

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Návrh perspektivní topologie síťových napájecích zdrojů
bez elektrolytických kondenzátorů pro použití v LED
světlech**

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: Bc. Petr JANČO
Osobní číslo: E12N0088P
Studijní program: N2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika
Název tématu: Návrh perspektivní topologie síťových napájecích zdrojů bez elektrolytických kondenzátorů pro použití v LED světlech
Zadávací katedra: Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Analyzujte současná řešení síťových napájecích zdrojů pro LED světla pro příkon do 25 W a nad 25 W, popište jejich přednosti a nevýhody, parametry (účinnost, zvlnění výstupního napětí, power factor apod.), možnosti ovládání a stmívání (diming) či aplikace DALI protokolu pro ovládání inteligentního osvětlení.
2. Popište elektrické a mechanické parametry, jež musí splňovat napájecí zdroje pro LED světla. Popište funkce základních topologií těchto zdrojů a typy aktivních a pasivních PFC filtrů.
3. Popište jaké jsou požadavky na životnost jednotlivých komponentů a najděte ty nejméně spolehlivé. Analyzujte vlastnosti nejvíce používaných elektrolytických kondenzátorů pro spínané napájecí zdroje (především z hlediska kvalitativních parametrů a životnosti).
4. Navrhněte možné topologie a řešení napájecích zdrojů bez elektrolytických kondenzátorů pro napájecí zdroje pro LED světla pro příkony menší než 25 W a nad 25 W. Uveďte konkrétní příklad obvodového řešení pro síťový napájecí zdroj s výstupním výkonem 20 W a 40 W.
5. Zhodnoťte vlastnosti navržených síťových napájecích zdrojů a kvalitativně je porovnejte se současnými řešeními.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. Hammerbauer J. : Elektronické napájecí zdroje a akumulátory, ZČU v Plzni 1998
2. Krejčířík A.: Napájecí zdroje I. a II.: BEN - technická literatura, Praha 1997
3. Faktor Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje - teorie, příklady návrhu, měření, BEN - technická literatura, Praha 2002
4. Faktor Z.: Transformátory a cívky, BEN - technická literatura, Praha 2002
5. Příslušné katalogové listy a normy

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Michal Pokorný, Ph.D.

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: 15. října 2014

Termín odevzdání diplomové práce: 11. května 2015


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

Abstrakt

Elektrolytický kondenzátor je dnes zásadní součástka, která výrazně zkracuje životnost celého spínaného zdroje. Ve své práci se zabývám návrhem a konstrukcí perspektivního spínaného zdroje bez elektrolytických kondenzátorů určených pro LED světla. Cílem však není pouze odstranění elektrolytického kondenzátoru, ale vyřešení nově vzniklého problému blikání. V první části se věnuji návrhu síťového napájecího zdroje bez elektrolytických kondenzátorů na primární straně. V druhé části řeším vyhlazení výstupního napětí a tím i eliminaci potencionálního blikání. Navrhované řešení bylo následně zkonstruováno a na prvním prototypu ověřena funkčnost. Hlavním přínosem této práce je, že navržené řešení je reálné a vyrobitelné. Redukce blikání je teoreticky aplikovatelná na jakékoliv současné a budoucí napájecí LED zdroje a umožňuje výrazně zkvalitnit výstupní parametry při zachování dlouhé životnosti.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, Světlo Emitující Diody (LED), Elektrolytický kondenzátor, Keramický kondenzátor, Blikání, Korekce účinníku (PFC), DC/DC konvertor, SEPIC, impulzní transformátor.

Abstract

Electrolytic capacitor is a fundamental component, which significantly shortens the lifespan of the switching source. In my work, I deal with design and construction of perspective switching source without electrolytic capacitors designed for LED lights. The aim is not only to remove the electrolytic capacitor, but to solve the newly formed problem of flicker. The first part is devoted to the design of the power supply without electrolytic capacitors on the primary side. The second part solves smoothing the output voltage and thus eliminating potential flicker. The proposed solution was subsequently constructed and functionality of the first prototype was proven. The main contribution of this work is that the proposed solution is real and manufacturable. Reduction of flicker is theoretically applicable to any current and future power LEDs and allows improving output parameters significantly while maintaining lifetime period.

Key words

Switching power supply, light emitting diodes (LEDs), electrolytic capacitor, ceramic capacitor, flicker, Power factor correction (PFC), DC / DC converter, SEPIC, pulse transformer.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 6.5.2015

Bc. Petr JANČO

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Michalu Pokornému Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
1 ZÁKLADNÍ TOPOLOGIE MĚNIČŮ PRO LED	10
1.1 JEDNOČINNÝ BLOKUJÍCÍ (AKUMULUJÍCÍ) MĚNIČ	10
1.2 SNIŽOVACÍ (STEP-DOWN) MĚNIČ	11
1.3 ZVYŠUJÍCÍ A SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ (STEP-UP STEP-DOWN).....	12
2 ŽIVOTNOST KOMPONENT VE SPÍNANÉM ZDROJI	13
3 NÁVRH MOŽNÉ TOPOLOGIE A ŘEŠENÍ NAPÁJECÍCH ZDROJŮ PRO LED SVĚTLA BEZ ELEKTROLYTICKÝCH KONDENZÁTORŮ	16
4 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE PRO LED SVĚTLA	17
4.1 NÁVRH PRIMÁRNÍ ČÁSTI TOPOLOGIE	17
4.1.1 Vstupní obvody	20
4.1.2 Elektromagnetická kompatibilita EMC, ochrana a vstupní filtr.....	20
4.1.3 Návrh primárního omezovacího obvodu (clamp circuit).....	20
4.1.4 Špičkový detektor.....	22
4.1.5 Obvod zpětné vazby.....	22
4.1.6 Výběr transformátoru	24
4.1.7 Výstupní kondenzátory a dioda.....	26
4.2 NÁVRH SEKUNDÁRNÍ ČÁSTI ZDROJE	26
4.2.1 Návrh převodníku SEPIC	28
4.2.2 Určení pracovního bodu.....	30
4.2.3 Spínací frekvence.....	30
4.2.4 Průměrný proud diodami.....	31
4.2.5 INDUKTOR, zvlnění proudu	31
4.2.6 Výstupní kapacita	32
4.2.7 Limit špičkového proudu	32
4.2.8 Vstupní kapacita	33
4.2.9 SEPIC kondenzátor.....	33
4.2.10 NFET	34
4.2.11 DIODA.....	34
4.2.12 Vstupní podpěťová ochrana (UVLO).....	34
4.2.13 Výstupní přepěťová ochrana (OVLO).....	35
4.2.14 Korekce smyčky	35
4.3 MOŽNÝ ALTERNATIVNÍ KONCEPT SEKUNDÁRNÍ ČÁSTI	36
4.4 SPÍNANÉ ZDROJE PRO LED SVĚTLA PRO VYŠŠÍ PŘÍKONY	41
5 ZHODNOCENÍ NAVRŽENÉHO SPÍNANÉHO NAPÁJECÍHO ZDROJE	41
ZÁVĚR	45
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	47
SEZNAM PŘÍLOH	48

Úvod

Tato diplomová práce je zaměřena na perspektivní topologie síťových zdrojů bez elektrolytických kondenzátorů pro použití v LED světlech.

Osvětlení dnes zabírá z jedné čtvrtiny celkovou spotřebu elektrické energie na světě. Náhraza klasických světel za světlo emitující diodu (LED) se přirozeně dala čekat. LED vynikají vysokou účinností dlouhou životností a jsou schopné výborně simulovat přirozené homogenní osvětlení. Díky rozvoji v této oblasti můžeme dnes najít LED téměř všude od podsvícení notebooku po světlometry automobilu. Obvykle dražší investice do moderního LED osvětlení by měla přinést očekávání dlouhého a spolehlivého provozu, ovšem dnes to není pravidlo.

Životnost napájecího zdroje by se měla pohybovat v podobném rozsahu jako součást, kterou napájí. V případě LED by to znamenalo přes 50 tisíc hodin nepřetržitého provozu, což klasické spínací napájecí zdroje nejsou schopny vydržet. Téměř jedinou a hlavní příčinou nízké životnosti je použití elektrolytického kondenzátoru. Tato práce se bude zabývat především jejich eliminací, ale také vyřešení vzniklého problému s možným blikáním na dvojnásobné síťové frekvenci. Cílem této práce tedy je navrhnout topologii zdroje bez elektrolytických kondenzátorů a s minimalizací blikání, plus jako bonus bude sestrojen prototyp pro ověření funkčnosti.

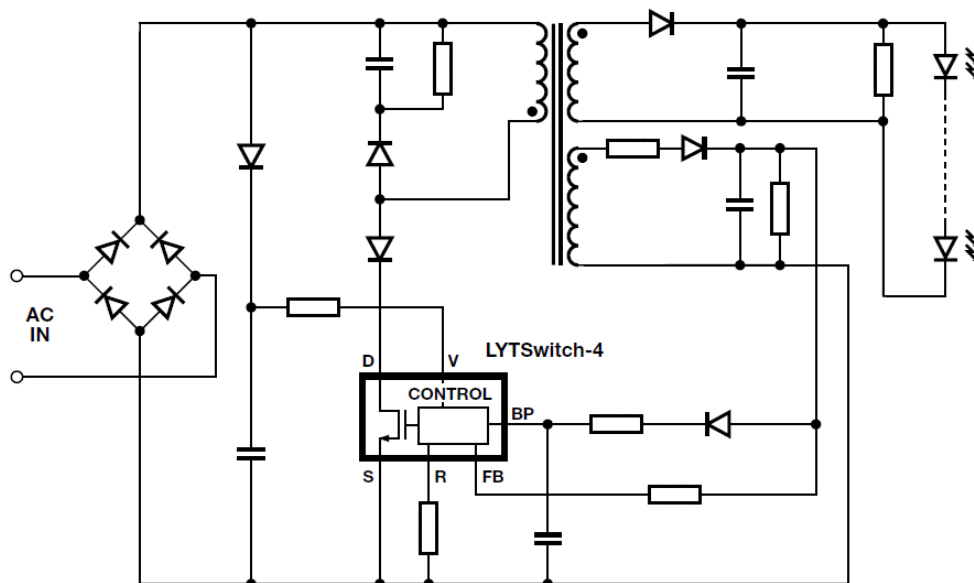
Seznam symbolů a zkratk

AC.....	střídavý
DC.....	stejnoseměrný
LED	světlo vyzařující dioda, elektroluminiscenční dioda (light-emitting diode)
Buck.....	snižovací (step-down) měnič
Buck-boost.....	zvyšující a snižující měnič (step-up step-down)
Flyback	jednočinný blokující (akumulující) měnič
PF.....	účinník (power faktor)
THD	celkové harmonické zkreslení (total harmonic distortion).
MOSFET	polem řízený tranzistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
EMI.....	elektromagnetická interference (rušení)
EMC	elektromagnetická kompatibilita
EMS	elektromagnetická susceptibilita (odolnost)
ESR.....	ekvivalentní sériový odpor
MLCC.....	vícevrstvé keramické kondenzátory
LLE.....	výrobní řada elektrolytických kondenzátorů
C0G.....	dielektrikum kondenzátorů
RCD	obvod s rezistorem, kondenzátorem a diodou
RCD+Z	obvod s rezistorem, kondenzátorem, diodou a zenerovou diodou
CCM	režim bez přerušovaného proudu
PWM.....	pulzně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
PFC	kompenzace účinníku (power factor correction)
X7R, X5R.....	dielektrikum kondenzátorů
SEPIC	topologie stejnosměrného převodníku (DC/DC konvertor)

1 Základní topologie měničů pro LED

Díky vysoké účinnosti a nízké spotřebě LED je většina dvojčinných zapojení příliš složitá a drahá. Použití dvojčinného měniče je vhodné pro velké výkony např. od 150W a víc, takové výkony odpovídají předimenzovanému pouličnímu osvětlení nebo osvětlení obrovských hal. Pro běžné výkony do 100W se nabízí jednočinné měniče.

1.1 Jednočinný blokující (akumulující) měnič



Obrázek 1 Schéma blokujícího měniče pro LED převzato a upraveno z [2]

Jednočinné blokující (v anglické literatuře uváděno jako “Flyback”) zapojení je dnes nejpoužívanější izolované zapojení pro LED. V době sepnutého tranzistoru se akumuluje energie v transformátoru a při rozpojení je přenášena na výstup. Tento typ měniče používá transformátor se vzduchovou mezerou a pouze jeden výkonový tranzistor. Frekvence spínání se pohybují u tohoto zapojení okolo 50kHz až 500kHz. Velký pozor je třeba dát na dimenzování tranzistoru, který je namáhán jak proudově tak napěťově.

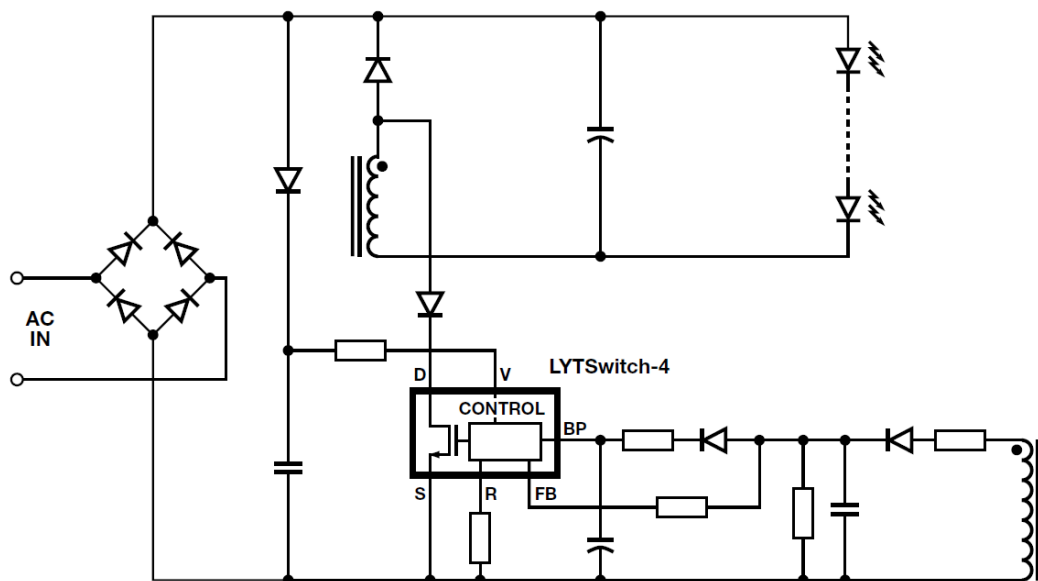
Výhody:

- Izolovaný výstup
- Účinnost až 88%
- Výstupní napětí může být ve velkém rozsahu

Nevýhody:

- Nutnost použití flyback transformátoru
- Namáhání tranzistoru (nutnost použití omezovacího obvodu)

1.2 Snižovací (step-down) měnič



Obrázek 2 Schéma snižujícího měniče pro LED převzato a upraveno z [2]

Snižovací (v anglické literatuře uváděno jako “Buck“) měnič, neizolovaná topologie a také dost často používaná. Při sepnutém tranzistoru je dobíjen výstupní kondenzátor, napětí na výstupním kondenzátoru roste pomaleji, čím větší je velikosti kapacity a indukčnosti. V intervalu rozepnutí tranzistoru se indukčnost snaží udržet směr a velikost proudu tím dobíjí výstupní kondenzátor a poskytuje energii zátěži.

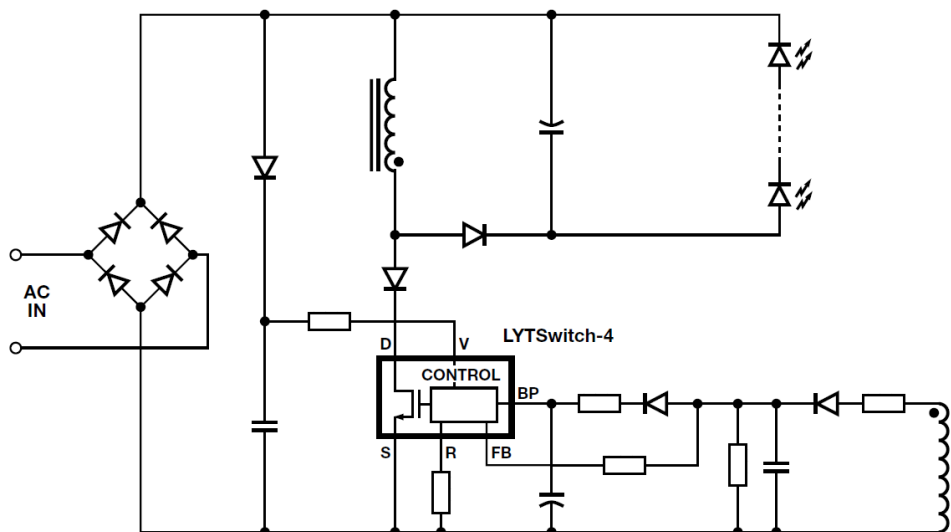
Výhody:

- Vysoká účinnost 92%
- Potřeba jen minimum součástek (úsporný a malý design)
- Menší namáhání tranzistoru

Nevýhody:

- Neizolovaný výstup
- Omezené výstupní napětí $< 0,6 \times U_{IN(AC)} \times 1,41$

1.3 Zvyšující a snižující měnič (step-up step-down)



Obrázek 3 Buck-Boost měnič převzato a upraveno z [2]

Zvyšující a snižující (v anglické literatuře uváděno jako “buck-boost“) měnič, tento typ měniče umí zvyšovat i snižovat výstupní napětí ovšem také obrací polaritu. Při sepnutém tranzistoru se energie akumuluje v indukčnosti, v tu dobu je výstup napájen z výstupních kondenzátorů. Po vypnutí tranzistoru se indukčnost snaží opět udržet velikost a směr proudu a tím dobíjí kondenzátor a napájí zátěž.

Výhody:

- Vysoká účinnost 90%
- Potřeba jen minimum součástek (úsporný a malý design)
- Nejmenší THD
- Ideální pro výstupní vysokonapěťový design

Nevýhody:

- Neizolovaný výstup
- Maximální výstupní napětí je limitováno maximálním závěrným napětím MOSFET tranzistoru

Dnes je drtivá většina napájecích zdrojů pouze jednostupňová. Zvlnění výstupního napětí bude tedy dáno především výstupním kondenzátorem. Samotná jednostupňová regulace nebude schopná zajistit nízké výstupní zvlnění bez dramatického navýšení výstupní kapacity což je vzhledem k jasnému požadavku nevhodné. Navýšení kapacity na primární straně by mělo pravděpodobně horší následky z hlediska životnosti a také z hlediska nedodržení požadovaného účinníku (při výkonu nad 25W). Použití dvoustupňové regulace

(aktivní regulace jak na primární části tak na sekundární) má tu výhodu, že je možné vyladit každou část zvlášť. Účel primární části je dodat výkon v určité formě pro další zpracování a to při zachování vysokého účinníku a malého EMI a to právě bez elektrolytických kondenzátorů. Odpadá tím jakákoliv nutnost použití kompenzačního předregulátoru.

Základní typy předregulátorů jsou:

- Zvyšující napětí (boost)
- Snižující napětí (buck)
- Invertující napětí (flyback)
- Invertující napětí s transformátorem

2 Životnost komponent ve spínaném zdroji

Na LED zdroje je v zásadě kladen daleko větší nárok z hlediska životnosti, než na běžný spínaný zdroj pro komerční elektroniku. Od LED svítidel se očekává spolehlivý dlouhodobý chod, kde se v zásadě morální zastarání se neuplatňuje. Zatím co životnost většiny komponent primárně souvisí s parametry, za kterých se provozují, takže pokud nebudou překročeny limity stanovené výrobcem, tak nehrozí zničení nebo výrazné zkrácení životnosti. Takže správným dimenzováním součástí se mělo dosáhnout dlouhé životnosti, avšak i přes toto lze pozorovat, že po pár tisících hodinách provozu zdroje dochází ke zhoršení vlastností až k nefunkčnosti. Rozebráním a analýzou zdroje je většinou původce nefunkčnosti odhalen. Je jím v drtivé většině elektrolytický kondenzátor. Tento fenomén je už nějakou dobu znám a asi se není možné setkat s žádným amatérem nebo profesionálem, který by o tomto neslyšel nebo neměl praktickou zkušenost. Tato práce tedy vznikla právě za účelem eliminace základní příčiny špatné životnosti spínaných zdrojů pro LED světla a to jsou elektrolytické kondenzátory. V této kapitole tedy uvedu základní parametry, které bychom neměli podcenit při výběru elektrolytických kondenzátorů, když není zbylí a jsme nuceni je použít. Také zde uvedu možnou alternativu, pokud potřebná kapacita není příliš vysoká.

Kondenzátor je pasivní součástka s hlavním parametrem kapacitou. Vlastnosti a životnost elektrolytického kondenzátoru je přímo dána určitými elektrochemickými procesy, ale také složením a technologickým postupem, které si každý výrobce pečlivě chrání. Proto kondenzátor se stejnou kapacitou a velikostí nemusí snést totéž co jiný. Proto

pečlivý výběr ověřeného a kvalitního výrobce kondenzátorů je stěžejní pro konstruktéra. Konstruktor je pak schopen nepřímo ovlivnit životnost a parametry kondenzátoru jeho použitím v pracovních podmínkách např. teplota okolí, elektrické/mechanické namáhání a další.

Hlavní parametry kondenzátorů:

- Jmenovité napětí [V]

Součet stejnosměrné a střídavé složky napětí na kondenzátoru, které bychom neměli za běžných provozních stavů překročit. Někdy jsou uváděné 2 údaje, tak jeden z nich platí za určitých podmínek např. při krátkodobém přepětí. U polarizovaného kondenzátoru musí být vyznačena polarita na pouzdru.

- Jmenovitá kapacita [μF]

Obvykle vyznačená na pouzdře a tolerancí obvykle $\pm 20\%$. Většinou výrobce zvětší kapacitu u nového kondenzátoru, aby trochu kompenzoval stárnutí.

- Zvlnění proudu [mA]

Jedná se o maximální hodnotu proudu střídavé složky, která může kondenzátorem procházet. Pro spínané zdroje důležitý parametr, při překročení této hodnoty dojde přehřívání kondenzátoru a značné zkrácení životnosti. Čím větší tím lépe. Parametr závisí na kmitočtu.

- ESR - ekvivalentní sériový odpor [$m\Omega$]

Také velice důležitý údaj pro použití ve spínaných zdrojích. Je to odporová složka impedance, dá se přirovnat k odporu připojeného sériově k ideální kapacitě. Čím menší hodnota ESR tím lépe. Parametr je také závislý do určité hodnoty na kmitočtu, tak i na teplotě a stárnutí elektrolytu se brzo projeví ESR.

- Ztrátový činitel $tg\delta$

Poměr reálné složky (ztráty) a reaktance kondenzátoru. Čím menší tím lepší. Také závisí na teplotě a kmitočtu. Obrácená hodnota je obvykle známá jako činitel jakosti $Q = 1/tg\delta$

- Zbytkový proud [μA]

Měří se proud procházející kondenzátorem po 2 minutách připojeného na jmenovité napětí přes $1k\Omega$ rezistor.

- Pracovní rozsah teplot [$^{\circ}C$]

Je uveden i na pouzdře, ale jen maximální hodnota teploty okolí, při kterých výrobce garantuje funkčnost, ovšem za cenu rapidního snížení životnosti.

- Životnost [hod]

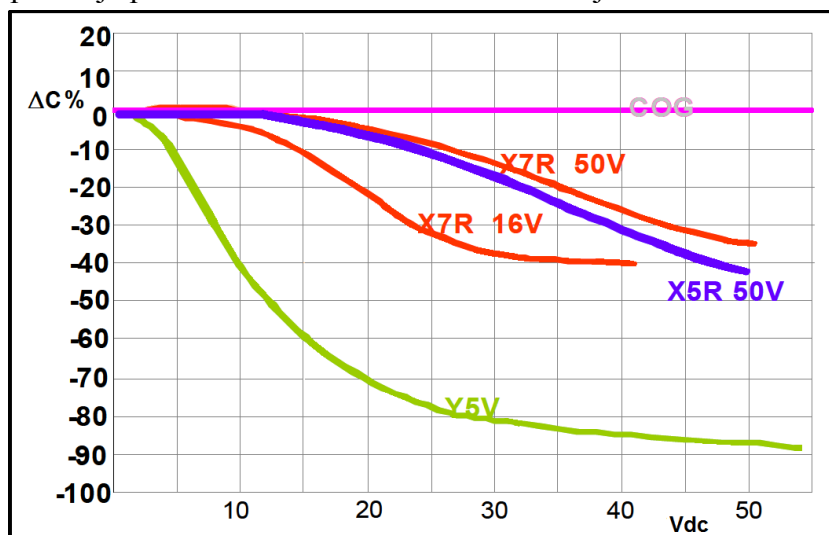
Je udávána při maximálním dovoleném zatížení, takže pro maximální teplotu, jmenovité napětí a maximální zvlnění proudu. Každým snížením teploty o 10°C se teoreticky zvýší životnost na dvojnásobek.

Pokud tedy návrhář přeci jen potřebuje použít elektrolytický kondenzátor na sekundární straně nebo na primární straně LED zdroje, výběr elektrolytického kondenzátoru může být kritický. Volba by tedy měla padnout na prověřeného kvalitnějšího výrobce, například elektrolyt společnosti Rubycon, řada LLE s životností až 20 000 hodin při 105°C určený právě pro LED zdroje, popřípadě „nichicon longlife“ nebo podobný.

Jestliže návrhář nepotřebuje příliš velkou kapacitu, ať už z důvodu použití aktivního filtru nebo větší zvlnění není kritické, tak má na výběr alternativní typy kondenzátorů s mnohem větší životností než u elektrolytických kondenzátorů.

- Tantalové kondenzátory nabízí velkou kapacitu, avšak pro malé napětí proto vhodné pouze pro sekundární filtraci a také jsou polarizované. Teplotně i kapacitně velmi stabilní, ovšem největší nevýhoda, která odradí téměř každého ekonomicky smýšlejícího návrháře je obrovská cena.
- Polyesterové/polypropylenové kondenzátory vhodné především pro filtraci na primární straně. Kapacita není příliš velká. Teplotně i kapacitně stabilní. Větší velikost kondenzátoru značně limituje návrháře při návrhu DPS. Cena také není příliš přívětivá.
- Keramické kondenzátory (MLCC) Kvalita keramického kondenzátoru je dána především použitým dielektrikem. Kondenzátory třídy 1 (Class 1, např. s dielektrikem C0G) jsou nejpřesnější a nejstabilnější, mají lineární závislost na teplotě, ovšem velmi malá kapacita je limituje pro použití v rezonančních a teplotně kompenzačních obvodech. Kondenzátory třídy 2 (Class 2) používají dielektrikum s vysokou permitivitou, díky tomu mají velkou kapacitu. Závislost kapacity na teplotě je nelineární a trpí nepříjemnou vlastností snížení kapacity při přiloženém DC napětí. Na obr. 4 jsou příklady snížení kapacity v závislosti na DC napětí pro některá dielektrika. Při výběru keramického kondenzátoru je lépe použít kvalitnější a dostupnější dielektrikum X7R nebo X5R pro menší rozsah teplot. Stárnutí keramických kondenzátorů s dielektrikem X7R je přibližně $-1,5\% \Delta C/C$ za

dekádu v hodinách to znamená, že při 100 000h provozu se sníží kapacita o 7,5%. Kapacita je také frekvenčně závislá, takže při spínací frekvenci 100kHz bude vykazovat keramický kondenzátor přibližně o 7% menší a při 1MHz již 10% menší kapacitu než je jmenovitá. Cenově však vychází nejpříznivěji, i když je potřeba jich použít vícero a i přes všechny nevýhody. Návrhář tedy musí počítat se všemi vlivy, pokud je požadována extrémní životnost zdroje.



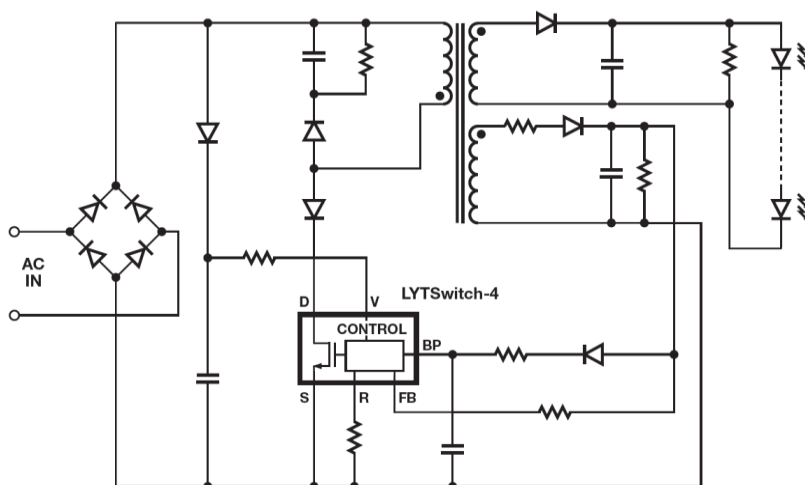
Obrázek 4 Snížení kapacity při DC napětí

3 Návrh možné topologie a řešení napájecích zdrojů pro LED světla bez elektrolytických kondenzátorů.

V této části se budu věnovat návrhu a konstrukci zdroje s ohledem na minimalizaci kapacity jak v primární části, tak v sekundární části. Kromě zmíněného požadavku bude brán zřetel zejména na dodržení vysokého účinníku PF (power faktor) a nízké celkové harmonické zkreslení označované jako THD (total harmonic distortion). Nic méně zatím co snížení kapacity je výhodné a má celkem velký vliv na účinník zdroje i na celkové harmonické zvlnění THD. Zvýšením komplexnosti zdroje z důvodu eliminace elektrolytických kondenzátorů může vést ke snížení celkové účinnosti. Jako jedno z možných řešení je návrh dvoustupňového provedení. První stupeň bude tvořit usměrňovač (AC/DC konvertor) s galvanickým oddělením (flyback topologie) a druhý stupeň bude stejnosměrný převodník (DC/DC konvertor) typu SEPIC. Je možné použít i jiné provedení galvanického oddělení a to až v sekundární části nebo pokud není vyžadováno galvanické oddělení, lze tím dosáhnout větší účinnosti.

4 Návrh spínaného zdroje pro LED světla.

Jak již bylo zmíněno, bude použito tzv. zapojení „flyback“ (v české literatuře někdy uváděno jako „akumulující zapojení“) viz obr. 5. Výhodou této topologie je galvanická izolace, nejširší rozsah výstupního napětí a nejmenší THD. Naopak nevýhodou zapojení „Flyback“ je, že transformátor snižuje celkovou účinnost (ohmické ztráty) a zvyšuje nároky na izolační vzdálenosti na plošném spoji. Nutností je použití „clamp“ obvodu, aby se zabránilo zničení spínacího tranzistoru.



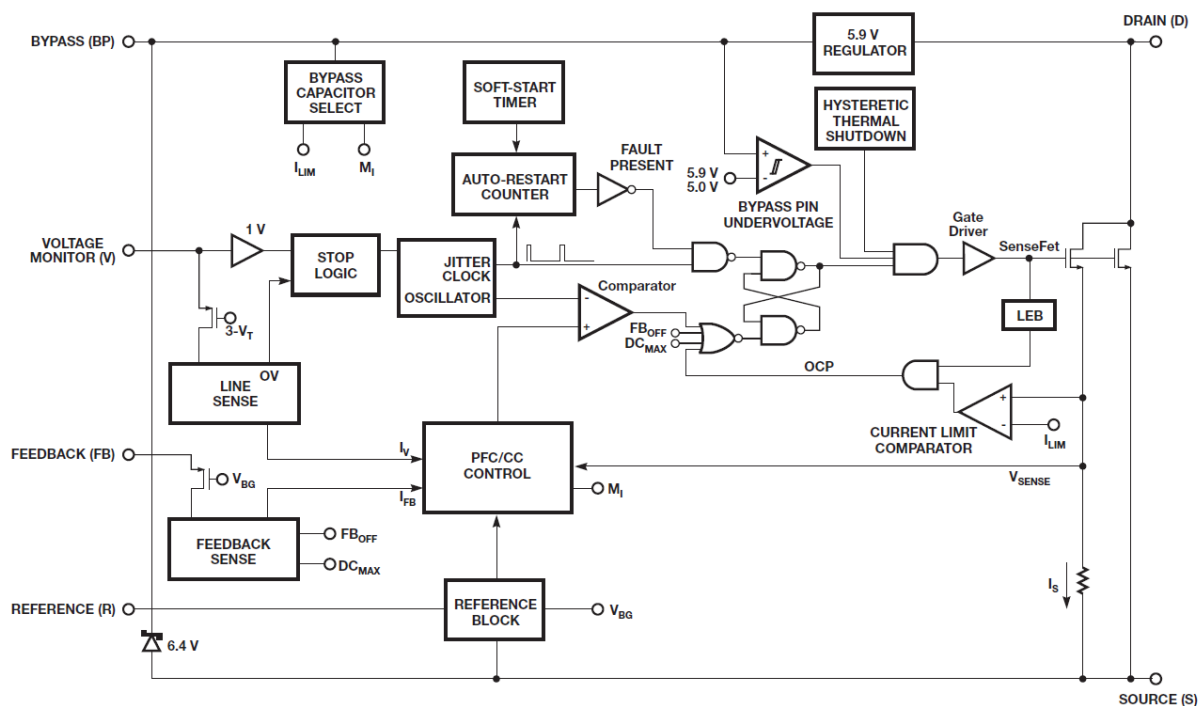
Obrázek 5 Základní typické zapojení Flyback převzato a upraveno z [2]

4.1 Návrh primární části topologie

Před samotným výběrem integrovaného obvodu, v závislosti na výstupním výkonu, je třeba vědět vstupní parametry, protože se nepředpokládá použití tohoto zdroje jinde než v Evropě, tak vstupní napětí by mělo být v rozsahu od $185V_{AC}$ do $265V_{AC}$. Funkčnost zapojení pod nebo nad tímto rozsahem je možná, nic méně se změní výstupní parametry. Pro zatím se nebude uvažovat o stmívání LED pomocí TRIAKu (fázová deformace střídavého proudu). Navrhovaný výkon bude do 20W. Pro tento návrh byl zvolen konkrétně obvod LYT4226E pro výkon od 14W do 35W. Nominální výstupní napětí bude určeno až při výběru transformátoru a jelikož se jedná o zdroj s regulovaným proudem a na sekundární části bude následně DC/DC konvertor, tak je třeba se hlavně postarat, aby nepřekročilo maximální hodnotu v mezi-obvodě, abychom nezničili kondenzátory. Výstupní proud bude možné doladit trimrem.

Pro návrh převodníku AC/DC primární části zdroje jsem použil monolitický integrovaný obvod (LYTSwitch-4), který v sobě integruje jak kontrolér, tak výkonný

MOSFET tranzistor. Navíc kontrolér pro svoji činnost nepotřebuje opto-člen ani žádnou sekundární zpětnou vazbu. Vystačí si pouze se zpětnou vazbou z pomocného vinutí transformátoru. Tyto výhody umožňují navrhnout zdroj s dlouhou životností, s ohledem na ekonomické řešení. Kontrolér dále obsahuje oscilátor, obvody zpětné vazby, regulátor 5,9V, teplotní ochranu, frekvenční modulaci pro zmírnění elektromagnetického rušení (v tomto případě elektromagnetické interference označované jako EMI), proudovou ochranu, automatické restartování při aktivaci ochrany, korekci účinníku (PFC) a regulátor konstantního proudu. Vnitřní struktura kontroléru je na obr. 6.



Obrázek 6 Vnitřní blokový diagram obvodu LYT4xxx převzato z [2]

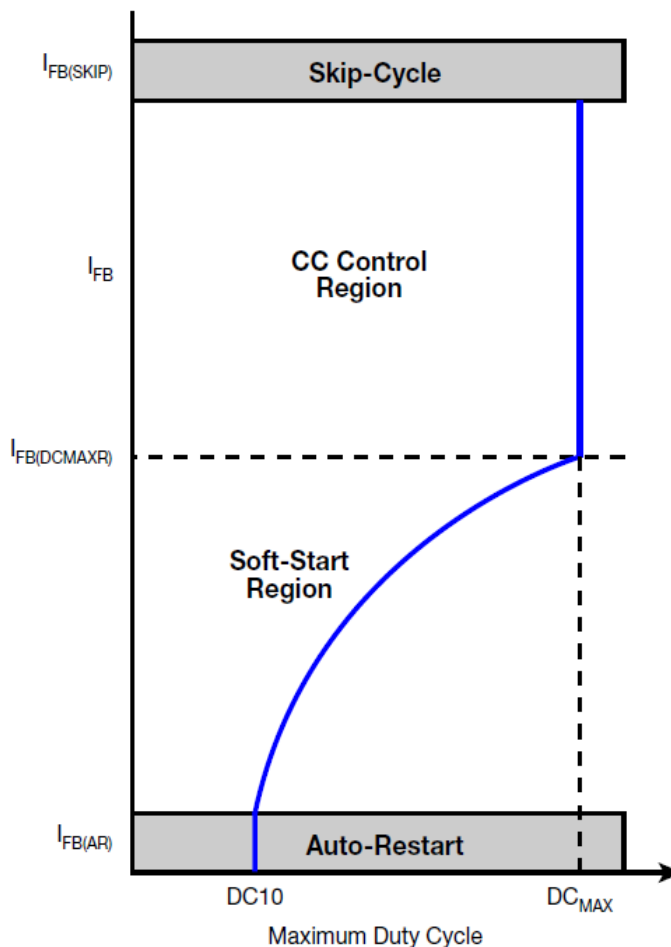
Popis vývodů.

- **Vývod (pin) Drain (D):** Připojení k vnitřnímu tranzistoru a také k regulátoru, který nabíjí kondenzátor připojený k BYPASS pinu na napětí 5.9V, když je tranzistor rozepnutý.
- **Vývod (pin) Source (S):** Připojení k vnitřnímu tranzistoru a současně se jedná o zemní referenci i pro ostatní piny. Kontrolér také sleduje proud protékající FET tranzistorem, a pokud dojde k překročení proudu I_{LIMIT} je po zbytek cyklu rozepnutý.
- **Vývod (pin) Bypass (BP):** Slouží k připojení kondenzátoru a je napájen, buď interně, nebo externě z pomocného vinutí pro zlepšení účinnosti. Slouží jako napájecí zdroj pro kontrolér když je tranzistor sepnutý. Velikost kapacity kondenzátoru ($4,7\mu F$ nebo $47\mu F$) určuje možný výkon kontroléru.

- **Vývod (pin) Voltage monitor (V):** Je určený k připojení externího špičkového detektoru vstupního usměrněného napětí. Pomocí tohoto pinu je také detekováno přepětí v primární části obvodu a následné zastavení činnosti kontroléru. Připojením tohoto pinu k zemi je možné přepnout kontrolér do pohotovostního nízko příkonového režimu. Regulovaný výstupní proud je funkcí proudu do voltage monitoru a feedback pinu.

- **Vývod (pin) Feedback (FB):**

Tento pin je připojený na pomocné vinutí transformátoru. Slouží jako zpětná vazba výstupního napětí. Proud tekoucí do tohoto pinu je přímo úměrný výstupnímu napětí. Na obrázku 7 je charakter řízení v závislosti na zpětnovazebním proudu. Při normálním provozním režimu musí platit ($85\mu A < I_{FB} < 210\mu A$). Pod tímto proudem je omezovaná střída spínání, vhodné pro omezení startovacího proudu toto zajistí monotónní start. Nad tímto proudem dochází k vynechávání spínání. V případě poruchy, například při rozpojení zpětné vazby nebo výstupnímu přetížení/zkratu kontrolér se přepne



Obrázek 7 Charakter řízení v závislosti na zpětnovazebním proudu převzato z [2]

do automatického restartu a to tak dlouho, dokud porucha trvá. Přidáním volitelného obvodu je možné omezit maximální napětí na výstupu tak, aby nedošlo k zničení výstupních kondenzátorů například při odpojené zátěži.

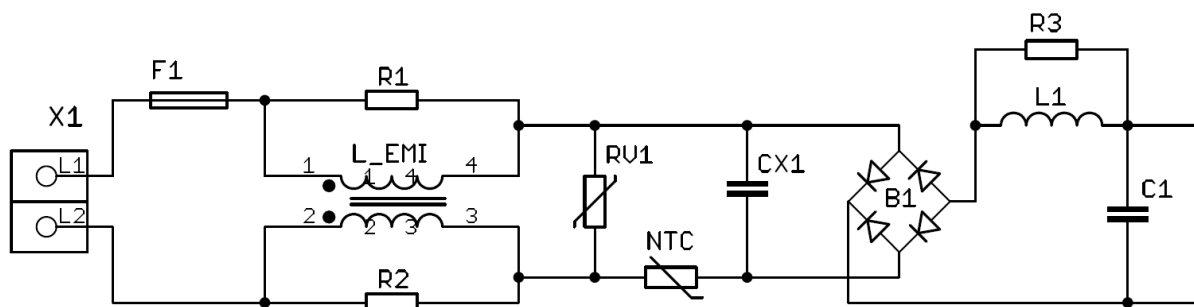
- **Vývod (pin) Reference (R):** Určen k připojení externího přesného rezistoru. Hodnota určuje vnitřní referenci a měla by být 24,9 k Ω . Tolerance odporu má přímý vliv na přesnost výstupní regulace.

4.1.1 Vstupní obvody.

Spínací frekvence kontroléru je interně nastavená na 132 kHz. Pro zmírnění elektromagnetické interference EMI je spínací frekvence mírně frekvenčně modulovaná přibližně o 5,4 kHz. Tepelná ochrana kontroléru je nastavena na 142°C při této teplotě dojde k zastavení spínání a je obnoveno, až teplota klesne o 75°C. Díky této ochraně je kontrolér téměř nezničitelný.

4.1.2 Elektromagnetická kompatibilita EMC, ochrana a vstupní filtr.

Vstupní ochrana je tvořena pojistkou F1, která chrání před selháním některé z následujících komponent. Varistor RV1 poskytuje ochranu proti přepětí, vhodná hodnota varistoru je 275V_{AC}. Termistor NTC je vhodný jako doplňková ochrana před proudovými rázy při zapnutí. Pro omezení soufázového rušení je zde L_{EMI} tlumivka vhodná hodnota je okolo 10mH. Kondenzátor CX1 slouží k omezení protifázového rušení, vhodné je začít na hodnotě 10nF a pokud není dostatečná rezerva EMI, tak postupně zvedat. Diodový můstek usměrní síťové napětí a spolu s kondenzátorem C1, který tvoří nízko impedanční cestu pro hlavní spínaný proud. Hodnota tohoto kondenzátoru bude značně omezená a hodnota by neměla přesáhnout 1μF jednak z důvodu absence elektrolytického kondenzátoru a jednak dodržení vysokého power faktoru. Rezistory R1,2,3 připojené k tlumivkám tvoří pasivní tlumení před případnou LC rezonancí.



Obrázek 8 vstupní filtr LED zdroje

4.1.3 Návrh primárního omezovacího obvodu (clamp circuit).

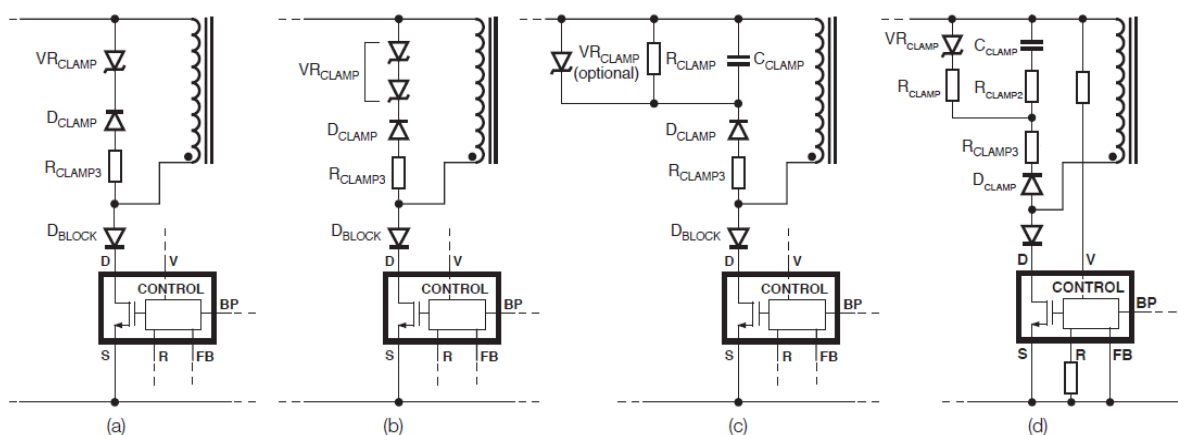
U flyback topologie je energie přenášena na výstup pouze v době, když je MOSFET tranzistor vypnutý. V této době se na primární části objevuje odražené (v anglické literatuře uváděno jako „reflected“) výstupní napětí zvětšené o poměr transformátoru. Ovšem celkové závěrné napětí, které působí na MOSFET tranzistor je zvětšené ještě o vstupní usměrněné napětí, které lze vyjádřit vzorcem:

$$U_{DS} = U_{IN} + U_{OR} = U_{IN} + U_{0_max} \times \frac{N_p}{N_s} \quad (1)$$

Kde U_{DS} je závěrné napětí na MOSFETu, U_{IN} je vstupní usměrněné napětí, U_{OR} je odražené

napětí, U_{0_max} je maximální výstupní napětí, N_p/N_s je poměr vinutí transformátoru, N_p je počet závitů primárního vinutí transformátoru, N_s je počet závitů sekundárního vinutí transformátoru.

Ovšem abychom nepřekročili závěrné napětí tranzistoru z důvodu přechodových jevů nebo pokud výstupní napětí vzroste příliš vysoko, je třeba použít omezovací obvod. Vhodné omezující napětí je 1,5 krát větší než odražené napětí U_{OR} . Existuje několik možných způsobů jak omezit špičkové napětí. Na obr 9. je několik doporučených omezovačů, nejjednodušší a nejlevnější je použití Zenerovy diody (Zener Transient Voltage Suppressors) obr 9a,b to poskytuje minimální ztrátový výkon při normálním provozu, avšak může způsobovat EMI rušení. Vhodný kompromis je RCD+Z obr. 9c,d oproti samotnému RCD nabízí pevné maximální napěťové omezení (spolehlivější ochrana MOSFETu) a schopností absorbovat víc energie při malém EMI rušení.



Obrázek 9 Možné obvodové řešení pro omezení závěrného napětí na MOSFET tranzistoru převzato a upraveno z [2]

Pro navržený obvod (c) bude použito odražené napětí $U_{OR} \cong 110V$

$$U_{R_{clamp}} = 1,5 \times U_{OR} = 1,5 \times 110V \cong 165V \quad (2)$$

Maximální závěrné napětí na MOSFETu nesmí překročit $U_{DSmax} < 725V$

$$U_{DS} = U_{IN} + U_{R_{clamp}} = 400V + 165V = 565V \quad (3)$$

Při použití 200V jednosměrného transilu/zenerky máme dostatečnou rezervu i pro případné přechodné jevy.

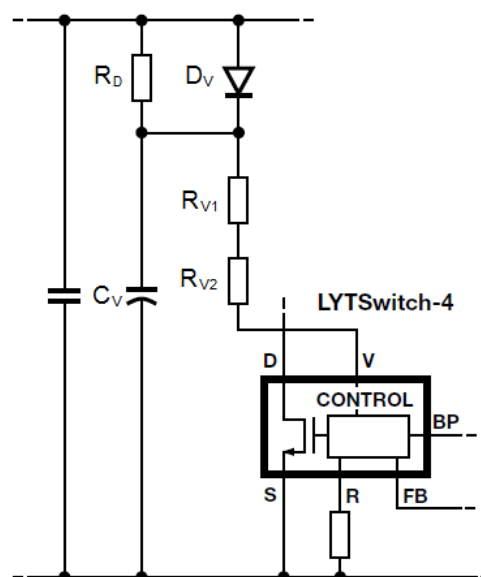
Zvolené součástky z tohoto bodu: Transil → **P6SMBJ200A**

R_{clamp} → **100kΩ – 200kΩ** C_{clamp} → **1nF – 2, 2nF 630V** D_{clamp} → **US1J**

R_{clamp3} → **100Ω** D_{blok} → **US1D**

4.1.4 Špičkový detektor.

Špičkový detektor obr. 10 poskytuje informaci o usměrněném vstupním napětí a proud teče přes rezistory R_{V1} a R_{V2} do vývodu **V**, který detekuje vstupní přepětí. A pokud proud překročí $112\mu A$ dojde k zastavení spínání. To odpovídá $V_{ACmax} = 318V$ při použití varistoru (viz sekce 4.1.2 vstupní filtr/EMI) tento stav nehrozí. Kondenzátor C_V je přes diodu D_V nabit na maximální hodnotu a aby byla zachycena změna vstupního V_{AC} napětí je pomalu vybíjen přes rezistor R_D . Hodnotu rezistoru R_D volím tak, aby časová konstanta byla $C_V \times R_D > 80ms$ z důvodu minimalizace zvlnění vstupního napětí. Hodnota kondenzátoru by měla být alespoň $100nF$ nebo větší a je možné použít svitkový, elektrolytický nebo keramický s jmenovitým napětím $\geq 1,41 \times V_{ACmax}$.



Obrázek 10 Špičkový detektor převzato a upraveno z [2]

$$220nF \times 510k\Omega \cong 112ms > 80ms$$

Zvolené součástky z tohoto bodu: $C_V \rightarrow 220nF$ $R_D \rightarrow 510k\Omega$

$$R_{V1} = R_{V2} = 2M\Omega \quad D_V \rightarrow US1J$$

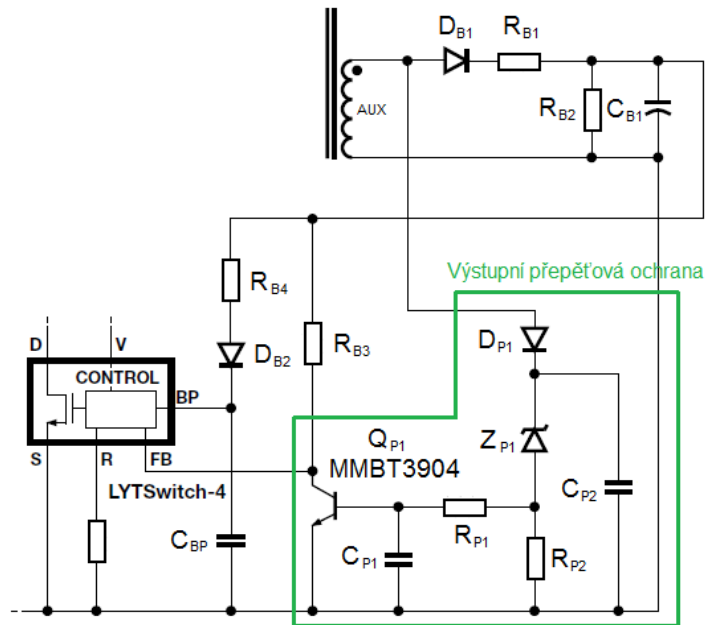
4.1.5 Obvod zpětné vazby.

Zpětná vazba je tvořena pomocí pomocného (AUX) vinutí transformátoru. To umožňuje eliminaci optonu a dalších komponent sekundární zpětné vazby. Napětí na pomocném vinutí je přímo úměrné výstupnímu napětí (ovšem také závisí na poměru počtu závitů mezi pomocným a sekundárním vinutím). Tak jako na sekundárním vinutí je třeba napětí usměrnit pomocí diody D_{B1} , zde stačí jakákoliv rychlá USM dioda se závěrným napětím kolem $200V$ a proudovou zatížitelností do $200mA$. Rezistor R_{B2} vytváří velmi malou zátěž ($\sim 2mA$) pomocnému vinutí a utlumí případné napěťové špičky způsobené rozptylovou indukčností transformátoru. Dolnoproputný filtr tvořený rezistorem R_{B1} a kondenzátorem C_{B1} vyhladí síťový kmitočt, mezní frekvence by měla být $50Hz$, pokud však není nutné dodržení příliš vysokého PF nad $0,9$ je možné mezní frekvenci zvýšit a snížit tak potřebnou kapacitu. Rezistor R_{B1} zvolím tak, abych dostal nižší hodnotu kapacity

a mohl tak použít keramický typ kondenzátoru místo elektrolytického. Vhodná hodnota je od 50Ω do 200Ω tak, abych výrazně neovlivnil výstupní regulaci.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times R_{B1} \times C_{B1}} = \frac{1}{2\pi \times 150\Omega \times 20\mu F} \cong 53\text{Hz} \quad (4)$$

Bypass kondenzátor C_{BP} slouží jako napájení kontroléru a současně hodnota nastavuje výstupní výkon kontroléru a tím i nadproudovou ochranu. Pro snížený výkon je určená hodnota $47\mu F$ a pro maximální je $4,7\mu F$. Pro můj návrh s výkonem do $20W$ a kontrolérem LYT4226E si vystačím s redukováným výkonem. Kondenzátor může být buď keramický nebo elektrolytický se jmenovitým napětím alespoň $10V$ nebo vyšším. Doporučuji použít kvalitnější kondenzátor, pokud keramický, tak s dielektrikem



minimálně X7R. Pokud volba padne na méně kvalitní kondenzátor, může se stát, že vlivem teploty se sníží kapacita a kontrolér špatně detekuje hodnotu a přepne se do režimu maximálního výkonu.

Obrázek 11 Schéma zpětné vazby a dodatečná výstupní přepětová ochrana převzato a upraveno z [2]

Při startu, když pomocné vinutí nemá dostatek energie, si kontrolér sám nabije kondenzátor C_{BP} na hodnotu $\sim 6V$ a po startu je již napájen externě pomocí rezistoru R_{B4} a diody D_{B2} . I bez těchto součástí je kontrolér schopen se sám napájet i bez pomocného vinutí, ale sníží se tím účinnost.

Nejdůležitější rezistor, který má přímý vliv na regulaci proudu je R_{B3} , jehož hodnota určuje pracovní bod (viz obr. 11). Pro normální režim musí zpětnovazebním rezistorem R_{B3} protékat proud ($85\mu A < I_{FB} < 210\mu A$). Avšak aby bylo možné zajistit co největší rozsah výstupního napětí, jak směrem nahoru, tak směrem dolů, ideální hodnotou zpětnovazebního proudu tedy je $I_{FB} \cong 150\mu A$. Tím však nebude respektován průměrný výstupní proud, který je funkcí proudu do zpětné vazby a do voltage monitoru. Výrobce kontroléru poskytuje software pro výpočet zpětnovazebního rezistoru R_{B3} kam se zadají

požadované parametry a výstupem je doporučená hodnota. Pokud však máme dostatečně dimenzovaný transformátor, je možné regulovat změnou R_{B3} výstupní proud v relativně velkém rozsahu. Pokud známe nominální napětí na pomocném vinutí (U_{AUX}), tak přibližný výpočet rozsahu rezistoru je:

$$R_{B3min} = \frac{U_{AUX}}{I_{FBmin}} - R_{ref} = \frac{24V}{85\mu A} - 24,9k\Omega \cong 257k\Omega \quad (5)$$

$$R_{B3max} = \frac{U_{AUX}}{I_{FBmax}} - R_{ref} = \frac{24V}{210\mu A} - 24,9k\Omega \cong 90k\Omega \quad (6)$$

Účel výstupní přepětové ochrany je ochránit před vysokým napětím výstupní kondenzátory, primární omezovací obvod a samotný kontrolér. Ochrana je tvořena zeleně orámovanými součástkami na obr. 11. Princip funkce je ten, že pokud dojde k odpojení zátěže, ať už vědomě nebo selháním některé z výstupních součástek, tak napětí na výstupu začne postupně vzrůstat. Stejně tak začne vzrůstat napětí na pomocném vinutí a to do doby, než překročíme napětí na zenerově diodě Z_{P1} . V tu dobu se sepne malý signálový tranzistor a stáhne feedback do země, proud do FB klesne pod $10\mu A$ a to zastaví spínání na dobu $600ms$ a pokud neklesne napětí pod danou mez, celý cyklus se opakuje. Celá ochrana je schválně připojena na samostatnou větev pomocného vinutí tak, aby reakce byla rychlá. Kondenzátory jsou zde jako filtrace před rušivým signálem a jejich hodnota není kritická. Podle potřeby je možné zvolit $10nF - 1\mu F$ s jmenovitým napětím jako maximální napětí na pomocném vinutí. Podle zvoleného přepětí U_{OVP} vybereme zenerovo diodu Z_{P1} .

$$U_{ZP1} = U_{OVP} \times \frac{N_{AUX}}{N_S} + 5V = 40V \times 0,86 + 5V \cong 39V \quad (7)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu:

$$\begin{aligned} D_{B1}, D_{P1} &\rightarrow \mathbf{BAV21WS} & D_{B2} &\rightarrow \mathbf{BAV16WS} & R_{B1} &\rightarrow \mathbf{150\Omega} & R_{B2} &\rightarrow \mathbf{20k\Omega} \\ C_{B1} &\rightarrow \mathbf{20\mu F 50V} & C_{BP} &\rightarrow \mathbf{47\mu F 25V} & R_{B4} &\rightarrow \mathbf{6,2k\Omega} & R_{ref} &\rightarrow \mathbf{24,9k\Omega} \\ R_{B3_a} &\rightarrow \mathbf{100k\Omega} & R_{B3_b} \text{ (trimr)} &\rightarrow \mathbf{0 - 100k\Omega} & Z_{P1} &\rightarrow \mathbf{ZMM5259B} & R_{P2} &\rightarrow \\ & & & & & & & \mathbf{1k\Omega} \\ R_{P1} &\rightarrow \mathbf{10\Omega} & C_{P1} &\rightarrow \mathbf{10nF 50V} & C_{P2} &\rightarrow \mathbf{100nF 50V} & Q_{P1} &\rightarrow \mathbf{MMBT3904} \end{aligned}$$

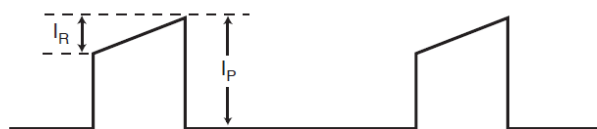
4.1.6 Výběr transformátoru

I zde nám výrobce poskytuje software pro návrh a konstrukci vhodného transformátoru. V mém případě z důvodu dostupnosti jsem se vydal cestou výběru vhodného transformátoru z katalogu již zkonstruovaných vzorků od firmy Würth Elektronik. Nic méně software mi poskytl hrubý nástin jaké jádro, indukčnost, poměr

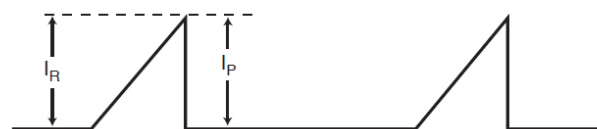
závitů nebo saturační proud či další parametry budou vhodné pro výběr a konstrukci prvního prototypu. Tabulku vypočtených hodnot pro můj návrh je možné nalézt v příloze č. 1. Kontrolér LYTSwitch-4 vyžaduje, aby proud protékající primárním vinutím byl v nepřerušovaném režimu $K_p < 1$, jako na obr. 12a.

Faktor zvlnění K_p se dá definovat jako:
$$K_p \equiv K_{RP} = \frac{I_R}{I_P} \quad (8)$$

Ideální faktor zvlnění je v rozsahu $0,4 \leq K_p \leq 0,9$, tím se dosáhne vysokého power faktoru PF a nízkého THD a také nižšího EMI rušení. Avšak příliš nízký faktor zvlnění K_p by vyžadovalo vyšší indukčnost a tím i větší jádro. Obecně se tedy dá říci, že pro menší výkony pod 25W je možné akceptovat větší faktor zvlnění K_p ,



(a) Nepřerušovaný, $K_p < 1$



(b) Hranice nepřerušovaného proudu, $K_p = 1$

Obrázek 12 Proud primárním vinutím převzato a upraveno z [2]

protože pro menší výkony nejsou limity PF, THD a EMI tak přísné. Z hlediska výstupního proudu a výkonu není kontrolér citlivý na konkrétní hodnotu primární indukčnosti.

Výběr poměru závitů závisí na výstupním napětí, ale také na volbě odraženého výstupního napětí V_{OR} . Pro určení vhodného poměru závitů použijí odražené napětí z bodu 4.1.3.

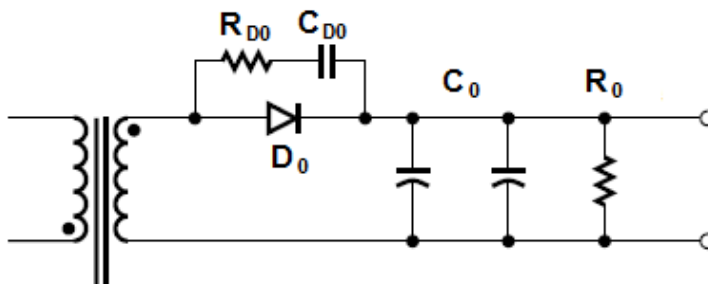
$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{OR}}{U_{0,max}} = \frac{110V}{28V} \cong 4 \quad (9)$$

Dá se tedy říci, že čím vyšší odražené napětí U_{OR} , tím bude nutné zvyšovat primární počet závitů a to bude vyžadovat větší jádro transformátoru, to povede k větší indukčnosti. Dále větší odražené napětí V_{OR} bude znamenat větší nároky na omezovací obvod a hrozí riziko napěťového zničení MOSFET tranzistoru. Pro můj návrh zdroje jsem vybral transformátor s jádrem EE20/10/6 s indukčností $L_p = 700\mu H$, poměrem závitů $N_p/N_s = 4$ $N_p/N_{AUX} = 4,63$ a saturačním proudem $I_s = 1,5A$ (viz následující obrázek)



4.1.7 Výstupní kondenzátory a dioda

Proud diody musí být dimenzovaný alespoň na dvojnásobek navrhovaného výstupního proudu $I_D \geq 2 \times I_0$. Reverzní napětí diody musí být násobně větší než maximální napětí na výstupu $U_{R_{D0}} \geq U_{OVP} \times 4$.



Obrázek 13 Výstupní obvod s kondenzátory a diodou
převzato a upraveno z [2]

Jako výstupní kondenzátory lze použít keramické nebo elektrolytické. Pro zmenšení výstupního zvlnění výrobce doporučuje $\sim 1.5 \mu F$ na $1 mA$ to by znamenalo použití výhradně elektrolytických kondenzátorů. Nic méně vzhledem k potřebě dlouhé životnosti nejsou elektrolytické kondenzátory pro můj návrh ideální. A navíc nutná podmínka redukce zvlnění a z toho vyplývající blikání 100 hertzové složky, by znamenalo další enormní nárůst kapacity. Z tohoto důvodu v další části této práce se budu zabývat možnými topologiemi jak minimalizovat kapacitu a při tom snížit výstupní zvlnění na hodnotu pod jeden volt.

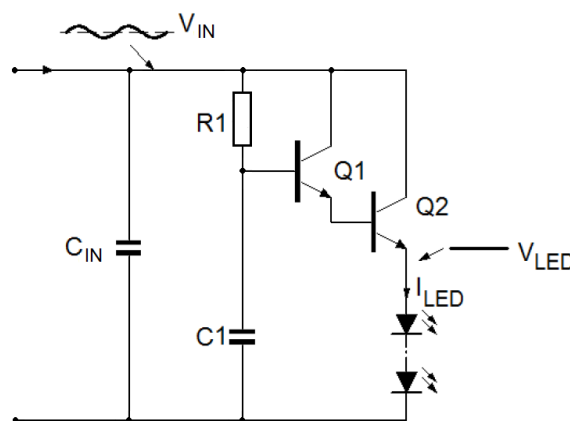
4.2 Návrh sekundární části zdroje

Primární část navrženého spínaného zdroje typu flyback, by sama o sobě byla schopna pracovat i bez použití elektrolytických kondenzátorů ovšem výstupem by bylo značné zvlnění napětí v oblasti 100Hz. Při použití LED zátěže je pochopitelné, že výstupní zvlnění se přeneso v ekvivalentní zvlnění světelného toku. I když 100 Hz složka blikání je pro drtivou většinu osob neviditelná, neznamená to však, že ji nejsme schopni vnímat. Dle některých studií může blikání na nízkých frekvencích u citlivých osob vyvolat nevolnost, bolesti hlavy, poškození zraku nebo v extrémním případě epileptický záchvat. Ovšem blikání nemusí znamenat pouze fyziologický problém ale i designový nebo funkční problém například ve filmovém studiu, kde téměř každá kamera dokáže detekovat ono blikání. Z těchto důvodů je tato část práce věnována možnosti, jak kompenzovat zvlnění na sekundární straně.

Možností jak minimalizovat zvlnění je několik.

- Z pasivních metod je nejjednodušší zvětšit kapacitu, tuto metodu lze okamžitě odmítnout, jednak by to vyžadovalo použití elektrolytu, a stejně by se nedosáhlo nulového zvlnění.

- Z aktivních metod lze použít takzvaný násobič kapacity na obr. 14. Princip je jednoduchý, vstupní zvlnění mění vnitřní odpor tranzistoru, tím se mění i úbytek na tranzistoru a to tak, že se zvlnění na výstupu neprojeví. Celkem se pak chová jako pasivní filtr s kapacitou vynásobenou proudovým zesilovacím činitelem tranzistoru. Nevýhoda je velký ztrátový výkon na tranzistoru, který se rovná



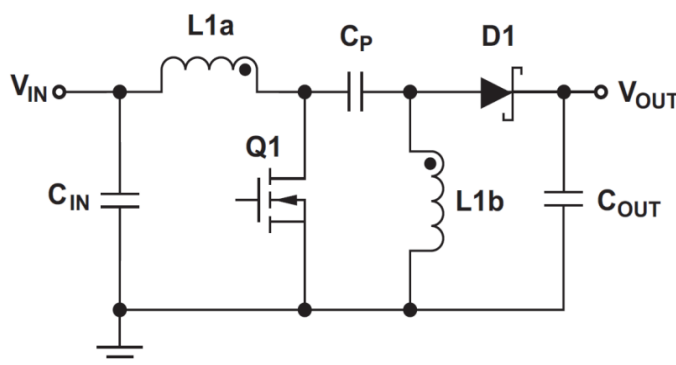
Obrázek 14 Násobič kapacity

$$P_Z = \left(\frac{U_{IN-PP}}{2} + 1,2V \right) \times I_{LED},$$

což limituje použití této metody pouze na nízké výkony.

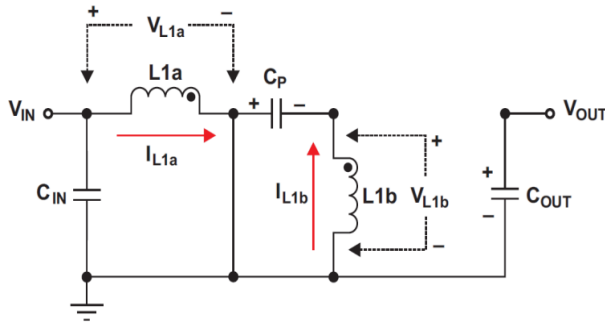
- Další metoda je v použití aktivního spínaného měniče. Účinnost těchto měničů může dosahovat i přes 90% a výstupní zvlnění lze zmírnit nebo zcela eliminovat. Tím se stává spínaný měnič ideálním řešením pro tento návrh jako sekundární stupeň zdroje.

Nyní zbývá vybrat konkrétní topologii spínaného měniče. Jelikož nominální výstupní napětí z primární části je téměř identické jako požadované napětí pro LED zátěž, tak samotný snižovací ani zvyšovací měnič nejsou pro tento návrh ideální. Možný použitelný měnič je tedy blokovací (buck-boost), avšak ten invertuje napětí nebo vytváří plovoucí zem, což LED zátěži nemusí vadit. Nic méně nejvhodnější měnič bude SEPIC (single ended primary inductor converter).

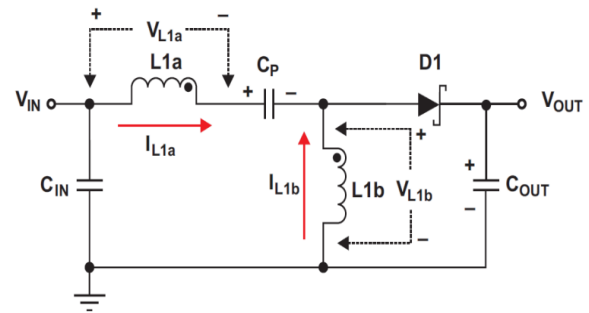


Obrázek 15 Schéma SEPIC topologie převzato a upraveno z [3]

SEPIC je stejnosměrný převodník DC/DC konvertor, který poskytuje kladné regulované napětí ze vstupního napětí, které může být větší nebo menší než je výstupní. Nevýhoda SEPIC konvertoru je nutnost použití dvou indukčností, nic méně tím, že jsou průběhy napětí na obou indukčnostech stejné lze použít společné jádro pro obě dvě. Obr. 15 znázorňuje základní schéma SEPIC konvertoru. Pro pochopení principu je nutné provést analýzu stavu, když je tranzistor Q1 sepnutý nebo rozepnutý jako je na obr. 16a,b.

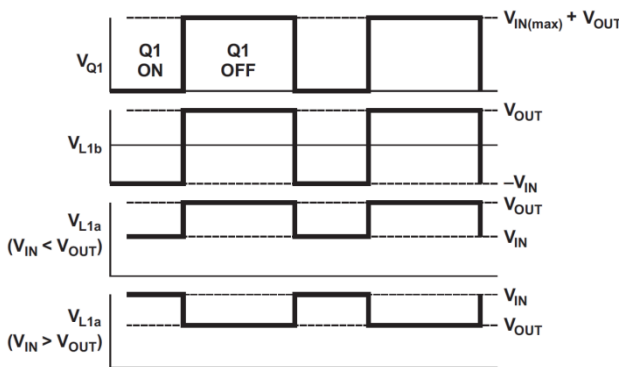


Obrázek 16a Tranzistor je sepnutý převzato a upraveno z [3]

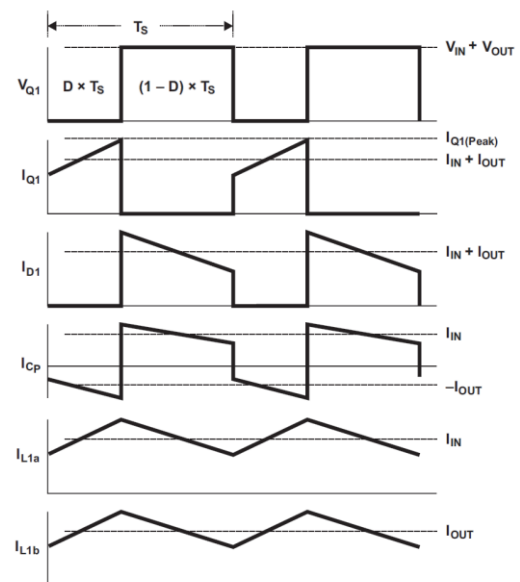


Obrázek 16b Tranzistor je rozepnutý převzato a upraveno z [3]

Předpokládám ustálený stav a režim bez přerušovaného proudu (CCM). Průběhy napětí jsou na obr.17. Tranzistor Q_1 je rozepnut a kondenzátor C_P je nabit na vstupní napětí U_{IN} , napětí na indukčnosti L_{1b} odpovídá výstupnímu napětí U_{OUT} . Napětí na rozepnutém tranzistoru je $U_{IN} + U_{OUT}$ takže napětí na indukčnosti L_{1a} musí být U_{OUT} . Pokud sepneme tranzistor Q_1 , nabitý kondenzátor C_P změní polaritu napětí indukčnosti L_{1b} na $-U_{IN}$.



Obrázek 17 Průběhy napětí na indukčnostech převzato a upraveno z [3]



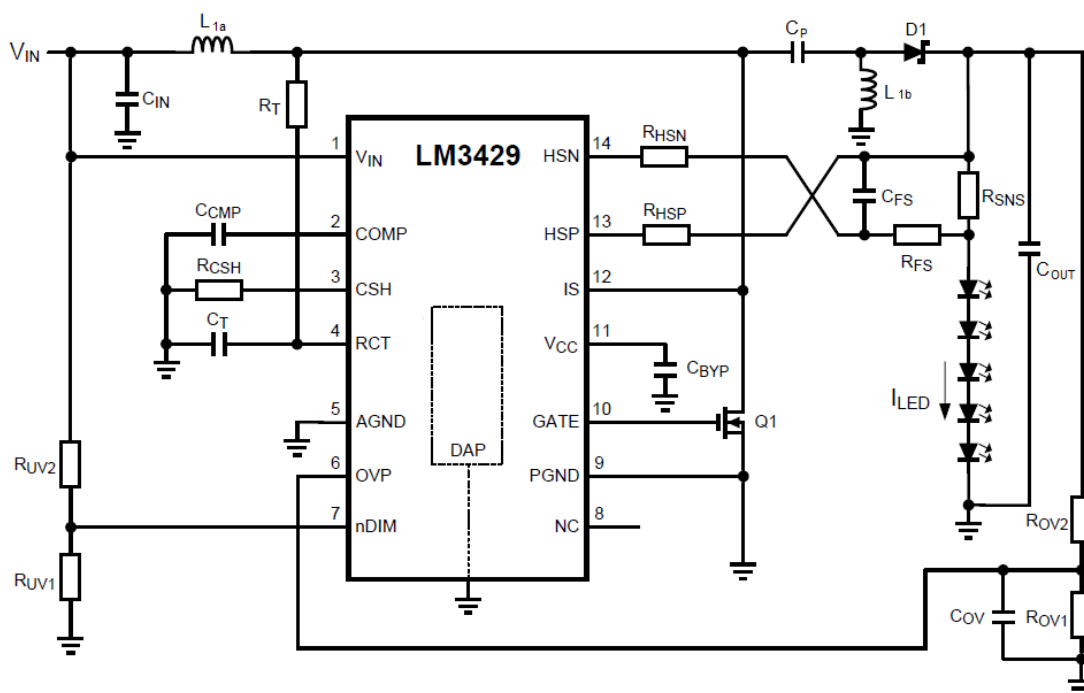
Obrázek 18 Průběhy proudu SEPIC konvertoru převzato a upraveno z [3]

Průběhy proudů na některých součástkách jsou na obr. 18. Při sepnutém tranzistoru Q_1 se nabijí indukčnost L_{1a} ze vstupního napětí a indukčnost L_{1b} je nabíjena z vazebního kondenzátoru C_P . Při rozepnutém tranzistoru Q_1 energie z indukčností teče na výstup přes D_1 respektive nabijí výstupní kondenzátory C_{OUT} a vazební C_P kondenzátor, tím jsou připraveny na další cyklus.

4.2.1 Návrh převodníku SEPIC

Pro návrh SEPIC topologie se dá použít téměř jakýkoliv boost kontrolér. Pro můj účel jsem

vybral univerzální kontrolér LM3429 jako regulátor konstantního proudu pro řízení LED.



Obrázek 19 Schéma SEPIC s kontrolérem LM3429 převzato a upraveno z [4]

Kontrolér podporuje jak analogové tak PWM stmívání, přepět'ovou/nadproudovou ochranu, nastavitelnou spínací frekvenci a široký rozsah vstupního napětí 4,5V – 75V.

Před samotným výpočtem potřebných součástek je nutné znát některé parametry.

TECHNICKÉ ÚDAJE:

$N = 7$	Počet LED v sérii
$U_{LED} = 3,5V$	Napětí jediné LED
$r_{LED} = 350 m\Omega$	Dynamický odpor jediné LED
$U_{IN} = 27V$	Nominální vstupní napětí
$U_{IN-MIN} = 9V$	Minimální vstupní napětí
$U_{IN-MAX} = 50V$	Maximální vstupní napětí
$f_{SW} = 170 kHz$	Spínací frekvence
$U_{SNS} = 80 mV$	Napětí na snímacím proudovém rezistoru
$I_{LED} \sim 0,8A$	Průměrný proud LED
$\Delta i_{LED-PP} = 160 mA$	Maximální požadované zvlnění proudu na LED

$I_{LIM} = 4,9A$	Proudová ochrana tranzistoru
$U_{HYS} = 0,5V$	Hystereze vstupního napětí
$U_{TURN-OFF} = 35V$	Maximální výstupní napětí
$U_{HYSO} = 5V$	Hystereze výstupního napětí

4.2.2 Určení pracovního bodu

Pro určení pracovního bodu musíme znát počet LED v sérii (N) a dynamický odpor r_{LED} diody určené z V-A charakteristiky výrobce.

Řešení pro U_{out} (výstupní napětí) a r_D (celkový dynamický odpor diod):

$$U_{out} = N \times U_{LED} = 7 \times 3,5V = 24,5V \quad (10)$$

$$r_D = N \times r_{LED} = 7 \times 350m\Omega = 2,450\Omega \quad (11)$$

Při předpokladu 100% účinnosti a nepřerušovaného proudu je střída SEPIC konvertoru D dána:

$$D = \frac{U_{out} + U_D}{U_{IN} + U_{out} + U_D} = \frac{24,5 + 0,7}{27V + 24,5V + 0,7} = 0,483 \quad (12)$$

$$D' = 1 - D = 1 - 0,483 = 0,517 \quad (13)$$

$$D_{MIN} = \frac{U_{out} + U_D}{U_{IN-MAX} + U_{out} + U_D} = \frac{24,5 + 0,7}{50V + 24,5V + 0,7} = 0,335 \quad (14)$$

$$D_{MAX} = \frac{U_{out} + U_D}{U_{IN-MIN} + U_{out} + U_D} = \frac{24,5 + 0,7}{5V + 24,5V + 0,7} = 0,737 \quad (15)$$

kde U_D je úbytek napětí na diodě.

4.2.3 Spínací frekvence

Předpokládejme, že $C_T = 1 nF$ a vyřešíme R_T :

$$R_T = \frac{25}{f_{SW} \times C_T} = \frac{25}{170kHz \times 1nF} = 147k\Omega \quad (16)$$

Nejbližší standardní odpor je ve skutečnosti $150 k\Omega$ proto f_{SW} je:

$$f_{SW} = \frac{25}{R_T \times C_T} = \frac{25}{150 k\Omega \times 1nF} \cong 166,7kHz \quad (17)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu jsou:

$$C_T = 1 nF \ 50V$$

$$R_T = 150 k\Omega$$

4.2.4 Průměrný proud diodami

K regulaci proudu na diodách je použit externí snímací rezistor R_{SNS} . Úbytek napětí na snímacím rezistoru U_{SNS} volím tak, abych získal standardní hodnotu rezistoru.

$$R_{SNS} = \frac{U_{SNS}}{I_{LED}} = \frac{80mV}{0,8A} = 100m\Omega \quad (18)$$

Předpokládejme, že $R_{CSH} = 15k\Omega$ řešení pro R_{HSP} :

$$R_{HSP} = \frac{I_{LED} \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{1,24V} = \frac{0,8A \times 15k\Omega \times 0,1\Omega}{1,24V} = 967\Omega \quad (19)$$

Nejbližší standardní odpor pro R_{SNS} je skutečně $0,1\Omega$ a pro R_{HSP} je $1k\Omega$ tím pádem I_{LED} je:

$$I_{LED} = \frac{1,24V \times R_{HSP}}{R_{SNS} \times R_{CSH}} = \frac{1,24V \times 1k\Omega}{0,1\Omega \times 15k\Omega} = 0,827A \quad (20)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu jsou: $R_{SNS} = 0,1\Omega$

$R_{CSH} = 15k\Omega$ (Sériově zařazený potenciometr umožní analogové stmívání)

$$R_{HSP} = R_{HSN} = 1k\Omega$$

4.2.5 INDUKTOR, zvlnění proudu

Určení zvlnění proudu v indukčnosti, vhodný rozsah je 20% - 40% vstupního proudu. (Příliš velké zvlnění proudu znamená velké EMI, příliš malé může způsobit nestabilitu).

$$I_{IN} = \frac{I_{LED} \times (U_{out} + U_D)}{U_{IN-MIN}} \quad (21)$$

$$\Delta I_L = \frac{I_{IN}}{\eta} \times 30\% = \frac{I_{LED} \times (U_{out} + U_D)}{U_{IN-MIN} \times \eta} \times 30\% = \frac{0,8 \times (24,5 + 0,7)}{9 \times 0,9} \times 0,3 = 0,747A \quad (22)$$

kde η je odhad nejhorší účinnosti při U_{IN-MIN} .

Pro zabránění přechodu indukčnosti L_{1a} do saturace je vhodné vybrat proud reálné indukčnosti alespoň o 20% víc než vypočtený (zahrnuto ve výpočtu). Vypočtený proud je při nejhorších vstupních parametrech.

$$I_{L1a-peak} = \frac{I_{LED} \times (U_{out} + U_D)}{U_{IN-MIN} \times \eta} \times 130\% = \frac{0,8 \times (24,5 + 0,7)}{9 \times 0,9} \times 1,2 = 2,9A \quad (23)$$

Proud indukčnosti L_{1b} je:

$$I_{L1b-peak} = I_{LED} + \frac{\Delta I_L}{2} = 0,8 + \frac{1,344}{2} = 1,17A \quad (24)$$

Bez ohledu na požadované zvlnění lze vypočítat minimální indukčnost z rovnice (25).

Pokud je použita indukčnost pouze s jedním jádrem lze použít pouze poloviční hodnotu vypočtené indukčnosti.

$$L_{1aMIN} = L_{1bMIN} \geq \frac{U_{IN-MIN} \times D_{MAX}}{\Delta I_L \times 2f_{SW}} = \frac{9V \times 0,737}{0,747A \times 2 \times 166,7kHz} = 27\mu H \quad (25)$$

Pro zajištění nepřerušovaného režimu proudu a za nižšího zatížení, hodnota indukčnosti je:

$$L_{1aCCM} = L_{1bCCM} \geq \frac{U_{IN-MAX} \times D_{MIN}}{f_{SW} \times I_{LED-low} \left(\frac{U_{out}}{U_{IN-MAX}} + 1 \right)} = \frac{50V \times 0,335}{166,7kHz \times 0,7A \left(\frac{24,5}{50} + 1 \right)} = 96\mu H \quad (26)$$

Nejbližší standardní cívka je tedy $100\mu H$

Zvolená součástka z tohoto bodu je: $L_1 = L_2 = 100\mu H; I_{SAT} = 3A$

4.2.6 Výstupní kapacita

Během zapnutého tranzistoru $Q1$, výstupní kondenzátor musí pokrýt proud do zátěže.

Určení výstupní kapacity dle požadovaného výstupního zvlnění:

$$\Delta U_{LED-PP} = r_D \times \Delta i_{LED-PP} + [ESR \times (I_{L1b-peak} + I_{L1a-peak})] = 2,45\Omega \times 160mA = 395mV \quad (27)$$

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{\Delta U_{LED-PP} \times f_{SW}} = \frac{0,8 \times 0,737}{395mV \times 166,7kHz} = 8,9\mu F \quad (28)$$

Nejbližší standardní kondenzátor je $10\mu F$. Aktuální Δi_{LED-PP} je tedy:

$$\Delta i_{LED-PP} = \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{r_D \times C_{OUT} \times f_{SW}} = \Delta i_{LED-PP} = \frac{0,8A \times 0,737}{2,45\Omega \times 10\mu F \times 166,7kHz} = 145mA \quad (29)$$

Výstupní kondenzátor musí splňovat hodnotu efektivního proudu (RMS).

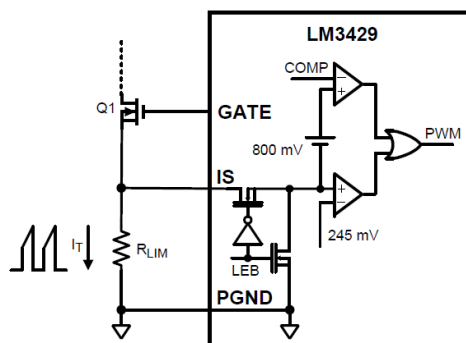
$$I_{COUT-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}} = 0,8A \times \sqrt{\frac{0,737}{1-0,737}} = 1,34A \quad (30)$$

Pokud je použit keramický kondenzátor je možné ignorovat ESR v rovnici (27).

Zvolená součástka z tohoto bodu je: $C_{OUT} = 10\mu F; 50V$

4.2.7 Limit špičkového proudu

Tato ochrana (viz obr. 20) limituje maximální proud procházející tranzistorem $Q1$ a indukčností L_{1a} . Při překročení proudu daného úbytkem napětí na externím rezistoru nebo na tranzistoru, dojde k zastavení spínání



Obrázek 20 Proudová ochrana tranzistoru převzato a upraveno z [4]

do konce cyklu. Ochrana reaguje každý cyklus, ale typicky až po 250ns po startu nového cyklu.

Řešení pro R_{LIM} :

$$R_{LIM} = \frac{245mV}{I_{LIM}} = \frac{245mV}{4,9A} = 50m\Omega \quad (31)$$

Nejbližší standardní odpor je 0,05Ω tedy I_{LIM} je:

$$I_{LIM} = \frac{245mV}{R_{LIM}} = \frac{245mV}{0,05\Omega} = 4,9A \quad (32)$$

Zvolená součástka z tohoto bodu je: $R_{LIM} = 0,05\Omega$ nebo 2x 0,1Ω paralelně

4.2.8 Vstupní kapacita

Vstupní kapacita může být malá díky filtračním schopnostem SEPIC topologie, nic méně v našem případě, kdy vstupní zdroj tvoří Flyback PFC bez elektrolytických kondenzátorů. Je tedy třeba zajistit, aby vstupní parametry neklesly pod stanovenou mez $V_{IN-MIN} = 9V$. Minimální kapacita potřebná pro bez problémový chod samotného SEPIC (za předpokladu vstupního dostatečně tvrdého zdroje) je přibližně desetina výstupní kapacity.

$$C_{IN-MIN} = \frac{C_{OUT}}{10} = 1\mu F \quad (33)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu budou vybrány při testování zkonstruovaného prototypu.

4.2.9 SEPIC kondenzátor

Vazebním SEPIC kondenzátorem C_p protéká relativně velký proud ve srovnání s výstupním výkonem, proto je nutné zvolit velmi kvalitní keramický kondenzátor.

$$I_{Cp-RMS} = \frac{I_{LED} \times (U_{out} + U_D)}{U_{IN-MIN} \times \eta} \times \sqrt{\frac{1-D_{MAX}}{D_{MAX}}} = \frac{0,8 \times (24,5 + 0,7)}{9 \times 0,9} \times \sqrt{\frac{1-0,737}{0,737}} = 1,5A \quad (34)$$

Maximální napětí kondenzátoru C_p se rovná vstupnímu napětí U_{IN} .

Hodnotu vazebního SEPIC kondenzátoru je vhodné vybrat podle zvlnění napětí, přiměřená hodnota zvlnění je 2-5% maximálního napětí kondenzátoru.

$$C_p = \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{\Delta U_{Cp} \times f_{SW}} = \frac{0,8 \times 0,737}{1V \times 166,7kHz} = 3,6\mu F \quad (35)$$

Nejbližší standardní kondenzátor je 4,7μF a tedy ΔU_{Cp} je:

$$\Delta U_{Cp} = \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{C_p \times f_{SW}} = \frac{0,8 \times 0,737}{4,7\mu F \times 166,7kHz} = 0,75V \quad (36)$$

Zvolená součástka z tohoto bodu je: $C_P = 4,7\mu F 50V$

4.2.10 NFET

Tato topologie klade relativně velké nároky na tranzistor $Q1$ a na diodu $D1$.

Napětí na tranzistoru:

$$U_{DS-peak} = U_{IN-MAX} + U_{out} = 50 + 24,5 = 74,5V \quad (37)$$

Špičkový proud je definován:

$$I_{Q1-peak} = \frac{I_{LED} \times (U_{out} + U_D)}{U_{IN-MIN} \times \eta} + I_{LED} + \Delta I_L = \frac{0,8 \times (24,5 + 0,7)}{9 \times 0,9} + 0,8 + 1,344 = 4,63A \quad (38)$$

Efektivní hodnota proudu je dána:

$$I_{Q1-RMS} = \frac{I_{LED} \times U_{out}}{U_{IN-MIN} \times \eta \times \sqrt{D_{MAX}}} = \frac{0,8 \times 24,5}{9 \times 0,9 \times \sqrt{0,737}} = 2,82A \quad (39)$$

Zvolená součástka z tohoto bodu je: Tranzistor **IRFR3410** nebo **IRFR3710ZPbF** či podobný s parametry $U_{DS} \geq 100V$ a $I_D \sim 31A$ z důvodu sníženého odporu v otevřeném stavu $R_{DS-ON} = 39m\Omega$

Ztrátový výkon je definován:

$$P_{Q1} = I_{Q1-RMS}^2 \times R_{DS-ON} = 2,82A^2 \times 39m\Omega = 310mW \quad (40)$$

4.2.11 DIODA

Dioda $D1$ musí být schopna vydržet stejné parametry jako tranzistor $Q1$ avšak z důvodu transienčních vlivů je doporučeno zvolit o něco větší reverzní napětí diody.

$$U_{D1} = U_{IN-MAX} + U_{out} + U_D = 50 + 24,5 + 0,7 = 75,2V \quad (41)$$

Pouzdro diody musí vydržet ztrátový výkon: $P_{D1} = I_{LED} \times U_D = 0,8 \times 0,7 = 560mW$ (42)

Zvolená součástka z tohoto bodu je: $D1 \rightarrow 3A, 100V, \mathbf{SK310}$ nebo $3A, 200V, \mathbf{US3D}$; pokud hrozí, že napětí překročí reverzní napětí diody.

4.2.12 Vstupní podpěťová ochrana (UVLO)

$$R_{UV2} = \frac{U_{HYS}}{20\mu A} = \frac{0,5V}{20\mu A} = 25k\Omega \quad (43)$$

Nejbližší standardní odpor je $27k\Omega$

$$U_{HYS} = R_{UV2} \times 20\mu A = 27k\Omega \times 20\mu A = 0,54V \quad (44)$$

Řešení pro R_{UV1} : $U_{IN-MIN} = U_{TURN-ON} = 9V$ (45)

$$R_{UV1} = \frac{1,24V \times R_{UV2}}{U_{TURN-ON} - 1,24V} = \frac{1,24V \times 27k\Omega}{9V - 1,24V} = 4,3k\Omega \quad (46)$$

Nejbližší standardní odpor je $4,7k\Omega$

$$U_{TURN-ON} = \frac{1,24V \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}} = \frac{1,24V \times (4,7k\Omega + 27k\Omega)}{8,2k\Omega} = 8,4V \quad (47)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu jsou: $R_{UV2} = 27k\Omega$; $R_{UV1} = 4,7k\Omega$

4.2.13 Výstupní přepětová ochrana (OVLO)

Řešení pro R_{OV2} : $R_{OV2} = \frac{U_{HYSO}}{20\mu A} = \frac{5}{20\mu A} = 250k\Omega \quad (48)$

Nejbližší standardní odpor je $270k\Omega$

$$U_{HYSO} = R_{OV2} \times 20\mu A = 270k\Omega \times 20\mu A = 5,4V \quad (49)$$

$$R_{OV1} = \frac{1,24V \times R_{OV2}}{U_{TURN-OFF} - 1,24V} = \frac{1,24V \times 270k\Omega}{35V - 1,24V} = 10k\Omega \quad (50)$$

Nejbližší standardní odpor je $10k\Omega$

$$U_{TURN-OFF} = \frac{1,24V \times (0,5 \times R_{OV1} + R_{OV2})}{R_{OV1}} = \frac{1,24V \times (0,5 \times 10k\Omega + 270k\Omega)}{10k\Omega} = 34,1V \quad (51)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu jsou: $R_{OV2} = 270k\Omega$; $R_{OV1} = 10k\Omega$

4.2.14 Korekce smyčky

ω_{P1} je přibližně: $\omega_{P1} = \frac{1+D}{r_D \times C_0} = \frac{1+0,483}{2,450\Omega \times 10\mu F} = 61k \frac{rad}{sec} \quad (52)$

ω_{Z1} je přibližně: $\omega_{Z1} = \frac{r_D \times D^{-2}}{D \times L_1} = \frac{2,450\Omega \times 0,517^2}{0,483 \times 100\mu H} = 14k \frac{rad}{sec} \quad (53)$

T_{U0} je přibližně: $T_{U0} = \frac{D' \times 620V}{(1+D) \times I_{LED} \times R_{LIM}} = \frac{0,517 \times 620V}{(1+0,483) \times 0,8 \times 0,1\Omega} = 2701 \quad (54)$

Pro zajištění stability, je třeba vypočítat ω_{P2} :

$$\omega_{P2} = \frac{\min(\omega_{P1}, \omega_{Z1})}{5 \times T_{U0}} = \frac{\omega_{Z1}}{5 \times 2701} = \frac{14k \frac{rad}{sec}}{5 \times 2701} = 1,04 \frac{rad}{sec} \quad (55)$$

Řešení pro C_{CMP} :

$$C_{CMP} = \frac{1}{\omega_{P2} \times 5 \times 10^6 \Omega} = \frac{1}{1,04 \frac{rad}{sec} \times 5 \times 10^6 \Omega} = 0,19\mu F \quad (56)$$

Pro omezení spínacího šumu, je třeba vypočítat ω_{P3} :

$$\omega_{P3} = \max(\omega_{P1}, \omega_{Z1}) \times 10 = \omega_{P1} \times 10 \quad (57)$$

$$\omega_{P3} = 61k \frac{\text{rad}}{\text{sec}} \times 10 = 610k \frac{\text{rad}}{\text{sec}} \quad (58)$$

Předpokládejme, že $R_{FS} = 10\Omega$ a řešení pro C_{FS} :

$$C_{FS} = \frac{1}{10\Omega \times \omega_{P3}} = \frac{1}{10\Omega \times 610k \frac{\text{rad}}{\text{sec}}} = 0,164\mu\text{F} \quad (59)$$

Zvolené součástky z tohoto bodu jsou:

$C_{CMP} = 220\text{nF}$; při použití analogového stmívání lépe použít $1\mu\text{F}$

$R_{FS} = 10\Omega$

$C_{FS} = 220\text{nF}$

Další potřebné součástky: $C_{BYP} = 2.2 \mu\text{F} - 3.3 \mu\text{F}$;

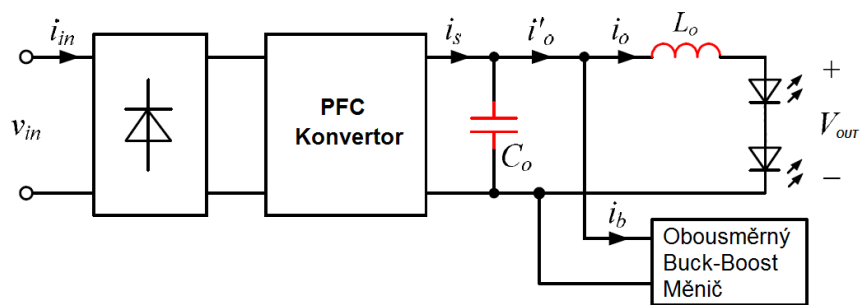
$C_{IN} = 100\text{nF}$; co nejbliže k čipu

$C_{OV} = 47\text{pF}$

$R_{CSH2} = \text{potenciometr}$ sériově k R_{CSH}

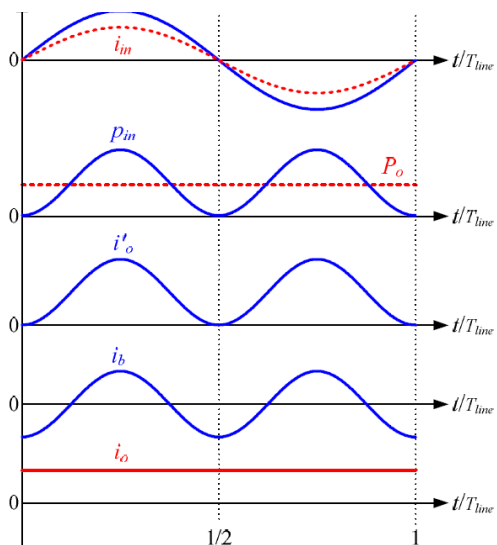
4.3 Možný alternativní koncept sekundární části

V předchozím bodě této kapitoly jsem již navrhnul možné řešení jak téměř eliminovat blikání při snížení potřebné kapacity za pomoci SEPIC



Obrázek 21 Navrhovaný koncept LED zdroje bez elektrolytických kondenzátorů převzato a upraveno z [1]

DC/DC měniče. V této části kapitoly tedy půjde o to, jak dále vylepšit sekundární část a ještě snížit potřebnou kapacitu a potencionální blikání. Zatím co v předchozím návrhu jsem použil jednosměrnou topologii, kde energie teče jedním směrem. V tomto návrhu půjde o to energii akumulovat v aktivním obousměrném buck-boost měniči připojeného paralelně k zátěži jako energetický buffer. Na obr. 21 je blokové schéma navrhovaného LED zdroje.



Obrázek 22 Ideální průběhy LED zdroje převzato a upraveno z [1]

Primární strana může být stejná jako v případě mého návrhu nebo jakákoliv jiná izolovaná/neizolovaná topologie. Hlavní rozdíl je v sekundární části, kondenzátor C_o a indukčnost L_o zde slouží pouze jako dolní propust filtrující spínací frekvenci popřípadě vyšší harmonické. Tím je možné použít malé keramické kondenzátory na místo velkých elektrolytických. Jako filtrace dvojnásobné síťové frekvence (100Hz) zde slouží právě obousměrný buck-boost měnič.

Obr. 22 ukazuje ideální průběhy PFC LED zdroje bez el. kondenzátorů a s nulovým výstupním zvlněním.

Vstupní napětí se dá definovat jako:

$$u_{in}(t) = U_m \sin \omega t \quad (60)$$

Kde U_m je amplituda, ω je úhlová frekvence vstupního napětí. $\omega = 2\pi/T_{line}$, T_{line} je perioda vstupního napětí.

Vstupní sinusový proud za předpokladu ideálního PFC a je ve fázi s u_{in} tak platí.

$$i_{in}(t) = I_m \sin \omega t \quad (61)$$

Kde I_m je amplituda vstupního proudu.

Nyní je možné definovat okamžitý vstupní výkon z rov. (60) a (61)

$$p_{in}(t) = u_{in}(t) \times i_{in}(t) = U_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{U_m I_m (1 - \cos 2\omega t)}{2} = P_{in} (1 - \cos 2\omega t) \quad (62)$$

$P_{in} = U_m I_m / 2$ tedy odpovídá vstupnímu činnému výkonu.

Za předpokladu 100% účinnosti zdroje je okamžitý vstupní výkon stejný jako výstupní výkon. Okamžitý výstupní proud $i'_o(t)$ by za těchto podmínek byl:

$$i'_o(t) = \frac{p_o}{U_{OUT}} = \frac{P_{in}}{U_{OUT}} (1 - \cos 2\omega t) \quad (63)$$

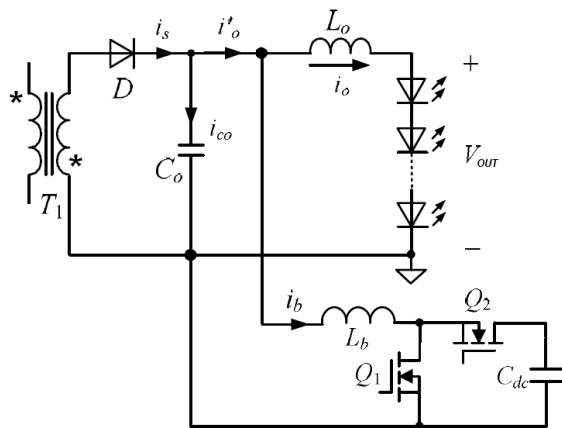
Z rovnice je patrné že proud $i'_o(t)$ obsahuje zvlnění dvojnásobku vstupní frekvence. Přímé připojení LED zátěže by vedlo k nežádoucímu blikání. A pokud je tedy požadován dokonale stabilní stejnosměrný výstup tak teoreticky stačí vynutit proud do měniče, aby byl:

$$i_b(t) = -\frac{P_{in}}{U_{OUT}} \cos 2\omega t \quad (64)$$

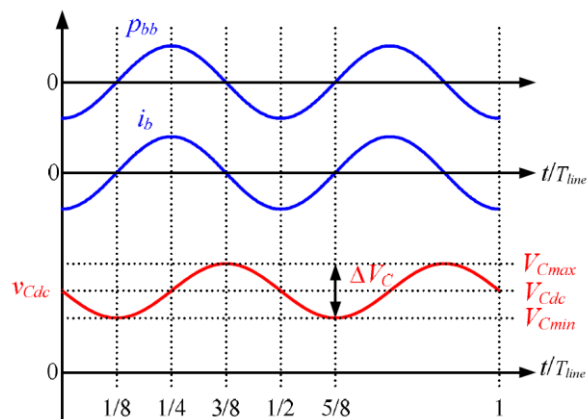
Výstupní proud by potom byl

$$i_o(t) = i'_o(t) - i_b(t) = \frac{P_{in}}{U_{OUT}} \quad (65)$$

Z rovnice je zjevné, že nyní je proud do zátěže stejnosměrný.



Obrázek 23 Schéma obousměrného měniče pro LED zdroj převzato a upraveno z [1]



Obrázek 24 Průběhy okamžitého výkonu, proudu a napětí na akumulacním kondenzátoru převzato a upraveno z [1]

a) Výběr kondenzátoru C_{dc}

Proud do konvertoru i_b tedy chceme, aby byl stejný jako i'_o z rovnice (63) tedy platí:

$$i_b = -I_o \cos 2\omega t \quad (66)$$

Okamžitý výkon do konvertoru je:

$$p_{bb}(t) = U_{co}i_b = U_{OUT}i_b = -U_{OUT}I_o \cos 2\omega t = -P_o \cos 2\omega t \quad (67)$$

Jelikož výstupní napětí U_{OUT} považují za stejnosměrné tak napětí na indukčnosti L_o se dá zanedbat a proto napětí na kondenzátoru U_{co} je možné považovat za stejné jako výstupní U_{OUT} .

Okamžité průběhy výkonu, proudu a napětí jsou na obr. 24. Jak je možné vidět kondenzátor C_{dc} je nabíjen od okamžiku $T_{line}/8$ do $3T_{line}/8$ a naopak vybíjen od okamžiku $3T_{line}/8$ do $5T_{line}/8$.

$$\Delta E_{Cdc}(t) = \int_{\frac{T_{line}}{8}}^t p_{bb}(t) dt = \frac{P_o}{\omega} \sin^2 \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \quad (68)$$

ΔE_{Cdc} je možné vyjádřit také:

$$\Delta E_{Cdc}(t) = \frac{1}{2} C_{dc} u_{Cdc}^2(t) - \frac{1}{2} C_{dc} U_{Cmin}^2 \quad (69)$$

Substitucí obou předchozích rovnic dostanu:

$$\frac{1}{2} C_{dc} u_{Cdc}^2(t) - \frac{1}{2} C_{dc} U_{Cmin}^2 = \frac{P_o}{\omega} \sin^2 \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \quad (70)$$

Kde U_{Cmin} je minimální napětí na kondenzátoru C_{dc}

Vyjádřením $u_{Cdc}(t)$ z předchozí rovnice (70) dostanu:

$$u_{Cdc}(t) = \sqrt{\frac{2P_o \sin^2 \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right)}{\omega C_{dc}} + U_{Cmin}^2} \quad (71)$$

A dosazením za $t = 3 T_{line}/8$ do předchozí rovnice (71) dostanu:

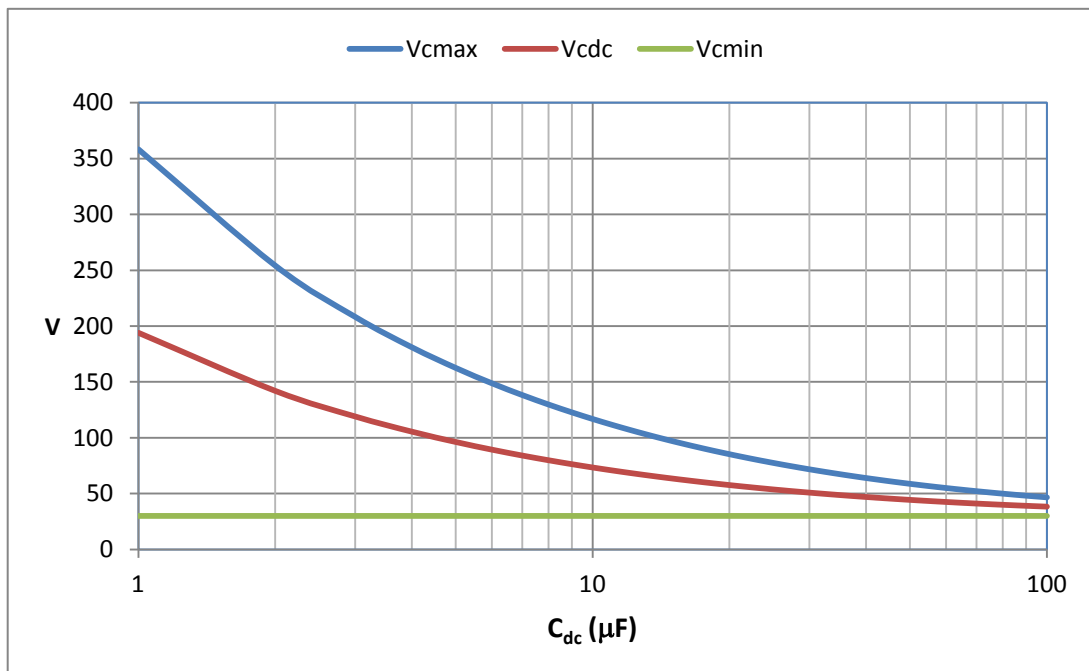
$$U_{Cmax} = \sqrt{\frac{2P_o}{\omega C_{dc}} + U_{Cmin}^2} \quad (72)$$

U_{Cmax} je maximální napětí na kondenzátoru C_{dc} .

Střední hodnotu napětí V_{Cdc} na kondenzátoru C_{dc} je možné určit:

$$U_{Cdc} = \frac{U_{Cmin} + U_{Cmax}}{2} \quad (73)$$

Pro přibližnou představu jakou hodnotu kondenzátoru bude třeba zvolit, dosadíme do rovnic: $P_o = 20W$, $\omega = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$, $U_{Cmin} = 30V$, $U_{OUT} \cong 26V$ a vynesem do grafu pak závislost napětí na kapacitě kondenzátoru C_{dc} vypadá obr. 25



Obrázek 25 Závislost napětí na kapacitě kondenzátoru

Z obr. 25 je patrné, že čím nižší kapacita kondenzátoru C_{dc} , tím roste napětí a i zvlnění na

C_{dc} . Jelikož je požadavek použití výhradně neelektrolytických kondenzátorů tak hodnota $C_{dc} = 20\mu F$ je dobrý kompromis mezi maximálním napětí $U_{Cmax} = 85V$ a minimálním $U_{Cmin} = 30V$. Kondenzátor tedy může být jak svitkový tak keramický. Ovšem je třeba počítat s tím, že keramický typ má nepříjemnou vlastnost snížení kapacity při větším přiloženém DC napětí, tento jev se projevuje zvláště u vysokonapěťových MLCC kondenzátorů.

b) Výběr indukčnosti L_b

Potřebnou indukčnost je třeba vybrat s ohledem na dostatečně malé zvlnění proudu, avšak také dost malou, aby bylo možné rychle sledovat změnu proudu danou dvojnásobkem síťové frekvence $100Hz$.

Tranzistory jsou spínány v komplementárním modu a proud indukčností teče v nepřerušovaném režimu. Takže vztah mezi vstupním a výstupním napětí lze vyjádřit:

$$\frac{u_{cdc}(t)}{U_{Co}} = \frac{1}{1-D_{Q1}(t)} \quad (74)$$

Kde $D_{Q1}(t)$ je střída spínání tranzistoru Q_1 .

Vyjádřením $D_{Q1}(t)$ dostanu:

$$D_{Q1}(t) = 1 - \frac{U_{Co}}{u_{cdc}(t)} \quad (75)$$

Indukčnost je nabíjena pokud je tranzistor Q_1 sepnutý a druhý Q_2 rozepnutý. Zvlnění proudu na indukčnosti je tím pádem:

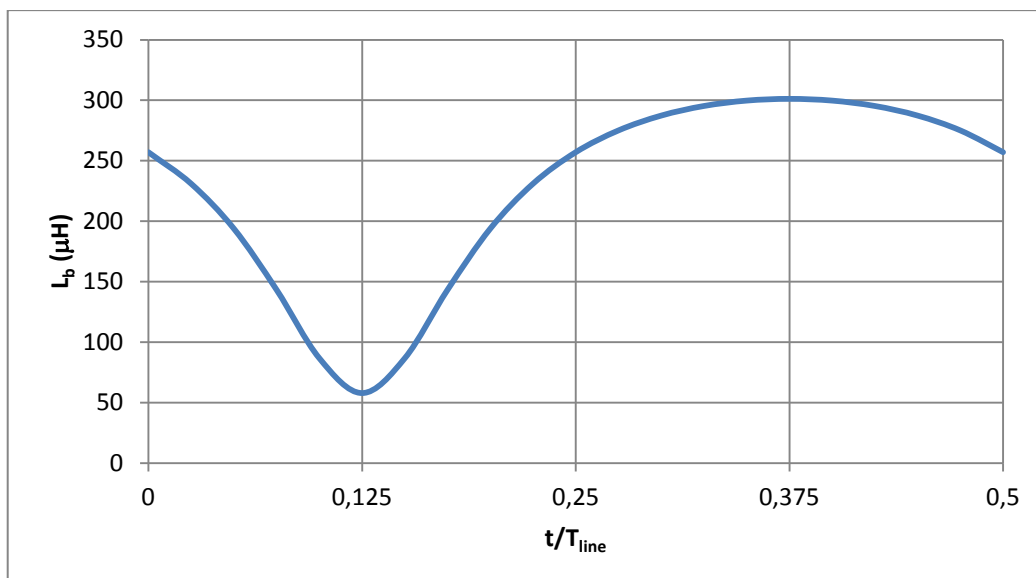
$$\Delta i_L = \frac{U_{Co}}{L_b} D_{Q1}(t) T_s \quad (76)$$

Kde T_s je perioda spínání.

Substitucí předchozích rovnic (75) a (76) dostanu:

$$L_b = \frac{(u_{cdc}(t) - U_{Co}) U_{Co} T_s}{u_{cdc}(t) \Delta i_L} \quad (77)$$

Dosazením z rov. (71) $u_{cdc}(t)$ dále $\Delta i_L = 0,4A$, $T_s = 5\mu s$, $f_s = 200kHz$, $C_{dc} = 20\mu F$, $U_{Co} = U_{OUT} = 26V$, $P_o = 20W$, $U_{Cmin} = 30V$. Na obr. 26 je vynesena křivka minimální indukčnosti L_b , vhodná minimální hodnota odpovídá tedy $L_b = 300\mu H$.



Obrázek 26 Křivka minimální indukčnosti za jednu půlperiodu

Pro sestavení obousměrného buck-boost měniče lze teoreticky použít některý z PWM kontrolérů například UC384x či podobný spolu s RS klopným hradlem a MOSFET řadičem např. IR2110 nebo lze využít jednocelový integrovaný bidirectional buck-boost kontrolér.

4.4 Spínané zdroje pro LED světla pro vyšší příkony

Předchozí návrh a dimenzování součástek byl určený pro výkon do 20W, nic méně škálovatelnost předchozí navržené topologie je v případě předdimenzování součástek díky vybranému kontroléru (LYT4226E) až do 35W. Pro vyšší výkony by bylo nutné vyměnit i primární kontrolér, poté lze dosáhnout výkonu až 78W, výpočty a celkový návrh zůstává v podstatě identický. Výkonový limit sekundární SEPIC části je v podstatě čistě na dimenzování externích součástek. Podstatný rozdíl v návrhu pro výkony nad 25W je v přísnosti normy (ČSN EN61000-3-2) pro splnění celkového harmonického zkreslení a dodržení vysokého účinníku.

5 Zhodnocení navrženého spínaného napájecího zdroje

V této kapitole ve stručnosti uvádím výsledky praktické části svého návrhu, kde je vidět, že mnou navržené řešení spínaného zdroje je prakticky realizovatelné a ve většině očekávaných požadavků plně funkční.

Naměřené hodnoty:

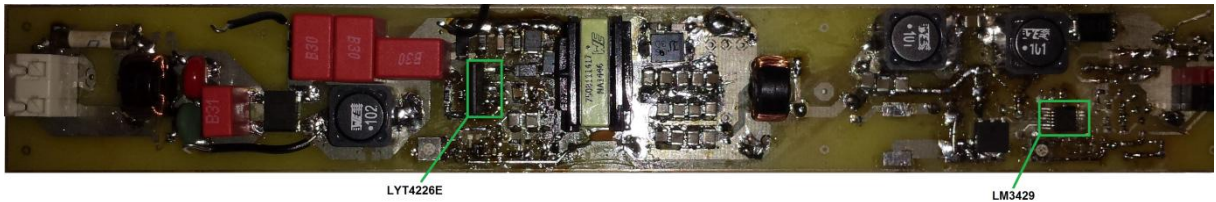
Celková spotřeba $P \cong 21W$

Výstupní proud $I_{LED} \cong 0,63A$

Výstupní napětí $U_{LED} \cong 25V$

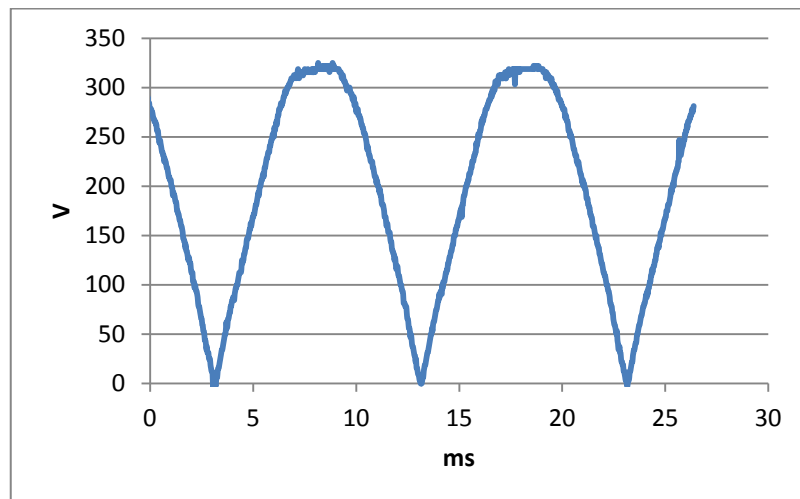
Celková účinnost zdroje $\eta \cong 75\%$

Celková použitá kapacita na sekundární straně (v mezi-obvodě) je $200\mu F$ což odpovídá 20ti $10\mu F$ 50V keramickým kondenzátorům. Ovšem reálná kapacita může být až o 40% menší díky velkému zvlnění napětí v mezi-obvodě.

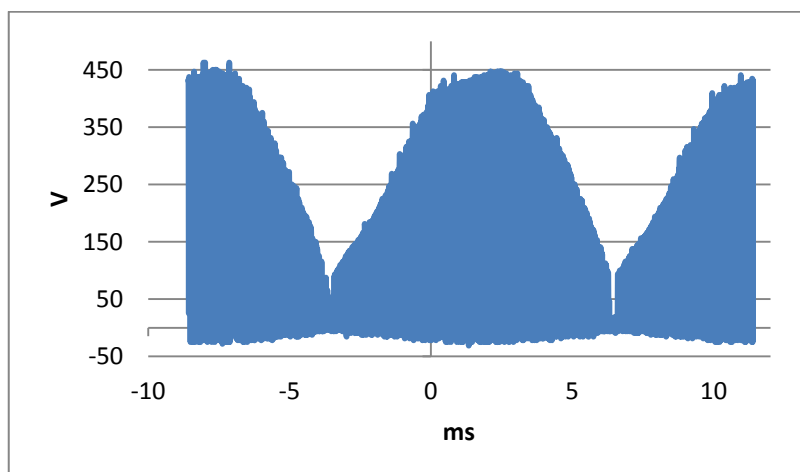


Obrázek 27 Prototyp navrženého spínaného zdroje bez elektrolytických kondenzátorů s minimálním blikáním

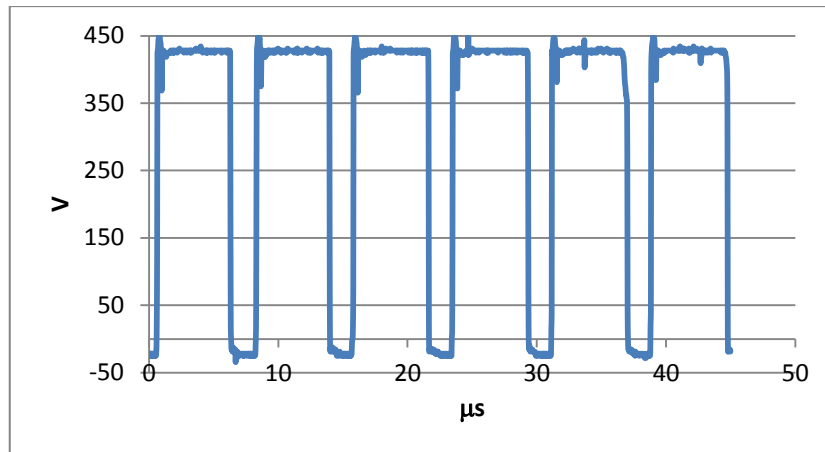
Průběhy:



Obrázek 28 Usměrněné síťové napětí při normální zátěži

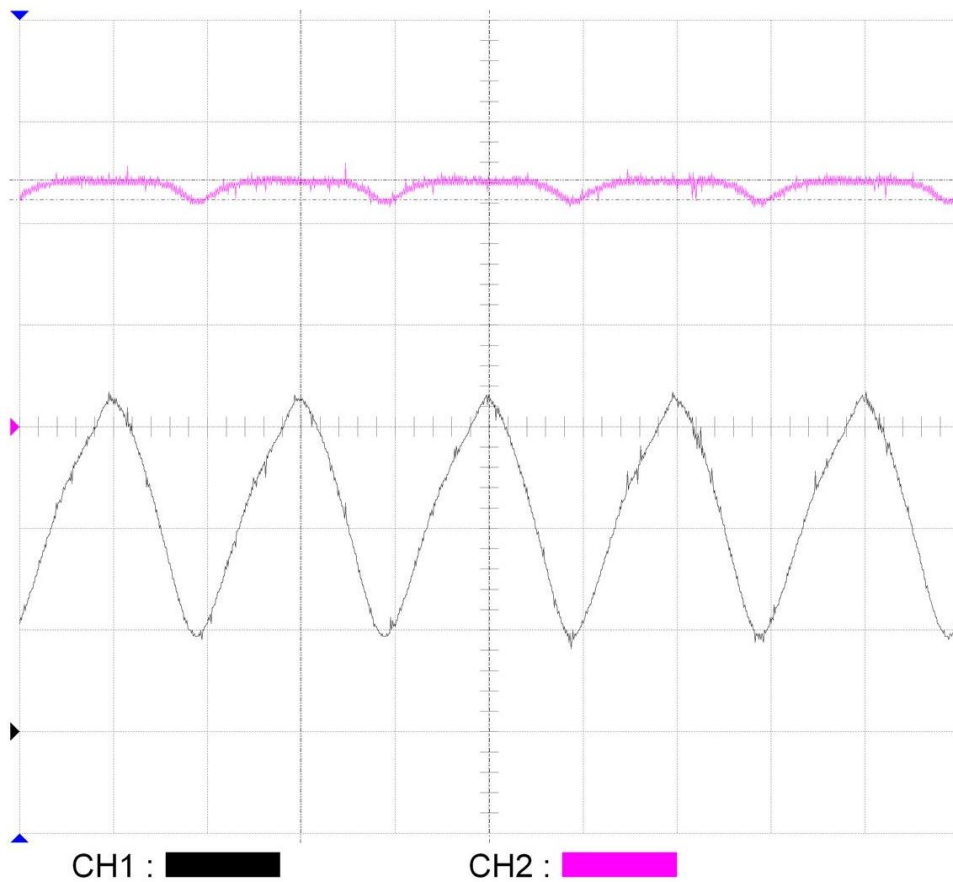


Obrázek 29 Napětí (U_{DS}) na tranzistoru integrovaného v LYT4226E



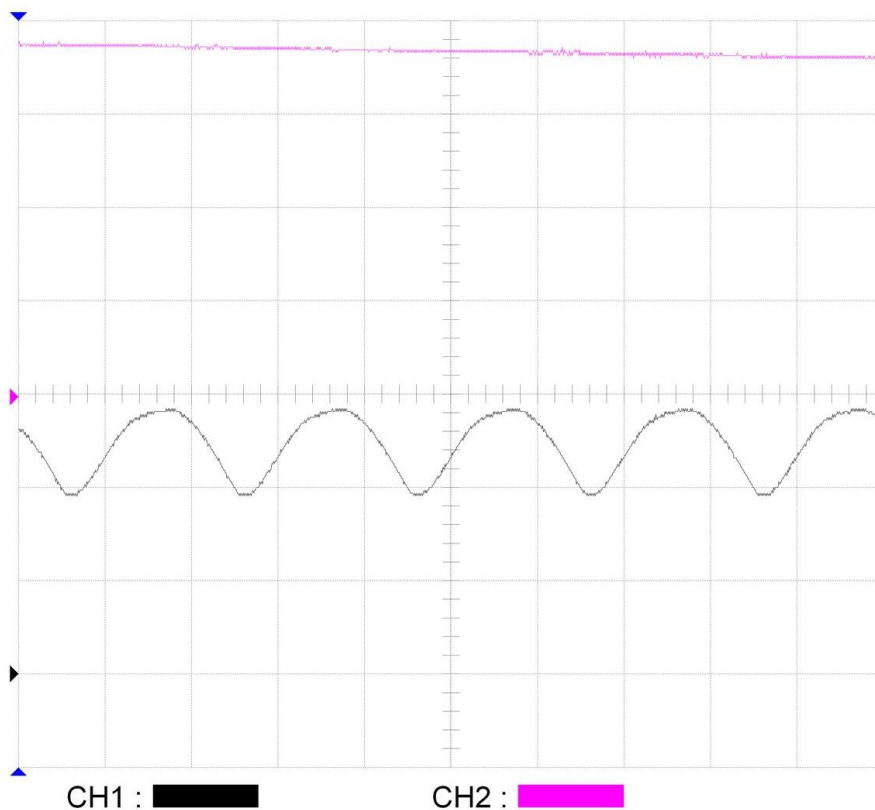
Obrázek 30 Napětí (U_{DS}) na tranzistoru integrovaného v LYT4226E s viditelným spínáním, frekvence spínání 132kHz

Průběhy napětí na výstupu SEPIC měniče a napětí v mezi-obvodě. Zvlnění výstupního napětí odpovídá 2V, což je horší než teoretický návrh, avšak přidáním další kapacity na výstup lze snížit pod jeden volt. Blikání LED při této hodnotě zvlnění je nepatrné.

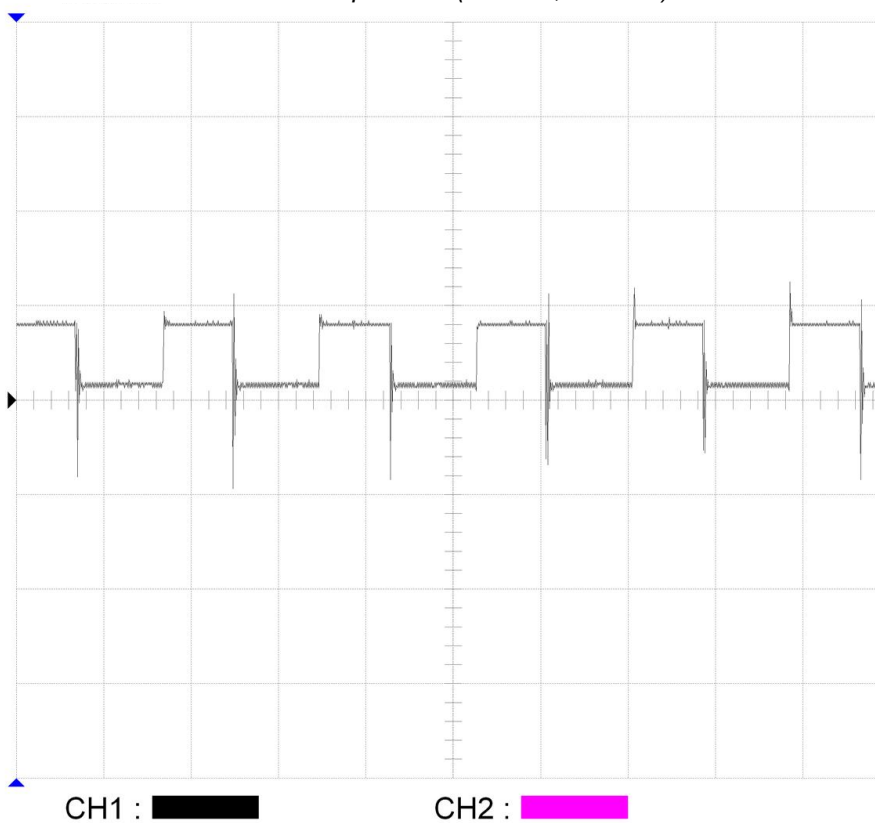


Obrázek 31 CH1 vstupní napětí do SEPIC měniče (mezi obvod) CH2 je výstupní napětí ze SEPIC (napětí na LED); (10V/div, 5ms/div)

Průběh napětí při připojené LED zátěži na primární (flyback) měnič, sekundární (SEPIC) měnič je naprázdno. Zvlnění napětí na LED odpovídá 10V.



Obrázek 31 CH1 výstupní napětí při připojené LED zátěži (24V) CH2 výstupní napětí ze SEPIC měniče naprázdno (10V/div, 5ms/div)

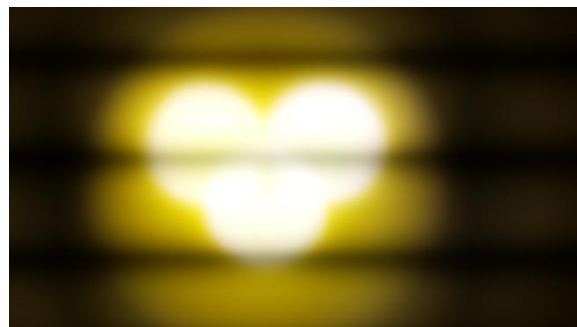


Obrázek 32 Průběh napětí na gate SEPIC tranzistoru (5V/div, 5μs/div)

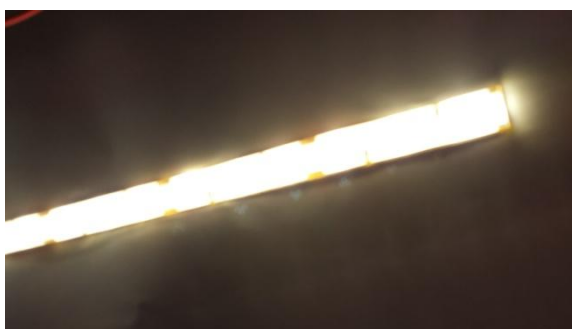
Vizuální rozdíl v blikání při použití sekundárního (SEPIC) a primárního (flyback) měniče versus pouze primární (flyback) měnič.



Obrázek 33 Flyback + SEPIC



Obrázek 34 Pouze Flyback



Obrázek 35 Flyback + SEPIC



Obrázek 36 Pouze Flyback

Blikání z větší dálky není subjektivně detekovatelné a pouhým okem nepostřehnutelné ani v jednom případě.

Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout topologii, která by nevyžadovala žádné elektrolytické kondenzátory. Při zadání tohoto tématu a po seznámení s problematikou jsem narážel na mnoho protichůdných požadavků, které nešly navzájem sladit, a proto jsem se zaměřil na vlastní řešení. V průběhu zpracování této práce byl sestrojen funkční prototyp na základě mého návrhu. Tím byla ověřena praktická realizovatelnost a funkčnost návrhu. Zdroj sice oproti teoretickým předpokladům a výpočtům vykazuje drobné nedostatky, které ovšem lze přičíst mnoha drobným odchýlkám, které musí každý návrhář řešit při volbě součástek a to z hlediska dostupnosti nebo ekonomičnosti apod. Tyto drobné nedostatky nejsou, ale neřešitelné. Jedním z nedostatků je omezená možnost stmívání jelikož jsou obě navržené části na sobě nezávislé, tak regulací každého zvlášť se buď aktivuje ochrana u druhého nebo v krajním případě může dojít k přetížení. Občas se tento problém objeví při prvním spuštění zdroje a je nutné opět přednastavit trimr. Řešením tohoto problému může být vytvoření regulační vazby mezi primární a sekundární částí

pomocí optočlenu pro zachování izolované topologie. Jako další nedostatek lze považovat o něco nižší účinnost, než byla dle teoretických předpokladů očekávaná, ale to lze přičíst již zmíněným kompromisům při návrhu. Pro lepší účinnost a celkové zlepšení parametrů bych pro budoucí konstrukci zvolil větší transformátor, nyní je na hranici svého výkonu. Pro budoucí postup by bylo vhodné zvážit možnost sestrojení alternativního návrhu obousměrného buck-boost měniče. Z cenového hlediska je zřejmé, že navržená topologie je dražší, nic méně předpokládaná dlouhá životnost by měla vykompenzovat větší počáteční náklady. I přes zmíněné nedostatky byl vytyčený cíl mé práce splněn.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] SHU WANG; XINBO RUAN; KAI YAO; ZHIHONG YE, "A flicker-free electrolytic capacitor-less ac-dc LED driver," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, vol., no., pp.2318,2325, 17-22 Sept. 2011.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6064076&isnumber=6063732>
- [2] POWER INTEGRATIONS, "High Power LED Driver IC Family," LYT4221-4228/4321-4328 datasheet, November 2013 [Revised March 2014].
URL: <http://www.power.com/>
- [3] JEFF FALIN, "Designing DC/DC converters based on SEPIC topology," TEXAS INSTRUMENTS, Appl. Note Q4 2008
URL: <http://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>
- [4] TEXAS INSTRUMENTS, "N-Channel Controller for Constant Current LED Drivers," LM3429 datasheet, April 2009 [Revised May 2013].
URL: <http://www.ti.com/lit/gpn/lm3429>
- [5] HAMMERBAUER J., *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*, Západočeská univerzita v Plzni 1998.
- [6] KREJČIŘÍK A., *Napájecí zdroje I. a II.: BEN – technická literatura*, Praha 1997.
- [7] FAKTOR Z., *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje – teorie, příklady návrhů, měření*, BEN – technická literatura, Praha 2002.
- [8] FAKTOR Z., *TRANSFORMÁTORY A CÍVKY*, BEN – technická literatura, Praha 2002.

Seznam příloh

Příloha 1 – Tabulka vypočtených hodnot

Příloha 2 – Celkové schéma návrhu primární části spínaného zdroje

Příloha 3 – Celkové schéma návrhu sekundární části spínaného zdroje

Příloha 4 – Seznam použitých součástek

Příloha 5 – Návrh plošného spoje a rozmístění součástek

Příloha 1

Tabulky vypočtených hodnot

Popis	Hodnota	Jednotka	Poznámka (zkratka)
Požadavek na stmívání	ne	-	
Předpokládané minimální vstupní napětí	185	V	VACMIN
Předpokládané maximální vstupní napětí	265	V	VACMAX
Síťová Frekvence	50	Hz	fL
Střední hodnota výstupního napětí	26	V	Vout
Maximální výstupní napětí	40	V	VO_MAX
Minimální výstupní napětí	12	V	VO_MIN
Výstupní přepětová ochrana	40	V	V_OVP
Střední hodnota výstupního proudu	0,65	A	IO
Předpokládaný výstupní výkon	16,9	W	PO
Předpokládaná účinnost	0,88		n
Napětí na pomocném vinutí	24	V	VB
Použitý kontrolér	LYT4226		LYTSwitch
Nastavení výkonu kontroléru	REDUKOVANÝ		Režim výkonu
Minimální proudový limit	1,38	A	ILIMITMIN
Maximální proudový limit	1,61	A	ILIMITMAX
Spínací frekvence	132000	Hz	fS
Minimální Spínací frekvence	124000	Hz	fSmin
Maximální Spínací frekvence	140000	Hz	fSmax
Proud tekoucí do V pinu	80,6	uA	IV
Hodnota rezistorů RV1 + RV2	4	M-ohms	RV
Neosazeno/nepoužito	∞	M-ohms	RVL
Nominální hodnota proudu tekoucího do FB pinu	112	uA	IFB
Ideální Hodnota rezistoru RB3 + trimru RIREG	187,5	k-ohms	RB3
Úbytek napětí na výstupní diodě	0,8	V	VD0
Úbytek napětí na diodě u pomocného vinutí	0,7	V	VDB1
Předpokládané maximální napětí na tranzistoru	565	V	VDRAIN
zvlnění proudu na výstupním kondenzátoru	0,94	A	IRIPPLE

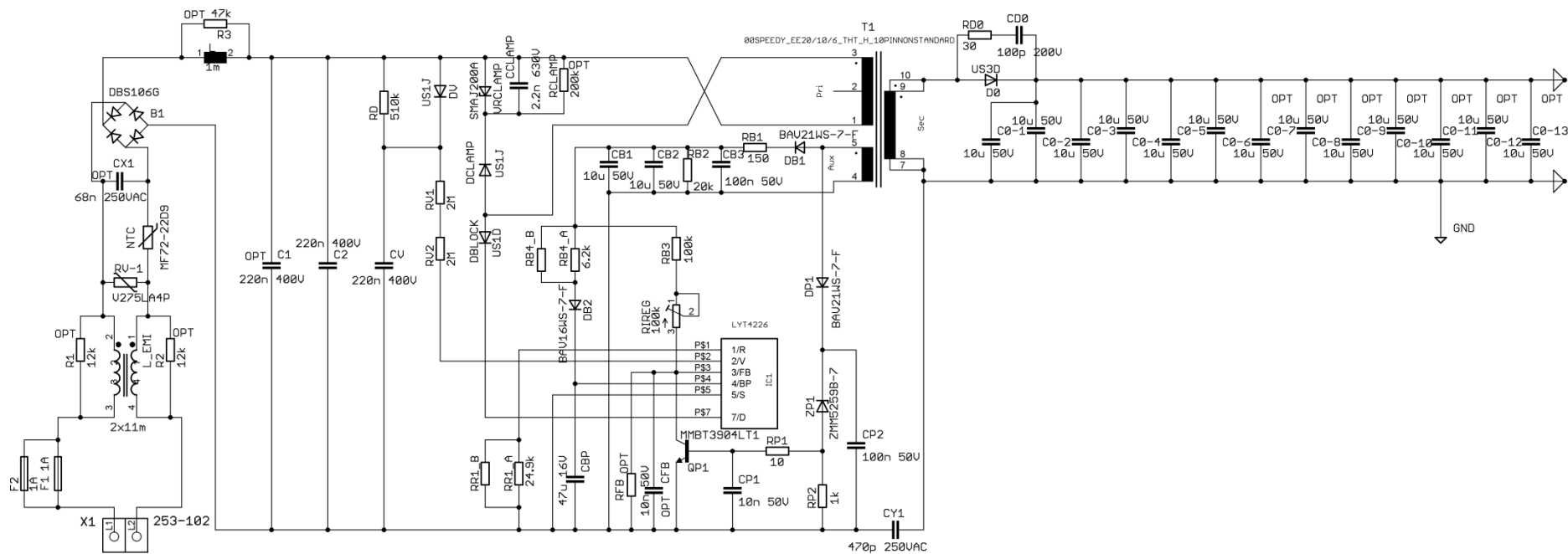
Transformátor parametry:

Popis	Hodnota	Jednotka	Poznámka (zkratka)
Faktor zvlnění proudu	0,99		KP
Předpokládaná primární indukčnost	856	uH	LP
Odražené výstupní napětí.	110	V	VOR
Očekávaný výstupní proud	0,628	A	IO
Očekávaný faktor zvlnění proudu při 230VAC	0,95		KP_VNOM
Předpokládaný ztrátový výkon na omezovacím obvodu	0,12	W	PCLAMP
	EF20		Jádro transformátoru
Počet vrstev na primárním vinutí	3		NL
Počet závitů na sekundárním vinutí	29		NS
Tolerance primární indukčnosti transf.	10	%	LP_TOL
Počet závitů na primárním vinutí	119		NP
Počet závitů na pomocném vinutí	27		NB
Průměrný primární proud	0,1	A	IAVG
Efektivní hodnota proudu primárním vinutím při VACMIN	0,2	A	IRMS
Maximální primární proud při minimálním napětí VACMIN	0,75	A	IP
Proud sekundárním vinutí při špičce	3,09	A	ISP
Efektivní hodnota proudu sekundárním vinutím	1,13	A	ISRMS

Teoreticky předpokládané	Maximální proud (mA)	Limit (mA)	Harmonická analýza
Základní proud	85,34	N/A	1st Harmonická
Splněno	20,7	60,27	3rd Harmonická
Splněno	10,6	33,68	5th Harmonická
Splněno	6,2	17,73	7th Harmonická
Splněno	4,29	8,86	9th Harmonická
Splněno	3,15	6,2	11th Harmonická
Splněno	2,33	5,25	13th Harmonická
Splněno	1,85	4,55	15th Harmonická
Předpokládané celkové harmonické zkreslení (THD)	28,1	%	THD

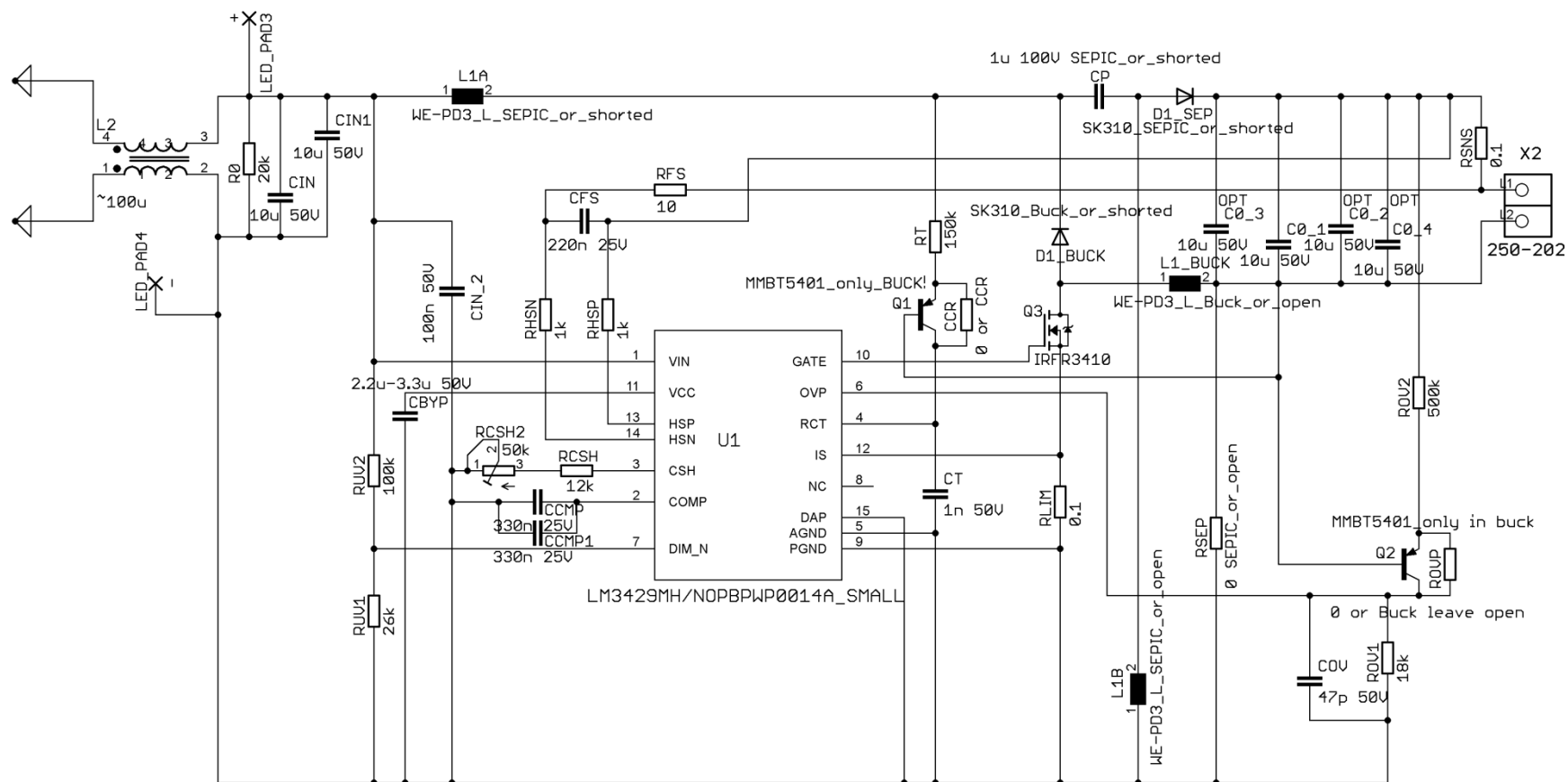
Příloha 2

CELKOVÉ SCHÉMA NÁVRHU PRIMÁRNÍ ČÁSTI SPÍNANÉHO ZDROJE



Příloha 3

CELKOVÉ SCHÉMA NÁVRHU SEKUNDÁRNÍ ČÁSTI SPÍNANÉHO ZDROJE



Příloha 4

SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK 1

Označení součástky	Hodnota	Pouzdro
B1	DBS106G	DBS
C0-1	10u 50V	C-EUC1210
C0-2	10u 50V	C-EUC1210
C0-3	10u 50V	C-EUC1210
C0-4	10u 50V	C-EUC1210
C0-5	10u 50V	C-EUC1210
C0-6	10u 50V	C-EUC1210
C0-7	10u 50V	C-EUC1210
C0-8	10u 50V	C-EUC1210
C0-9	10u 50V	C-EUC1210
C0-10	10u 50V	C-EUC1210
C0-11	10u 50V	C-EUC1210
C0-12	10u 50V	C-EUC1210
C0-13	10u 50V	C-EUC1210
C0_1	10u 50V	C-EUC1210
C0_2	10u 50V	C-EUC1210
C0_3	10u 50V	C-EUC1210
C0_4	10u 50V	C-EUC1210
C1	220n 400V	C-EU102-064X133
C2	220n 400V	C-EU102-064X133
CB1	10u 50V	C-EUC1210
CB2	10u 50V	C-EUC1210
CB3	100n 50V	C-EUC0603
CBP	47u 16V	C-EUC1210
CBYP	2.2u-3.3u 50V	C-EUC1206K
CCLAMP	2.2n 630V	C-EUC1206
CCMP	330n 25V	C-EUC0603
CCMP1	330n 25V	C-EUC0603
CCR	0	R-EU_R0603
CD0	100p 200V	C-EUC1206
CFB	10n 50V	C-EUC0603
CFS	220n 25V	C-EUC0603
CIN	10u 50V	C-EUC1210
CIN1	10u 50V	C-EUC1210
CIN_2	100n 50V	C-EUC0603
COV	47p 50V	C-EUC0603
CP	1u 100V	C-EUC1812
CP1	10n 50V	C-EUC0603
CP2	100n 50V	C-EUC0603

Příloha 4

SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK 2

Označení součástky	Hodnota	Pouzdro
CT	1n 50V	C-EUC0805
CV	220n 400V	C-EU102-064X133
CX1	68n 250VAC	C-EU075-063X106
CY1	470p 250VAC	CYYC12B5
D0	US3D	DIODE_SMC
D1_BUCK	SK310	DIODE_SMC
D1_SEP	SK310	DIODE_SMC
DB1	BAV21WS-7-F	SOD323
DB2	BAV16WS-7-F	SOD323
DBLOCK	US1D	DO-214AC
DCLAMP	US1J	DO-214AC
DP1	BAV21WS-7-F	SOD323
DV	US1J	DO-214AC
F1	1A	FUSE-4.5X16
F2	1A	FUSE-19560
IC1	LYT4226	SIP-E-7C
L	1m	WE-HCC_1210
L1A	100uH	WE-HCC_1210
L1B	100uH	WE-HCC_1210
L1_BUCK		WE-HCC_1210
L2	~100uH	WE-CMB_XS
L_EMI	2x11m	WE-CMBNC_XS_744801XXXX
NTC	MF72-22D9	R-7,5
Q1	MMBT5401_only_BUCK!	SOT23-BEC
Q2	MMBT5401_only_BUCK!	SOT23-BEC
Q3	IRFR3410	TO252
QP1	MMBT3904LT1	SOT23-BEC
R0	20k	R0805
R1	12k	R1206
R2	12k	R1206
R3	47k	R1206
RB1	150	R0603
RB2	20k	R0603
RB3	100k	R0603
RB4_A	6.2k	R0603
RB4_B		R0603
RCLAMP	200k	R1206
RCSH	12k	R0603
RCSH2	50k	RTRIM3314J
RD	510k	R1206

Příloha 4

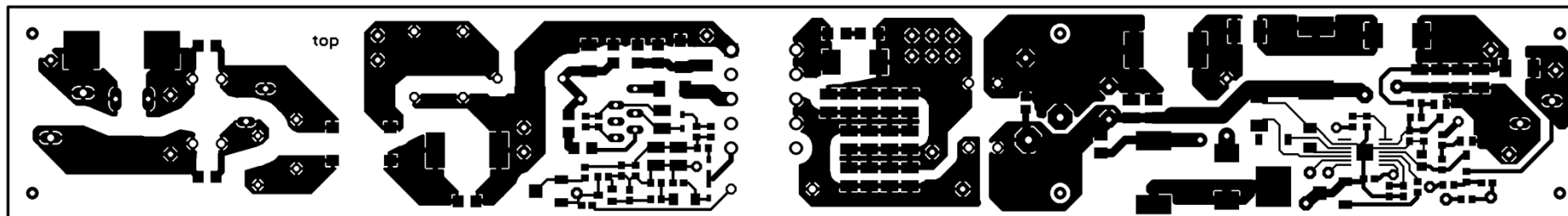
SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK 3

Označení součástky	Hodnota	Pouzdro
RD0	30	R1206
RFB		R0603
RFS	10	R0603
RHSN	1k	R0603
RHSP	1k	R0603
RIREG	100k	RTRIM3314J
RLIM	0.1	R2010
ROV1	18k	R0603
ROV2	500k	R0603
ROVP	0	R0603
RP1	10	R0603
RP2	1k	R0603
RR1_A	24.9k	R0603
RR1_B		R0603
RSEP	0	M3216
RSNS	0.1	R2010
RT	150k	R0603
RUV1	26k	R0603
RUV2	100k	R0603
RV-1	V275LA4P	S05K275
RV1	2M	R1206
RV2	2M	R1206
T1	700uH	EE20/10/6_THT
U1	LM3429MH	14HTSSOP
VRCLAMP	SMAJ200A	SMA_A
ZP1	ZMM5259B-7	SOD80C

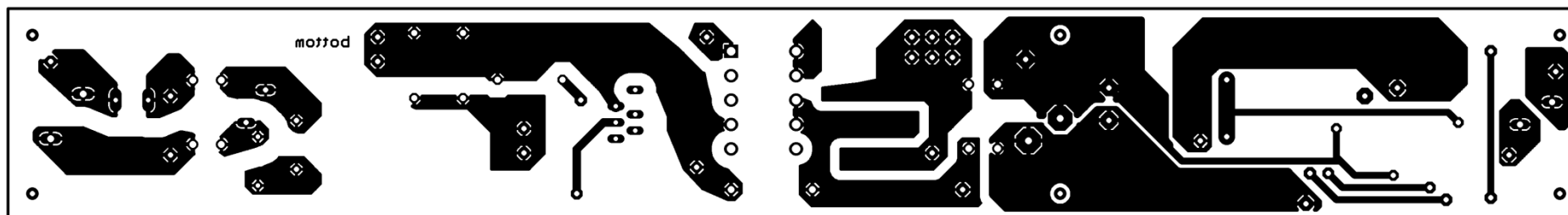
Příloha 5

NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE A ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK

PŘEDNÍ STRANA



ZADNÍ STRANA



ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK

