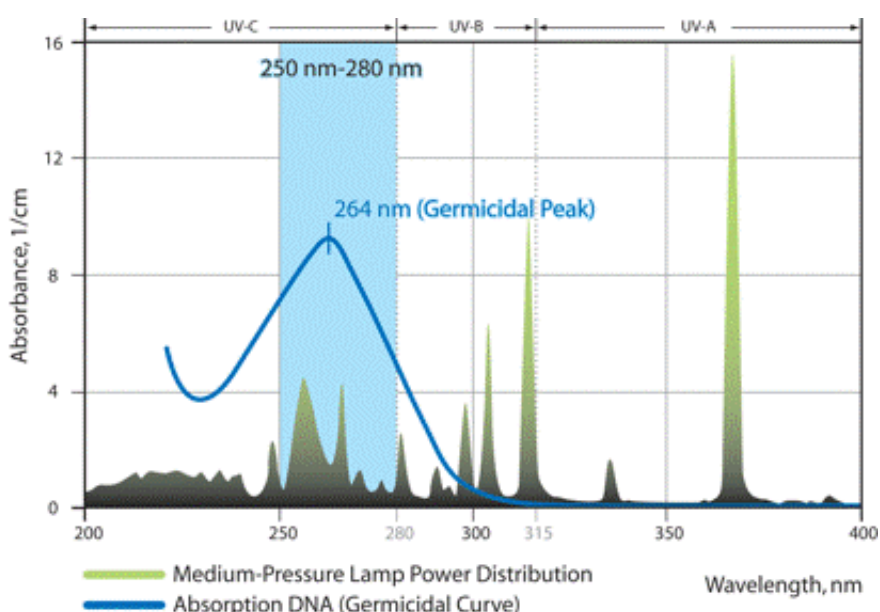
3.3 Středotlaké rtuťové výbojky

Středotlaké výbojky se řadí podle tlaku v pracovní trubici někde mezi nízkotlaké a vysokotlaké. Podstatný rozdíl bude v předřadníku. Výbojky je nutné nejdříve nastartovat vyšším napětím, které je několikanásobně vyšší než jejich napájecí napětí. Stejným způsobem se startují i výbojky sodíkové.

Pro zapálení se využívá argon, ten se vyznačuje dobrými zapalovacími schopnostmi. Parciální tlak argonu je cca 1 Pa. Po zapálení výboje se pracovní trubice začne ohřívat a rtuť se vypařuje. Tlak se zvyšuje a až do odpaření veškeré rtuti, kdy výbojka dosáhne pracovního tlaku. Množství rtuti v trubici je přesně dávkováno a ovlivňuje společně s teplotou konečný tlak ve výbojce.

Uplatnění nachází pouze v oblasti zdrojů UV záření. Hlavním důvodem zavedení středotlaké technologie je, že je možné docílit až desetinásobně většího výkonu na výbojku než u nízkotlaké technologie. Tím je možné získat větší dezinfekční kapacitu při zachování úrovně dezinfekce. Vede to také ke zmenšení a snížení počtu výbojek v zařízení. Zároveň středotlaká UV technologie má tendenci poskytovat vyšší úroveň inaktivace organismů než nízkotlaké UV i při ekvivalentních dávkách, díky vyzařování v oblasti spektra UVC.

Největší nevýhodou středotlakých výbojek je nižší účinnost, potřebují více energie pro generaci stejné dezinfekční dávky. Zároveň je nutné věnovat pozornost rozvedení záření, jelikož je koncentrované v malém objemu. Jakou výbojku použít záleží na konkrétní aplikaci.

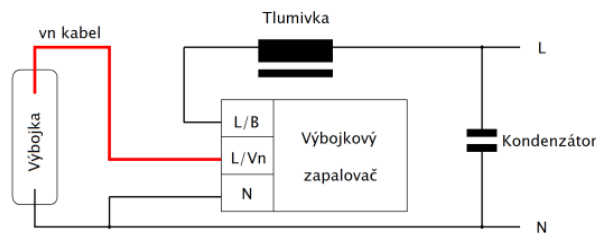


Obrázek 3.4 Závislost absorpce DNA na vlnové délce vyzařované středotlakou UV výbojkou [11]

4. PŘEDŘADNÍKY

Předřadník má několik funkcí. Počínaje omezením proudu do výbojky, přes zapálení výboje až po případnou výkonovou regulaci.

4.1 Klasický předřadník



Obrázek 4.1 Schéma klasického výbojkového sériového předřadníku [12]

4.1.1 Omezovač proudu

Rezistor

Jedná se o zapojený rezistor do série. Účinnost tohoto zapojení je velice nízká. V praxi se používá u směsových výbojek.

Tlumivka

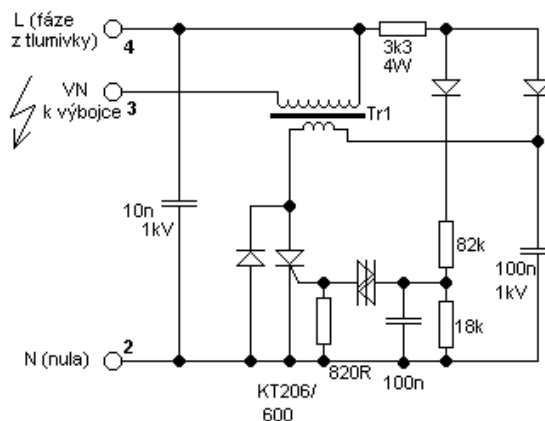
Jedná se o jednoduchý elektrický přístroj, konstrukcí jádra velice podobný transformátoru. Má pouze jedno vinutí a v jádře se nachází malá vzduchová mezera. Dosahuje poměrně vysoké účinnosti 80–95 %, ztráty způsobuje odpor vinutí, hystereze, vířivé proudy. Dochází k ohřevu kovového jádra. Tlumivku je nutné pro dosažení této účinnosti vyvažovat kompenzačním kondenzátorem.

Tlumivky se vyrábí ve verzích odpovídajících příkonu výbojek. Výkonové rozsahy pro sodíkové výbojky jsou 35, 50, 70, 100, 150, 250, 400, 600 a 1000 W. Pro rtuťové výbojky jsou rozsahy 50, 80, 125, 250, 400, 750 a 1000 W.

4.1.2 Zapalovače

Zapalovač je velice důležitá součást předřadníku. U výbojek, které nejsou opatřeny pomocnou elektrodou, nebo žhavenými elektrodami, nestačí síťové napětí k prvotní ionizaci plynu a nastartování výbojky.

Zapalovač je součástka vytvářející počáteční napěťový impulz, který se pohybuje mezi 2,5 až 5 kV. Impulz trvá do zapálení výboje a ustálení proudu. Kvůli vyššímu napětí je nutné u výbojky používat vodiče dimenzované na vyšší napětí, běžně používané vodiče na 230 V nemusí mít dostatečnou izolaci.



Obrázek 4.2 Tyristorový zapalovač TZ10 [13]

Zapalovače můžeme dělit do několika skupin: sériové zapalovače, paralelní zapalovače a zapalovače s odbočkovou tlumivkou.

Sériovými zapalovači při provozu protéká plný proud výbojky, ale vysokonapěťové impulzy tlumivku během zapalovacích cyklů nenamáhají. Paralelní zapalovače jsou vhodné pro některé typy halogenidových výbojek. Zapalovače s odbočkovou tlumivkou se u nás prakticky nepoužívají.

Nejčastěji se používají sériové zapalovače, které musí být od zdroje ve vzdálenosti od 1,5 do maximálně 4 m podle údajů jednotlivých výrobců. Zapalovač se nachází často přímo ve svítidle.

Paralelní zapalovač se nachází v předřadnickové skříni spolu s tlumivkou. Možná vzdálenost od zdroje je až 100 m.

Zapalovače s odbočkovou tlumivkou jsou sice principiálně nejjednodušší, ale jejich základním nedostatkem je požadavek na konstrukci tlumivky s nutností splnit podmínky izolace pro výstupní napětí 3 až 5 kV. [14]

Zapalovače jsou podobně jako tlumivky dimenzovány na standardní výkony výbojek.

4.2 Elektronický předřadník

V současné době je trend nahradit klasické předřadníky elektronickými. Důvodů je hned několik. Tlumivka je u klasického předřadníku zbytečně těžká, drahá, materiálově náročná, a hlavně jsou na ní výše zmíněné ztráty. Další nevýhodou klasického předřadníku je nemožnost jakéhokoli řízení výkonu. Pro zlepšení účinnosti je dobré zvýšit napájecí frekvenci. S tím jsou ale spojené některé problémy např. akustická rezonance, která může výbojku v krajním případě trvale vyřadit z provozu.

4.2.1 Akustická rezonance

V posledních letech je stále čím dál častější užití vysokých frekvencí k napájení výbojek. Při některých napájecích frekvencích v baňce vznikají stojaté akustické vlny. Tento jev se nazývá akustická rezonance, je nežádoucí a při návrhu předřadníku je snaha se mu vyhnout. V hořáku výbojky akustická rezonance způsobuje světelné fluktuace, kolísání výboje a v krajním případě může způsobit i destrukci hořáku.

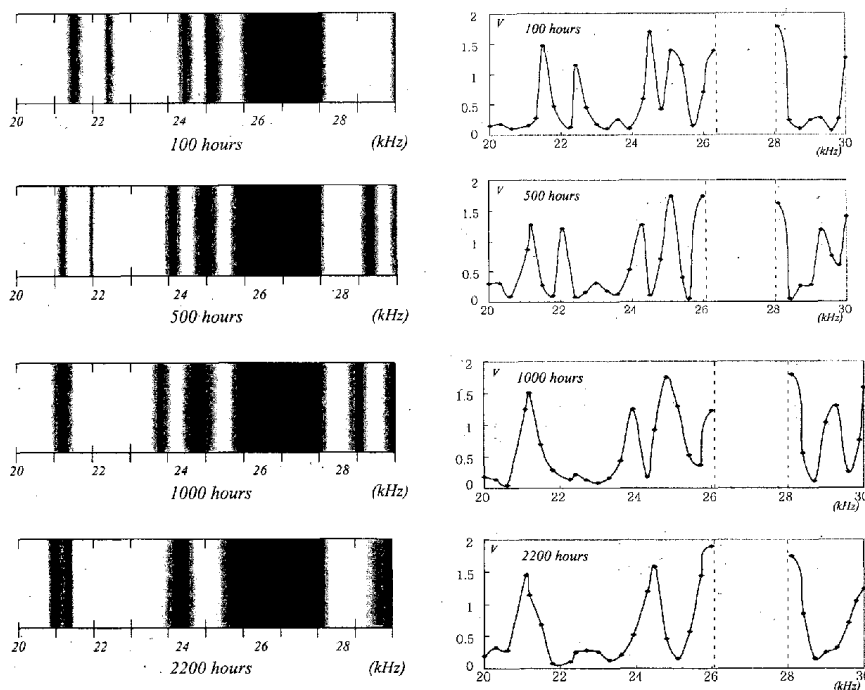
Z fyzikálního hlediska vzniká na principu mechanického vlnění v plynech. Jedná o šíření vlny v uzavřeném objemu hořáku, kde pak vznikají místa s různým tlakem. Místa s vyšším tlakem mohou dosahovat až stonásobků oproti místům s tlakem nižším. Proto jsou více namáhány stěny trubice, které tlak nemusí vydržet, praskají a může dojít i k výbuchu hořáku.

Kmitání je vyvoláno napájecím proudem o určité vysoké frekvenci. Frekvence napájecího proudu nesmí být shodná s vlastní frekvencí trubice hořáku. Vlastní frekvence závisí na konstrukci hořáku a náplni. Geometrie trubice, složení plynu a termodynamické podmínky plynu (teplota, tlak a hustota), jsou hlavními parametry. Problém nastává u regulace, kdy se mění teplota hořáku. S teplotou se změní i rychlost šíření mechanických (zvukových) vln v plynu a dojde ke změně vlastní frekvence hořáku. Předřadník se musí vyhýbat frekvenci hořáku, aby nedocházelo k AR.

Je několik způsobů, jak se AR vyhnout. Musí se s ní však počítat při návrhu předřadníku. Nabízí se možnost použít nízkou frekvenci v řádu stovek Hz, při níž nemůže AR dojít, protože je polovina vlnové délky větší než délka hořáku. Dále je možné naopak použít vysokou frekvenci v řádu stovek kHz, kdy vlivem krátké vlnové délky dojde prakticky ke splnutí míst s vysokým a nízkým tlakem. Řešením je také zkonstruovat předřadník tak, že bude měnit frekvenci a tím bránit AR.

Jev akustické rezonance není stále zcela objasněn. Je problém ho předem odhadnout. Proto se většinou u jednotlivých výbojek zjišťuje na základě měření. Vzhledem k různým konstrukčním řešením od mnoha výrobců, je potřeba měřit a zjišťovat rezonanci pro danou výbojku. Výsledky měření je možné znázornit graficky.

Z obrázku 4.3 je patrné, že i měření daného typu nám nezaručí, že bude známo kdy přesně k AR dochází. Rozsahy frekvencí se mění i během používání výbojky.

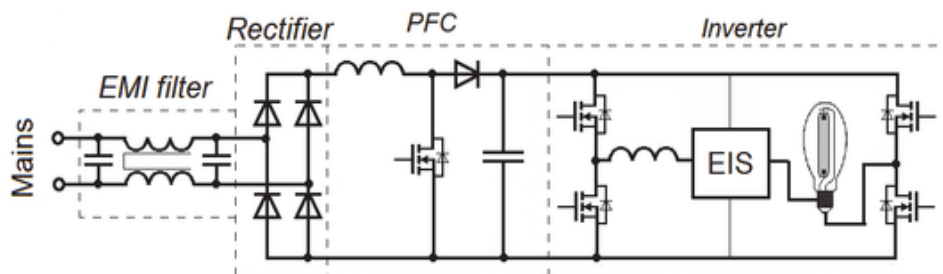


Obrázek 4.3 Změna vlastní rezonance v halogenidové výbojce při různé době používání [19]

4.2.2 Nízkofrekvenční předřadníky

Nízkofrekvenčním předřadníkům byla v poslední době věnována pozornost. Předřadníky jsou poměrně jednoduché a spolehlivé. Na vstupu je použit EMI filtr proti vysokofrekvenčnímu rušení. Následuje usměrňovač a PFC výkonový korektor zajišťující sinusový odběr napájecího proudu. Výbojka je napájena pomocí střídače zapojeného do plného můstku. Můstek pracuje na frekvencích v řádech stovek Hz, (běžně 200 Hz). Před výbojkou je ještě zařazena tlumivka a zapalovací zařízení.

Regulace je u tohoto zapojení obtížnější, ale může probíhat pomocí pulzně šířkové modulace.



Obrázek 4.4 Schéma nízkofrekvenčního elektronického předřadníku [20]

4.2.3 Vysokofrekvenční předřadníky

Vysokofrekvenční předřadníky generují pro napájení výbojky vysokou frekvenci v řádu kHz. Tato frekvence se pohybuje od 20 do 200 kHz. Často jsou využívány pro napájení sodíkových výbojek. S vyšší frekvencí se zlepšuje jejich účinnost, nemůže docházet ke stroboskopickému efektu a lépe se výkonově regulují. Naopak nevýhodou je, že může docházet k výše zmíněné akustické rezonanci. S AR je potřeba při návrhu počítat.

4.2.4 Extrémně vysokofrekvenční předřadníky

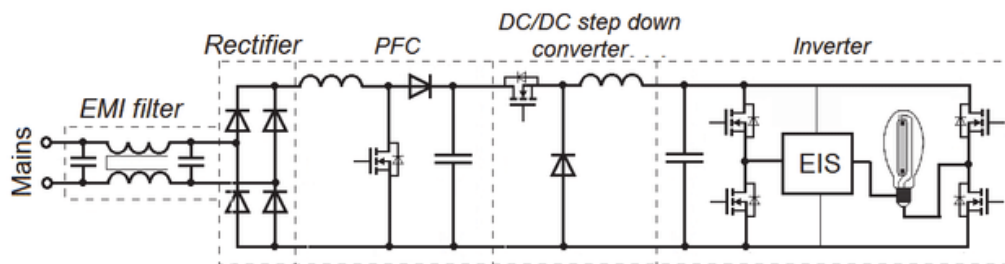
Frekvence se pohybuje ve vyšších hodnotách než 200 kHz. Není zde už problém s akustickou rezonancí, ale nastávají jiné problémy. Při vysokých frekvencích začínají hrát významnou roli přepínací ztráty. Musí se počítat s parazitní kapacitou a indukčností. Dále je složitější zajistit dobrou EMC. Celkově je návrh a výroba složitější. Je kladen větší důraz na kvalitu součástek. Tyto faktory pak předřadníky prodražují.

5. NÁVRH ELEKTRONICKÉHO PŘEDŘADNÍKU

V páté kapitole je věnována pozornost jednotlivým částem elektronického předřadníku. Je zde vysvětlena jejich funkce a nastíněny výpočty jednotlivých součástí.

5.1 Koncept předřadníku

Elektronický předřadník s kontinuálním řízením výkonu pro středotlaké UV výbojky by měl vypadat, jak je znázorněno na obrázku 5.1. Toto blokové schéma bude považováno jako výchozí při následujícím návrhu.



Obrázek 5.1 Schéma elektronického předřadníku s možností řízení výkonu [20]

5.2 Vstupní filtr

Elektromagnetická interference (EMI) je fyzikální jev, při kterém se energie, produkovaná zdrojem, přenáší prostřednictvím elektromagnetické vazby do jiných systémů, kde způsobí rušení.

Elektromagnetická kompatibilita (EMC) představuje vědní obor, zabývající se otázkami nežádoucího ovlivňování funkce různých technických i biologických systémů, působením elektromagnetického pole, přičemž jednotlivé systémy mohou nebo nemusí mít vzájemnou funkční souvislost. [24]

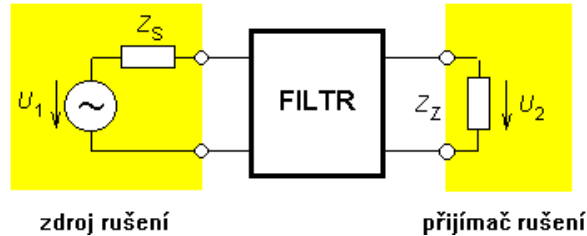
Jako ochrana před vysokofrekvenčním rušením šířícího se po vedení se používají odrušovací filtry. Nejčastěji se jedná o filtry LC typu dolní propust, které bez potlačení propouštějí signály s kmitočtem nižším, než je nastavený mezní kmitočet f_m . Zároveň tlumí složky, jejichž kmitočet je vyšší než tento mezní kmitočet f_m .

5.2.1 Síťový odrušovací filtr

Síťový odrušovací filtr zapojený na vstupu přístroje je v praxi nejvíce používaný. Vlastnosti filtru a velikost jeho útlumu závisí na vlastních parametrech filtru, na impedančních parametrech zdroje i přijímače rušení. To znamená na impedanci napájecí sítě ZS a impedanci přístroje ZZ, které je často problém přesně zjistit. Právě

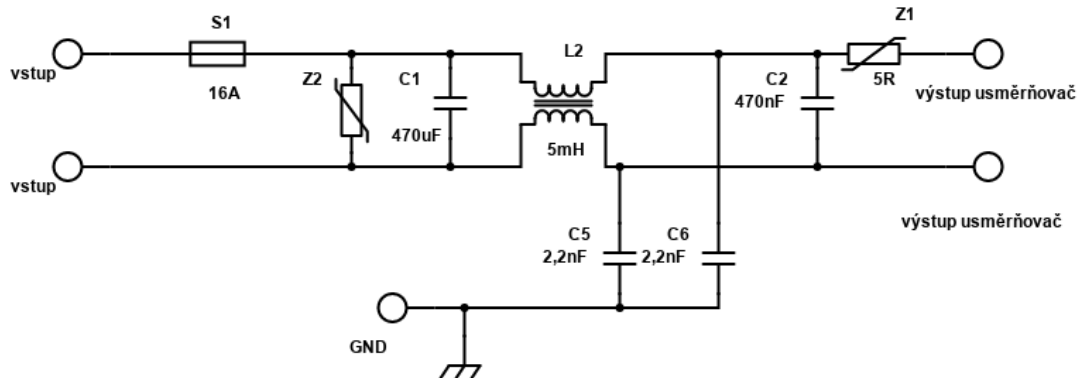
tato neurčitost impedancí způsobuje značné obtíže při návrhu síťového odrušovacího filtru a je hlavní příčinou odchylek v útlumu filtru.

Rozdíly mezi útlumem filtrů udávaným v katalogích a skutečnými hodnotami měřenými v provozních podmínkách tak mohou dosáhnout až několik desítek dB.



Obrázek 5.2 Odrušovací filtr zobrazen jako lineární dvojbran [25]

Celková indukčnost tlumivek odrušovacího filtru nesmí být větší než taková, při níž průchodem síťového proudu 50 Hz na nich nevznikne úbytek napětí větší než 1 % až 2 % jmenovité hodnoty napájecího napětí [25]. V praxi se uplatňují parazitní parametry součástek. Filtr dolní propusti se tak od určité frekvence při dominanci parazitních parametrů může stát propustí horní a rušení naopak zhoršovat.



Obrázek 5.3 Schéma odrušovacího síťového filtru [33]

5.2.2 Proudově kompenzovaná tlumivka

Základem odrušovacího filtru na obrázku 5.2 jsou proudově kompenzované tlumivky navinuté na společném jádře. Jsou navinuty tak, aby proudy tekoucí fázovým a zpětným vodičem vytvořily opačně orientované magnetické toky. To má za následek, že pro pracovní proudy kompenzovaná tlumivka představuje pouze zanedbatelnou impedanci. Naopak je tomu pro proudy asymetrické. Pro ty je impedance vysoká a jsou potlačeny. Účelem této tlumivky je potlačení asymetrie mezi fázovým a zpětným vodičem.

5.2.3 Kondenzátor C_X

Kondenzátor C_X je odrušovací kondenzátor třídy X. Jedná se o bezpečnostní kondenzátor, jehož průraz nemůže ohrozit bezpečnost lidského života. Existují ještě podtřídy X1 a X2. Kondenzátor X1 je vhodný pro aplikace, kde je nebezpečí napěťových špiček větších než 1,2 kV. Kondenzátor X2 se použije pro oblasti pod touto hranicí.

V obvodu má kondenzátor C_X za úlohu potlačit vysokofrekvenční symetrická rušivá napětí. Jedná se o dolní propust, vysokofrekvenční signály jsou zkratovány.

5.2.4 Kondenzátor C_Y

Kondenzátor C_Y je odrušovací kondenzátor třídy Y. Jedná se speciální druh bezpečnostního kondenzátoru, který nesmí při průrazu zůstat vyzkratován. Kondenzátory zvládají po opakovaných průrazech znovu rozpojit obvod. Zapojují se mezi fázový a ochranný vodič, nebo uzemněný kryt přístroje a tam, kde je omezená přípustná hodnota svodového proudu.

V obvodu mají kondenzátory C_Y funkci, že opět tvoří dolní propust, tedy zkrat pro vysokofrekvenční signály. Na rozdíl od C_X potlačují nesymetrická rušivá napětí.

5.2.5 Rezistor R

Rezistor R nemá na potlačení rušivých vlivů prakticky žádný vliv. Jeho funkcí je vybíjení kondenzátorů ve filtru. Hodnota se volí v řádu stovek k Ω až jednotek M Ω .

5.2.6 Zvolení filtru

Výpočty a dimenzování vstupního filtru sebou nesou značné obtíže. Nejschůdnější cestou bude převzít schéma již navrženého filtru. Tyto filtry se také prodávají již hotové. Stačí si vybrat správný druh s vhodným výkonovým zatížením např. FN9244-6-06 síťový filtr s IEC zásuvkou 250 V/AC 6 A. Vnitřní zapojení je totožné se schématem na obrázku 5.3.

5.3 Usměrňovač

Za síťovým filtrem se bude nacházet usměrňovač. Vzhledem k tomu, že není možné použít transformátor s děleným vinutím pro vytvoření dvoucestného usměrňovače, bude pro tuto aplikaci nejvhodnější můstkový dvojpulzní usměrňovač neboli Graetzův můstek. Ten zajistí invertování záporné půlvlny na kladnou. Kvůli tomu se zkrátí perioda na polovinu, jinak řečeno zdvojnásobí se frekvence. Díky vyšší frekvenci bude potřeba menší kapacita sběracího kondenzátoru, protože bude menší zvlnění napětí a proudu.

5.3.1 Dimenzování usměrňovače

Napěťově je nutné dimenzovat diody na amplitudu U_a s určitou rezervou. Je vhodné uvažovat s přepětím 15 %.

Amplituda U_a je dána vztahem

$$U_a = \sqrt{2}U_{ef} = \sqrt{2} \times 230 = 325 \text{ V}, \quad (5.1)$$

kde U_{ef} je efektivní hodnota napětí.

Střední hodnotu napětí U_d je možné určit ze vztahu (5.2), kdy je uvažováno zvlnění napětí $\Delta U = 50 \text{ V}$.

$$U_d \cong \sqrt{2} U_{ef} - \frac{\Delta U}{2} = \sqrt{2} \times 230 - \frac{50}{2} = 300 \text{ V}, \quad (5.2)$$

kde U_{ef} je efektivní hodnota napětí.

Určit efektivní a špičkovou hodnotu proudu je obtížné. Střední hodnota proudu tekoucího kondenzátorem je nulová. Střední hodnota zátěže I_z je tedy rovna hodnotě mezilehlého proudu I_d .

Střední hodnota I_d je dána vztahem

$$I_d = I_z = \frac{P_d}{U_d} = \frac{600}{300} = 2 \text{ A}, \quad (5.3)$$

kde P_d je činný výkon zátěže a U_d střední hodnota napětí (obvykle 300 V). Pokud má být výkon měniče 600 W, po dosazení do vztahu (5.3) vychází proud $I_d = 2 \text{ A}$.

Pro střední hodnotu proudu $I_{Dstř}$ diodou platí

$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{2} = \frac{2}{2} = 1 \text{ A}. \quad (5.4)$$

Proud diodou dle vztahu (5.4) je 1 A.

Ztrátový výkon P_{ztr} na diodě určuje [26]

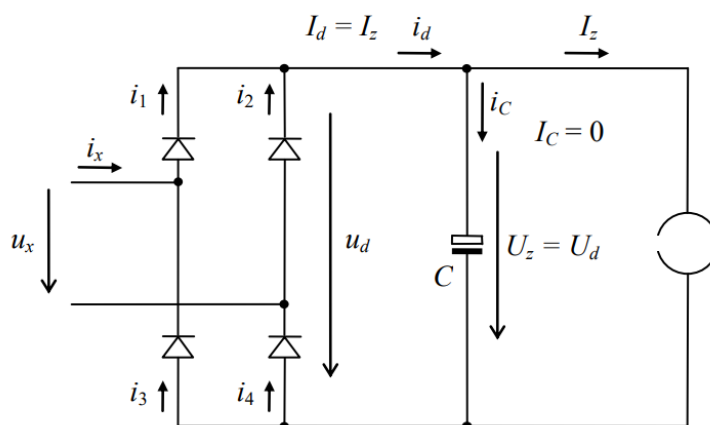
$$P_{ztr} = U_p I_{Dstř} + R_D I_{Def}^2, \quad (5.5)$$

kde U_p je napětí na diodě, $I_{Dstř}$ střední hodnota proudu tekoucího diodou, R_d odpor diody a I_{Def} efektivní hodnota proudu tekoucího diodou.

V praxi se také používá zkrácený stav [26]

$$P_{ztr} = U_p I_{Dstř} = 1,1 \times 1 = 1,1 \text{ W}. \quad (5.6)$$

kde U_p je napětí na diodě, $I_{Dstř}$ střední hodnota proudu tekoucího diodou. Dle doporučení hodnota ztrátového výkonu kvůli vodivostním ztrátám bude uvažována minimálně dvojnásobná 2,2 W a dioda bude následně zvolena s 4 až 6x vyšší proudovou zatížitelností, než je střední hodnota proudu. [26]



Obrázek 5.4 Dvojpulzní můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem [26]

Dalším možným způsobem je určit špičkovou hodnotu dle vztahu

$$I_{šp} = \frac{\pi}{2} I_{Dstř} = \frac{\pi}{2} \times 1 = 1,57 \text{ A}, \quad (5.7)$$

kde $I_{Dstř}$ střední hodnota proudu tekoucího diodou. Vztah lze použít, protože z usměrňovače je předpokládán sinusový odběr, nachází se za ním aktivní PFC.

S ohledem na proudové pulzy, které na diodě vznikají, musí být zvolena dioda s několikanásobnou hodnotou proudového zatížení, než je $I_{Dstř}$. Je nutné zvážit jaký ztrátový výkon P_{ztr} uchladí samotné pouzdro součástky, nebo bude uchazen přídatným chladičem. Usměrňovače se vyplatí naddimenzovat, zvolením vyšší hodnoty diody roste cena součástky minimálně.

Pro tuto aplikaci byly zvoleny diody s dostatečnou rezervou BY880-1000. Jedná se o univerzální diody na 1000 V a zvládají proud až 8 A. Je také možné použít již hotový Graetzův můstek, diody by ale kvůli lepšímu chlazení měly dosahovat vyšší spolehlivosti.

Pokud bude bráno v úvahu vytvoření univerzálního zařízení, které bude pracovat i na sítích o napětí 110 V, bude nutné diody dimenzovat s rezervou na hodnotu 14,26 A dle vztahu (5.13). Zde už nějaká rezerva je, protože bylo počítáno s hodnotou podpětí 85 V. Diody byly vybrány P2000J na 600 V 20 A.

5.4 PFC

Kompence účinnosti PFC (power factor correction) je vlastně posouvání fáze vstupního proudu vůči fázi napětí. Tímto obvod upravuje účinník $\cos \varphi$, který by se měl blížit hodnotě 1 pro nejvyšší účinnost zařízení. Většina spotřebičů nemá pouze odporový charakter, nýbrž také induktivní nebo kapacitní. Kompensací těchto charakterů dojde ke snížení

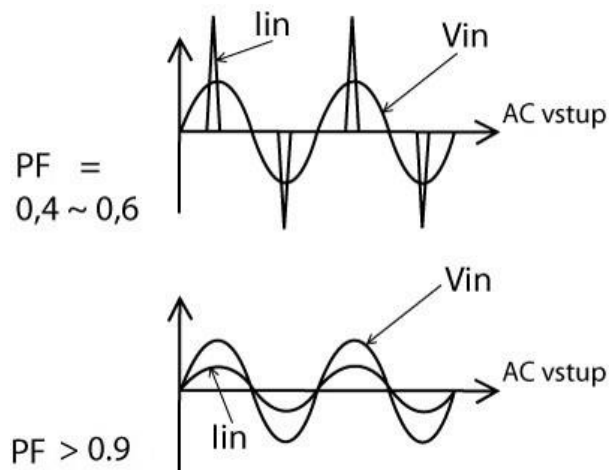
jalového výkonu. Snaha je, aby byl výkon zdánlivý roven výkonu činnému. Jalovým výkonem je pouze zbytečně zatěžována distribuční síť.

Platí vztah

$$P_{zd} = \sqrt{P_d^2 + P_j^2} = \sqrt{(I_{ef} \times U_{ef} \times \cos\varphi)^2 + (I_{ef} \times U_{ef} \times \sin\varphi)^2}, \quad (5.8)$$

kde P_{zd} je zdánlivý výkon, P_d střední výkon, P_j jalový výkon, U_{ef} a I_{ef} efektivní hodnoty napětí a proudu, ukazuje jednotlivé složky zdánlivého výkonu.

Velké množství spotřebičů neodebírá sinusový proud. V tom případě dochází k nerovnoměrnému zatěžování sítě, které je nežádoucí.



Obrázek 5.5 Nerovnoměrný odběr proudu ze sítě [27]

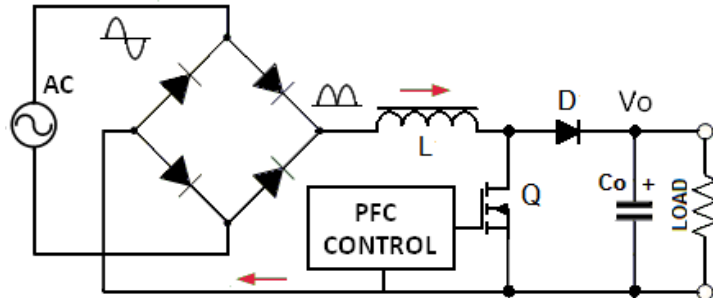
5.4.1 Pasivní PFC

Pasivní PFC jsou rozšířená hlavně díky jednoduchosti často pouze pro výkony do 100 W. Jedná se v podstatě o filtr dolní propusti. Je dimenzován na 100 Hz kvůli dvojpulznímu usměrňovači, na kterém tato frekvence vzniká. Filtr zajišťuje konstantní odběr proudu. Nevýhodou je hmotnost a rozměry tlumivky.

5.4.2 Aktivní PFC

Stále častěji se používá aktivní PFC. Důvodem je zlevnění aktivních součástek, materiálové šetření a snaha o dosažení lepších výsledků.

Na obrázku 5.6 je cívka L je řízena tranzistorem Q, který plní funkci spínače. Tranzistor je řízen kontrolním obvodem PFC pracujícím s mnohem vyšší frekvencí, než je frekvence usměrněného napětí a proudu.



Obrázek 5.6 Aktivní PFC filtr [29]

Při sepnutí spínače se napětí zvýší o hodnotu ΔI dle vztahu [28]

$$\Delta I = \frac{U_{in} \times t_{on}}{L}, \quad (5.9)$$

kde U_{in} je vstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{on} čas sepnutí tranzistoru. Napětí na cívce L se obrátí a uvolní veškerou energii přes diodu D .

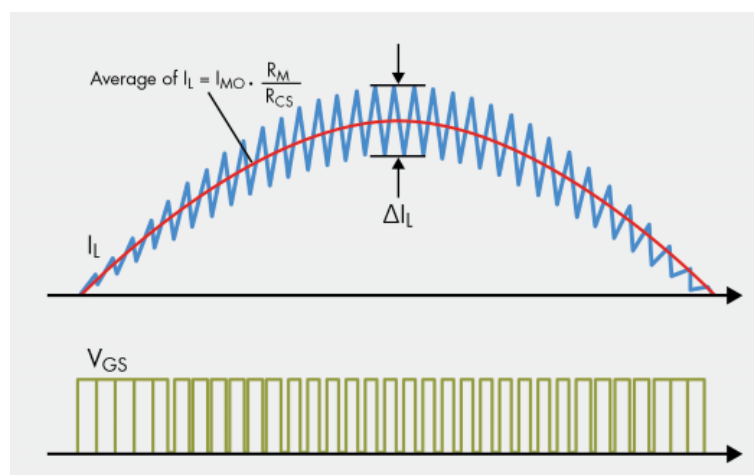
Při rozepnutí spínače proud klesne o ΔI dle vztahu [28]

$$\Delta I = \frac{(U_{out} - U_{in}) \times t_{off}}{L}, \quad (5.10)$$

kde U_{in} je vstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{off} čas vypnutí tranzistoru. Změnou pracovního cyklu diody se mění proud ΔI a můžeme tak syntetizovat požadovaný tvar $i(t)$.

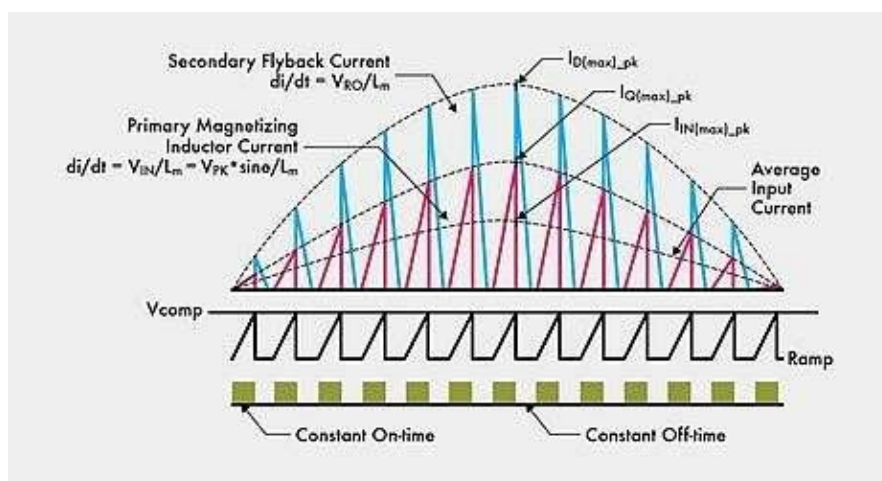
Aktivní PFC může pracovat ve 3 režimech. V režimu přerušovaného proudu (DCM), v režimu na hranici kontinuálního proudu (CRM) a v režimu kontinuálního proudu (CCM).

V režimu CCM při jednom cyklu odpovídajícímu polovině periody nedochází poklesu proudu k nule, ale hodnota proudu je udržována na určité hranici. Je zde pevně stanovená frekvence a jsou minimalizované proudové špičky.



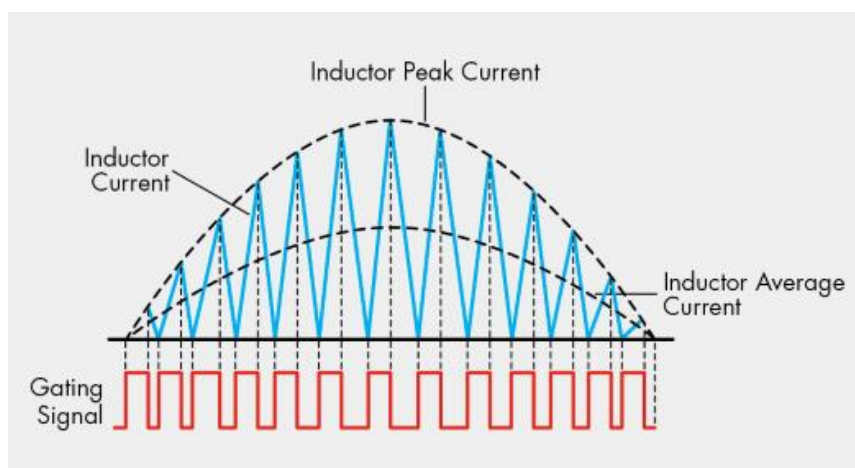
Obrázek 5.7 Režim kontinuálního proudu (CCM) [28]

Režim DCM má také fixní frekvenci. Když dojde k překročení maximální hodnoty, rozpojí se spínací prvek. Pracovní oblast púlperiody je znázorněna na obrázku 5.8.



Obrázek 5.8 Režim přerušovaného proudu (DCM) [38]

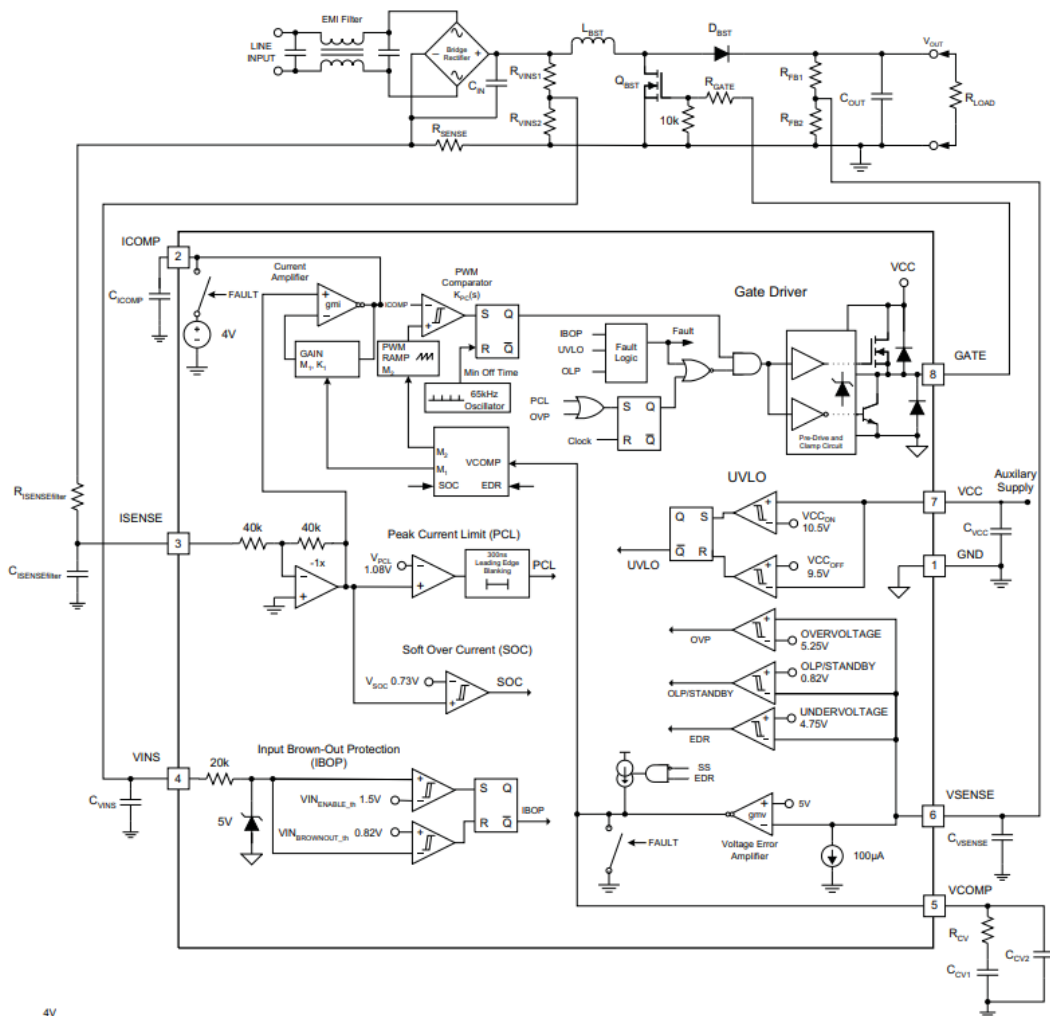
Režim CRM se liší od předchozích proměnlivou frekvencí. Sepnutí nového cyklu proběhne při poklesu proudu na nulovou hodnotu. Během pracovního cyklu (polovina periody) dochází k výrazným změnám frekvence.



Obrázek 5.9 Režim na hranici kontinuálního proudu (CRM) [28]

5.4.3 Princip aktivního PFC s UCC28019

Jedná se o kontrolér s osmi piny, který se dokáže přiblížit jednotkovému účinníku s minimálním harmonickým zkreslením. Vstupní výkon systému se může pohybovat od 100 do 2000 W. Obvod generuje PWM signál se stabilní frekvencí 65 kHz, což znamená, že pracuje v režimu kontinuálního proudu CCM. Režim CCM je znázorněn na obrázku 5.7. V obvodu jsou obsaženy různé ochrany např. přepět'ová, podpět'ová a při rozpojení smyčky. Obvod také umožňuje úsporný standby režim při nastavení napětí na VSENSE vstupu pod hodnotu napětí 0,77 V.



Obrázek 5.10 Blokové schéma řídicího PFC obvodu UCC28019 [35]

Snímací rezistor R_{SENSE} rozdělí zem na zem zdroje a zem spínače. Po sepnutí tranzistoru Q_{BST} se proudový signál z rezistoru R_{SENSE} dostane na filtr tvořený $R_{SENSEfiltr}$ a $C_{SENSEfiltr}$ a následně na vstup 3 ISENSE. Zde se nachází operační zesilovač v invertujícím zapojení s nastaveným zesílením -1. Invertovaný signál jde na vstupy tří operačních zesilovačů. Dva jsou zapojeny jako komparátory pro porovnání s referenční hodnotou napětí a tvoří proudové ochrany. Poslední operační zesilovač označený gmI dodává signál do PWM komparátoru.

Napěťový dělič RFB1 a RFB2 snímá výstupní napětí, které je dovedeno na vstup 6 VSENSE. Napětí se dostane na 3 komparátory, které porovnávají hodnoty napětí s referenčními a slouží jako napěťové ochrany. Čtvrtý komparátor, označen gmV porovnává signál s hodnotou 5 V a vede do vnitřní ovládací logiky. Ta podle velikosti

tohoto signálu a signálů z ochran nastavuje zesílení operačního zesilovače gmi a generátor pily.

Komparátor porovná proudový signál z operačního zesilovače a pilovitý signál. Pokud nedojde ke změně amplitudy pily, roste signál stále stejnou rychlostí. Proudový signál roste rychlostí, která je závislá na velikosti vstupního napětí. Při malém vstupním napětí, proud roste pomalu, proudový signál se potká s pilovitým za delší dobu a tranzistor je déle sepnutý. Při velkém vstupním napětí proud roste rychle, rychleji se potká se signálem pilovitým a tranzistor vypne dříve.

Následuje klopný obvod. O reset (jeho opětovné překlopení) se stará interní generátor s pracovní frekvencí 65 kHz. Ve chvíli, kdy se potkají proudový signál s pilou, jinými slovy se rovnají, dojde k převrácení stavu na komparátoru, které má za následek překlopení klopného obvodu a vypnutí výkonového tranzistoru Q_{BST} .

Zabudované ochranné obvody je možné rozdělit na dva druhy. První druh pouze upraví vstupní signály do PWM komparátoru a přizpůsobí signál pro spínání MOSFET tranzistorů. Druhý druh ochran vyřadí měnič z provozu.

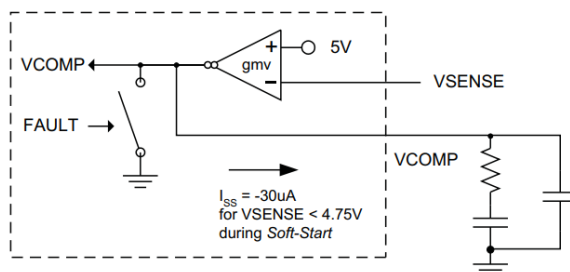
Mezi ochrany, které pouze upravují signál je možné zařadit ochranu klidového nadproudu (SOC) a podpěťovou ochranu na výstupu měniče (EDR). Obě ochrany fungují na principu srovnání s referenční hodnotou napětí na komparátorech. Následně jsou signály z komparátorů přivedeny do řídicí logiky a ta nastaví generátor pily a upraví zesílení operačního zesilovače gmi.

Ochran, které vyřazují celý měnič z provozu, je celkem 5. První dvě, špičkový proudový limit na vstupu (PCL) a přepětí na výstupu (OVP), jsou pomocí komparátorů srovnávány s referenčními hodnotami napětí. Následuje logický součin na hradle OR a pokud alespoň jedna ochrana zafunguje, překlopí se klopný obvod, který je nulován signálem clock.

Dalším ochranným obvodem je hlídání minimálního vstupního napětí IBOP na vstupu 4 VINS. Pak ochrana proti otevřené smyčce OLP a uvedení do pohotovostního režimu standby. Tato funkce je tu pro případ, že by došlo k rozpojení na VSENSE nebo výstupní napětí kleslo pod 16 %. Obvod je po zafungování uveden do pohotovostního režimu. Poslední obvod UVLO udržuje zařízení ve vypnutém stavu, dokud není VCC 10,5 V a nižší. Pokud klesne VCC až pod hodnotu napětí 9,5 V, zařízení bude opět udržovat ve vypnutém stavu. Tyto tři ochranné obvody fungují také na principu komparátorů a klopných obvodů a jsou přivedeny do logické chybové jednotky Fault logic.

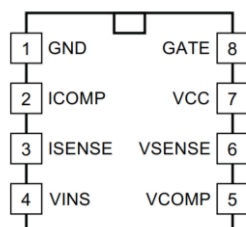
Logická chybová jednotka sepne dva spínače. První udržuje napětí 4 V na vstupu PWM komparátoru a druhá uzemní výstup operačního zesilovače gmv.

Všech těchto 5 ochranných obvodů je připojených na hradlo NOR a následně proběhne logický součin na hradle NAND. Tím se zajistí, že pokud bude hlásit chybu jakákoliv z ochran, signál nepůjde na výstup 8 pro gate.



Obrázek 5.11 UCC28019 Soft start [35]

Po uvolnění chybového stavu začne fungovat soft start. Soft start je řízen dvěma kondenzátory a rezistorem připojeným ke vstupu VCOMP. Během soft startu je do kompenzačních komponent přiváděn konstantní proud $30 \mu\text{A}$, což způsobí vzestup napětí na VCOMP lineárně, než dosáhne výstupní napětí 85 % své konečné hodnoty. V tom okamžiku se začne proud snižovat, dokud výstupní napětí nedosáhne 95 % své konečné hodnoty. Jak je překročeno 95 % hodnoty napětí, podpěťová ochrana (EDR) přestane být blokována.



Obrázek 5.12 UCC28019 rozmístění pinů [35]

1. GND – připojení země
2. ICOMP – vstup pro proudovou smyčkovou kompenzaci
3. ISENSE – vstup proudového informačního signálu
4. VINS – vstup pro snímání vstupního napětí a soft start
5. VCOMP – vstup pro napěťovou kompenzaci
6. VSENSE – vstup napěťového informačního signálu
7. VCC – napájení obvodu +15 V
8. GATE – výstup pro výkonový tranzistor v měniči

5.5 Návrh aktivního PFC

Pro návrh aktivního PFC by zvolen integrovaný obvod UCC28019. Jeho výrobce Texas Instruments má poměrně kvalitně zpracovány katalogové listy, kde je popsán postup návrhu vlastního PFC.

Prvním krokem je určení výstupního proudu

$$I_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{U_{OUT}} = \frac{600}{390} = 1,54 \text{ A}, \quad (5.11)$$

kde P_{OUT} je výstupní výkon, U_{OUT} výstupní napětí z aktivního PFC. V rámci návrhové rezervy bude proud zaokrouhlen na 2 A, po přepočtu vychází výstupní výkon na 780 W.

Dále bude určena maximální efektivní hodnota proudu to znamená při minimálním napětí dle vztahu [35]

$$I_{IN_RMS(MAX)} = \frac{P_{OUT(MAX)}}{\eta U_{IN(MIN)} PF} = \frac{780}{0,92 \times 85 \times 0,99} = 10,08 \text{ A}, \quad (5.12)$$

kde P_{OUT} je výstupní výkon, $U_{IN(MIN)}$ minimální vstupní napětí, které uvažuje podpětí v sítích 110 V, $\eta = 0,92$ je účinnost a $PF = 0,99$ je účinník [35].

Za předpokladu, že vstupní proud je sinusový, je následně možné určit špičkovou i střední hodnotu proudu.

Špičková hodnota proudu je dána vztahem

$$I_{IN_PEAK(MAX)} = \sqrt{2} I_{IN_RMS(MAX)} = \sqrt{2} \times 10,08 = 14,26 \text{ A}, \quad (5.13)$$

kde I_{IN_RMS} je efektivní hodnota proudu.

Střední hodnota je stanovena vztahem

$$I_{IN_AVG(MAX)} = \frac{2 I_{IN_PEAK(MAX)}}{\pi} = \frac{2 \times 14,26}{\pi} = 9,78 \text{ A}, \quad (5.14)$$

kde I_{IN_PEAK} je špičková hodnota proudu.

Ztrátový výkon na usměrňovači je [35]

$$P_{ZTR} = 2 U_P I_{IN_AVG(MAX)} = 2 \times 0,87 \times 9,78 = 17,02 \text{ W}, \quad (5.15)$$

kde I_{IN_AVG} je střední hodnota proudu a U_P prahové napětí diody P2000J. Kvůli snížení vstupního napětí až na 85 V, bude nutné přehodnotit usměrňovač a použít silnější diody. Zvoleny byly s ohledem na ztrátový výkon a hodnoty proudu. Střední hodnota proudu diodou dle rovnice (4.4) vychází 4,89 A. Diody P2000J jsou na 600 V a zvládají proud 20 A.

5.5.1 Výpočet vstupního kondenzátoru

Pro výpočet kondenzátoru je nutné zvolit zvlnění proudu a napětí. Zvlnění proudu je 20 % a napětí 6 %.

Výpočet zvlnění proudu dle vztahu

$$\Delta I = 0,2I_{IN_PEAK(MAX)} = 0,2 \times 14,26 = 2,85 \text{ A}, \quad (5.16)$$

kde I_{IN_PEAK} je špičková hodnota proudu.

Bude potřeba vypočítat špičkovou hodnotu napětí vztahem

$$U_{IN_PEAK(MIN)} = \sqrt{2}U_{IN_RMS(MIN)} = \sqrt{2} \times 85 = 120,2 \text{ V}, \quad (5.17)$$

kde $U_{IN_RMS(MIN)}$ je minimální efektivní hodnota napětí.

Výpočet zvlnění napětí dle vztahu

$$\Delta U = 0,06U_{IN_PEAK(MIN)} = 0,06 \times 120,2 = 7,21 \text{ V}, \quad (5.18)$$

kde $U_{IN_PEAK(MIN)}$ je minimální špičková hodnota napětí.

Nyní lze přejít k výpočtu vstupního kondenzátoru vztahem [35]

$$C_{IN} = \frac{\Delta I}{8f_{SW}\Delta U} = \frac{2,85}{8 \times 65 \times 10^3 \times 7,21} = 760 \text{ nF}, \quad (5.19)$$

kde ΔU zvlnění napětí, ΔI zvlnění proudu, f_{sw} je spínací frekvence měniče. Z řady E12 zvolena hodnota 820 nF.

5.5.2 Výpočet cívky

Nejdříve je nutné určit špičkovou hodnotu proudu na cívce [35]

$$I_{L_PEAK(MAX)} = I_{IN_PEAK(MAX)} + \frac{\Delta I}{2} = 14,26 + \frac{2,85}{2} = 15,69 \text{ A}, \quad (5.20)$$

kde I_{IN_PEAK} je špičková hodnota proudu bez započteného zvlnění, ΔI zvlnění proudu.

Následně lze postoupit k výpočtu cívky dle vztahu [35]

$$L_{(MIN)} \geq \frac{U_{OUT}(1-s)s}{f_{SW}\Delta I} = \frac{390 \times (1 - 0,5) \times 0,5}{65 \times 10^3 \times 2,85} = 526 \mu\text{H}, \quad (5.21)$$

kde je ΔI zvlnění proudu, f_{sw} je spínací frekvence měniče, U_{OUT} je výstupní napětí z PFC, s je střída. Při výpočtu byla uvažována střída 0,5, což je nejhorší případ. Induktor bude volen 550 μH . Cívku bude nutné vyrobit. Kvůli vysoké frekvenci by mělo být použito vysokofrekvenční lanko.

Je možné také určit maximální střídu [35]

$$S_{MAX} = \frac{U_{OUT} - U_{IN_PEAK(MIN)}}{U_{OUT}} = \frac{390 - 120,2}{390} = 0,69, \quad (5.22)$$

kde U_{OUT} je výstupní napětí z PFC, $U_{IN_PEAK(MIN)}$ je minimální špičkové vstupní napětí.

5.5.3 Dimenzování diody v měniči

Konkrétně se jedná o měnič zvyšující step up. Zde se už dioda dimenzuje s rezervou na výstupní proud měniče. Kvůli nižším ztrátám bude volena silikon karbidová dioda, jejíž prahové napětí se pohybuje kolem 1,6 V a parazitní náboj dosahuje 17 nC.

Celkové ztráty jsou dány [35]

$$\begin{aligned} P_{ZTR} &= U_P I_{OUT(MAX)} + 0,5 f_{SW} U_{OUT} Q_D, \\ &= 1,6 \times 2 + 0,5 \times 65 \times 10^3 \times 390 \times 17 \times 10^{-9} = 3,42 \text{ W}, \end{aligned} \quad (5.23)$$

kde U_{OUT} je výstupní napětí z PFC, U_P je prahové napětí CSD06060, Q_D je parazitní náboj diody, f_{sw} je spínací frekvence měniče, $I_{OUT(MAX)}$ je maximální výstupní proud. Byla zvolena silikon karbidová dioda CSD06060 na napětí 600 V a proud 6 A.

5.5.4 Dimenzování MOSFET tranzistoru

Pro správné dimenzování tranzistoru bude určena efektivní hodnota proudu a tranzistor následně naddimenzován dle katalogu výrobce integrovaného obvodu. Kvůli nižším ztrátám byl zvažován tranzistor z karbidu křemíku SCT2080KE.

Proud tranzistorem lze určit pomocí vztahu [35]

$$\begin{aligned} I_{DS_RMS} &= \frac{P_{OUT(MAX)}}{U_{IN_PEAK(MIN)}} \sqrt{2 - \frac{16 U_{IN_PEAK(MIN)}}{3 \pi U_{OUT}}}, \\ &= \frac{780}{120,2} \times \sqrt{2 - \frac{16 \times 120,2}{3 \times \pi \times 390}} = 7,89 \text{ A}, \end{aligned} \quad (5.24)$$

kde U_{OUT} je výstupní napětí z PFC, $U_{IN_PEAK(MIN)}$ je minimální špičkové vstupní napětí, $P_{OUT(MAX)}$ je maximální výstupní proud.

Ztráty vodivostní jsou dány vztahem [35]

$$P_{COND} = I_{DS_RMS}^2 R_{DSon} = 7,89 \times 0,07 = 0,55 \text{ W}, \quad (5.25)$$

kde I_{DS_RMS} je proud tekoucí tranzistorem, R_{DSon} je parazitní odpor tranzistoru.

Dále je nutné určit ztráty přepínací vztahem [35]

$$\begin{aligned} P_{SW} &= f_{sw} (t_r U_{OUT} I_{IN_PEAK(MIN)} + 0,5 C_{OSS} U_{OUT}^2), \\ &= 65 \times 10^3 \times (27 \times 10^{-9} \times 390 \times 14,26 + 0,5 \times 142 \times 10^{-12} \times 390^2), \end{aligned} \quad (5.26)$$

$$P_{SW} = 10,46 \text{ W},$$

kde U_{OUT} je výstupní napětí z PFC, f_{sw} je spínací frekvence měniče, $I_{IN_PEAK(MIN)}$ je maximální výstupní proud, C_{OSS} je výstupní kapacita, t_r doba náběhu.

Celkové ztráty na tranzistoru jsou dány součtem ztrát přepínacích a vodivostních

$$P_{ztr} = P_{COND} + P_{SW} = 0,55 + 10,49 = 11,01 \text{ W}. \quad (5.27)$$

Při porovnání se ztrátami původního měniče v listech výrobce s tranzistorem SPP20N60C3 bylo docíleno volbou efektivnějšího tranzistoru STWA48N60DM2 navýšení ztrátového výkonu cca o 2 W. Výkon měniče byl ale více než zdvojnásoben. Zvolený tranzistor STWA48N60DM2 je 3x levnější než alternativa z karbidu křemíku SCT2080KE s nižší kapacitou 77 pF ale vyšším odporem 0,08 Ω . Po přepočtení ztrátového výkonu by mohlo SiC tranzistorem dojít k úspoře cca 0,2 W, což považuji za zanedbatelné vzhledem k výkonu měniče.

5.5.5 Výpočet výkonového rezistoru

Kvůli přizpůsobení zesílení interního nelineárního limitu výkonu, je snímací rezistor R_{SENSE} dimenzován tak, aby spustil klidový nadproud o 25 % vyšší než maximální špičkový proud induktoru při použití minimální prahové hodnoty U_{SOC} z vývodu ISENSE [35].

Hodnota rezistoru je dána vztahem [35]

$$R_{SENSE} = \frac{U_{SOC}}{I_{L_PEAK(MAX)} \times 1,25} = \frac{0,66}{15,69 \times 1,25} = 0,034 \Omega, \quad (5.28)$$

kde U_{SOC} je minimální prahová hodnota z katalogu, $I_{L_PEAK(MAX)}$ je maximální proud cívky.

Ztrátový výkon je dán vztahem [35]

$$P_{SENSE} = I_{IN_RMS(MAX)}^2 R_{SENSE} = 10,08^2 \times 0,033 = 3,35 \text{ W}, \quad (5.29)$$

kde R_{SENSE} je odpor rezistoru dle (5.28), $I_{IN_RMS(MAX)}$ je maximální efektivní hodnota proudu.

K realizaci výše popsaného rezistoru R_{SENSE} je možné použít odporový drát, nebo 3 paralelně zapojené rezistory 0,1 Ω o zatížení 2 W. Výsledný rezistor má parametry 0,033 Ω a zatížení 6 W.

Ochrana omezení špičkového proudu PCL se spustí, když se napětí na rezistoru R_{SENSE} bude rovnat napětí U_{PCL} . Pro analýzu nejhoršího případu se použije maximální hodnota U_{PCL} v katalogu [35].

Výpočet proudu I_{PCL} dle vztahu [35]

$$I_{PCL} = \frac{U_{PCL}}{R_{SENSE}} = \frac{1,15}{0,033} = 34,84 \text{ A}, \quad (5.30)$$

kde R_{SENSE} je odpor rezistoru dle (5.28) a U_{PCL} je napětí na R_{SENSE} .

5.5.6 Výpočet výstupního kondenzátoru

Katalog výrobce UCC28019 doporučuje při výpočtu minimální výstupní kapacity počítat s minimální frekvencí sítě $f = 47 \text{ Hz}$, které odpovídá perioda $T = 21,28 \text{ ms}$, a minimálním výstupním napětím $U_{OUT(MIN)} = 300 \text{ V}$ [35].

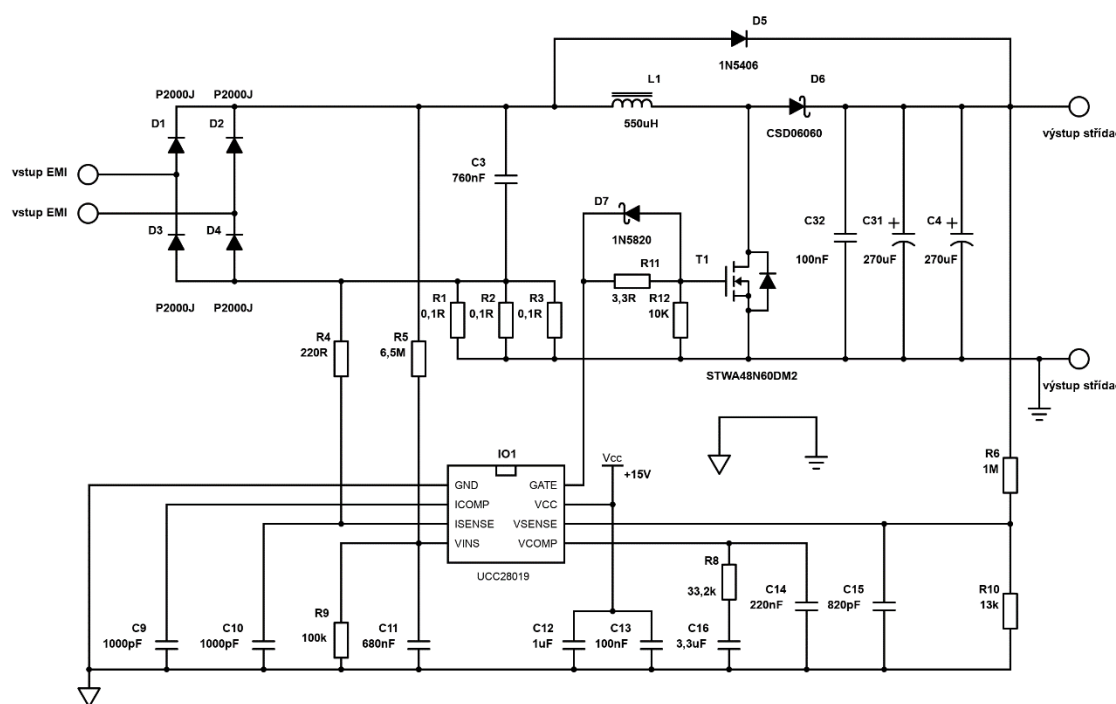
Pro výstupní kondenzátor platí vztah [35]

$$C_{OUT(MIN)} \geq \frac{2P_{OUT}T}{U_{OUT}^2 - U_{OUT(MIN)}^2}, \quad (5.31)$$

$$C_{OUT(MIN)} \geq \frac{2 \times 780 \times 21,28 \times 10^{-3}}{390^2 - 300^2} = 535 \mu\text{F},$$

kde P_{OUT} je výstupní výkon, T perioda, minimálním výstupním napětím $U_{OUT(MIN)}$. Kapacita kondenzátoru byla uvažována z řady E12 $560 \mu\text{F}$. Kvůli snížení proudu tekoucího kondenzátorem je možné ve stejné řadě použít 2 paralelně spojené kondenzátory $270 \mu\text{F}$ na napětí 450 V Würth Elektronik 861101485020.

5.5.7 Schéma zapojení aktivního PFC



Obrázek 5.13 Navržený aktivní PFC včetně vstupního filtru

Byly provedeny pouze základní výpočty k přizpůsobení aktivního PFC této aplikaci. Zbytek hodnot součástek byl převzat ze zapojení v katalogu výrobce obvodu UCC28019.

Dioda D7 je použita kvůli zrychlení vypínání tranzistoru. Dimenzovat je ji nutné s ohledem na výstup GATE z IO1. Na něm je maximální napětí 14 V a dodá dokáže až proud 2 A. Byla vybrána Schottkyho dioda 1N5822 s mezními parametry 40 V a 3 A.

Rezistor R12 slouží k zajištění vypnutého stavu tranzistoru tím, že na něm udržuje určitou hodnotu napětí. Rezistor R11 je zde použit kvůli omezení nárazového proudu při nabíjení kapacity tranzistoru a ochraňuje tím budič UCC28019.

5.6 DC/DC měnič

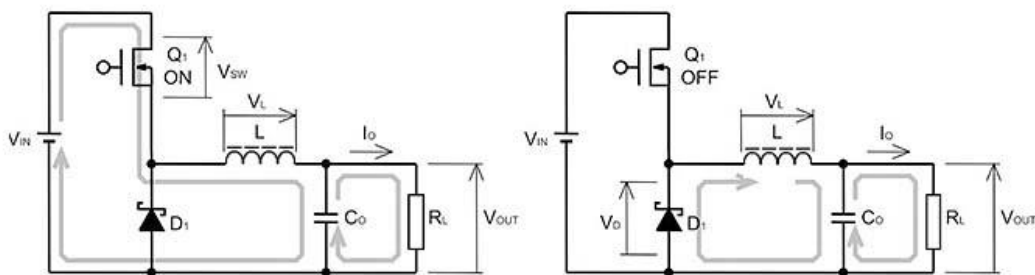
DC/DC měnič obecně mění velikost vstupního napětí, to znamená že ho zvyšuje nebo snižuje. Při této aplikaci bude potřeba řídit výkon výbojky. K tomu je možné využít snižující měnič step down (buck).

Jedná se o jednkvadrantový stejnosměrný pulzní měnič pracující v I. kvadrantu. Na výstupu je produkováno impulzní napětí $u(t)$ se střední hodnotou U . Dochází také k pilovému zvlnění proudu $i(t)$ se střední hodnotou I . Průběh proudu je ve skutečnosti exponenciální, zjednodušuje se linearizací na pilovitý průběh. Měnič by měl pak pracovat na frekvenci 2 až 20 kHz.

Zvlnění proudu závisí na nerovnosti [34]

$$\frac{L}{R} > \frac{1}{f}, \quad (5.32)$$

kde L je indukčnost a $R = R_L$ na obrázku 5.14, f je frekvence pracujícího měniče. Zlomek L/R je časová konstanta, $1/f$ je perioda. Vyšší frekvenci nebo zvýšením indukčnosti cívky lze zvlnění potlačit. Ideální by byl konstantní průběh proudu I v čase t .



Obrázek 5.14 Step down měnič se sepnutým tranzistorem (napravo), s vypnutým (nalevo) [29]

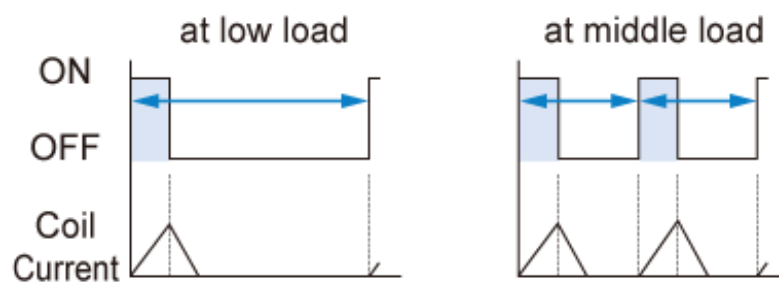
Zapojení funguje následovně. Pokud je tranzistor Q1 sepnutý, prochází jím proud do cívky. Za cívku se proud dělí do zátěže a dobíjí kondenzátor. Do cívky se naakumuluje energie a uloží se do jádra ve formě magnetického pole. Následně, když tranzistor Q1 vypne, napětí na cívce mění polaritu. Otevře se dioda D1. Přes tuto diodu

protéká proud cívkou do zátěže. Proud cívkou postupně klesá, protože akumulovaná energie v jádře se zmenšuje.

Tento obvod lze ovládat více způsoby. Nabízí se možnosti pulsně frekvenční modulace (PFM) nebo pulzně šířková modulace (PWM).

5.6.1 PFM

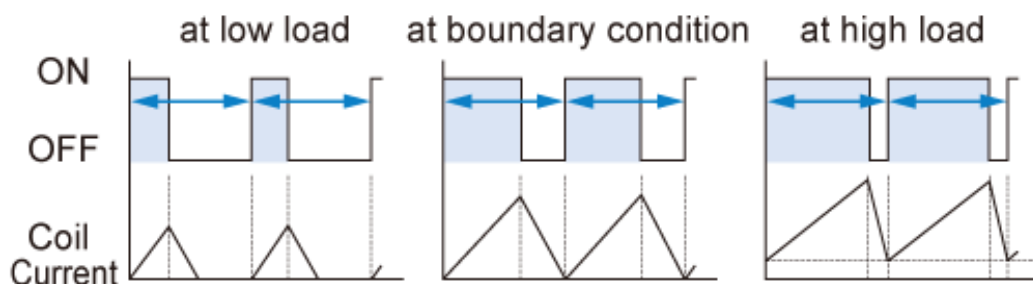
Pulzně frekvenční modulace PFM je také někdy nazývaná proměnná frekvenční modulace VFM. Pro tuto modulaci je stěžejní konstantní doba pulzu, mění se však frekvence oscilátoru. Zařízení ovládané pomocí PFM dosahují vysokých účinností [30]. Problematické bývá vysoké zvlnění napětí a obtížné potlačení šumu [30].



Obrázek 5.15 Průběh PFM [30]

5.6.2 PWM

Pulzně šířková modulace PWM má na rozdíl od PFM konstantní frekvenci, ale mění se šířka pulzu. Dochází ke změně střídy. Zvlnění napětí je nízké, potlačení šumu snadné. Zařízení bohužel dosahují nižší účinnosti [30]. I přes nižší účinnost zařízení se hojně využívá. Některé konstrukce měničů dokonce mohou podle zátěže přepínat mezi PWM a PFM.



Obrázek 5.16 Průběh PWM [30]

Již zmíněná střída s je dána vztahem

$$s = \frac{t}{T}, \quad (5.33)$$

kde t je délka pulzu a T perioda.

Pro generaci PWM pulzů je několik možností. Je možné zakoupit již hotové PWM regulátory jako integrované obvody. Sestavit obvod lze také pomocí operačních zesilovačů nebo oscilátoru NE555. Také se nabízí naprogramování mikrokontroleru např. Arduino.

5.6.3 Návrh DC/DC měniče pro regulátor

Schéma silové části snižujícího měniče je na obrázku 5.1. V následujících odstavcích bude stručně rozebrán návrh DC/DC měniče pro regulátor. Podrobněji mu bude věnována pozornost v příloze, která bude také obsahovat příslušné výpočty.

Prvním krokem při návrhu měniče je určení indukčnosti cívky L . Než bude vypočtena indukčnost cívky L , je nutné určit zvlnění proudu ΔI . Zvlnění proudu ΔI se běžně pohybuje kolem 10 %. Pro výstupní proud 2 A to znamená 0,2 A. Aby byla jistota, že zvlnění proudu nedosáhne vyšší hodnoty, je nutné do výpočtu dosadit střidu 0,5, což je hodnota, kdy zvlnění dosahuje maxima [34]. Následně je nutné zvolit frekvenci měniče. Ta se volí v řádu kHz, popřípadě desítek kHz.

Kondenzátor C zlepšuje kvalitu filtrace. Zpravidla se volí elektrolytický kondenzátor, zejména kvůli vysoké kapacitě a malému parazitnímu sériovému odporu. Nevýhodou je ale vysoká parazitní indukčnost, která je dána konstrukcí tohoto typu kondenzátoru. Paralelně k němu se zapojí bezindukční kondenzátor polypropylenový nebo keramický o hodnotě 100 nF až 1 μ F. Ten zanedbatelně navýší kapacitu, ale potlačí parazitní indukčnost [34].

Dimenzování polovodičů je obdobné jako v předchozích kapitolách. Dimenzování diody je popsáno v kapitole 5.5.3 a dimenzování tranzistoru v 5.5.4. Dioda by měla zvládat vysokou frekvenci v řádu desítek kHz, pravděpodobně bude výběr zúžen na dostupné Schottkyho diody. Tranzistor musí obdobně jako dioda snášet vyšší frekvenci. Při výběru bude minimálně zvaženo použití polovodičů z SiC.

K řízení snižujícího měniče může být použita kombinace obvodů IR2110 a SG3525. Konkrétně se jedná o MOSFET driver IR2110 a řídicí obvod modulovaný šířkou pulzu SG3525, který se používá k řízení snižujících měničů a střídačů zapojených do polomůstků, nebo plných H můstků. Těmto obvodům bude věnována pozornost v kapitole 5.8.

Po konzultaci a opětovném zvážení bylo rozhodnuto, že bude snižující měnič pro řízení výkonu vynechán. Výkonová regulace bude probíhat pomocí střídače. Nicméně i původní konstrukce je možná. Vzhledem k tomu, že tato práce především prozkoumává dostupné možnosti napájení, bude zde kapitola ponechána, jako alternativní možnost řízení.

5.7 Strídač

Strídač zajišťuje optimální režim výbojky a stará se o zapálení výboje dostatečně vysokým napětím. Je složen ze spínacích součástek zapojených do polomůstku, nebo plných H můstku a rezonančního obvodu. Rezonanční obvod tvoří tlumivka sériově s výbojkou a kondenzátor paralelně zapojený k výbojce.

5.7.1 Dimenzování tranzistorů

Při dimenzování tranzistorů je nutné počítat s efektivní hodnotou proudu tekoucí do zátěže 3,2 A. Špičková hodnota při pilovitém zvlnění je 5,5 A. Dále je nutné vzít v úvahu proud tekoucí zapalovacím kondenzátorem, jehož hodnota může dosahovat desítek A.

Vybrán byl tranzistor MSC060SMA070B, který zvládá až napětí až 700 V a proud podle katalogu až 39 A. Přednost byla dána kvůli vysoké frekvenci SiC tranzistoru, který má nízkou kapacitu a díky ní bude mít nižší přepínací ztráty.

Vodivostní ztráty byly určeny dosazením odporu $R_{DSon} = 60 \text{ m}\Omega$ a špičkového proudu kvůli proměnlivé střídě (je nutné uvažovat nejhorší případ) do vztahu (5.25). Výsledné ztráty dosahují 1,82 W.

Ztráty přepínací je možné rozdělit na ztráty při sepnutí a při vypnutí.

Ztráty při sepnutí jsou dány vztahem [26]

$$W_{on} \cong \frac{1}{2} U_d I_z t_{on} = \frac{1}{2} \times 195 \times 2 \times 18 \times 10^{-9} = 3,51 \mu\text{J}, \quad (5.34)$$

kde U_d je střední hodnota napětí, I_z proud zátěže t_{on} čas sepnutí tranzistoru MSC060SMA070B 18 ns [48].

Ztráty při vypnutí jsou dány vztahem [26]

$$W_{off} \cong \frac{1}{2} U_d I_z t_{off} = \frac{1}{2} \times 195 \times 2 \times 26 \times 10^{-9} = 5,07 \mu\text{J}, \quad (5.35)$$

kde U_d je střední hodnota napětí, I_z proud zátěže t_{off} čas vypnutí tranzistoru MSC060SMA070B 26 ns [48].

Celkové ztráty přepínací určuje vztah [26]

$$P_{sw} = f_{max}(W_{on} + W_{off}) = 100 \times 10^3(3,51 \times 10^{-6} + 5,07 \times 10^{-6}) = 0,86 \text{ W}, \quad (5.36)$$

kde W_{on} je ztrátová energie při sepnutí, W_{off} je ztrátová energie při vypnutí a f_{max} je maximální spínací frekvence 100 kHz.

Po sečtení vodivostních a přepínacích ztrát jsou získány celkové ztráty 2,68 W na tranzistor. Ztráty jsou ale velice optimistické, závisí na katalogových hodnotách

výrobce. Při návrhu bude potřeba počítat s minimálně dvojnásobnými hodnotami a následně bude nutné otestovat vše na funkčním modelu.

5.7.2 Dimenzování kondenzátorů v polomůstku

Nejdřív bude vypočten náboj.

Náboj se určí vztahem

$$\Delta Q = I \Delta t = 3,2 \times 14,29 \times 10^{-6} = 45,73 \mu C, \quad (5.37)$$

kde I je proud a t je čas, po který proud procházel. Proud je uvažován maximální 3,2 A, změně času Δt odpovídá polovina periody pracovní frekvence střídače 14,29 μs . Protože se bude frekvence měnit, bude uvažována nejnižší možná 35 kHz. Tím bude zajištěno, že bude kapacita dostatečná. Na nižší frekvenci není možné klesnout kvůli nebezpečí akustické rezonance a následné destrukci výbojky.

Dimenzování kondenzátorů v polomůstku bude probíhat pomocí základního vztahu pro výpočet kapacity.

Výpočet dle vztahu

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{45,73 \times 10^{-6}}{3,9} = 11,73 \mu F, \quad (5.38)$$

kde ΔQ je změna náboje při změně napětí ΔU , které odpovídá napětí 3,9 V. Kondenzátor bude sestaven ze 2 paralelně zapojených, kvůli snížení proudového zatížení. Zvolen bude nejbližší vyšší z řady E12 2 x 6,8 μF typ C4AF1BU4680T12K KEMET.

5.7.3 Dimenzování tlumivky

Tlumivka slouží v obvodu pro omezení proudu tekoucího do výbojky a spolu s kondenzátorem paralelně připojeným k výbojce tvoří rezonanční obvod. Tento rezonanční obvod slouží ke generaci vysokonapětového kmitu, pro zažehnutí výboje v trubici. Kvůli tomuto rezonančnímu obvodu bude muset výbojka startovat při frekvenci, na kterou je obvod naladěn.

Pokud bude uvažována efektivní hodnota proudu tekoucí tlumivkou 3,2 A, kvůli pilovitému průběhu je nutné tuto hodnotu násobit $\sqrt{3}$ pro získání hodnoty špičkové. Špičková hodnota vychází 5,5 A, rozkmit proudu ΔI bude dvojnásobný 11 A.

Při zanedbání úbytku napětí na tranzistorech je maximální napětí na polomůstku 195 V. Maximální výkon výbojky je při napětí 135 V. Rozdílem těchto dvou napětí je napětí na tlumivce U_i .

Při návrhu tlumivky bude použit vztah

$$L = U_i \frac{\Delta t}{\Delta I} = 60 \times \frac{14,29 \times 10^{-6}}{11} = 78 \mu H, \quad (5.39)$$

kde U_i je indukované napětí, Δt změna času a ΔI změna proudu. $\Delta t = 14,29 \mu s$ odpovídá polovině periody vypočtené z pracovní frekvence při maximálním výkonu 35 kHz.

5.7.4 Dimenzování zapalovacího kondenzátoru

Kondenzátor tvoří spolu s tlumivkou rezonanční obvod. Kdyby byl tento obvod naladěný do rezonance při pracovní frekvenci polomůstku 100 kHz, tak by tekly kondenzátorem příliš vysoké proudy a docházelo by k přetěžování MOSFET tranzistorů ve střídači. Z tohoto důvodu bude snaha rezonanční obvod ladit na 3. harmonickou to znamená 300 kHz. Kapacita kondenzátoru se sníží téměř desetkrát.

Platí Thomsonův vztah

$$C = \frac{1}{L \times 2^2 \pi^2 f^2} = \frac{1}{78 \times 10^{-6} 2^2 \pi^2 (300 \times 10^3)^2} = 3,6 nF, \quad (5.40)$$

kde L je indukčnost tlumivky a f je pracovní frekvence. Kondenzátor bude muset být kvůli vysokým nárokům sestaven z několika kondenzátorů zapojených sériově, paralelně popřípadě kombinací obou zapojení. Nabízí se například 6 do série zapojených kondenzátorů 22 nF na 1000 VAC typ PHE450XD5220JD20R06L2 KEMET.

Dále je nutné určit proud kondenzátorem.

Nejdříve bude určena reaktance dle vztahu

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 300 \times 10^3 \times 3,6 \times 10^{-9}} = 147,37 \Omega, \quad (5.41)$$

kde f je frekvence 3. harmonické, C je kapacita zapalovacího kondenzátoru.

Následuje výpočet proudu kondenzátorem. Maximální velikost zápalného napětí bude s rezervou menší než 3 kV. Hodnota proudu podle Ohmova zákona vychází 20,36 A.

Pro srovnání při frekvenci 100 kHz, by hodnota kondenzátoru vycházela 32,47 nF. Tomuto případu by odpovídal proud tekoucí kondenzátorem 61,2 A.

Dále byla také zvážena 5. harmonická, které odpovídá frekvence 500 kHz. Zapalovací kondenzátor by měl hodnotu 1,3 nF. Této hodnotě by odpovídal proud 12,25 A.

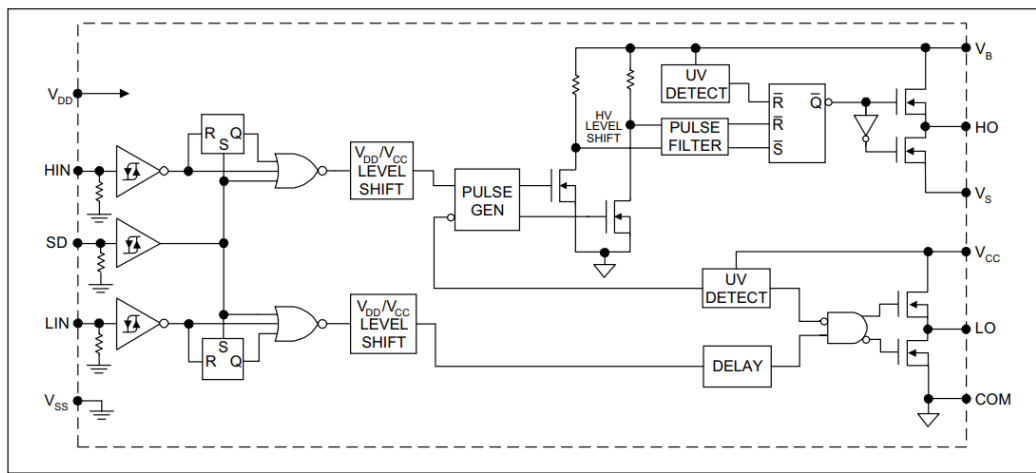
5.8 Řízení H polomůstku pomocí IR2110

Pro ovládání polomůstku byl vybrán MOSFET driver IR2110. Americká technologická společnost International Rectifier, která se v roce 2015 stala součástí společnosti Infineon Technologies, nabízí velké množství řídicích obvodů pro měniče v řadách IR21 a IR22.

Integrovaný obvod IR2110 je MOSFET driver primárně určený pro řízení poloviny H můstku, ale je možné nalézt také zapojení, kde řídí např. snižující měnič.

MOSFET tranzistory jsou napětím řízené tranzistory. Kapacita gate by měla být nabitá obvykle na napětí 9–10 V. Vysoké napětí na drain způsobuje problém s interakcí kapacity mezi gate a drain [49]. Tento problém je známý jako Millerův efekt. Zabránění Millerova efektu je jeden z důvodů pro užití MOSFET driveru.

Mezi hlavní výhody IR2110 patří, že snese až napětí 500 V a dokáže pracovat na plovoucí hladině. Výstupní proud dosahuje až 2 A.



Obrázek 5.17 Vnitřní schéma MOSFET driveru IR2110 [40]

Na vstupu pro spodní a horní stranu (vstupy 1 a 7) se nachází Schmittův klopný obvod. Jedná se o klopný obvod, který slouží k úpravě tvaru impulzů. Jeho základní vlastností je hystereze. To znamená, že jeho výstup je závislý nejen na hodnotě vstupu, ale i na jeho původním stavu.

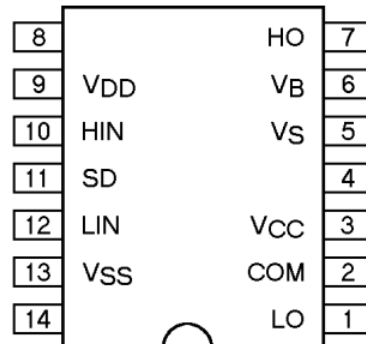
Hystereze, která je jindy nežádoucí, zde má své opodstatnění v tom, že zabraňuje vzniku zákmitů výstupního signálu v okolí střední úrovně spínání. Citlivost obvodu se nastavuje šířkou neboli velikostí hystereze. Tento obvod upravuje vstupní signál na obdélníkový.

Schmittův klopný obvod se nachází i na vstupu 11 SD, který je zapojen na tři vstupová hradla NOR a slouží k vypnutí obvodu.

Oddělení vysokého napětí se dosahuje pomocí dvou FET tranzistorů ovládaných pulzním generátorem. Jiné obvody nabízí na tomto místě induktivní oddělení. To je výhodnější, protože obvody nejsou pak galvanicky spojené a řídicí obvody jsou ochráněny. Tranzistory se chovají jako proudové zdroje s odolností 600 V, ve vyšších řadách i 1200 V. Klopný obvod reaguje na úbytek napětí na rezistorech. Výstupní signál pro FET tranzistory je poslán na vyšší plovoucí úroveň až 600 V.

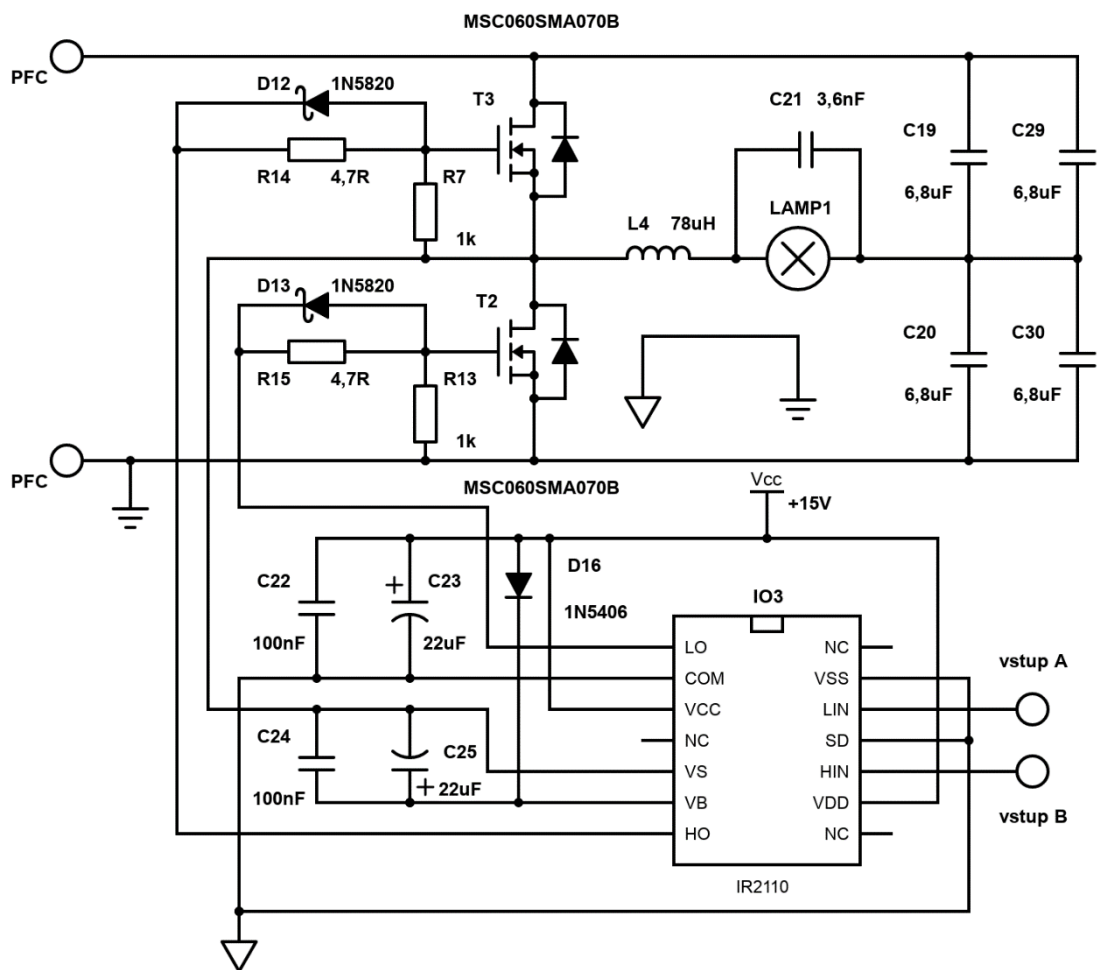
Pro zpětnou vazbu je zde detekce nízkého napětí na hradle. Při nízkém napětí by byl tranzistor v saturačním režimu a přehříval se. Spodní strana blokuje generátor pulzů, horní strana klopný obvod.

Na spodní straně se nachází blok pro zpoždění. Je nastaven na optimální zpoždění, aby dorovnal zpoždění oddělení napětí a pulzního filtru na horní straně. Zabraňuje se tak, aby sepnuly oba tranzistory v polomůstku zároveň.



Obrázek 5.18 Rozložení pinů MOSFET driveru IR2110 [40]

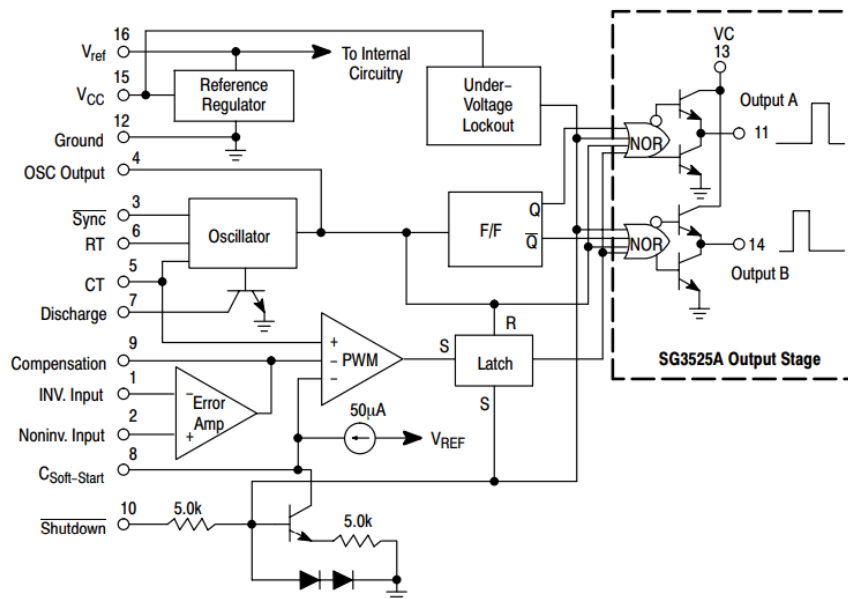
1. LO – výstup pro gate tranzistoru, spodní strana
2. COM – zem
3. VCC – napájení spodní strany
4. Nezapojen
5. VS – horní strana, plovoucí napájení, návrat
6. VB – horní strana, plovoucí napájení
7. HO – výstup pro gate tranzistoru, horní strana
8. Nezapojen
9. VDD – napájení pro logiku
10. HIN – logický vstup pro ovládání vysoké strany
11. SD – logický vstup pro vypnutí
12. LIN – logický vstup pro ovládání nízké strany
13. VSS – logická zem
14. Nezapojen



Obrázek 5.19 Zapojení střídače [33]

5.9 Řídicí obvod SG3525

Jako obvod generující řídicí signál byl zvolen SG3525. Řídicí obvod SG3525 umožňuje modulaci šířkou pulzu PWM a používá se k řízení spínacích napájecích zdrojů. Je možné regulovat jak frekvenci, tak střidu. Frekvence vnitřního oscilátoru může dosahovat až 400 kHz. Výstupy jsou dva navzájem inverzní, pro řízení můstkových zapojení.



Obrázek 5.20 Vnitřní schéma řídicího obvodu SG3525 [41]

Na vstupy 1 a 2 je zapojen chybový zesilovač (Error Amp). Jedná se o komparátor, který na základě srovnání inverzního a neinverzního vstupu upraví střídu signálu PWM. Pokud je napětí na invertujícím vstupu (vstup 1) vyšší než na neinvertujícím (vstup 2), tak je střída snížena. Pokud je tomu naopak, na neinvertujícím vstupu (vstup 2) je vyšší napětí než na invertujícím (vstup 1), tak je střída zvýšena.

Frekvence signálu PWM závisí na časovacím rezistoru a kondenzátoru připojenými na vstupy R_T (vstup 6) a C_T (vstup 5). Rezistor připojený mezi vstupy C_T a Discharge je označován jako R_D . Slouží pro nastavení prodlevy mezi řídicími impulzy neboli dead time a částečně také ovlivní frekvenci.

Nastavení pracovní frekvence dle vztahu [50]

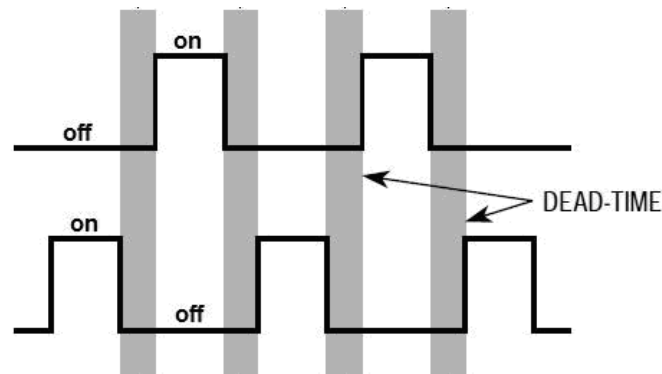
$$f = \frac{1}{C_T(0,7R_T + 3R_D)}, \quad (5.42)$$

kde C_T je kapacita časovacího kondenzátoru, R_T odpor časovacího rezistoru a R_D odpor rezistoru pro nastavení dead time.

Po dosazení do vztahu (5.42) frekvence $f = 35$ kHz, $R_D = 100 \Omega$, $C_T = 2,2$ nF vychází $R_T = 18,124$ k Ω . Byl vybrán rezistor z řady E12 18 k Ω .

Dead time je poměrně důležitý parametr, zabraňuje přetížení a destrukci MOSFET tranzistorů. V případě PWM obdélníkového signálu, tranzistory nezvládnou ihned změnit stav z sepnuto na vypnuto a naopak. Je tu určitý čas sepnutí t_{on} a t_{off} . Správné nastavení

dead time zajistí, že druhý tranzistor nemění svůj stav, dokud nedokončil změnu stavu tranzistor první.



Obrázek 5.21 Dead time u signálu PWM [51]

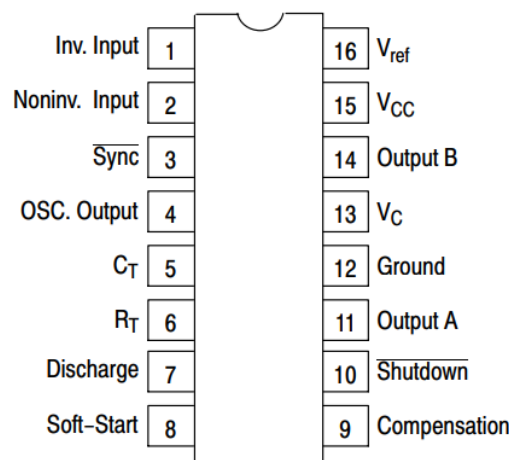
Vstup 8 slouží pro soft start. Velikostí kondenzátoru na vstupu 8 lze nastavit jeho délku. Soft start je připojen na PWM komparátor. Pracuje na principu postupného zvýšení střídy.

Výstup 16 je výstup referenčního napětí, které je možné upravit použitím napěťového děliče a slouží k nastavení chybového zesilovače.

Dále stojí za zmínku výstupy 11 a 14, které slouží jako výstup pro napájení tranzistorů. Výstupy mohou dodat trvalý proud 100 mA a špičkový 500 mA.

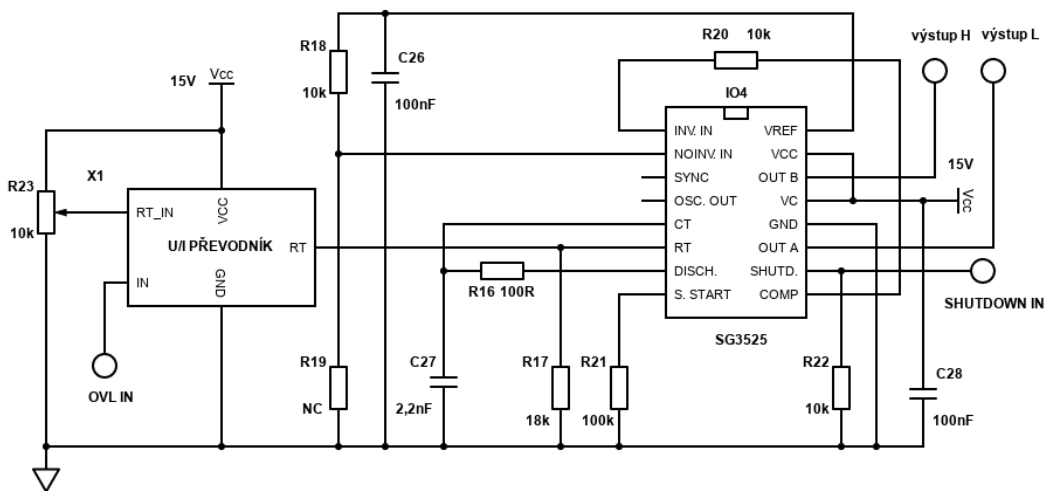
Připojením pinu 10 na zem, je obvod v provozu. Zvýšením napětí na tomto pinu dojde k zablokování obvodu.

Vstup 9 je kompenzační. Může být použit ve spojení s vstupem 1, pro kompenzaci zpětné vazby [50].



Obrázek 5.22 Rozložení pinů řídicího obvodu SG3525 [41]

1. Inverzní vstup
2. Neinverzní vstup
3. Synchronizace
4. Výstup oscilátoru
5. CT napojení oscilačního kondenzátoru
6. RT napojení oscilačního rezistoru
7. Vybíjení
8. Soft Start
9. Kompenzace
10. Vypnutí
11. Výstup A
12. Zem
13. VC napájení koncového stupně
14. Výstup B
15. VCC napájení logiky
16. Referenční napětí



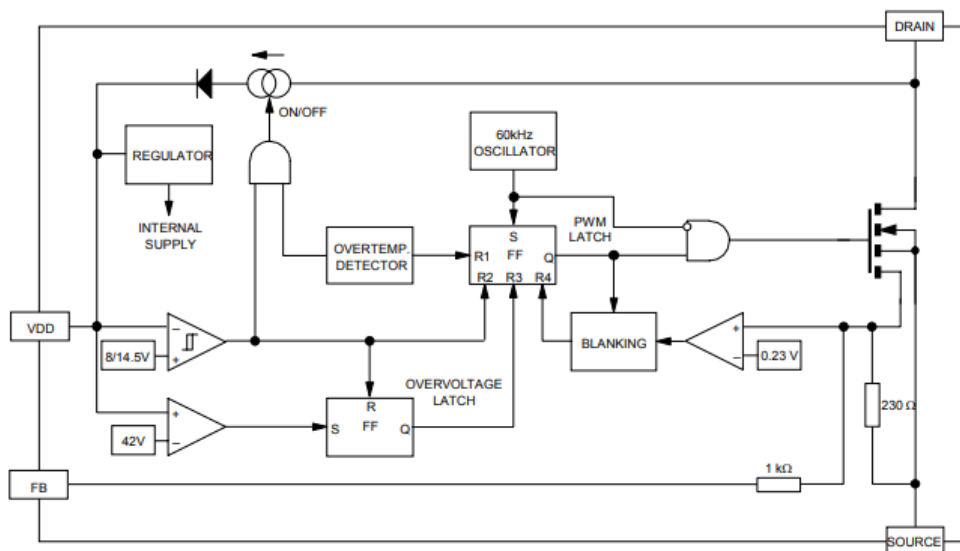
Obrázek 5.23 Zapojení řídicí části střídače [33]

5.10 Napájení řídicích obvodů

Pro napájení řídicích integrovaných obvodů byl vytvořen jednoduchý snižující DC/DC měnič. Z usměrněného napětí o střední hodnotě 300 V vzniká napětí 15 V. Nevýhodou je, že bez transformátoru nejsou jednotlivé obvody galvanicky oddělené. Naopak výhodou je jednoduchost, spolehlivost a malé rozměry.

Po konstrukci tohoto snižujícího DC/DC měniče byl vybrán obvod VIPER12A. Tento obvod se vyznačuje fixní frekvencí 60 kHz, výstupní napětí může být nastaveno

v rozmezí 9 až 39 V a výstupní proud až 200 mA. Pracuje v režimu PWM. Pokud je počítáno s napájecím napětím 85 až 265 V, je zatížení pro pouzdro DIP až 8 W. Obvody VIPER12A mají velice široké spektrum použití tam, kde není kladen nárok na velký výkon, od nabíječek přes žárovky až po standby režimy v monitorech a televizích.

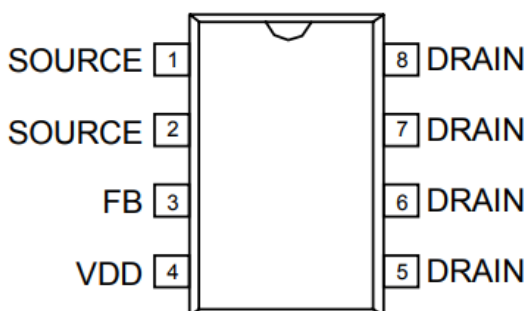


Obrázek 5.24 Vnitřní schéma obvodu VIPER12A [42]

Jedná se o kombinaci MOSFET tranzistoru a PWM kontroléru. Ty mohou s malým počtem externích součástek tvořit snižující měnič. Velikost výstupního napětí je nastavena pomocí externího kondenzátoru a tlumivky.

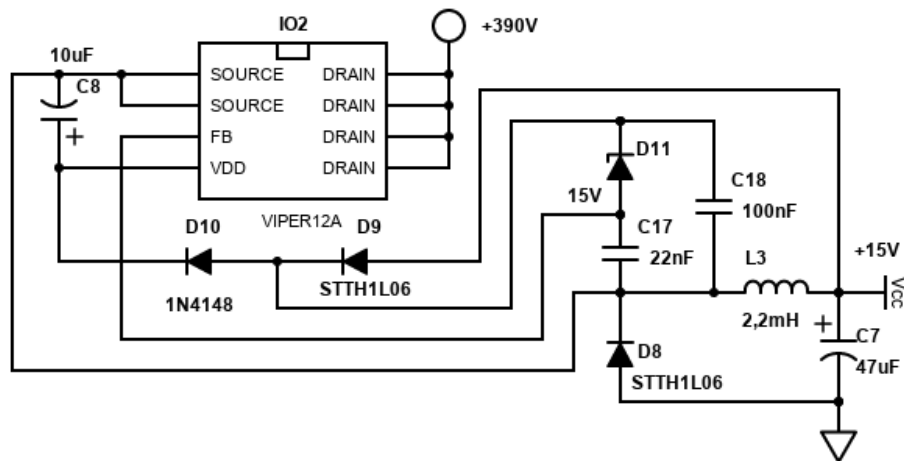
Vstup 4 VCC slouží pro napájení řídicích obvodů. Na vstupu se nachází hysterezní komparátor, který sleduje dvě hodnoty napětí. Hodnota napětí VDD_{on} je 14,5 V. Při této hodnotě začne zařízení spínat a vypne se startovací zdroj proudu. Při hodnotě napětí VDD_{off} 8 V přestane zařízení spínat a zapne se startovací zdroj proudu.

Vstup 3 FB slouží pro zpětnou vazbu. Rozsah napětí 0 až 1 V definuje špičkový proud přes drain. Zpětnou vazbu lze nastavit pomocí externích součástek.



Obrázek 5.25 Rozložení pinů obvodu VIPER12A [42]

1. Source
2. Source
3. FB – stup pro zpětnou vazbu
4. VDD – napájení
5. – 8. Drain

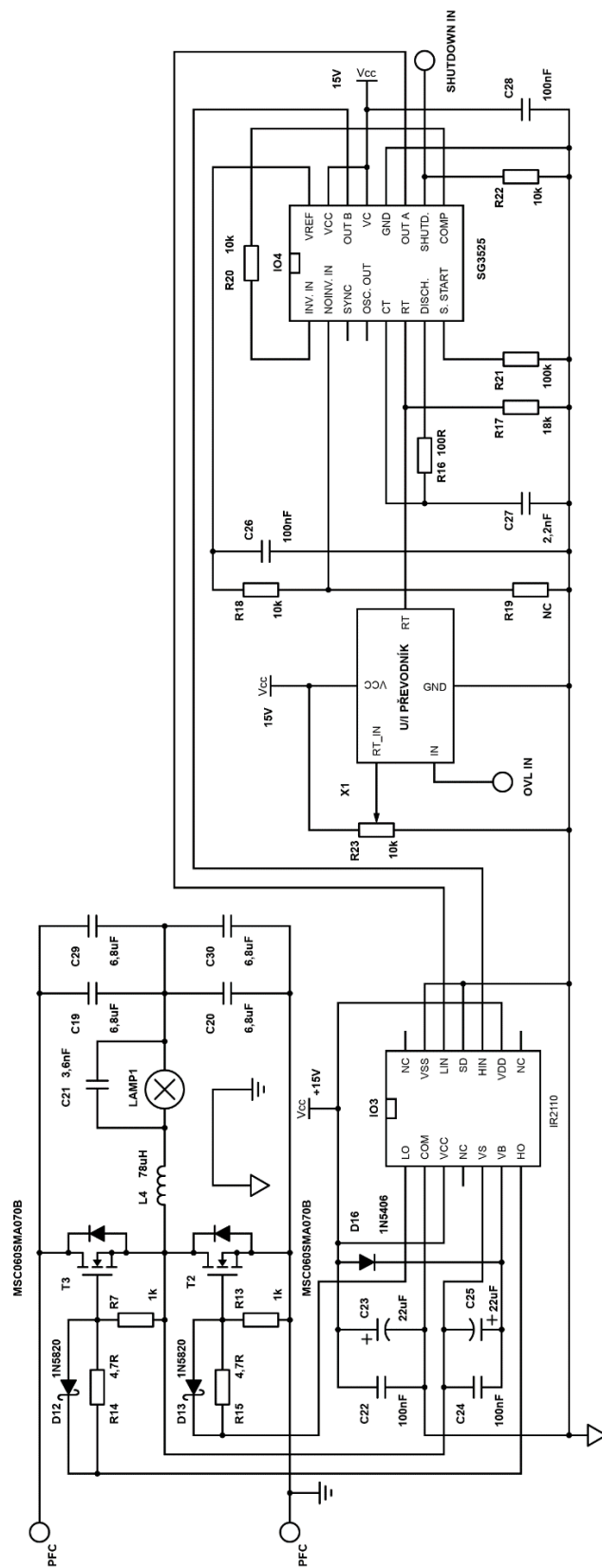


Obrázek 5.26 Zapojení VIPER12A [33]

Schéma zapojení obvodu bylo převzato z jiného elektronického předřadníku, kde je výstupní napětí nastaveno na 15 V [36]. Toto napětí je možné použít pro napájení veškeré řídicí elektroniky v předřadníku.

5.11 Schéma elektronického předřadníku

Pro kreslení schémat byl použit online nástroj Digi-Key Electronics. Kvůli lepší přehlednosti bylo schéma rozděleno na dvě části. První část zapojení aktivního PFC a napájecího zdroje pro IO je znázorněna na obrázku 5.27. Druhá část zapojení střídače na obrázku 5.28.



Obrázek 5.28 Zapojení střídače [33]

6. LIFETECH

Téma této bakalářské bylo zvoleno na základě požadavků firmy Lifetech. V této kapitole budou uvedeny základní informace o firmě. Postupně bude věnována pozornost jednotlivým technologiím, jimiž firma disponuje.

6.1 Základní informace o firmě

Lifetech je inovativní rodinný podnik v oblasti ultrafialového světla, generátorů ozonu, ozonu, UV technologie a zařízení AOP (Advanced oxidation processes – Pokročilý oxidační proces).

Vyvíjí a vyrábí nízkotlaké a středotlaké UV lampy, generátory ozonu a zařízení AOP.

Hlavními oblastmi použití jsou pitné a odpadní vody, bazény a vířivky, balastová voda, akvakultura, zpracování potravin a nápojů, kontrola a odstraňování zápachu nebo průmyslové aplikace.

Dodává také veškerá další potřebná zařízení, jako jsou sušičky vzduchu, koncentrátoři kyslíku, tepelné a katalytické ventilační ozonové destruktory, injektory, porézní a radiální difuzéry, ozonové monitory a detektory.

6.2 UVL

Technologie UVL se týká germicidních nízkotlakých výbojkových trubic. Konstrukčně budou velice podobné zářivkám, nejsou však opatřeny luminoforem. Mezi výhody tohoto systému řadíme spolehlivost, jednoduchou instalaci, nízkou cenu, díky vyšší účinnosti také nízkou spotřebu. Maximální absorpce UV záření nukleovou kyselinou probíhá při vlnové délce 260 nm. Germicidní nízkotlaká výbojka produkuje záření o dominantní délce velice podobné délce optimální, a to 254 nm.

Naopak nevýhodou je, že tato technologie neodstraňuje chlór a je možná reaktivace bakterií.

6.3 UVM

Technologie UVM využívá už středotlakých germicidních výbojek. Jedná se výrazně silnější zdroj UV záření, vyzařující kontinuální (polychromatické) spektrum v celé oblasti UV-C záření.

Mezi výhody středotlakého systému je možné zařadit jednoduchou instalaci, nedochází k reaktivaci bakterií a dochází k odbourávání chlóru. Středotlaký UV systém je jedinou UV technologií, která dokáže eliminovat chlór v bazénech.

System má však i své nevýhody. Mezi ně patří vyšší cena a vyšší spotřeba díky nižší účinnosti středotlakých výbojek.

6.4 OZON

Ozon chemickým vzorcem O_3 je tříatomová molekula kyslíku. Vzniká při působení vysokého napětí, nebo třeba přírodními procesy v atmosféře, kde tvoří ozonovou vrstvu. Ozon je jedno z nejsilnějších oxidačních činidel a má značné dezinfekční účinky. Těchto vlastností se využívá od potravinářského průmyslu přes dezinfekci místností až po úpravu pitných a odpadních vod.

Ozon likviduje mikroorganismy, odstraňuje škodlivé látky, odstraňuje mangan a železo, eliminuje zápach a zlepšuje chuť vody, je ekologicky šetrný. Lze použít i pro zakalené vody, kde není možné použít UV systémy. Při úpravě chlorem vznikají toxické chlorany, močovina a jiné toxické produkty chemických reakcí, které u ozonu nevznikají.

I ozon má své nevýhody, vyšší cena, vyšší spotřeba a také náročnější instalace.

6.5 AOP

AOP (Advanced Oxidation Process) je nejúčinnější technologie nabízená firmou Lifetech. Jedná se o pokročilou oxidační technologii, která kombinuje ozon s germicidními nízkotlakými nebo středotlakými systémy a peroxidem vodíku. Dochází tak ke generaci OH radikálů, které mají mnohonásobně vyšší reakční potenciál než ozon. Výhodou je velká rychlost procesu, menší rozměry zařízení, nejvyšší oxidační výkon a zařízení menších rozměrů ve srovnání technologie ozonu. Instalace je snadná, ale pořizovací cena je vyšší oproti ostatním systémům.

7. ZÁVĚR

Tato práce vzniká ve spolupráci s firmou Lifetech, zabývající se metodami úpravy vody pomocí UV záření a ozónu. Jedná se o alternativní technologie ke stávajícím chemickým úpravným procesům, které často představují zátěž pro životní prostředí a lidský organismus.

Na začátku závěrečné práce je charakterizováno UV záření, jeho využití a také jeho negativní působení na organismus. Následně byly prostudovány fyzikální principy a jednotlivé druhy rtuťových výbojek. Domácí zásoby výbojek posloužily k lepšímu pochopení problematiky.

V prvním semestru byl na základě získaných vědomostí navržen koncept, jak by mohl elektronický předřadník pro středotlaké výbojky s kontinuálním řízením proudu být konstrukčně řešen.

V semestru následujícím byla věnována pozornost návrhu a konkrétnímu zapojení jednotlivých částí předřadníku. Byla nakreslena schémata, popsána funkce a provedeny výpočty spojené s návrhem a výkonovým dimenzováním součástek.

Oproti původnímu konceptu byly provedeny změny v zapojení. Bylo zjištěno, že výhodnější cesta bude odstranit snižující měnič a regulaci výkonu přesunout na střídač. Zde je výkon řízen změnou frekvence. Nejnižšího výkonu je dosaženo při frekvenci 100 kHz. Snižováním frekvence do 35 kHz (aby se vyhnulo akustické rezonanci) dochází ke zvýšení výkonu až na maximum.

Vzhledem k rozsáhlosti zkoumané problematiky byl prozatímní cíl pouze návrh konkrétního zapojení. Cíle bylo dosaženo, nicméně v práci bude i nadále pokračováno. Bude následovat testování navrženého zapojení. V případě funkčnosti bude mít předřadník rozsáhlé využití a po úpravách by se mohl dostat i do sériové výroby ve firmě Lifetech.

LITERATURA

- [1] wikiskripta.eu: Účinky ultrafialového záření [online], aktualizováno 2020-04-06 [cit. 2020-11-09]. Dostupné na URL: <https://www.wikiskripta.eu/w/%C3%9A%C4%8Dinky_ultrafialov%C3%A9ho_z%C3%A1%C5%99en%C3%AD>
- [2] cs.wikipedia.org: Ultrafialové záření [online], aktualizováno 2020-09-19 [cit. 2020-11-09]. Dostupné na URL: <https://cs.wikipedia.org/wiki/Ultrafialov%C3%A9_z%C3%A1%C5%99en%C3%AD>
- [3] el-lumen.cz: Germicidní svítidla [online], aktualizováno 2020-11-09 [cit. 2020-11-09]. Dostupné na URL: <https://cs.wikipedia.org/wiki/Ultrafialov%C3%A9_z%C3%A1%C5%99en%C3%AD>
- [4] cs.wikipedia.org: Zářivka [online], aktualizováno 2020-11-30 [cit. 2020-11-15]. Dostupné na URL: <<https://cs.wikipedia.org/wiki/Z%C3%A1%C5%99ivka>>
- [5] cs.wikipedia.org: Luminofor [online], aktualizováno 2020-06-09 [cit. 2020-11-15]. Dostupné na URL: <<https://cs.wikipedia.org/wiki/Luminofor>>
- [6] vyvoj.hw.cz: Jak se budí zářivky aneb elektronické startéry [online], aktualizováno 2009-03-18 [cit. 2020-11-15]. Dostupné na URL: <<https://vyvoj.hw.cz/novinky/jak-se-budi-zarivky-aneb-elektronicke-startery.html>>
- [7] Ing. Dvořáček V.: Světelné zdroje – vysokotlaké rtuťové výbojky, směšové výbojky [online], aktualizováno 2008-06-01 [cit. 2020-11-15]. Dostupné na URL: <<http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/38296.pdf>>
- [8] Ing. Dvořáček V.: Světelné zdroje – vysokotlaké sodíkové výbojky [online], aktualizováno 2009-03-01 [cit. 2020-11-15]. Dostupné na URL: <<http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/39197.pdf>>
- [9] Hubeňák J.: Od uhlíkové žárovky k moderním zdrojům světla [online], aktualizováno 2010 [cit. 2020-11-18]. Dostupné na URL: <https://dml.cz/bitstream/handle/10338.dmlcz/141946/Pokrok_yMFA_55-2010-2_3.pdf>
- [10] hvezdarna-fp.cz: vynalez-yvybojka [online], aktualizováno 2020-11-22 [cit. 2020-11-22]. Dostupné na URL: <<https://www.hvezdarna-fp.cz/old/astronomie/vynalez/vynalez-yvybojka.htm>>
- [11] weuvcare.com: UV Technology – Medium Pressure vs. Low Pressure. Which one is better? [online], aktualizováno 2020-11-22 [cit. 2020-11-22]. Dostupné na URL: <<https://www.weuvcare.com/uv-technology-medium-pressure-vs-low-pressure-which-one-is-better/>>
- [12] hvezdarna-fp.cz: Přehled, výhody, nevýhody a zapojení výbojek [online], aktualizováno 2012-03-20 [cit. 2020-11-22].

- Dostupné na URL: <<https://www.mylms.cz/prehled-vyhody-nevyhody-a-zapojeni-vybojek/>>
- [13] danyk.cz: Schéma tyristorového zapalovače výbojek TZ10 [online], aktualizováno 2020-11-28 [cit. 2020-11-28].
Dostupné na URL: <<http://danyk.cz/reverz02.html/>>
- [14] Ing. Chalupa I., Ing. Blahuta J.: Předřadné přístroje svítidel pro vysokotlaké výbojky větších výkonů. [online], aktualizováno 2003-01-01 [cit. 2020-11-28].
Dostupné na URL: <<http://www.odbornecasopisy.cz/svetlo/casopis/tema/predradn-e-pristroje-svitidel-pro-vysokotlake-vybojky-vetsich-prikonu--16664/>>
- [15] Ing. Krejčí F.: Tlumivka [online], aktualizováno 2008-09-29 [cit. 2020-11-28].
Dostupné na URL: <<https://elektrika.cz/data/clanky/tlumivka/>>
- [16] Štěpánek J.: Měření vlastností výbojkových zdrojů, aktualizováno 2012-05-25 [cit. 2020 11 28].
- [17] Ing. Krejčí F.: Tlumivka [online], aktualizováno 2008-09-29 [cit. 2020-11-28].
Dostupné na URL: <<https://elektrika.cz/data/clanky/tlumivka/>>
- [18] Chhun L., Maussion P., Bhosle S., Zissis G.: Characterization of Acoustic Resonance in a High Pressure Sodium Lamp [online]. Toulouse, France, aktualizováno 2008-09-01 [cit. 2020-11-28].
Dostupné na URL: <https://www.researchgate.net/publication/229018579_Acoustic_resonances_in_HID_lamps_Model_and_measurement/>
- [19] Hsieh Y. C., Moo C., Chen H. W., Soong M. J.: Detection of acoustic resonance in metal halide lamps [online], aktualizováno 2001 [cit. 2020-11-28].
Dostupné na URL: <<https://www.semanticscholar.org/paper/Detection-of-acoustic-resonance-in-metal-halide-Hsieh-Moo/1321b778b94d010ae144e7b40f6460adbcedadcb/>>
- [20] Ing. Mučko J., prof.: Properties of high-pressure sodium lamp by different supply methods [online], aktualizováno 2017-08-01 [cit. 2020-11-29].
Dostupné na URL: <https://www.researchgate.net/figure/Schemes-illustrating-the-methods-of-supplying-high-pressure-sodium-lamps-a-classical_fig1_318866597/>
- [21] Renato Orletti, Márcio Almeida Có, Domingos Sávio Lyrio Simonetti: HID Lamp Electronic Ballast With Reduced Component Number [online], aktualizováno 2009-03-01 [cit. 2020-11-29].
Dostupné na URL: <https://www.researchgate.net/figure/Square-wave-low-frequency-lamp-current-electronic-ballasts-a-With-three_fig4_224392574/>
- [22] lifetechozone.com: O nás [online], aktualizováno 2020-11-29 [cit. 2020-11-29].
Dostupné na URL: <<https://lifetechozone.com/cs/o-nas/>>
- [23] lifetechozone.com: Technologie [online], aktualizováno 2020-11-29 [cit. 2020-11-29]. Dostupné na URL: <<https://lifetechozone.com/cs/technologie/>>
- [24] vyvoj.hw.cz: EMI, EMC a odrušovací prvky [online], aktualizováno 2001-06-02 [cit. 2020-12-01]. Dostupné na URL: <<https://vyvoj.hw.cz/soucastky/emi-emc-a-odrusovaci-prvky.html/>>

- [25] Prof. Ing. Svačina J.: Odrušovací filtry [online], aktualizováno 2000-11-28 [cit. 2020-12-01].
Dostupné na URL: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00041/index.html/>>
- [26] doc. Dr. Ing. Patočka M.: 1. část – usměrňovače, střídavé měniče napětí, Skriptum FEKT, 2010, Brno, VUT
- [27] mean-well.cz: Co je to PFC? [online], aktualizováno 2020-12-02 [cit. 2020-12-02]. Dostupné na URL: <<http://www.mean-well.cz/podpora/caste-dotazy/co-je-to-pfc/>>
- [28] electronicproducts.com: The next gen high power advanced PFC [online], aktualizováno 2014-06-02 [cit. 2020-12-02].
Dostupné na URL: <<https://www.electronicproducts.com/the-next-gen-high-power-advanced-pfc/>>
- [29] techweb.rohm.com: Basic Operation of Step Down Converters [online], aktualizováno 2017-04-27 [cit. 2020-12-02].
Dostupné na URL: <https://techweb.rohm.com/knowledge/dcdc/dcdc_pwm/dcdc_pwm02/2200/>
- [30] n-redc.co.jp: What is the difference between PWM control and VFM control? [online], aktualizováno 2020-05-20 [cit. 2020-12-02].
Dostupné na URL: <<https://www.n-redc.co.jp/en/faq/014.html/>>
- [31] engineering.electrical-equipment.org: Cascaded H-bridge multilevel inverters [online], aktualizováno 2013-04-02 [cit. 2020-12-02].
Dostupné na URL: <<http://engineering.electrical-equipment.org/electrical-distribution/cascaded-h-bridge-multilevel-inverters.html/>>
- [32] conrad.cz: Schaffner FN9244-6-06 síťový filtr s IEC zásuvkou 250 V/AC 6 A (d x š) 48 mm x 22.5 mm 1 ks [online], aktualizováno 2021-03-07 [cit. 2021-03-07].
Dostupné na URL: <<https://www.conrad.cz/p/schaffner-fn9244-6-06-sitovy-filtr-s-iec-zasuvkou-250-vac-6-a-d-x-s-48-mm-x-225-mm-1-ks-554114>>
- [33] Archiv autora práce.
- [34] doc. Dr. Ing. Patočka M.: Pulzní měniče bez transformátoru, Skriptum FEKT, 2005, Brno, VUT
- [35] Texas Instruments: 8-Pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller [online], aktualizováno 2007-12-01 [cit. 2021-03-14].
Dostupné na URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019.pdf?ts=1615539388961&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F>
- [36] STMicroelectronics: 250 W HID metal halide electronic ballast [online], aktualizováno 2008-01-01 [cit. 2021-03-22].
Dostupné na URL: <https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00192161-250-w-hid-metal-halide-electronic-ballast-stmicroelectronics.pdf>
- [37] Bc. Leisner J.: Aktivní PFC filtr pro spínané zdroje do výkonu 150 W [online], aktualizováno 2014-05-12 [cit. 2021-03-22].
Dostupné na URL: <<https://dSPACE5.zcu.cz/bitstream/11025/13948/1/Jan%20Leisner.pdf>>

- [38] electronicproducts.com: Power Factor Correction Principles in Flyback LED Driver [online], aktualizováno 2014-06-27 [cit. 2021-03-22].
Dostupné na URL: <<https://www.planetanalog.com/power-factor-correction-principles-in-flyback-led-driver/>>
- [39] scotteverything.web.fc2.com: SG3525 IR2110 SMPS RAREST [online], aktualizováno 2018-04-07 [cit. 2021-03-23].
Dostupné na URL: <<https://scotteverything.web.fc2.com/sg3525-ir2110-smps-rarest.html>>
- [40] infineon.com: IR2110(S)-IR2113(S) Datasheet-500V/600V high-side and low-side gate driver IC with shutdown [online], aktualizováno 2019-03-06 [cit. 2021-03-23]. Dostupné na URL: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>
- [41] onsemi.com: SG3525A [online], aktualizováno 2019-01-01 [cit. 2021-03-23].
Dostupné na URL: <<https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/sg3525a-d.pdf>>
- [42] st.com: VIPER12A-E [online], aktualizováno 2010-01-01 [cit. 2021-03-23].
Dostupné na URL: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/viper12a-e.pdf>>
- [43] Marek L., Vrbka P., Smrček J.: Elektrické výboje v plynech [online]. Fakulta jaderná a fyzikálně inženýrská, Břehová 7, 115 19 Praha 1, aktualizováno 2015-05-07 [cit. 2021-03-26]. Dostupné na URL: <<http://fyzsem.fjfi.cvut.cz/2014-2015/Leto15/proc/elvyboje.pdf>>
- [44] fyzika007.cz: Samostatný a nesamostatný výboj v plynu [online], aktualizováno 2007-01-01 [cit. 2021-03-26].
Dostupné na URL: <<http://www.fyzika007.cz/elektrina-a-magnetismus/elektricky-proud-v-kapalinach-a-plynech/samostatny-a-nesamostatny-vyboj-v-plynu---zapis-do-sesitu>>
- [45] Ing. Chladil L.: Přednáška 3: Mechanismy elektrické vodivosti, FEKT VUT, Technická 12, 616 00 Brno-Královo Pole, aktualizováno 2019-01-01 [cit. 2021-03-26].
- [46] docplayer.cz: Paschenův zákon [online], aktualizováno 2021-01-01 [cit. 2021-03-26]. Dostupné na URL: <<https://docplayer.cz/32639932-1-paschenuv-zakon-p-a-exp-bp.html>>
- [47] rohmfs.rohm.com: SCT2080KE [online], aktualizováno 2015-01-01 [cit. 2021-03-27].
Dostupné na URL: <<http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct2080ke-e.pdf>>
- [48] cz.mouser.com: MSC750SMA170B Silicon Carbide N-Channel Power MOSFET [online], aktualizováno 2020-08-01 [cit. 2021-03-27].
Dostupné na URL: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/268/Microsemi_MSC750SMA170B_SiC_MOSFET_Datasheet_B-1855559.pdf>
- [49] microcontrollerslab.com: How to use MOSFET/IGBT DRIVER IR2110 [online], aktualizováno 2014-08-01 [cit. 2021-03-27].

- Dostupné na URL: <<https://microcontrollerslab.com/mosfet-driver-ir2110-pinout-examples-applications-datasheet/>>
- [50] nanopdf.com: Using the SG3525 PWM Controller - Explanation and Example: Circuit Diagram / Schematic of Push-Pull Converter [online], aktualizováno 2021-03-29 [cit. 2021-03-29].
Dostupné na URL: <https://nanopdf.com/download/0abut2pratik-evirici_pdf>
- [51] hackaday.io: Using the UC3525 pulse width modulator [online], aktualizováno 2015-08-06 [cit. 2021-03-27].
Dostupné na URL: <<https://hackaday.io/project/4689-improve-the-haber-process/log/19194-using-the-uc3525-pulse-width-modulator>>
- [52] cs.wikipedia.org: Paschen's law [online], aktualizováno 2020-09-19 [cit. 2021-04-03]. Dostupné na URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Paschen%27s_law>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

DNA	deoxyribonukleová kyselina (acid)
UV	ultrafialové záření
UVA	ultrafialové záření typu A
UVB	ultrafialové záření typu B
UVC	ultrafialové záření typu C
VUV	vakuum ultrafialové záření
EUV	extrémní ultrafialové záření
AR	akustická rezonance
EMC	elektromagnetická kompatibilita
EMI	elektromagnetická interference
EIS	electronic ignition system
vf	vysokofrekvenční
PFC	power factor correction
PF	power factor
DCM	režim přerušovaného proudu
CRM	režim na hranici kontinuálního proudu
CCM	režim kontinuálního proudu
AC	střídavý proud
DC	stejnoseměrný proud
VFM	proměnná frekvenční modulace
PFM	pulsně frekvenční modulace
PWM	pulsně šířková modulace
MOSFET	polem řízený tranzistor
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
C _X	kondenzátor třídy X
C _Y	kondenzátor třídy Y
SiC	karbid křemíku

Symbols:

U	napětí	[V]
U _a	amplituda napětí	[V]
U _{ef}	efektivní hodnota napětí	[V]
U _{Def}	efektivní hodnota napětí na diodě	[V]
U _p	napětí na diodě	[V]
U _d	střední hodnota napětí	[V]
I	proud	[A]
I _{šp}	špičkový proud	[A]
I _{ef}	efektivní hodnota proudu	[A]
I _d	střední hodnota proudu	[A]
I _{Def}	efektivní hodnota proudu diodou	[A]
I _{Dstř}	střední hodnota proudu diodou	[A]
I _z	proud zátěže	[A]
R	odpor	[Ω]
R _d	odpor diody	[Ω]
L	indukčnost	[H]
C	kapacita	[F]
P	výkon	[W]
P _{zd}	zdánlivý výkon	[W]
P _d	činný výkon	[W]
P _j	jalový výkon	[W]
P _{ztr}	ztrátový výkon	[W]
P _{cond}	ztrátový výkon vedením	[W]
P _{sw}	ztrátový výkon přepínací	[W]
s	střída	[-]
S _{MAX}	maximální střída	[-]
T	perioda	[s]
f	frekvence	[Hz]
f _{sw}	spínací frekvence	[Hz]
f _{LINE(MIN)}	minimální frekvence sítě	[Hz]
I _{OUT}	výstupní proud	[A]
I _{IN_RMS(MAX)}	maximální efektivní hodnota proudu	[A]
I _{IN_PEAK(MAX)}	maximální špičková hodnota proudu	[A]
I _{IN_AVG(MIN)}	maximální střední hodnota proudu	[A]
ΔI	zvlnění proudu	[A]
ΔU	zvlnění napětí	[V]
U _{IN_PEAK(MIN)}	minimální špičková hodnota napětí	[V]
U _{IN_RMS(MIN)}	minimální efektivní hodnota napětí	[V]
Q _D	náboj diody	[C]

$C_{OUT(MIN)}$	minimální výstupní kapacita	[F]
C_{IN}	vstupní kapacita	[F]
t_r	čas přepnutí	[s]
t_{on}	čas sepnutí tranzistoru	[s]
t_{off}	čas vypnutí tranzistoru	[s]
$L_{BST(MIN)}$	indukčnost cívky PFC	[H]
R_{dson}	parazitní odpor polovodiče	[Ω]
W_{on}	energie sepnutí tranzistoru	[J]
W_{off}	energie vypnutí tranzistoru	[J]
d	vzdálenost elektrod	[m]
p	tlak plynu	[Pa]
A	součin konstanty B a potenciálu	[–]
B	konstanta počet srážek	[–]
α	první Townsendova konstanta	[–]
β	druhá Townsendova konstanta	[–]
γ	třetí Townsendova konstanta	[–]

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - SEZNAM SOUČÁSTEK.....	71
PŘÍLOHA B - NÁVRH DC/DC MĚNIČE	73

Příloha A - Seznam součástek

A.1 Tabulka s hodnotami součástek

	součástka	hodnota	poznámky
1	R1	0,1 Ω	2 W
2	R2	0,1 Ω	2 W
3	R3	0,1 Ω	2 W
4	R4	220 Ω	0,5 W
5	R5	6,5 M Ω	0,5 W
6	R6	1 M Ω	0,5 W
7	R7	1 k Ω	0,5 W
8	R8	33,2 k Ω	0,5 W
9	R9	100 k Ω	0,5 W
10	R10	13 k Ω	0,5 W
11	R11	3,3 Ω	drát
12	R12	10 k Ω	0,5 W
13	R13	1 k Ω	0,5 W
14	R14	4,7 Ω	drát
15	R15	4,7 Ω	drát
16	R16	100 Ω	0,5 W
17	R17	18 k Ω	0,5 W
18	R18	10 k Ω	0,5 W
19	R19	NC	0,5 W
20	R20	10 k Ω	0,5 W
21	R21	100 k Ω	0,5 W
22	R22	10 k Ω	0,5 W
23	R23	10 k Ω	potenciometr
24	C1	470 nF/400 V	Cx
25	C2	470 nF/400 V	Cx
26	C3	760 nF/450V	-
27	C4	270 μ F/450V	Würth Elektronik 861101485020
28	C5	2,2 nF/400 V	Cy
29	C6	2,2 nF/400 V	Cy
30	C7	47 μ F/25 V	-
31	C8	10 μ F/25 V	-
32	C9	1 nF/25 V	-
33	C10	1 nF/25 V	-
34	C11	680 nF/25 V	-
35	C12	1 μ F/25 V	-
36	C13	100 nF/25 V	-
37	C14	220 nF/25 V	-
38	C15	820 pF/25 V	-
39	C16	3,3 μ F/25 V	-
40	C17	22 nF/25 V	-

41	C18	100 nF/25 V	–
42	C19	6,8 µF/500 V	C4AF1BU4680T12K KEMET
43	C20	6,8 µF/500 V	C4AF1BU4680T12K KEMET
44	C21	3,6 (6x22) nF/5 (6x1) kV	PHE450XD5220JD20R06L2 KEMET
45	C22	100 nF/25 V	–
46	C23	22 µF/25V	–
47	C24	100 nF/25 V	–
48	C25	22 µF/25 V	–
49	C26	100 nF/10 V	–
50	C27	2,2 nF/25 V	–
51	C28	100 nF/25 V	–
52	C29	6,8 µF/500 V	C4AF1BU4680T12K KEMET
53	C30	6,8 µF/500 V	C4AF1BU4680T12K KEMET
54	C31	270 µF/450V	Würth Elektronik 861101485020
55	C32	100nF/630V	WIMA MKP4
56	L1	550 µH	–
57	L2	5 mH	–
58	L3	2,2 mH	–
59	L4	78 µH	–
60	D1	P2000J	–
61	D2	P2000J	–
62	D3	P2000J	–
63	D4	P2000J	–
64	D5	1N5406	–
65	D6	CSD06060	TO-220, Schottkyho dioda
66	D7	1N5820	Schottkyho dioda
67	D8	STTH1L06	Rychlá dioda
68	D9	STTH1L06	Rychlá dioda
69	D10	1N4148	–
70	D11	15 V	Zenerova dioda
71	D12	1N5820	Schottkyho dioda
72	D13	1N5820	Schottkyho dioda
73	D14	1N5406	–
74	T1	STWA48N60DM2	TO-247
75	T2	MSC750SMA170B	TO-247, SiC
76	T3	MSC750SMA170B	TO-247, SiC
77	IO1	UCC28019	DIP14
78	IO2	VIPER12A	DIP8
79	IO3	IR2110	DIP8
80	IO4	SG3525	DIP16
81	X1	U/I převodník	–
82	Z1	varistor	–
83	Z2	varistor	–
84	S1	16 A	pojistka
85	Lamp1	600 W	UV výbojka

Příloha B - Návrh DC/DC měniče

Indukčnost je dána vztahem [34]

$$L = \frac{U_d}{2f\Delta I}(1-s)s, \quad (1)$$

kde s je střída, U_d střední hodnota napětí, f frekvence měniče a ΔI zvlnění proudu.

Po dosazení střídy do rovnice dostáváme vztah [34]

$$L = \frac{U_d}{8f\Delta I} = \frac{300}{8 \times 20 \times 10^3 \times 0,2} = 11,72 \text{ mH}. \quad (2)$$

Hodnota cívky bude zaokrouhlena na 12 mH. Cívku bude nutné vyrobit. Kvůli vysoké frekvenci by mělo být použito vysokofrekvenční lanko.

U kondenzátoru je nutné zvolit zvlnění napětí ΔU . Je uvažováno zvlnění napětí 0,1 %, to znamená 0,3 V. Frekvence a střída zůstává stejná, jako u výpočtu indukčnosti.

Kapacita kondenzátoru je dána vztahem [34]

$$C = \frac{(1-s)s U_d}{16f^2L \Delta U}, \quad (3)$$

Kde U_d je střední hodnota napětí, s střída, f frekvence měniče, L indukčnost cívky a ΔU zvlnění napětí.

Po dosazení střídy se vztah zjednoduší na

$$C = \frac{1}{64f^2L \Delta U} = \frac{1}{64 \times (16 \times 10^3)^2 \times 12 \times 10^{-3}} \times \frac{300}{0,3} = 5,1 \mu F. \quad (4)$$

Z řady E12 byl zvolen kondenzátor o kapacitě 5,6 μF . Nyní je ještě nutné provést kontrolu pomocí Thomsonova vztahu, jestli vlastní rezonanční kmitočet filtru leží mnohonásobně níže než pracovní frekvence měniče f [34].

Ověření proběhne dle nerovnice [34]

$$C \gg \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times 16^2 \times 12 \times 10^{-3}} = 8,25 \text{ nF}, \quad (5)$$

kde C je kapacita vypočteného kondenzátoru 5,6 μF , f je frekvence měniče a L indukčnost cívky.

Výsledkem je

$$5,6 \mu F \gg 8,3 \text{ nF}. \quad (6)$$

Hodnota použitého kondenzátoru je o 3 řády vyšší, než hodnota kapacity dle vztahu (4). Nerovnice platí, vlastní rezonance filtru je mnohonásobně nižší než pracovní frekvence měniče.