

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2022

Bc. Richard Vágner



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## ELEKTRONICKÝ PŘEDŘADNÍK PRO VÝKONOVÉ LED

ELECTRONIC BALLAST FOR POWER LEDS

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Richard Vágner

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

BRNO 2022

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Richard Vágner

**ID:** 186223

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2021/22

**NÁZEV TÉMATU:**

## **Elektronický předřadník pro výkonové LED**

**POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Proveďte návrh a dimenzování všech elektronických obvodů měniče pro výkonovou led o výkonu 40-50 W.
2. Zařízení realizujte.
3. Proveďte zatěžovací zkoušky a ověřte parametry měniče.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

- [1] Patočka M., Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] Vorel P., Patočka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007.
- [3] Baxant P., Světelná technika. skriptum VUT v Brně, 2008.

**Termín zadání:** 7.2.2022

**Termín odevzdání:** 22.5.2022

**Vedoucí práce:** Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem elektronického předřadníku pro výkonové LED. Zdroj obsahuje předřadné obvody, měniče, filtry a řídicí obvody. Jsou zde uvedeny přehledy těchto obvodů používaných v praxi, rozbor výkonových LED a uvážení možností pro výběr vhodného návrhu řešení.

V práci je popsán princip vzniku záření, struktura a problematika napájení zdrojem proudu. Obsahuje podrobný přehled měničů, předřadných obvodů a topologií využívaných v osvětlovacích soustavách s výběrem vhodného řešení pro výsledné zařízení s výstupním výkonem 50 W. Práce obsahuje dimenzování chlazení pro vybrané výkonové LED, vstupní obvod s EMI filtrem, dvoucestný můstkový usměrňovač, zvyšující měnič PFC a blokující měnič s impulsním transformátorem.

## **Klíčová slova**

LED, elektroluminiscence, osvětlování, EMI, PFC, PWM, chlazení, transformátor, usměrňovač, blokující měnič, zvyšující měnič

## **Abstract**

This diploma thesis deals with design of power LED driver. This driver contains electronic ballast circuits, converters, filters and control circuits. Overviews of circuits used in practice are listed along with analysis of power LED and considering options for selecting an appropriate design solution.

Principles of creating the device, structure and problems of current source are described in thesis. Including detailed overview of converters, ballasts and topologies used in lighting systems with the selection of a suitable solution for the final device with an output power of 50 W. The thesis includes cooling dimensioning for selected power LEDs, input circuit with EMI filter, bridge rectifier, boost converter and flyback converter with pulse transformer.

## **Keywords**

LED, electroluminescence, lighting, EMI, PFC, PWM, cooling system, transformer, rectifier, flyback converter, boost converter

## **Bibliografická citace**

VÁGNER, Richard. Elektronický předřadník pro výkonové LED. Brno, 2022. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/142760>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Dalibor Červinka.

## Prohlášení autora o původnosti díla

<b>Jméno a příjmení studenta:</b>	Richard Vágner
<b>VUT ID studenta:</b>	186223
<b>Typ práce:</b>	Diplomová práce
<b>Akademický rok:</b>	2021/22
<b>Téma závěrečné práce:</b>	Elektronický předřadník pro výkonové LED

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho 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: 22. května 2022

-----  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Daliboru Červinkovi, Ph.D. za pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 22. května 2022

-----  
podpis autora

# Obsah

<b>1. ÚVOD</b> .....	<b>13</b>
<b>2. VÝKONOVÉ LED</b> .....	<b>14</b>
2.1 ELEKTROLUMINISCENCE .....	14
2.2 STRUKTURA LED.....	15
2.3 NAPÁJENÍ LED.....	16
<b>3. PŘEHLED POUŽÍVANÝCH MĚNIČŮ A PŘEDŘADNÝCH OBVODŮ PRO LED</b> .....	<b>20</b>
3.1 VSTUPNÍ OBVOD S ODRUŠOVACÍM FILTREM .....	20
3.2 STEJNOSMĚRNÉ NAPÁJEČE MĚNIČŮ .....	22
3.2.1 <i>Usměrňovač s kapacitním děličem</i> .....	23
3.3 OBVODY KOREKCE ÚČINÍKU.....	23
3.3.1 <i>Výběr obvodu s korekcí účinníku</i> .....	27
3.4 VÝKONOVÉ MĚNIČE POUŽÍVANÉ PRO LED OSVĚTLOVÁNÍ.....	28
3.4.1 <i>Jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem</i> .....	28
3.4.2 <i>Jednočinný blokující měnič s imp. transformátorem</i> .....	30
3.4.3 <i>Rezonanční měniče</i> .....	33
3.4.4 <i>Výběr hlavního měniče</i> .....	34
3.5 PŘEDŘADNÉ OBVODY PRO ŘÍZENÍ LED .....	36
3.5.1 <i>Topologie se snižujícím měničem (BUCK)</i> .....	36
3.5.2 <i>Topologie se zvyšujícím měničem (BOOST)</i> .....	36
3.5.3 <i>Topologie s kombinací zvyšující-snižující měnič (BOOST-BUCK)</i> .....	37
3.5.4 <i>Topologie SEPIC</i> .....	38
3.5.5 <i>Topologie s regulovaným proudem rozděleným do větví</i> .....	38
3.5.6 <i>Topologie se samostatnými proudy paralelních větví</i> .....	39
3.6 VÝSTUPNÍ FILTRY.....	40
3.7 VÝBĚR OBVODU SEKUNDÁRNÍ STRANY .....	40
<b>4. ZAPOJENÍ A VÝPOČET MĚNIČE</b> .....	<b>41</b>
4.1 VSTUPNÍ PARAMETRY.....	42
4.1.1 <i>Výpočet vstupních a výstupních hodnot napětí a proudů</i> .....	42
4.2 DVOUCESTNÝ MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ .....	43
4.3 ZVÝŠUJÍCÍ MĚNIČ PFC .....	43
4.3.1 <i>Výpočet vstupního kondenzátoru</i> .....	43
4.3.2 <i>Výpočet ochrany podpěťové ochrany</i> .....	44
4.3.3 <i>Výpočet odporu bočnicku pro snímání proudu</i> .....	45
4.3.4 <i>Výpočet výstupního kondenzátoru</i> .....	46
4.3.5 <i>Výpočet účinnosti</i> .....	47
4.3.6 <i>Nastavení výstupního napětí PFC</i> .....	47
4.3.7 <i>Nastavení zpětnovazební smyčky PFC</i> .....	48
4.4 TLUMIVKA PFC.....	49
4.5 BLOKUJÍCÍ MĚNIČ S IMPULSNÍM TRANSFORMÁTOREM - FLYBACK.....	55
4.5.1 <i>Převod a indukčnost impulsního transformátoru</i> .....	55
4.5.2 <i>Snímání proudu</i> .....	56
4.5.3 <i>Ověření omezení impulsního transformátoru</i> .....	56
4.5.4 <i>Návrh impulsního transformátoru</i> .....	57
4.5.5 <i>Kompenzace napěťového sklonu</i> .....	58
4.5.6 <i>Napětí na primárním a sekundárním vinutí</i> .....	59

4.5.7	<i>Výstupní kondenzátor</i> .....	59
4.5.8	<i>Snímání napětí z impulsního transformátoru</i> .....	59
4.5.9	<i>Limitní proud v režimu CCM</i> .....	60
4.5.10	<i>Výpočet výstupní zátěže</i> .....	60
4.5.11	<i>Napájecí kondenzátor řídicího obvodu</i> .....	60
<b>5.</b>	<b>CHLAZENÍ POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK</b> .....	<b>61</b>
5.1	CHLAZENÍ PRO VÝKONOVÉ LED.....	62
5.1.1	<i>Deska plošných spojů s hliníkovým jádrem</i> .....	64
5.1.2	<i>Výpočet chladiče pro výkonové LED</i> .....	66
5.2	VÝPOČET ZTRÁTOVÉHO VÝKONU POLOVODIČŮ MĚNIČE.....	67
5.2.1	<i>Ztráty na dvoucestném můstkovém usměrňovači:</i> .....	67
5.2.2	<i>Ztráty na schottkyho diodě zvyšujícího měniče PFC</i> .....	68
5.2.3	<i>Ztráty na použitých tranzistorů MOSFET</i> .....	69
5.3	DIMENZOVÁNÍ SMD POUZDER.....	70
<b>6.</b>	<b>REALIZACE A MĚŘENÍ</b> .....	<b>71</b>
6.1	DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ MĚNIČE.....	71
6.2	DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ S VÝKONOVÝMI LED.....	72
6.3	VINUTÍ CÍVKY A TRANSFORMÁTORU.....	73
6.4	MĚŘENÍ MĚNIČE.....	73
6.5	SESTAVENÍ ZAŘÍZENÍ.....	78
<b>7.</b>	<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>79</b>
	<b>BIBLIOGRAFIE</b> .....	<b>80</b>

# Seznam obrázků

Obr. 1.1: Blokové schéma měniče pro napájení výkonových LED .....	13
Obr. 2.1: Přechod PN LED (a) bez napětí a (b) s přiloženým napětím [3] .....	14
Obr. 2.2: (a) Základní konstrukce světelné diody se dvěma krystaly [6],.....	15
Obr. 2.3: Vyzařované spektrum barevných LED [6] .....	16
Obr. 2.4: Voltampérová charakteristika vybrané LED při referenční teplotě čipu $\vartheta_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ [7].....	17
Obr. 2.5: Závislost světelného toku na teplotě vybrané výkonové LED při nominálním proudu $I_{LED} = 350\text{ mA}$ [7] .....	17
Obr. 2.6: Závislost relativního světelného toku na protékajícím proudu vybrané LED při referenční teplotě čipu $\vartheta_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ [7].....	18
Obr. 2.7: Princip řízení LED PWM [2].....	19
Obr. 3.1: Blokové schéma uvažovaného modulu měniče .....	20
Obr. 3.2: Schéma vybraného EMI filtru [9].....	20
Obr. 3.3: Útlumové charakteristik vybraného EMI filtru [9].....	21
Obr. 3.4: Použitý dvojcestný můstkový usměrňovač se zvyšujícím měničem PFC a nabíjecím kondenzátorem .....	22
Obr. 3.5: Zapojení pro malé výkony LED s kapacitním děličem.....	23
Obr. 3.6: Zapojení aktivního PFC v módu CCM s průběhy proudů a napětí [11] .....	25
Obr. 3.7: Průběh vstupního napětí a proudu s PFC CCM [11] .....	25
Obr. 3.8: Průběh vstupního napětí a proudu s PFC CRM [11] .....	26
Obr. 3.9: Průběh vstupního napětí a proudu s PFC DMC [11] .....	26
Obr. 3.10: Typické zapojení UCC28019x - PFC [12] .....	27
Obr. 3.11: Schéma jednočinného propustného měniče se dvěma spínači [13] .....	28
Obr. 3.12: Průběhy důležitých veličin jednočinného propustného měniče [13] .....	29
Obr. 3.13: Průběh demagnetizace impulsního transformátoru při různých dobách $t_z$ : a) dobrý stav $t_z < T/2$ , b) mezní stav $t_z = T/2$ , c) špatný stav $t_z > T/2$ . [13].....	30
Obr. 3.14: Schéma jednočinného blokujícího měniče s imp. transformátorem [13].....	30
Obr. 3.15: Průběhy důležitých veličin jednočinného blokujícího měniče [13] .....	31
Obr. 3.16: Průběh spráženého toku impulsního transformátoru při podmínce $\psi_{min} > 0$ a $\psi_{min} = 0$ . [13]....	32
Obr. 3.17: Potlačení přepětí způsobeného rozptyl. indukčností transformátoru [13].....	32
Obr. 3.18: Systém s řídicími obvody umístěnými na primární straně [13] .....	33
Obr. 3.19: Základní zapojení Half-Bridge rezonančního měniče [15].....	34
Obr. 3.20: Typické zapojení čipu UCC2863xx (vlevo) a jeho volt-ampérová charakteristika (vpravo) [16] .....	35
Obr. 3.22: Zapojení regulátoru se snižujícím měničem [17].....	36
Obr. 3.23: Zapojení regulátoru se zvyšujícím měničem [18].....	37
Obr. 3.24: Zapojení LED budiče v high-side a low-side topologii [18].....	37
Obr. 3.25: Zapojení regulátoru se zvyšujícím měničem [18].....	38
Obr. 3.26: DC/DC měnič se společným nastavením proudu ve větvích [19] .....	38
Obr. 3.27: DC/DC měnič s nastavením proudu v jednotlivých větvích [19] .....	39
Obr. 4.1: Zapojení PFC.....	41
Obr. 4.2: Zapojení výkonové části blokujícího měniče .....	41
Obr. 4.3: Zapojení řídicího části blokujícího měniče.....	42
Obr. 4.4: Rozměry vybraného jádra tlumivky PFC [20].....	50
Obr. 4.5: Rozměry kostry pro jádro POT26 [21] .....	51
Obr. 4.6: B-H křivka feromagnetika GP44 [22] .....	52
Obr. 5.1: Tepelné schéma pro výpočet chladiče se součástíkou s jedním pouzdem [25] .....	61
Obr. 5.2: Závislost proudu LED na teplotě okolí pro různé rozdíly teplot čipu [7] .....	63

Obr. 5.3: Rozměry pájecí podložky LED čipu X-Lamp XP-G [7] .....	63
Obr. 5.4: Vrstvy IMS desky plošných spojů .....	64
Obr. 5.5: Schéma tepelného systému IMS desky s nánosem teplovodivé pasty .....	64
Obr. 5.6: Tepelné schéma LED chlazení .....	66
Obr. 5.7: Voltampérová charakteristika diody usměrňovače TBS20J-TP [26].....	67
Obr. 6.1: Pohled z vrchní a spodní strany DPS .....	71
Obr. 6.2: Osazení DPS při testování .....	72
Obr. 6.3: Zapojení na desce s výkonovými LED .....	72
Obr. 6.4: Navržené hliníkové DPS pro LED .....	72
Obr. 6.5: Tvorba a měření tlumivky .....	73
Obr. 6.6: Průběh startovacího sepnutí tranzistoru $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	74
Obr. 6.7: Průběh napětí na výstupu při $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	74
Obr. 6.8: Napětí na pomocném vinutí (funkce start-up) při $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	75
Obr. 6.9: Napětí na $U_{DS}$ výkonového tranzistoru při $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	75
Obr. 6.10: Výstupní napětí na napájecím pomocném vinutí při $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	75
Obr. 6.11: Průběh napětí $U_{DS}$ při $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	76
Obr. 6.12: Změřená doba zapnutí tranzistoru (nahore) a celková doba periody (dole) při $U_{VSTEF} = 100 V$ .....	76
Obr. 6.13: Průběh výstupního napětí při $U_{VSTEF} = 130 V$ .....	76
Obr. 6.14: Průběh napětí $U_{DS}$ (žlutá – CH2) a na pinu SD (modrá – CH1) při $U_{VSTEF} = 130 V$ (vlevo), přiblížení průběhu (vpravo).....	77
Obr. 6.15: Průběh napětí na $U_{GS}$ (žlutá – CH2) a pinu SD (modrá - CH1) při $U_{VSTEF} = 130 V$ .....	77
Obr. 6.16: Rozměry krabičky pro umístění měniče s EMI filtrem.....	78
Obr. 6.17: Sestavené zařízení.....	78

# Seznam tabulek

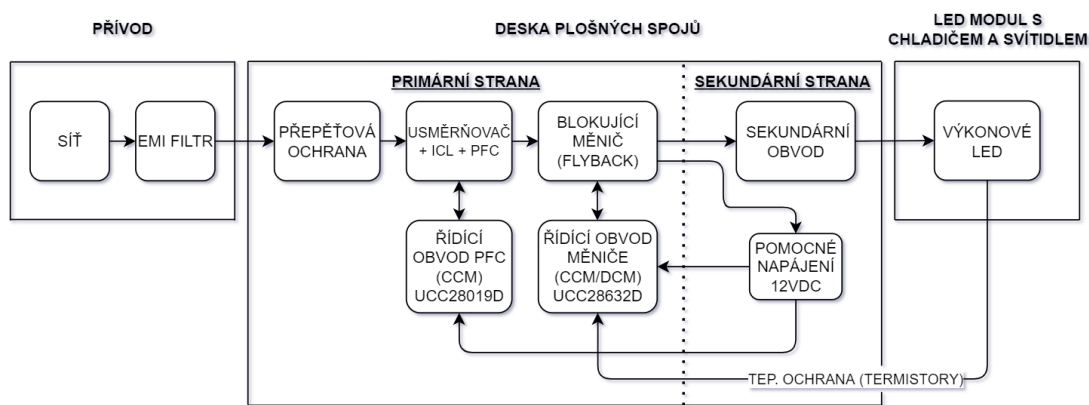
Tabulka 1: Parametry vybrané výkonové LED XP-G WHT-0 10000-00GC3 [7].....	19
Tabulka 2: Materiály IMS desky .....	64
Tabulka 3: Vypočtené tepelné odpory z tepelného schématu chlazení LED .....	66

# 1. ÚVOD

V současnosti se v osvětlovacích soustavách používají jako světelné zdroje hlavně světelné diody, zkráceně LED. Důvody jejich použití oproti ostatním využívaným zdrojům světla jsou vysoká účinnost, malé rozměry, vysoký světelný tok, variabilita vyzařovaného spektra i teplota chromatičnosti a dlouhá životnost. Díky rostoucím požadavkům pro vnitřní i venkovní osvětlení a zmíněným parametrům se využívá LED zdrojů s vyšším výkonem, tzv. výkonové LED. Zároveň s jejich rozvojem je nezbytné vyvíjet i účinnější napájecí obvody, splňující požadavky odebíranou energií ze sítě, a také kontrolovaného napájení zařízení.

Tato diplomová práce se zabývá výběrem návrhem, realizací a zkouškou elektronického předřadníku pro napájení výkonových LED. Termín elektronický předřadník zahrnuje všechny elektronické obvody v něm obsažené. Většina jeho částí se skládá z několika měničů, které jsou v následujících kapitolách vysvětleny.

Na Obr. 1.1 je zobrazeno blokové schéma základního zapojení modulu měniče pro napájení výkonových LED. Modul se skládá ze vstupního EMI filtru, přepětové ochrany, usměrňovače, zvyšujícího měniče s PFC filtrem, hlavním blokujícím měničem s impulsním transformátorem s řízením z primární strany a předřadným obvodem na sekundární straně. Jako zátěž byla zhotovena hliníková deska s výkonovými LED o celkovém příkonu až 40 W. Cílem diplomové práce je vhodně navrhnout celkový měnič s výstupním výkonem do 50 W. Zrealizovat měnič a provést zatěžovací zkoušky a ověřit jeho parametry. Jako dodatečný cíl bylo zhotovit zátěž v podobě vybraných výkonových LED.



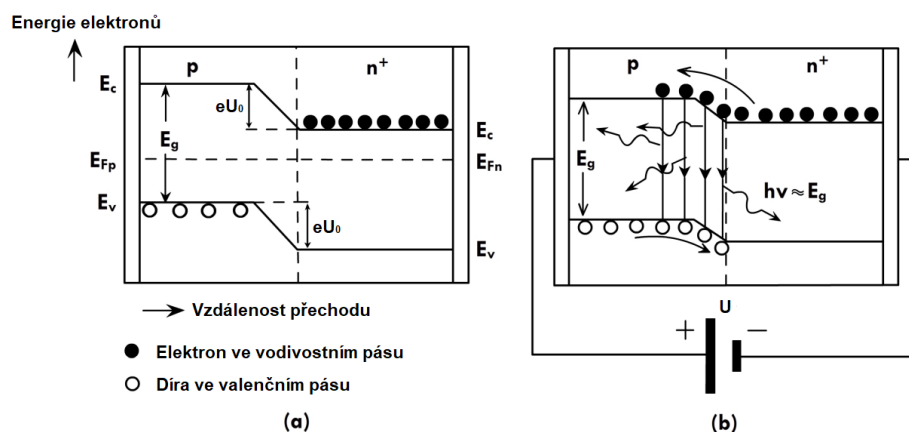
Obr. 1.1: Blokové schéma měniče pro napájení výkonových LED

## 2. VÝKONOVÉ LED

Světelné diody LED, jsou polovodičové součástky obsahující PN přechod emitující záření obsahující viditelnou část spektra. Viditelná část spektra se pohybuje mezi 380 až 780 nm vlnových délek elektromagnetického záření, takové vlny dokážou vyvolat zrakový vjem. LED se používají pro účely signalizace, komunikace, ale především pro všeobecné i speciální osvětlení, kde se aplikují LED s vyšším výkonem, tzv. výkonové LED. Ty se vyrábí v nejrůznějších provedeních pouzder, pásků a modulů.

### 2.1 Elektroluminiscence

„Elektroluminiscence je jev, při němž dochází k přímé přeměně el. energie na energii elektromagnetického záření.“ [1] Tento jev nastává u světelných diod na PN přechodu, který při průchodu budícího proudu způsobuje přechod minoritních nosičů z vrstvy  $N^+$  do P oblasti polovodiče [2].

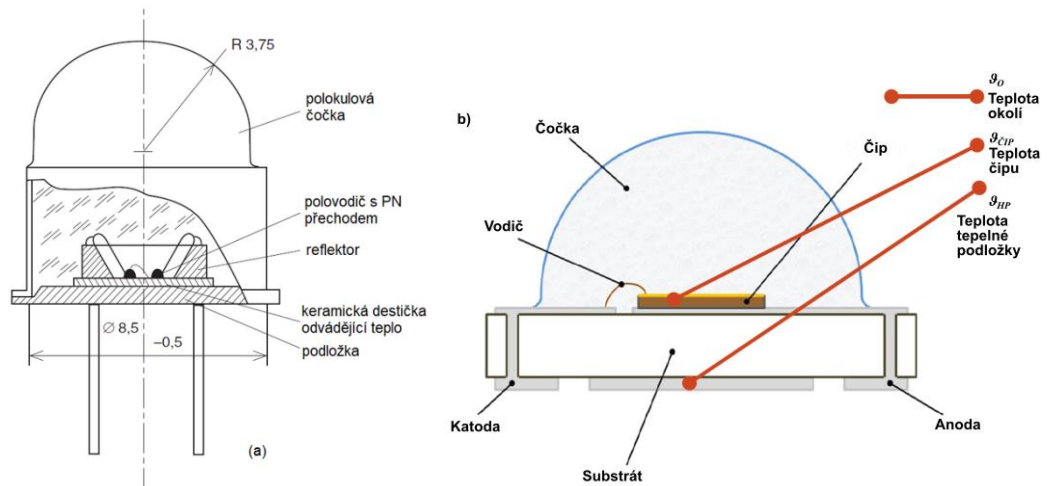


Obr. 2.1: Přechod PN LED (a) bez napětí a (b) s přiloženým napětím [3]

Na Obr. 2.1(a) je znázorněn homogenní PN přechod LED bez přiloženého napětí. Ve valenčním pásu u polovodiče typu P je nadbytek volných děr a ve vodivostním pásu polovodiče typu  $N^+$  je nadbytek volných elektronů. K prázdné oblasti mezi polovodiči dochází spontánní difúzí majoritním elektronů z polovodiče  $N^+$  do P a difúzí majoritních děr z polovodiče P do  $N^+$  při jejich spojení těchto oblastí. Nastane rozdíl mezi energetickými hladinami  $E_c$  mezi oběma polovodiči, který je úměrný vnitřnímu potenciálu  $U_0$ . Na Obr. 2.1(b) se připojí stejnosměrné napětí o velikosti  $U$  kladným pólem k polovodiči P a záporným k polovodiči  $N^+$  a dochází k rekombinaci páru elektron-díra v P oblasti, která má za následek fotonovou emisi. Energie elektronu nutná k překonání zakázaného pásu se nazývá energie vyzařující rekombinace  $E_g$ , a vytváří fotony v oblasti pro viditelné světlo a také v oblasti infračerveného záření v podobě tepla. Velikost přiloženého napětí  $U$  musí být dostatečně velká, aby došlo ke snížení vnitřního potenciálu na  $U_0 - U$ . [3] [4]

## 2.2 Struktura LED

Pro vytvoření PN přechodů se využívá vysoce čistých polovodičů 5. a 13. skupiny periodické tabulky, jež jsou legované malým množstvím příměsí tvořící buď přebytek (typ N) nebo nedostatek elektronů (typ P). Existují dva typy PN přechodů, a to homogenní (vysvětlen v předešlé podkapitole) a heterogenní. Homogenní jsou tvořeny z jednoho typu materiálu dotovaného příměsí P a N. Heterogenní přechody jsou tvořeny několika různými materiály, a tedy obsahují více přechodů. [2] [5]



Obr. 2.2: (a) Základní konstrukce světelné diody se dvěma krystaly [6],

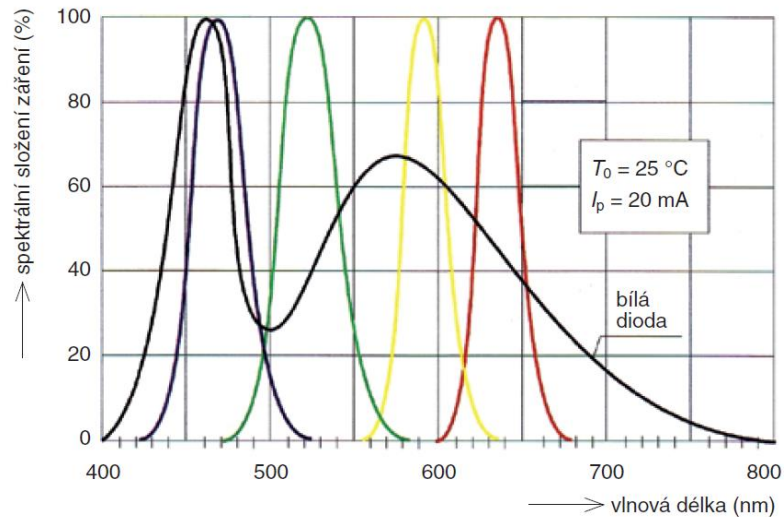
(b) Konstrukce výkonové LED [7]

Moderní polovodičové materiály vyžadují náročné technologické postupy, které však zajišťují lepší účinnost a světelné parametry LED (např.: GaAs, AlGaAs, GaP, GaAsP, AlGaInP u červených, oranžových a žlutých diod nebo GaN, ZnSe, InGaN u zelených, modrých a fialových diod). Základní konstrukční uspořádání světelné diody je popsána na Obr. 2.2(a) a výkonové světelné diody na Obr. 2.2(b).

Získání bílého světla lze dosáhnout dvěma způsoby, a to míšením světla nebo využitím funkce luminoforu. První zmíněný způsob se zakládá na klasickém míšení zelené, červené a modré barvy, je ale zapotřebí náročný hardware a software. Další nevýhodou je degradace jednotlivých čipů v průběhu života, což zapříčiní pokles světelných parametrů. Druhý způsob využívá luminoforu  $Y_3Al_5O_{12}:Ce$ , jenž je buzen modrým světlem diody InGaN nebo třípásmovým luminoforem buzeným zářením UV diody. Výsledné světlo dosahuje hodnot všeobecného podání barev nad 80. To je více než u prvního způsobu, u kterého je utlumena zelená a červená složka spektra [2].

Parametry bílých LED zdrojů se pohybují ve velkých rozsazích. Náhradní teplota chromatičnosti pro teplé světlo je od 2500 do 4000 K, pro chladnější odstíny od 5000 do 10 000 K. Proud tekoucí diodou se pohybuje v jednotkách miliampérů a rozdělují se do tří kategorií: malé výkony s proudem 1-2 mA, standardní výkony

s proudem větším než 20 mA a speciální výkonové s proudem větším než 350 mA. Světlo vydávané čipem se usměrňuje pomocí optických prvků a krytu z epoxidové pryskyřice. Barva pryskyřice je zpravidla stejná jako barva světla vyzařovaného. [2] Na Obr. 2.3 jsou znázorněna viditelná spektra vyzařovaná různě barevnými LED zdroji.



Obr. 2.3: Vyzařované spektrum barevných LED [6]

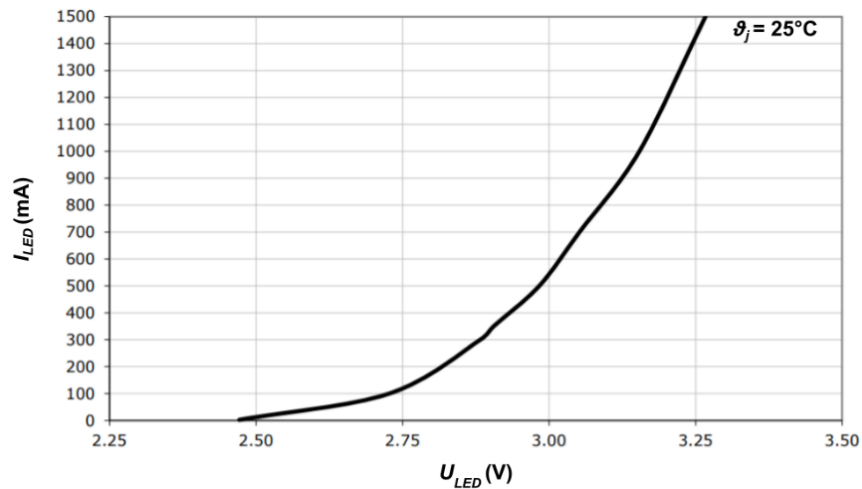
Mezi klady LED zdrojů patří geometrické parametry, velký světelný tok, snadná regulace díky stejnosměrnému napájení, které přináší i jiné výhody. Mezi další výhody patří velký měrný výkon (60-160 lm/W), vysoká hodnota indexu podání barev  $R_a$  v potřebné stupnici chromatičnosti, vysoce dlouhá doba života (60 až 10 tis. hodin), spolehlivost provozu a také šetrnost vůči životnímu prostředí. K jejich nevýhodám patří zejména vyšší cena a závislost parametrů na okolní teplotě. [2]

## 2.3 Napájení LED

Napěťové řízení výkonových LED není vhodné kvůli voltampérové charakteristice diody (Obr. 2.4). Z charakteristiky plyne, že při kolísání napájecího napětí nastanou velké změny proudu a tím i velké změny svítivosti. Charakteristika LED má pozitivní koeficient teploty. Do systému je tak zavedena kladná zpětná vazba. Se zvyšujícím proudem vzrůstá i teplota. Vyrůstající teplotou se snižuje odpor, čímž se sníží i úbytek napětí na LED. V důsledku snížení napětí na LED se zvýší proud a tento průběh událostí se děje do doby, než dojde k přehřátí LED nebo jejímu ustálení díky dostatečnému chlazení. Možnost vyhnout se kolísání napětí napájením přes spínaný zdroj s řízeným napětím se nabízí také, ale požadavky na stabilitu by byly značně vysoké a z hlediska praktičnosti a složitosti je to zbytečně drahá varianta bez možnosti regulace světelného toku.

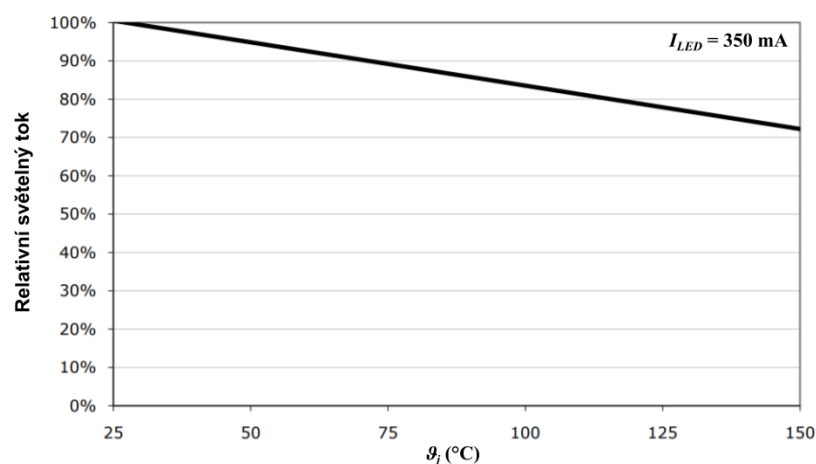
Napájení střídavým napětím je velmi nevhodný a neefektivní způsob, diodou by tak procházel proud po dobu jedné půl periody nehledě na značné omezení její životnosti vzhledem k tomu, že je konstruovaná na stejnosměrné napájení. Světelná dioda do určité

hodnoty napájecího napětí nesvítí, a to do hodnoty kdy překročí prahové napětí PN přechodu diody, jak bylo popsáno v předešlé podkapitole o elektroluminiscenci.



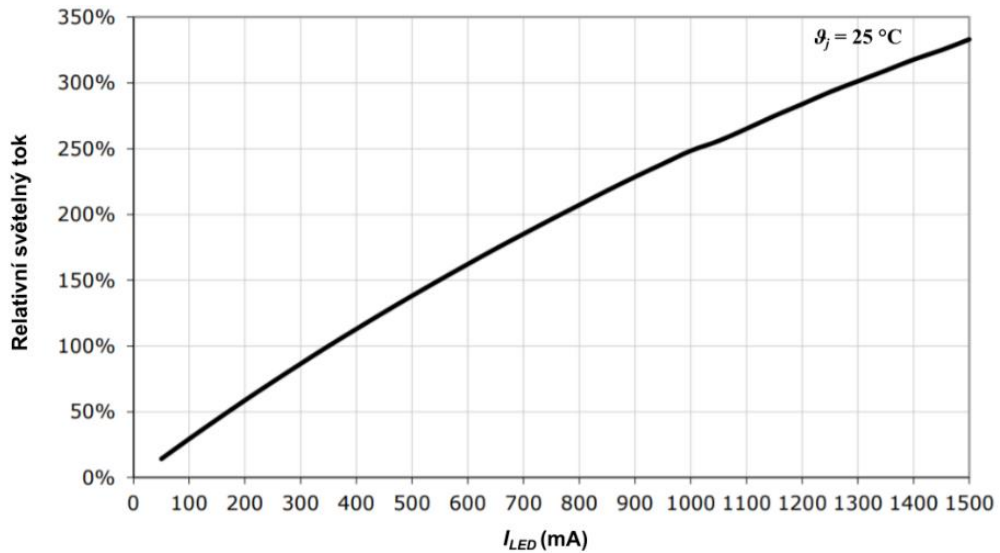
Obr. 2.4: Voltampérová charakteristika vybrané LED při referenční teplotě čipu  $\vartheta_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  [7]

Pokud voltampérovou charakteristiku budeme uvažovat z hlediska změny proudu tak je napětí relativně konstantní. Ideálním řízením výkonových LED je napájením zdrojem stejnosměrného proudu, který mění výstupní napětí dle zátěže s omezením na maximální výstupní napětí a dodává definovaný proud, který není závislý ani na úbytku napětí na LED ani na velikosti napájecího napětí. Zabezpečuje tím konstantní světelný tok i jejich ideální provozní teplotu. Na Obr. 2.5 je zobrazena charakteristika světelného toku na teplotě LED čipu, kde při maximální dovolené teplotě vybrané výkonové LED klesne hodnota relativního světelného toku až pod 75 %, při nominální hodnotě proudu. Dimenzování chladiče pro LED je kritické pro udržení konstantního světelného toku a dlouhou životnosti součástky.



Obr. 2.5: Závislost světelného toku na teplotě vybrané výkonové LED při nominálním proudu  $I_{LED} = 350 \text{ mA}$  [7]

Výstupní proud zdroje je konstantní do chvíle kdy napětí na zátěži dosáhne maximálního napětí zdroje. Poté zdroj přechází do režimu zdroje konstantního napětí. Zdroje proudu se pro napájení výkonových LED konstruují pro provozní proudy od stovek miliampér až do jednotek ampér. [2]

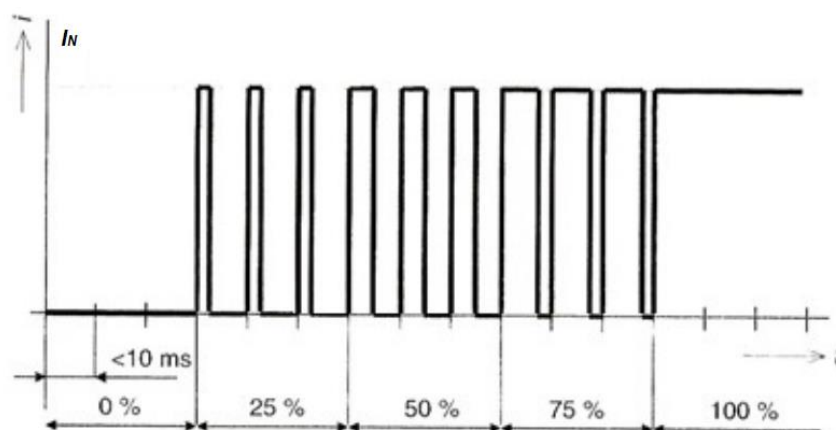


Obr. 2.6: Závislost relativního světelného toku na protékajícím proudu vybrané LED při referenční teplotě čipu  $\vartheta_j = 25\text{ °C}$  [7]

Je vhodné nenapájet LED menším než maximálním dovoleným proudem. Světelný tok neroste se zvýšeným napájecím proudem lineárně (Obr. 2.6), a také z důvodu životnosti. Pro navýšení celkového světelného toku se používá kombinace více světelných diod v sériovém nebo paralelním zapojení, kde maximum LED v sérii je dáno podílem maximálního napětí zdroje ku úbytku napětí jedné diody.

Při napájení stejnosměrnými proudovými pulsy můžeme řídit pracovní bod LED, a tím i množství světelného toku, jas, teplotu čipu a spotřebu diody, což jsou parametry ovlivňující účinnost a životnost. Řídit jas lze dvěma způsoby, a to diskrétně nebo spojitě.

V tomto případě bude diskrétní řízení proudu. Provozní doba diody se rozdělí na úseky, během kterých se mění poměr času. Tento řídicí signál ovládá spínání proudového napájení o určité frekvenci pohybující se ve stovkách Hz a tím mění střídu periody napájení. Frekvence spínání pod 10 milisekund umožňuje lidskému oku vnímat světelný tok kontinuálně. Z čehož plyne že frekvence spínání musí být větší jak 100 Hz. LED lze stmívat nastavením střídy v rozsahu od 0 do 100 %, jak je znázorněno na Obr. 2.7 s průběhem proudu výkonové LED při řízení PWM.



Obr. 2.7: Princip řízení LED PWM [2]

Analogové stmívání je řízeno spojitým signálem a využívá lineárního regulátoru nebo změny odporů v sérii s LED. U světelných diod nad 1 W se nevyužívá kvůli ztrátám a chlazení. Lze použít spínaný zdroj proudu, který ve svém řídicím obvodu používá PWM s dolní propustí na výstupu.

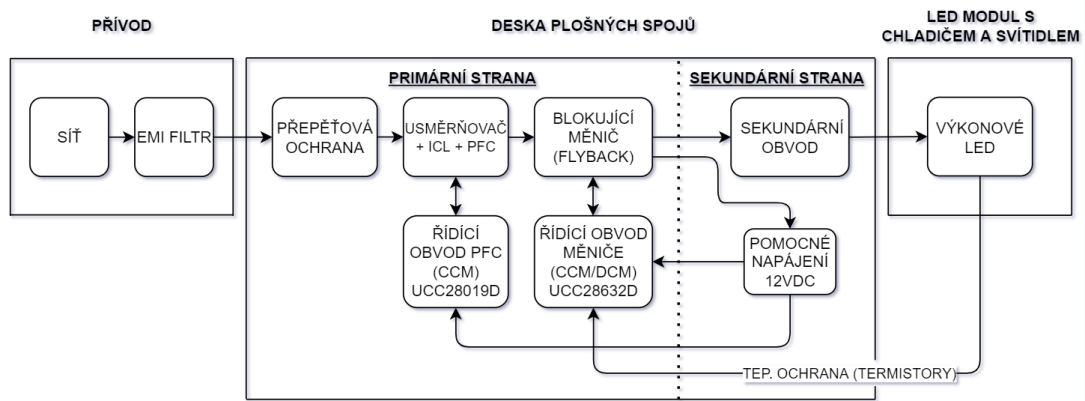
Ve výrobě s asynchronním, ale převážně synchronním motorem mohou vznikat míhání osvětlení neboli jev „flickr“. Osvětlení je napájeno ze stejného místa odběru, jako motor. Míhání může být v takové míře, že obsluha stroje může vidět stroj v nečinnosti i když se v realitě otáčí. U svítidel s LED elektronickým předřadníkem s napájením konstantním proudem k tomu principiálně dojít nemůže. V tabulce níže jsou uvedeny parametry vybrané výkonové LED.

Tabulka 1: Parametry vybrané výkonové LED XP-G WHT-0 10000-00GC3 [7]

Parametry vybrané LED XP-G WHT-0 1-0000-00GC3	Označení	Hodnota	
Napětí v propustném směru	$U_{LEDf}$	3,25	V
Nominální proud v propustném směru	$I_{LEDN}$	350	mA
Maximální proud v propustném směru	$I_{LEDMAX}$	1500	mA
Světelný tok při nominálním proudu	$\Phi_N$	130	lm
Světelný tok při maximálním proudu	$\Phi_{MAX}$	430	lm
Nominální příkon	$P_N$	1,14	W
Maximální příkon	$P_{MAX}$	4,00	W
Náhradní teplota chromatičnosti	$T_C$	4300	K
Index podání barev	$R_a$	75	-
Předpokládaná doba života	$\tau$	< 10000	h
Napětí závěrné	$U_Z$	5,00	V
Nominální teplota LED čipu	$\vartheta_j$	25	°C
Maximální teplota LED čipu	$\vartheta_{jMAX}$	150	°C
Tepelný odpor	$R_{\vartheta JC}$	4	°C/W
Úhel vyzařování	$\alpha$	125	°

### 3. PŘEHLED POUŽÍVANÝCH MĚNIČŮ A PŘEDŘADNÝCH OBVODŮ PRO LED

Jak bylo zmíněno v předchozí kapitole, pro napájení výkonové LED je nejvhodnější zdroj proudu. Takové zařízení můžeme nazývat modulem, který se skládá ze vstupních a výstupních filtrů, stejnosměrným napáječem, hlavním výkonovým měničem a předřadným obvodem pro LED dodávajícím řízený stejnosměrný proud (Obr. 3.1).

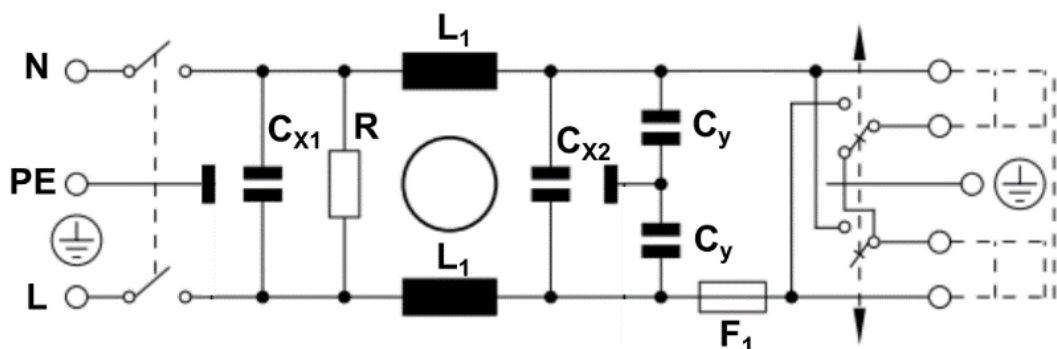


Obr. 3.1: Blokové schéma uvažovaného modulu měniče

Při výběru je nutné brát v úvahu ovlivnění napájecí sítě, jejich topologie a v neposlední řadě ekonomická hlediska. Zmíněné části obvodů jsou popsány v kapitolách níže.

#### 3.1 Vstupní obvod s odrušovacím filtrem

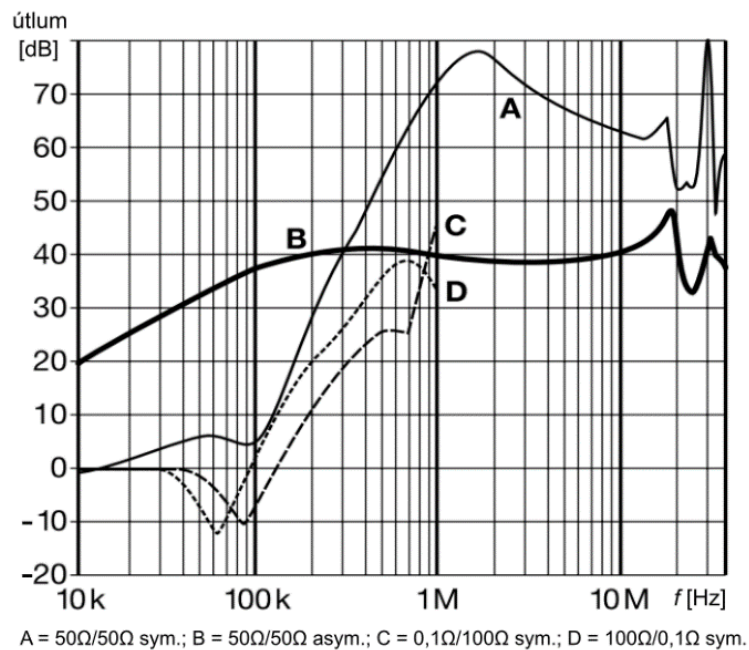
Stejnosemý sítový napáječ s aktivním PFC a výkonový měnič jsou zdroje značného nízkofrekvenčního i vysokofrekvenčního rušení. Pro eliminaci tohoto rušení v šíření směrem vně i do sítě se využívá odrušovacího filtru (EMI filtru). [8]



Obr. 3.2: Schéma vybraného EMI filtru [9]

Na Obr. 3.2 je pro příklad zobrazeno zapojení vybraného EMI filtru FN 1393-1-05-11. Vodiče L a N jsou z pohledu vysokofrekvenčního rušivého napětí se stejným potenciálem a jsou vzájemně zkratovány kondenzátory  $C_{X1}$  a  $C_{X2}$ . Kondenzátory  $C_Y$  jsou zapojeny tak, že eliminují soufázový rušivý signál. Takto vytvořený členek pak pracuje jako dolní propust 2. řádu s amplitudovým poklesem nad mezní kmitočet se strmostí -40 dB na dekádu.

Na Obr. 3.3 jsou zobrazeny útlumové charakteristiky vybraného EMI filtru. Odrušovací tlumivka se zpravidla vine na toroidní jádra. Pro malé výkony se tlumivky konstruují na feritová jádra a pro větší výkony na jádra z vinutých plechů. Tato jádra nemají vzduchovou mezeru, jelikož nemůže dojít k jejich přesycení. Tlumivka má celkovou indukčnost blízkou k nule, kvůli nedokonalé vazbě mezi vinutími  $L_1$ . Oproti soufázové rušivé vysokofrekvenční složce má tlumivka indukčnost jednoho vinutí  $L_1 = L_{CELK}$ . [8]



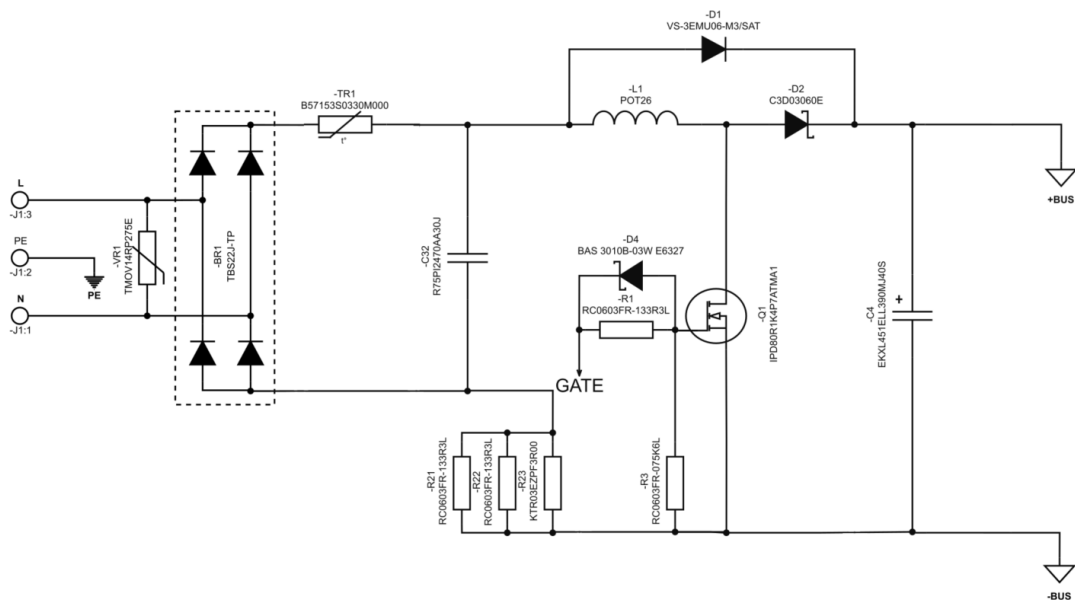
Obr. 3.3: Útlumové charakteristik vybraného EMI filtru [9]

U struktury a vinutí tlumivky se musí brát v úvahu možné parazitní kapacity mezi závity, které by při dostatečně vysoké hodnotě mohli u vysokých kmitočtech zkratovat indukčnost tlumivky, ale díky toroidnímu jádru bez vzduchové mezery je indukčnost poměrně vyšší než parazitní kapacita. Velikost kondenzátorů je také dostatečně velká, aniž by došlo k jejich zkratování při vysokých frekvencích. Podstatná je topologie a osazení jednotlivých součástí filtru, výběr bezindukčních kondenzátorů a bezkapacitní tlumivky. [8]

## 3.2 Stejnoseměrné napáječe měničů

Napájení osvětlovacích soustav je ve většině případů pro každé jednotlivé světelné LED zařízení řešeno s usměrňovačem pracujícím na jednofázové síti. Při konstrukci takového zařízení se v některých zapojeních používá jednofázový síťový transformátor pro snížení pracovního napětí hlavního měniče, ale z ekonomického hlediska je to nadbytečné.

Proto se u měničů pro výkonové LED osvětlovací soustavy nad 25 W využívá měniče s impulsním transformátorem, který je vhodný pro vytvoření řídicího proudu pulsně šířkovou modulací. Impulsní transformátor se zároveň navrhne způsobem, aby na jeho výstupu bylo požadované napětí. Usměrnění je nutné pro pracovní napětí hlavního výkonového měniče. Ve většině těchto zařízení je použit dvojcestný můstkový usměrňovač s nabíjecím kondenzátorem (Obr. 3.4). Ve schématu je naznačena výkonná část PFC obvodu, který se používá u větších výkonů většinou nad desítky wattů.



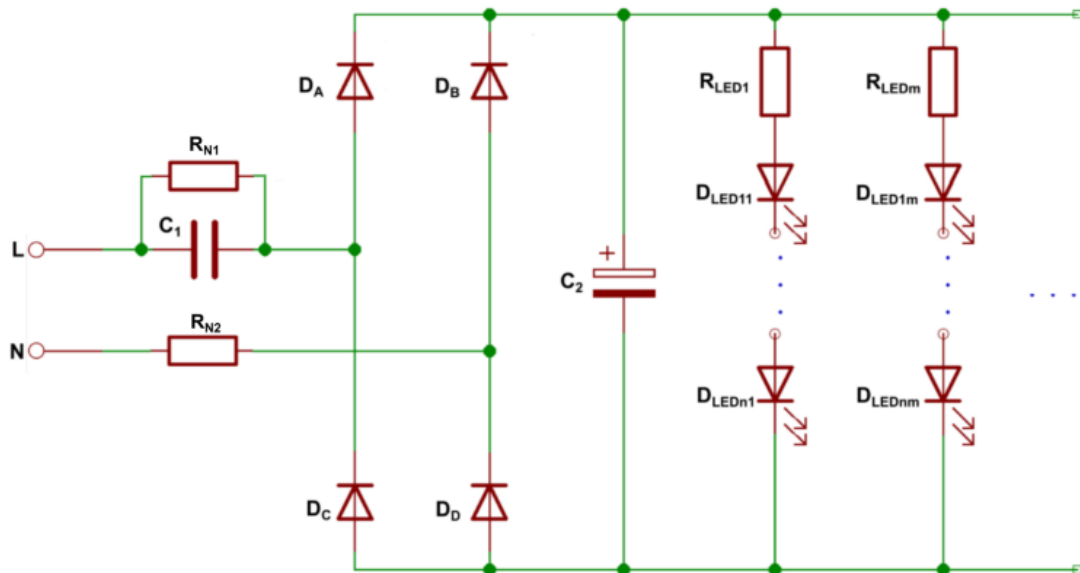
Obr. 3.4: Použitý dvojcestný můstkový usměrňovač se zvyšujícím měničem PFC a nabíjecím kondenzátorem

Při zapnutí usměrňovače do sítě se omezují zapínací proudy termistorem. Použitý termistor  $TR_1$  má negativní teplotní koeficient pro funkci omezování rázového proudu (ICL – *Inrush current Limiting*). Odpor termistoru klesne na minimální hodnotu po jeho zahřátí rázovým proudem. Zvýšeným odporem při zapnutí potlačí tyto vysoké proudy, které jsou způsobeny nízkou impedancí kondenzátorů a tlumivky.

Kondenzátor  $C_2$  slouží k filtraci vysokofrekvenčních složek z PFC. Kondenzátor  $C_4$  se nabíjí v době, kdy probíhá špičková amplituda usměrněného síťového napětí. [8] Funkce PFC obvodu je vysvětlena v kapitole 3.3 níže.

### 3.2.1 Usměrňovač s kapacitním děličem

U výkonů do jednoho wattu se používají obvody s kapacitním děličem a předřadným rezistorem omezující velikost provozního proudu LED (Obr. 3.5). Na vstupu ze sítě je sériově zapojen kondenzátor před dvojcestným usměrňovačem. Kondenzátor za můstkovým usměrňovačem tvoří spolu s kondenzátorem u vstupu do sítě kapacitní dělič, který dle poměru reaktancí obou kondenzátorů určuje amplitudu výstupního napětí.



Obr. 3.5: Zapojení pro malé výkony LED s kapacitním děličem

Výhodou tohoto zapojení je vyhnutí se použití síťového transformátoru pro snížení napětí nebo spínacího zdroje, což zmenší ekonomické náklady a také ušetří místo na předřadníku. U malých výkonů se nevyužívá EMI filtru ani PFC, jelikož nemají takový vliv na síť, i když jejich účinník a PF je velice malý a pohybuje se okolo hodnoty 0,2. Možnou nevýhodou je případ, kdy zařízení mělo různé barvy LED, každá barva světelné diody by měla různé úbytky napětí, takže by musel být předřadný rezistor pro jednotlivou barvu i napětí jiný. Mezi další nevýhody patří fakt, že obvod nemá galvanické oddělení od sítě a má malou účinnost kvůli energii přeměněné na teplo na předřadných rezistorech a dochází ke kolísání napětí což ovlivňuje vyzařovaný světelný tok. Zapojení se v praxi používá u pevných nebo pružných lineárních modulů LED. [2]

### 3.3 Obvody korekce účinníku

Účinník  $PF$  (označován dle anglického výrazu *Power Factor*) na rozdíl od  $\cos\varphi$  zahrnuje všechny harmonické složky signálu. Tato hodnota je důležitá z hlediska užití elektrické energie u nelineárních zdrojů, kde díky vyšším podílům ostatních harmonických složek dochází k odběru velkého jalového výkonu.

Obvodem obsahující nelineární součástky, protéká neharmonický proud, jenž pak obsahuje vyšší harmonické složky. Takto vytvořený výkon s vyššími harmonickými složkami se nazývá deformačním, označován je  $D$  [VA]. Tedy u nelineárních zdrojů deformační výkon navyšuje hodnotu zdánlivého výkonu, jak je uvedeno v rovnici (3.1). Deformační výkon se snižuje nebo úplně eliminuje za pomoci tzv. PFC filtrů (*Power Factor Correction*).  $PF$  je bezrozměrná veličina s rozmezím hodnot od 0 do 1. [10]

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{U \cdot I} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (3.1)$$

Použitím PFC je dosaženo hodnoty skutečného účinku blížíci se k jedné. Charakter zátěže vzhledem k síti je rezistivní, přestože se do zátěže dodává proud indukčního nebo kapacitního charakteru [10]. Dvojcestné usměrňovače s nabíjecím (sběracím) kondenzátorem jsou používány ve značné většině obvodů měničů pro napájení LED. Odebíraný proud z usměrňovače má značné zkreslení a fázový posuv oproti průběhu napětí ze sítě, při napájení nelineární zátěže. Dochází pak k odběru impulsních proudů a tím ke špičkovému zatěžování sítě. Tomuto ději zabráňují PFC obvody, které se dělí na pasivní a aktivní.

Pasivní PFC obvody vyhlazují proudové špičky tekoucí do sběracího kondenzátoru tlumivkou o vysoké indukčnosti z důvodu nízké pracovní frekvence sítě. Konstrukce této tlumivky je objemná, drahá a těžká. [11]

Aktivní PFC obvody pracují převážně jako zvyšující měniče. Využívají vysokou frekvenci spínacích prvků, čímž se značně zmenší velikost tlumivky i sníží napětí na sběracím kondenzátoru usměrňovače. Spínáním řídí proud tlumivkou a synchronizují jej s fází vstupního síťového napětí, čímž modelují průměrný pracovní proud tlumivky do sinusovky se stejnou fází. [11]

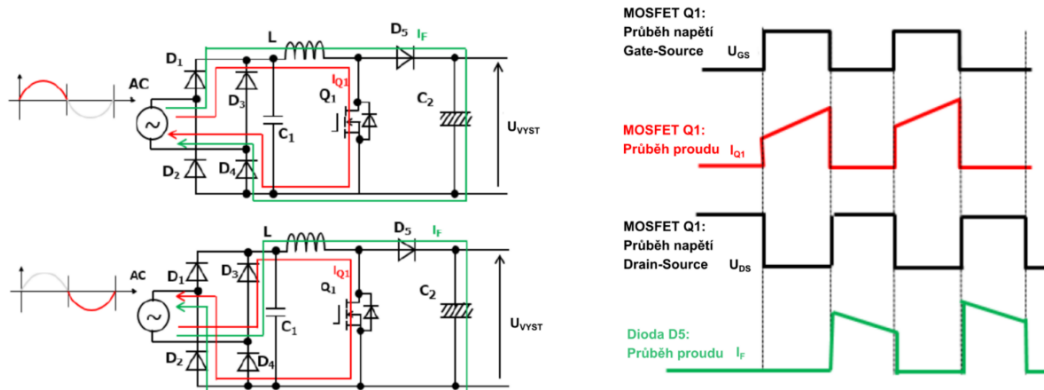
Pracují ve třech různých režimech:

**a) CCM (*Continuous Current Mode*)**

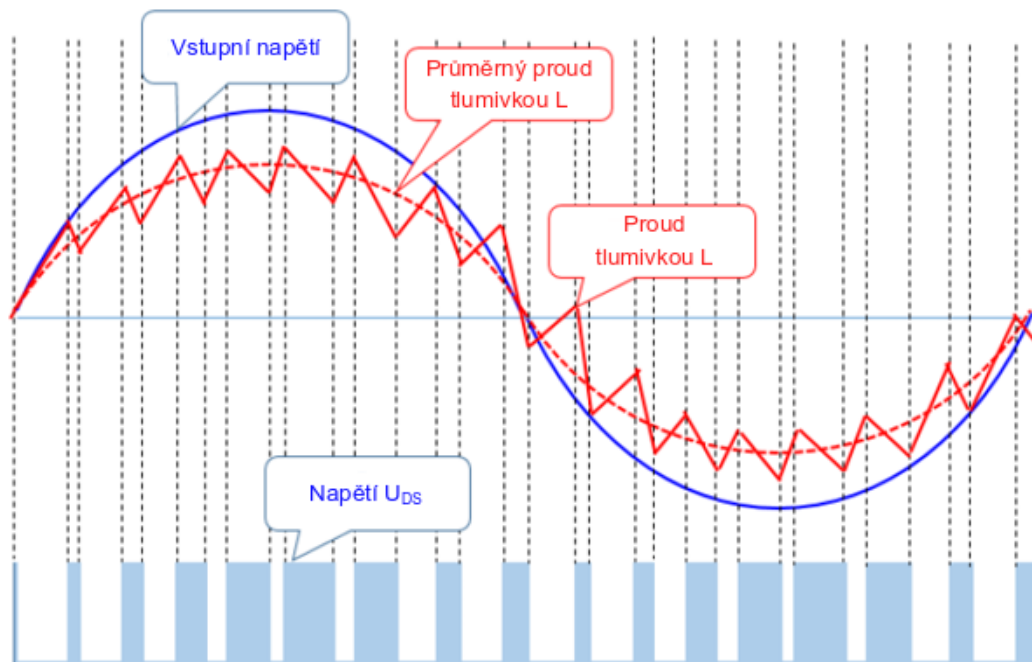
Na Obr. 3.6 je zobrazeno zapojení CCM PFC s průběhy proudů a napětí při první a druhé půlvalné periody vstupního síťového napětí. Průchozí proud tranzistorem  $Q_1$  a výstupní diodou  $D_5$  dávají dohromady pilovitý průběh proudu tlumivkou  $L$ . Odebíraný proud na vstupu je zobrazen na Obr. 3.7, kde jeho průměrný proud kopíruje ve fázi kopíruje sinusovku vstupního napětí. V CCM módu je proud tlumivkou průběžný, pokud řídící MOSFET spíná tak, aby proud nebyl nulový. Oproti ostatním módům mohou být navrženy tak, aby omezovaly zvlnění proudu proudícího přes MOSFET.

Nevýhodou tohoto módu je, že při sepnutí tranzistoru je na výstupní diodě stále proud. Závěrný proud diody se pak spojí s proudem zátěže tlumivky což zvýší zapínací ztráty na tranzistoru. [11]

Pro snížení ztrát a tím zvýšení účinnosti je nutné použít vysokorychlostní diodu (Schottkyho diodu) s krátkou dobou zotavení. [11]



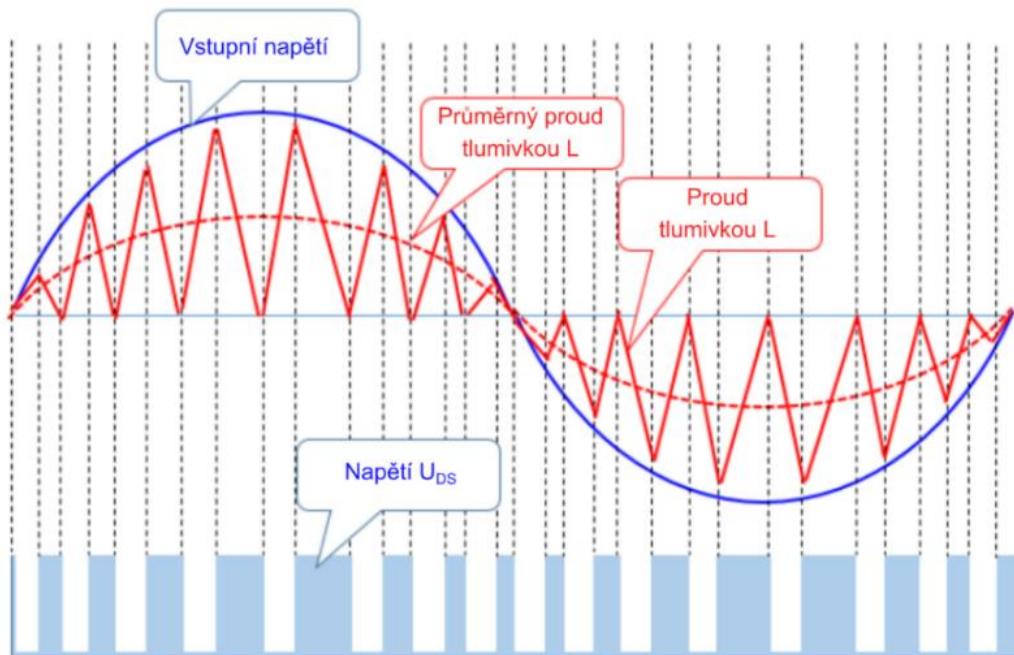
Obr. 3.6: Zapojení aktivního PFC v módu CCM s průběhy proudů a napětí [11]



Obr. 3.7: Průběh vstupního napětí a proudu s PFC CCM [11]

### b) CRM (*Critical Mode*)

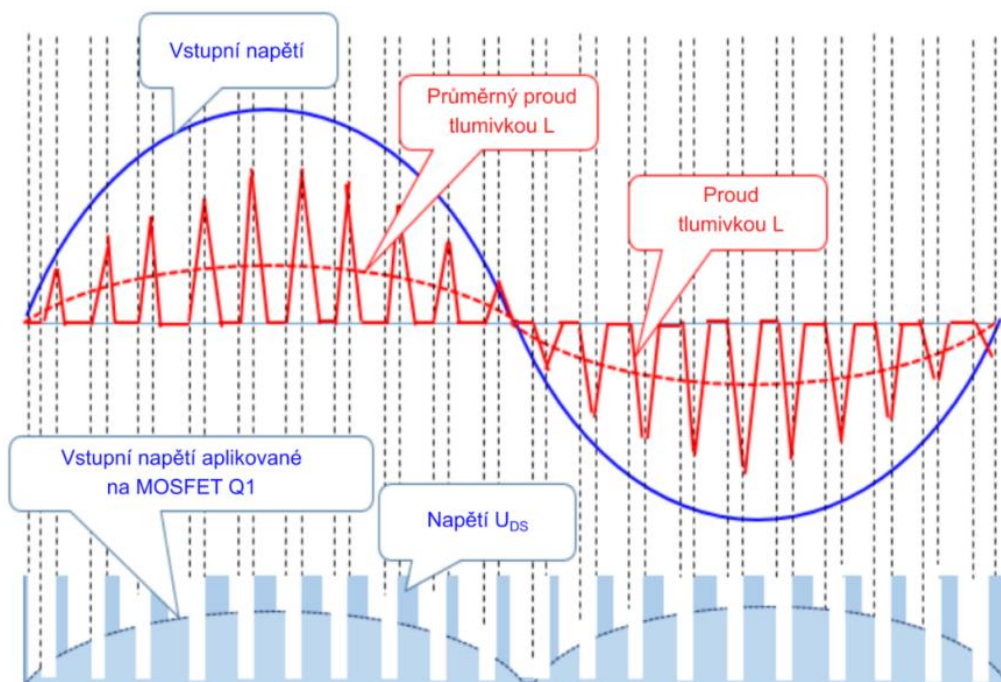
Tento mód spíná tranzistor v momentu, kdy proud tlumivkou je nulový, což omezuje spínací ztráty tranzistoru. Nevýhodou je nezbytnost použití proměnné frekvence spínání tranzistoru. To má vliv na složitý návrh tlumivky a vstupního EMI filtru. Průběh CRM je zobrazen na Obr. 3.8. [11]



Obr. 3.8: Průběh vstupního napětí a proudu s PFC CRM [11]

### c) DCM (*Discontinuous Current Mode*)

Pracuje v režimu přerušovaných proudů s částmi periody, kdy je proud tlumivkou nulový. Tímto způsobem nevznikají skoro žádné spínací ztráty, až na ztráty způsobené nabíjením hradla. Oproti CRM je spínací kmitočet konstantní. Výhodou je malá velikost tlumivky a dobrá stabilita.

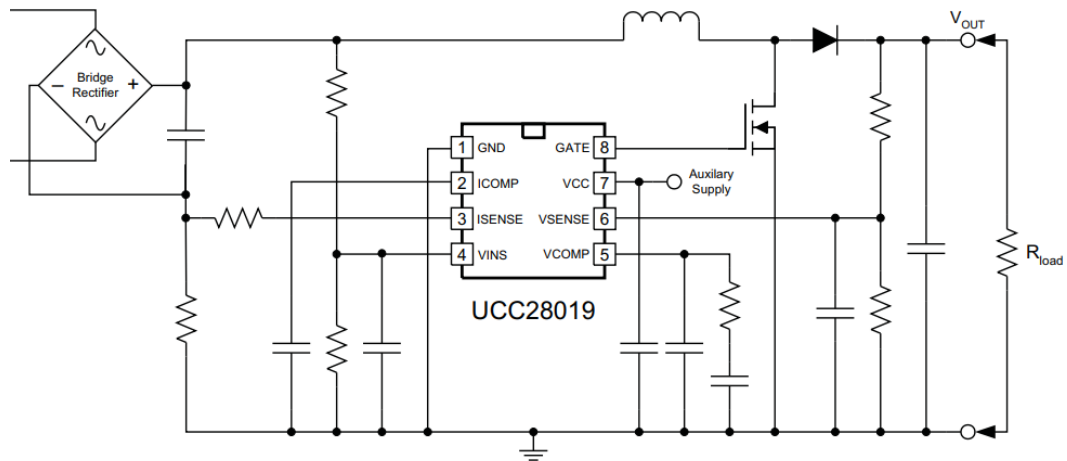


Obr. 3.9: Průběh vstupního napětí a proudu s PFC DCM [11]

### 3.3.1 Výběr obvodu s korekcí účinníku

Usměrňovač s výkonovým obvodem PFC je zobrazen v předchozí kapitole na Obr. 3.4. Jako čip řídicí obvod PFC byl zvolen UCC28019D společnosti Texas Instruments pracující v režimu CCM vhodný pro výkony do 100 W. Pracovní spínací frekvence lze nastavit od 18 do 250 kHz. Interní referenční napětí je 5 V a výstupní usměrňené napětí „BUS“ pro napájení DC/DC měniče je nastaveno na 395 V.

Regulace se provádí ve dvou smyčkách. Vnitřní proudová smyčka tvaruje průměrný vstupní proud tak, aby odpovídal sinusovému vstupnímu napětí za podmínky kontinuálního proudu cívkou. Vnější napěťová smyčka reguluje výstupní BUS napětí PFC generováním napětí na pinu „VCOM“ v závislosti na podmínkách zatížení. Výpočet celého zapojení PFC obvodu a dimenzování součástek je ukázáno v kapitolách 4.3 a 5.2 níže.



Obr. 3.10: Typické zapojení UCC28019x - PFC [12]

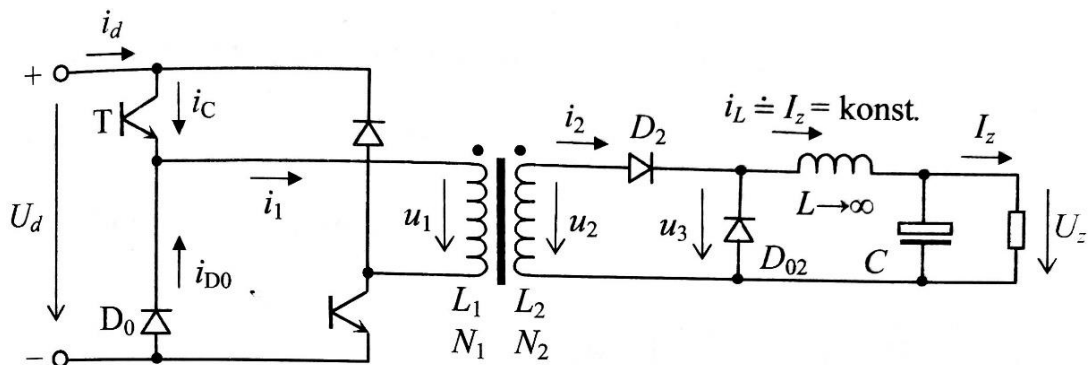
### 3.4 Výkonové měniče používané pro LED osvětlování

Volba měničů pro výstupní výkon 50 W zužuje možnosti na jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem, jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem neboli „flyback“ a měnič rezonanční. Zmíněné měniče jsou popsány v podkapitolách níže. Dvojjinné propustné měniče s impulsním transformátorem jsou výhodné až nad výkony 1 kW, pro takové výkony se prozatím tyto měniče pro účely LED osvětlování nekonstruují.

#### 3.4.1 Jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem

Jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem se navrhuje pro výkony nad desítky wattů. U propustného měniče se energie přenáší ze vstupu na vstup v době zapnutí tranzistoru oproti měničům blokujícím, kde se tak děje v době vypnutí. Impulsní transformátor zajišťuje galvanické oddělení vstupu od výstupu, což zvyšuje bezpečnost u zařízení, jež mají vstupní napětí usměrněné ze sítě (síťové spínané zdroje).

Na Obr. 3.11 je zobrazeno základní zapojení jednočinného propustného měniče a k němu jsou na Obr. 3.12 znázorněné průběhy důležitých veličin. Zapojení s průběhy uvažuje zjednodušení ve formě nekonečné indukčnosti tlumivky v LC-filtru a dokonalou magnetickou vazbou transformátoru  $k = 1$ . [13]

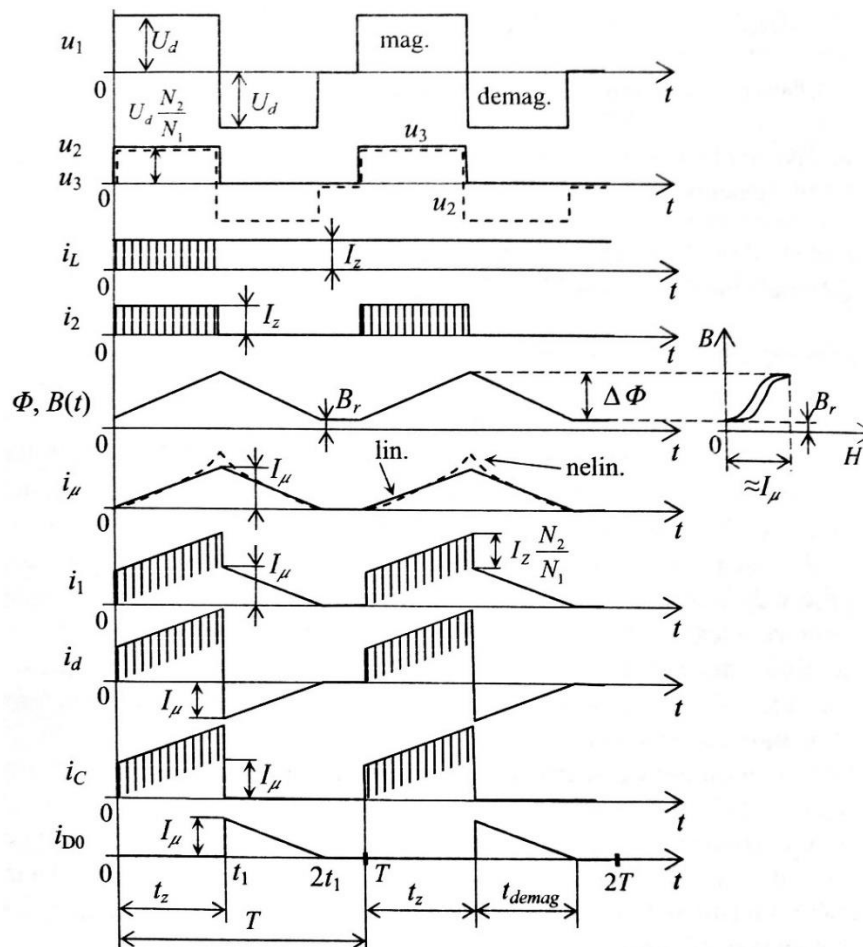


Obr. 3.11: Schéma jednočinného propustného měniče se dvěma spínači [13]

Oba tranzistory jsou zapínány a vypínány současně. Při jejich sepnutí má primární napětí hodnotu konstantní  $u_1(t) = U_d$  a magnetizační proud vzrůstá lineárně v ideálním případě. Při vypnutí tranzistorů indukčnost  $L_1$  nedovolí okamžitý zánik proudu a otočí polaritu napětí na hodnotu  $u_1(t) = -U_d$ . Jádru se demagnetizuje přes nulové diody zpátky na vstup a na cívce  $L_1$  klesá po přímce magnetizační proud (v ideálním případě).

V momentu klesnutí napětí na primární cívce pod hodnotu součtu prahových napětí nulových diod dochází k zániku magnetizačního proudu a uzavřou obě diody. Primární vinutí je tedy odpojeno od vstupu napětí  $U_d$  a stává se neutrálním vodičem po dobu konce periody  $T$ . Doba zapnutí je označována  $t_z$  a nesmí překročit dobu půlperiody. Pokud by čas byl delší, než polovina periody  $T$  nestačilo by se primární vinutí demagnetizovat a tranzistory by se přesytily.

U blokujícího měniče tato podmínka splněna být nemusí, jelikož transformátor pracuje v režimu nepřerušovaného magnetického toku. [13]

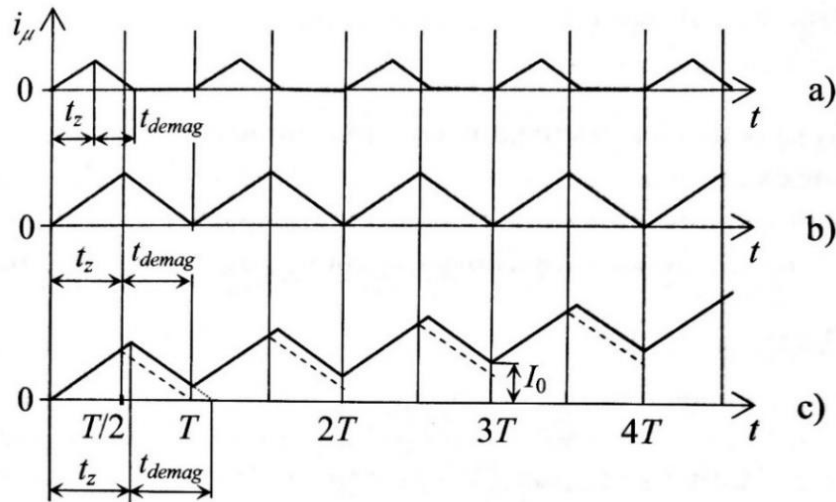


Obr. 3.12: Průběhy důležitých veličin jednočinného propustného měniče [13]

Na sekundární straně vinutí napětí  $u_2$  má stejný tvar jako  $u_1$  o menší velikosti dané převodem  $N_2/N_1$ . Aby nedošlo k narušení procesu demagnetizace se musí dát na sekundární stranu vinutí jednocestný usměrňovač  $D_2$  s nulovou diodou  $D_{02}$ . Tímto způsobem se nevyužije záporný demagnetizační puls. Nulová dioda vede proud do tlumivky v době vypnutí tranzistorů na primární straně a  $D_2$  je v závěrném stavu. V době sepnutí tranzistorů  $t_z$  na sekundární straně vede transformovaný proud do tlumivky přes diodu  $D_2$ . Napětí  $u_3$  na vstupu do LC-filtru je ve tvaru bipolárních impulsů s maximální možnou střídou do 0,5. Kvůli zjednodušení obvodu tlumivkou s velkou indukčností je průběh sekundárního proudu  $i_2$  ve tvaru pravoúhlých proudových impulsů. Pracovní kmitočet se pohybuje od 40 do 120 KHz a je nutno brát v potaz opatření proti vzniku skin efektu. Pro primární i sekundární vodič platí, že jeho průměr a tloušťka měděné fólie musí být větší než dvojnásobek hloubky vniku  $2\delta$ . [13]

Na Obr. 3.13 jsou zobrazeny průběhy demagnetizačního proudu pro 3 možnosti doby zapnutí. Dobrý stav a), při kterém je  $t_z < T/2$  má časovou rezervu pro demagnetizaci

po vypnutí tranzistorů a tím menší špičkovou hodnotu (u reálného transformátoru by špičková hodnota byla větší kvůli parazitní indukčnosti). U mezního stavu  $t_z = T/2$  ( $t_z = t_{demag}$ ) je demagnetizační proud nulový na konci periody. Při  $t_z > T/2$  nastává „špatný stav“, kdy se transformátor nestačí demagnetizovat a postupně s každou periodou se přesycuje se zvyšováním  $I_0$  integrálu  $i_\mu(t) = I_0 + \frac{1}{L} \cdot \int u_1(t) dt$ . Klesá jeho indukčnost a lavinovitě s tím roste i magnetizační proud a v krátkém časovém intervalu může nastat tepelné poškození primárního vinutí transformátoru. [13]

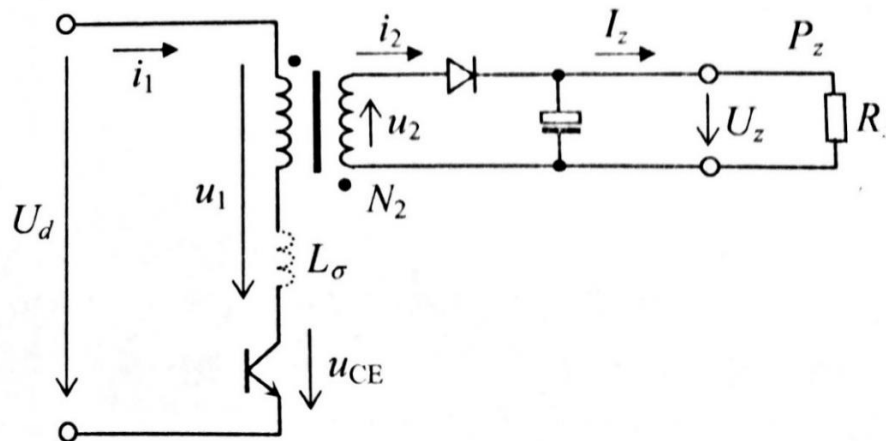


Obr. 3.13: Průběh demagnetizace impulsního transformátoru při různých dobách  $t_z$ : a) dobrý stav  $t_z < T/2$ , b) mezní stav  $t_z = T/2$ , c) špatný stav  $t_z > T/2$ . [13]

### 3.4.2 Jednočinný blokující měnič s imp. transformátorem

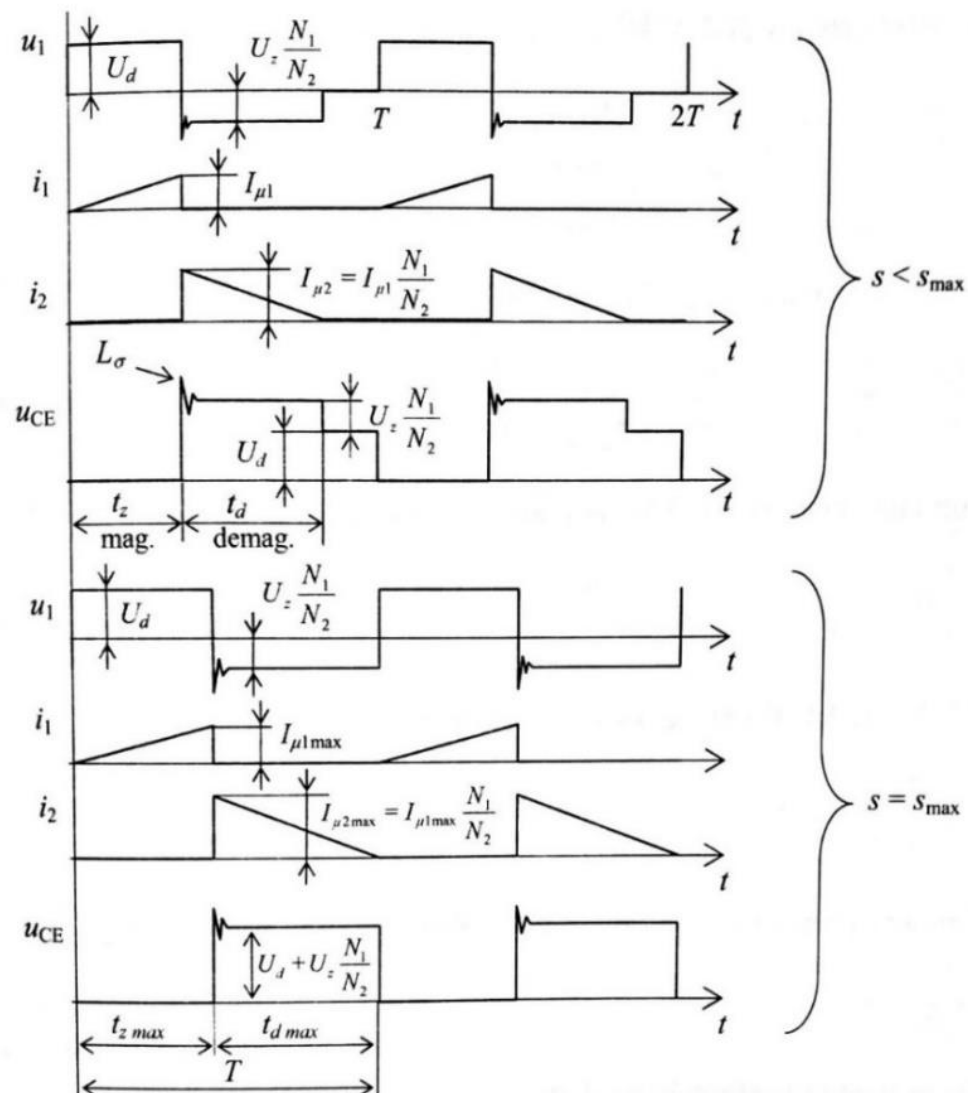
Jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem se používá pro výkony nad desítky wattů. Energie je přenášena ze vstupu na výstup v době vypnutí tranzistorů.

Na Obr. 3.14 je základní zapojení blokujícího měniče se zobrazenou parazitní indukčností  $L_\sigma$ . Tečky u transformátoru značí začátky vinutí. [13]



Obr. 3.14: Schéma jednočinného blokujícího měniče s imp. transformátorem [13]

Parazitní rozptylová indukčnost způsobuje napětový překmit na tranzistoru při vypínání, což je hlavní nevýhoda blokujících měničů. Čím větší výkon bude tranzistor přenášet tím větší překmit bude (namáhán dvojnásobkem vstupního napětí  $U_d$ ). Na Obr. 3.15 jsou zobrazeny průběhy důležitých veličin blokujícího měniče, kde v horní polovině jsou pro stav  $s < s_{max}$  a v dolní polovině pro stav při maximální střídě  $s = s_{max}$ . V časovém úseku se zapnutým tranzistorem  $t_z$  probíhá magnetizace transformátoru proudem  $i_1$ . Na sekundární straně je jednocestný usměrňovač s výstupním kondenzátorem a lineární zátěží. Dioda je v době sepnutí zavřena a zátěž je napájena pouze z nabitého kondenzátoru. V časovém úseku  $t_d$  je tranzistor vypnut a probíhá demagnetizace transformátoru skrz sekundární vinutí kde dioda v otevřeném stavu a do výstupního kondenzátoru proudí trojúhelníkový demagnetizační puls. Sekundární vinutí se demagnetizuje přes kondenzátor o dostatečně velké kapacitě konstantním napětím  $U_z$ . Proud  $i_1$  roste lineárně při konstantním napětí  $U_d$  a demagnetizační proud  $i_2$  lineárně klesá, jelikož je integrálem výstupního konstantního napětí  $-U_z$ . [13]



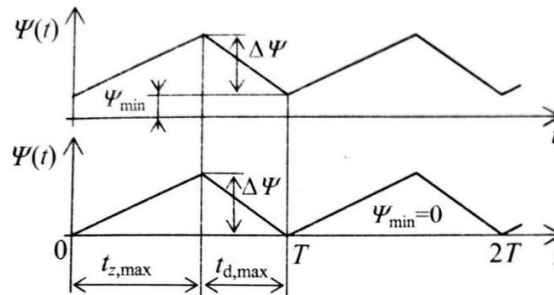
Obr. 3.15: Průběhy důležitých veličin jednočinného blokujícího měniče [13]

Teoreticky lze pracovat s transformátorem v režimu přesycení. Při maximální střídě nastává mezní stav, u kterého se demagnetizace sekundárního vinutí dokončí přesně na konci pracovní periody  $T$  a stihne zaniknout magnetizační tok v jádře transformátoru. Při zvýšení střídě nedojde k úplné demagnetizaci a transformátor začne pracovat v režimu spojitých proudů (Obr. 3.16). Přenášený výkon bude pak vyšší, ale transformátor pracuje v přesyceném režimu. Maximální zdvih pilového zvlnění spráženého toku  $\Delta\psi$  se zvětšit nemůže, ale zvětší se minimální sprážený magnetický tok  $\psi_{min}$  transformátoru. [13]

Energie přenosu za dobu jedné periody je dána rovnicí:

$$\Delta W = \frac{1}{2} \frac{\psi_{max}^2}{L_1} - \frac{1}{2} \frac{\psi_{min}^2}{L_1} = \frac{1}{2} \frac{(\psi_{min} + \Delta\psi)^2}{L_1} - \frac{1}{2} \frac{\psi_{min}^2}{L_1} = \frac{1}{2L_1} (2\psi_{min} \cdot \Delta\psi + \Delta\psi^2) \quad (3.3)$$

Z rovnice 3.3 je dáno, že energie přenosu je závislá na druhé mocnině  $\Delta\psi$ , ale pouze na první mocnině  $\psi_{min}$ . Z tohoto důvodu tato metoda není tak výhodná a dodržuje se podmínka, kdy střída  $s < s_{max}$  a  $\psi_{min} = 0$ . [13]

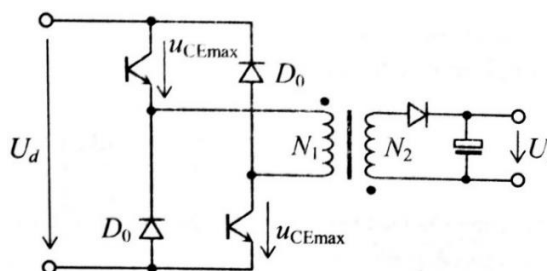


Obr. 3.16: Průběh spráženého toku impulsního transformátoru při podmínce  $\psi_{min} > 0$  a  $\psi_{min} = 0$ . [13]

### 3.4.2.1 Ochrana tranzistoru proti přepětí

Parazitní rozptylová indukčnost transformátoru způsobuje přepětí na tranzistoru při vypínacím ději. Tento nežádoucí jev se kompenzuje umístěním RC členu nebo tranzilu mezi kolektor a emitor tranzistoru. Tyto způsoby jsou vhodné, ale bohužel ztrátové. [13]

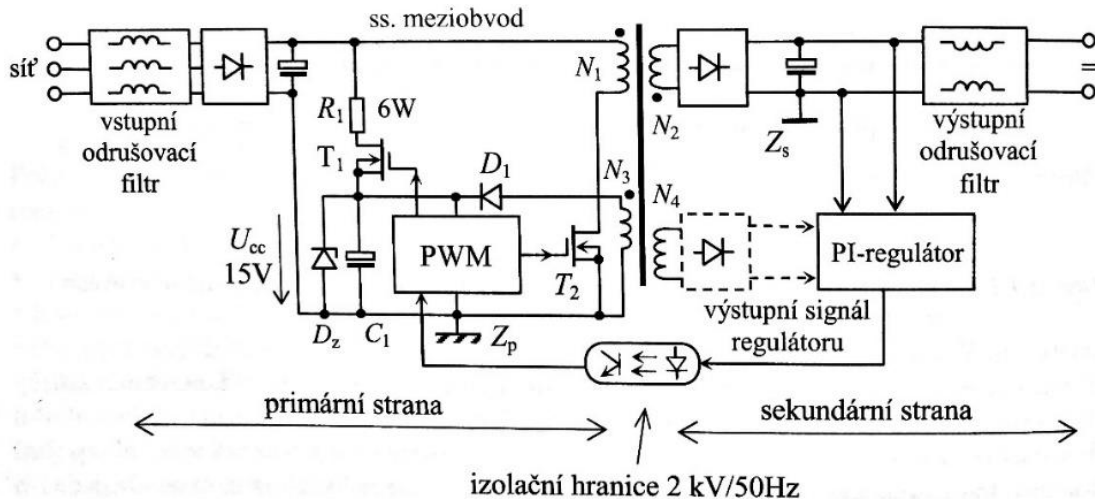
Pro bezeztrátové omezení přepětí se využívá zapojení o dvou tranzistorech zapojených do série, které spínají současně, a tím fungují jako jeden. Diody  $D_0$  v zapojení slouží pro odvedení rozptylové energie na vstup stejnosměrného meziobvodu. Kvůli diodám je omezena maximální střída na hodnotu  $s = 0,5$ . [13]



Obr. 3.17: Potlačení přepětí způsobeného rozptyl. indukčností transformátoru [13]

### 3.4.2.2 Systém s řídicími obvody na primární straně

Na Obr. 3.18 je blokové zapojení systému, který je vhodný pro menší výkony. Vinutí  $N_1$  a  $N_2$  slouží pro přenos energie na výstup. Přes odpor  $R_1$  je napájen řídicí PWM blok, ze kterého je ovládán MOSFET  $T_1$  komparátorem s hysterezí, který hlídá hodnotu vlastního napájecího napětí  $U_{cc}$ . Ovládá i výkonový tranzistor  $T_2$  měniče. Po prvním cyklu přestane být PWM blok napájen z kondenzátoru  $C_1$  a je napájen přes vinutí  $N_3$  diodou  $D_1$ . Zenerova dioda  $D_z$  slouží jako přepětěová ochrana. PI-regulátor je napájen vinutím  $N_4$ , pokud se není schopen nabíjet sám. [13]



Obr. 3.18: Systém s řídicími obvody umístěnými na primární straně [13]

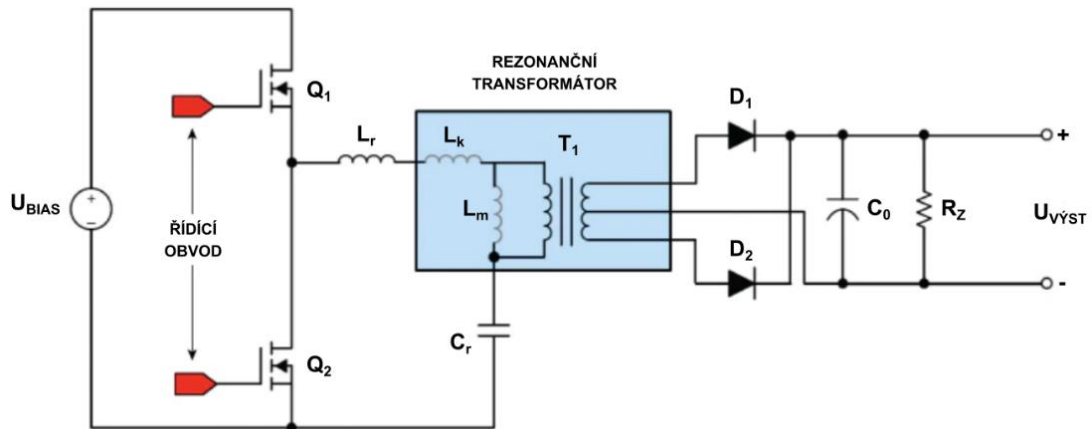
Pro udržení galvanického oddělení mezi primární a sekundární stranou musí sekundární strana obsahovat PI-regulátor, který má výstupní signál přenášený optočlenem, pracujícím ve spojitém analogovém režimu jako stejnosměrný izolační zesilovač. Na primární straně se pak musí nacházet všechny řídicí obvody a elektrické ochrany. [13]

### 3.4.3 Rezonanční měniče

Tyto měniče se v osvětlování moc nepoužívají, nicméně oproti spínacím zdrojům používajícím PWM mají tyto měniče menší ztrátové výkony. Blokové a propustné měniče obsahují ve výkonovém obvodu parazitní reaktance, které jsou zdrojem energie způsobující ztráty, přepětí a vysokofrekvenční rušení. Rezonanční měniče využívají vzniku harmonických oscilací proudu nebo napětí. Tyto harmonické průběhy budou vytvářet podmínky pro spínání tranzistoru v nule napětí (Zero Voltage Switching - ZVS) a nebo v nule proudu (Zero Current Switching - ZCS). Díky spínání v nule klesají spínací ztráty na tranzistorech (tzv. Soft-Switching) a tím způsobem je možnost zvýšení frekvence spínání a zmenšení magnetických součástek. Snížení ztrát má své nevýhody ve větších napěťových a proudových špičkách na rezonančních prvcích, vyšší nároky na dimenzování tranzistorů a náročnější návrh výstupního filtru. [14]

Rezonanční měniče se dělí podle zapojení na konvenční, kvazi-rezonanční a multi-rezonanční měniče. Pro účely napájení výkonových LED do desítek wattů je vhodné použít jednoduchou strukturu zapojení s galvanickým oddělením pro zachování bezpečnosti dotyku na výstupní zátěži.

Taková topologie rezonančního měniče s galvanickým oddělením je buď plný můstek (Full-bridge). Je to v podstatě dvojčinný měnič se čtyřmi tranzistory pro výkony od desítek do stovek wattů, akorát s požadovaným složitým řízením.



Obr. 3.19: Základní zapojení Half-Bridge rezonančního měniče [15]

Pro aplikaci této práce je možné použít poloviční můstek (LLC Half-bridge Obr. 3.19), který je podobný zapojením dvojnásobnému plnému můstku, kde jsou dva tranzistory nahrazeny kapacitním děličem, jenž funguje jako ochrana proti přesycení magnetického jádra. Napětí na primární straně je oproti plnému můstku poloviční, ale tranzistory Q1 a Q2 jsou napětím mezilehlým a proud primární stranou je tedy dvojnásobný při zachování stejného napětí na tranzistorech. Zapojení je provozováno v režimu ZSV, kdy tranzistory spínají v nule napětí při udržované střídě kolem  $s = 0,5$ , kdy nastává rezonance. Změnou řídicí frekvence nad nebo pod moment rezonance se dá udržovat hodnota výstupního napětí. [14] [15]

Topologie Push-Pull svou funkcí je stejná jako plný můstek, ale obsahuje pouze dva tranzistory, které mají potenciál buzení se stejným potenciálem. Spínací frekvence dosahuje několika stovek kHz a budiče tranzistorů nemusí být galvanicky odděleny. Primární vinutí s vyvedeným středem namáhá tranzistory ve vypnutém stavu zvýšeným napětím vůči vstupnímu. Pro usměrněné síťové napětí se tato topologie nedá použít.

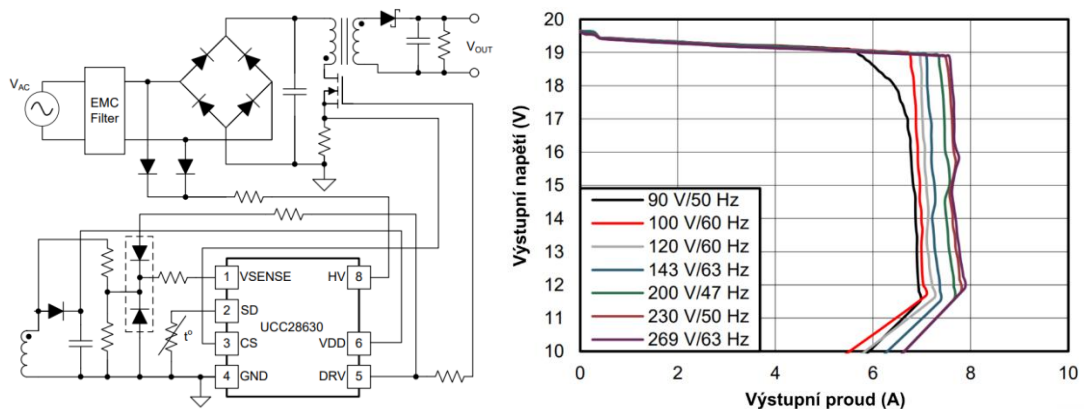
### 3.4.4 Výběr hlavního měniče

Jak bylo zmíněno pro měnič do desítek wattů, v našem případě pro 50 W, se uplatňují jednočinné měniče nebo rezonanční měniče s galvanickým oddělením. Jednočinný propustný měnič se oproti blokujícímu měničů nepoužívá tak často, z důvodu použití dvou výkonových spínacích prvků oproti jednomu, jak je tomu u blokujícího měniče.

Rezonanční měnič Half-Bridge by pro tuto aplikaci byl také vhodný. Oproti jednočinným měničům má menší spínací ztráty, a tím menší velikost pro dimenzování chlazení na výkonových spínacích prvcích. Při zvýšené frekvenci spínání se zmenší i velikosti magnetických prvků. Toto řešení by bylo levnější variantou, ale je složitější a komplexnější řešení vyžadující zkušenosti.

Pro aplikaci napájení výkonových LED je nejvhodnější zapojení s jednočinným blokujícím měničem s impulsním transformátorem (neboli Flyback).

Pro jeho řízení byl zvolen čip UCC28632D (Obr. 3.20). Je to integrovaný obvod určený pro řízení flybacku z primární strany impulsního transformátoru (Primary Side Regulation – PSR). Reguluje výstupní napětí na sekundárním vinutí přes odečet napětí na odporu napojeném na výstupu pomocného napájecího vinutí BIAS. Toto snímání eliminuje nutnost použití galvanického oddělení signálu přes optočleny v zapojení pro regulaci výstupního napětí a řízení limitace maximálního výstupního proudu. Je vhodný pro výkony až 100 W s možností práce jak v módu CCM, tak DCM.



Obr. 3.20: Typické zapojení čipu UCC2863xx (vlevo) a jeho volt-ampérová charakteristika (vpravo) [16]

Od napětí naprázdno měnič při snižování odporu zátěže drží přibližně konstantní napětí (režim DCM). Při dosažení limitního proudu, přechází jeho řízení na režim konstantního proudu (CCM). Výstupní napětí měniče se snižuje, až do minimálního výstupního napětí, které je řízení schopno udržet, poté se regulační charakteristika bortí.

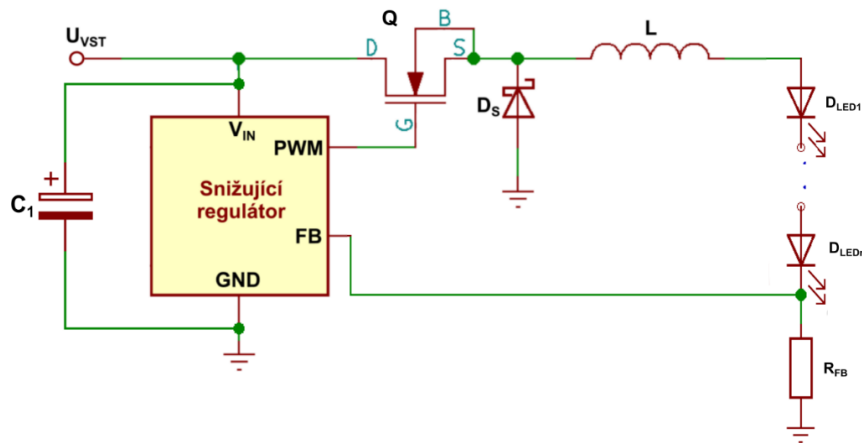
Celkový popis funkce měniče i s výpočtem jednotlivých aspektů je popsán v kapitolách 4.5. a 6.4.

## 3.5 Předřadné obvody pro řízení LED

### 3.5.1 Topologie se snižujícím měničem (BUCK)

Vychází z napětového regulátoru s převedeným vstupem na proud, díky režimu přerušovaných proudů. Průchodem zvlněného proudu tlumivkou je střední hodnota proudu stejná jako proud zátěží. Nastavením proudu na indukčnosti se tedy nastaví i konstantní odebíraný proud do LED zátěže.

Na Obr. 3.21 je zobrazena topologie regulátoru se snižujícím měničem. Při úbytku napětí na zátěži zareaguje odpor  $R_{FB}$ , který slouží ke snímání proudu zátěží, čímž zajišťuje zpětnou vazbu do měniče a přísun konstantního pracovního proudu. Jako výstupní filtr se může použít pouze tlumivka. Zvýší se tím výstupní impedance měniče a rychlost regulace výstupního napětí pro udržování konstantního proudu. Nevýhodou při nepoužití výstupního kondenzátoru jsou větší požadavky na tlumivku. Používá se pro napájení světelných systémů s malým počtem LED nebo v aplikacích s nižším napětím pro výkony v desítkách wattů. [17]



Obr. 3.21: Zapojení regulátoru se snižujícím měničem [17]

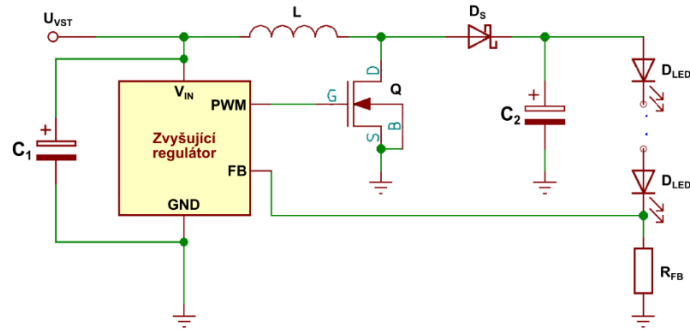
### 3.5.2 Topologie se zvyšujícím měničem (BOOST)

Vhodné pro aplikace s větším počtem LED o většího výkonu. Topologie využívá zvyšující měnič DC/DC, takže na výstupu má větší napětí než na vstupu, což dělá schéma o něco složitější. Střední proud na indukčnosti  $L$  je roven dle následující rovnice:

$$I_{LSTŘ} = I_{LED} \cdot \frac{1}{(1-s)} \quad (3.2)$$

Pro správné navržení cívky  $L$  je potřeba uvážit hodnotu vstupního napětí, kvůli vysokým hodnotám špičkových proudů. Regulátor snímá napětí z odporu  $R_{FB}$ , které ovlivňuje střidu, a tím i výsledný pracovní proud. Jako ochrana vůči saturaci cívky se vypočítá střední, maximální a špičkový proud pro minimální vstupní napětí a maximální výstupní napětí. [18]

Zvyšující regulátor má na jeho výstupu přerušovaný proud oproti snižujícímu regulátoru. U proudového regulátoru je funkce filtrační tlumivky užitečná jen z hlediska udržení výstupního napětí, a tím i udržení relativně spojitého proudu. Kapacita kondenzátoru  $C_2$  by měla být nízká, kvůli udržení dostatečné rychlosti zpětné reakce regulátoru na změny výstupního proudu. Topologie se zvyšujícím měničem vyhovuje aplikacím s potřebou vyššího napětí pro výkony v desítkách wattů. [18]

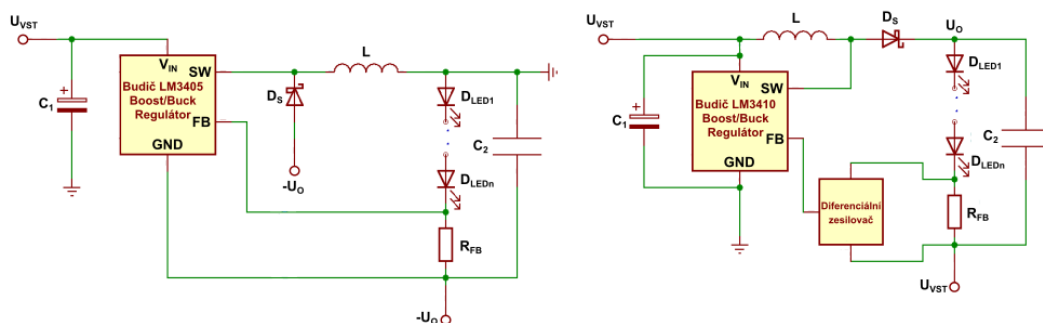


Obr. 3.22: Zapojení regulátoru se zvyšujícím měničem [18]

### 3.5.3 Topologie s kombinací zvyšující-snižující měnič (BOOST-BUCK)

Kombinace těchto zapojení se používá v aplikacích, kde se vstupní napětí pohybuje v oblastech nízkého i vysokého napětí. Především v automobilové technice, kde v LED světlech je několik výkonových LED s odběrem kolem jednotek ampér při 12 V. Samotný napěťový systém v automobilech se pohybuje v rozsahu od 9 do 16 V se zvýšeným rozsahem od 6 do 42 V pro kritické situace, kdy je výkon snížen, ale systém může fungovat bez poškození. Na Obr. 3.23 jsou zobrazeny dvě různé využívané topologie.

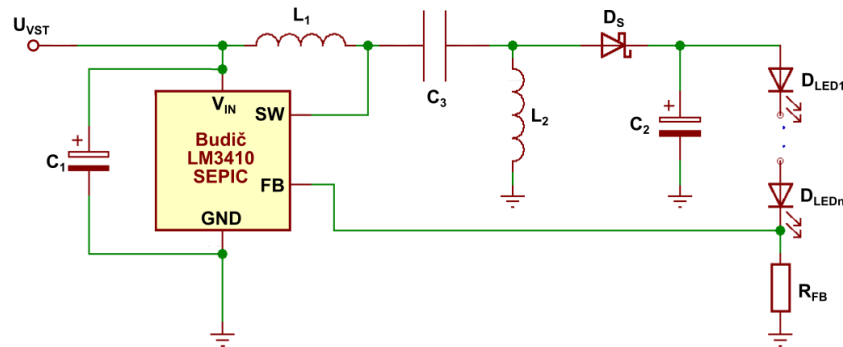
Změnou oproti Boost nebo Buck regulátoru je, že regulátor Boost-Buck nepřipojuje vstupní napájecí zdroj přímo na výstup. Ukládají veškerou energii dodávanou do zátěže buď naindukované v cívce nebo nabitím na kondenzátoru. To má za následek vysoké špičkové proudy nebo vyšší napětí ve spínacích prvcích regulátoru. Je tedy nutné vypočítat maximální, špičkové a střední proudy pro minimální a maximální vstupní a výstupní napětí. Z vypočtených hodnot se nadimenzují vstupní a výstupní kondenzátory a ostatní součástky, což má za následek objemnější zařízení s menší efektivitou než samotné Boost nebo Buck zapojení stejného výkonu s výhodou velkého rozsahu pracovního napětí.



Obr. 3.23: Zapojení LED budiče v high-side a low-side topologii [18]

### 3.5.4 Topologie SEPIC

SEPIC (*Single Ended Primary Inductor Converter*) oproti ostatním topologiím využívá spojitý vstupní proud, díky vstupní cívce  $L_1$ . Výstupní polarita je stejná se vstupní a vyžaduje filtrační kondenzátor pro vyhlazení výstupního proudu. [18]

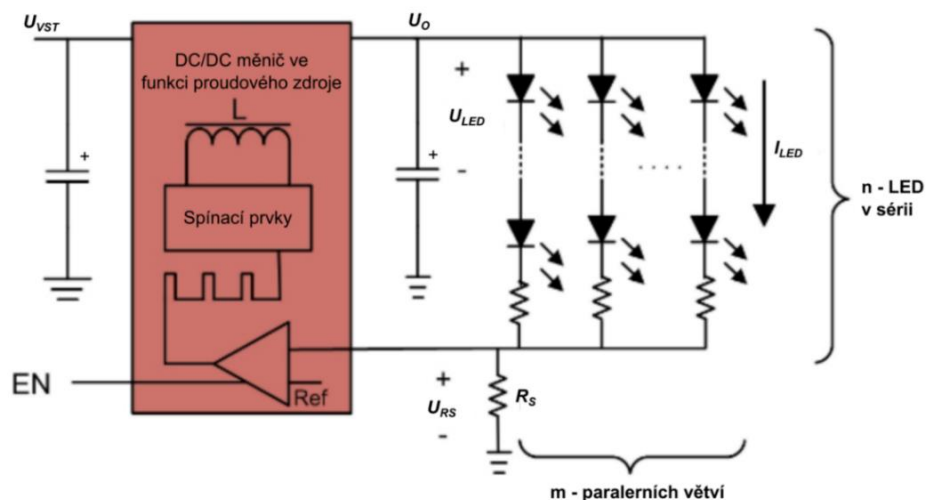


Obr. 3.24: Zapojení regulátoru se zvyšujícím měničem [18]

### 3.5.5 Topologie s regulovaným proudem rozděleným do větví

Tato topologie se používá pro napájení většího množství LED v sério-parallelním zapojení. Pro výkony do desítek wattů se využívá měniče s řídicím tranzistorem se zpětnou vazbou řídicího obvodu. Na výstupu usměrňovače je nejčastěji LED budič s topologií se snižujícím DC/DC měničem s řídicím obvodem regulující pomocí snímacího rezistoru.

Na Obr. 3.25 je znázorněno zjednodušené zapojení s LED budičem. Reguluje se napětí na snímacím rezistoru, čímž se zajišťuje přísun konstantního pracovního proudu do připojené série se zátěží tvořící sério-parallelní zapojení světelných diod s předřadnými rezistory. Výstupní napětí pak kopíruje napěťové změny na úbytcích LED, které mají v závislosti proudu a teplotě. Průměrná hodnota zvlněného proudu procházející indukčností  $L$  je ve snižující topologii stejná s proudem zátěže.



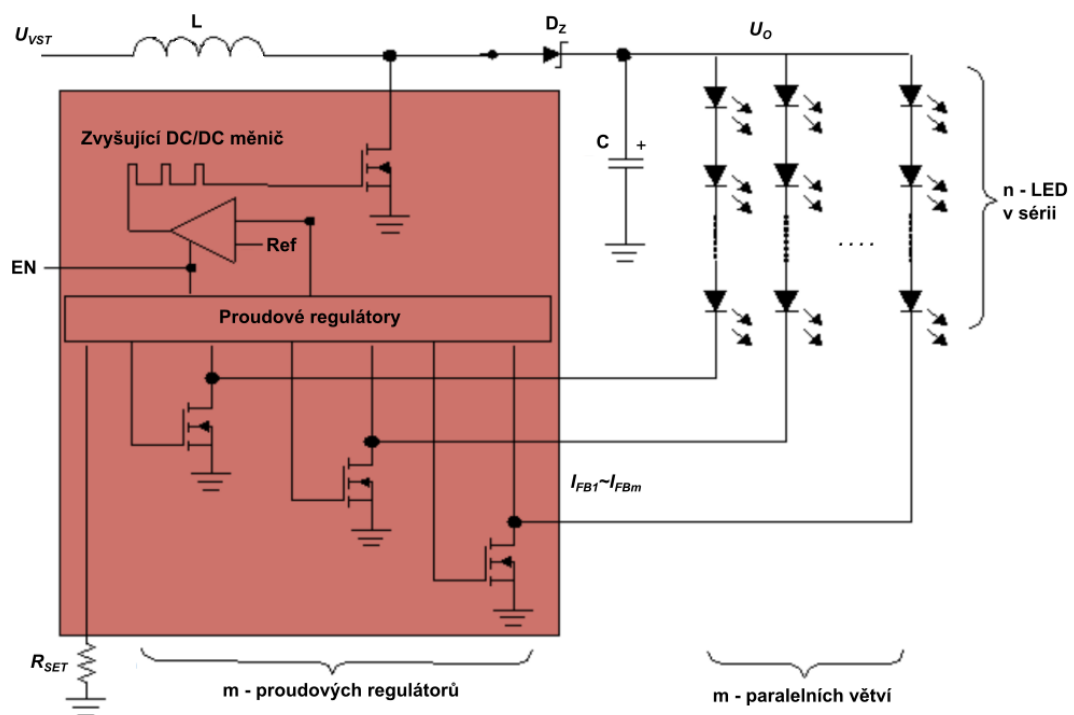
Obr. 3.25: DC/DC měnič se společným nastavením proudu ve větvích [19]

V této topologii mohou být použity nastavitelné měniče s tím, že se používají ve funkci zdroje konstantního proudu. DC/DC měniče používané pro tyto výkony nebývají galvanicky oddělené od sítě. Ale jsou zde používány hlavně snižující měniče z důvodu možného použití pouze výstupní tlumivky pro odrušení vysokofrekvenčních účinků spínání pracovního proudu. Zvýší se tím výstupní impedance měniče a rychlost regulace výstupního napětí pro udržování konstantního proudu.

Nevýhoda při nepoužití výstupního kondenzátoru jsou větší požadavky na tlumivku. Je možné i špatné nastavení snímacího odporu, díky kterému dojde k nerovnosti proudů různých větví. Účinnost je na optimální hodnotě blížíci se k 1 a PF se liší podle použitého měniče. [19]

### 3.5.6 Topologie se samostatnými proudy paralelních větví

Hojně se využívá i regulátorů proudu. Při sério-paralelním řízení LED je proud rozdělen ve větvích, kde každá větev má svůj regulační obvod. Na rozdíl u předchozího zapojení zde nedochází k nerovnosti proudu v jednotlivých větvích. V integrovaném obvodu na Obr. 3.26 je zjednodušeně zobrazen zvyšující DC/DC měnič s několika násobným proudovým regulátorem snímající pokles napětí každé větve. Měnič vyrovná potřebný výstupní výkon a pokryje tak úbytky na větvích. [19]



Obr. 3.26: DC/DC měnič s nastavením proudu v jednotlivých větvích [19]

### 3.6 Výstupní filtry

LED osvětlení jako zátěž můžeme uvažovat jako soustavu s jedním energetickým akumulátorem  $\frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2$ . Zmíněné měniče mají regulovaný výstupní proud a pracují jako zdroj proudu. V takovém případě stačí na jako výstupní filtr pouze filtrační tlumivka. [13]

Blokující měnič pracuje v režimu přerušovaných proudů, kde v periodě T existují časové intervaly, ve kterých je proud tlumivkou nulový. Tento stav nastává při malých prouděch zátěže  $I_Z$ , kdy zvlnění proudu je rovno nebo větší než  $I_Z$ . Průběh případu, kdy je  $I_Z = \Delta I$  a dolní špičky proudu se dotýkají nuly (tzv. režim na hranici přerušovaných proudů).

$$\Delta I = \frac{U_{3\dot{s}p} \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - s) \cdot s = \frac{U_{3\dot{s}p}}{2 \cdot f \cdot L} \cdot (1 - s) \cdot s \quad (3.4)$$

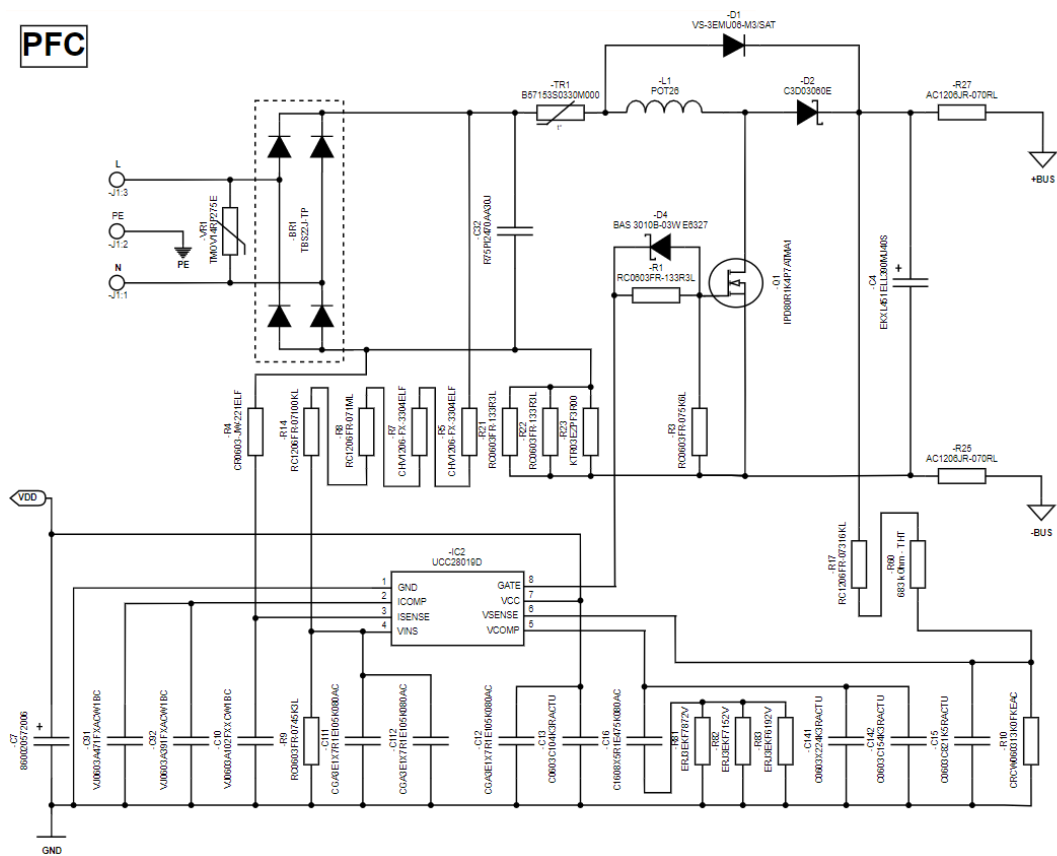
Druhý případ, kdy je  $I_Z < \Delta I$  (režim přerušovaných proudů). U tohoto režimu se samovolně zvyšuje napětí na kondenzátoru. Samotné zvlnění proudu  $\Delta I$  není závislé na  $I_Z$ , což plyne z rovnice 3.4. [13]

### 3.7 Výběr obvodu sekundární strany

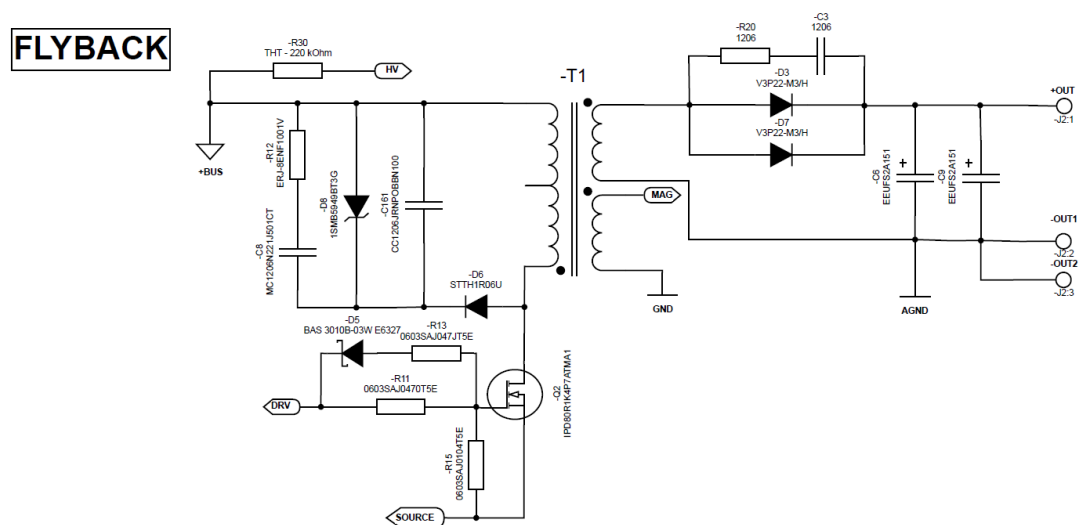
Měnič je řízen z primární strany, takže na sekundární straně bude zapojena dioda v propustném směru jako jednočinný usměrňovač. Dioda byla zdvojena, kvůli proudovému odlehčení. Obvod v režimu CCM má nižší proud do zátěže, než je zvlnění proudu. Pro výstupní filtr byl zvolen odlehčovací obvod v podobě RC členu („snubber“) paralelně zapojeného s diodou.

# 4. ZAPOJENÍ A VÝPOČET MĚNIČE

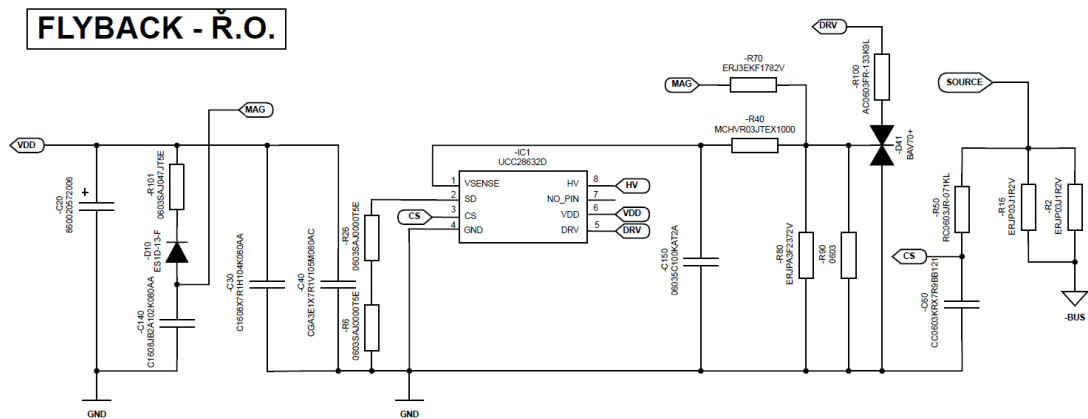
Z vybraného EMI filtru je připojeno síťové napětí na vstup zapojení PFC (Obr. 4.1).



Obr. 4.1: Zapojení PFC



Obr. 4.2: Zapojení výkonové části blokujícího měniče



Obr. 4.3: Zapojení řídicí části blokujícího měniče

## 4.1 Vstupní parametry

Pro výpočty měniče je nutné stanovit vstupní parametry. Hodnoty byly určeny z dokumentace od výrobců součástek a výpočtů z kapitoly 5.2.

Vstup ze sítě:

$$U_{SIT} = 230 \text{ V}; U_{SIT \text{ MIN}} = 195 \text{ V}; U_{SIT \text{ MAX}} = 265 \text{ V}$$

$$f_{SIT} = 50 \text{ Hz}; f_{SIT \text{ MIN}} = 47 \text{ Hz}; f_{SIT \text{ MAX}} = 52 \text{ Hz}$$

Zvyšující měnič PFC:

$$f_{PFC} = 65 \text{ kHz}; \eta_{PFC} = 0,96; PF = 0,99$$

Blokující měnič flyback:

$$f_{FLB \text{ NOM}} = 60 \text{ kHz}; \eta_{FLB} = 0,90; k_{DERATING} = 0,85$$

$$U_{REV} = 150 \text{ V}; U_{f \text{ USM SEK}} = 0,50 \text{ V}; U_{BIAS} = 12 \text{ V}$$

$$U_{CSbcm} = 0,64 \text{ V}; U_{CS \text{ MIN}} = 172 \text{ mV}; U_{CS \text{ MAX}} = 0,80 \text{ V}$$

$$P_{VYST \text{ SEK MAX}} = 50 \text{ W}; U_{VYST \text{ SEK}} = 33 \text{ V}; I_{VYST \text{ SEK}} = 1,50 \text{ A}$$

### 4.1.1 Výpočet vstupních a výstupních hodnot napětí a proudů

Minimální a maximální výstupní napětí z PFC:

$$U_{VYST \text{ PFC MIN}} = U_{VYST \text{ PFC}} \cdot (1 - \Delta U_{ZVLN \text{ PFC}}) = 395 \text{ V} \cdot (1 - 7\%) = 367,35 \text{ V} \quad (4.1)$$

$$U_{VYST \text{ PFC MAX}} = U_{VYST \text{ PFC}} \cdot (1 + \Delta U_{ZVLN \text{ PFC}}) = 395 \text{ V} \cdot (1 + 7\%) = 422,65 \text{ V} \quad (4.2)$$

Vstupní výkon:

$$P_{VSTUP} = \frac{P_{VYST}}{\eta_{FLB} \cdot \eta_{PFC}} = \frac{50 \text{ W}}{0,9 \cdot 0,96} = 57,87 \text{ W} \quad (4.3)$$

Výstupní výkon PFC:

$$P_{VYST\ PFC} = P_{VSTUP} \cdot \eta_{PFC} = 57,87\ W \cdot 0,96 = 55,56\ W \quad (4.4)$$

Hodnoty výstupních proudů:

$$I_{VYST\ PFC\ EF} = \frac{P_{VYST\ PFC}}{U_{VYST\ PFC}} = \frac{55,56\ W}{395\ V} = 0,141\ A \quad (4.5)$$

$$I_{VYST\ PFC\ EF\ PEAK} = \frac{P_{VYST\ PFC}}{U_{VYST\ PFC\ MIN}} = \frac{55,56\ W}{367,35\ V} = 0,151\ A \quad (4.6)$$

Hodnoty vstupních proudů:

$$I_{VSTUP\ EF\ PEAK} = \frac{P_{VYST\ PFC}}{\eta_{PFC} \cdot U_{SIT\ MIN} \cdot PF} = \frac{55,56\ W}{0,96 \cdot 195\ V \cdot 0,99} = 0,299\ A \quad (4.7)$$

$$I_{VSTUP\ STR\ MAX} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{VSTUP\ EF\ MAX}}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,299}{\pi} = 0,270\ A \quad (4.8)$$

$$I_{VSTUP\ MAX\ PEAK} = \sqrt{2} \cdot I_{VSTUP\ EF\ PEAK} = \sqrt{2} \cdot 0,299\ A = 0,424\ A \quad (4.9)$$

## 4.2 Dvoucestný můstkový usměrňovač

Pro usměrnění střídavého napětí ze sítě byl vybrán usměrňovač TBS20J-TP dimenzovaný na propustný proud do 2 A, a vrcholového závěrného napětí 600 V. Výpočet ztrátového výkonu součástí je v kapitole 5.2.1.

## 4.3 Zvyšující měnič PFC

Zvolený řídicí obvod UCC28019D se nastavuje přesnými hodnotami odporů a kondenzátorů dle postupu z dokumentace. Krom těchto postupů bylo třeba také vypočítat předchozí parametry v této kapitole, rozsah zvlnění proudu, parametry tlumivky určené v samostatné kapitole a výpočet účinnosti dle ztrátových výkonů z kapitoly 5.2.

### 4.3.1 Výpočet vstupního kondenzátoru

Zvlnění proudu:

$$I_{ZVLN\ MIN} = I_{VSTUP\ MAX\ PEAK} \cdot 0,8 = 0,424\ A \cdot 0,8 = 0,339\ A \quad (4.10)$$

$$I_{ZVLN\ MAX} = I_{VSTUP\ MAX\ PEAK} \cdot 1,2 = 0,424\ A \cdot 1,2 = 0,509\ A \quad (4.11)$$

$$\Delta I_{ZVLN} = I_{ZVLN\ MAX} - I_{ZVLN\ MIN} = 0,509\ A - 0,339\ A = 0,170\ A \quad (4.12)$$

Zvlnění napětí sítě:

$$\Delta U_{ZVLN\ SIT} = \sqrt{2} \cdot U_{SIT} \cdot \Delta U_{ZVLN\ PFC} = \sqrt{2} \cdot 230\ V \cdot 0,07 = 22,77\ V \quad (4.13)$$

$$C_{VSTUP} = \frac{I_{ZVLN}}{8 \cdot f_{PFC} \cdot U_{ZVLN\ SIT}} = \frac{0,170\ A}{8 \cdot 65\ kHz \cdot 22,77\ V} = 14,32\ nF \rightarrow 47\ nF \quad (4.14)$$

Výsledná hodnota kapacity je minimum, proto jsem zvolil 47 nF (ve schématu C<sub>32</sub>).

### 4.3.2 Výpočet ochrany podpět'ové ochrany

Kromě varistoru zapojeného mezi vstupní fázi a nulovým připojením pro ochranu obvodu před přepětím má PFC funkci detekce podpětí přes snímací odporový dělič. Dle předlohy z dokumentace čipu UCC28019D byla původně zvolena hodnota odporu pro odečítání vstupního napětí po usměrnění  $R_{VINS1} = 6\ M\Omega$ . Z důvodu dostatečného napět'ového oddělení napět'ového rozdílu až stovek voltů jsem zvolil sériovou kombinaci čtyř odporů:

$$R_{VINS1} = R_{VINS11} + R_{VINS12} + R_{VINS13} + R_{VINS14} \quad (4.15)$$

$$R_{VINS1} = 3,3\ M\Omega + 3,3\ M\Omega + 1\ M\Omega + 100\ k\Omega = 7,7\ M$$

Tato výsledná hodnota splňuje podmínku pro odpor dle vzorce z dokumentace:

$$R_{VINS1\ MAX} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{SIT\ MIN} - (2 \cdot U_{f\ USM}) - U_{VINS\ EN\ MAX}}{150 \cdot I_{VINS\ OV}} \quad (4.16)$$

$$R_{VINS1\ MAX} = \frac{\sqrt{2} \cdot 195,5\ V - (2 \cdot 0,78\ V) - 1,6\ V}{150 \cdot 0,1\ \mu A} = 18,23\ M\Omega$$

Pro odpor  $R_{VINS2}$ , který tvoří odporový dělič mezi vstup do pinu čipu PFC a GND byla určena hodnota dle vzorce:

$$R_{VINS2} = \frac{R_{VINS1} \cdot U_{VINS\ EN\ MAX}}{\sqrt{2} \cdot U_{SIT\ MIN} - U_{VINS\ EN\ MAX} - (2 \cdot U_{f\ USM})} \quad (4.17)$$

$$R_{VINS2} = \frac{7,7\ M\Omega \cdot 1,6\ V}{\sqrt{2} \cdot 195,5\ V - 1,6\ V - (2 \cdot 0,78\ V)} \cong 45,193\ k\Omega \rightarrow 45,3\ k\Omega$$

Z řady byla vybrána hodnota pro odpor  $R_{VINS2} = 45,3 \text{ k}\Omega$ . K tomuto odporu se přidává paralelně kondenzátor  $C_{VINS1}$  o hodnotě  $2\mu\text{F}$ . Jeho hodnota byla získána z předdefinovaného vzorce:

$$C_{VINS1} = \frac{\frac{NPULCYKL}{2 \cdot f_{SIT MIN}}}{R_{VINS2} \cdot \ln \left[ \frac{U_{VINS MIN}}{0,9 \cdot U_{SIT MIN} \cdot \left( \frac{R_{VINS2}}{R_{VINS2} + R_{VINS1}} \right)} \right]} \quad (4.18)$$

$$C_{VINS1} = \frac{-\frac{2,5}{2 \cdot 47 \text{ Hz}}}{45,3 \text{ k}\Omega \cdot \ln \left[ \frac{0,76 \text{ V}}{0,9 \cdot 195 \cdot \left( \frac{45,3 \text{ k}\Omega}{45,3 \text{ k}\Omega + 7,7 \text{ M}\Omega} \right)} \right]} = 1,954 \mu\text{F}$$

### 4.3.3 Výpočet odporu bočnicku pro snímání proudu

Pro případy vysokých zapínacích proudů a získání přesné hodnoty ze vzorce dokumentace jsem bočník rozdělil na tři odpory v sérii o podobné hodnotě a tím zvýšil celkový jmenovitý příkon bočnicku.

$$R_{SENSE VYP} = \frac{U_{SOC MIN}}{I_{L MAX} \cdot 1,25} = \frac{0,66 \text{ V}}{0,504 \text{ A} \cdot 1,25} \cong 1,048 \Omega \quad (4.19)$$

Paralelní kombinaci jsem vytvořil ze dvou 3,3 ohmových a jednoho 3 ohmového rezistoru:

$$R_{SENSE} = \left( \frac{1}{R_{SENSE1}} + \frac{1}{R_{SENSE2}} + \frac{1}{R_{SENSE3}} \right)^{-1} \quad (4.20)$$

$$R_{SENSE} = \left( \frac{1}{3,3 \Omega} + \frac{1}{3,3 \Omega} + \frac{1}{3 \Omega} \right)^{-1} = 1,065 \Omega$$

Výsledek této kombinace odporů je blízký doporučenému z výpočtu a s přesností hodnot použitých součástek 1 % by tato odchylka neměla být velká.

$$P_{R SENSE} = I_{VSTUP EF MAX}^2 \cdot R_{SENSE} = 0,299 \text{ A}^2 \cdot 1,065 \Omega = 96 \text{ mW} \quad (4.21)$$

Jednotlivý odpor má jmenovitý výkon 200 mW. Celkový bočník by teoreticky měl mít hodnotu výkonu 600 mW, což je dostačující hodnota pro bočník. Pro ochranu bočnicku kromě NTC rezistoru má řídicí obvod PFC funkci PCL (*Peak Current Limit*). To je ochrana proti vysokým proudovým špičkám, čímž limituje maximální proud, při kterém může pracovat:

$$I_{LIMIT\ PEAK} = \frac{U_{LIMIT\ PEAK}}{R_{SENSE}} = \frac{1,15\ V}{1,065\ \Omega} = 1,080\ A \quad (4.22)$$

Pokud by snímané napětí na bočniku převršilo 1,15 V tak se řídicí obvod vypne.

#### 4.3.4 Výpočet výstupního kondenzátoru

Pro určení minimální kapacity výstupního kondenzátoru nesmí napětí z PFC klesnout pod hodnotu 300 V během jednoho síťového cyklu pro udržení pracovního napětí. U výpočtu z dokumentace se uvažuje doba jedné periody při minimální frekvenci sítě:

$$C_{VYST\ MIN} = \frac{2 \cdot P_{VYST\ PFC} \cdot t_{SIT\ MIN}}{U_{VYST\ PFC}^2 - U_{VYST\ MIN}^2} \quad (4.23)$$

$$C_{VYST} = \frac{2 \cdot 55,56\ W \cdot 21,28\ ms}{395\ V^2 - 300\ V^2} = 35,81\ \mu F \rightarrow 39\ \mu F$$

Z řady hodnot kondenzátorů byla vybrána hodnota 39  $\mu F$ . Kondenzátor musí také splňovat kritérium na zvlnění výstupního proudu.

$$U_{VYST\ ZVLN\ P2P} = \frac{I_{VYST\ PFC\ EF}}{2\pi \cdot f_{SIT\ MIN} \cdot C_{VYST}} = \frac{0,141\ A}{2\pi \cdot 47\ Hz \cdot 39\ \mu F} = 12,08\ V \quad (4.24)$$

Celkové zvlnění proudu je rozděleno hlavně na proud při síťové frekvenci a vysoké frekvenci z měniče.

$$I_{C\ VYST\ ZVLN} = \frac{I_{VYST\ PFC\ EF}}{\sqrt{2}} = \frac{0,141\ A}{\sqrt{2}} = 0,100\ A \quad (4.25)$$

$$I_{C\ VYST\ VF} = I_{VYST\ PFC\ EF} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot U_{VYST\ PFC}}{3 \cdot \pi \cdot U_{SIT\ MIN} \cdot \sqrt{2}} - 1,5} \quad (4.26)$$

$$I_{C\ VYST\ VF} = 0,141 \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 395\ V}{3 \cdot \pi \cdot 195\ V \cdot \sqrt{2}} - 1,5} = 0,136\ A$$

$$I_{C\ VYST\ EF\ CELK} = \sqrt{I_{C\ VYST\ VF}^2 - I_{C\ VYST\ ZVLN}^2} \quad (4.27)$$

$$I_{C\ VYST\ EF\ CELK} = \sqrt{0,136\ A^2 - 0,100\ A^2} = 0,092\ A$$

Vybraný elektrolytický kondenzátor je dimenzován na 450 V a zvlněný proud do 400 mA, takže splňuje podmínky.

Ztrátový výkon na kondenzátoru by při takovém případě byl:

$$P_{C VYST} = I_{C VYST EF CELK}^2 \cdot \frac{ESR_{C VYST}}{n_{C VYST}} = 0,092 A^2 \cdot \frac{10 \Omega}{1} = 85 mW \quad (4.28)$$

### 4.3.5 Výpočet účinnosti

Celkové ztráty PFC jsou dány součtem ztrát na jednotlivých výkonových součástkách:

$$P_{ZTR PFC} = P_{USM} + P_{SCHOT} + P_{MOSFET} + P_{R SENSE} + P_{C VYST} + P_{RIZENI} + P_{OSTAT} + P_{LCU} + P_{TCU} + P_{OSTAT} \quad (4.29)$$

$$P_{ZTR PFC} = 483 mW + 217,7 mW + 299,4 mW + 96 mW + 85 mW + 500 mW + 251,5 mW + 120 mW + 180 mW = 2,233 W$$

Výkon s označením pro řízení obsahuje příkon řídicích obvodů a označení pro ostatní je odhadová hodnota, která pokrývá ztráty vyzařováním tepla na ostatních součástkách. Účinnost zvyšujícího měniče PFC vypočteme jako podíl výstupního výkonu ku součtu výstupního výkonu s celkovými ztrátami měniče:

$$\eta_{PFC} = \frac{P_{VYST PFC}}{P_{VYST PFC} + P_{ZTR PFC}} = \frac{55,56 W}{55,56 W + 2,233 W} = 0,9614 \cong 96 \% \quad (4.30)$$

Hodnota účinnosti odpovídá dle předpokladu i podle dokumentace řídicího obvodu, kde se v běžných zapojeních do 100 W, účinnost pohybuje od hodnot 92 % a výše.

### 4.3.6 Nastavení výstupního napětí PFC

Z dokumentace řídicího obvodu byla dle požadovaného výstupního napětí z PFC vybrána hodnota zpětnovazebních odporů tvořící dělič napětí pro jeho odečet následovně:

$$R_{ZV1} = 1 M\Omega; U_{REF} = 5 V \quad (4.31)$$

$$R_{ZV2} = \frac{U_{REF} \cdot R_{ZV1}}{U_{VYST PFC} - U_{REF}} = \frac{5 V \cdot 1 M\Omega}{395 V - 5 V} = 12,821 k\Omega \rightarrow 13 k\Omega \quad (4.32)$$

Stanovení výstupního napětí dle možného rozsahu referenčního napětí:

$$U_{REF MIN} = 0,95 \cdot U_{REF} = 0,95 \cdot 5 V = 4,75 V \quad (4.33)$$

$$U_{REF MAX} = 1,05 \cdot U_{REF} = 1,05 \cdot 5 V = 5,25 V \quad (4.34)$$

$$U_{REF MAX TOT} = 1,09 \cdot U_{REF} = 1,09 \cdot 5 V = 5,45 V \quad (4.35)$$

$$U_{VYST PFC REF MIN} = U_{REF MIN} \cdot \left( \frac{R_{ZV1} + R_{ZV2}}{R_{ZV2}} \right) \quad (4.36)$$

$$U_{VYST\ PFC\ REF\ MIN} = 4,75\ V \cdot \left( \frac{1\ M\Omega + 13\ k\Omega}{13\ k\Omega} \right) = 370,14\ V$$

$$U_{VYST\ PFC\ REF\ MAX} = U_{REF\ MAX} \cdot \left( \frac{R_{ZV1} + R_{ZV2}}{R_{ZV2}} \right) \quad (4.37)$$

$$U_{VYST\ PFC\ REF\ MAX} = 5,25\ V \cdot \left( \frac{1\ M\Omega + 13\ k\Omega}{13\ k\Omega} \right) = 409,09\ V$$

$$U_{VYST\ PFC\ REF\ MAX\ TOT} = U_{REF\ MAX\ TOT} \cdot \left( \frac{R_{ZV1} + R_{ZV2}}{R_{ZV2}} \right) \quad (4.38)$$

$$U_{VYST\ PFC\ REF\ MAX\ TOT} = 5,45\ V \cdot \left( \frac{1\ M\Omega + 13\ k\Omega}{13\ k\Omega} \right) = 424,68\ V$$

Vhodné vybrání kapacity kondenzátoru pro RC člunek:

$$C_{V\ SENSE} = \frac{\tau_{V\ RC\ REF}}{R_{ZV2}} = \frac{10\ \mu s}{13\ k\Omega} = 769,23\ pF \rightarrow 820\ pF \quad (4.39)$$

Časová konstanta vytvořeného RC člunku pro určení části zpětnovazební smyčky:

$$\tau_{V\ RC} = C_{V\ SENSE} \cdot R_{ZV2} = 820\ pF \cdot 13\ k\Omega = 10,66\ \mu s \quad (4.40)$$

### 4.3.7 Nastavení zpětnovazební smyčky PFC

Nastavení zpětnovazební smyčky řídicího obvodu je komplexní a výpočet se řídí dle postupu dokumentace kde se určují přenosové moduly smyčky dle zvolené frekvence zvyšujícího měniče PFC. Výsledku se zvolí hodnoty řídicích odporů a kondenzátorů, které byly sério-paralelními kombinacemi zvoleny tak, aby výsledný odpor nebo kapacita byla co nejbližší přesná teoretickému výsledku.

Teoretický výpočet kondenzátoru pro kompenzaci odečtu proudové smyčky:

$$C_{I\ COMP} = \frac{G_{mi} \cdot M_1}{K_1 \cdot 2\pi \cdot f_{I\ AVG}} = \frac{0,95\ mS \cdot 0,3724}{7 \cdot 2\pi \cdot 9,5\ kHz} = 846,7\ pF \quad (4.41)$$

Ve rovnici 4.41 je jeden ze zmíněných modulů  $M_1$  a  $K_1$ . Společně s frekvencí  $f_{I\ AVG}$  jsou dány předchozími výpočty nebo konstantami samotného čipu. [12] Z řady hodnot pro kapacity kondenzátorů jsem vybral následovnou paralelní kombinaci blíží se výsledku s uvážením přesnosti hodnot vybraných součástek:

$$C_{I\ COMP} = C_{I\ COMP1} + C_{I\ COMP2} = 470\ pF + 390\ pF = 860\ pF \quad (4.42)$$

Stejný postup platí i pro kondenzátor pro kompenzaci napěťové smyčky:

$$C_{V\ COMP} = \frac{G_{mv} \cdot f_V}{10^{\frac{K_{VLdB}}{20}} \cdot 2\pi \cdot f_V} \quad (4.43)$$

$$C_{V\ COMP} = \frac{42\ \mu S \cdot \frac{10\ Hz}{1,4525\ Hz}}{10^{\frac{0,709}{20}} \cdot 2\pi \cdot 10\ Hz} = 4,24\ \mu F \rightarrow 4,7\ \mu F$$

U napěťové smyčky byl z řady kapacit zvolen kondenzátor s kapacitou 4,7  $\mu F$ . U odporu pro napěťovou kompenzaci  $R_{V\ COMP}$  byla použita paralelní kombinace tří odporů pro zpřesnění požadované hodnoty:

$$R_{V\ COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{PWM\ PS} \cdot C_{V\ COMP}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,4525\ Hz \cdot 4,7\ \mu F} \cong 23,313\ k\Omega \quad (4.44)$$

$$R_{V\ COMP} = \left( \frac{1}{R_{V\ COMP1}} + \frac{1}{R_{V\ COMP2}} + \frac{1}{R_{V\ COMP3}} \right)^{-1}$$

$$R_{V\ COMP} = \left( \frac{1}{78,7\ k\Omega} + \frac{1}{71,5\ k\Omega} + \frac{1}{61,9\ k\Omega} \right)^{-1} = 23,339\ k\Omega \quad (4.45)$$

Pro napěťovou kompenzační smyčku je v obvodu přídavný kondenzátor o řádově nižší než  $C_{V\ COMP}$ , který je s tímto kondenzátorem tvoří paralelní kombinaci:

$$C_{V\ COMP\ P} = \frac{C_{V\ COMP}}{2\pi \cdot f_{POLE\ REF} \cdot R_{V\ COMP} \cdot C_{V\ COMP} - 1} \quad (4.46)$$

$$C_{V\ COMP\ P} = \frac{4,7\ \mu F}{2\pi \cdot 20\ Hz \cdot 23,339\ k\Omega \cdot 4,7\ \mu F - 1} \cong 0,368\ \mu F$$

Paralelní kombinace kapacit z řady vychází na 0,37  $\mu F$ :

$$C_{V\ COMP\ P} = C_{V\ COMP\ P1} + C_{V\ COMP\ P2} = 0,22\ \mu F + 0,15\ \mu F = 0,37\ \mu F \quad (4.47)$$

## 4.4 Tlumivka PFC

Pro parametry tlumivky je důležitých mnoho faktorů, zejména vstupní elektrické parametry a z těch magnetických je to velikost, tvar a materiál feromagnetika. Pro určení minimální indukčnosti tlumivky je potřeba zjistit maximální možný proud procházející tlumivkou:

$$I_{L\ MAX} = I_{VSTUP\ MAX\ PEAK} + \frac{I_{ZVLN}}{2} = 0,424\ A + \frac{0,170\ A}{2} = 0,509\ A \quad (4.48)$$

$$L_{MIN} = \frac{U_{VYST PFC} \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{f_{PFC} \cdot I_{ZVLN}} = \frac{395 V \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{65 \text{ kHz} \cdot 0,17 A} = 8,96 \text{ mH} \quad (4.49)$$

Podle minimální indukčnosti tlumivky volím s odstupem rozsah od 9,2 mH do 10,5 mH, aby nepřekročila horní hranici indukčnosti stanovenou požadavkem na funkci v režimu DCM a CCM.

$$L_{POZADOVANA} = (9,2 \div 10,5) \text{ mH} \quad (4.50)$$

Na zhotovené tlumivce byla naměřena indukčnost 9,5 mH, což odpovídá zvolenému rozsahu a mohu tuto hodnotu dosadit do výpočtu reálného zvlnění proudu:

$$I_{ZVLN REAL} = \frac{U_{VYST PFC} \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{f_{PFC} \cdot L_1} = \frac{395 V \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{65 \text{ kHz} \cdot 9,5 \text{ mH}} = 0,160 \text{ A} \quad (4.51)$$

$$I_{L MAX REAL} = I_{VSTUP MAX PEAK} + \frac{I_{ZVLN REAL}}{2} = 0,424 \text{ A} + \frac{0,16 \text{ A}}{2} = 0,504 \text{ A} \quad (4.52)$$

Rezonanční frekvence vytvořená LC článkem tlumivky a vstupního kondenzátoru:

$$f_{REZ LC} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_{VSTUP}}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{9,5 \text{ mH} \cdot 47 \text{ nF}}} = 7,532 \text{ kHz} \quad (4.53)$$

Maximální střída při minimálním síťovém napětí:

$$S_{MAX} = \frac{U_{VYST PFC} - (\sqrt{2} \cdot U_{SIT MIN})}{U_{VYST PFC}} = \frac{395 V - (\sqrt{2} \cdot 195 V)}{395 V} = 0,302 \quad (4.54)$$

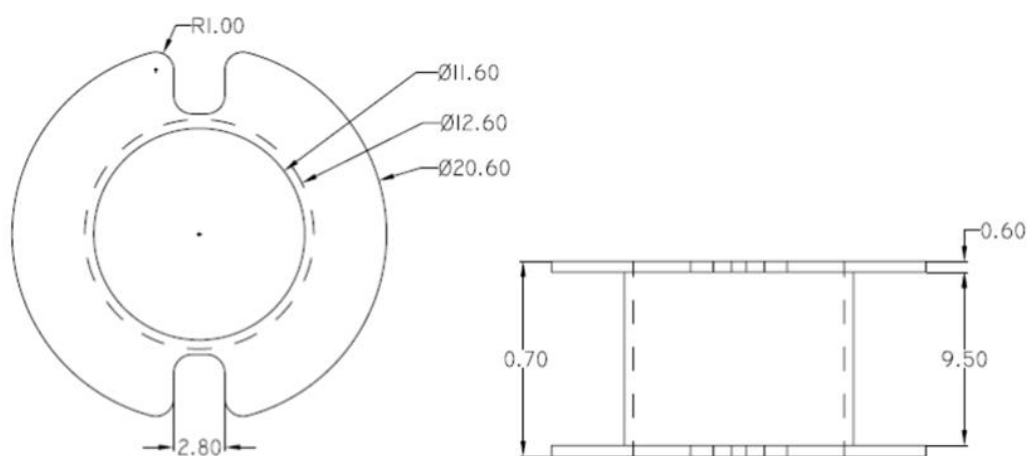
Pro vytvoření tlumivky jsem systematicky zvolil její jádro ve tvaru s označením POT26 s materiálem feromagnetika GP44 přes několikanásobné iterace při počítání výsledné indukčnosti. Hodnota indukčnosti kolem deseti mH není vhodná pro aplikaci s toroidním jádrem, které nemá možnost vzduchové mezery, a tudíž má malý magnetický odpor.

ROZMĚRY (mm)	
A	25.3 MIN
B	21.8 ± 0.60
C	11.3 ± 0.30
D	3.9 ± 0.25
E	5.9 ± 0.20
F	8.1 ± 0.20
G	5.90 ± 0.30

Obr. 4.4: Rozměry vybraného jádra tlumivky PFC [20]

Rozměry jádra zvolené tlumivky a její kostry jsou zobrazeny na obrázcích níže. Výhoda tohoto jádra je jeho kompaktnost, jednoduché navíjení drátu, dobrý tvar magnetika pro uzavírání siločar a nastavitelná vzduchová mezera. Jádro typu EI by také bylo vhodné, ale u zvoleného POT26 vycházely propočty příznivěji. Rozsahy rozměrů ve výpočtech jsem uvažoval vždy minimální, kromě rozměrů  $C$  a  $E$  pro výpočet minimálního rozměru okna (Obr. 4.4).

Jádra z práškových feromagnetik obsahují v součtu „vnitřní“ ekvivalentní vzduchovou mezera. Tato mezera nemůže být při lisování z technických důvodů nikdy nulová a její délka je dána tlakem a tvarem jádra, který výrobce na zhotovení jádra použije. Díky této vlastnosti jádra je vhodné k na zhotovení tlumivky. [13]



Obr. 4.5: Rozměry kostry pro jádro POT26 [21]

Průměr drátu jsem zvolil  $d_{CU} = 0,3 \text{ mm}$ , jako kompromis vůči výpočtu hodnoty proudové hustoty a vměstnání plochy drátu s dvojitým lakem do okna tlumivky. Dosud nezmíněné hodnoty ve výpočtech jako rozměry a permeabilita jádra byly odečteny z dokumentace od výrobce jádra tlumivky s kostrou.

Následný postup je výsledkem poslední iterace, kde je prvním krokem hrubé určení počtu závitů, a to z požadované indukčnosti a ekvivalentní magnetické vodivosti jádra  $A_L \text{ POT26}$  udávané výrobcem měřené při 1 kHz. [13] Postup vychází z postupu návrhu tlumivky docenta Patočky z knihy *Magnetické jevy a obvody* kapitola 12:

$$N_{L \text{ MOD}} = \sqrt{\frac{L_{\text{POZADOVANA MAX}}}{A_{L \text{ POT26}}} = \sqrt{\frac{10500 \mu\text{H}}{4400 \frac{\text{nH}}{\text{záv.}^2}}} = 48,85 \rightarrow 49 \text{ záv.} \quad (4.55)$$

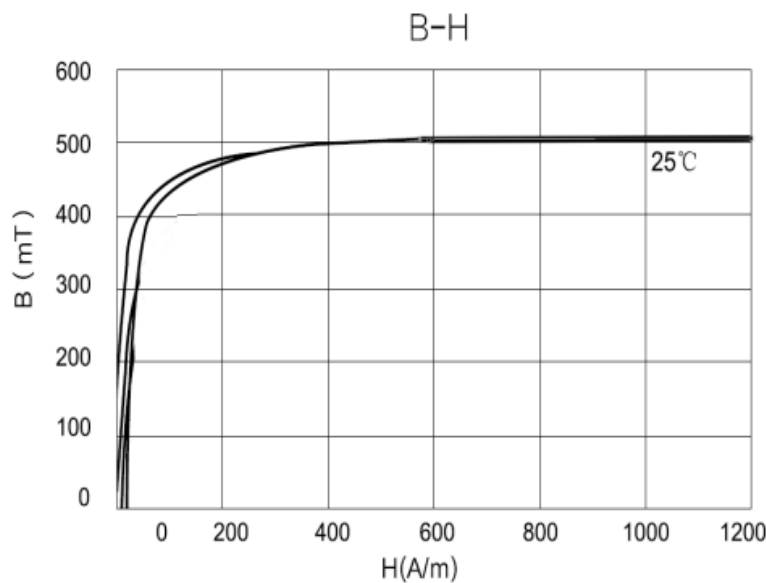
Výsledná hodnota závitů vyšla nízká z důvodu absence vzduchové mezery. Indukčností jádra vyhovuje, ale došlo by k jeho přesycení, a proto je potřeba do magnetického obvodu zařadit vzduchovou mezera.

Tím ve výsledku počet závitů vyjde větší. Dále je potřeba určit maximální možnou proudovou hustotu:

$$S_{LCU} = \pi \cdot \left(\frac{d_{CU}}{2}\right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{0,3 \text{ mm}}{2}\right)^2 = 0,071 \text{ mm}^2 \quad (4.56)$$

$$\sigma_{LMAX} = \frac{I_{VSTUPEFPEAK}}{S_{LCU}} = \frac{0,299 \text{ A}}{0,071 \text{ mm}^2} = 4,23 \text{ A/mm}^2 \quad (4.57)$$

Výsledná hodnota maximální proudové hustoty vyšla v rozmezí mezi  $4 \div 5 \text{ A/mm}^2$ . Pro tlumivky o relativně malé velikosti je to přijatelná hodnota. [13]



Obr. 4.6: B-H křivka feromagnetika GP44 [22]

Zobrazená B-H křivka (Obr. 4.6) je určena pro teplotu 25 °C. Směrodatná hodnota je pro maximální sycení při 100 °C. Tvar B-H křivky při této teplotě by byl více zploštělý a jeho koleno by bylo se ustalovalo při hodnotě 390 mT. Pro výpočet jsem zvolil hodnotu 325 mT v saturaci B-H křivky při 100 °C. Tato určená hodnota nesmí být překročena pro zaručení nepřesycení jádra tlumivky:

$$B_{LMAX} = 0,325 \text{ T} > B_L \quad (4.58)$$

Se známými rozměry parametrů jádra a drátu vinutí lze určit přesnější počet závitů, ze kterého posléze vyjde doporučená vzdálenost vzduchové mezery:

$$V_{L FERIT} = 3460 \text{ mm}^3; l_{L STRED} = 37,2 \text{ mm}; l_{CU STRED} = 55,15 \text{ mm}; S_{L OKNO} = 38 \text{ mm}^2$$

$$N_L = \frac{L_{POZADOVANA MAX} \cdot I_{L MAX REAL}}{B_{L MAX} \cdot S_{L FERIT}} = \frac{10,5 \text{ mH} \cdot 0,504 \text{ A}}{0,325 \text{ T} \cdot 85,77 \text{ mm}^2} = 189,85 \rightarrow 190 \text{ záv.} \quad (4.59)$$

Ve výpočtu činitele plnění je brána v potaz i plocha vrstvy dvojitého laku vinutí:

$$k_{pl} = \frac{N_L \cdot (S_{CU L} + S_{LAK CU L})}{S_{LOKNO}} = \frac{190 \cdot (0,071 + 0,016) \text{ mm}^2}{38 \text{ mm}^2} = 0,3534 \quad (4.60)$$

$$l_{CU VINUTI} = N_L \cdot l_{CU STRED} = 190 \cdot 55,15 \text{ mm} = 9,91 \text{ m} \rightarrow 10 \text{ m} \quad (4.61)$$

Z výpočtu potřebné délky vinutí na realizaci tlumivky vyšla přibližná délka 10 metrů. Výrobce jádra udává rozsah permeability feritu od 1800 do 3000 volím nejnejpříznivější možnost, a to minimální hodnotu  $\mu_{FERIT MIN} = 1800$ .

$$l_{VZDUCH MEZ VYP} = \frac{N_L \cdot \mu_0 \cdot I_{L MAX REAL}}{B_{L MAX}} - \frac{l_{L STRED}}{\mu_{FERIT MIN}} \quad (4.62)$$

$$l_{VZDUCH MEZ VYP} = \frac{190 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} \cdot 0,504 \text{ A}}{0,325 \text{ T}} - \frac{37,2 \text{ mm}}{1800} = 0,35 \text{ mm}$$

$$l_{VZDUCH MEZ KOREKCE} = \left(1 + \frac{5,6 \cdot l_{VZDUCH MEZ VYP}}{l_{FERIT C}}\right) \cdot l_{VZDUCH MEZ VYP} \quad (4.63)$$

$$l_{VZDUCH MEZ KOREKCE} = \left(1 + \frac{5,6 \cdot 0,35 \text{ mm}}{11,10 \text{ mm}}\right) \cdot 0,35 \text{ mm} = 0,41 \text{ mm}$$

Výsledná délka vzduchové mezery byla zvolena  $l_{VZDUCH MEZ} = 0,45 \text{ mm}$ . U výroby tlumivky se její hodnota mírně poupravila, aby její výsledná hodnota odpovídala požadovaným parametrům. Pro výsledné parametry je potřeba ještě ověřit výpočtem celkovou indukčnost tlumivky a zda se nepřesytí:

$$l_{VZDUCH MEZ FIKTIVNI} = \frac{l_{VZDUCH MEZ}}{l_{VZDUCH MEZ KOREKCE}} \cdot l_{VZDUCH MEZ VYP} \quad (4.64)$$

$$l_{VZDUCH MEZ FIKTIVNI} = \frac{0,45 \text{ mm}}{0,41 \text{ mm}} \cdot 0,35 \text{ mm} = 0,38 \text{ mm}$$

$$L_{VYPOCTENO} = N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_{L FERIT}}{\frac{l_{L STRED}}{\mu_{FERIT MIN}} + l_{VZDUCH MEZ FIKTIVNI}} \quad (4.65)$$

$$L_{VYPOCTENO} = 190^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} \cdot \frac{85,77 \text{ mm}^2}{\frac{37,20 \text{ mm}}{1800} + 0,38 \text{ mm}} = 9,65 \text{ mH}$$

Indukčnost se pohybuje ve stanoveném rozmezí  $9,2 \div 10,5 \text{ mH}$  z rovnice 4.50.

Předpokládaná hodnota sycení jádra  $B_L$  se zvolenou vzduchovou mezerou  $l_{VZDUCH\ MEZ} = 0,45\ mm$  a předpokladem maximálního proudu se zvlněním je rovna:

$$B_L = \frac{L_{VYPOCTENO} \cdot I_{L\ MAX\ REAL}}{N_L \cdot S_{L\ FERIT}} \quad (4.66)$$

$$B_L = \frac{9,65\ mH \cdot 0,504\ A}{190 \cdot 85,77\ mm^2} = 0,299\ T$$

$$B_{L\ MAX} > B_L \rightarrow 0,325\ T > 0,299\ T$$

Podmínka pro sycení feromagnetika tlumivky je splněna. Maximální sycení tlumivky je menší než stanovená kritická hodnota sycení jádra. Při nominálním efektivním proudu za předpokladu minimálního napětí v síti je hodnota sycení:

$$B_{L\ NOM} = \frac{L_{VYPOCTENO} \cdot I_{VSTUP\ EF\ PEAK}}{N_L \cdot S_{L\ FERIT}}$$

$$B_{L\ NOM} = \frac{9,65\ mH \cdot 0,299\ A}{190 \cdot 85,77\ mm^2} = 177,1\ mT$$

$$\Delta B_{L\ SYCENI} = \frac{L_{VYPOCTENO} \cdot \Delta I_L}{N_L \cdot S_{L\ FERIT}} = \frac{9,65\ mH \cdot 0,160\ A}{190 \cdot 85,77\ mm^2} = 94,7\ mT \quad (4.67)$$

Při uvážení sycení se zvlněním proudu, které je v rozsahu  $\pm 47,35\ mT$  přiroste nominální hodnota na  $224,45\ mT$ .

Pro výpočet ztrát v mědi je určena předpokládaná provozní teplota uvnitř tlumivky  $60\ ^\circ C$ . Rezistivita mědi pro tuto teplotu je rovna:

$$\rho_{L\ CU\ 60^\circ C} = \rho_{L\ CU\ 20^\circ C} \cdot (1 + \alpha_{CU} \cdot (60\ ^\circ C - 20\ ^\circ C)) \quad (4.68)$$

$$\rho_{L\ CU\ 60^\circ C} = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega m \cdot (1 + 0,004\ K^{-1} \cdot (60 - 20)K) = 2,007 \cdot 10^{-8} \Omega m$$

Odpor vinutí tlumivky:

$$R_{L\ CU\ 60^\circ C} = \frac{\rho_{L\ CU\ 60^\circ C} \cdot l_{CU\ VINUTI}}{S_{L\ CU}} = \frac{2,007 \cdot 10^{-8} \Omega m \cdot 10\ m}{0,071\ mm^2} = 2,813\ \Omega \quad (4.69)$$

Předpokládané ztráty ve vinutí tlumivky:

$$P_{L\ CU} = I_{VSTUP\ EF\ PEAK}^2 \cdot R_{L\ CU\ 60^\circ C} = 0,299^2 \cdot 2,813\ \Omega = 251,5\ mW \quad (4.70)$$

## 4.5 Blokující měnič s impulsním transformátorem - Flyback

Řídící obvod flybacku hlídá zpětné impulzy vybíjení z transformátoru a podle jejich výšky napětí upravuje střidu impulsů v periodě. Minimální výstupní napětí z PFC určuje hranici mezi provozem DCM nebo CCM. Provoz DCM probíhá pro všechna síťová napětí a zátěže v daném rozsahu při dosažení stanoveného maximálního výkonu na výstupu do 50 W a do zátěže dodává konstantní napětí. Při výkyvech zátěže kompenzuje výkon střidou, kterou mění velikost efektivního proudu dodávaného do zátěže. Průběh CCM je v oblasti pro dodání přechodného špičkového zatížení a měnič pracuje při limitu maximálního proudu kde snižuje hodnotu napětí až do chvíle kdy se řídicí obvod vypne z důvodu neschopnosti dodávat výkon přesahující jeho maximum. K takové situaci by mohlo dojít při maximálním odběru z výkonových LED na výstupu, které by byly nedostatečně chlazeny nebo v případě zkratu. Hranici, při které se lámou provozní módy CCM a DCM se nazývá hraniční mód BCM („Boundary Conduction Mode“).

Zvolený čip bude prvotně napájen HV („High-Voltage“) startem a následovně ze sekundárních pomocných vinutí impulsního transformátoru. Pin s označením SD („Shut-Down“), který při převršení napětí přes napojené teplotní čidlo indikuje chybu a zadá impuls pro vypnutí měniče. Na tento čip budou připojeny termistory z LED desky.

Výstupní napětí na sekundárním vinutí bude nastaveno napětí na 33 V pro napájení jedné větve o deseti kusů LED v sérii tvořící zátěž. Hodnota výstupního proudu je předpokládán 1,5 A.

### 4.5.1 Převod a indukčnost impulsního transformátoru

Na základě napětí na výstupu PFC a požadované hodnotě napětí na sekundární straně se zvolil převod transformátoru:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_{VYST\ PFC\ MAX}}{(U_{REV} \cdot k_{DERATING}) - (U_{VYST\ SEK} + U_{USM\ DIODY})} \quad (4.71)$$

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{422,65\ V}{(150\ V \cdot 0,85) - (33\ V + 0,5\ V)} = 4,4963$$

Pro požadované pomocné napájecí napětí  $U_{BIAS} = 12\ V$  se zvolí hodnota převodu ku sekundárnímu vinutí:

$$\frac{N_{BIAS}}{N_S} = \frac{U_{BIAS} + U_{f\ USM\ BIAS}}{U_{VYST\ SEK} + U_{f\ USM\ SEK}} = \frac{12\ V + 0,5\ V}{33\ V + 0,5\ V} = 0,3731 \quad (4.72)$$

Požadovaná hodnota indukčnosti primárního vinutí transformátoru:

$$L_{PRIM\ VYPOCTENO} = \frac{1}{2 \cdot \frac{P_{VYST}}{\eta_{FLB}} \left( \frac{1}{U_{VYST\ PFC\ MIN}} + \frac{1}{\frac{N_P}{N_S} (U_{VYST\ SEK} + U_{f\ USM\ SEK})} \right)^2} \cdot f_{FLB\ NOM} \quad (4.73)$$

$$L_{PRIM VYPOCTENO} = \frac{1}{2 \cdot \frac{50 W}{0,90} \cdot \left( \frac{1}{367,35 V} + \frac{1}{4,4963 \cdot (33 V + 0,5 V)} \right)^2 \cdot 60 kHz} = 1,712 mH$$

Změřená hodnota indukčnosti primárního vinutí vytvořeného transformátoru je  $L_{PRIM} = 1,75 mH$ . Tato hodnota bude nadále používána ve výpočtech.

#### 4.5.2 Snímání proudu

Zvolená hodnota odporu snímání proudu je vypočtena pro minimální vstupní napětí do flybacku z PFC:

$$R_{CS} = \frac{U_{CSbcm}}{2 \cdot \frac{P_{VYST}}{\eta_{FLB}} \cdot \left( \frac{1}{U_{VYST PFC MIN}} + \frac{1}{\frac{N_P}{N_S} (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)} \right)} \quad (4.74)$$

$$R_{CS} = \frac{0,64 V}{2 \cdot \frac{50 W}{0,90} \cdot \left( \frac{1}{367,35 V} + \frac{1}{4,4963 \cdot (33 V + 0,5 V)} \right)} = 0,615 \Omega$$

#### 4.5.3 Ověření omezení impulsního transformátoru

Pro správné nastavení hranice BCM musí být poměr zvoleného odporu  $R_{CS}$  a indukčnosti  $L_{PRIM}$  menší jak vypočtená omezení pro výstupní vzorkování při minimální zátěži v režimu DCM a s regulátorem na maximální hranici v CCM režimu.

$$k_{OMEZENI} = \frac{R_{CS}}{L_{PRIM}} = \frac{0,615 \Omega}{1,75 mH} \cdot V = 351,6 \cong 352 Vs^{-1} \quad (4.75)$$

$$k_{OMEZENI 1} = \frac{U_{CS MIN}}{t_{VYST MIN}} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{1 \cdot V}{(U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)} \quad (4.76)$$

$$k_{OMEZENI 1} = \frac{172 mV}{1,7 \mu s} \cdot \frac{1}{4,4963} \cdot \frac{1 \cdot V}{(33 V + 0,5 V)} = 671,71 Vs^{-1} \cong 672 Vs^{-1}$$

$$k_{OMEZENI 2} = \frac{1 \cdot V}{U_{VYST PFC MAX}} \cdot \frac{U_{CS MIN}}{t_{ZAP MIN}} \quad (4.77)$$

$$k_{OMEZENI 2} = \frac{1 \cdot V}{422,65 V} \cdot \frac{172 mV}{0,6 \mu s} = 678,26 Vs^{-1} \cong 679 Vs^{-1}$$

$$k_{OMEZENI 1} \geq k_{OMEZENI} \rightarrow 672 Vs^{-1} \geq 352 Vs^{-1} \quad (4.78)$$

$$k_{OMEZENI 2} \geq k_{OMEZENI} \rightarrow 679 Vs^{-1} \geq 352 Vs^{-1} \quad (4.79)$$

Podmínky poměrů v referenční hodnoty k napětí, takže je v čitateli výpočtu přidán Volt, tudíž jejich výsledná hodnota je v jednotkách  $Vs^{-1}$ . Podmínky omezení jsou splněny.

#### 4.5.4 Návrh impulsního transformátoru

Postup stejný jako u návrhu tlumivky s tím rozdílem, že je použito jádro ETD4415 z materiálu feromagnetika CF297. [23] Výrobce udává hodnotu přesycení jádra při 100 °C rovnu 410 mT a zvolená maximální dosažitelná hodnota sycení je 315 mT. Další parametry z dokumentace jsou kromě rozměrů jádra minimální permeabilita feromagnetika ( $\mu_{r ETD} = 1800$ ) a ekvivalentní magnetické vodivosti jádra ( $A_{L ETD} = 3200 \text{ nH/záv}^2$ ). [24]

$$I_{PK SAT} = \frac{U_{CS MAX}}{R_{CS}} = \frac{0,8 V}{0,615 \Omega} = 1,300 A \quad (4.80)$$

Předpokládaná střída flybacku:

$$S_{FLB} = \frac{\frac{N_P}{N_S} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)}{U_{VYST PFC MIN} + \frac{N_P}{N_S} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)} \quad (4.81)$$

$$S_{FLB} = \frac{4,4963 \cdot (33 V + 0,5 V)}{367,35 V + 4,4963 \cdot (33 V + 0,5 V)} = 0,291$$

$$S_{SEK} = 1 - S_{FLB} = 1 - 0,291 = 0,709 \quad (4.82)$$

Výpočty efektivních proudů vinutí:

$$I_{TOT} = \frac{U_{CSbcm}}{\sqrt{3} \cdot R_{CS}} \cdot \left( \sqrt{S_{FLB}} + \sqrt{\frac{U_{VYST PFC MIN}}{U_{VYST PFC MIN} + \frac{N_P}{N_S} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)}} \right) \quad (4.83)$$

$$I_{TOT} = \frac{0,68 V}{\sqrt{3} \cdot 0,615 \Omega} \cdot \left( \sqrt{0,291} + \sqrt{\frac{367,35 V}{367,35 V + 4,963 \cdot (33 V + 0,5 V)}} \right) = 0,830 A$$

$$I_{PRIMEF} = \frac{U_{CSbcm}}{\sqrt{3} \cdot R_{CS}} \cdot \sqrt{S_{FLB}} = \frac{0,68 V}{\sqrt{3} \cdot 0,615 \Omega} \cdot \sqrt{0,291} = 0,324 A \quad (4.84)$$

$$I_{SEKEF} = \frac{U_{CSbcm}}{\sqrt{3} \cdot R_{CS}} \cdot \sqrt{\frac{U_{VYST PFC MIN}}{U_{VYST PFC MIN} + \frac{N_P}{N_S} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)}} \quad (4.85)$$

$$I_{SEK EF} = \frac{0,68 V}{\sqrt{3} \cdot 0,615 \Omega} \cdot \sqrt{\frac{367,35 V}{367,35 V + 4,4963 \cdot (33 V + 0,5 V)}} = 0,506 A$$

Průměr vinutí je zvolen stejný jako u tlumivky  $d_{CU} = 0,3 mm$ . Z výpočtu impulsního transformátoru byl určen počet závitů na primárním vinutí  $N_{PRIM} = 76$  záv, vzdálenost vzduchové mezery  $l_{VZDUCH MEZERA TR} = 0,4 mm$ . Výsledná vypočtená hodnota sycení je 107 mT a indukčnost primárního vinutí 1,73 mH. Ze známé hodnoty primárních závitů lze určit reálný počet závitů pro sekundární vinutí a pomocné napájecí vinutí:

$$N_{SEK} = \frac{N_S}{N_P} \cdot N_{PRIM} = \frac{1}{4,4963} \cdot 76 = 16,9029 \rightarrow 17 \text{ záv.} \quad (4.86)$$

$$N_{BIAS} = \frac{U_{BIAS} + U_f USM BIAS}{U_{VYST SEK} + U_f USM SEK} \cdot N_{SEK} = \frac{12 V + 0,5 V}{33 V + 0,5 V} \cdot 17 = 6,3433 \rightarrow 7 \text{ záv.} \quad (4.87)$$

Po zaokrouhlení počtu závitů pomocného napájecího vinutí bude napětí větší než předpokládaných 12 Voltů:

$$U_{BIAS REAL} = (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK) \cdot \frac{N_{BIAS}}{N_{SEK}} - U_f USM BIAS \quad (4.88)$$

$$U_{BIAS REAL} = (33 V + 0,5 V) \cdot \frac{7}{17} - 0,5 V = 13,29 V$$

#### 4.5.5 Kompenzace napěťového sklonu

Pro stabilitu řídicího obvodu při určování volby režimu řízení je potřeba zkontrolovat hodnotu napěťového sklonu pro vypočtenou střídu. Se známými počty závitů transformátoru můžeme určit přesnější hodnotu střídy, která je při minimální hodnotě vstupního napětí:

$$S_{FLB MIN} = \frac{\frac{N_{PRIM}}{N_{SEK}} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)}{U_{VYST PFC MIN} + \frac{N_{PRIM}}{N_{SEK}} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)} \quad (4.89)$$

$$S_{FLB MIN} = \frac{\frac{76}{17} \cdot (33 V + 0,5 V)}{367,35 V + \frac{76}{17} \cdot (33 V + 0,5 V)} = 0,290$$

$$U_{CS SKLON} = \frac{1}{2} \cdot S_{FLB MIN} \cdot R_{CS} \cdot \frac{\frac{N_{SEK}}{N_{PRIM}} \cdot (U_{VYST SEK} + U_f USM SEK)}{L_{PRIM}} \quad (4.90)$$

$$U_{CS SKLON} = \frac{1}{2} \cdot 0,290 \cdot 0,615 \Omega \cdot \frac{\frac{17}{76} \cdot (33 V + 0,5 V)}{1,75 mH} = 0,3815 mV/\mu s$$

Napěťový sklon dle dokumentace nesmí přesahovat hodnotu  $30 \text{ mV}/\mu\text{s}$ , což je řádově splněno.

#### 4.5.6 Napětí na primárním a sekundárním vinutí

Se známými počty závitů určíme hodnoty napětí na vinutích:

$$U_{T \text{ SEK}} = \frac{N_{\text{SEK}}}{N_{\text{PRIM}}} \cdot U_{\text{VYST PFC MAX}} + (U_{\text{VYST SEK}} + U_{f \text{ USM SEK}}) \quad (4.91)$$

$$U_{T \text{ SEK}} = \frac{17}{76} \cdot 422,65 \text{ V} + (33 \text{ V} + 0,5 \text{ V}) = 128,04 \text{ V}$$

$$U_{T \text{ PRIM}} = U_{\text{VYST PFC MAX}} + \frac{N_{\text{PRIM}}}{N_{\text{SEK}}} \cdot (U_{\text{VYST SEK}} + U_{f \text{ USM SEK}}) \quad (4.92)$$

$$U_{T \text{ PRIM}} = 422,65 \text{ V} + \frac{76}{17} \cdot (33 \text{ V} + 0,5 \text{ V}) = 573,28 \text{ V}$$

#### 4.5.7 Výstupní kondenzátor

Tuto součástku nabíjí proudy s velkou vrcholovou hodnotou. Proto je třeba volit elektrolytický kondenzátor s nízkou hodnotou ESR, a velkým výdržným proudem.

$$I_{C \text{ VYST EF}} = \sqrt{\left( \frac{U_{\text{CSbcm}}}{R_{\text{CS}}} \cdot \frac{N_{\text{PRIM}}}{N_{\text{SEK}}} \cdot \sqrt{\frac{U_{\text{VYST PFC MIN}}}{3 \cdot \left( U_{\text{VYST PFC MIN}} + \frac{N_{\text{PRIM}}}{N_{\text{SEK}}} (U_{\text{VYST SEK}} + U_{f \text{ USM SEK}}) \right)}} \right)^2 - I_{\text{VYST}}^2} \quad (4.93)$$

$$I_{C \text{ VYST EF}} = \sqrt{\left( \frac{0,68 \text{ V}}{0,615 \Omega} \cdot \frac{76}{17} \cdot \sqrt{\frac{367,35 \text{ V}}{3 \cdot \left( 367,35 \text{ V} + \frac{76}{17} \cdot (33 \text{ V} + 0,5 \text{ V}) \right)}} \right)^2 - 1,5 \text{ A}^2} = 1,694 \text{ A}$$

Jako výstupní elektrolytický kondenzátor byly vybrány dva kusy, v paralelní kombinaci s kapacitou  $C_{\text{VYST SEK}} = 180 \mu\text{F} + 180 \mu\text{F} = 360 \mu\text{F}$  a výdržným proudem  $I_{C \text{ VYST SEK ZLVN}}$ .

$$I_{C \text{ VYST SEK ZLVN}} = 1,4 \text{ A} + 1,4 \text{ A} = 2,8 \text{ A} \gg I_{C \text{ VYST EF}} \quad (4.94)$$

#### 4.5.8 Snímání napětí z impulsního transformátoru

Určení hodnot bočníků:

$$R_A = R_P \cdot \frac{N_{\text{BIAS}}}{N_{\text{PRIM}}} \cdot K_{\text{LINE}} = 3,9 \text{ k}\Omega \cdot \frac{7}{76} \cdot 49,25 = 17,7 \text{ k}\Omega \quad (4.95)$$

$$R_B = \left( \frac{(U_{VYST\ SEK} \cdot (1 - \Delta_{LK\ SEK\ BIAS}) + U_f \cdot U_{SM\ SEK}) \cdot \frac{N_{BIAS}}{N_{SEK}}}{U_{VYST\ REF}} - 1 \right) \cdot R_A \quad (4.96)$$

$$R_B = \left( \frac{(33\ V \cdot (1 - 0,05) + 0,5\ V \cdot \frac{7}{17})}{7,5\ V} - 1 \right) \cdot 17,7\ k\Omega = 23,63\ k\Omega$$

Hodnota odporů byla vybrána z řady E96 a to  $R_A = 17,8\ k\Omega$  a  $R_B = 23,7\ k\Omega$ .

#### 4.5.9 Limitní proud v režimu CCM

Předpokládaná hodnota proudu v režimu CCM:

$$I_{VYST\ LIMIT} = \frac{1}{R_{CS}} \cdot \frac{N_{PRIM}}{N_{SEK}} \cdot \frac{K_{CC1}}{K_{CC2} + U_{VYST\ SEK} \cdot \frac{N_{PRIM}}{N_{SEK}}} \quad (4.97)$$

$$I_{VYST\ LIMIT} = \frac{1}{0,615\ \Omega} \cdot \frac{76}{17} \cdot \frac{44,5\ V^2}{69,5\ V + 33\ V \cdot \frac{76}{17}} = 1,490\ A$$

#### 4.5.10 Výpočet výstupní zátěže

$$P_{PRELOAD\ MIN} = \frac{1}{2} \cdot L_{PRIM} \cdot \left( \frac{U_{CS\ MIN}}{R_{CS}} \right)^2 \cdot f_{SW\ MIN} \quad (4.98)$$

$$P_{PRELOAD\ MIN} = \frac{1}{2} \cdot 1,75\ mH \cdot \left( \frac{0,172\ V}{0,615\ \Omega} \right)^2 \cdot 200\ Hz = 13,69\ mW$$

$$R_{PRELOAD\ MAX} = \frac{U_{VYST\ SEK}^2}{P_{PRELOAD\ MIN}} \quad (4.99)$$

$$R_{PRELOAD\ MAX} = \frac{33\ V^2}{13,69\ mW} = 79,558\ k\Omega$$

Pro měření jsem zvolil hodnotu zátěže  $R_{PRELOAD} = 20\ k\Omega$ .

#### 4.5.11 Napájecí kondenzátor řídicího obvodu

$$C_{BIAS\ MIN} = \frac{(I_{DD} \cdot t_{START}) + (I_{DD} \cdot f_{FLB} \cdot Q_{GATE}) \cdot \left( \frac{U_{VYST\ SEK} \cdot C_{VYST\ SEK}}{I_{VYST}} \right) \cdot \left( \frac{U_{DD\ STOP}}{U_{BIAS}} \right)}{U_{DD\ START} - U_{DD\ STOP}} \quad (4.100)$$

$$C_{BIAS\ MIN} = \frac{(8\ mA \cdot 3\ ms) + (8\ mA \cdot 60\ kHz \cdot 8\ nC) \cdot \left( \frac{33\ V \cdot 380\ \mu F}{1,5\ A} \right) \cdot \left( \frac{8,5\ V}{12\ V} \right)}{13\ V - 8,5\ V} = 15,91\ \mu F$$

Byl vybrán elektrolytický kondenzátor s vyšší kapacitou  $C_{BIAS} = 47\ \mu F$ .

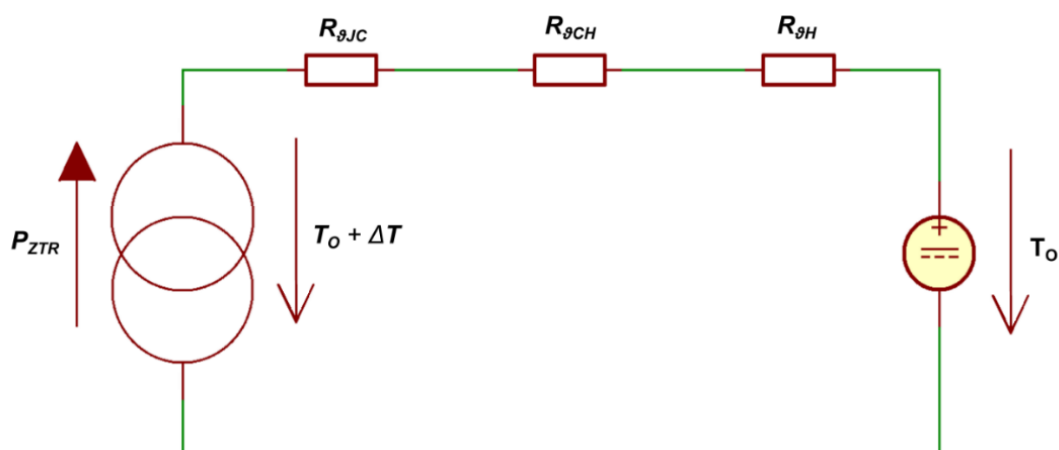
## 5. CHLAZENÍ POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK

V polovodičových součástkách vzniká teplo nejen průchodem proudu, ale i kvůli přepínacím ztrátám. Každý polovodič má určitou maximální provozní teplotu, při jejímž překročení dojde k poškození nebo ke zničení. Teplo je potřeba odvádět do okolí a udržovat optimální teplotu součástek pro udržení jejich správných pracovních parametrů. Pro jeho odvádění se používá pasivních nebo aktivních chladičů, či jejich kombinací.

Pasivní chladič je zařízení z kovu konstruované v žebrovitém tvaru, pro zajištění velké plochy na odvod tepla do okolí. Nejčastěji je jako materiál pasivního chladiče používán hliník, u dražších konstrukcí měď nebo kombinace měděných tepelných trubek (anglicky *heat pipes*), na kterých jsou upevněna hliníková žebra. Tyto materiály mají vysoký součinitel tepelné vodivosti. Z ekonomických důvodů se používají převážně pasivní hliníkové chladiče. Teplo se šíří několika způsoby, a to prouděním, zářením a vedením. Pro zlepšení odvodu tepla zářením se hliníkové chladiče často natírají na černo.

Aktivním chladičem se nazývají zařízení jako ventilátory, které vytvářejí proud vzduchu namířený na pasivní chladič. Odvod tepla prouděním je komplexní proces, u kterého závisí na parametrech přenosového média, geometrickém uspořádání prostoru a na samotném vedení tepla. [25]

Pro návrh chlazení polovodičové součástky se nejdříve určí ztrátový výkon, z něhož se vypočte tepelný odpor. Podle počtu součástek na jednom chladiči a tepelných odporů lze navrhnout jejich chlazení. Pro příklad na Obr. 5.1 je znázorněno tepelné schéma pro výpočet chladiče s jednou součástkou. [25]



Obr. 5.1: Tepelné schéma pro výpočet chladiče se součástkou s jedním pouzdrem [25]

V tepelném schématu je využita elektrická analogie, kde proudový zdroj představuje tepelný výkon (tok) chlazené součástky  $P_{ZTR}$ , napěťový zdroj teplotu okolí a odpory znázorňují tepelné odpory. Schéma uvažuje ustálený stav, a tudíž uvažuje všechny tepelné kapacity za „nabité“.  $R_{\theta JC}$  (*Junction – Case*) je tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem chlazené součástky,  $R_{\theta CH}$  (*Case – Heat sink*) je tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem,  $R_{\theta H}$  (*Heat sink*) je tepelný odpor chladiče. Styk mezi pouzdrem součástky a chladičem by měl být co nejhladší, aby měl co největší plochu a tím lepší tepelný přenos. Pro vyplnění mezer ve styku se využívá teplovodivých past, jejichž tepelná vodivost se pohybuje v jednotkách W/mK. Častěji se ale používají teplovodivé podložky, které oddělují potenciál pouzdra od chladiče. [25]

Při návrhu chladiče je teplota okolí volena pro nejhorší případ  $T_o = 40^\circ\text{C}$ . Oteplení  $\Delta T$  je rozdíl mezi maximální dovolenou teplotou chlazené  $T_{jmax}$  součástky a teplotou okolí  $T_o$ . Z hodnoty dovoleného oteplení dokážeme spočítat hodnotu tepelného odporu chladiče  $R_{\theta H}$  se tedy určí podle analogie elektrického obvodu jako:

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_o}{P_{ZTR}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (5.1)$$

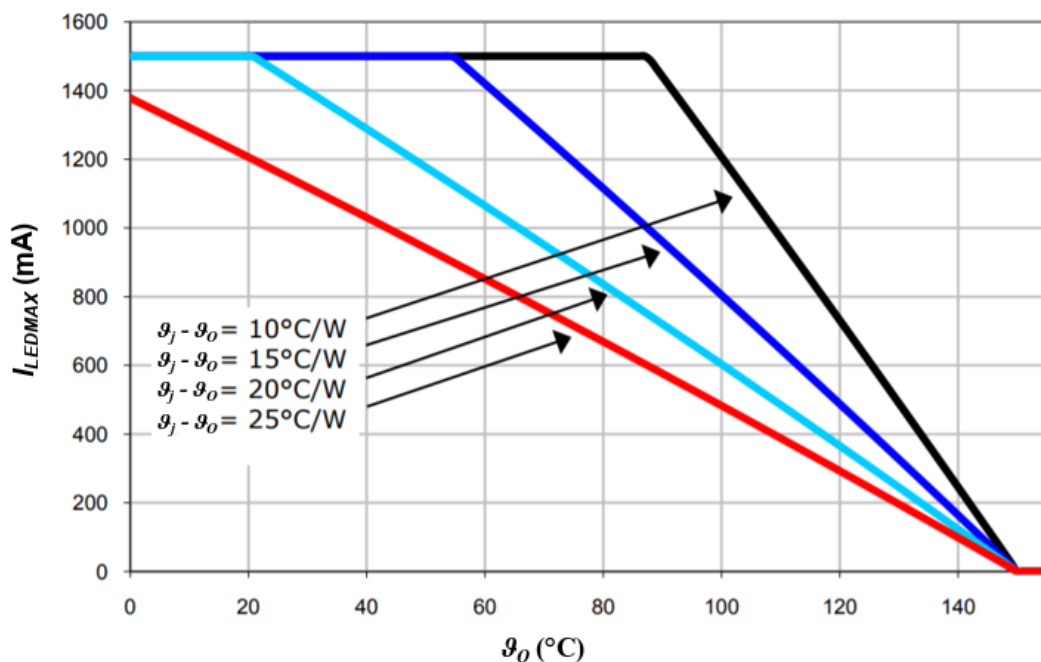
V případě, že by výsledný tepelný odpor vyšel záporný je nutno zvolit součástku dimenzovanou na větší proud. [25]

## 5.1 Chlazení pro výkonové LED

Vybraná LED XP-G WHT-0 1-0000-00GC3 má samostatné pouzdro a bude jich použito deset na hliníkové DPS, na které bude umístěn chladič. Z katalogu LED byla zjištěna hodnota tepelného odporu mezi čipem a pouzdrem  $R_{\theta JC} = 4 \text{ K/W}$  a předpokládaný maximální ztrátový výkon  $P_{ZTR} = 2,8 \text{ W}$  na jedné LED při maximální teplotě čipu  $T_{jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$  a maximálním odběru proudu. Účinnost přeměny na světelné záření uvažujeme u vybrané LED kolem 30 % při nominálních hodnotách. Dimenzovat se bude pro maximální hodnoty, u kterých se účinnost pohybuje kolem 30 %, takže ztrátový výkon počítáme jako 70 % výkonu dodávaného do LED.

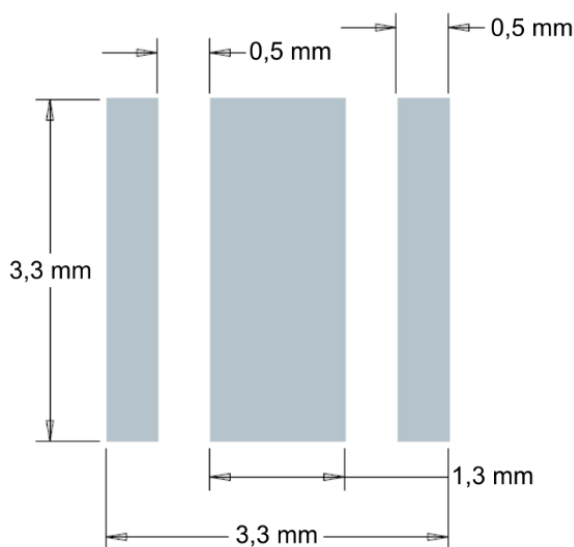
$$P_{ZTR} = P_{MAX} \cdot (1 - 0,3) = 4 \cdot 0,7 = 2,8 \text{ W} \quad (5.2)$$

Na Obr. 5.2 níže je zobrazena závislost maximálního proudu na teplotě okolí. Pro provoz LED na plný výkon je nutné znát hodnotu celkového tepelného odporu systému. Čím menší je navržený celkový tepelný odpor systému, tím menší nároky jsou požadovány na chladicí médium, v tomto případě okolní vzduch.



Obr. 5.2: Závislost proudu LED na teplotě okolí pro různé rozdíly teplot čipu [7]

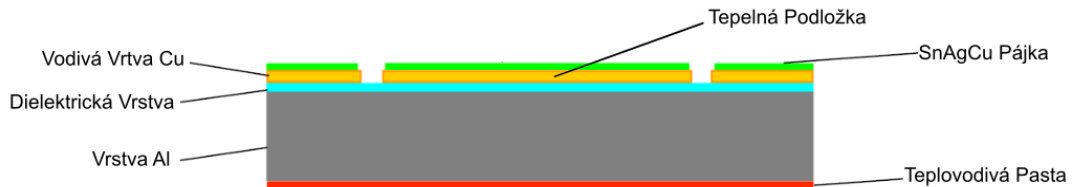
Na je Obr. 5.3 zobrazena plocha styku LED. Ta je rozdělena na anodu, katodu a tepelná podložka (tzv. Heat Pad) sloužící na větší odvod tepla z čipu. Při tvorbě DPS je možnost vytvořit tepelné mosty v ploše tepelné podložky. Tepelné mosty se tvoří vyvrtáním díry s vyplní, kterou tvoří teplovodivý materiál. Díra je pak spojena se spodní stranou dvouvrstvého DPS, na které je měď nebo hliník. Takto se obejde dielektrická vrstva u tepelné podložky, která má velký tepelný odpor, a tím se zvýší celková tepelná vodivost DPS. Tuto možnost není nutnost využít, při použití DPS s hliníkovým jádrem, které má dostačující tepelnou vodivost.



Obr. 5.3: Rozměry pájecí podložky LED čipu X-Lamp XP-G [7]

### 5.1.1 Deska plošných spojů s hliníkovým jádrem

Mezi pouzdem LED a chladičem bude použita deska plošných spojů s izolovaným hliníkovým jádrem (IMS – Isolated Metal Substrate) s nánosem teplovodivé pasty s vysokou tepelnou vodivostí. Deska IMS od firmy Gatema má výrobní tloušťky vrstev materiálů a tepelných vodivostí uvedeny v tabulce 2 níže společně s teplovodivou pastou. IMS deska VT-4B5 má relativně vysokou tepelnou vodivost dielektrické vrstvy rovnou 4,2 W/mK.



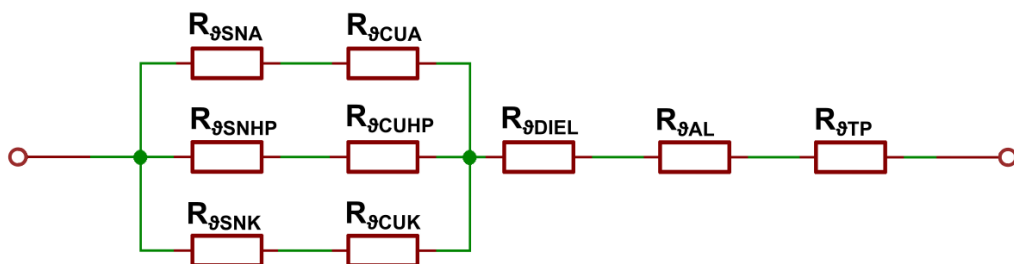
Obr. 5.4: Vrstvy IMS desky plošných spojů

Byla použita teplovodivá pasta MX-4 od výrobce Arctic s tepelnou vodivostí 8,5 W/mK s předpokládanou tloušťkou nánosu 0,1mm. Byla použita pájecí pasta GC 50 SAC305T5 od firmy Loctite s pájecí slitinou SnAgCu.

Tabulka 2: Materiály IMS desky

$S_{Anode} = S_{Katode}$ [mm <sup>2</sup> ]	$S_{HeatPad}$ [mm <sup>2</sup> ]	$S_{LED}$ [mm <sup>2</sup> ]	$S_{LEDTOT}$ [mm <sup>2</sup> ]
1,65	4,29	7,59	10,89
Materiál	Tloušťka $l$ [mm]	Vodivost materiálu $\lambda$ [W/mK]	
SnAgCu Pájka	0,075	58,0	
Cu Vrstva	0,070	398,0	
Dielektrikum	0,075	4,2	
Al Vrstva	1,500	138,0	
Teplovodivá Pasta	0,100	8,5	

Výsledná hodnota tepelného odporu mezi pouzdem a chladičem je vypočtena podle sérioparalelním součtu tepelných odporů na obrázku, který po zjednodušení teplotního schématu na obrázku představuje tepelný odpor  $R_{\theta CH}$ .



Obr. 5.5: Schéma tepelného systému IMS desky s nánosem teplovodivé pasty

Výpočet tepelného odporu je dán vztahem:

$$R_{\vartheta} = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{l}{S} \quad (5.3)$$

kde  $\lambda$  je tepelná vodivost pasty,  $l$  je tloušťka a  $S$  je plocha styku. Výsledná hodnota celkového tepelného odporu  $R_{\vartheta CH}$  mezi pouzdrém a chladičem je popsána ve výpočtech níže:

$$R_{\vartheta SNA} = R_{\vartheta SNK} = \frac{1}{\lambda_{SN}} \cdot \frac{l_{SN}}{S_A} = \frac{1}{58} \cdot \frac{0,075 \cdot 10^{-3}}{1,65 \cdot 10^{-6}} = 0,7837 \text{ K/W} \quad (5.4)$$

$$R_{\vartheta SNHP} = \frac{1}{\lambda_{SN}} \cdot \frac{l_{SN}}{S_{HP}} = \frac{1}{58} \cdot \frac{0,075 \cdot 10^{-3}}{4,29 \cdot 10^{-6}} = 0,3014 \text{ K/W} \quad (5.5)$$

$$R_{\vartheta CUA} = R_{\vartheta CUK} = \frac{1}{\lambda_{CU}} \cdot \frac{l_{CU}}{S_A} = \frac{1}{398} \cdot \frac{0,07 \cdot 10^{-3}}{1,65 \cdot 10^{-6}} = 0,1066 \text{ K/W} \quad (5.6)$$

$$R_{\vartheta CUHP} = \frac{1}{\lambda_{CU}} \cdot \frac{l_{CU}}{S_{HP}} = \frac{1}{398} \cdot \frac{0,07 \cdot 10^{-3}}{4,29 \cdot 10^{-6}} = 0,0410 \text{ K/W} \quad (5.7)$$

$$R_{\vartheta DIEL} = \frac{1}{\lambda_{DIEL}} \cdot \frac{l_{DIEL}}{S_{LED}} = \frac{1}{4,2} \cdot \frac{0,075 \cdot 10^{-3}}{7,59 \cdot 10^{-6}} = 2,3527 \text{ K/W} \quad (5.8)$$

$$R_{\vartheta AL} = \frac{1}{\lambda_{AL}} \cdot \frac{l_{AL}}{S_{LEDTOT}} = \frac{1}{138} \cdot \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{10,89 \cdot 10^{-6}} = 0,9981 \text{ K/W} \quad (5.9)$$

$$R_{\vartheta TP} = \frac{1}{\lambda_{TP}} \cdot \frac{l_{TP}}{S_{LEDTOT}} = \frac{1}{8,5} \cdot \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{10,89 \cdot 10^{-6}} = 1,0803 \text{ K/W} \quad (5.10)$$

$$R_{\vartheta CH} = \left( \frac{1}{R_{\vartheta SNA} + R_{\vartheta CUA}} + \frac{1}{R_{\vartheta SNHP} + R_{\vartheta CUHP}} + \frac{1}{R_{\vartheta SNK} + R_{\vartheta CUK}} \right)^{-1} + R_{\vartheta DIEL} + R_{\vartheta AL} + R_{\vartheta TP}$$

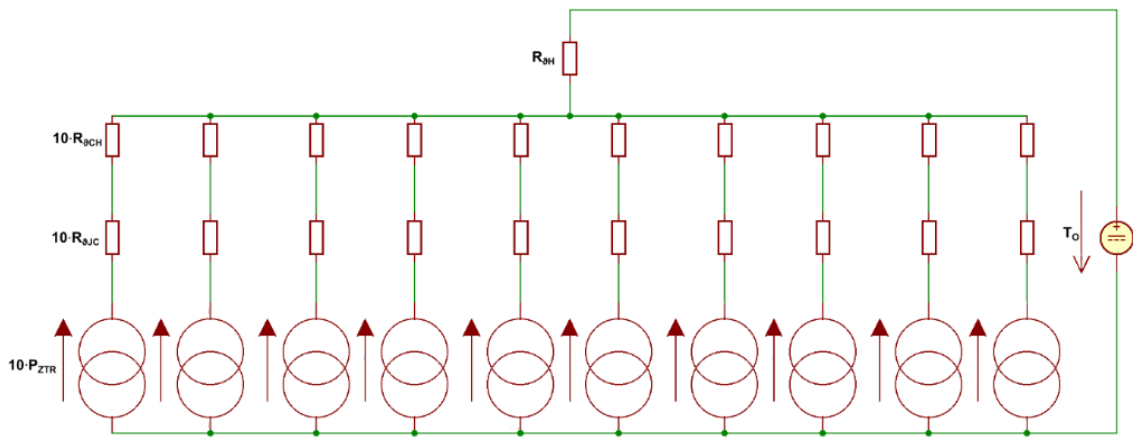
$$R_{\vartheta CH} = \left( \frac{1}{0,7837 + 0,1066} + \frac{1}{0,3014 + 0,0410} + \frac{1}{0,7837 + 0,1066} \right)^{-1} + 2,3527 + 0,9981 + 1,0803$$

$$R_{\vartheta CH} = 4,6247 \text{ K/W} \quad (5.11)$$

Ve výpočtech není uvažováno teplotní rozložení ve větší ploše hliníkové desky a teplovodivé pasty. Tato nehomogenita je ve výpočtech uvažována jako možnost horšího případu vedení tepla za nepříznivých okolních podmínkách. Pro tento přesnější a příznivější výpočet by se dal zavést koeficient k výslednému tepelnému odporu nebo u výpočtu tepelného odporu hliníkové vrstvy a teplovodivé pasty brát v potaz plochu zvoleného chladiče. Pro výpočet pro jistotu uvažujme ale případ s horšími podmínkami.

### 5.1.2 Výpočet chladiče pro výkonové LED

Na Obr. 5.6 je zobrazeno tepelné schéma LED chlazení. Výpočet tepelného odporu chladiče vychází z tepelného schématu, kde  $n$  je počet čipů a  $m$  je počet pouzder.



Obr. 5.6: Tepelné schéma LED chlazení

Výpočet pro maximální odpor chladiče:

$$R_{\theta HMAX} = \frac{T_{jmax} - T_0}{n \cdot P_{ZTR}} - \frac{R_{\theta JC}}{n} - \frac{R_{\theta CH}}{m} = \frac{150 - 40}{10 \cdot 2,8} - \frac{4}{10} - \frac{4,6247}{10} = 3,0661 \cong 3 \text{ K/W} \quad (5.12)$$

Navržený chladič pro výkonové LED na hliníkovém DPS bude muset mít tepelný odpor menší jak 3 K/W s určitou rezervou. Byl vybrán eloxovaný černý hliníkový chladič SK 100/75 SA od výrobce Fischer Elektronik o rozměrech 75 x 66 x 40 mm (šířka x délka x výška) s tepelným odporem 1,9 K/W. Tepelný odpor chladiče má dostatečnou rezervu o zhruba 37 % oproti výpočtu. Tato rezerva by měla být dostatečná, aby pokryla neuvažování nehomogenity šíření tepla, přesnosti výroby materiálů desky a aplikace správné tloušťky pájky a teplovodivé pasty.

Tabulka 3: Vypočtené tepelné odpory z tepelného schématu chlazení LED

Vypočtené tepelné odpory chlazení LED		
Název tepelného odporu	Označení	Hodnota v K/W
SnAgCu pájka katody a anody	$R_{\theta SNK}, R_{\theta SNA}$	0,78
Cu vrstva katody a anody	$R_{\theta CUK}, R_{\theta CUA}$	0,11
SnAgCu pájka heat padu	$R_{\theta SNHP}$	0,3
Cu vrstva heat padu	$R_{\theta CUHP}$	0,04
Dielektrikum	$R_{\theta DEIL}$	2,35
Al vrstva	$R_{\theta AL}$	0,1
Teplovodivá pasta	$R_{\theta TP}$	1,08
Čip - pouzdro LED	$R_{\theta JC}$	4
LED - Chladič	$R_{\theta CH}$	4,62
Maximální dovolený chladiče	$R_{\theta HMAX}$	3
Chladič SK 100/75 SA	$R_{\theta H}$	1,9

## 5.2 Výpočet ztrátového výkonu polovodičů měniče

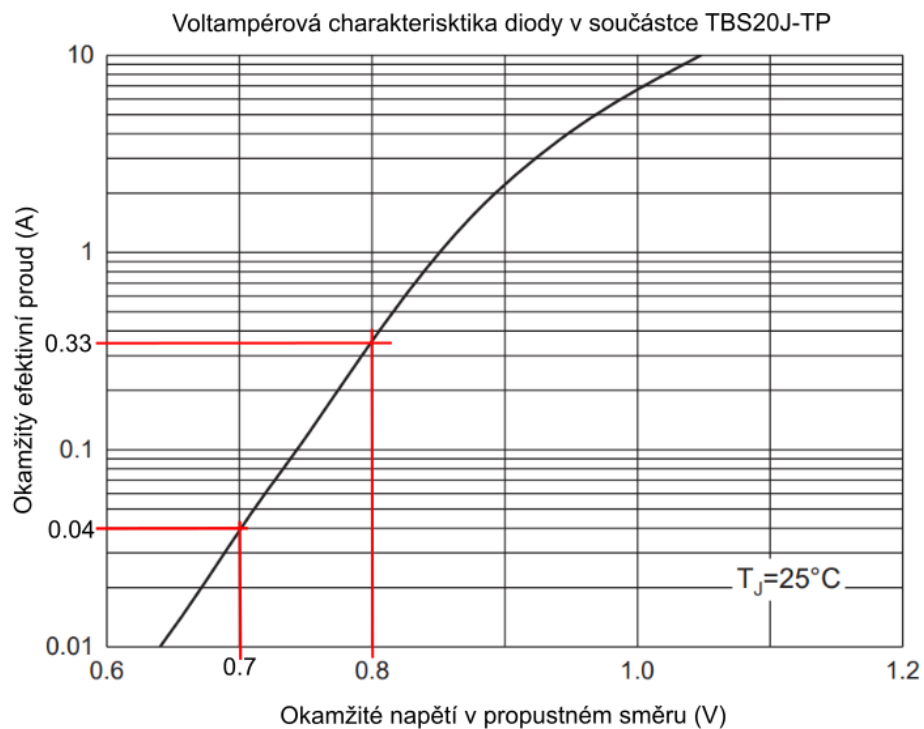
Pro zbytek použitých výkonových součástek, je nutné zjistit, zda je tepelně dimenzovat přidáním chlazení.

Jelikož je výstupní výkon celého měniče dimenzován na 50 W, tak součástky nevyžadovali aditivní pasivní nebo aktivní chlazení, nicméně do této kapitoly byly zařazeny alespoň jejich výpočty ztrátových výkonů, které se uchladí samostatně nebo s pomocí vylištěné mědi na desce plošných spojů pro zvětšení jejich chladičích ploch.

Jedná se o usměrňovací diodový můstek, rychlé schottkyho diody, tranzistory, a také se dá uvažovat nad některými rezistory v SMD pouzdrech.

### 5.2.1 Ztráty na dvoucestném můstkovém usměrňovači:

Graf od výrobce má na ose proudu logaritmické měřítko, což má vliv na přesnější odečet hodnoty proudu, ale zase je voltampérová charakteristika diody tvarovaná více jako přímka. Charakteristika byla měřena při teplotě okolí 25 °C (Obr. 5.7).



Obr. 5.7: Voltampérová charakteristika diody usměrňovače TBS20J-TP [26]

Tato teplota se nebere jako neoptimálnější hodnota při dimenzování součástky na chlazení a spousta výrobců podrobnější data při vyšší okolní teplotě neposkytuje jako v tomto případě. Jelikož je při dimenzování potřeba počítat s nejhorsími podmínkami tak jako částečnou kompenzací budu uvažovat maximální možný efektivní proud, který by mohl součástkou protékat po delší dobu. Hodnotu diferenciálního odporu získáme odečtením hodnot napětí a proudů z bodů směrnice, které odečteme z voltampérové charakteristiky diody v součástce usměrňovače.

Pro výpočet diferenciálního odporu dosadíme rozdíl hodnot napětí a proudů do Ohmova zákona:

$$R_{d\ USM} = \frac{U_{f2} - U_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}} = \frac{0,8\ V - 0,7\ V}{0,33\ A - 0,04\ A} = 0,345\ \Omega \quad (5.13)$$

Maximální okamžitá hodnota proudu v propustném směru, se bude dle propočtů pohybovat kolem 0,3 A. Takže hodnota úbytkového napětí byla z grafu odečtena jako  $U_{f\ USM} = 0,78\ V$ . Celkově jsou čtyři diody v můstku, takže je výpočet pro celkový úbytek činného výkonu na součástce vynásoben jejich počtem.

$$P_{\check{c}\ USM} = 4 \cdot \left( \left( U_{f\ USM} \cdot \frac{I_{VSTUP\ STR\ MAX}}{2} \right) + R_{d\ USM} \cdot \left( \frac{I_{VSTUP\ EF\ MAX}}{\sqrt{2}} \right)^2 \right) \quad (5.14)$$

$$P_{\check{c}\ USM} = 4 \cdot \left( \left( 0,78\ V \cdot \frac{270\ mA}{2} \right) + 0,345\ \Omega \cdot \left( \frac{299\ mA}{\sqrt{2}} \right)^2 \right) = 483\ mW$$

Výsledek je roven skoro půl wattu je hodnota, která se dá provozovat bez použití chladiče a bude stačit, když na desce plošných spojů bude dostatečně vylitá vrstva mědi spojená s kontakty pouzdra součástky.

### 5.2.2 Ztráty na schottkyho diodě zvyšujícího měniče PFC

Vybraná rychlá schottkyho dioda SiC (C3D0306E) je dimenzovaná na napětí 600 V, do 5 A při teplotě čipu 135 °C. Z voltampérových charakteristik udávaným výrobcem bylo odečteno úbytkové napětí na diodě při teplotě 125 °C a výstupním proudu z PFC 0,151 A rovno  $U_{f\ SCHOT} = 0,8\ V$  ve vzorci je připočtena ztrátová energie na nabití parazitních kapacit v součástce ( $Q_c = 7,55\ nC$  pro 395 V). [27]

$$P_{SCHOT} = U_{f\ SCHOT} \cdot I_{VYST\ PFC\ MAX} + \frac{1}{2} \cdot f_{PFC} \cdot U_{VYST\ PFC} \cdot Q_c \quad (5.15)$$

$$P_{SCHOT} = 0,8\ V \cdot 0,151\ A + \frac{1}{2} \cdot 65\ kHz \cdot 395\ V \cdot 7,55\ nC = 217,7\ mW$$

Ztráty jsou přijatelné pro chlazení bez použití chladiče. Stejně jako v případě můstkového usměrňovače se kontakt pouzdra pro chlazení spojí cínem s deskou, kde je dostatečná plocha mědi pro pasivní chlazení.

### 5.2.3 Ztráty na použitých tranzistorů MOSFET

Zvyšující měnič PFC a měnič flybacku byl vybrán N-kanálový MOSFET (IPD80R1K4P7) s dostatečným napěťovým  $U_{DS} = 800 \text{ V}$ . Pro výpočet celkových ztrát na součástce je třeba rozdělit na součet různých ztrát, a to ztráty na *Gate*, parazitních kapacit  $C_{oss}$ , ztrátám na PN přechodu *Drain-Source (DS)* a hlavně ztrátám při zapnutí a vypnutí tranzistoru. Pro výpočet těchto ztrát bylo z grafů dokumentace součástky od výrobce odečteny hodnoty pro napětí  $U_{GS} = 11 \text{ V}$ . Odpor  $R_{DS(on)125} = 2,75 \Omega$ , hodnota náboje *Gatu*  $Q_G = 10,7 \text{ nC}$ , energie pro nabití parazitních kapacit MOSFETu mezi *Drain-Source* a *Gate-Drain*  $E_{COSS} = 0,7 \mu\text{J}$ , celkový čas zapnutí  $t_{on} = 16,2 \text{ ns}$  a vypnutí  $t_{off} = 25,7 \text{ ns}$ . [28] Ztráty způsobené vedením proudu:

$$I_{EF_{DS}} = \frac{P_{VYST_{PFC}}}{\sqrt{2} \cdot U_{SIT_{MIN}}} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{SIT_{MIN}}}{3 \cdot \pi \cdot U_D}} \quad (5.16)$$

$$I_{EF_{DS}} = \frac{55,56 \text{ W}}{\sqrt{2} \cdot 195 \text{ V}} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot \sqrt{2} \cdot 195 \text{ V}}{3 \cdot \pi \cdot 395 \text{ V}}} = 0,182 \text{ A}$$

$$P_{DS} = I_{EF_{DS}}^2 \cdot R_{DS(on)125} = (0,182 \text{ A})^2 \cdot 2,75 \Omega = 90,9 \text{ mW} \quad (5.17)$$

Napěťový úbytek na *Drain-Source* v sepnutém stavu:

$$U_{DS} = I_{EF_{DS}} \cdot R_{DS(on)125} = 0,182 \text{ A} \cdot 2,75 \Omega = 0,5 \text{ V} \quad (5.18)$$

Ztráty způsobené nabitím parazitní kapacity mezi *Gate-Source*:

$$P_{GATE} = Q_G \cdot U_{GS} \cdot f_{PFC} = 10,7 \text{ nC} \cdot 11 \text{ V} \cdot 65 \text{ kHz} = 7,7 \text{ mW} \quad (5.19)$$

Ztráty způsobené nabitím parazitních kapacit mezi *Drain-Source* a *Drain-Gate*:

$$P_{COSS} = E_{COSS} \cdot f_{PFC} = 0,7 \mu\text{J} \cdot 65 \text{ kHz} = 45,5 \text{ mW} \quad (5.20)$$

Ztráty způsobené sepnutím tranzistoru:

$$P_{ZAP} = \frac{1}{2} \cdot I_{VSTUP_{EF_{MAX}}} \cdot U_{D_{MAX}} \cdot t_{on} \cdot f_{PFC} \quad (5.21)$$

$$P_{ZAP} = \frac{1}{2} \cdot 0,27 \text{ A} \cdot 423 \text{ V} \cdot 16,2 \text{ ns} \cdot 65 \text{ kHz} = 60,1 \text{ mW}$$

Ztráty způsobené vypnutím tranzistoru:

$$P_{VYP} = \frac{1}{2} \cdot I_{VSTUPEF_{MAX}} \cdot U_{D_{MAX}} \cdot t_{off} \cdot f_{PFC} \quad (5.22)$$

$$P_{VYP} = \frac{1}{2} \cdot 0,27 \text{ A} \cdot 423 \text{ V} \cdot 25,7 \text{ ns} \cdot 65 \text{ kHz} = 95,2 \text{ mW}$$

Celkové ztráty tranzistoru:

$$P_{MOSFET} = P_{COND} + P_{GATE} + P_{ZAP} + P_{VYP} \quad (5.23)$$

$$P_{MOSFET} = 90,9 \text{ mW} + 7,7 \text{ mW} + 60,1 \text{ mW} + 95,2 \text{ mW} = 299,4 \text{ mW}$$

Stejně jako u schottkyho diody jsou celkové ztráty přijatelné pro chlazení bez použití chladiče.

### 5.3 Dimenzování SMD pouzder

Na desce byly použity THT součástky v podobě elektrolytických kondenzátorů, některých rezistorů. Pro rezistory a keramické kondenzátory byly hlavně SMD pouzdra o velikostech 0603 a 1206 (číselné označení pouzder značí jejich délku a šířku). Tranzistory s diodami jsou použity s pouzdry DPAK nebo SOD. Díky těmto součástkám bez drátových vývodů je celkové DPS kompaktnější a nožičky THT součástek tak netvoří nechtěné vysokofrekvenční rušení. Také lze součástky rozložit z obou stran desky díky více vrstvé technologii DPS. V příloze jsou v seznamu použitých součástek uvedeny jednotlivé součástky s jejich parametry a typem pouzdra.

U některých spojení s velkými rozdíly potenciálů byl problém vyřešen přidáním více odporů do série s podobnou hodnotou odporu, která v součtu dala požadovanou hodnotu a výdržné napětí. Pro SMD kondenzátory v řídicích obvodech byly vybírány typy dielektrik jako X5R nebo X7R, které mají na své rozměry vysokou kapacitu (v řádech desítek  $\mu\text{F}$ ) a napěťový rozsah (jednotky až stovky V). Pro menší kapacity a větší odolnost vůči teplu byly v některých místech použity kondenzátory s dielektrikem C0G (NPO) s napěťovým rozsahem do stovek voltů a teplotním rozpětím od  $-55 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $125 \text{ }^\circ\text{C}$ . SMD odpory pro odečet proudu byly vybrány se silnou vrstvou v jednotkách ohmů s vysokými jmenovitým výkonem až půl wattu. Bočníky jsou použity v paralelním zapojení tři pro zvýšení výkonového zatížení.

## 6. REALIZACE A MĚŘENÍ

Realizace kompletního zařízení obsahuje EMI filtr se vstupním síťovým konektorem typu C13, pojistkou a kolébkovým vypínačem. Dále osazenou desku plošných spojů měniče, výkonové LED na DPS s hliníkovým jádrem, chladičem a svítidlem. Konstrukčně je vše spojeno na krabičce z 3D tisku. Elektrické spojení mezi komponenty je v navrženém kabelovém prostoru přes konektory.

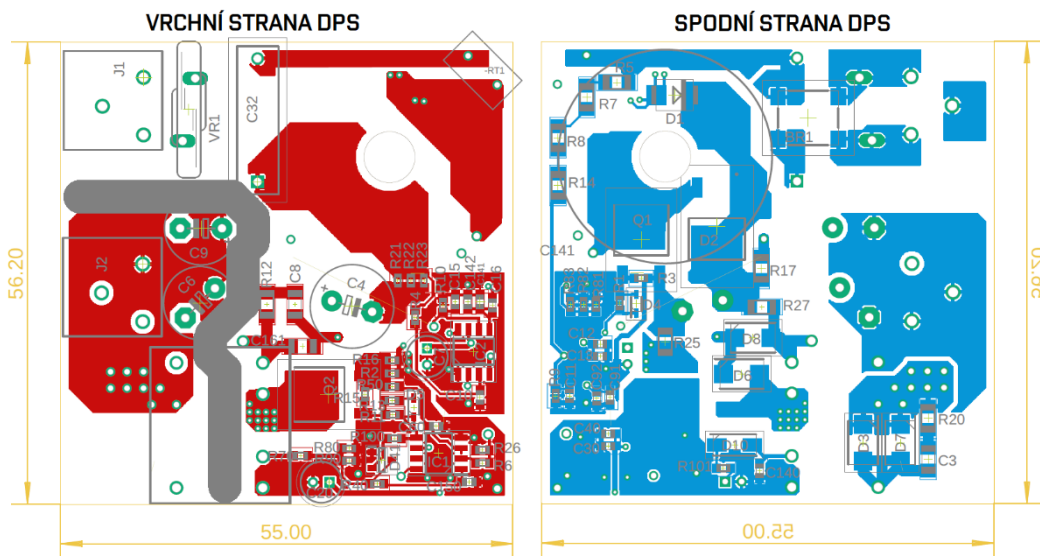
Měření proběhlo za použití dvou multimetrů UNI-T UT58A, LCR metru APPA703, dvoukanálového osciloskopu UNI-T UTD2102CEX, laboratorního zdroje TWINEX TP-4503N, dvou diferenciálních sond MISCIG DP10013 a regulovatelném jednofázovém autotransformátoru RA 3X10/B od ZPA Prešov. Laboratorní podmínky při měření se pohybovali v rozmezí:

- Teplota okolí:  $\vartheta_o = 22 \pm 2 \text{ } ^\circ\text{C}$
- Tlak:  $p_o = 1005 \text{ až } 1040 \text{ hPa}$
- Relativní vlhkost vzduchu:  $\varphi_o = 30 \text{ až } 40 \text{ \%}$

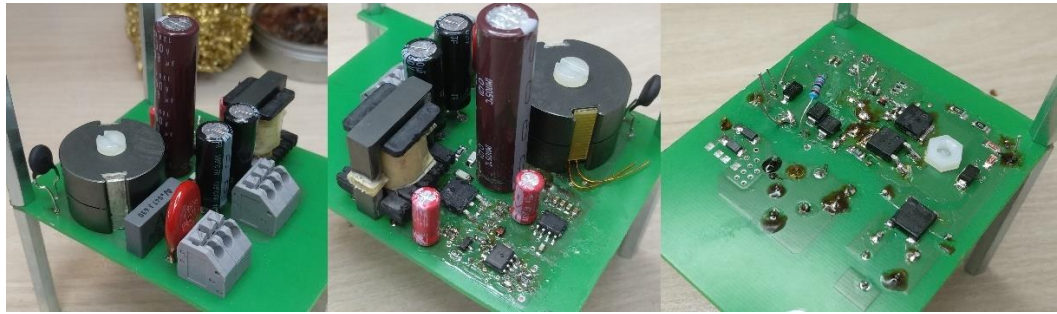
### 6.1 Deska plošných spojů měniče

Návrh desky se odvíjel od doporučeného rozložení součástek výrobcem řídicích obvodů PFC a flybacku. Tyto doporučení byly respektovány pro snížení rušení vlivem parazitních kapacit, zemních smyček a dodržení izolačních vzdáleností vedení mezi různými napěťovými hladinami.

Výkonová část přívodu ze sítě a výkonová část sekundárního obvodu má rozlitou měď do plochy pro zvětšení průřezu vedení proudu. U řídicích tranzistorů mezi Drain-Source a jejich přiléhajících součástkách byla vytvořena co nejmenší plocha vysokofrekvenční smyčky proudu, kvůli snížení parazitní indukčnosti smyčky. Mezi sekundární a primární stranou měniče je dodržena izolační vzdálenost 6 mm.



Obr. 6.1: Pohled z vrchní a spodní strany DPS

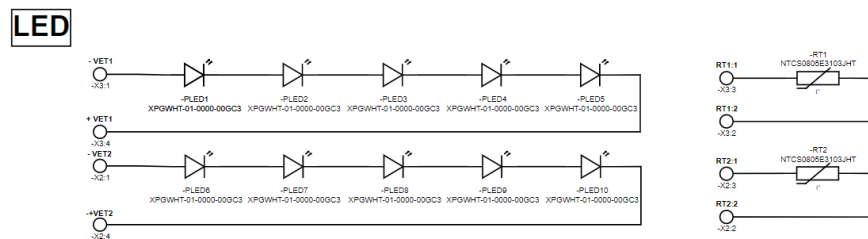


Obr. 6.2: Osazení DPS při testování

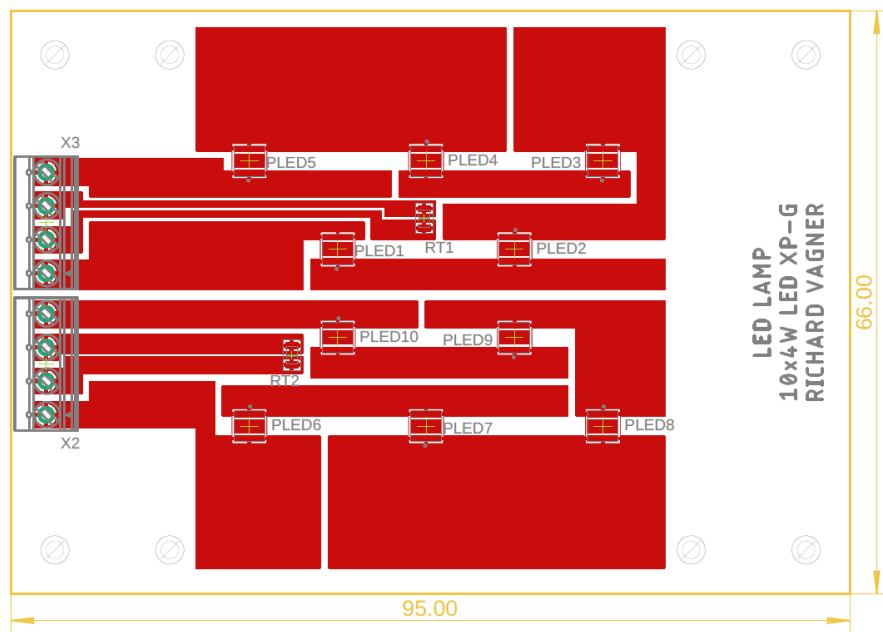
## 6.2 Deska plošných spojů s výkonovými LED

Na desce jsou umístěny termistory NTC v oblastech kde by mohlo docházet k přehřátí. Napojením na pin SD („shut-down“) měniče flybacku by při vysoké teplotě snížili svůj odpor a tím by řídicí obvod dále nespínal tranzistor a čekal na snížení teploty.

Vybrané výkonové LED jsou citlivé součástky a je třeba je na desku pájet metodou přetavení, při které se dodržují doporučené časy a teploty dle změření desky a dokumentace součástek od výrobce obsahující informace o teplotních charakteristikách.



Obr. 6.3: Zapojení na desce s výkonovými LED



Obr. 6.4: Navržené hliníkové DPS pro LED

### 6.3 Vinutí cívky a transformátoru

Správnost návrhu tlumivky byla potvrzena jejím změřením na LCR metru, který udával po nastavení vzduchové mezery udával hodnotu 9,478 mH a vypočtená hodnota indukčnosti tlumivky je rovna 9,65 mH. Velikost vzduchové mezery jsem nastavil za pomoci vloženého slídového papíru o tloušťce 1 mm mezi dvě feromagnetická jádra.

Podle přítlaku polyamidového šroubu jsem jemně dokorigoval velikost vzduchové mezery tak, aby byla ve vypočteném rozmezí indukčnosti tlumivky (9,2 ÷ 10,5 mH). Platil vztah nepřímé úměry, kde čím menší je vzduchová mezera, tím větší je indukčnost cívky. Jelikož se v magnetickém obvodu tlumivky snižováním mezery snižuje i magnetický odpor. Výsledná velikost vzduchové mezery tlumivky byla 0,4 mm. Stejný postup byl proveden u výroby impulsního transformátoru, kde byla mezera nastavována pomocí sklolaminátu o tloušťce 0,8 mm. Indukčnost primárního vinutí transformátoru byla vypočtena 1,75 mH a změřená hodnota byla 1,70 mH.



Obr. 6.5: Tvorba a měření tlumivky

### 6.4 Měření měniče

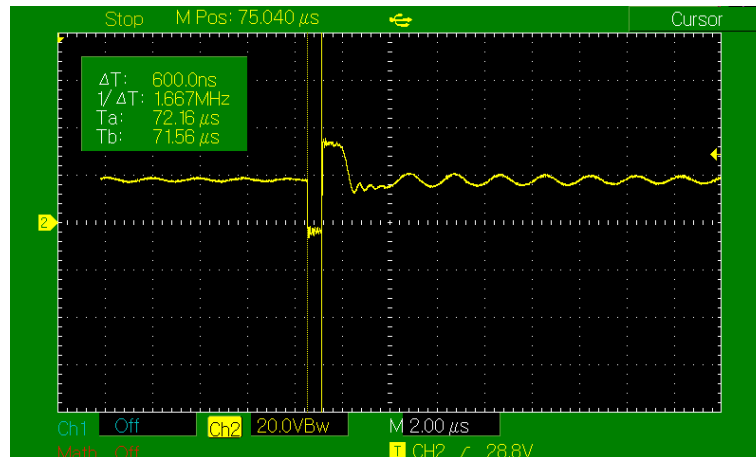
Ověřování parametrů měniče probíhalo systematicky postupným ožíváním částí měniče. Nejdříve části PFC a následně separátně části s blokujícím měničem.

Při ožívání PFC se nejdříve přivedlo napětí na řídicí část a ověřila se jeho funkce ve „stand-by“ režimu a postupovalo se podle dokumentace výrobce. Následně se přes EMI filtr s pojistkou připojilo na síťové napětí. Došlo ke zničení odporu snímání proudu vlivem velkého rázového proudu. Odpor vybraného termistoru NTC (ICL) nebyl dostačující a byl při dalším pokusu vyměněn za vyšší. Na místo zvoleného SMD odporu pro snímání proudu byl zvolen THT odpor s vyšším jmenovitým výkonem.

Vlivem velkého nárazového proudu vznikl velký úbytek napětí na bočniku, který zničil měřící pin „ISENSE“. To způsobilo destrukci celého řídicího obvodu a následně i výkonového tranzistoru PFC.

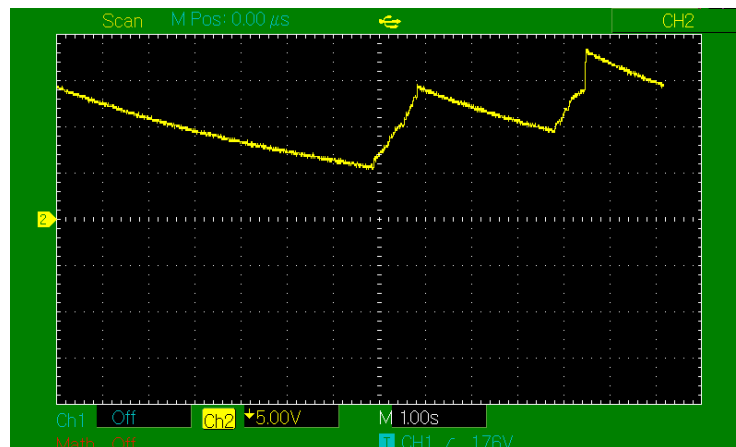
Z důvodu nedostupnosti vybraného řídicího obvodu na trhu jsem nemohl dále v měření pokračovat. Řešení problému by byl nový návrh desky s použitím termistoru NTC s odpovídající hodnotou nominálního proudu a použitím bočnicku s větším jmenovitým ztrátovým výkonem.

Měření řídicího obvodu flybacku proběhlo odděleně od obvodu PFC a vstupní napětí bylo dodáváno přes autotransformátor. Dvoukanálový osciloskop měl na oba kanály připojené diferenciální sondy.



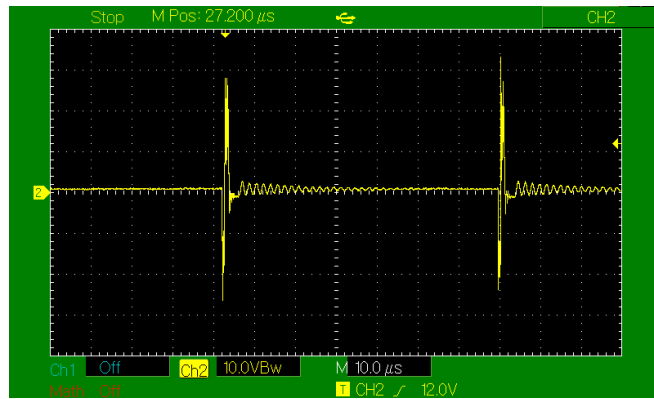
Obr. 6.6: Průběh startovacího sepnutí tranzistoru  $U_{VST EF} = 100 V$

Na oscilogramu je vidět první sepnutí výkonového tranzistoru  $U_{DS}$ , jehož délka je  $t_{ON MI} = 600 ns$ , což odpovídá předpokladům z dokumentace. [16]



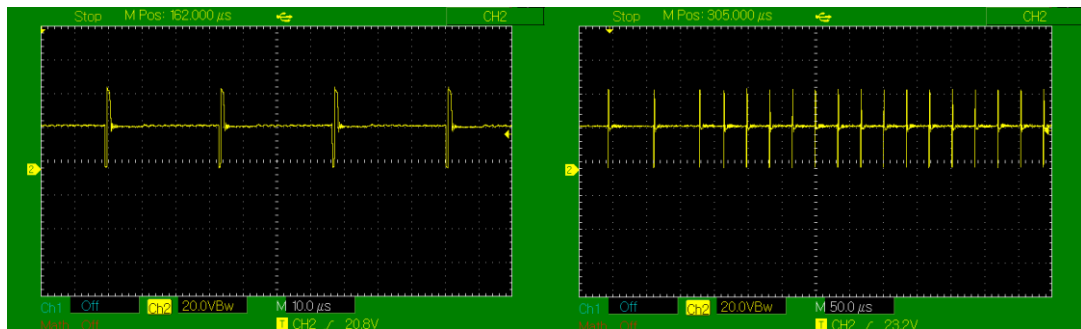
Obr. 6.7: Průběh napětí na výstupu při  $U_{VST EF} = 100 V$

Na Obr. 6.7 je zobrazen průběh napětí na výstupu. Na výstupu stoupá napětí do chvíle, kdy řídicí obvod vyhodnotí napětí na vstupu a zablokuje činnost měniče. Následně se napětí na výstupu vybíjí do zátěže po exponenciále. Po nějaké době řídicí obvod zkusí nastartovat znova a děj se opakuje. Při napětí  $U_{VYST PFC MIN}$  by se výstupní napětí ustálilo na požadovanou hodnotu 33 V.



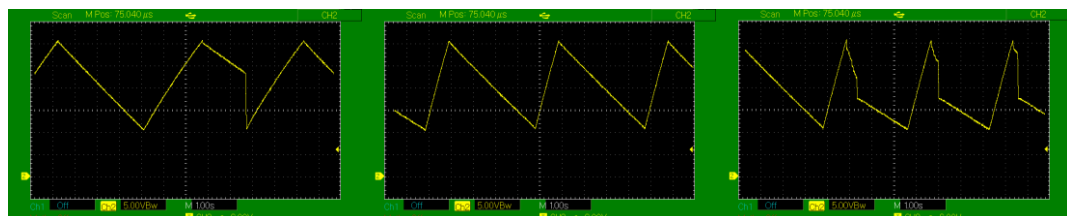
Obr. 6.8: Napětí na pomocném vinutí (funkce start-up) při  $U_{VSTEF} = 100\text{ V}$

Změřený průběh napětí na pomocném vinutí impulsního transformátoru (Obr. 6.8) je způsoben pokusným spínáním tranzistoru řídicím obvodem ve funkci „start-up“. [16]



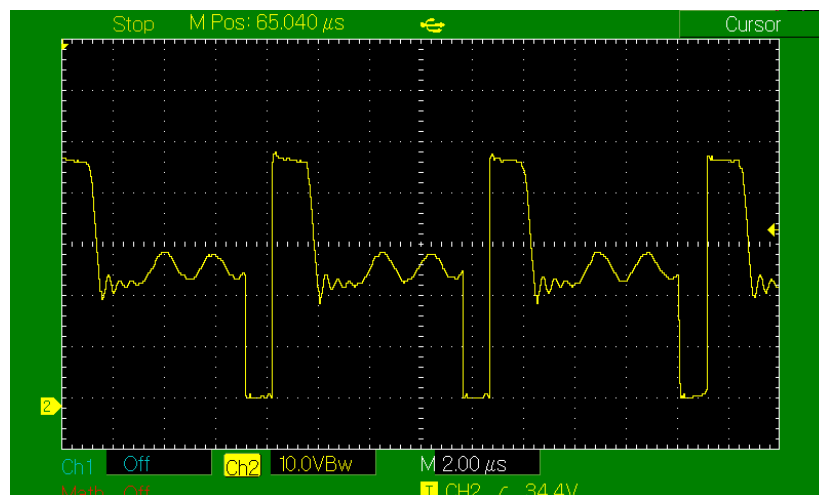
Obr. 6.9: Napětí na  $U_{DS}$  výkonového tranzistoru při  $U_{VSTEF} = 100\text{ V}$

Na Obr. 6.9 je vlevo zobrazen přibližný průběh napětí  $U_{DS}$ . Řídicí obvod detekuje pomocí tří sepnutí hodnotu napětí na vstupu s frekvencí  $f_{SW(UV)} = 15\text{ kHz}$ . Po naměření hodnoty vstupního efektivního napětí nad  $80\text{ V}$  zvýší frekvenci spínání na  $30\text{ kHz}$  (průběh vlevo).



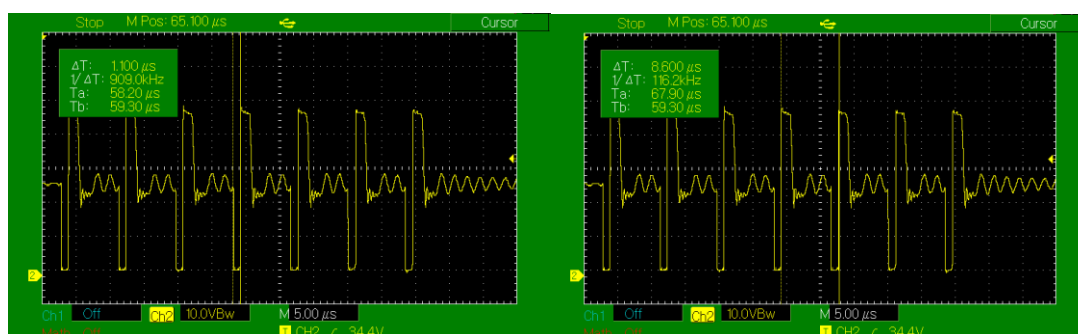
Obr. 6.10: Výstupní napětí na napájecím pomocném vinutí při  $U_{VSTEF} = 100\text{ V}$

Při funkci „start-up“ je řídicí obvod napájen ze vstupního napětí přes odpor do pinu HV. Napětí se zvyšuje opakovaně od  $8\text{ V}$  do  $16\text{ V}$  a řízení opakovaně hlásí chybu, dokud není napájeno pomocným vinutím  $U_{BIAS}$  (prostřední průběh). Na průběhu Obr. 6.10 vlevo nastala chyba z důvodu zarušení pinu SD.



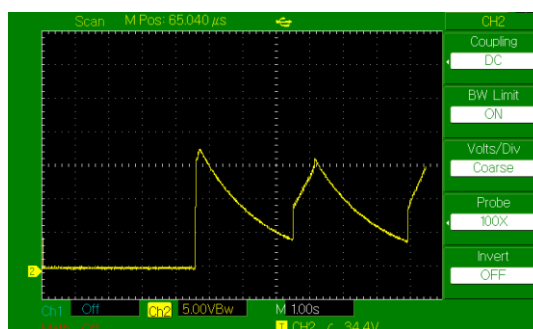
Obr. 6.11: Průběh napětí  $U_{DS}$  při  $U_{VSTEF} = 100\text{ V}$

Na oscilogramu Obr. 6.11 je zobrazen průběh spínání výkonového tranzistoru v momentě kdy nebylo rušení na pinu SD. Řídící obvod nastavil maximální frekvenci v režimu CCM a snažil se na výstupu dosáhnout požadovaného napětí. Odlehčovací obvod vinutí byl navržen správně, jelikož není viditelný žádný překmit.

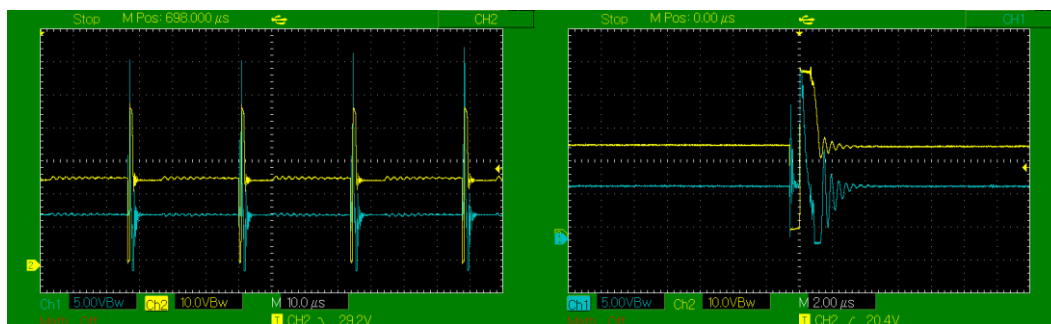


Obr. 6.12: Změřená doba zapnutí tranzistoru (nahore) a celková doba periody (dole) při  $U_{VSTEF} = 100\text{ V}$

Obr. 6.12 ukazuje průběh napětí  $U_{DS}$  s odečteným časem zapnutí tranzistoru v režimu CCM  $t_{ON\ CCM} = 1,1\ \mu\text{s}$  a změřenou dobu periody  $T_{CCM} = 8,6\ \mu\text{s}$ , což je frekvence spínání  $f_{CCM} = 116,2\ \text{kHz}$ .

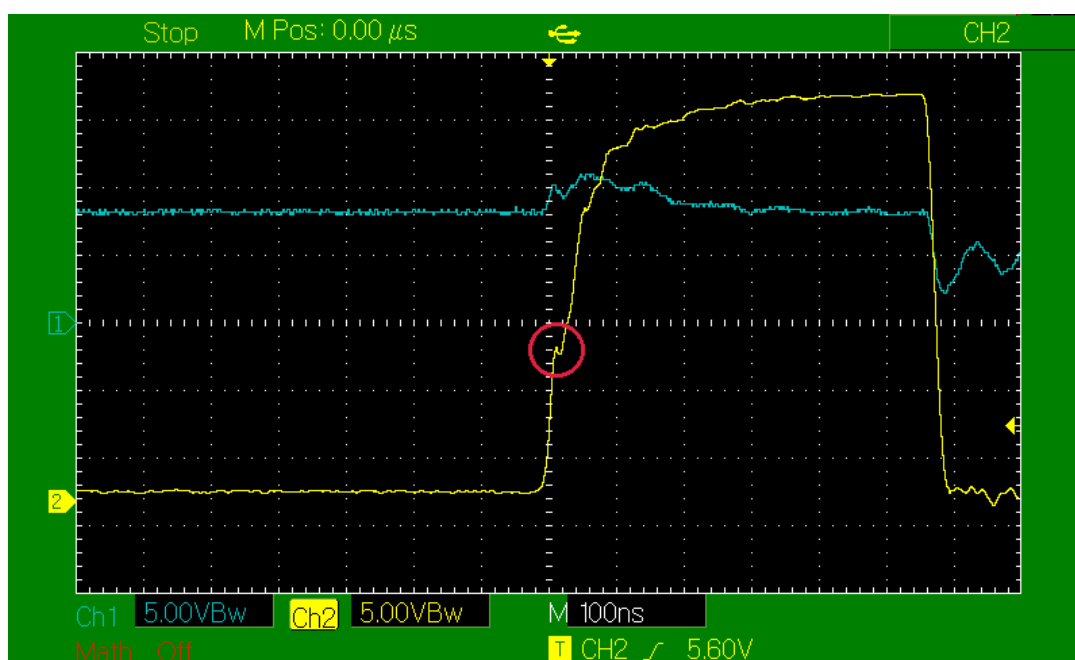


Obr. 6.13: Průběh výstupního napětí při  $U_{VSTEF} = 130\text{ V}$



Obr. 6.14: Průběh napětí  $U_{DS}$  (žlutá – CH2) a na pinu SD (modrá – CH1) při  $U_{VST EF} = 130 V$  (vlevo), přiblížení průběhu (vpravo)

Na pinu SD probíhá při vyšších vstupních napětích zarušení, které detekoval řídicí obvod (Obr. 6.14). Při vyšších vstupních napětích by mohlo rušení dosahovat nebezpečných úrovní. To by mohlo vést ke špatnému řízení obvodu flybacku a následně k destrukci zařízení. Z těchto důvodů bude přikročeno ke redesignu DPS, kde bude brán zřetel na snížení vlivu kapacitních vazeb a eliminaci zemních smyček.



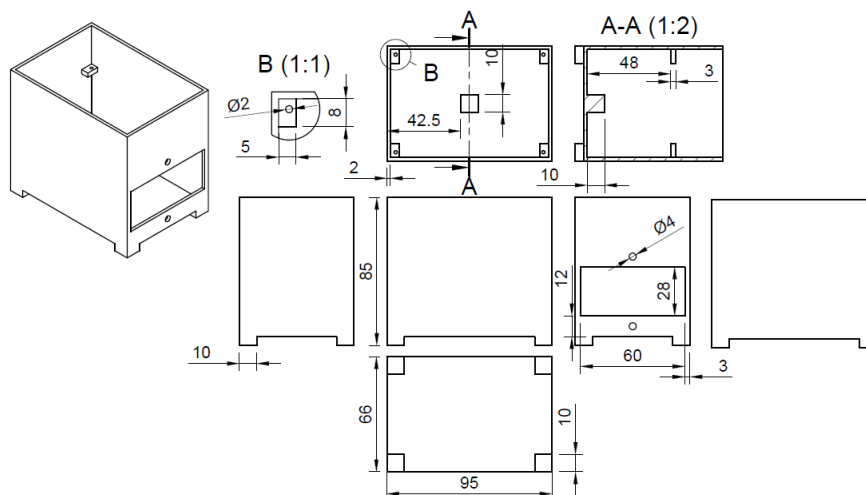
Obr. 6.15: Průběh napětí na  $U_{GS}$  (žlutá – CH2) a pinu SD (modrá - CH1) při  $U_{VST EF} = 130 V$

Průběh řídicího pulsu do Gate tranzistoru  $U_{GS}$ . Na nástupné hraně je možno vidět důsledek Mullerova jevu, takzvané „plató“. Díky správně zvoleným hodnotám odporů do Gate tranzistoru  $47 \Omega$  a  $4,7 \Omega$  je nástupná hrana signálu je pomalá a sestupná hrana rychlá.

## 6.5 Sestavení zařízení

Pro mechanické uložení všech částí měniče a zátěže byla zhotovena krabička (Obr. 6.16). V její spodní části místo na osazení EMI filtru a ve vrchní části jsou navrženy podložky s dírami pro namontování vytvořeného DPS měniče. V zadní části krabičky je prostor pro propojovací kabeláž měniče s EMI filtrem a výstupní zátěží v podobě hliníkové desky s chladičem a výkonovými LED.

Krabička byla vytisknuta na 3D tiskárně materiálem PLA HT110, který je odolný vůči vysokým teplotám (až do 110 °C).



Obr. 6.16: Rozměry krabičky pro umístění měniče s EMI filtrem

Pro lepší distribuci světla a zabránění oslnění má zařízení nasazen soft-box s difuzorem od firmy LITRA. Svítidlo je spojeno s LED deskou přes vytisknutou konstrukci se stejným materiálem jako krabička.



Obr. 6.17: Sestavené zařízení

## 7. ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo provedení návrhu měniče a dimenzování všech jeho elektrických obvodů pro napájení výkonových LED o výkonu 40 až 50 W. Následně celé zařízení zrealizovat a provést zatěžovací zkoušky a ověřit parametry měniče.

Práce obsahuje popis problematiky napájení výkonových LED, přehled měničů a předřadných obvodů a následné zvolení vhodné aplikace měniče o výkonu až 50 W. Dále je uveden návrh a výpočet měniče, návrh chlazení výkonových LED a dimenzování součástek. Navržený výstupní proud měniče je 1,5 A, a výstupní napětí 33 V.

Realizace zařízení proběhla úspěšně, ale byla zkomplikována částečně globálním nedostatkem materiálu na trhu a náročností návrhu desky plošných spojů s dostupnými řídicími obvody. Podle návrhu byla úspěšně zhotovena tlumivka a transformátor. Indukčnost obou součástek byla ověřena LCR metrem. Rozdíl vypočtených hodnot vůči změřeným byly 3 %. Převod transformátoru byl podle měření na LCR metru dle očekávání. Zátěž v podobě deseti sériově zapojených výkonových LED, byla pájena strojním přetavením na desku s hliníkovým jádrem. Na desku byl konstrukčně navržen chladič a svítidlo s difuzorem světla. Sestavené zařízení je upevněno v navržené krabici vytisknuté na 3D tiskárně s materiálem tisku odolným vůči vysokým teplotám do 110 °C. Zařízení s elektronickým předřadníkem a sestavenou zátěží je vyfocena na Obr. 6.17.

Parametry měniče byly částečně ověřeny a zatěžovací zkoušky byly provedeny v rámci možností funkce elektronického předřadníku úspěšně (viz. kapitola 6.4).

Jako další postup řešení je nový návrh DPS, kde bude brán zřetel na snížení vlivu kapacitních vazeb, eliminaci zemních smyček a správným výběrem vstupního termistoru pro ochranu vůči rázovým proudům.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] URBAN, František. *Optoelektronika: Skripta do Optoelektroniky pro Ústav Mikroelektroniky* [online]. Brno: VUT FEKT, 2002 [cit. 2019-05-11]. ISBN -. ISSN -. Dostupné z: <http://www.umel.feec.vutbr.cz/oks/cz/pdf/skripta.pdf>
- [2] HABEL, Jiří. *Světlo a osvětlování*. Praha: FCC Public, 2013. ISBN 978-80-86534-21-3.
- [3] KASAP, S. O. *Principles of electronic materials and devices*. Fourth edition. New York: McGraw-Hill Education, 2018. ISBN 978-1-259-25355-3.
- [4] BAXANT, Petr. *Světelná Technika* [online]. Brno: FEKT Vysoké učení technické v Brně [cit. 2017-11-15]. Dostupné z: [http://www.ueen.feec.vutbr.cz/cz/images/stories/OPVK\\_ePower/](http://www.ueen.feec.vutbr.cz/cz/images/stories/OPVK_ePower/)
- [5] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. 1. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-184-5.
- [6] DVOŘÁČEK, Vladimír. *Světlo - časopis pro světelnou techniku a osvětlování: Světelné diody* [online]. Praha: FCC Public, 2009 [cit. 2017-11-15]. ISSN 1212-0812. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/svetlo/casopis/obsah-cisla-05-2009--352>
- [7] Cree®: XLamp® XP-G LEDs. In: *Cree®: LED Chips* [online]. USA: CREE, 2018 [cit. 2020-12-01]. Dostupné z: <https://www.cree.com/led-components/media/documents/XLampXPG.pdf>
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky Svazek II.: Pulsní měniče bez transformátoru*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2005. ISBN 80-214-2743-4.
- [9] SCHAFFNER. In: *SCHAFFNER* [online]. Karlsruhe: SCHAFFNER, 2019 [cit. 2020-12-03]. Dostupné z: <https://www.schaffner.com/>
- [10] DRÁPELA, Jiří. *Kvalita elektrické energie a EMC Harmonické* [online]. Brno: VUT FEKT, 2013 [cit. 2019-05-12]. ISBN -. ISSN -. Dostupné z: [http://www.ueen.feec.vutbr.cz/cz/images/stories/OPVK\\_ePower/MPQ1/Ucebni\\_text\\_MPQ1.pdf](http://www.ueen.feec.vutbr.cz/cz/images/stories/OPVK_ePower/MPQ1/Ucebni_text_MPQ1.pdf)
- [11] TOSHIBA. Power Factor Correction (PFC) Circuits: Electronic Devices & Storage Corporation. In: *Toshiba: Electronic Devices & Storage Corporation* [online]. Tokyo: Toshiba, 2019 [cit. 2020-12-08]. Dostupné z: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=68570>
- [12] 8-Pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller. In: *Texas Instruments* [online]. USA: Texas Instruments Incorporated, 2007 [cit.

- 2022-05-13]. Dostupné z:  
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1647770407353&ref\\_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1647770407353&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F)
- [13] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [14] BO, YANG. *Topology Investigation for Front-End DC-DC Power Conversion for Distributed Power System* [online]. USA, 2003 [cit. 2021-01-02]. Dostupné z: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd09152003-180228/unrestricted>. Dizertační. Virginia Technical University.
- [15] Designing a High-Power LLC Resonant Half-Bridge DC-DC Converter. In: *ElectronicDesign* [online]. USA: ElectronicDesign, 2020 [cit. 2021-01-02]. Dostupné z: <https://www.electronicdesign.com/power-management/whitepaper/21130250/designing-a-highpower-llc-resonant-halfbridge-dcdc-converter>
- [16] *UCC2863x, High-Power Flyback Controller with Primary-Side Regulation and Peak-Power Mode* [online]. USA: Texas Instruments Incorporated, 2017 [cit. 2022-05-13]. Dostupné z:  
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28632.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1647770518022&ref\\_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28632.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1647770518022&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F)
- [17] SAMEH, Sarhan a Chris RICHARDSON. A matter of light: Part 2: Buck whenever possible. In: *EETimes* [online]. USA: National Semiconductor, 2008 [cit. 2020-12-09]. Dostupné z: <https://www.eetimes.com/a-matter-of-light-part-2-buck-whenever-possible/>
- [18] SAMEH, Sarhan a Chris RICHARDSON. A matter of light: Part 3: When to boost and buck-boost. In: *EETimes* [online]. USA: National Semiconductor, 2008 [cit. 2020-12-09]. Dostupné z:  
<https://www.eetimes.com/a-matter-of-light-part-3-when-to-boost-and-buck-boost/>
- [19] Vyvoj.HW: Profesionální elektronika. In: *Vyvoj.HW: Vybíráme vhodný budič WLED pro podsvětlení LCD panelů* [online]. Praha: HW server s.r.o., 2009 [cit. 2020-12-06]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/>
- [20] *FERIT Lj P26x16-GP44* [online]. Praha: SEMIC TRADE, - [cit. 2022-05-13]. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/Lj%20P26x16-GP44.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/Lj%20P26x16-GP44.pdf)

- [21] *Lj P26X16-kostra* [online]. Praha: SEMIC TRADE, - [cit. 2022-05-13]. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/Lj\\_P2616s1\\_CF.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/Lj_P2616s1_CF.pdf)
- [22] *FERIT - GP44 MATERIAL CHARACTERISTICS* [online]. Praha: SEMIC TRADE, - [cit. 2022-05-13]. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/GP44.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/GP44.pdf)
- [23] *CORE ETD4415 PRODUCT DATA* [online]. Praha: SEMIC TRADE, 2016 [cit. 2022-05-19]. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/Lj\\_297ETD4415\\_CF.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/Lj_297ETD4415_CF.pdf)
- [24] *MATERIAL DATASHEET OF CF297* [online]. Praha: SEMIC TRADE, 2017 [cit. 2022-05-19]. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/CF297.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/CF297.pdf)
- [25] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky Svazek I.: Tepelné jevy, činný výkon*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2005. ISBN 80-214-2742-6.
- [26] *2 AMPs SINGLE PHASE GLASS PASSIVATED BRIDGE RECTIFIER: TBS20A - TBS20M* [online]. USA - CA - LA: Micro Commercial Components, 2020 [cit. 2022-05-15]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/258/TBS20A\\_TBS20M\\_TBS\\_-2510825.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/258/TBS20A_TBS20M_TBS_-2510825.pdf)
- [27] *C3D03060E Silicon Carbide Schottky Diode* [online]. USA - NC - Durnham: Cree, Inc., 2016 [cit. 2022-05-15]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/90/C3D03060E-2935325.pdf>
- [28] *IPD80R1K4P7: MOSFET 800V CoolMOS* [online]. Německo - Neubiberg: Infineon, 2022 [cit. 2022-05-15]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon\\_IPD80R1K4P7\\_DataSheet\\_v02\\_03\\_EN-1731822.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_IPD80R1K4P7_DataSheet_v02_03_EN-1731822.pdf)

# SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

LED	Light Emiting Diode
UV	Ultra Violet
PWM	Pulse Widht Modulation
EMI	Electro Magnetic Integrity
EMC	Electro Magnetic Compatibility
PF	Power Factor
PFC	Power Factor Correction
CCR	Constant Current Regulator
CCM	Continuous Current Mode
CRM	Critical Mode
DCM	Discontinuos Current Mode
BCM	Boundary Coinduction Mode
HV	High Voltage
SD	Shut Down
VDD	Voltage Drain Drain
VCC	Voltage Common Collector
ZVS	Zero Voltage Switching
ZCS	Zero Current Switching
PSR	Primary Side Regulation
SEPIC	Single Ended Primary Inductor Converter
IP	Ingress Protection
IMS	Isolated Metal Substrate
THT	Through Hole Technology
SMD	Surface Mount Device
PCL	Peak Current Limit
NTC	Negative temperature Coeffitient
ICL	Inrush Current Limitation
ESR	Equivalent Series Resistance
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PCB	Printed Circuit Board
PE	Označení pro ochranné uzemění od slov <i>Protective Earth</i>
L	Označení pro fázové připojení od slova <i>Line</i>
N	Označení pro nulové připojení od slova <i>Neutral</i>
BUS	Označení pro přípojnicí od slova <i>Busbar</i>
BOOST	Označení pro zvyšující měnič
BUCK	Označení pro snižující měnič
FLYBACK	Označení pro blokující měnič s imp. transformátorem

Symboly:

$U$	elektrické napětí	(V)
$I$	elektrický proud	(A)
$R$	elektrický odpor	( $\Omega$ )
$R_g$	tepelný odpor	(K/W)
$\lambda$	tepelná vodivost	(W/m·K)
$C$	elektrická kapacita	(F)
$P$	činný elektrický výkon	(W)
$S$	zdánlivý elektrický výkon	(VA)
$Q$	jalový elektrický výkon	(VAr)
$D$	deformační výkon	(VA)
$\cos\varphi$	elektrický účinník	(-)
$PF$	skutečný elektrický účinník	(-)
$\eta$	účinnost	(-)
$L$	magnetická indukčnost	(H)
$B$	magnetická indukce	(T)
$H$	intenzita magnetického pole	(A/m)
$\Psi$	spřažený magnetický tok	(Wb)
$\Phi$	magnetický tok	(Wb)
$\mu_r$	permeabilita materiálu	(-)
$\mu_0$	permeabilita vakua	(H/m)
$\sigma$	proudová hustota	(A/m <sup>2</sup> )
$t$	čas	(s)
$T$	teplota	(°C)
$\tau$	časová konstanta	(s)
$f$	frekvence	(Hz)
$\vartheta$	teplota	(K)
$E$	energie	(J)
$Q$	elektrický náboj	(C)
$s$	střída	(-)
$k$	konstanta	(-)
$N$	počet závitů	(-)
$K$	přenosový člen	(-)
$M$	přenosový člen smyčky	(-)
$G$	elektrická vodivost	(S)
$r$	poloměr	(m)
$d$	průměr	(m)
$l$	vzdálenost	(m)
$S$	plocha	(m <sup>2</sup> )
$V$	objem	(m <sup>3</sup> )

# SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - TABULKA POUŽITÝCH SOUČÁSTEK .....	86
PŘÍLOHA B - TECHNICKÝ VÝKRES KRABÍČKY (3D TISK).....	89

## Příloha A - Tabulka použitých součástek

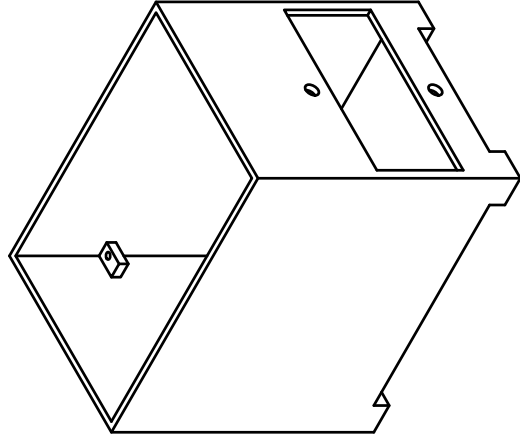
Schématické označení	Název	Typ součástky	Hodnota	Pouzdro
J1	DG250-3.5-03P-11-00A(H)	Konektor	3 Póly	THT
VR1	TMOV14RP275E	Varistor	2 Póly; 275 VAC; 710 V; 6 kA	THT
TR1	B57153S0330M000	Termistor ICL NTC	33 Ohm; 1,3 A	THT
BR1	TBS20J-TP	Diodový můstek	2A; 600V	SMD - TBS
L1	Lj P26x16-GP44	Tlumivka	FERIT POT26 GP44; 9,5 mH	POT 26x16
D1	VS-3EMU06-M3/5AT	Dioda Si	600 V; 3 A	SMD - DO-214AC-2
D2	C3D03060E	Schottkyho Dioda SiC	SiC; 3 A, 600 V	TO-252-2 (DPAK)
Q1	IPD80R1K4P7ATMA1	MOSFET - N kanál	800 V; 4 A; 1,4 Ohm	TO-252-3
R1	RC0603FR-133R3L	Rezistor - Tlustovrstvý	3,3 Ohm; 100mW; 1%	SMD - 0603
R3	RC0603FR-075K6L	Rezistor - Tlustovrstvý	5,6 kOhm; 100 mW; 1%	SMD - 0603
C4	EKXL451ELL390MJ40S	Kondenzátor - Elektrolitický	39 uF; 450 VDC; 400 mA	THT - 5 mm rozteč (výška 40mm)
D4	BAS 3010B-03W E6327	Schottkyho Dioda SiC	2 A, 30 V; 102 A; 20u A	SMD - SOD-323-2
C32	R75PI2470AA30J	Kondenzátor - Tenkovrstvý	630 V; 47 nF; 5%	THT - 15 mm rozteč
R21	RC0603FR-133R3L	Rezistor - Pro snímání proudu	3,3 Ohm; 200 mW; 1 %	SMD - 0603
R22	RC0603FR-133R3L	Rezistor - Pro snímání proudu	3,3 Ohm; 200 mW; 1 %	SMD - 0603
R23	KTR03EZPF3R00	Rezistor - Pro snímání proudu	3 Ohm; 200 mW; 1 %	SMD - 0603
R4	CR0603-JW-221ELF	Rezistor - Pro snímání proudu	220 Ohm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
R25	AC1206JR-070RL	Rezistor - Nulový	0 Ohm; 1 W; 5%	SMD - 1206
R27	AC1206JR-070RL	Rezistor - Nulový	0 Ohm; 1 W; 5 %	SMD - 1206
R17	RC1206FR-07316KL	Rezistor - Tlustovrstvý	316 kOhm; 250 mW; 1 %	SMD - 1206
R10	CRCW060313K0FKEAC	Rezistor - Tlustovrstvý	13 kOhm; 100 mW; 1 %	SMD - 0603
R60	THT Odpor	Rezistor	683 kOhm; změřeno	THT
R5	CHV1206-FX-3304ELF	Rezistor - Tlustovrstvý	3,3 Mohm; 250 mW; 1%; 800 V	SMD - 1206
R7	CHV1206-FX-3304ELF	Rezistor - Tlustovrstvý	3,3 Mohm; 250 mW; 1%; 800 V	SMD - 1206
R8	RC1206FR-071ML	Rezistor - Nulový	1 MOhm; 250 mW; 1 %	SMD - 1206
R14	RC1206FR-07100KL	Rezistor - Nulový	100 kOhm; 250 mW; 1 %	SMD - 1206
R9	RC0603FR-0745K3L	Rezistor - Tlustovrstvý	45,3 kOhm; 100mW; 5 %	SMD - 0603
C111, C112	CGA3E1X7R1E105K080AC	Kondenzátor - Keramický	2 uF; X7R; 10 %; 25 V	SMD - 0603
C91	VJ0603A471FXACW1BC	Kondenzátor - Keramický	470 pF; COG(NP0); 1 %; 50 V	SMD - 0603
C92	VJ0603A391FXACW1BC	Kondenzátor - Keramický	390 pF; COG(NP0); 1 %; 50 V	SMD - 0603
C10	VJ0603A102FXXCW1BC	Kondenzátor - Keramický	1 uF; COG(NP0); 1 %; 25 V	SMD - 0603
C7	860020572006	Kondenzátor - Elektrolitický	47 uF; 20 %; 35 V	THT - 2mm rozteč
C12	CGA3E1X7R1E105K080AC	Kondenzátor - Keramický	1 uF; X7R; 10 %; 25 V	SMD - 0603

C13	C0603C104K3RACTU	Kondenzátor - Keramický	0.1 uF; X7R; 10 %; 25 V	SMD - 0603
C16	C1608X5R1E475K080AC	Kondenzátor - Keramický	4,7 uF; X5R; 10 %; 25 V	SMD - 0603
R81	ERJ3EKF7872V	Rezistor - Tlustovrstvý	78,7 kOhm; 100 mW; 1 %; 75 V	SMD - 0603
R82	ERJ3EKF7152V	Rezistor - Tlustovrstvý	71,5 kOhm; 100 mW; 1 %; 75 V	SMD - 0603
R83	ERJ3EKF6192V	Rezistor - Tlustovrstvý	61,9 kOhm; 100 mW; 1%; 75 V	SMD - 0603
C141	C0603X224K3RACTU	Kondenzátor - Keramický	0,22 uF; X7R; 10 %; 25 V	SMD - 0603
C142	C0603C154K3RACTU	Kondenzátor - Keramický	0,15 uF; X7R; 10 %; 25 V	SMD - 0603
C15	C0603C821K5RACTU	Kondenzátor - Keramický	820 pF; X7R; 10 %; 50 V	SMD - 0603
IC2	UCC28019D	PFC kontrolér	-	SMD - SOIC-8
J2	DG250-3.5-03P-11-00A(H)	Konektor	3 Póly	THT
R30	THT Odpor	Rezistor - Tlustovrstvý	220 kOhm	THT
R12	ERJ-8ENF1001V	Rezistor - Tlustovrstvý	1 kOhm; 250 mW; 1 %	SMD - 1206
C8	MC1206N221J501CT	Kondenzátor - Keramický	220 pF; 500 V; COG(NP0)	SMD - 1206
C161	CC1206JRNPOBBN100	Kondenzátor - Keramický	10 pF; 500 V; COG(NP0)	SMD - 1206
R13	0603SAJ047JT5E	Rezistor - Tlustovrstvý	4,7 Ohm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
R11	0603SAJ0470T5E	Rezistor - Tlustovrstvý	47 Ohm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
R15	0603SAJ0104T5E	Rezistor - Tlustovrstvý	100 kOhm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
Q2	IPD80R1K4P7ATMA1	MOSFET - N kanál	800 V; 4 A; 1,4 Ohm	TO-252-3
R16	ERJP03J1R2V	Rezistor - Tlustovrstvý	1,2 Ohm; 200 mW; 5 %	SMD - 0603
R2	ERJP03J1R2V	Rezistor - Tlustovrstvý	1,2 Ohm; 200 mW; 5 %	SMD - 0603
R100	AC0603FR-133K9L	Rezistor - Tlustovrstvý	3,9 kOhm; 100 mW; 1 %	SMD - 0603
R90	0603SAJ0000T5E	Rezistor - Tlustovrstvý	0 Ohm; 1 W; 5 %	SMD - 0603
R80	ERJPA3F2372V	Rezistor - Tlustovrstvý	23,7 kOhm; 250 mW; 1 %	SMD - 0603
R70	ERJ3EKF1782V	Rezistor - Tlustovrstvý	17,8 kOhm; 100 mW; 1 %	SMD - 0603
R40	MCHVR03JTEX1000	Rezistor - Tlustovrstvý	100 Ohm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
R50	RC0603JR-071KL	Rezistor - Tlustovrstvý	1 kOhm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
C150	06035C100KAT2A	Kondenzátor - Keramický	10 pF; 50 V; X7R; 10 %	SMD - 0603
C60	CC0603KRX7R9BB121	Kondenzátor - Keramický	120 pF; 50 V; X7R; 10 %	SMD - 0603
IC1	UCC28632D	Flyback kontrolér	-	SMD - SOIC-8
RT1,RT2	NTCS0805E3103JHT	Rezistor - NTC (termistor)	NTC 10 kΩ; 210 mW	SMD - 0805
R26, R6	0603SAJ0000T5E	Rezistor - Tlustovrstvý	0 Ohm; 1 W; 5 %	SMD - 0603
C30	C1608X7R1H104K080AA	Kondenzátor - Keramický	100 nF; 50 V; X7R; 10 %	SMD - 0603
C40	CGA3E1X7R1V105M080AC	Kondenzátor - Keramický	1 uF; 35 V; X7R; 20 %	SMD - 0603
C140	C1608JB2A102K080AA	Kondenzátor - Keramický	1 nF; 100 V; X7R; 10 %	SMD - 0603
R101	0603SAJ047JT5E	Rezistor - Tlustovrstvý	4,7 Ohm; 100 mW; 5 %	SMD - 0603
C20	860020572006	Kondenzátor - Elektrolitický	47 uF; 20 %; 35 V	THT - 2mm rozteč
C3	C3216X7R1H475K160AE	Kondenzátor - Elektrolitický	4,7 uF; 10 %; X7R, 50 V	SMD - 1206

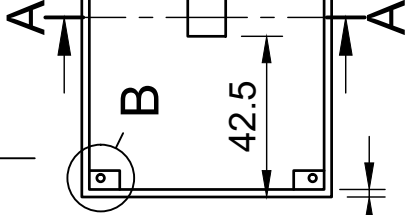
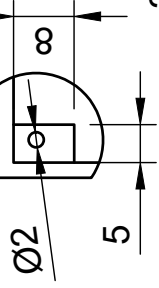
R20	CR1206-JW-220ELF	Rezistor - Tlustovrstvý	22 Ohm; 5 %; 250 mW	SMD - 1206
C6	EEUFS2A151	Kondenzátor - Elektrolitický	150 uF; 20 %; 100 V; Ripple = 1,4 A	THT - 5 mm rozteč, 12,5mm průměr
C9	EEUFS2A151	Kondenzátor - Elektrolitický	150 uF; 20 %; 100 V; Ripple = 1,4 A	THT - 5 mm rozteč, 12,5mm průměr
D8	1SMB5949BT3G	Dioda - Zenerova	100 V; 3 W, 5 %	SMD - DO-214AA
D6	STTH1R06U	Dioda - Rychlá	600 V; 1 A; 1 V, 25 A	SMD - DO-214AA
D5	BAS 3010B-03W E6327	Schottkyho Dioda SiC	2 A, 30 V; 102 A; 20 uA	SMD - SOD-323-2
D3	V3P22-M3/H	Dioda - Rychlá	200 V; 3 A;	SMD - DO-220AA
D7	V3P22-M3/H	Dioda - Rychlá	200 V; 3 A;	SMD - DO-220AA
D41	BAV70+	Dioda - Transil	75 V; 200 mA; 1,25 V; 4,5 A	SMD - SOT-23
D10	ES1D-13-F	Dioda - Rychlá	200 V; 1 A; 920 mV; 25 ns; 30 A	SMD - DO214AC
T1	Impulsní transformátor	Impulsní transformátor	FERIT ETD4415 CF297; 1,75 mH (primární vinutí)	-
PLED1	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Barva světla : Neutral White	SMD-2
PLED2	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Vlnová délka zvuku/Teplota barvy: 4300 K	SMD-2
PLED3	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Světelná intenzita : -	SMD-2
PLED4	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Svitící tok/Zářivý tok: 130 lm	SMD-2
PLED5	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Index podání barev - (CRI): 70	SMD-2
PLED6	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Úhel zobrazení: 125 deg	SMD-2
PLED7	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	If – propustný proud: 350 mA	SMD-2
PLED8	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Vf – propustné napětí: 2.9 V	SMD-2
PLED9	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Jmenovitý výkon: 4.9 W	SMD-2
PLED10	XPGWHT-01-0000-00GC3	Výkonová LED	Délka: 3.45 mm	SMD-2
			Šířka : 3.45 mm	SMD-2
			Výška: 2 mm	SMD-2
RT1	NTCS0805E3103JHT	Termistor	NTC 10kΩ 210mW	SMD - 0805
RT2	NTCS0805E3103JHT	Termistor	NTC 10kΩ 210mW	SMD - 0805
X2	MKDS 1/ 4-3,81 - 1727036	Konektor	THT - Šroubovací - 4 Póly	THT - 3,81 rozteč
X3	MKDS 1/ 4-3,81 - 1727036	Konektor	THT - Šroubovací - 4 Póly	THT - 3,81 rozteč

## **Příloha B - Technický výkres krabičky (3D tisk)**

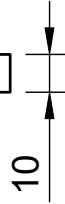
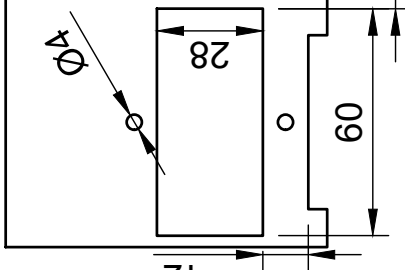
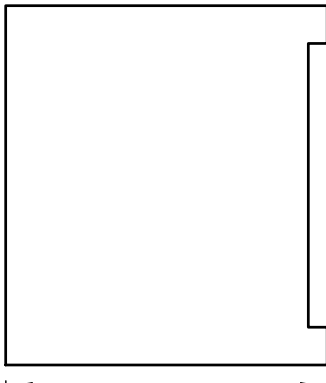
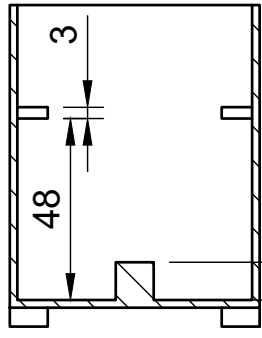
Na další straně je v měřítku 1:2 výkres zhotovené krabičky na 3D tiskárně materiálem PLA HT110.



**B (1:1)**



**A-A (1:2)**



Dept.	Technical reference	Created by	Approved by
Měřítko - 1:2 Jednotky - mm Materiál - PLA HT110		Richard Vágner 20.04.2022	
	Document type	Document status	
	Technický výkres		
	Title	DWG No.	
	Diplomová práce VUT Krabíčka pro LED měnič 3D tisk	CASE - 01	
		Rev.	Date of issue
		1	22.05.2022
		Sheet	
		1/1	