

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

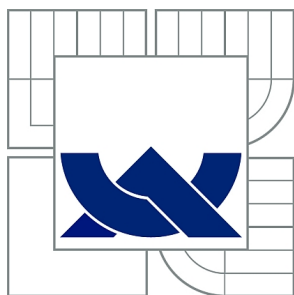
MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ VÝKONOVÉ DIODY LED

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

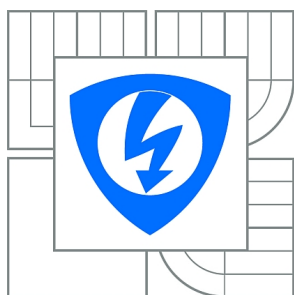
VÁCLAV PUCZOK

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ VÝKONOVÉ DIODY LED

CONVERTER FOR SUPPLYING OF THE POWER LED DIODE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

VÁCLAV PUCZOK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. MIROSLAV PATOČKA

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Václav Puczok

ID: 146936

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro napájení výkonové diody LED

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zmapujte současný stav na trhu v oblasti výkonových LED diod pro osvětlovací účely.
2. Vyberte vhodný typ výkonového měniče, bude-li svítidlo s diodou LED o výkonu přibližně 100W napájeno z rozvodné sítě 230V. Porovnejte různé možnosti řešení měniče. Sestavte zjednodušený matematický model použité diody LED a simulací v prostředí Matlab-Simulink ověřte různé regulační struktury a algoritmy.
3. Vybraný měnič realizujte a jeho vlastnosti ověřte měřením.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 2.6.2014

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce řeší návrh síťového napájecího zdroje pro výkonovou LED diodu určenou pro osvětlovací účely. Zdroj se skládá ze vstupního síťového vysokofrekvenčního filtru (EMI filtru), tlumícího část elektromagnetického rušení do sítě, dále aktivního usměřovače (PFC obvodu) pro zlepšení účinnosti odběru proudu ze sítě a hlavního jednočinného propustného měniče s impulzním transformátorem řízeného na konstantní výstupní proud. Práce je blíže zaměřena na návrh výkonové části zdroje, kam patří zejména pulzní transformátor, spínací tranzistory, výstupní usměřovač a výstupní filtr. Pro potřeby simulace regulační smyčky proudu hlavního měniče byl vytvořen její model v prostředí Matlab-Simulink. Výsledkem této práce je funkční vzorek síťového napájecího zdroje a model hlavního měniče.

KLÍČOVÁ SLOVA

spínaný zdroj, PFC, LED, osvětlování, propustný měnič, blokuující měnič, chlazení, transformátor, Matlab-Simulink

ABSTRACT

The aim of this thesis is to design a grid-powered supply for supplying power LED used in illuminating application. The power supply consists of an input line filter which attenuates conducted high frequency signals (EMI filter), an active rectifier (PFC circuit) to improve the power factor and the main constant output current double-sided forward converter. It thoroughly focuses at design of the converter's power stage, mainly at pulse transformer, switching transistors, output rectifier and output filter. Main converter model was created in the Matlab-Simulink environment in order to simulate behaviour of the current loop. Final product of this work is a fully functional power supply and the main converter's model.

KEYWORDS

switching power supply, PFC, LED, illuminating, forward converter, flyback converter, cooling, transformer, Matlab-Simulink

PUCZOK, Václav. *Měnič pro napájení výkonové diody LED*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2014. 59 s. Vedoucí práce byl doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Měnič pro napájení výkonové diody LED“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

(podpis autora)

OBSAH

Úvod	10
1 Teoretický úvod	11
1.1 Technologie LED zdrojů	11
1.1.1 Vznik záření na PN přechodu	11
1.1.2 Vznik bílého světla	12
1.2 Regulace světelného toku LED	15
1.3 Jednočinný propustný měnič	16
1.3.1 Princip činnosti	16
1.4 Jednočinný blokující měnič	18
1.4.1 Princip činnosti	19
1.5 PFC obvod	19
2 Vstupní obvod s EMI filtrem	22
3 Návrh a realizace aktivního usměrňovače	23
3.1 Výpočet ztrát na výkonových polovodičích	23
4 Návrh a realizace hlavního měniče	26
4.1 Návrh pulzního výkonového transformátoru	26
4.2 Dimenzování polovodičů	30
4.3 Výběr hlavních polovodičových součástek	31
4.4 Výpočet ztrát na polovodičích	32
4.5 Návrh chlazení polovodičů	33
4.6 Návrh výstupního filtru	35
4.7 Výsledky měření měniče	36
5 Model hlavního měniče v prostředí Matlab-Simulink	40
6 Závěr	42
Literatura	43
Seznam veličin, symbolů a zkratk	46
Seznam příloh	47
A PFC Obvod	48
A.1 Kompletní schéma zapojení PFC obvodu	48

A.2	Rozložení součástek na desce PFC obvodu (1:1)	49
A.3	Deska PFC obvodu (1:1)	50
A.4	Seznam součástek PFC obvodu	51
B	Hlavní měnič	52
B.1	Kompletní schéma zapojení měniče	52
B.2	Rozložení součástek na desce měniče (1:1)	53
B.3	Deska měniče (1:1)	54
B.4	Seznam součástek měniče	55
C	Model v Matlabu	56
C.1	Schéma měniče v prostředí Matlab-Simulink	56
C.2	Průběhy důležitých signálů regulátoru	57
C.3	Průběhy důležitých veličin měniče	58
D	Fotografie LED diody	59

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Přechod P-N ⁺ [12]	11
1.2	Vlnové délky záření odpovídající šířce zakázaného pásu [12]	12
1.3	Část elektromagnetického spektra včetně viditelného záření [20]	12
1.4	Aditivní míchání barev [3]	13
1.5	Spektrum UV LED + RGB luminofor	14
1.6	Spektrum modrá LED + žlutý luminofor [2]	14
1.7	Spektrální složení záření uvažované LED [14]	15
1.8	Závislost relativního světelného toku uvažované LED na protékajícím proudu (hodnoty vztaženy k 1 A) [14]	16
1.9	Schéma zapojení jednočinného propustného měniče se dvěma spínači [11]	17
1.10	Průběhy důležitých veličin jednočinného propustného měniče [11]	17
1.11	Schéma zapojení jednočinného blokujícího měniče [11]	18
1.12	Průběhy důležitých veličin jednočinného blokujícího měniče [11]	19
1.13	Typické průběhy napětí a odebíraného proudu zdrojem bez PFC [23]	20
1.14	Průběhy proudů tří typů aktivních PFC obvodů [8]	21
2.1	Schéma EMI filtru	22
2.2	Útlumová charakteristika EMI filtru <i>3EEB1</i> [15]	22
4.1	Jádro typu EC35	27
4.2	Rozložení vrstev vinutí transformátoru	29
4.3	Tepelná schémata pro návrh chladiče spínacích tranzistorů	34
4.4	Tepelná schémata pro návrh chladiče diod	35
4.5	Jádro tlumivky L ₁	36
4.6	Pilovité napětí určující kmitočet PWM (měřeno při $U_{nap} = 0 V$)	37
4.7	Napětí na budícím transformátoru T1 při $U_{nap} = 0 V$	37
4.8	Napětí U_{GS} spínacích tranzistorů při $U_{nap} = 0 V$	37
4.9	Detail náběžné hrany napětí U_{GS} spínacích tranzistorů při $U_{nap} = 0 V$	37
4.10	Průběh napětí na bočníku R11 při $U_{nap} = 68 V$	38
4.11	Průběh napětí U_{DS} na tranzistoru Q2 při $U_{nap} = 30 V$	38
4.12	Napětí na sekundáru transformátoru	38
4.13	Napětí za výstupním usměrňovačem	39
4.14	Napětí na zátěži $R_z = 10 \Omega$	39
5.1	Vnitřní schéma bloku regulátoru	40
5.2	Vnitřní schéma bloku LED diody	40
5.3	VA charakteristika uvažované diody LED	41
5.4	Napětí a proud LED diodou	41

SEZNAM TABULEK

1.1	Typické parametry uvažované LED diody [14]	16
3.1	Požadované parametry PFC obvodu	23
3.2	Parametry tranzistoru TK5A60W [21]	24
3.3	Parametry diody VS-HFA04SD60S-M3 [22]	24
4.1	Vstupní konstanty a parametry potřebné pro návrh měniče	26
4.2	Vypočtené parametry transformátoru na jádře EC35	30
4.3	Parametry diody MURS260-M3 při teplotě přechodu $\theta_j = 25^\circ C$ [24]	32
4.4	Parametry diody CSD20060 [1]	32

ÚVOD

V současné době jsou svítidla se světelnými zdroji LED využívána pořád častěji pro osvětlování jak vnitřních tak i venkovních prostor. Důvodem použití LED diod je jejich vyšší účinnost a mnohonásobně delší životnost, než u konvenčních zdrojů světla, jakými jsou například žárovky. LED zdroje mají také lepší barevné podání než v současné době nejučinnější nízkotlaké sodíkové výbojky. Oproti nim se zapínají okamžitě, časté spínání výrazně neovlivňuje jejich dobu života, jak je tomu u žárovek. Hlavní nevýhodou LED diod je jejich náchylnost na vysoké teploty, z čehož plyne potřeba použití dostatečného chladiče. Je dokázáno, že provozní teplota čipu LED diody je nejdůležitějším faktorem ovlivňujícím její životnost. LED diody jsou navíc velice citlivé na přechodové děje vznikající při zapínání a vypínání napájecího zdroje. V těchto okamžicích se na diodě může objevit napěťový překmit, který (uvážíme-li tvar VA charakteristiky diody) zapříčiní krátký proudový impuls. Tento impuls může způsobit trvalé poškození či zničení LED čipu. Proto je základním požadavkem na návrh osvětlení s LED diodami účinné chlazení čipu LED a kvalitní napájecí zdroj regulovatelný na konstantní proud.

V rámci zvyšování účinnosti svítidel je potřebné zvyšovat účinnost také jejich napájecích zdrojů. S klesající cenou a zlepšující se technologií výroby výkonových polovodičových součástek stoupá trend napájení svítidel s LED diodami pulzními měniči. Pulzní měniče (v závislosti na konkrétní topologii a provedení) v účinnosti výrazně předčí klasické lineární regulátory. Jejich nevýhodou je však složitější návrh.

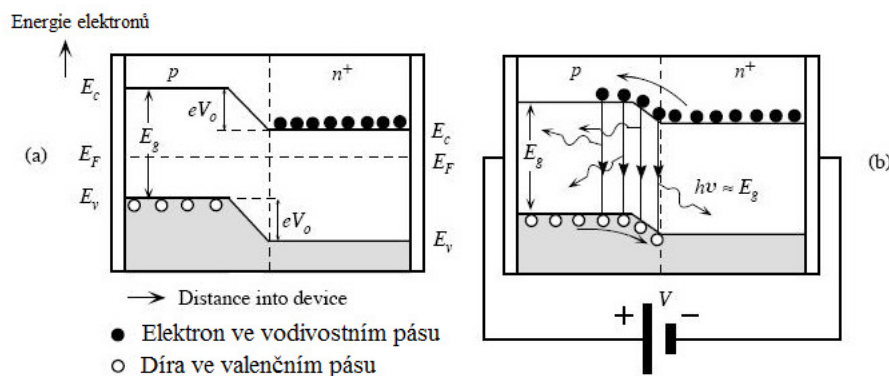
Za účelem zlepšování účinníku odběru proudu ze sítě a snižování proudového namáhání vstupního usměrňovače měničů se dnes čím dál častěji objevují před měniči jako předřadné prvky aktivní PFC obvody. Jsou to aktivní usměrňovače nejčastěji využívající topologie zvyšujícího měniče, které na základě informace o aktuálním průběhu síťového napětí řídí tvar odebíraného proudu tak, aby kopíroval průběh tohoto napětí. Tím je možno dosáhnout téměř jednotkového účinníku odběru. Právě návrhem aktivního PFC obvodu a návrhem měniče vhodného pro napájení LED diody o výkonu přibližně 100 W se tato práce zabývá.

1 TEORETICKÝ ÚVOD

1.1 Technologie LED zdrojů

1.1.1 Vznik záření na PN přechodu

Světelná dioda, nebo také LED (z angl. Light-Emitting Diode) je polovodičový světelný zdroj na bázi PN přechodu. Na obrázku 1.1 (a) je znázorněn přechod PN^+ bez přiloženého vnějšího napětí. U polovodiče typu P je ve valenčním pásu přebytek volných děr¹ a u polovodiče typu N^+ je ve vodivostním pásu přebytek volných elektronů. Po spojení těchto dvou oblastí P a N^+ dojde samovolnou difuzí majoritních² elektronů z polovodiče typu N^+ do polovodiče typu P a difuzí majoritních děr z polovodiče typu P do polovodiče typu N^+ k vytvoření vyprázdněné oblasti. Přes tuto oblasti již neprocházejí žádné většinové nosiče náboje. Rozdíl energií mezi hladinami E_c v oblasti P oproti oblasti N^+ je úměrný velikosti vnitřního potenciálu V_0 přechodu [12]. Přiložíme-li na přechod zdroj stejnosměrného napětí o velikosti V



Obr. 1.1: Přechod P- N^+ [12]

tak, aby byl kladný pól zdroje připojen na oblast P a záporný pól na oblast N^+ sníží se velikost vnitřního potenciálu na hodnotu $V_0 - V$ (Obr. 1.1 (b)). To umožní přechod volných elektronů z oblasti N^+ do oblasti P, které tam rekombinují s volnými dírami. Tímto přijdou o část své energie. U obyčejného PN přechodu se tato energie přemění na teplo. U LED diody je tato energie částečně přeměněna ve spontánní emisi fotonů - elektroluminiscenci, část je přeměněna na teplo.

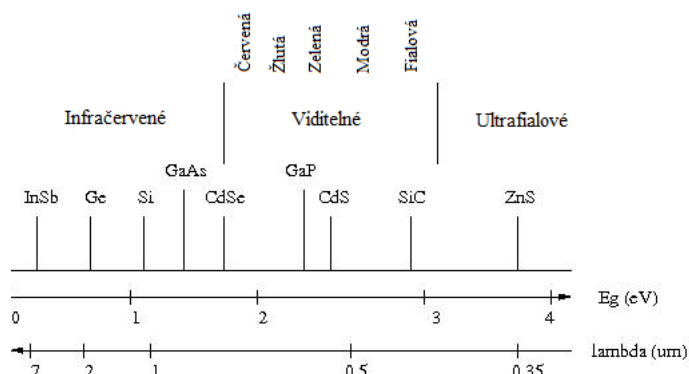
¹díru nutno fyzikálně chápat jako místo, kde chybí elektron

²tzn. většinových

Vlnová délka emitovaného záření je nepřímo úměrná šířce zakázaného pásu E_g (viz. Obr. 1.2) a vychází z rovnice:

$$\lambda_z = \frac{hc}{E_g}, \quad (1.1)$$

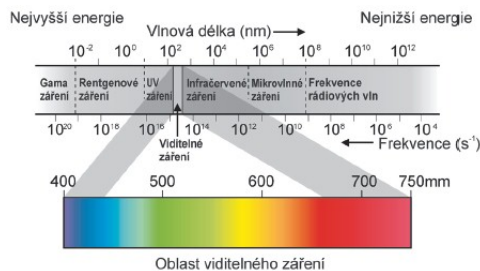
kde λ_z je vlnová délka emitovaného záření (m), h je Planckova konstanta (eVs), c je rychlost světla ve vakuu ($m \cdot s^{-1}$) a E_g je šířka zakázaného pásu (eV) [12], [13].



Obr. 1.2: Vlnové délky záření odpovídající šířce zakázaného pásu [12]

Vhodnou konstrukcí přechodu je možné dosáhnout toho, aby vzniklé fotony unikly z materiálu do okolního prostředí aniž by byly materiálem absorbovány.

1.1.2 Vznik bílého světla



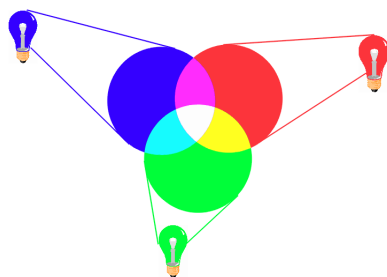
Obr. 1.3: Část elektromagnetického spektra včetně viditelného záření [20]

Lidské oko schopno zaznamenat elektromagnetické vlny o vlnové délce zhruba 400–750 nm (viz. Obr. 1.3). Tuto oblast vlnových délek nazýváme viditelnou částí elektromagnetického spektra. Nižší vlnové délky nazýváme ultrafialovým zářením, vyšší vlnové délky nazýváme infračerveným zářením. Lidské oko obsahuje tři druhy barevných receptorů, citlivé na:

- červenou barvu,
- zelenou barvu,
- modrou barvu.

Vytváření bílého světla pomocí RGB LED diod

Bude-li na sítnici dopadat záření pouze o vlnové délce 400 nm bude podrážděn jen receptor na modrou barvu, nabudeme vjem modré barvy. Pokud bude na sítnici dopadat záření o vlnové délce 600 nm, budou drážděny receptory červené i zelené a my budeme mít vjem žluté barvy. Proto můžeme vytvořit libovolnou barvu kombinací základních tří barev. Pokud smícháme tři základní barvy, (monochromatické³ světlo o vlnové délce R - 700 nm, G - 546,1 nm a B - 435,8 nm) dostaneme aditivním mícháním barev barvu bílou (viz. Obr. 1.4). Tohoto principu využívají RGB LED



Obr. 1.4: Aditivní míchání barev [3]

diody společně emitující bílé světlo. Mezi hlavní výhody těchto diod patří:

- je to prozatím nejúčinnější způsob výroby bílého světla pomocí LED diod,
- možnost konfigurace na konkrétní barevnou teplotu,
- výborné podání barev,
- široké spektrum možných barevných kombinací.

Hlavními nevýhodami této technologie jsou:

- rozdílný efekt stárnutí u každé ze tří diod (časem se může změnit podání bílé),
- míchání barev může být složité, vyžaduje drahé měřicí přístroje,
- málo používané, proto drahé.

Vytváření bílého světla pomocí UV záření a RGB luminoforu

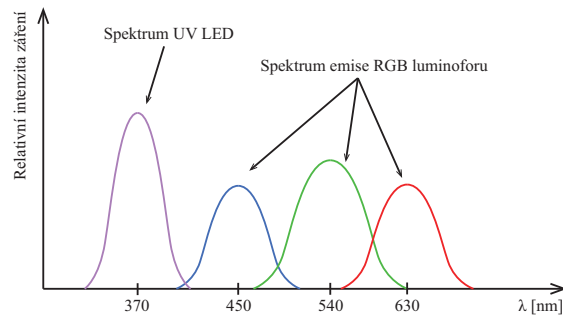
Tato metoda vytváření bílého světla je částečně podobná principu zářivky v tom, že oba světelné zdroje vytvářejí UV záření, které se na luminoforu přemění (s určitou účinností) na viditelné záření. Příklad výsledného spektra je na Obr. 1.5. Výhody tohoto principu jsou:

- výsledná kvalita světla závisí jen na kvalitě luminoforu (nevadí stárnutí UV diody),
- index podání barev $R_a > 80$.

³světlo o jediné vlnové délce

Mezi nevýhody patří:

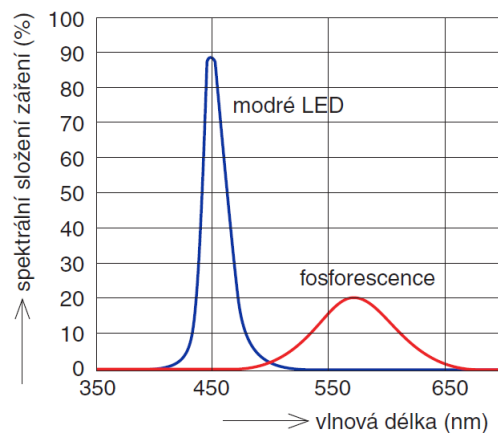
- možnost poškození luminoforu - nebezpečné,
- náchylnost luminoforu na vysoké teploty,
- nižší účinnost výroby světla než RGB LED,
- v dnešní době nízká kvalita RGB luminoforů,
- nízká účinnost UV diod.



Obr. 1.5: Spektrum UV LED + RGB luminofor

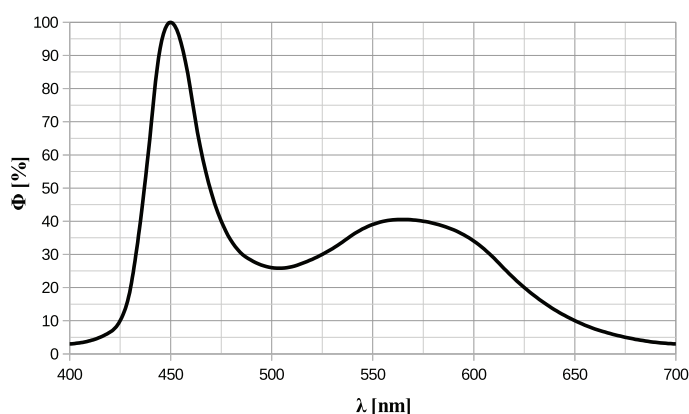
Vytváření bílého světla pomocí modré LED a žlutého luminoforu

LED diody vytvářející bílé světlo pomocí modré LED a žlutého luminoforu jsou v současné době nejpoužívanější. Využívají principu Stokesova zákona (stejně jako u UV LED a RGB luminoforu), který říká, že vlnová délka luminiscenční emise při fotoluminiscenci je větší nebo rovna vlnové délce excitačního světla. V praxi to znamená, že luminofor umí přeměnit záření nižší vlnové délky (s větší energií) na záření vyšší vlnové délky (s menší energií) s určitou účinností, která je vždy nižší než 1 [5].



Obr. 1.6: Spektrum modrá LED + žlutý luminofor [2]

Na Obr. 1.6 je zobrazeno emisní spektrum modré led diody v kombinaci se žlutým luminoforem. Žlutý luminofor převádí část modrého excitačního⁴ světla LED diody na světlo vzniklé fotoluminiscencí, jehož barva je určena vlastnostmi luminoforu. Čím tlustší bude vrstva luminoforu naneseného na modrý LED čip, tím víc výsledného světelného toku vznikne fotoluminiscencí a tím méně toku projde beze změny. Výsledná barva světla bude teplejší, tj. bude mít nižší teplotu náhradní chromatičnosti. Spektrální intenzita záření uvažované LED je zobrazena na Obr. 1.7. Je patrné, že se průběh z velké části podobá teoretickému průběhu viz. Obr. 1.6.



Obr. 1.7: Spektrální složení záření uvažované LED [14]

Výhody:

1. žlutý luminofor jednodušší na výrobu než RGB,
2. index podání barev $R_a > 70$,
3. nízká cena.

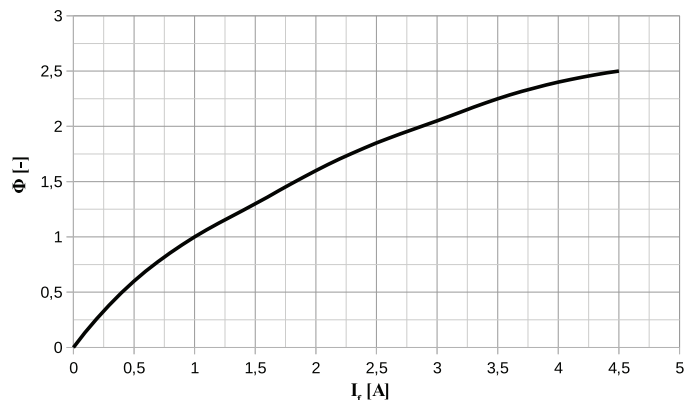
Nevýhody:

1. náchylnost luminoforu na vysoké teploty,
2. modrá LED časem degraduje - změna výsledného barevného podání,
3. absence červené a částečně i zelené barvy ve spektru.

1.2 Regulace světelného toku LED

Světelný tok LED diody je závislý na mnoha faktorech, jakými jsou proud diodou, teplota čipu diody, stáří diody a míra degradace luminoforu atp. Nejdůležitějším parametrem je proud. Čím větší bude, tím více elektronů se dostane do vodivostního pásu, tím více jich může rekombinovat s volnou dírou ve valenčním pásu a tím více energie se může uvolnit ve formě záření. Závislost světelného toku na proudu diodou v propustném směru však není přímková (viz. Obr. 1.8). Jelikož světelný tok diody LED neroste lineárně s proudem, je nevhodné tuto diodu napájet proudem

⁴budícího



Obr. 1.8: Závislost relativního světelného toku uvažované LED na protékajícím proudu (hodnoty vztaženy k 1 A) [14]

maximálním dovoleným. Pro dosažení požadovaného světelného toku při zachování vysoké účinnosti lze potom použít více diod v sériovém či paralelním řazení. Některé parametry uvažované 100 W LED diody udávané výrobcem Epistar jsou uvedeny v tab. 1.1.

Tab. 1.1: Typické parametry uvažované LED diody [14]

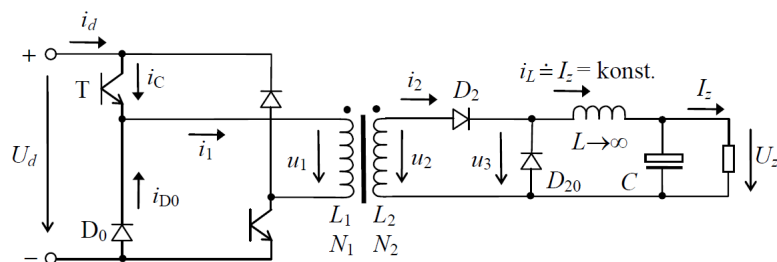
Parametr	Označení	Hodnota
Napětí v propustném směru	U_f	30 V
Proud v propustném směru	I_f	3000 mA
Úhel vyzařování světla	α	120°
Náhradní teplota chromatičnosti	T_c	3000 K
Světelný tok při I_f	Φ	8000 lm
Předpokládaná životnost	τ	50000 h

1.3 Jednočinný propustný měnič

Jakýkoli dvojčinný měnič s ohledem na jeho větší složitost je vhodný až od výkonu cca. 1 kW [10]. Požadavkem je navrhnout měnič o výkonu přibližně 100 W, nabízí se jednočinný propustný měnič.

1.3.1 Princip činnosti

Primární strana měniče je v podstatě primární vinuté zapojené mezi větve dvoukvadrantového měniče, pracujícího v I. a IV. kvadrantu. Princip měniče je naznačen

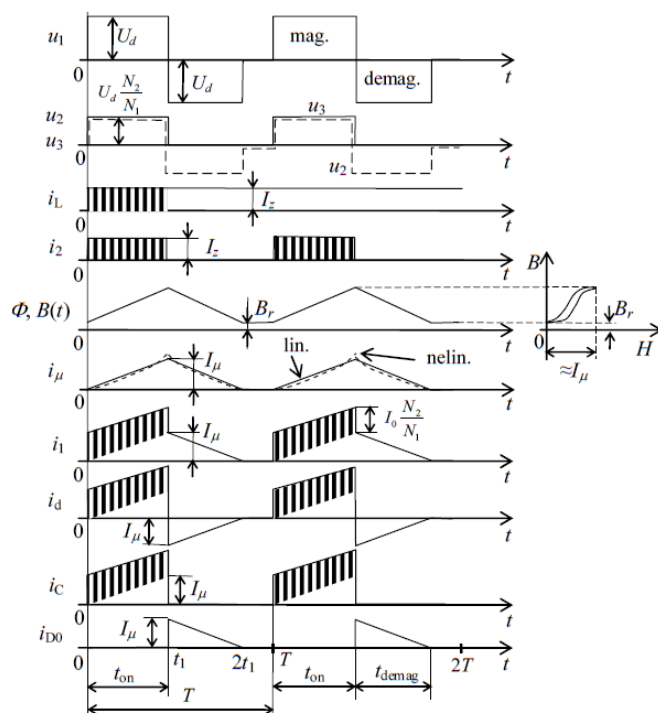


Obr. 1.9: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče se dvěma spínači [11]

na Obr. 1.10. Oba tranzistory jsou zapínány současně po dobu t_z . Na primární vinutí transformátoru se připojí napájecí napětí $+U_d$. Po uplynutí doby t_z jsou tranzistory v čase t_1 vypnuty. Indukčnost primárního vinutí L_1 transformátoru nedovolí skokový zánik proudu, proto otočí polaritu napětí, tím se otevřou obě nulové diody a cívka začne vracet energii zpět do zdroje. V okamžiku, kdy napětí na primárním vinutí transformátoru klesne pod velikost součtu prahových napětí obou nulových diod, tj.

$$u_1 < 2 \cdot U_{p,D0} \quad [V] , \quad (1.2)$$

diody se zavřou, přeruší se cesta proudu do zdroje a indukčnost L_1 přestane dodávat energii do zdroje, resp. mezilehlého obvodu [10]. Tímto byl demagnetizační pochod



Obr. 1.10: Průběhy důležitých veličin jednočinného propustného měniče [11]

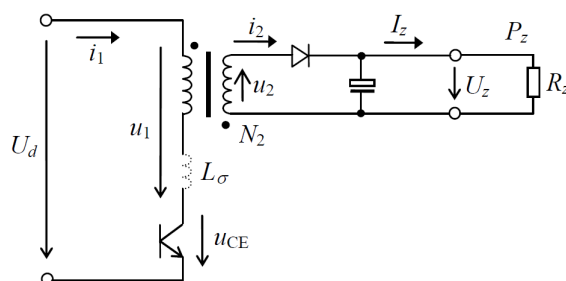
ukončen a vinutí je připraveno pro další periodu spínání. Pokud by čas t_z byl delší než polovina periody, primární vinutí by se nestihlo demagnetizovat a došlo by k lavinovitému přesycení transformátoru. Z tohoto důvodu je nutné spínací tranzistory řídit tak, aby platila nerovnost

$$t_z < \frac{T}{2} \text{ [s] ,} \quad (1.3)$$

na rozdíl od jednočinného blokujícího měniče, kde tato podmínka nemusí být splněna⁵ [10].

Napětí na sekundární straně transformátoru u_2 má stejný tvar jako napětí na primární straně, akorát má jinou velikost. Záporný demagnetizační puls se na sekundární straně nesmí objevit, tomu zabraňuje dioda D_2 . V okamžiku, kdy jsou na primární straně transformátoru sepnuty tranzistory, vytéká proud ze sekundárního vinutí přes diodu D_2 a tlumivku do zátěže. V době, kdy jsou tranzistory vypnuty se stávají zdrojem pro napájení zátěže tlumivka společně s kondenzátorem. Proud I_z se uzavírá přes nulovou diodu D_{20} . Čím větší bude indukčnost L tlumivky, tím menší bude zvlnění proudu zátěží. Dle Obr. 1.9 uvažujeme indukčnost nekonečně velkou, proto je na Obr. 1.10 proud i_L bez zvlnění⁶ [10].

1.4 Jednočinný blokující měnič



Obr. 1.11: Schéma zapojení jednočinného blokujícího měniče [11]

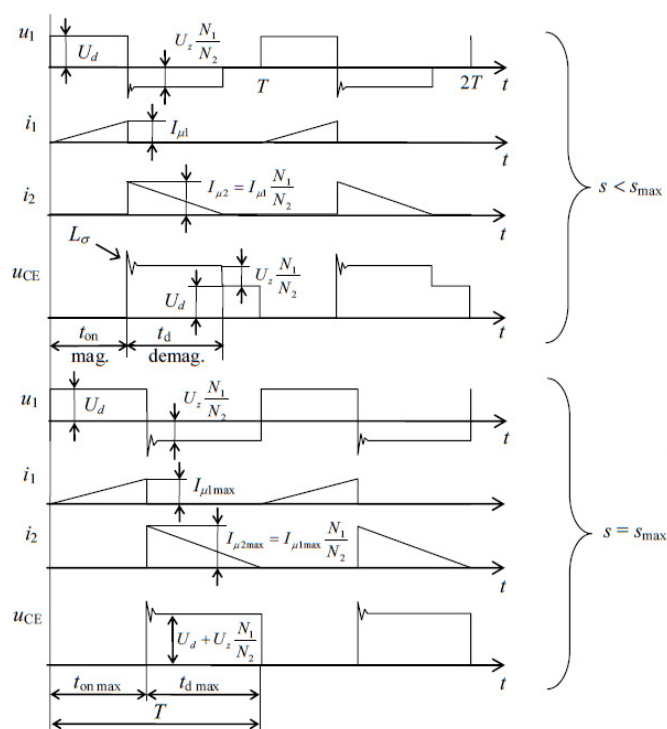
Další možností je blokující měnič, který je oproti propustnému měniči výhodný hlavně cenově, díky menšímu počtu spínacích tranzistorů. U tohoto typu měniče je energie přenášena ze vstupu na výstup v době vypnutí tranzistoru. Nevýhodou je namáhání spínacího tranzistoru dvojnásobkem mezilehlého napětí U_d , ke kterému se při vypínacím procesu přičítá napěťový překmit vzniklý na parazitní indukčnosti primárního vinutí transformátoru [10].

⁵potom transformátor pracuje v režimu nepřerušovaného magnetického toku

⁶teoretický stav

1.4.1 Princip činnosti

Princip činnosti je naznačen na Obr. 1.12 pro střidu menší než s_{max} a rovnou s_{max} .



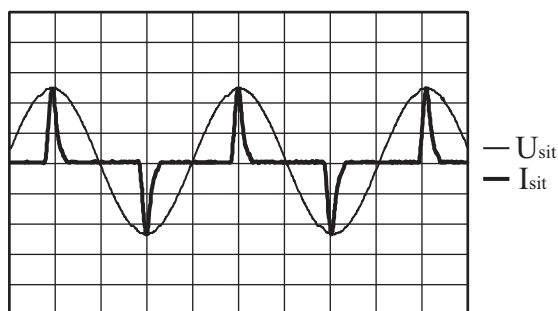
Obr. 1.12: Průběhy důležitých veličin jednočinného blokujícího měniče [11]

Sepnutím tranzistoru se na primární vinutí transformátoru připojí napájecí napětí U_d , tím se transformátor magnetizuje. Na diodě na sekundární straně transformátoru je v po tuto dobu sepnutí tranzistoru t_z záporné napětí, proto je zavřená. Zátěž v tomto časovém intervalu čerpá energii z nabitého kondenzátoru. V časovém intervalu t_d , kdy je tranzistor vypnut, probíhá přenos energie uložené ve vinutí transformátoru do zátěže. Dioda se otevře a nabíjí se přes ni kondenzátor, který současně svým napětím demagnetizuje sekundární vinutí transformátoru. Aby demagnetizace probíhala lineárně, musí mít kondenzátor dostatečnou kapacitu [10].

1.5 PFC obvod

Aktivní usměrňovač neboli aktivní PFC obvod je zařízení, které dokáže odebírat ze sítě sinusový proud ve fázi s napětím. Z pohledu sítě se PFC obvod chová téměř jako čistě rezistivní zátěž, ikdyž obvod dodává do své zátěže proud kapacitního či indukčního charakteru libovolného tvaru. Tím je dosaženo účinnku odběru až $\lambda = 1$ oproti odběru zdroje bez korekce účinnku kde je $\lambda = 0,4 - 0,6$ (typicky). Další výhodou je, že nedochází ke špičkovému zatěžování sítě impulsními proudy, jak je

tomu u konvenčních obvodů používajících dvoucestného usměrnění a následné filtrace napětí sběracím kondenzátorem (viz. Obr. 1.13). Za nevýhodu tohoto řešení je považována zvýšená výsledná cena zařízení pracujícího s tímto aktivním usměrňovačem. I přes tento nedostatek se PFC obvody stávají v dnešní době standardem používaným ve vstupních obvodech kvalitnějších síťových napájecích zdrojů.



Obr. 1.13: Typické průběhy napětí a odebíraného proudu zdrojem bez PFC [23]

PFC obvody dělíme na **pasivní** a **aktivní**.

Pasivní PFC obvody využívají indukčnost částečně vyhlazující proudové špičky tekoucí do sběracího kondenzátoru. Vzhledem k požadované vysoké indukčnosti tlumivky pracující při nízkém kmitočtu je tato objemná, těžká a tedy i poměrně drahá.

Aktivní PFC obvody většinou pracují jako zvyšující měnič. Obsahují tedy spínací prvek pracující na mnohem vyšším kmitočtu, než je síťový. To umožňuje značně redukovat velikost tlumivky a snížit zvlnění výstupního napětí na sběracím kondenzátoru. Aktivní PFC obvody můžeme rozdělit do tří základních skupin:

1. CCM - continuous current mode
2. DCM - discontinuous current mode
3. CRM - critical mode

1. CCM - continuous current mode

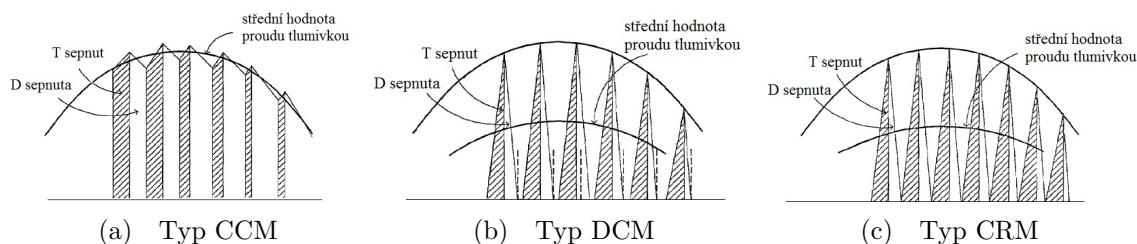
Aktivní PFC pracující v režimu nepřerušovaného proudu viz 1.14a. Spínač je řízen tak, aby proud tlumivkou svým tvarem přibližně kopíroval (s určitým rozkmitem) napětí za usměrňovačem. V důsledku malého zvlnění proudu dochází k menšímu vř rušení do sítě než v případě ostatních režimů řízení PFC. Tlumivka naopak v tomto režimu právě kvůli zachování proudu vychází větší. Další nevýhodou je, že spínací prvky tvrdě spínají napájecí napětí, čímž dochází k relativně velkým spínacím ztrátám.

2. DCM - discontinuous current mode

Jak je uvedeno na Obr. 1.14b, spínání tranzistoru v PFC režimu přerušovaného proudu je prováděno až po klesnutí proudu tlumivkou na nulu. Během periody nastávají okamžiky, kdy po určitou dobu neteče proud vůbec (narozdíl od režimu CRM, kdy se tranzistor po poklesu proudu tlumivkou na nulu ihned zapíná). Tranzistor je tedy spínán při nulovém proudu tlumivkou, nevznikají na něm téměř žádné spínací ztráty (pomineme-li ztráty při nabíjení hradla tranzistoru MOSFET). Spínací kmitočet je konstantní.

3. CRM - critical mode

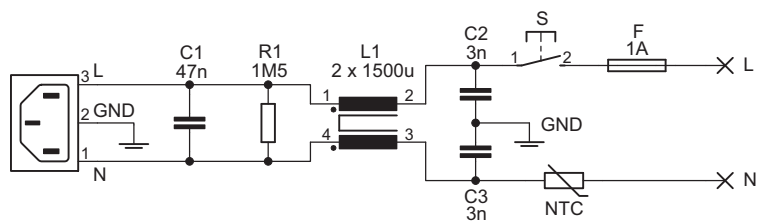
Z Obr. 1.14c je patrné, že spínání tranzistoru je prováděno právě v momentu, kdy proud tlumivkou klesne k nule. Tranzistor je spínán při nulovém proudu tlumivkou, což značně omezuje spínací ztráty (podobně jako v režimu DCM). Nevýhodou je nutnost použití proměnné spínací frekvence, což mívá za následek složitější návrh vstupního EMI filtru a tlumivky.



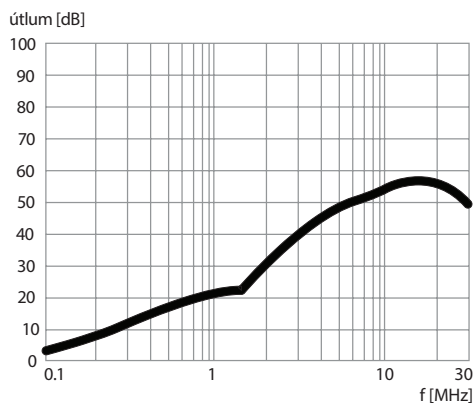
Obr. 1.14: Průběhy proudů tří typů aktivních PFC obvodů [8]

2 VSTUPNÍ OBVOD S EMI FILTREM

EMI filtr je v zařízeních typu spínaný zdroj dnes již samozřejmostí. Všude tam, kde dochází k vysokofrekvenčnímu spínání napětí vzniká elektromagnetické rušení. Použitím EMI filtru lze částečně zabránit vysokofrekvenčnímu rušení v šíření do sítě. Na Obr. 2.1 je zobrazeno schéma použitého EMI filtru *3EEB1* [15] spolu s dalšími nezbytnými obvodovými prvky, kterými jsou napájecí konektor, hlavní vypínač, proudová tavná pojistka a NTC termistor k omezení nárazového zapínacího proudu. Útlumová charakteristika filtru *3EEB1* je zobrazena na Obr. 2.2.



Obr. 2.1: Schéma EMI filtru



Obr. 2.2: Útlumová charakteristika EMI filtru *3EEB1* [15]

3 NÁVRH A REALIZACE AKTIVNÍHO USMĚR- ŇOVAČE

Při návrhu PFC bloku byl částečně použit referenční návrh firmy Texas Instruments s řídicím obvodem *UCC28180*. Tento obvod je výhodný zejména kvůli malému počtu okolních součástek. PFC obvod s *UCC28180* může pracovat v režimu spojitého proudu (CCM) nebo při malém zatížení v režimu přerušovaného proudu (DCM). Spínací frekvence je nastavitelná externím rezistorem v rozsahu 18-250 kHz. Integrovaný budič spínacího tranzistoru (dvoučinný koncový stupeň) je schopen dodat do řídicí elektrody tranzistoru 1,5 A a pojmout 2 A. Řídicí obvod disponuje funkcí *softstart*, která rampovitě zvyšuje střídu spínání tranzistoru po zapnutí obvodu, aby snížila namáhání výkonového spínače. Podle návrhového kalkulátoru [17] byly navr-

Tab. 3.1: Požadované parametry PFC obvodu

Parametr	Označení	Hodnota
Rozsah vstupního napětí (efektivní hodnoty)	U_{in}	200 - 265 V
Maximální výstupní výkon	$P_{out,max}$	130 W
Výstupní napětí	U_{out}	390 V
Účinnost odběru	λ	0,99
Účinnost	η	92 %
Spínací frekvence tranzistoru	f_{PFC}	95 kHz
Maximální zvlnění proudu tlumivkou	$\Delta I_{L,max}$	40 %
Maximální zvlnění výstupního napětí	$\Delta U_{out,max}$	5 %

ženy hodnoty všech součástek obvodu pro dosažení parametrů dle tab. 3.1. Výsledné schéma zapojení PFC obvodu je zobrazeno v příloze A.1.

3.1 Výpočet ztrát na výkonových polovodičích

Výpočet ztrát na tranzistoru TK5A60W

Vodivostní ztráty na typické výstupní charakteristice tranzistoru MOS-FET lze počítat jako

$$P_{QFET,ved} = R_{DS,on} I_{CE,ef}^2 = 0,77 \Omega \cdot (0,403 A)^2 = 0,125 W . \quad (3.1)$$

Přepínací ztráty lze vypočítat následovně

$$\begin{aligned}
 P_{QFET,př} &= f_{PFC} \left(\frac{1}{2} \cdot U_{out} \cdot I_{in,max} \cdot (t_{on} + t_{off}) + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot U_{out}^2 \right) = \\
 &= 95 \cdot 10^3 \text{ Hz} \left(\frac{1}{2} \cdot 390 \text{ V} \cdot 1,01 \text{ A} \cdot (58 \cdot 10^{-9} \text{ s} + 57 \cdot 10^{-9} \text{ s}) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} \cdot 10 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot (390 \text{ V})^2 \right) = 2,22 \text{ W}. \tag{3.2}
 \end{aligned}$$

Celkový ztrátový výkon na tranzistoru bude jejich součet

$$P_{QFET,celk} = P_{QFET,ved} + P_{QFET,př} = 0,125 \text{ W} + 2,22 \text{ W} = 2,35 \text{ W}. \tag{3.3}$$

Chlazení tranzistoru je zajištěno pomocí chladiče V7142B [6].

Tab. 3.2: Parametry tranzistoru TK5A60W [21]

Parametr	Označení	Hodnota
Maximální přiložené napětí mezi elektrody D-S	$U_{DS,max}$	600 V
Odpor kanálu v sepnutém stavu	$R_{DS,on}$	0,77 Ω
Maximální přenesený stejnosměrný proud	$I_{D,DC}$	5,4 A
Tepelný odpor kanál-pouzdro	$R_{\theta,jc}$	4,17 $^{\circ}\text{C W}^{-1}$
Tepelný odpor kanál-okolí	$R_{\theta,ja}$	62,5 $^{\circ}\text{C W}^{-1}$
Maximální dovolená teplota přechodu	$\theta_{j,max}$	150 $^{\circ}\text{C}$
Typický čas zapnutí	t_{on}	58 ns
Typický čas vypnutí	t_{off}	57 ns

Výpočet ztrát na diodě VS-HFA04SD60S-M3

Důležité hodnoty pro výpočet ztrát na diodě jsou shrnuty v Tab. 3.3.

Tab. 3.3: Parametry diody VS-HFA04SD60S-M3 [22]

Parametr	Označení	Hodnota
Maximální závěrné napětí	$U_{KA,max}$	600 V
Střední hodnota usměrněného proudu	$I_{f,stř,max}$	4 A
Opakovatelný špičkový proud	$I_{f,šp,max}$	16 A
Úbytek napětí v propustném směru	$U_{f,max}$	1 V
Tepelný odpor přechod-pouzdro	$R_{\theta,jc}$	5 $^{\circ}\text{C W}^{-1}$
Maximální dovolená teplota přechodu	$\theta_{j,max}$	150 $^{\circ}\text{C}$
Náboj přenesený diodou za čas t_{rr}	Q_{rr}	105 nC

Celkové ztráty (vodivostní i přepínací) na diodě lze vypočítat následovně:

$$P_{DBOOST} = U_{f,max} \cdot I_{out,max} + \frac{1}{2} \cdot f_{PFC} \cdot U_{out} \cdot Q_{rr} = 1 V \cdot 0,33 A + \\ + \frac{1}{2} \cdot 95 \cdot 10^3 Hz \cdot 390 V \cdot 105 \cdot 10^{-9} C = 2,28 W, \quad (3.4)$$

kde

$$I_{out,max} = \frac{P_{out,max}}{U_{out}} = \frac{130 W}{390 V} = 0,33 A \quad (3.5)$$

Chlazení diody je provedeno pomocí plochy mědi na plošném spoji.

4 NÁVRH A REALIZACE HLAVNÍHO MĚNIČE

Měnič je realizován jako jednočinný propustný se dvěma spínači. Kompletní schéma zapojení je zobrazeno v příloze B.1. Hlavním požadavkem na měnič je dodávat do zátěže (LED diody) konstantní stejnosměrný proud $I_{LED} = 3 A$. V tab. 4.1 jsou zobrazeny parametry měniče.

Tab. 4.1: Vstupní konstanty a parametry potřebné pro návrh měniče

Parametr	Označení	Hodnota
Proud LED diodou	I_{LED}	3 A
Napětí na zátěži při I_{LED}	U_z	30 V
Napětí stejnosměrného meziobvodu	U_d	390 V
Činitel plnění jádra mědi	$k_{p,Cu}$	0,2
Maximální zdvih indukce	$(B_{max} - B_r)$	0,3 T
Střída spínání tranzistorů	s	0,35
Kmitočet spínání tranzistorů	f	75,7 kHz
Maximální zvlnění proudu zátěží	ΔI_{LED}	10 %
Relativní permeabilita jádra	$\mu_{r,Fe}$	1500
Dovolená proudová hustota v transformátoru	σ_{tr}	$2 \cdot 10^6 A m^{-2}$
Měrný odpor mědi při 20 °C	ρ_{20}	$1,8 \cdot 10^{-8} \Omega m$

4.1 Návrh pulzního výkonového transformátoru

Nejprve zjistíme nejmenší velikost (součin $S_0 \cdot S_{Fe}$) jádra pro přenesení minimálního požadovaného výkonu

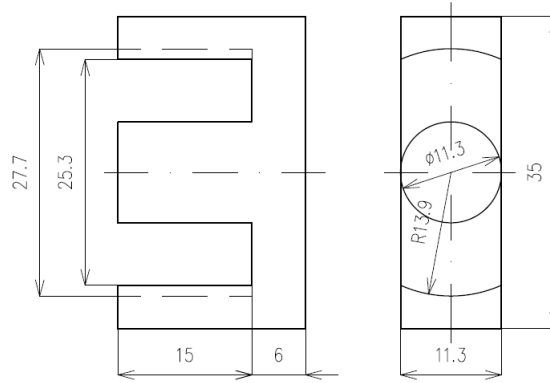
$$\begin{aligned}
 S_0 S_{Fe,min} &= \frac{P_{z,min}}{k_{p,Cu} \sigma_{tr} f (B_{max} - B_r) \sqrt{s}} = \\
 &= \frac{100 W}{0,2 \cdot 2 \cdot 10^6 A m^{-2} \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot 0,3 T \cdot \sqrt{0,35}} = 18,59 \cdot 10^{-9} m^4. \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

Bylo zvoleno jádro *EC35* jako jedno z nejčastěji používaných jader v ATX počítačových zdrojích. Náčrtek poloviny tohoto jádra je uveden na Obr. 4.1. Průřez sloupku určíme takto

$$S_{Fe} = \pi \frac{d_{Fe,tr}^2}{4} = \pi \frac{(11,3 \cdot 10^{-3} m)^2}{4} = 0,1 \cdot 10^{-3} m^2 \quad (4.2)$$

a plochu okna určíme z náčrtku 4.1

$$S_o = (8,2 \cdot 10^{-3} m \cdot 30 \cdot 10^{-3} m) = 0,2475 \cdot 10^{-3} m^2. \quad (4.3)$$



Obr. 4.1: Jádru typu EC35

Součin $S_0 S_{Fe}$ jádra EC35 potom bude

$$S_0 S_{Fe} = 0,1 \cdot 10^{-3} m^2 \cdot 0,2475 \cdot 10^{-3} m^2 = 24,75 \cdot 10^{-9} m^4. \quad (4.4)$$

Je zřejmé, že platí podmínka

$$S_0 S_{Fe,min} \leq S_0 S_{Fe} \Rightarrow 18,59 \cdot 10^{-9} m^4 \leq 24,75 \cdot 10^{-9} m^4, \quad (4.5)$$

proto můžeme v návrhu pokračovat. Nyní vypočteme výkon, který je schopno vybrané jádro při zadaných podmínkách přenést:

$$P_z = k_{p,Cu} \sigma_{tr} f(B_{max} - B_r) \sqrt{s} S_0 S_{Fe} = 0,2 \cdot 2 \cdot 10^6 Am^{-2} \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot 0,3 T \cdot \sqrt{0,35} \cdot 24,75 \cdot 10^{-9} m^4 = 133,5 W. \quad (4.6)$$

Pro tento výkon vypočteme proud zátěží

$$I_z = \frac{P_z}{U_z} = \frac{133,5 W}{30 V} = 4,45 A. \quad (4.7)$$

Proud I_z je maximální proud, který je měnič schopen do zátěže dodat při střídě $s = 0,35$. Regulační smyčka je nastavena tak, aby regulovala střidu na hodnotu úměrnou požadovanému proudu zátěží 3 A. Nyní určíme nejvyšší možnou špičkovou hodnotu magnetizačního proudu $I_{\mu,max}$ v režimu, kdy je střída maximální možná $s = s_{max} = 0,5$.

$$I_{\mu,max} = \frac{2 f (B_{max} - B_r)^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_{r,Fe}} = \frac{2 \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot (0,3 T)^2 \cdot 0,1034 m \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} m^2}{390 V \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} Hm^{-1} \cdot 1500} = 0,192 A, \quad (4.8)$$

kde l_{Fe} je střední délka magnetické siločáry v jádře. Její výpočet vychází z náčrtu 4.1. Magnetizační proud vyšel relativně malý v poměru k pracovnímu proudu, proto jej můžeme zanedbat. Transformátor má celkem tři vinutí:

- Primární
- Sekundární
- Primární pomocné

Pomocné vinutí je určeno k napájení řídicího obvodu v době ustáleného chodu měniče ¹. Potřebný počet závitů primárního vinutí určíme takto

$$N_{prim} = \frac{U_d}{2f(B_{max} - B_r)S_{Fe}} = \frac{390V}{2 \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot 0,3T \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} m^2} = 86, \quad (4.9)$$

počet závitů sekundárního vinutí transformátoru je potom

$$N_{sek} = \frac{U_z N_{prim}}{U_d s} = \frac{30V \cdot 86}{390V \cdot 0,35} = 19. \quad (4.10)$$

Z katalogu řídicího obvodu *UCC3813-1* [18] je zřejmé, že vhodné napájecí napětí se pohybuje v rozmezí $U_{cc} = 9,4V \div 12V$. Byla zvolena hodnota $U_{cc} = 12V$ dle referenčního návrhu [4]. Jelikož je výstupní napětí z pomocného primárního vinutí stabilizováno sériovým lineárním stabilizátorem *UA7812* [19] s pevným výstupním napětím $12V$, jehož minimální úbytek napětí při $1A$ je $2V$ a jelikož úbytek napětí vzniká také na usměrňovací diodě D_{10} a tlumivce L_3 , musí mít napětí indukované do pomocného primárního vinutí střední hodnotu vyšší minimálně o $3V$. Proto bylo zvoleno výstupní napětí pomocného primárního vinutí $U_{prim,pom} = 17V$. Potom počet závitů primárního pomocného vinutí vychází

$$N_{prim,pom} = \frac{U_{prim,pom} N_{prim}}{U_d s} = \frac{17V \cdot 86}{390V \cdot 0,35} = 11 \quad (4.11)$$

Výpočet efektivní hodnoty proudu sekundárním vinutím

$$I_{sek,ef} = I_z \sqrt{s} = 4,45A \cdot \sqrt{0,35} = 1,56A \quad (4.12)$$

a efektivní hodnota proudu primárním vinutím je

$$I_{prim,ef} = I_{sek,ef} \frac{N_{sek}}{N_{prim}} = 1,56A \cdot \frac{19}{86} = 0,34A. \quad (4.13)$$

Součástí řešení je také zjištění hloubky vniku, která roste s kmitočtem a charakterizuje skin-efekt ve vodiči.

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{2\rho_{20}}{\omega\mu_0}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega m}{2 \cdot \pi \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H m^{-1}}} = 0,265 mm. \quad (4.14)$$

¹V době rozběhu měniče je řídicí obvod napájen z napětí mezilehlého obvodu přes odpory R_3 a R_4

Průměr vodiče by neměl být větší než dvojnásobek hloubky vniku, to znamená

$$d_{Cu} \leq 2\delta_{Cu} = 2 \cdot 0,265 \text{ mm} = 0,53 \text{ mm}. \quad (4.15)$$

Při zvolené proudové hustotě vypočítáme průřez vodiče sekundárního vinutí

$$S_{Cu,sek} = \frac{I_{sek,ef}}{\sigma_{tr}} = \frac{1,56 \text{ A}}{2 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}} = 7,787 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2 \approx 0,79 \text{ mm}^2 \quad (4.16)$$

a z něj potom průměr tohoto vodiče

$$d_{Cu,sek} = \sqrt{\frac{4 S_{Cu,sek}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,79 \text{ mm}^2}{\pi}} = 1 \text{ mm}. \quad (4.17)$$

Je zřejmé že podmínka ze vzorce 4.15 není splněna, proto je použito více paralelních izolovaných vodičů o menším průřezu. Analogicky jako v rovnici 4.16 vypočteme nejmenší průřez vodiče primárního vinutí.

$$S_{Cu,prim} = \frac{I_{prim,ef}}{\sigma_{tr}} = \frac{0,34 \text{ A}}{2 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}} = 1,72 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2 = 0,172 \text{ mm}^2 \quad (4.18)$$

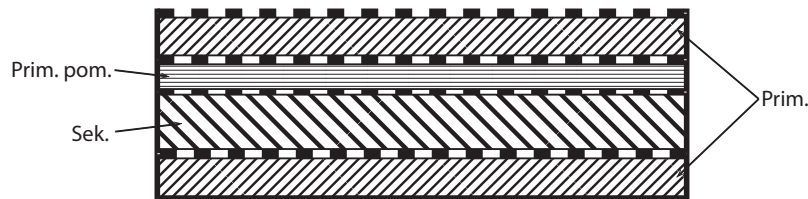
a z něj průměr

$$d_{Cu,prim} = \sqrt{\frac{4 S_{Cu,prim}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,172 \text{ mm}^2}{\pi}} = 0,47 \text{ mm}. \quad (4.19)$$

Zde je podmínka daná rovnicí 4.15 splněna, proto lze použít obyčejný vodič kruhového průřezu. Proudové zatížení vodiče pomocného vinutí je zanedbatelné, proto může mají malý průměr ($0,25 \text{ mm}$), který podmínce 4.15 vyhovuje. Vypočtené parametry transformátoru jsou shrnuty v tab. 4.2. Rozvrstvení vinutí transformátoru je zobrazeno na Obr. 4.2. Primární vinutí je provedeno vodičem o průměru $0,5 \text{ mm}$ a je rozděleno na poloviny, každá z nich má

$$\frac{N_{prim}}{2} = \frac{86}{2} = 43 \text{ závitů}. \quad (4.20)$$

Sekundární vinutí je navinuto pomocí tří paralelních vodičů o průměru $0,5 \text{ mm}$. Primární vinutí je od ostatních izolováno třemi vrstvami elektrotechnické izolační pásky, ostatní izolace je provedena jednou vrstvou této pásky [10].



Obr. 4.2: Rozložení vrstev vinutí transformátoru

Tab. 4.2: Vypočtené parametry transformátoru na jádře EC35

Parametr	Označení	Hodnota
Charakteristický rozměr jádra	$S_0 S_{Fe}$	$24,75 \cdot 10^{-9} m^4$
Průřez sloupku	S_{Fe}	$0,1 \cdot 10^{-3} m^2$
Plocha okna	S_o	$0,2475 \cdot 10^{-3} m^2$
Střední délka mag. siločáry	l_{Fe}	$103,4 mm$
Přenesený výkon při $s = 0,35$	P_z	$133,5 W$
Max. magnetizační proud	$I_{\mu,max}$	$0,192 A$
Počet závitů prim. vinutí	N_{prim}	86
Počet závitů sek. vinutí	N_{sek}	19
Počet závitů prim. pom. vinutí	$N_{prim,pom}$	11
Efektivní hodnota proudu prim. vinutím	$I_{prim,ef}$	$0,34 A$
Efektivní hodnota proudu sek. vinutím	$I_{sek,ef}$	$1,56 A$
Průřez vodiče prim. vinutí	$S_{Cu,prim}$	$0,17 mm^2$
Průřez vodiče sek. vinutí	$S_{Cu,sek}$	$0,79 mm^2$

4.2 Dimenzování polovodičů

Nyní vypočítáme potřebné hodnoty proudů a napětí pro dimenzování polovodičů. Jejich označení vychází ze schématu v příloze B.1. Primární nulové diody D_3 a D_6 :

$$I_{D3,D6,\check{s}p} = I_{\mu,max} + I_z \frac{N_{sek}}{N_{prim}} = 0,192 A + 4,45 A \frac{19}{86} = 1,18 A, \quad (4.21)$$

$$I_{D3,D6,stř} = I_{\mu,max} \frac{s}{2} = 0,192 \frac{0,35}{2} = 0,03 A, \quad (4.22)$$

$$I_{D3,D6,ef} = I_{\mu,max} \sqrt{\frac{s}{2}} = 0,192 \sqrt{\frac{0,35}{2}} = 0,08 A, \quad (4.23)$$

$$U_{D3,D6,KA,max} = U_d = 390 V. \quad (4.24)$$

Sekundární usměrňovací dioda $D_{7(1)}$:

$$I_{D7(1),\check{s}p} = I_z = 4,45 A, \quad (4.25)$$

$$I_{D7(1),stř} = I_z s = 4,45 A \cdot 0,35 = 1,56 A, \quad (4.26)$$

$$I_{D7(1),ef} = I_z \sqrt{s} = 4,45 A \cdot \sqrt{0,35} = 2,63 A, \quad (4.27)$$

$$U_{D7(1),KA,max} = \frac{U_z}{s} = \frac{30 V}{0,35} = 85,7 V. \quad (4.28)$$

Sekundární nulová dioda $D_{7(2)}$:

$$I_{D7(2),šp} = I_z = 4,45 A, \quad (4.29)$$

$$I_{D7(2),stř} = I_z (1 - s) = 4,45 A \cdot (1 - 0,35) = 2,89 A, \quad (4.30)$$

$$I_{D7(2),ef} = I_z \sqrt{1 - s} = 4,45 A \cdot \sqrt{1 - 0,35} = 3,59 A, \quad (4.31)$$

$$U_{D7(2),KA,max} = \frac{U_z}{s} = \frac{30 V}{0,35} = 85,7 V. \quad (4.32)$$

Tranzistory Q_1 a Q_2 :

$$I_{Q,šp} = I_{\mu,max} + I_z \frac{N_{sek}}{N_{prim}} = 0,192 A + 4,45 A \frac{19}{86} = 1,18 A, \quad (4.33)$$

$$I_{Q,stř} = I_z \frac{N_{sek}}{N_{prim}} s = 4,45 A \frac{19}{86} 0,35 = 0,34 A, \quad (4.34)$$

$$I_{Q,ef} = I_z \frac{N_{sek}}{N_{prim}} \sqrt{s} = 4,45 A \frac{19}{86} \sqrt{0,35} = 0,58 A, \quad (4.35)$$

$$U_{Q,DS,max} = U_d = 390 V. \quad (4.36)$$

Maximální hodnota napětí stejnosměrného meziobvodu může být chvilkově i vyšší a závisí na vstupním PFC obvodu, nejvýše však může dosáhnout hodnoty

$$U_{PFC,OVP,109\%} = 1,09 \cdot U_d = 1,09 \cdot 390 V \approx 425 V. \quad (4.37)$$

4.3 Výběr hlavních polovodičových součástek

Volba **spínacího tranzistoru** se odvíjí od efektivní hodnoty proudu $I_{Q,ef}$ a kmitočtu jeho spínání f . Jelikož je efektivní hodnota proudu tranzistorem relativně malá a spínací kmitočet vysoký, je vhodné použít velice rychlý tranzistor MOS-FET i za cenu vyššího odporu kanálu v sepnutém stavu $R_{DS,on}$. Byly zvoleny tranzistory $TK5A60W$, stejné jako v návrhu PFC obvodu. Potřebné parametry zmíněného tranzistoru již byly shrnuty v tabulce 3.2.

Požadavkem na **primární nulovou diodu** je hlavně krátká doba zotavení t_{rr} a schopnost pracovat při napětí nejméně 500 V. Byla zvolena SMD dioda $MURS260-M3$

Tab. 4.3: Parametry diody MURS260-M3 při teplotě přechodu $\theta_j = 25^\circ C$ [24]

Parametr	Označení	Hodnota
Maximální přiložené závěrné napětí	$U_{KA,max}$	600 V
Střední hodnota usměrněného proudu	$I_{f,stř,max}$	2 A
Neopakovatelný špičkový proud (8,3 ms)	$I_{f,šp,max}$	35 A
Nejdelší doba zotavení	$t_{rr,max}$	75 ns
Maximální úbytek napětí při $I_{f,stř,max}$	$U_{f,max}$	1,45 V
Prahové napětí	U_p	0,6 V
Tepelný odpor přechod-vývod	$R_{\theta,jl}$	15 °CW ⁻¹

výrobce Vishay s následujícími parametry **Sekundární usměrňovací $D_{7(1)}$ a nulová dioda $D_{7(2)}$** musí být rychlá, musí pracovat s relativně velkými proudy a zvládat napěťové překmity nejméně 200 V. Dioda *CSD20060D* od výrobce CREE je pro tuto aplikaci vhodná. V jednom pouzdře TO-247 slučuje dvě velice rychlé Schottkyho diody se společnou katodou. Některé její důležité parametry jsou shrnuty v tab. 4.4 [1].

Tab. 4.4: Parametry diody CSD20060 [1]

Parametr	Označení	Hodnota
Maximální závěrné napětí	$U_{KA,max}$	600 V
Střední hodnota usměrněného proudu	$I_{f,stř,max}$	10 A
Opakovatelný špičkový proud	$I_{f,šp,max}$	25 A
Maximální úbytek napětí při $I_{f,stř,max}$	$U_{f,max}$	1,8 V
Prahové napětí při $\theta_j = 25^\circ C$	$U_{p,25}$	0,8 V
Tepelný odpor přechod-pouzdro	$R_{\theta,jc}$	1,08 °CW ⁻¹
Maximální dovolená teplota přechodu	$\theta_{j,max}$	150 °C

4.4 Výpočet ztrát na polovodičích

Vodivostní ztráty na tranzistoru MOS-FET lze vypočítat takto

$$P_{Q,ved} = R_{DS,on} I_{Q,ef}^2 = 0,77 \Omega \cdot (0,58 A)^2 = 0,26 W. \quad (4.38)$$

Spínací ztráty lze zjednodušeně vypočítat následovně

$$P_{Q,př} = \frac{1}{4} f I_{Q,šp} U_d (t_{on} + t_{off}) = \frac{1}{4} \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot 1,18 A \cdot 390 V \cdot (58 \cdot 10^{-9} s + 57 \cdot 10^{-9} s) = 1 W. \quad (4.39)$$

Celkový ztrátový výkon na tranzistoru bude

$$P_{Q,celk} = P_{Q,ved} + P_{Q,př} = 0,26 W + 1 W = 1,26 W . \quad (4.40)$$

Ztrátový výkon na primární nulové diodě je dán

$$\begin{aligned} P_{D3,D6,ztr} &= U_p I_{D3,D6,stř} + R_{D3,D6} I_{D3,D6,ef}^2 = \\ &= 0,6 V \cdot 0,03 A + 0,25 \Omega \cdot (0,08 A)^2 = 0,022 W = 22 mW , \end{aligned} \quad (4.41)$$

kde $R_{D3,D6}$ je dynamický odpor diody odečtený z VA charakteristiky diody. Ztrátový výkon na sekundární usměrňovací diodě $D_{7(1)}$ je roven

$$\begin{aligned} P_{D7(1),ztr} &= U_p I_{D7(1),stř} + R_{D7} I_{D7(1),ef}^2 = \\ &= 0,8 V \cdot 1,56 A + 0,057 \Omega \cdot (2,63 A)^2 = 1,64 W , \end{aligned} \quad (4.42)$$

kde R_{D7} je dynamický odpor této diody odečtený z VA charakteristiky. Na sekundární nulové diodě $D_{7(2)}$ se ztrátový výkon vypočte analogicky

$$\begin{aligned} P_{D7(2),ztr} &= U_p I_{D7(2),stř} + R_{D7} I_{D7(2),ef}^2 = \\ &= 0,8 V \cdot 2,89 A + 0,057 \Omega \cdot (3,59 A)^2 = 3,05 W . \end{aligned} \quad (4.43)$$

Protože jsou diody $D_{7(1)}$ a $D_{7(2)}$ totožné a jsou v jednom pouzdře, celkový ztrátový výkon obou diod odvedený z pouzdra TO-247 je dán součtem dílčích ztrátových výkonů

$$P_{TO247} = P_{D7(1),ztr} + P_{D7(2),ztr} = 1,64 W + 3,05 W = 4,69 W \approx 4,7 W . \quad (4.44)$$

4.5 Návrh chlazení polovodičů

Ztrátový výkon na primárních nulových diodách na nich způsobí zanedbatelné oteplení

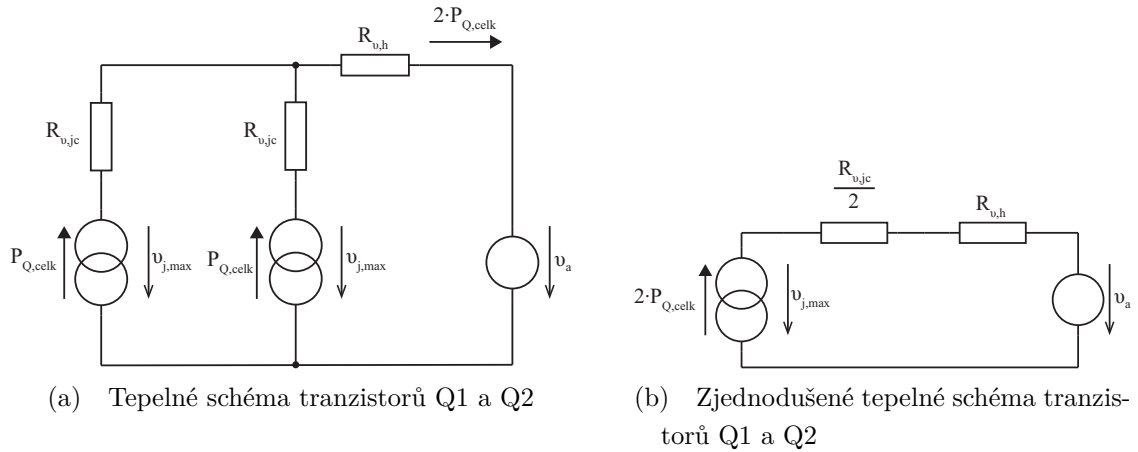
$$\Delta\theta_{D3,D6} = P_{D3,D6,ztr} R_{\theta,jl} = 0,022 W \cdot 15^\circ C W^{-1} = 0,33^\circ C , \quad (4.45)$$

pokud uvažujeme, že je teplo přes vývody dostatečně odvedeno do DPS, nemusí být dioda více chlazená. Ztrátový výkon $P_{D3,D6,ztr} = 22 mW$ je schopna uchládit plochou svého pouzdra a přes vývody při oteplení dle 4.45.

Maximální teplota přechodu spínacích tranzistorů je $\theta_{j,max} = 150^\circ C$. Aniž bychom použili jakýkoliv chladič, teplota přechodu při vypočteném ztrátovém výkonu (dle vztahu 4.40) a zvolené teplotě okolí $\theta_a = 40^\circ C$, jakožto nejhorší uvažovanou možností, dosáhne hodnoty

$$\theta_{j,zch} = \Delta\theta + \theta_a = P_{Q,celk} R_{\theta,ja} + \theta_a = 1,26 W \cdot 62,5^\circ C W^{-1} + 40^\circ C = 119^\circ C . \quad (4.46)$$

V reálu však budou na tranzistorech větší ztráty než vypočtené, protože s teplotou rostou časy t_{on} a t_{off} . Pokud by ztráty vzrostly na dvojnásobek či bychom chtěli tranzistor chladit na nižší teplotu než kritickou, bude nutné použít chladič. Na Obr. 4.3a je zobrazeno zjednodušené tepelné schéma obou tranzistorů Q1 a Q2 na jednom chladiči. Tranzistory jsou dodávány v celoplastovém pouzdře TO-220SIS, čímž odpadá nutnost použití izolační podložky při montáži na chladič. Cílem je určit velikost chladiče, tedy jeho tepelný odpor $R_{\theta,h}$. Při tepelném výpočtu nebudeme uvažovat tepelný odpor nepatrné vrstvy teplovodivé pasty nanesené mezi tranzistorem a chladičem. Tepelné schéma 4.3a lze zjednodušit na tvar 4.3b úpravou paralelní



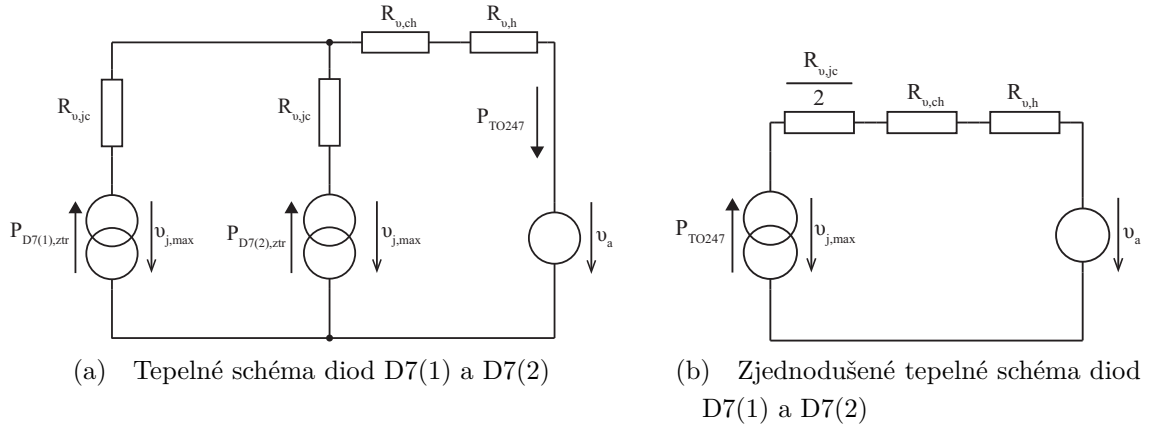
Obr. 4.3: Tepelná schémata pro návrh chladiče spínacích tranzistorů

kombinace totožných tepelných odporů $R_{\theta,jc}$ a sečtením tepelného toku od obou tranzistorů. Zvolíme-li maximální možnou teplotu kanálu $\theta_j = 80^\circ C$ a teplotu okolí $\theta_a = 40^\circ C$, známe všechno potřebné pro výpočet tepelného odporu chladiče

$$R_{\theta,h} = \frac{\theta_{j,max} - \theta_a}{2 \cdot P_{Q,celk}} - \frac{R_{\theta,jc}}{2} = \frac{80^\circ C - 40^\circ C}{2 \cdot 1,26 W} - \frac{4,17^\circ C W^{-1}}{2} = 13,8^\circ C W^{-1}. \quad (4.47)$$

Použitím relativně malého chladiče o tepelném odporu $R_{\theta,h} = 13,8^\circ C W^{-1}$ můžeme výrazně snížit maximální teplotu čipu, čímž obvykle prodloužíme jeho životnost.

Podobným způsobem navrhne chladič pro výkonové usměrňovací diody na sekundárním vinutí transformátoru v pouzdře TO247. Tepelné schéma uvedené na Obr. 4.4a se od tepelného schématu tranzistorů dle Obr. 4.3a liší pouze v rozdílném tepelném toku od každé z diod a v přidaném tepelném odporu pouzdro-chladič, který při použití izolační podložky již není zanedbatelný. Schéma 4.4a se dá zjednodušit spojením totožných paralelních tepelných odporů $R_{\theta,jc}$ do nového s poloviční hodnotou. Tepelné toky od obou diod se potom dají sečíst, čímž vznikne celkový tepelný tok P_{TO247} dle 4.44. Zjednodušené tepelné schéma je naznačeno na Obr. 4.4b. Byla



Obr. 4.4: Tepelná schémata pro návrh chladiče diod

zvolena běžná silikonová izolační podložka s tepelným odporem $R_{\theta,ch} = 0,4^{\circ}CW^{-1}$ a teplotní podmínky zůstávají stejné jako u výpočtu chladiče tranzistoru, tj. maximální možná teplota čipu $\theta_j = 80^{\circ}C$ a teplota okolí $\theta_a = 40^{\circ}C$. Tepelný odpor chladiče diod bude

$$R_{\theta,h} = \frac{\theta_{j,max} - \theta_a}{P_{TO247}} - \frac{R_{\theta,jc}}{2} - R_{\theta,ch} = \frac{80^{\circ}C - 40^{\circ}C}{4,7W} - \frac{1,08^{\circ}CW^{-1}}{2} - 0,4^{\circ}CW^{-1} = 7,6^{\circ}CW^{-1}. \quad (4.48)$$

Pro fyzickou realizaci měniče byl zvolen chladič s tepelným odporem $R_{\theta,h} = 6,2^{\circ}CW^{-1}$ viz. [7].

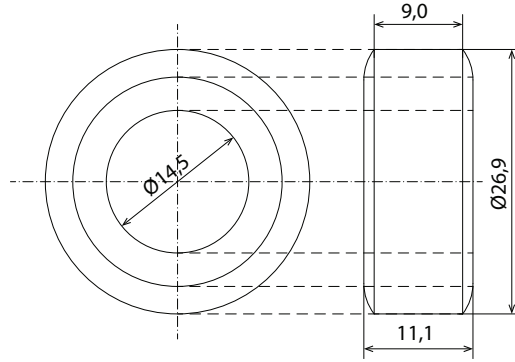
4.6 Návrh výstupního filtru

Regulace probíhá na konstantní výstupní proud, měnič se teoreticky chová jako ideální zdroj proudu a filtrační kondenzátor na připojený paralelně k zátěži by se mohl zdát zbytečný. V praxi se však kondenzátor rozumné kapacity osazuje z důvodu zvlnění výstupního napětí měniče. Maximální zvlnění proudu výstupní tlumivkou L_1 bylo zvoleno 10%, čemuž odpovídá amplituda zvlnění proudu

$$\Delta I_{LED} = 0,1 I_z = 0,1 \cdot 3 A = 300 mA, \quad (4.49)$$

potom minimální indukčnost tlumivky L_1 vypočítáme takto

$$L_{tl} = \frac{U_{KA,max}}{2f \Delta I_{LED}} (1 - s) s = \frac{85,7 V}{2 \cdot 75,7 \cdot 10^3 Hz \cdot 0,3 A} (1 - 0,35) 0,35 = 430 \mu H, \quad (4.50)$$



Obr. 4.5: Jádru tlumivky L_1

kde $U_{KA,max}$ je výška napěťových pulsů na sekundární straně transformátoru za usměrňovací diodou $D_{7(1)}$ [10]. Tlumivka byla zhotovena na železoprachovém toroidním jádře (nákres viz. 4.5) s plochou $S_{Fe,tl} = 69 \text{ mm}^2$ a střední délkou magnetické siločáry $l_{Fe,tl} = 65 \text{ mm}$. Jelikož k jádru nejsou dostupné žádné podklady, bylo nutné zjistit relativní permeabilitu materiálu, ze kterého je vyrobena. Cvičně bylo navinuto 23 závitů a při tomto počtu závitů zjištěna indukčnost $L_{tl,t} = 53 \mu\text{H}$, čemuž odpovídá relativní permeabilita

$$\mu_{r,tl} = \frac{L_{tl,t} l_{Fe,tl}}{N_{tl,t}^2 \mu_0 S_{Fe,tl}} = \frac{53 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 65 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{23^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} \cdot 69 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 75,11 \doteq \doteq 75. \quad (4.51)$$

Známe-li relativní permeabilitu, můžeme ze stejného vztahu vyjádřit počet závitů pro požadovanou minimální indukčnost $L_{tl} = 430 \mu\text{H}$

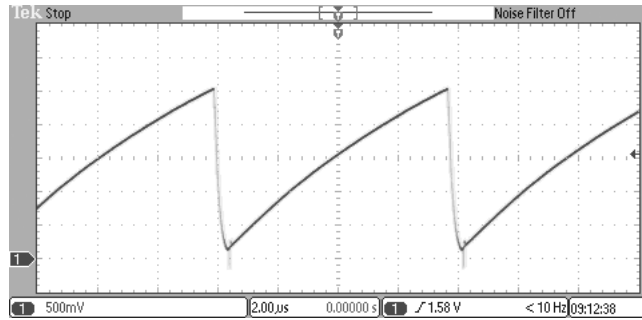
$$N_{tl} = \sqrt{\frac{L_{tl} l_{Fe,tl}}{\mu_0 \mu_{r,tl} S_{Fe,tl}}} = \sqrt{\frac{430 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 65 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} \cdot 75 \cdot 69 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2}} \doteq 65. \quad (4.52)$$

Průřez vodiče volíme tak, aby s proudovou hustotou $\sigma_{tl} = 3 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}$ přenesl proud $I_{LED} = 3 \text{ A}$,

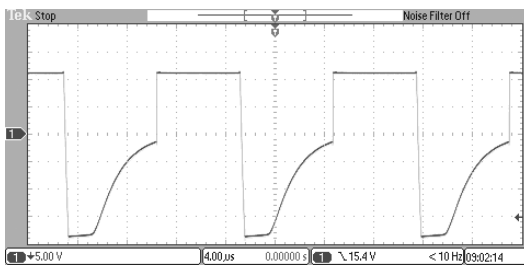
$$S_{Cu,tl} = \frac{I_{LED}}{\sigma_{tl}} = \frac{3 \text{ A}}{3 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}} = 1 \text{ mm}^2. \quad (4.53)$$

4.7 Výsledky měření měniče

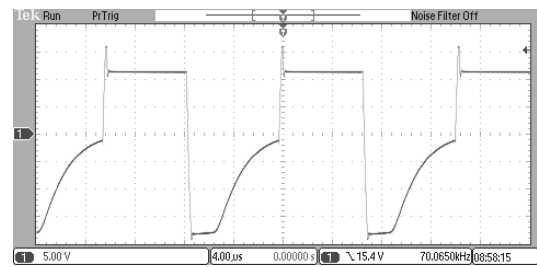
Měnič byl oživen a byly změřeny následující průběhy. Na Obr. 4.6 je zobrazen průběh napětí na vývodu č.4 řídicího obvodu. Toto pilovité napětí má dvojnásobný kmitočet oproti výstupním PWM pulzům na vývodu č.6 viz. 4.8a.



Obr. 4.6: Pilovité napětí určující kmitočet PWM (měřeno při $U_{nap} = 0V$)

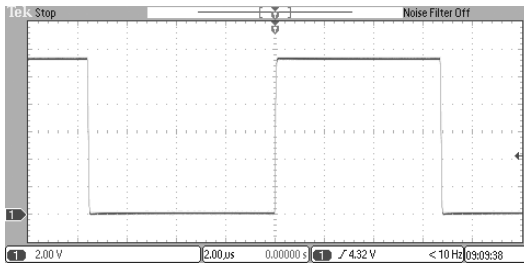


(a) Primární vinutí

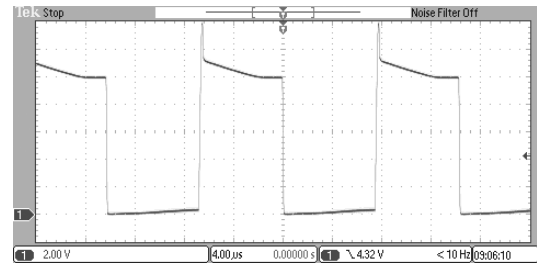


(b) Sekundární vinutí

Obr. 4.7: Napětí na budícím transformátoru T1 při $U_{nap} = 0V$

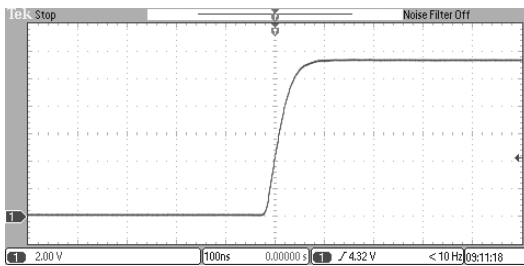


(a) Tranzistor Q1

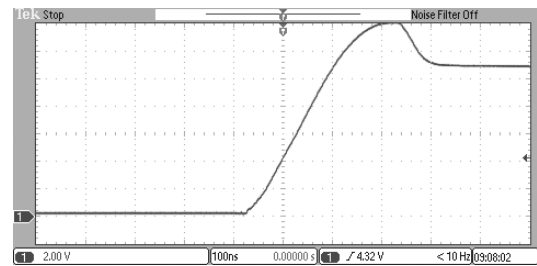


(b) Tranzistor Q2

Obr. 4.8: Napětí U_{GS} spínacích tranzistorů při $U_{nap} = 0V$



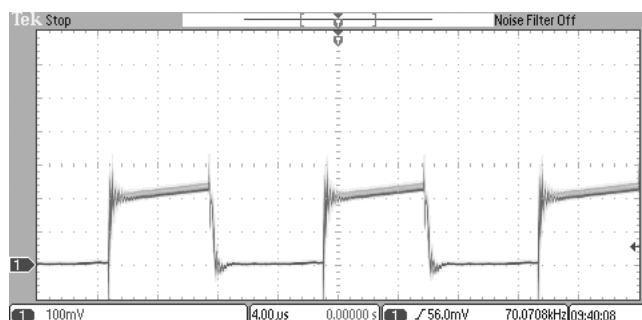
(a) Tranzistor Q1



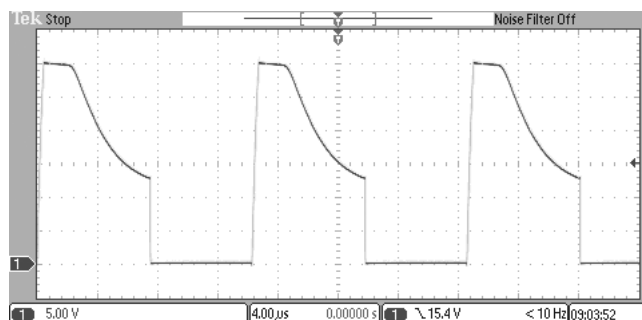
(b) Tranzistor Q2

Obr. 4.9: Detail náběžné hrany napětí U_{GS} spínacích tranzistorů při $U_{nap} = 0V$

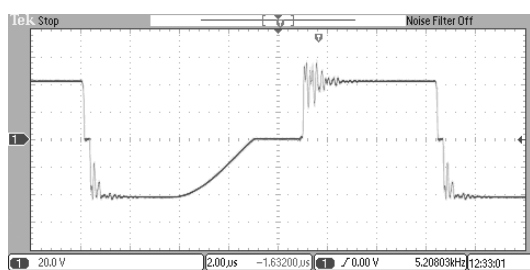
Z Obr. 4.8 je patrný rozdíl mezi budícími signály tranzistorů Q1 a Q2², nicméně oba jsou dostatečně kvalitní.



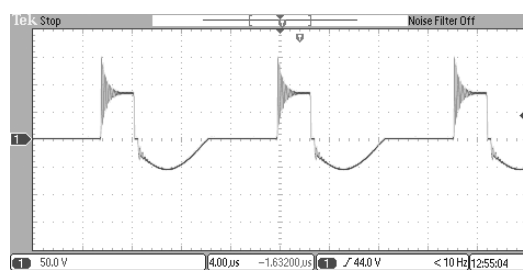
Obr. 4.10: Průběh napětí na bočníku R11 při $U_{nap} = 68 V$



Obr. 4.11: Průběh napětí U_{DS} na tranzistoru Q2 při $U_{nap} = 30 V$



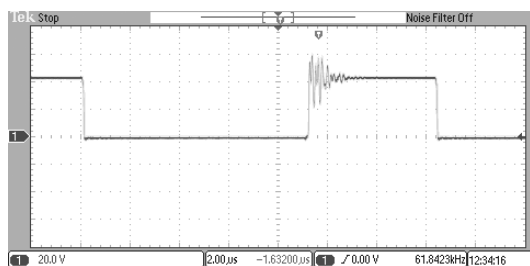
(a) Při $U_{nap} = 150 V$



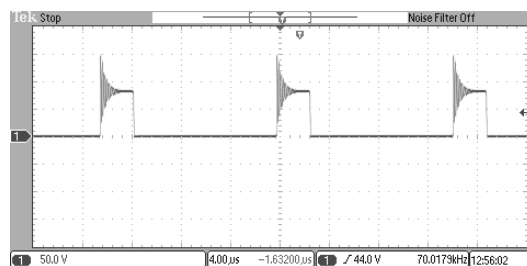
(b) Při $U_{nap} = 300 V$

Obr. 4.12: Napětí na sekundáru transformátoru

²Buzení tranzistoru Q2 musí být galvanicky odděleno od řídicího obvodu, neboť elektroda S tohoto tranzistoru se nenachází na stejném potenciálu jako zem řídicího obvodu

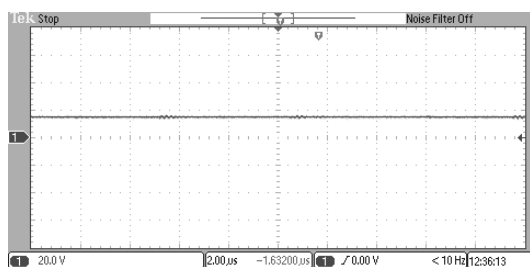


(a) Při $U_{nap} = 150\text{ V}$

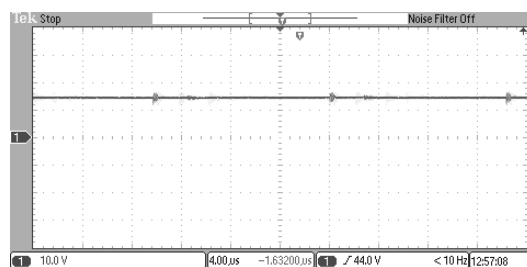


(b) Při $U_{nap} = 300\text{ V}$

Obr. 4.13: Napětí za výstupním usměřňovačem



(a) Při $U_{nap} = 150\text{ V}$



(b) Při $U_{nap} = 300\text{ V}$

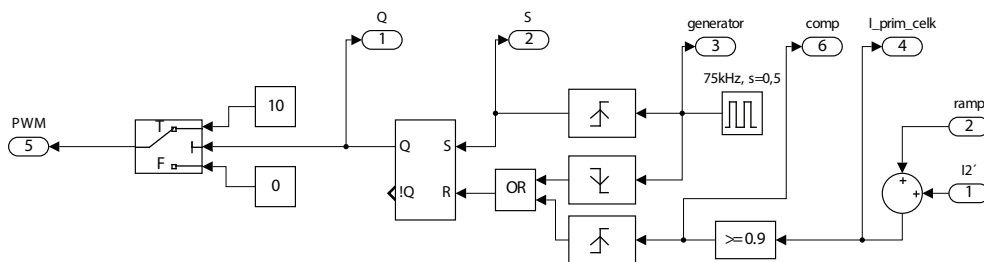
Obr. 4.14: Napětí na zátěži $R_z = 10\ \Omega$

Průběh na Obr. 4.10 zobrazuje okamžitou hodnotu napětí (proudu) na bočníku R11. Napětí na tomto bočníku může dosáhnout maximální 0,9 V, po překročení této hodnoty řídicí obvod okamžitě vypíná výkonové tranzistory (zkracuje maximální střihu $s_{max} = 0,5$). V důsledku překmitu napětí na R11 těsně po zapnutí Q1 a Q2 by byla tato hodnota překročena a celý obvod by přestal fungovat. Proto je obvod *UCC3813* vybaven funkcí *Leading edge blanking*, která po dobu 100 ns po sepnutí Q1 a Q2 vypíná vstup CS, neřídí se tedy dle informace z bočníku. V tomto návrhu měniče neexistuje žádná nadřazená proudová smyčka, která by regulovala skutečný proud zátěží. To ovšem není potřeba, jelikož efektivní hodnota proudu zátěží je přímo úměrná efektivní hodnotě proudu primárním vinutím. Z Obr. 4.13 a Obr. 4.12 je zřejmá reakce měniče na změnu úrovně napájecího napětí. Na zvýšení úrovně napájecího napětí měnič dle očekávání reaguje úměrným snížením střidy tak, aby na výstupu zajistil neměnný proud.

5 MODEL HLAVNÍHO MĚNIČE V PROSTŘEDÍ MATLAB-SIMULINK

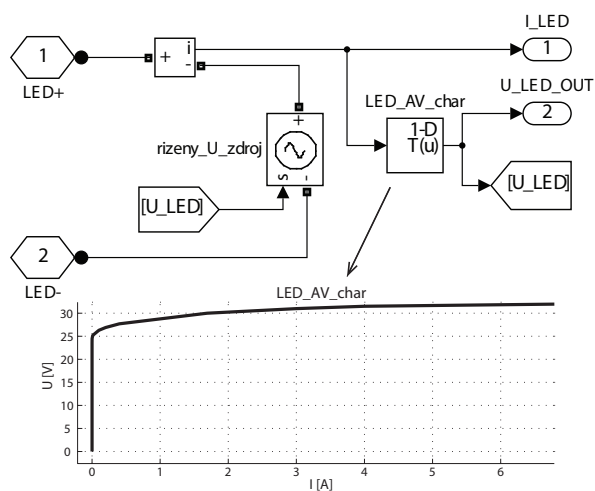
Jak již bylo uvedeno výše, řízení PWM probíhá v závislosti na napětí na bočníku, tedy v závislosti na proudu primárním vinutím transformátoru.

Model takového regulátoru omezujícího v každém cyklu šířku řídicího pulzu tranzistorů Q1 a Q2 na základě okamžité velikosti proudu primárním vinutím transformátoru je zobrazen na Obr. 5.1. Průběhy důležitých signálů regulátoru jsou přiloženy v C.2. Výstup Q RS klopného obvodu přejde do stavu log. 1 poté, co jeho vstup S detekuje náběžnou hranu generátoru signálu *generator*. Do log. 0 přejde buď při detekci sestupné hrany tohoto signálu ($s = 0,5$) nebo při detekci náběžné hrany signálu *comp* ($s < 0,5$). Výstup RS KO je následně desetkrát zesílen pro dosažení dostatečné úrovně signálu PWM.



Obr. 5.1: Vnitřní schéma bloku regulátoru

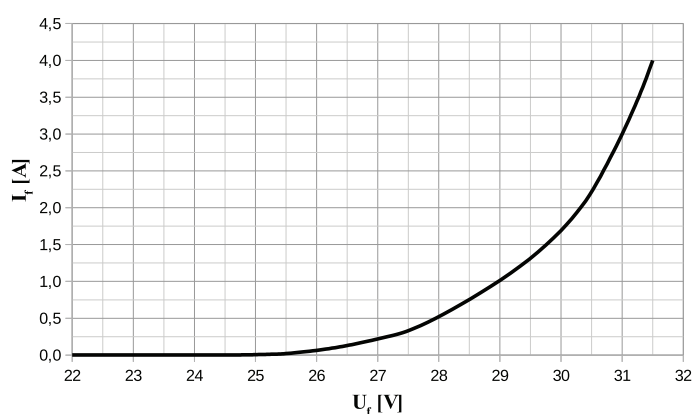
Z teoretických průběhů napětí na transformátoru a za výstupním usměrňovačem viz. C.3 je patrné, že se podobají naměřeným průběhům na Obr. 4.12 a Obr. 4.13.



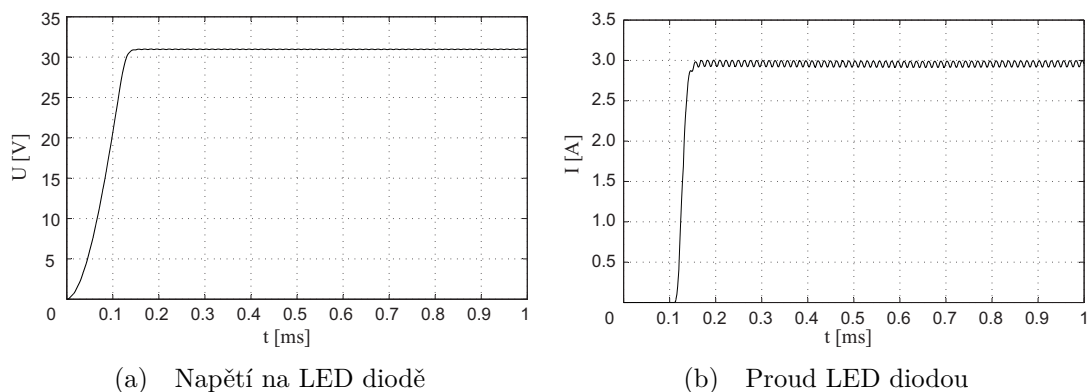
Obr. 5.2: Vnitřní schéma bloku LED diody

Model zátěže měniče, tedy LED diody, je zobrazen na Obr. 5.2. LED dioda je v obvodové části modelu reprezentována řízeným stejnosměrným napěťovým zdrojem. Velikost napětí na tomto zdroji je určena proudem tekoucím do tohoto napěťového zdroje, přepočteným přes zadanou AV charakteristiku diody vycházející ze změřené VA charakteristiky této diody viz. Obr. 5.3. Tato VA charakteristika má potlačenou nulu na napěťové ose pro detailnější pohled na její "koleno". V plném zobrazení obou os mnohem více připomíná charakteristiku typu "hokejka" (viz. Obr. 5.2), jak jsme u diody zvyklí.

Po zatížení modelu výstupu měniče tímto modelem diody byly získány výsledné průběhy napětí a proudu diodou, jak je zobrazeno na Obr. 5.4.



Obr. 5.3: VA charakteristika uvažované diody LED



Obr. 5.4: Napětí a proud LED diodou

6 ZÁVĚR

V první části této práce bylo pojednáno o teorii vzniku světla na PN přechodu obecně, poté o mechanismech vzniku bílého světla vhodného pro osvětlovací účely. S ohledem na cenu a dostupnost zmíněných tří technologií výkonových LED diod byla vybrána výkonová dioda pracující na principu vzniku bílého světla pomocí modré LED budící žlutý luminofor. Tuto diodu je potřeba pro plný světelný výkon napájet ze zdroje konstantního stejnosměrného proudu $3 A$.

Pro tuto svítivou diodu byl navržen napájecí zdroj sestávající ze vstupního EMI filtru a aktivního PFC obvodu napájecího hlavního měniče. Z možných variant měničů pro požadovaný výstupní výkon byl zvolen jednočinný propustný měnič se dvěma spínači. Zvláštní pozornost byla věnována návrhu jeho pulzního transformátoru, výpočtu ztrátového výkonu a odpovídajícího chlazení výkonových polovodičů. Byly navrženy, vyrobeny a osazeny desky plošných spojů hlavního měniče i PFC obvodu a byla otestována jejich funkčnost. Ověřili jsme, že hlavní měnič napájecí LED diodu může být napájen aktivním PFC obvodem, ale i obyčejným dvoupulzním usměrňovačem napájeným přímo ze sítě. Pro ušetření nákladů na výrobu celého zdroje je možné aktivní usměrňovač vypustit za cenu nevýhod s tímto krokem spojených, jak je popsáno v kapitole 1.5.

V prostředí Matlab-Simulink byl vytvořen zjednodušený model hlavního měniče včetně LED diody. Charakteristika LED diody byla změřena a její hodnoty byly vloženy do modelu. Byl navržen regulátor omezující maximální střídu v každém cyklu chodu měniče a byla ověřena funkčnost modelu výsledného měniče.

LITERATURA

- [1] Cee, Inc. *Cree CSD20060 Silicon Carbide Schottky Diode - Zero Recovery Rectifier* [online]. Cree, Inc., 2009. [cit. 2013-11-29]. Dostupné z URL: <<http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/CREE%20Power/CSD20060D.pdf>>.
- [2] DVOŘÁČEK, Vladimír. *Světelné zdroje - světelné diody* [online]. S Lamp s.r.o., 18.11.2009. [cit. 2013-11-12]. Dostupné z URL: <<http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/39810.pdf>>.
- [3] DZIK, Petr. *Teorie barevného vidění* [online]. PALADIX foto-on-line, 17.6.2001. ISSN 1213-5704. [cit. 2013-11-9]. Dostupné z URL: <<http://www.paladix.cz/clanky/teorie-barevneho-videni.html>>.
- [4] WALKER, Ed. *Design Review: A Step-By-Step Approach to AC Line-Powered Converters* [online]. Texas Instruments, Incorporated., 12.07.2005. [cit. 2014-04-22]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ml/slup229/slup229.pdf>>.
- [5] FIŠAR, Zdeněk. *Principy fluorescenční spektroskopie* [online]. Společnost pro biologickou psychiatrii, 10.2.2004. [cit. 2013-11-12]. Dostupné z URL: <<http://psych.lf1.cuni.cz/fluorescence/soubory/principy.pdf>>.
- [6] GM electronic, spol. s.r.o. *V7142B BLACK* [online]. GM electronic, spol. s.r.o., 2014. [cit. 2014-04-21]. Dostupné z URL: <<http://www.gme.cz/v7142b-black-p620-058>>.
- [7] GM electronic, spol. s.r.o. *V71455* [online]. GM electronic, spol. s.r.o., 2014. [cit. 2014-04-21]. Dostupné z URL: <<http://www.gme.cz/v71455-p620-069>>.
- [8] Green Mark Technology Inc., Tayo-Yuan County (TW) *Active power factor correction circuit and control method thereof* [online]. Kwang-Hwa Liu. United States Patent. US007295452B1. 13.11.2007. [cit. 2014-04-03]. Dostupné z URL: <<https://docs.google.com/viewer?url=patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US7295452.pdf>>.
- [9] Microchip Technology Inc. *High-Efficiency Solutions for Portable LED Lighting* [online]. 2.4.2012. [cit. 2013-11-13]. Dostupné z URL: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01427a.pdf>>.
- [10] PATOČKA, Miroslav. *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.

- [11] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika 3 část - magnetické obvody* [online]. 9.12.2010, [cit. 2013-11-16]. Dostupné z URL: <https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=40747>.
- [12] PEDDINTI, Vijay. *Light Emitting Diodes (LEDs)* [online]. University of Rhode Island, 2008, [cit. 2013-11-9]. Dostupné z URL: <<http://www.ele.uri.edu/courses/ele432/spring08/LEDs.pdf>>.
- [13] Rutgers school of arts and sciences. *Physical constants* [online]. The State University of New Jersey, January 17, 2011, [cit. 2013-11-9]. Dostupné z URL: <<http://www.physics.rutgers.edu/ugrad/342/constants.html>>.
- [14] ShenZhen Wayjun Technology Co.,Ltd. *100W Epistar 35mil Chip High Power LED* [online]. Wayjun Technology Co., 15.5.2012. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z URL: <<http://www.wayjun.com/Datasheet/Led/100W%20Epistar%2035mil%20Chip%20High%20Power%20LED.pdf>>.
- [15] TE Connectivity. *EEA & EEB Series - Cost-effective EMI Power Inlet Filter* [online]. TE Connectivity, 25.05.2011. [cit. 2014-04-24]. Dostupné z URL: <http://www.te.com/commerce/DocumentDelivery/DDEController?Action=showdoc&DocId=Catalog+Section%7F1654001_CORCOM_PRODUCT_GUIDE_EEA_EEB%7F0611%7Fpdf%7FEnglish%7FENG_CS_1654001_CORCOM_PRODUCT_GUIDE_EEA_EEB_0611.pdf%7F6609001-4>.
- [16] Texas Instruments, Inc. *Programmable Frequency, Continuous Conduction Mode (CCM), Boost Power Factor Cor (Rev. A)* [online]. Texas Instruments, Incorporated., 14.11.2013. [cit. 2014-04-04]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28180.pdf>>.
- [17] Texas Instruments, Inc. *UCC28180 Design Calculator* [online]. Texas Instruments, Incorporated., 26.09.2006. [cit. 2014-04-08]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/zip/sluc506>>.
- [18] Texas Instruments, Inc. *Low Power Economy BiCMOS Current Mode PWM (Rev. D)* [online]. Texas Instruments, Incorporated., June 2013. [cit. 2014-04-22]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc3813-1.pdf>>.
- [19] Texas Instruments, Inc. *uA7800 Series (Rev. O) - Fixed positive voltage regulators* [online]. Texas Instruments, Incorporated., August 2012. [cit. 2014-04-22]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua7812.pdf>>.

- [20] Topinfo s.r.o. *Preventivní opatření pro správnou funkci plynových zařízení II* [online]. 27.7.2009. ISSN 1801-4399. [cit. 2013-11-9]. Dostupné z URL: <<http://energetika.tzb-info.cz/zemni-plyn/5802-preventivni-opatreni-pro-spravnou-funkci-plynovych-zarizeni-ii>>.
- [21] Toshiba Corporation. *TK5A60W* [online]. Toshiba Corporation, 10.9.2012. [cit. 2014-04-21]. Dostupné z URL: <<http://www.semicon.toshiba.co.jp/info/docget.jsp?type=datasheet&lang=ja&pid=TK5A60W>>.
- [22] Vishay Semiconductors. *VS-HFA04SD60S-M3* [online]. Vishay Intertechnology, Inc., 05.12.2012. [cit. 2014-04-21]. Dostupné z URL: <<http://www.vishay.com/docs/93473/vshfa04sd6.pdf>>.
- [23] Vishay Semiconductors. *Rectifiers for Power Factor Correction (PFC)* [online]. Vishay Intertechnology, Inc., 23.7.2008. [cit. 2014-04-03]. Dostupné z URL: <<http://www.vishay.com/docs/88868/anpfc.pdf>>.
- [24] Vishay Semiconductors. *MURS240-M3, MURS260-M3 - Surface Mount Ultrafast Plastic Rectifier* [online]. Vishay Intertechnology, Inc., 02.10.2012. [cit. 2014-04-23]. Dostupné z URL: <<http://www.vishay.com/docs/88971/murs240.pdf>>.

SEZNAM VELIČIN, SYMBOLŮ A ZKRATEK

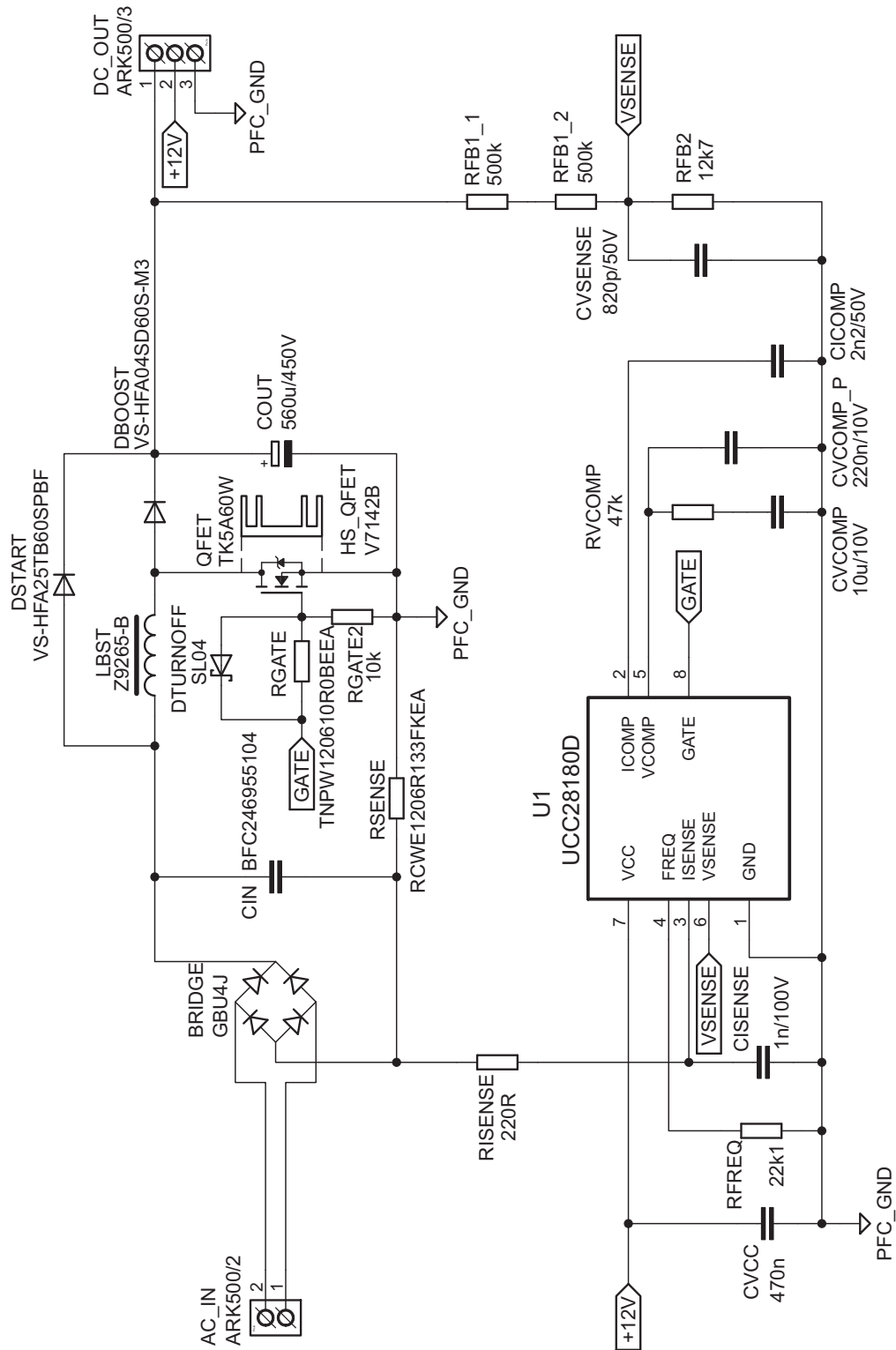
Označení	Veličina / popis	Jednotky
B	Magnetická indukce	T
CCM	Continuous Current Mode	–
C_{oss}	Výstupní kapacita tranzistoru MOSFET	F
CRM	Critical Conduction Mode	–
DCM	Discontinuous Current Mode	–
EMI	ElectroMagnetic Interference	–
f	Pracovní kmitočet	Hz
KO	Klopný obvod	–
L	Indukčnost	H
$MOS-FET$	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	–
OVP	Over Voltage Protection	–
PFC	Power Factor Correction	–
P_z	Výkon na zátěži	W
R_θ	Tepelný odpor	$^{\circ}CW^{-1}$
$\check{R}O$	Řídící obvod	–
s	Střída	–
SMD	Surface-Mount Device	–
T	Perioda	s
t_{rr}	Čas zotavení diody	s
U_d	Napětí stejnosměrného meziobvodu	V
U_p	Prahově napětí	V
$UVLO$	Under Voltage Lock-Out	–
θ	Teplota	$^{\circ}C$
ω	Úhlová frekvence	$rad\ s^{-1}$

SEZNAM PŘÍLOH

A PFC Obvod	48
A.1 Kompletní schéma zapojení PFC obvodu	48
A.2 Rozložení součástek na desce PFC obvodu (1:1)	49
A.3 Deska PFC obvodu (1:1)	50
A.4 Seznam součástek PFC obvodu	51
B Hlavní měnič	52
B.1 Kompletní schéma zapojení měniče	52
B.2 Rozložení součástek na desce měniče (1:1)	53
B.3 Deska měniče (1:1)	54
B.4 Seznam součástek měniče	55
C Model v Matlabu	56
C.1 Schéma měniče v prostředí Matlab-Simulink	56
C.2 Průběhy důležitých signálů regulátoru	57
C.3 Průběhy důležitých veličin měniče	58
D Fotografie LED diody	59

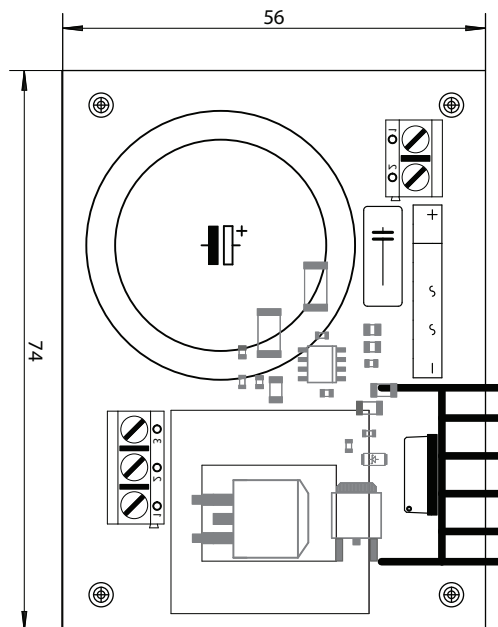
A PFC OBVOD

A.1 Kompletní schéma zapojení PFC obvodu

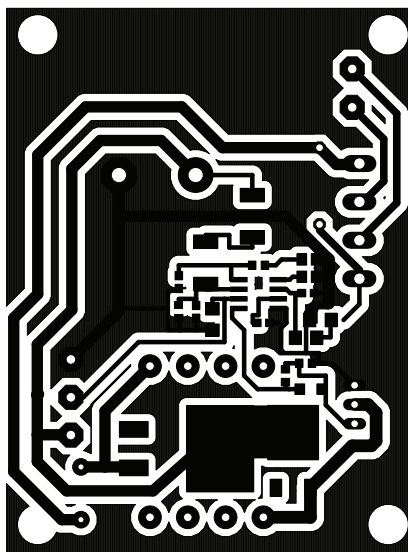


A.2 Rozložení součástek na desce PFC obvodu (1:1)

Šedě jsou zobrazeny SMD součástky



A.3 Deska PFC obvodu (1:1)

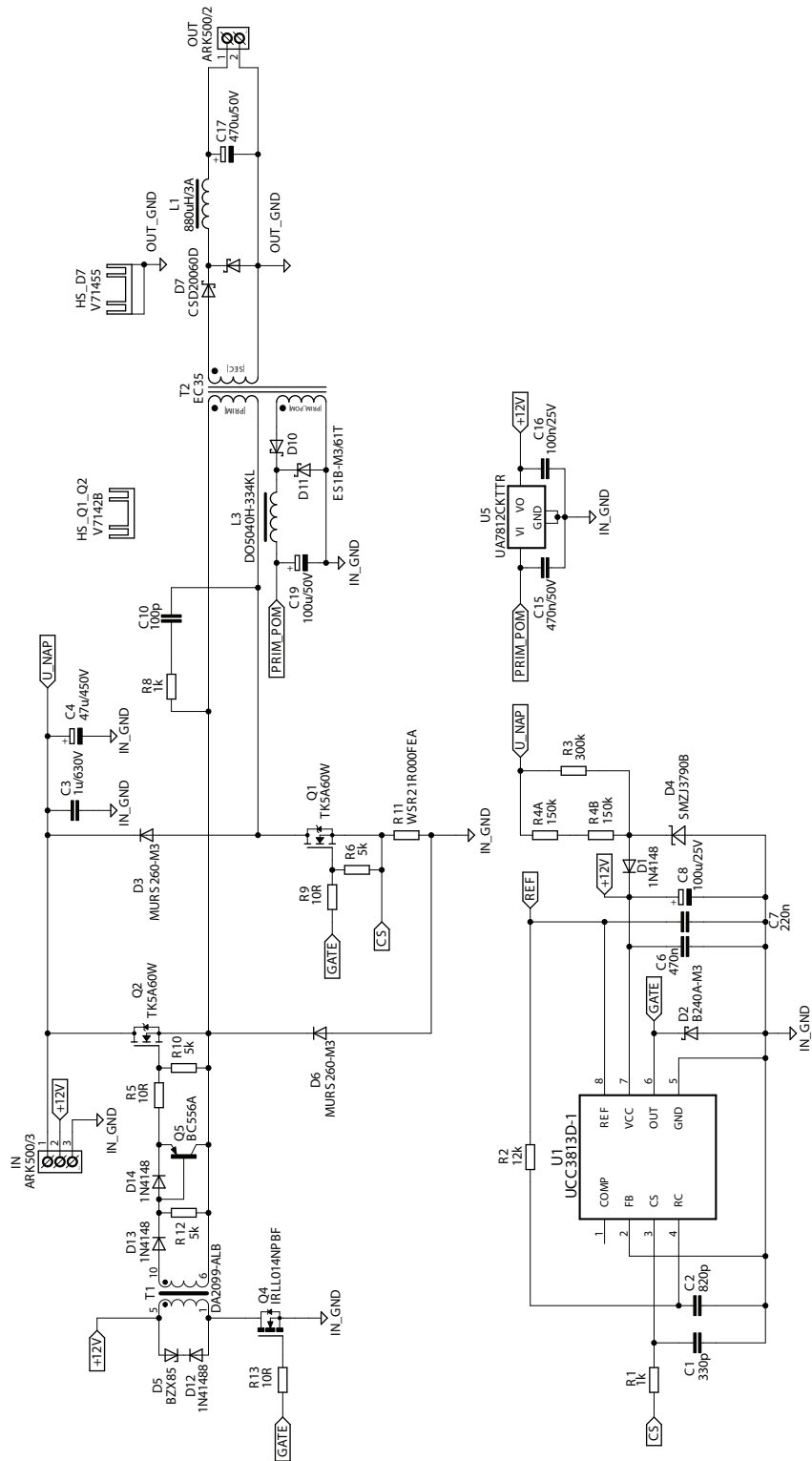


A.4 Seznam součástek PFC obvodu

Název	Typ/Hodnota	Pouzdro
AC_IN	ARK500/2	ARK500/2
BRIDGE	GBU4J	GBU4S
CICOMP	2n2/50V	C0603
CIN	BFC246955104	C102-054X133
CISENSE	1n/100V	C0603
COUT	560u/450V	EB35D
CVCC	470n	C1206
CVCOMP	10u/10V	C0805
CVCOMP_P	220n/10V	C0603
CVSENSE	820p/50V	C0603
DBOOST	VS-5EWH06FN-M3	DPAK
DSTART	VS-HFA25TB60SPBF	D2PAK
DTURNOFF	SL04	DO-219AB(SMF)
DC_OUT	ARK500/3	ARK500/3
LBST	Z9265-B	Z9265-B
QFET	TK5A60W	TO-220SIS
R1	RCWE1206R133FKEA	R1206
RFB1_1	500k	R2512
RFB1_2	500k	R2512
RFB2	12k7	R0603
RFREQ	22k1	R0805
RGATE	TNPW120610R0BEEA	R0603
RGATE2	10k	R0603
RISENSE	220R	R1206
RVCOMP	47k	R0603
U1	UCC28180D	SOIC8

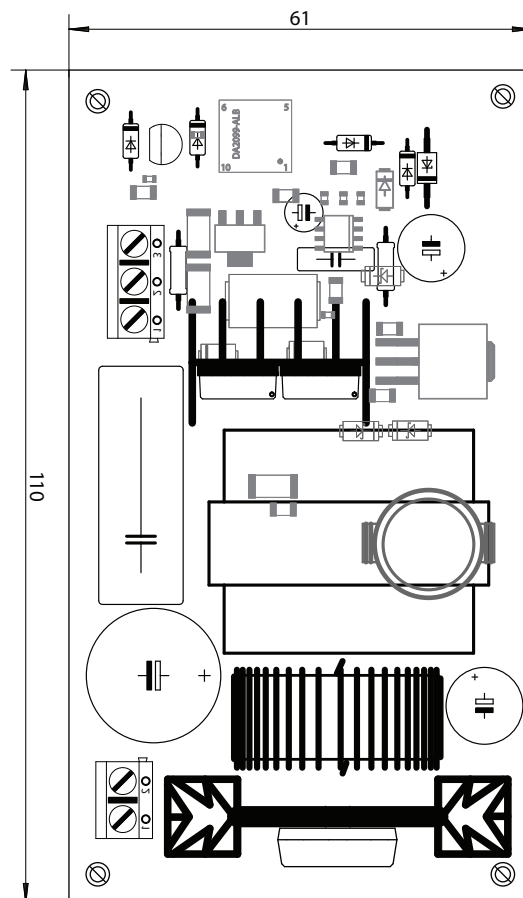
B HLAVNÍ MĚNIČ

B.1 Kompletní schéma zapojení měniče

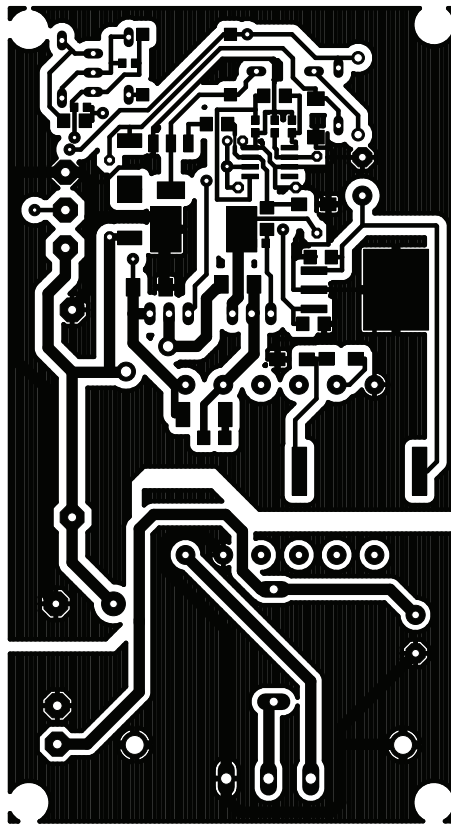


B.2 Rozložení součástek na desce měniče (1:1)

Šedě jsou zobrazeny SMD součástky



B.3 Deska měniče (1:1)



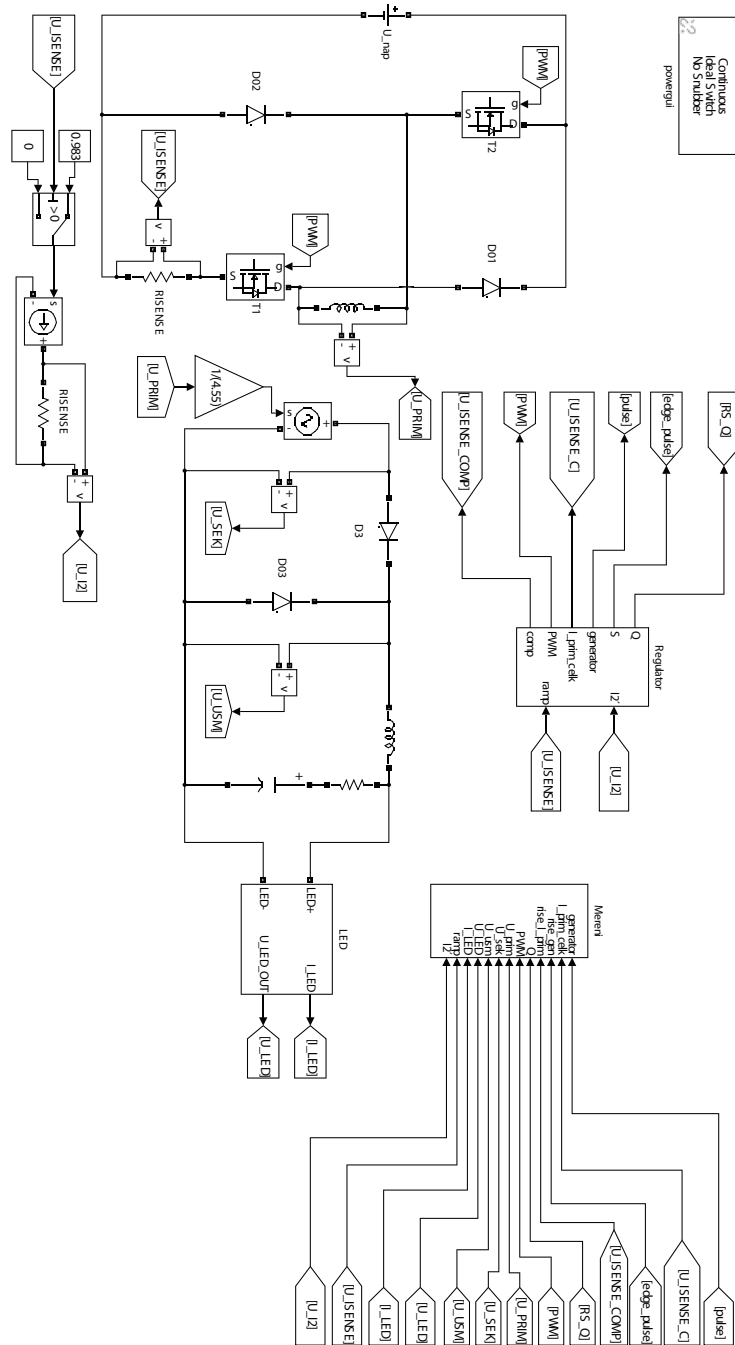
B.4 Seznam součástek měniče

Název	Typ/Hodnota	Pouzdro
C1	330p	C0603
C2	820p	C0603
C3	1u/630V	C27.5B11
C4	47u/450V	E7,5-18
C6	470n	C075-032X103
C7	220n	C0603
C8	100u/25V	E2-5
C10	100p	C1206
C15	470n/50V	C1206
C16	100n/25V	C1206
C17	470u/50V	E5-10,5
C19	100u/50V	E5-8,5
D1	1N4148	DO35-7
D2	B240A-M3	DO-214AC(SMA)
D3	MURS260-M3	DO-214AA(SMB)
D4	SMZJ3790B	DO-214AA
D5	BZX85	DO41Z10
D6	MURS260-M3	DO-214AA(SMB)
D7	CSD20060D	TO-247V
D10	ES1B-M3/61T	DO-214AC(SMA)
D11	ES1B-M3/61T	DO-214AC(SMA)
D12	1N41488	DO35-7
D13	1N4148	DO35-7
D14	1N4148	DO35-7
HS_D7	V71455	V71455
HS_Q1_Q2	V7142B	V7142B

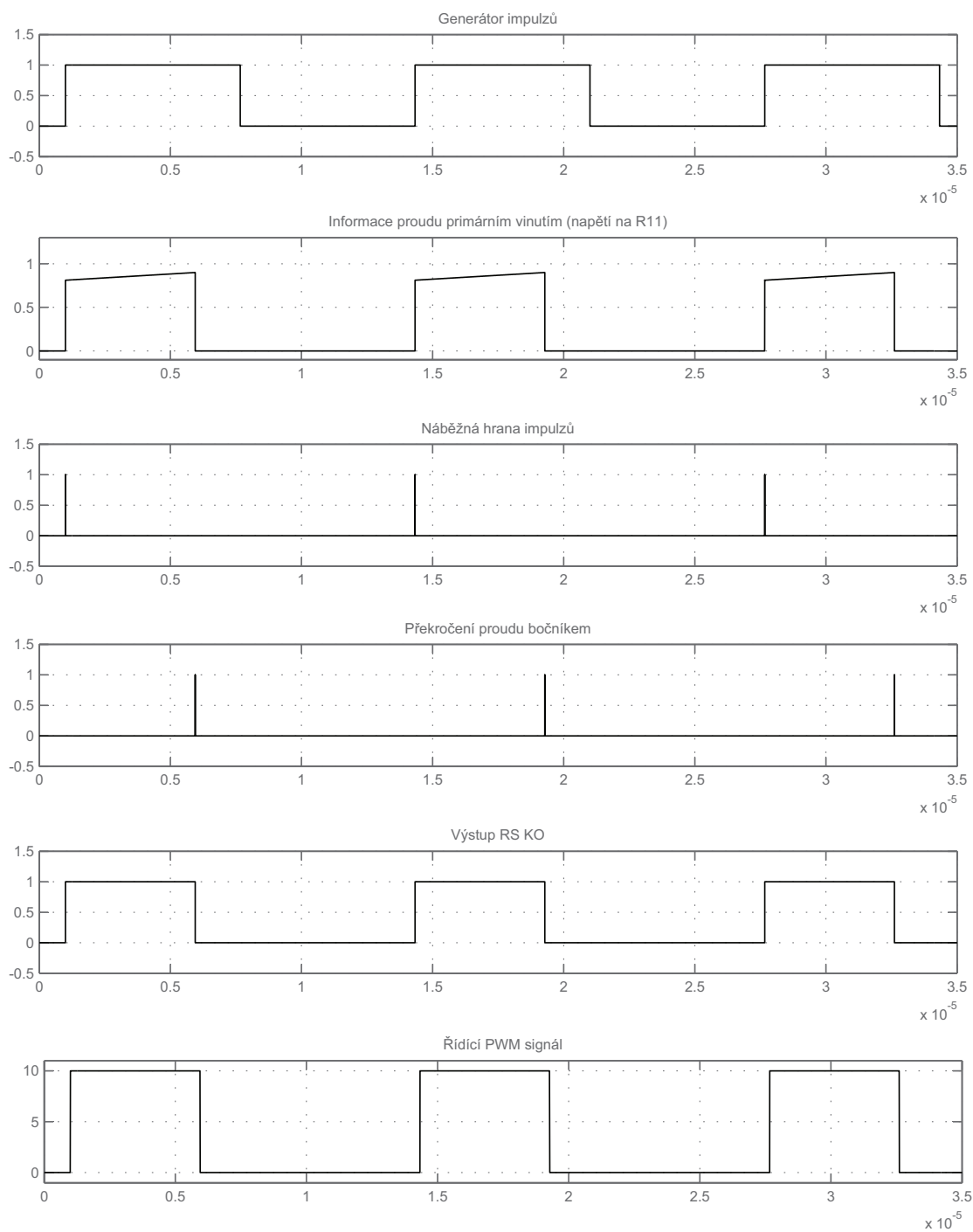
Název	Typ/Hodnota	Pouzdro
IN	ARK500/3	ARK500/3
L1	880uH/3A	T106-26
L3	DO5040H-334KL	DO5040H
OUT	ARK500/2	ARK500/2
Q1	TK5A60W	TO-220SIS
Q2	TK5A60W	TO-220SIS
Q4	IRLL014NPBF	SOT223
Q5	BC556A	TO92-EBC
R1	1k	O207/10
R2	12k	R1206
R3	300k	O207/10
R4A	150k	R2512
R4B	150k	R2512
R5	10R	R1206
R6	5k	R0603
R8	1k	R2512
R9	10R	R1206
R10	5k	R0603
R11	WSR21R000FEA	R4527
R12	5k	R0603
R13	10R	R1206
T1	DA2099-ALB	DA2099-ALB
T2	EC35	ERL35
U1	UCC3813D-1	SOIC8
U5	UA7812CKTTR	TO-263AA

C MODEL V MATLABU

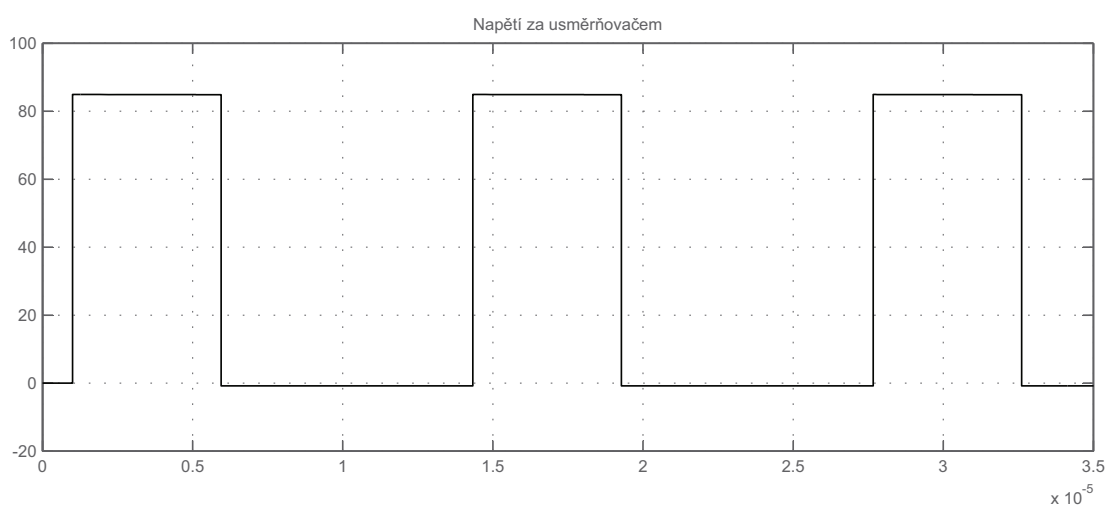
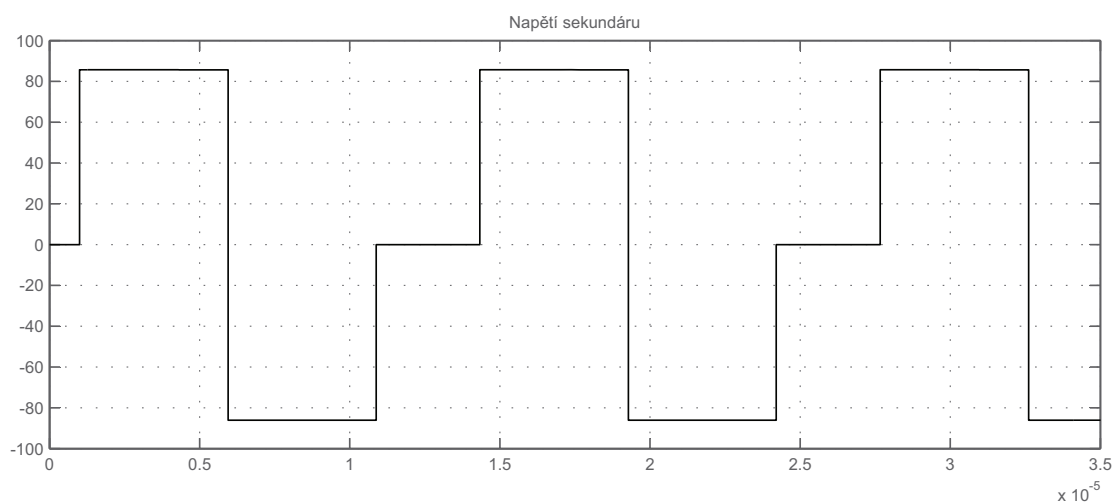
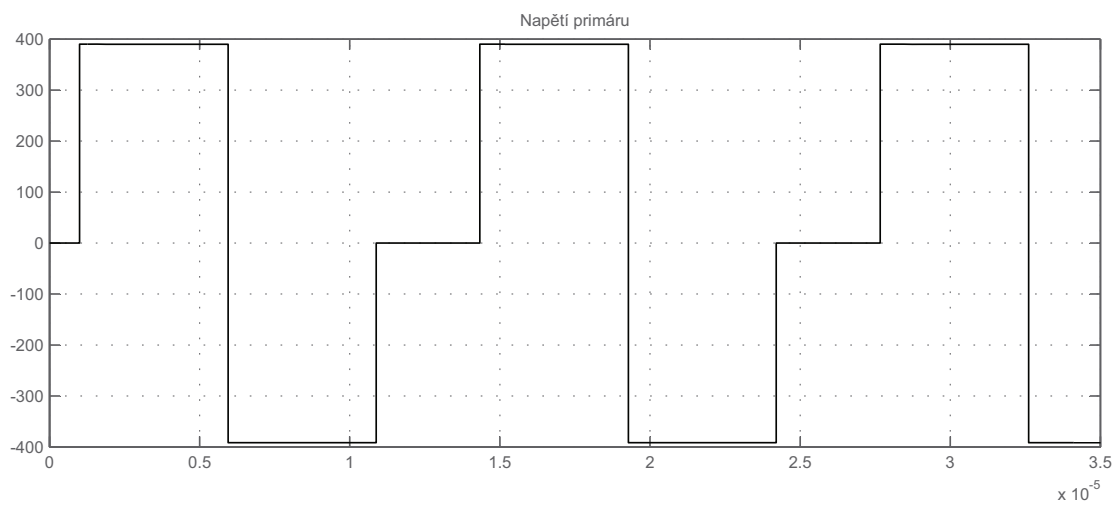
C.1 Schéma měniče v prostředí Matlab-Simulink



C.2 Průběhy důležitých signálů regulátoru



C.3 Průběhy důležitých veličin měniče



D FOTOGRAFIE LED DIODY

