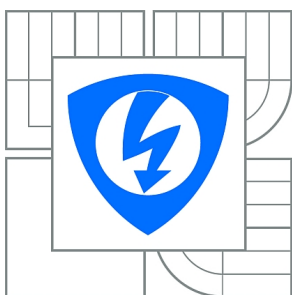


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SYSTÉM NAPÁJENÍ S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ PRO MOBILNÍ ZAŘÍZENÍ

POWER SUPPLY SYSTEM FOR MOBILE DEVICES WITH HIGH EFFICIENCY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

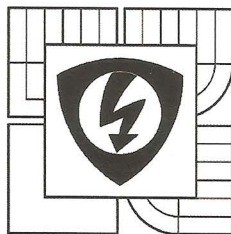
Bc. ONDŘEJ VIČAR

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jaroslav Rakušan,
ENERGOKLASTR, Slavkov u Brna

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Mikroelektronika

Student: Bc. Ondřej Vičar

Ročník: 2

ID: 125335

Akademický rok: 2013/14

NÁZEV TÉMATU:

Systém napájení s vysokou účinností pro mobilní zařízení

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

"Navrhněte systém pro napájení přenosných zařízení. Systém bude obsahovat tyto napájecí větve:

- nastavitelné napětí 7 V - 30 V; maximální proud 3 A,
- pevná napětí 12 V, 3,3 V; maximální proud 0,25 A pro každou větev,
- pevné napětí 5 V; maximální proud 2 A,
- napájecí větev s nastavitelným proudovým omezením, maximální proudem 3 A a napětím 5 V.

Při návrhu se zaměřte především na optimalizaci energetické účinnosti systému a jeho fyzických rozměrů. Návrh doplňte výběrem vhodného akumulátoru.

Systém navrhněte a případně proveďte simulace jednotlivých součástí.

V diplomové práci se zaměřte na konstrukci systému, optimalizaci a měření parametrů."

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 29.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Rakušan, ENERGOKLASTR, Slavkov u Br

Konzultanti diplomové práce:

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt:

Tato diplomová práce je zaměřena na návrh systému měničů napětí pracujícího s napájecím napětím akumulátorů. Nejdříve jsou vybrány vhodné typy akumulátorů, topologie měničů a způsoby jejich řízení. Zadané výstupní napájecí větve jsou systematicky rozděleny do tří samostatných modulů. Pro každý modul je proveden podrobný obvodový návrh se zaměřením na vysokou účinnost. Moduly jsou zrealizovány a optimalizovány. U výsledných modulů je provedeno měření účinnosti a dalších parametrů pro ověření správnosti návrhu a teoretických předpokladů.

Abstract:

This Master's thesis is focused on design of voltage converter's system operating with supply voltage of batteries. There are selected appropriate types of batteries, converter topologies and modes of their control. The specified output branches are systematically divided into three separate modules. Each module is designed in detail with focus on high efficiency. The modules are implemented and optimized. Parameter of final modules were measured and compared with correctness of design and theoretical assumptions.

Klíčová slova:

DC-DC měnič, synchronní snižující měnič, SEPIC, vysoká účinnost, spínaný zdroj

Keywords:

DC-DC converter, synchronous buck, SEPIC, high efficiency, switching power supply

Bibliografická citace díla:

VIČAR, O. *Systém napájení s vysokou účinností pro mobilní zařízení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 88 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jaroslav Rakušan, ENERGOKLASTR, Slavkov u Brna.

Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení.

V Brně dne 29.5.2014

.....

Poděkování:

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jaroslavu Rakušanovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29.5.2014

.....

Obsah:

ÚVOD.....	7
1 VÝBĚR VHODNÝCH TOPOLOGIÍ PRO DC-DC MĚNIČE.....	8
1.1 AKUMULÁTOR	8
1.2 ZÁKLADNÍ TOPOLOGIE DC-DC MĚNIČŮ	9
1.3 VÝBĚR TOPOLOGIÍ PRO VĚTVE 12 V A 7 V – 30 V	11
2 ZTRÁTY MĚNIČŮ A ROZBOR ZVOLENÝCH TOPOLOGIÍ	14
2.1 ZTRÁTY MĚNIČŮ	14
2.2 ŘÍZENÍ.....	16
2.3 SYNCHRONNÍ SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ.....	19
2.3.1 Tlumivka	20
2.3.2 Tranzistory.....	21
2.3.3 Kondenzátory	21
2.4 MĚNIČ SEPIC	23
2.4.1 Tlumivky	24
2.4.2 Tranzistor a dioda.....	25
2.4.3 Kondenzátory	25
3 NÁVRH MODULU PEVNÝCH NAPĚTÍ.....	27
3.1 NÁVRH MĚNIČE PRO VÝSTUPNÍ VĚTEV 5 V	28
3.1.1 Tlumivka	28
3.1.2 Tranzistory.....	28
3.1.3 Kondenzátory	29
3.1.4 Řízení a další součástky.....	30
3.1.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby	31
3.2 NÁVRH MĚNIČE PRO VÝSTUPNÍ VĚTEV 3,3 V	33
3.2.1 Tlumivka	34
3.2.2 Tranzistory.....	35
3.2.3 Kondenzátory	35
3.2.4 Další součástky	36
3.2.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby	36
3.3 NÁVRH MĚNIČE PRO VÝSTUPNÍ VĚTEV 12 V	37
3.3.1 Tlumivky	37
3.3.2 Tranzistor a dioda.....	38
3.3.3 Kondenzátory	38
3.3.4 Další součástky	39

3.3.5	<i>Frekvenční kompenzace zpětné vazby</i>	40
4	NÁVRH MODULU MĚNIČE S PROUDOVÝM OMEZENÍM	41
4.1	TLUMIVKA	42
4.2	TRANZISTORY	43
4.3	KONDENZÁTORY	43
4.4	DALŠÍ SOUČÁSTKY	44
4.5	FREKVENČNÍ KOMPENZACE ZPĚTNÉ VAZBY	45
5	NÁVRH MODULU S NASTAVITELNÝM VÝSTUPNÍM NAPĚTÍM	47
5.1.1	<i>Tlumivky</i>	47
5.1.2	<i>Tranzistor a dioda</i>	48
5.1.3	<i>Kondenzátory</i>	50
5.1.4	<i>Další součástky</i>	51
5.1.5	<i>Frekvenční kompenzace zpětné vazby</i>	52
6	REALIZACE	55
6.1	NÁVRH CHLADIČE PRO MĚNIČ S NASTAVITELNÝM VÝSTUPNÍM NAPĚTÍM	55
6.2	NÁVRH PLOŠNÝCH SPOJŮ	56
7	MĚŘENÍ PARAMETRŮ	58
7.1	MODUL PEVNÝCH NAPĚTÍ	58
7.1.1	<i>Měnič 3,3 V</i>	58
7.1.2	<i>Měnič 5 V</i>	60
7.1.3	<i>Měnič 12 V</i>	62
7.1.4	<i>Shrnutí dosažených výsledků pro modul pevných napětí</i>	64
7.2	MODUL ZDROJE S PROUDOVÝM OMEZENÍM	65
7.3	MODUL S NASTAVITELNÝM VÝSTUPNÍM NAPĚTÍM	68
7.4	SHRUTÍ	70
8	ZÁVĚR	72
9	LITERATURA	74
10	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ, ZKRATEK A VELIČIN	76
11	SEZNAM PŘÍLOH	78

Úvod

Elektronika v současné době proniká do stále více oblastí lidské činnosti. Nejčastěji elektronické přístroje využívají elektrickou energii rozvodné sítě. Existují však případy, kdy napájení z rozvodné sítě není možné (např. elektronika v dopravních prostředcích) nebo je limitujícím faktorem pro používání zařízení (např. notebooky). Pozorujeme stále větší oblíbenost zařízení, která jsou schopna vykonávat svou funkci i bez přítomnosti napájecí sítě. Pro tato zařízení je nutno zajistit alternativní zdroj elektrické energie – baterie a akumulátory.

Množství energie uložené v baterii nebo akumulátoru je značně omezené. V případě akumulátoru je možné energii obnovovat (např. z rozvodné sítě, sluneční energie, alternátoru atd.). V obou případech je žádoucí s uloženou energií efektivně hospodařit a omezit případné ztráty v zařízení.

Akumulátory a baterie jsou na rozdíl od rozvodné sítě zdroji stejnosměrného napětí. Hodnota napětí závisí na typu použitého článku. Velmi často napájené zařízení vyžaduje rozdílné napájecí napětí, než je napětí baterie. V tom případě je potřeba napětí baterie transformovat. Napětí baterie se také mění v závislosti na aktuálním stavu množství uložené energie (při vybíjení napětí klesá). V případě, že napájené zařízení vyžaduje pro svou funkci konstantní napětí, je nutné napětí stabilizovat.

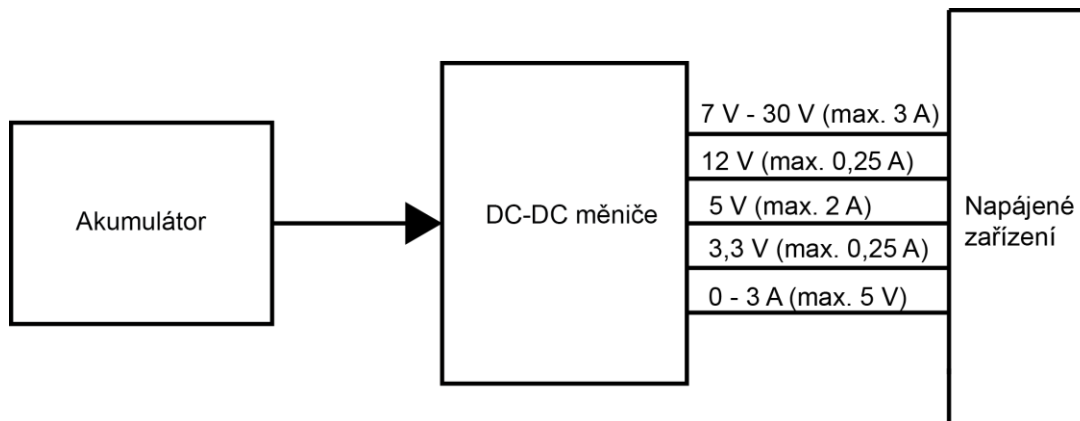
Pro změnu hodnoty napětí a její stabilizaci slouží lineární nebo spínané regulátory (DC-DC měniče). Lineární regulátory z principu činnosti vykazují vysoké ztráty, proto je tato práce zaměřena výhradně na spínané DC-DC měniče.

Zadáním této diplomové práce je návrh systému pro napájení přenosných zařízení, bez nutnosti připojení k rozvodné napájecí síti. Konkrétně se jedná o systém složený z akumulátoru a DC-DC měničů, které vytvoří zadané napájecí větve pro konečné použití.

Práce je rozdělena do sedmi kapitol. První dvě kapitoly jsou spíše teoretického charakteru a jsou v nich zkoumány a vybírány vhodné možnosti řešení zadaného systému. V třetí až páté kapitole jsou podle rozboru v prvních dvou kapitolách navrženy tři moduly DC-DC měničů. V šesté kapitole je diskutován vliv návrhu plošných spojů na funkci systému a je proveden návrh chladiče. V poslední sedmé kapitole jsou uvedeny výsledky měření parametrů zrealizovaných modulů.

1 Výběr vhodných topologií pro DC-DC měniče

Na obr. 1.1 je jednoduché blokové schéma navrhovaného systému. Napětí akumulátoru je DC-DC měniči transformováno na požadované napájecí větve pro napájení zařízení. Jádrem práce je návrh bloku DC-DC měničů se zaměřením na vysokou účinnost.



obr. 1.1: blokové schéma navrhovaného napájecího systému

1.1 Akumulátor

Pro studium a volbu vhodných topologií pro DC-DC měniče je nutné znát vstupní napětí, se kterými mají pracovat. Prvním krokem je proto výběr akumulátoru.

Pro napájení systému je zapotřebí akumulátor s dostatečnou kapacitou, který je schopný dodávat poměrně vysoký proud. V tab. 1.1 je uveden přehled parametrů jednotlivých výstupních větví DC-DC měničů. Celkový výkon je součtem výkonů všech větví.

tab. 1.1: přehled parametrů jednotlivých větví

Větev	Maximální napětí	Maximální proud	Výkon
7 V až 30 V	30 V	3 A	90 W
12 V	12 V	0,125 A	3 W
5 V	5 V	2 A	10 W
3,3 V	3,3 V	0,25 A	0,825 W
0 A až 3 A	5 V	3 A	15 W
Výkon celkem (P_{sys})			118,23 W

Příkon DC-DC měničů je určen podle obecně známého vztahu (1.1).

$$P_{ak} = \frac{P_{sys}}{\eta_{sys}} = \frac{118,23}{0,8} = 148,54 \approx 150 \text{ W}, \quad (1.1)$$

kde P_{ak} je příkon DC-DC měničů (W), P_{sys} je výkon DC-DC měničů (W) a η_{sys} je minimální odhadovaná účinnost DC-DC měničů (-). Při zaokrouhlení byl vytvořen prostor pro příkon řídicí jednotky, který by však měl být minimální. Odhadovaná účinnost měničů je spodní hranicí, jejíž hodnota by měla být maximalizována a tím životnost akumulátoru prodloužena.

Doba provozu při maximálním výkonu systému byla stanovena zadavatelem diplomové práce na 1 hodinu. Byl také doporučen olověný akumulátor kvůli jeho dostupnosti a ceně. Olověný akumulátor má nominální napětí $U_{ak} = 12 \text{ V}$. Nominální proud z akumulátoru je vypočítán obecně známým vztahem (1.2).

$$I_{ak} = \frac{P_{ak}}{U_{ak}} = \frac{150}{12} = 12,5 \text{ A}, \quad (1.2)$$

kde I_{ak} nominální proud z akumulátoru (A), P_{ak} je příkon systému podle vztahu (1.1) (W) a U_{ak} je jmenovité napětí akumulátoru.

Kapacita akumulátoru musí být pro hodinový provoz 12,5 Ah, při vybíjení proudem 12,5 A. Akumulátor musí být typu „deep cycle“. U těchto akumulátorů je možné dlouhodobě využívat celou jejich kapacitu. Naproti tomu u klasického akumulátoru pro automobil je požadováno dodání velkého proudu pro nastartování a poté je akumulátor opět nabíjen. Klasické olověné akumulátory jsou optimalizované pro využívání asi 20 % kapacity. [14]

Byl vybrán olověný akumulátor WP20-12E [13]. Akumulátor je možné nabíjet dvěma metodami. První možností je nabíjení maximálním proudem 6 A pod napětím 14 V až 15 V (cyklické používání) nebo pod napětím 13,5 V až 13,8 V (častější nabíjení). Při vybíjení požadovaným proudem 12,5 A napětí klesne na hodnotu asi 10 V.

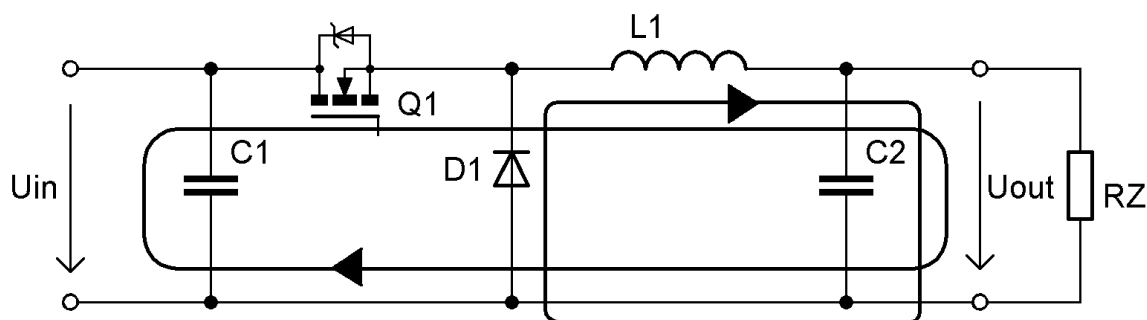
Jako alternativa byl vybrán moderní Lithium-železo-fosfátový (LiFePO₄) akumulátor LP12V20AHB [5]. Rozsah napětí je téměř totožný s akumulátorem olověným (11 V až 15 V). Výhodou je poloviční hmotnost (3,4 kg) a dvojnásobná životnost (2000 cyklů). Nevýhodou je více než dvojnásobná cena a přísnější požadavky pro nabíjení.

Výběrem těchto druhů akumulátorů byl stanoven rozsah vstupních napětí DC-DC měničů na **10 V až 15 V**. Důležitým poznatkem pro výběr vhodných topologií měničů je fakt, že napětí větví 5 V, 3,3 V a 0 A až 3 A je vždy menší než napětí vstupní a napětí větví 12 V a 7 V až 30 V může být větší i menší než vstupní napětí. Spolu s výkonem se jedná o hlavní kritérium při výběru vhodných topologií.

1.2 Základní topologie DC-DC měničů

V praxi jsou známy tři základní topologie DC-DC měničů:

- *snižující měnič (buck converter),*
- *zvyšující měnič (boost converter),*
- *snižující-zvyšující měnič (buck-boost converter). [2][3][17]*

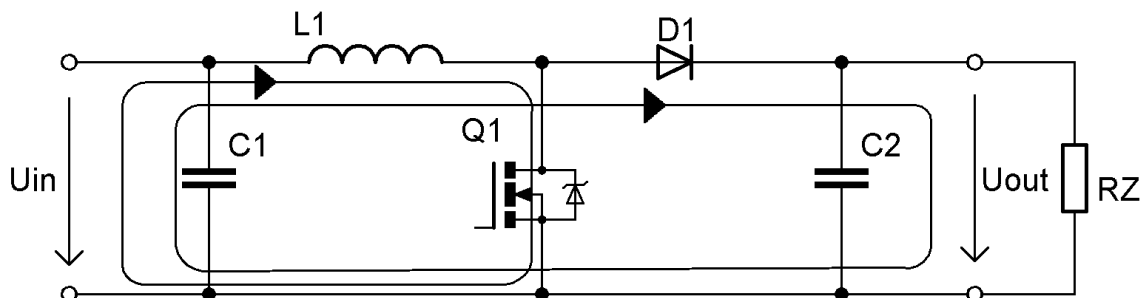


obr. 1.2: schéma topologie snižující měnič (buck converter)

Základní schéma topologie snižující měnič je na obr. 1.2. Při sepnutí tranzistoru Q_1 protéká proud přes tlumivku do zátěže a výstupního kondenzátoru C_2 . Proud tlumivkou roste lineárně a dioda D_1 je polarizovaná v závěrném směru. Energie je při sepnutém tranzistoru ukládána v magnetickém jádře tlumivky a část je dodávána do zátěže a výstupního kondenzátoru. Průběh proudu tlumivkou musí být spojitý, a proto po rozepnutí spínače dojde k indukovanému napětí opačné polarizovaní

diody v propustném směru (vytvoření alternativní cesty pro proud tlumivkou) a proud lineárně klesá. Energie do zátěže je při rozepnutí tranzistoru do zátěže dodávána z tlumivky a výstupního kondenzátoru. [1][2][3][17]

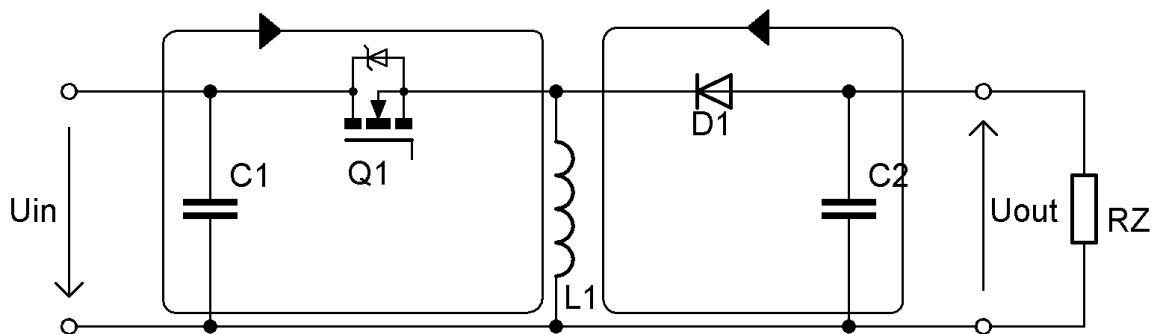
Výhodou topologie *snižující měnič* je vysoká účinnost a spojitý charakter proudu do výstupního kondenzátoru (malé zvlnění napětí). Nevýhodou je nespojitý charakter proudu ze vstupního kondenzátoru a nutnost budit plovoucí tranzistor. [1][2][3][17]



obr. 1.3: schéma topologie zvyšující měnič (boost converter)

Na obr. 1.3 je základní schéma topologie *zvyšující měnič*. Při sepnutí tranzistoru Q_1 protéká proud tlumivkou. Proud tlumivkou roste lineárně a dioda D_1 je polarizovaná v závěrném směru. Energie ze vstupního zdroje je ukládána v magnetickém jádře tlumivky a energie do zátěže je dodávána pouze z výstupního kondenzátoru. Po rozepnutí tranzistoru je na tlumivce indukováno napětí opačné polaroty, dioda je polarizována v propustném směru a proud tlumivkou lineárně klesá. Energie je při rozepnutí tranzistoru dodávána do zátěže a výstupního kondenzátoru ze vstupního zdroje (kondenzátoru) a tlumivky. [1][2][3][17]

Výhodou topologie *zvyšující měnič* je spojitý charakter proudu ze vstupního a možnost jednoduchého buzení tranzistoru signálem vztaheným k zemnímu potenciálu. Nevýhodou je nespojitý charakter proudu do výstupního kondenzátoru (velké zvlnění napětí) a nemožnost vypnutí zdroje pouhým rozepnutím tranzistoru (vstupní napětí je stále připojeno k výstupu). [1][2][3][17]



obr. 1.4: schéma topologie zvyšující-snižující měnič (buck-boost converter)

Na obr. 1.4 je základní schéma topologie *zvyšující-snižující měnič*. Při sepnutí tranzistoru Q_1 protéká proud tlumivkou. Proud tlumivkou roste lineárně a dioda D_1 je polarizovaná v závěrném směru. Energie ze vstupního zdroje (kondenzátoru) je ukládána v magnetickém jádře tlumivky. Energie do zátěže při sepnutém tranzistoru je dodávána pouze z výstupního kondenzátoru. Po rozepnutí tranzistoru je na tlumivce indukováno napětí opačné polaroty, dioda je polarizována v propustném směru a proud tlumivkou lineárně klesá. Energie je do zátěže a výstupního kondenzátoru při rozepnutí tranzistoru dodávána pouze z tlumivky. [1][2][3][17]

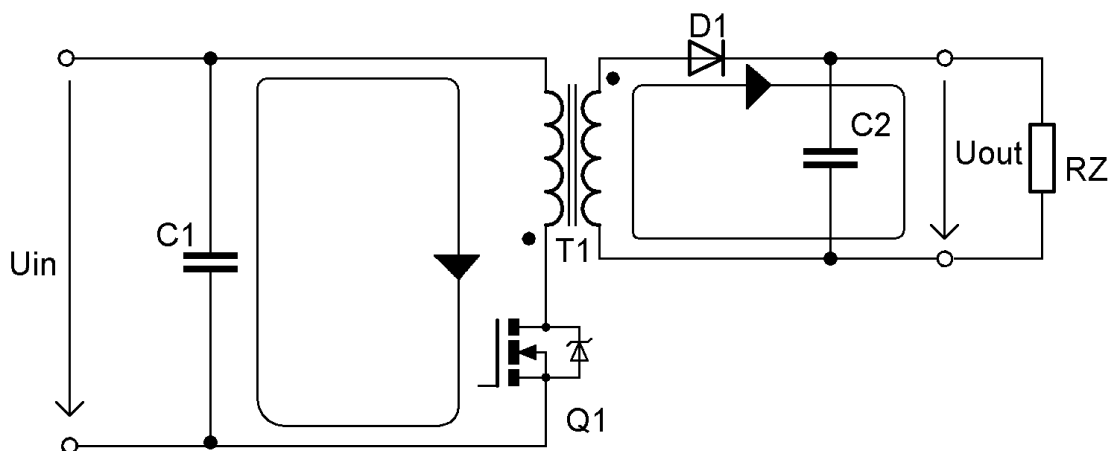
Nevýhodou *zvyšujícího-snižujícího měniče* je nespojitý charakter proudu ze vstupního i do výstupního kondenzátoru a nutnost budit plovoucí tranzistor.

Výstupní napětí *snížujícího měniče* je vždy menší (se stejnou polaritou) než vstupní napětí. Výstupní napětí *zvyšujícího měniče* je naopak vždy větší (se stejnou polaritou) než vstupní napětí. Výstupní napětí *snížujícího-zvyšujícího měniče* může být větší i menší než vstupní napětí, ale má vždy opačnou polaritu. Pro větve 5 V, 3,3 V a 0 A až 3 A je proto možné použít snížující měnič. Větvím 12 V a 7 V až 30 V však nevyhovují napěťové podmínky ani jedné ze základních topologií, a je proto nutné najít jiné řešení. [1][2][3][17]

1.3 Výběr topologií pro větve 12 V a 7 V – 30 V

Pro napájecí větve 12 V a 7 V až 30 V může být výstupní napětí větší i menší než vstupní napětí. Tento požadavek plní ze základních topologií pouze topologie *zvyšující-snižující měnič*, který ovšem mění polaritu napětí a z toho důvodu jej není možné použít. Pravděpodobně nejjednodušším řešením je galvanické oddělení vstupního a výstupního napětí *zvyšujícího-snižujícího měniče* pomocí transformátoru. Tímto způsobem vznikne topologie *blokující jednočinný měnič (flyback)*. [1][2][3][17]

Základní schéma topologie *blokující jednočinný měnič* je na obr. 1.5. Při sepnutí tranzistoru prochází proud primárním vinutím transformátoru T_1 . Dioda je z důvodu opačné polarity sekundárního vinutí polarizována v závěrném směru. Při sepnutém tranzistoru je energie ukládána v jádře transformátoru a energie do zátěže je dodávána pouze z výstupního kondenzátoru. Po rozepnutí tranzistoru je na sekundárním vinutí indukováno napětí a dioda je polarizována v propustném směru. Energie je při rozepnutém tranzistoru přenášena z transformátoru do zátěže a výstupního kondenzátoru. [1][2][3][17]



obr. 1.5: schéma topologie *blokující jednočinný měnič (flyback)*

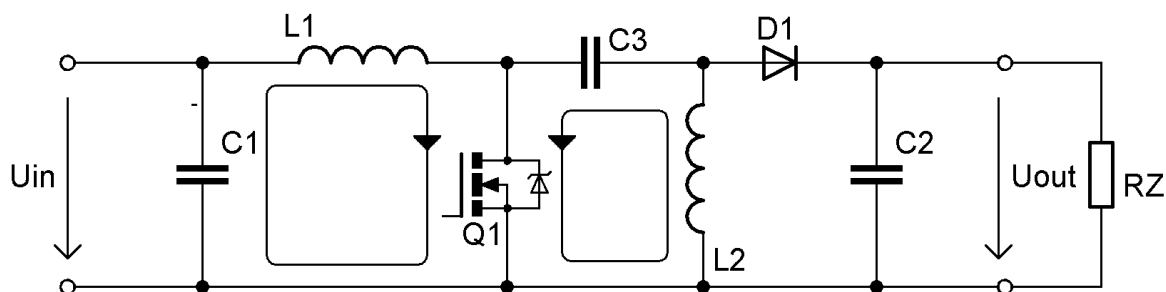
Transformátor v tomto zapojení plní funkci galvanického oddělení, akumulárního členu (tlumivky) a umožňuje změnu napětí podle poměru počtu závitů primárního a sekundárního vinutí. Při navinutí více sekundárních vinutí je možné dosáhnout více výstupních napájecích větví. Topologie *blokující jednočinný měnič* je hojně využívána v síťově napájených zdrojích nižších výkonů z důvodu své obvodové jednoduchosti a malého počtu součástek. [1][2][3][17]

Podobně jako v topologii *snížující-zvyšující měnič* mají proudy tranzistorem i diodou nespojitý charakter, a vyžadují kvalitní filtraci pomocí vstupních a výstupních kondenzátorů. Při špatné vazbě mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru je vytvořena v sérii s primárním vinutím tzv. parazitní indukčnost. Energie uložená v této parazitní indukčnosti při rozepnutí tranzistoru vytváří napěťové překmity a může způsobit

zničení tranzistoru. Řešením jsou různé druhy odlehčovacích obvodů (z anglické literatury „snubbers“) sloužící k odstranění napětových překmitů, které však energii uloženou v parazitní indukčnosti pouze převedou na ztrátové teplo. Z těchto důvodů má topologie *jednočinný blokující měnič* poměrně nízkou účinnost a je využívána při výkonech do maximálně 150 W. [1][2][3][17]

Jiným řešením by mohly být topologie jednočinných a dvojčinných propustných měničů, odvozených ze základní topologie *snižující měnič*, jako jsou topologie *polomůstek*, *plný můstek* nebo *push-pull*. Nicméně tyto topologie vyžadují konstrukci transformátoru a ve většině případů použití více spínacích tranzistorů. Tyto topologie jsou obvodově komplexnější, cenově náročnější a jsou vhodné spíše pro zdroje vyšších výkonů vyžadujících galvanické oddělení výstupu. [1][2][3][17]

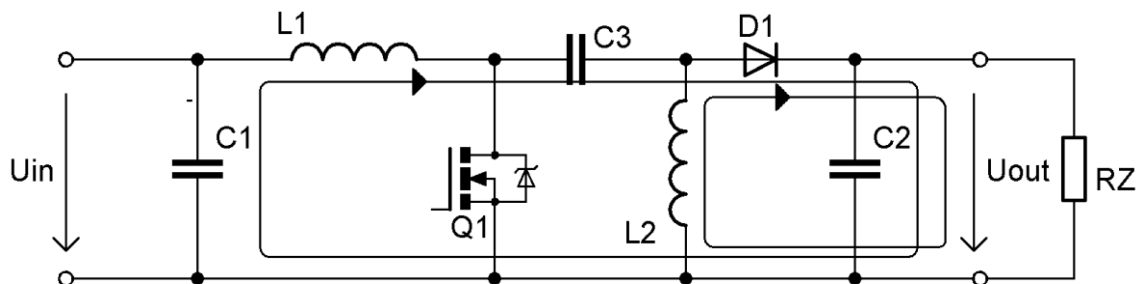
Kromě tří základních topologií DC-DC měničů jsou známy ještě další topologie, které spojují vždy dvě základní topologie. Zde je vzhledem k hledanému řešení pravděpodobně nejzajímavější topologie *SEPIC* (Single-Ended Primary-Inductance Converter). Jedná se v podstatě o kaskádní spojení topologie *zvyšující měnič* a *zvyšující-snižující měnič*. [7][10]



obr. 1.6: schéma topologie *SEPIC* při sepnutém tranzistoru [7][10]

Na obr. 1.6 je základní schéma zapojení topologie *SEPIC*. Je zde vyznačen smysl proudů při sepnutém tranzistoru. Měnič obsahuje na rozdíl od základních topologií dvě tlumivky L_1 , L_2 a kondenzátor C_3 , který slouží k oddělení stejnosměrné složky napětí mezi oběma částmi obvodu. [7][10]

Při sepnutém tranzistoru Q_1 protéká proud ze vstupního zdroje (kondenzátoru) přes tlumivku L_1 a zároveň protéká proud z kondenzátoru C_3 přes tlumivku L_2 . Dioda D_1 je polarizována v závěrném směru. Energie do zátěže je při sepnutém tranzistoru dodávána pouze z výstupního kondenzátoru. Energie do tlumivky L_1 je dodávána ze vstupního zdroje a energie do tlumivky L_2 je dodávána z kondenzátoru C_3 . [7][10]



obr. 1.7: schéma topologie *SEPIC* při sepnutém tranzistoru

Na obr. 1.7 je základní schéma topologie *SEPIC* s vyznačením smyslu proudů při rozepnutém tranzistoru. Po rozepnutí tranzistoru je na obou tlumivkách indukováno napětí opačné polarity a dioda je polarizována v propustném směru. Energie je do zátěže a výstupního kondenzátoru dodávána ze vstupního zdroje a obou tlumivek.

Současně je energie ze vstupního zdroje a tlumivky L_1 dodávána do kondenzátoru C_3 . [7][10]

Výhodou topologie *SEPIC* je spojitý charakter proudu ze vstupního kondenzátoru a možnost jednoduchého buzení tranzistoru signálem vztaženým k společnému zapojení. Nevýhodou je nespojitý charakter výstupního proudu. [7][10]

Výstupní napětí topologie *SEPIC* může být větší i menší než vstupní napětí (se stejnou polaritou). Ve srovnání s topologií *blokujič jednočinný měnič* odpadá nutnost řešit problémy s parazitní indukčností transformátoru a je dosahováno vyšších účinností. Topologie *SEPIC* neposkytuje možnost galvanického oddělení, nicméně pro zadaná napětí není galvanické oddělení nutné. Z těchto důvodů je pro výstupní větve 12 V a 7 V až 30 V zvolena topologie *SEPIC*. [7][10]

Zvolené topologie *snižující měnič* a *SEPIC* budou dále podrobněji analyzovány včetně možností jejich řízení a možností maximalizování jejich účinnosti.

2 Ztráty měničů a rozbor zvolených topologií

V kapitole 1 byly popsány základní topologie DC-DC měničů a byly vybrány topologie *snižující měnič* a topologie *SEPIC* pro realizaci DC-DC měničů. Tato kapitola je zaměřena na analýzu ztrát v DC-DC měničích, výběr vhodného způsobu řízení a rozbor vybraných topologií zaměřený na vyjádření rovnic pro návrh obvodových prvků měničů, které budou využity při návrhu konkrétních měničů v dalších kapitolách.

2.1 Ztráty měničů

Ztráty ve spínaném zdroji jsou způsobeny neideálností použitých součástek. Největší ztráty většinou vykazují výkonové tranzistory a diody. Dále je nutno přihlídnout ke ztrátám kondenzátorů, tlumivek a řídicích obvodů. [3]

Ztráty na spínacích prvcích je možné rozdělit na *ztráty vodivostní* a *ztráty spínací*. Ztráty vodivostní jsou nezávislé na frekvenci spínání. Jedná se o ztráty na spínacích prvcích v sepnutém stavu po ustálení napěťových i proudových průběhů. Pro MOSFET tranzistor jsou vodivostní ztráty určeny podle rovnice (2.1).

$$P_{Q(cond)} = I_{Q(rms)}^2 \cdot R_{ds(on)}, \quad (2.1)$$

kde $P_{Q(cond)}$ jsou vodivostní ztráty na tranzistoru (W), $I_{Q(rms)}$ je efektivní proud tranzistorem (A) a $R_{ds(on)}$ je odpor tranzistoru v sepnutém stavu (Ω). Ze vztahu je patrné že vodivostní ztráty na tranzistoru MOSFET je možné minimalizovat výběrem součástky s malou hodnotou odporu v sepnutém stavu. [3][17]

Vodivostní ztráty na diodě jsou určeny podle rovnice (2.2).

$$P_{D(cond)} = I_D \cdot U_D, \quad (2.2)$$

kde $P_{D(cond)}$ jsou vodivostní ztráty na diodě (W), I_D je průměrný proud diodou (A) a U_D je napěťový úbytek na diodě polarizované v propustném směru (V). Ze vztahu je patrné, že vodivostní ztráty na diodě je možné minimalizovat výběrem součástky s malou hodnotou úbytku napětí v propustném směru. Z toho důvodu jsou pro minimalizaci ztrát voleny především Schottkyho diody. [3][17]

Spínací ztráty na rozdíl od ztrát vodivostních závisí na spínací frekvenci a se zvyšující se frekvencí rostou. Jedná se o ztráty způsobené křížením napěťových a proudových průběhů při přechodu spínacích prvků ze sepnutého do rozepnutého stavu a naopak. Se zvyšující se frekvencí roste počet těchto přechodů za jednotku času, a tím spínací ztráty rostou.

Kompletní analýza a přesný výpočet spínacích ztrát je poměrně složitou záležitostí přesahující obsah této práce (více informací je možné nalézt např. v [12] a [9]). Pro účely této práce je vhodné výpočty spínacích ztrát určitým způsobem zjednodušit.

Spínací ztráty na tranzistoru *MOSFET* jsou ovlivněny především časy potřebnými k nabití a vybití parazitních kapacit budičem s konečnou hodnotou výstupního odporu. Pro výpočet spínacích ztrát je možné použít zjednodušenou rovnici (2.3) podle [12].

$$P_{Q(sw)} = \frac{U_Q \cdot I_Q}{2} \cdot (t_{sw(on)} + t_{sw(off)}) \cdot f_s, \quad (2.3)$$

kde $P_{Q(sw)}$ jsou spínací ztráty na tranzistoru (W), U_Q je napětí mezi elektrodami gate a source (V), I_Q je proud tranzistorem (A), $t_{sw(on)}$ a $t_{sw(off)}$ jsou časy potřebné k sepnutí a rozepnutí tranzistoru (s) a f_s je spínací frekvence (Hz). Proudů nabíjející a vybíjející parazitní kapacity MOSFET tranzistoru je možné určit podle rovnic (2.4) a (2.5).

$$I_{dr(on)} = \frac{U_{dd} - U_{sp}}{R_{dr(on)} + R_g}, \quad (2.4)$$

$$I_{dr(off)} = \frac{U_{sp}}{R_{dr(off)} + R_g}, \quad (2.5)$$

kde I_{dr} jsou proudy z budiče při spínání a do budiče při rozepnutí (A), U_{dd} je napájecí napětí budiče (V), U_{sp} je tzv. napětí spínacího bodu (V), R_{dr} je odpor budiče při spínání a rozepnutí (Ω) a R_g je odpor elektrody G (Ω). Časy potřebné k sepnutí a rozepnutí tranzistoru jsou potom určeny z rovnic (2.6) a (2.7).

$$t_{sw(on)} = \frac{Q_g}{I_{dr(on)}}, \quad (2.6)$$

$$t_{sw(off)} = \frac{Q_g}{I_{dr(off)}}, \quad (2.7)$$

kde Q_g je celkový náboj elektrody gate (katalogová hodnota „total gate charge“) (C). [12]

Spínací ztráty na diodě jsou způsobeny konečnou hodnotou zotavovacího času při přepnutí diody z propustného do závěrného směru. Používané Schottkyho diody mají velmi malou hodnotu zotavovacího času a při porovnání s velikostí vodivostních ztrát je možné vliv spínacích ztrát diody zanedbat. [17]

Z uvedených rovnic pro spínací ztráty je patrné, že k jejich minimalizaci je vhodné použít MOSFET tranzistory s minimálními hodnotami parazitních kapacit a výstupních odporů budičů. Frekvenci měniče je vhodné stanovit jako kompromis mezi fyzickými rozměry a účinností.

Při použití diody v měničích se srovnatelně velkými výstupními napětími s úbytkem napětí v propustném směru dochází k poměrně vysokým ztrátám. Usměrnovací diodu je možné nahradit tranzistorem MOSFET a tento tranzistor budit přesně v protifázi s hlavním tranzistorem. Vzniknou tak tzv. synchronní topologie. MOSFET tranzistory jsou vyráběny s nízkými hodnotami odporu v sepnutém stavu a je tak možné příznivě ovlivnit vodivostní ztráty. Nevýhodou jsou větší spínací ztráty MOSFET tranzistoru v porovnání s diodou a také ztráty spojené s nutností tento tranzistor budit. Nejpriznivěji je možné tímto způsobem ovlivnit účinnost především v měničích s nízkým výstupním napětím srovnatelným s úbytkem na diodě. Proto budou všechny *snižující měniče* navrhované v synchronním provedení. Detailní rozbor synchronního snižujícího měniče je v kapitole 2.3. [17][2]

Kondenzátory a tlumivky také způsobují v obvodu měniče ztráty. Tyto ztráty jsou v porovnání ztrát tranzistorů a diod většinou nižší, ale ne zanedbatelné.

Ztráty na kondenzátoru jsou způsobeny především nenulovou hodnotou jeho ekvivalentního sériového rezistoru (*ESR*) a mohou být určeny podle rovnice (2.8).

$$P_C = I_{C(rms)}^2 \cdot ESR, \quad (2.8)$$

kde P_C jsou ztráty na kondenzátoru (W), $I_{C(rms)}$ je efektivní proud kondenzátorem (A) a ESR je ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru (Ω).

Ztráty na tlumivce je možné rozdělit na ztráty na vinutích a ztráty na jádře. Při spínacích frekvencích 100 kHz až 200 kHz, které budou použity při návrhu měničů, jsou ztráty na jádře v porovnání se ztrátami na vinutí poměrně malé a je možné je zanedbat. Ztráty na vinutí je možné dále rozdělit na ztráty stejnosměrným a střídavým odporem vinutí. Proud tlumivkou obsahuje především stejnosměrnou složku a spínací frekvence bude poměrně nízká. Z toho důvodu je možné ztráty způsobené střídavou složkou zanedbat a výsledné ztráty jsou určeny podle rovnice (2.9). [2]

$$P_L = I_{L(rms)}^2 \cdot DCR, \quad (2.9)$$

kde P_L jsou ztráty na tlumivce (W), $I_{L(rms)}$ je efektivní proud tlumivkou (A) a DCR je stejnosměrný odpor vinutí (Ω).

2.2 Řízení

Všechny popsané topologie v kapitole 1 jsou řízeny pomocí pulzně-šířkové modulace (PWM). Perioda spínání T_s je konstantní a mění se pouze poměr mezi dobou, kdy je tranzistor sepnutý (t_{on}) a kdy je tranzistor rozepnutý (t_{off}). Tento poměr popisuje střída spínání D . Střída je pro všechny topologie určena podle vztahu (2.10).

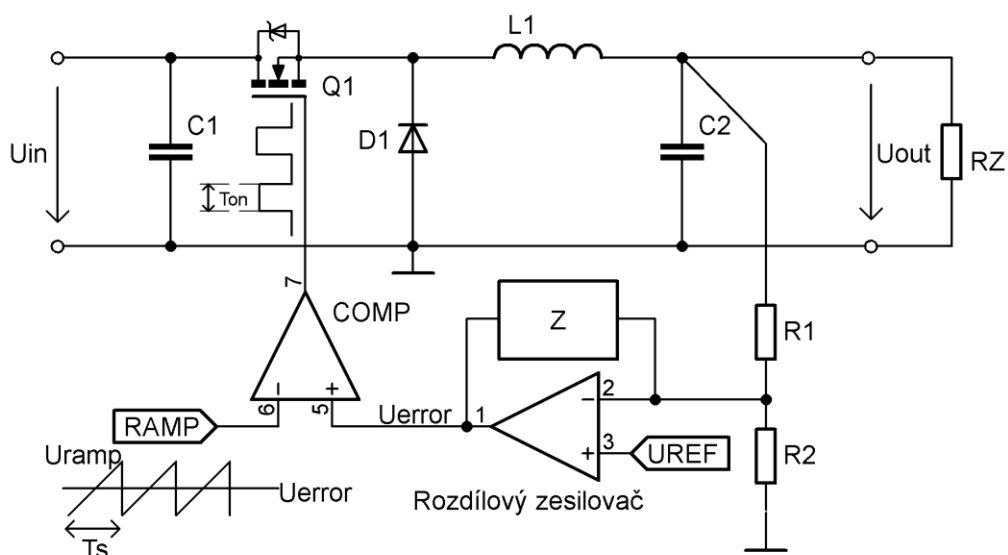
$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (2.10)$$

kde D je střída spínání (-), T_s je perioda spínání (s) a t_{on} je čas, po který je tranzistor sepnutý. [2][3][17]

Při konstantním spínání stejnými pulzy by výstupní napětí kolísalo v závislosti na velikosti zátěže, vstupního napětí nebo dalších vlivů (např. teploty). K omezení vlivu těchto parametrů je nutné do systému zavést zápornou zpětnou vazbu, která určitým způsobem zjistí odchylku od požadované hodnoty výstupního napětí a podle této odchylky vhodně upraví spínací pulzy tak, aby požadovaná hodnota výstupního napětí zůstala zachována. [2][3][17]

Nejjednodušším způsobem řízení spínacích pulzů je tzv. napěťový mód. Snižující měnič se zpětnou vazbou v napěťovém módu je na obr. 2.1. Výstupní napětí měniče je pomocí napěťového děliče zmenšeno na hodnotu porovnatelnou s referenčním napětím, které je téměř nezávislé na napájecím napětí a teplotě. Rozdílový zesilovač („error amplifier“) odchylku od výstupního napětí zesílí a přivede komparátor, který tuto hodnotu porovnává s pilovým signálem, který má spínací frekvenci měniče. Výstupem komparátoru jsou pulzy s šířkou modulovanou podle změny výstupního napětí. [2][3][17]

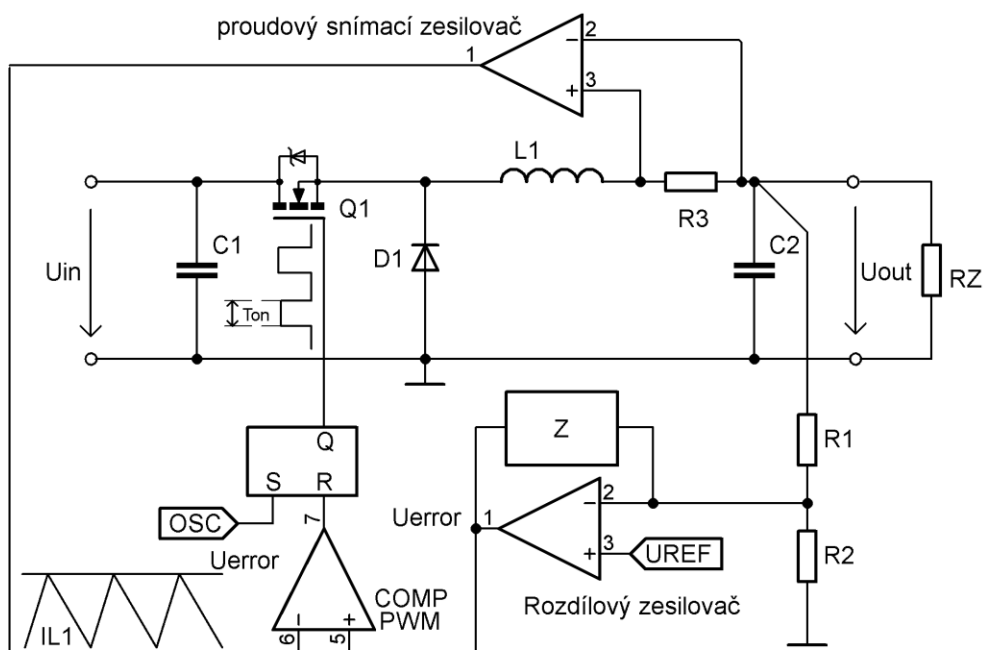
Nevýhodou napěťového módu zpětné vazby je poměrně pomalá reakce na změnu vstupního napětí a u většiny topologií složitější frekvenční kompenzace rozdílového zesilovače. Napěťový mód neobsahuje žádné omezení proudu tlumivkou a tranzistorem. [2][3][17]



obr. 2.1: snižující měnič se zpětnou vazbou v napětovém módu [2][3][17]

Na obr. 2.2 je snižující měnič se zpětnou vazbou v tzv. špičkovém proudovém módu. Ve špičkovém proudovém módu je snímáno jednak výstupní napětí měniče a také průběh proudu (většinou tlumivkou). Na rozdíl od napětového módu je ve špičkovém proudovém módu na komparátor přiveden proudový průběh a nikoliv externě generovaný pilový signál. Na začátku spínacího pulzu je klopný obvod RS oscilátorem nastaven na hodnotu 1. Výstupní napětí rozdílového zesilovače nastavuje rozhodující úroveň pro komparátor, po jejímž překročení je proveden reset klopného obvodu RS a spínací pulz je ukončen. [2][3][17]

Výhodou špičkového proudového módu je rychlá reakce na změnu vstupního napětí a výstupního proudu, většinou jednodušší frekvenční kompenzace rozdílového zesilovače a také přirozená proudová ochrana. Nevýhodou je nutnost snímat proud, menší odolnost vůči šumu a také nebezpečí tzv. subharmonických oscilací. [2][3][17]



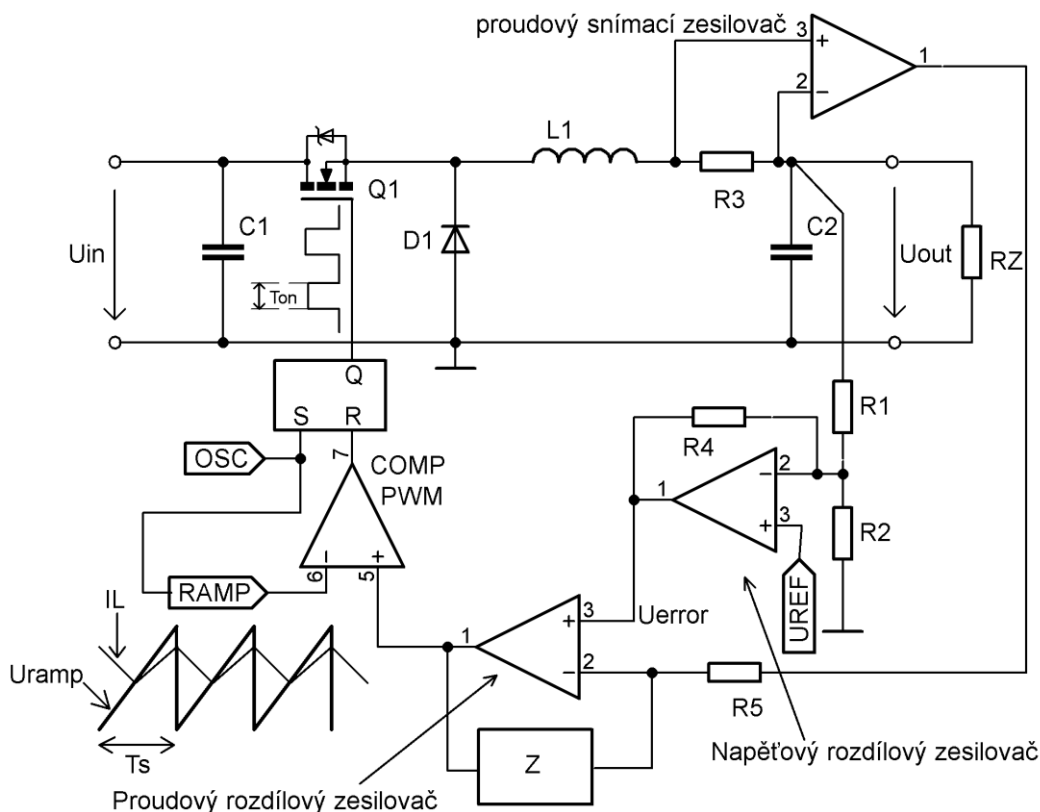
obr. 2.2: snižující měnič se zpětnou vazbou ve špičkovém proudovém módu [2][3][17]

Přes některé nevýhody je špičkový proudový mód pravděpodobně lepší volbou i vzhledem k velkému množství dostupných kontrolérů. Proto je pro všechny napájecí větve systému zvolen právě špičkový proudový mód, s výjimkou větve s proudovým omezením 0 A až 3 A.

Pro měnič s přesně nastavitelným proudem do zátěže není špičkový proudový mód příliš vhodný. Kromě proudového průběhu tlumivkou by bylo nutné snímat ještě výstupní proud měniče a přepínat mezi dvěma rozdílovými zesilovači podle toho, jestli je proudové omezení aktivní.

Elegantnějším řešením se zdá být použití tzv. průměrového proudového módu popsaného v [4] nebo v [18]. Snižující měnič v průměrovém proudovém módu je na obr. 2.3. Výstupní napětí napěťového rozdílového zesilovače (voltage error amplifier) představuje požadovaný proud tlumivkou a proudový rozdílový zesilovač (current error amplifier) zesílí odchylku od skutečného proudu tlumivkou. Zesílená odchylka je přivedena na komparátor, kde je porovnávána s generovaným pilovým průběhem, jehož výstup resetuje klopný obvod RS, který byl na začátku spínacího cyklu nastaven do logické 1.

Výhodou průměrového proudového módu je velká přesnost nastaveného požadovaného průměrného proudu tlumivkou, který je ve *snižujícím měniči* shodný s proudem do zátěže. Průměrový proudový mód je také odolnější proti rušení a nehrozí zde nebezpečí subharmonických oscilací. Z těchto důvodů bude pro řízení měniče 0 A až 3 A použit průměrový proudový mód. [4][18]



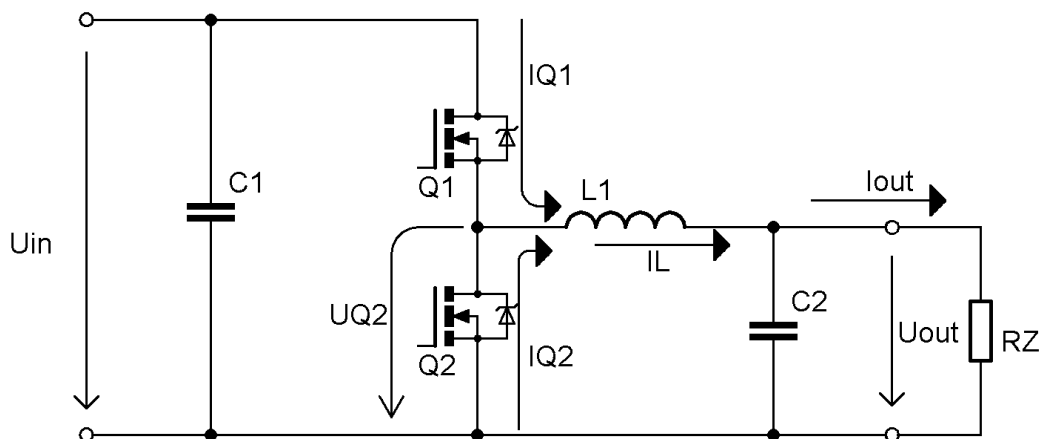
obr. 2.3: snižující měnič se zpětnou vazbou v průměrovém proudovém módu [18]

V tab. 2.1 je přehled vybraných topologií DC-DC měničů společně s jejich řídicími módy a zvolenými kontroléry. V dalších dvou podkapitolách je proveden rozbor vybraných topologií s určením vztahů pro výpočet jednotlivých součástí měničů.

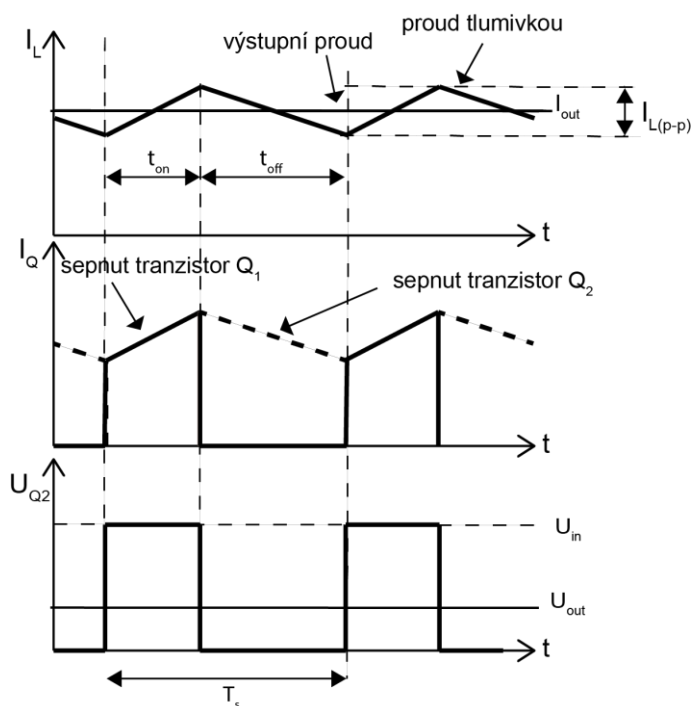
tab. 2.1: přehled vybraných topologií, řídicích módů a použitých kontrolérů

Větev	Topologie	Řídicí mód	Kontrolér
7 V až 30 V	SEPIC	špičkový proudový	LM3478
12 V	SEPIC	špičkový proudový	LTC3859AL
5 V	synchronní snižující	špičkový proudový	LTC3859AL
3,3 V	synchronní snižující	špičkový proudový	LTC3859AL
0 A až 3 A	synchronní snižující	průměrový proudový	LT3741

2.3 Synchronní snižující měnič



obr. 2.4: schéma topologie synchronní snižující měnič [2][17]



obr. 2.5: průběhy napětí a proudu v topologii synchronní snižující měnič [2][17]

Na obr. 2.4 je schéma zapojení topologie *synchronní snižující měnič*. Na obr. 2.5 jsou průběhy proudu a napětí jednotlivými prvky obvodu. Sepnutím tranzistoru Q_1 začne lineárně narůstat proud tlumivkou. Strmost nárůstu proudu v časovém intervalu t_{on} je dána napětím aplikovaným na tlumivku a indukčností tlumivky podle rovnice (2.11).

$$\frac{dI}{dt} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L}, \quad (2.11)$$

kde dI/dt je strmost nárůstu proudu tlumivkou (A/s), U_{in} a U_{out} je vstupní a výstupní napětí měniče (V) a L je indukčnost tlumivky (H). [2][17]

Na začátku časového intervalu t_{off} je rozepnut tranzistor Q_1 a sepnut tranzistor Q_2 . Tím je všechen proud přeměřován do tranzistoru Q_2 a tlumivka je odpojena od vstupního zdroje. Na tlumivce je nyní napětí opačné polaroty a proud tlumivkou lineárně klesá se strmostí podle rovnice (2.12).

$$\frac{dI}{dt} = \frac{-U_{out}}{L} \quad (2.12)$$

Zvlnění proudu tlumivkou je určeno podle rovnice (2.13).

$$I_{L(p-p)} = \frac{(U_{in} - U_{out}) \cdot t_{on}}{L} = \frac{U_{out} \cdot t_{off}}{L}, \quad (2.13)$$

kde $I_{L(p-p)}$ je hodnota špička-špička proudového zvlnění (A). [2][17]

Z obrázků je patrné, že pro topologii *snižující měnič* platí:

$$I_L = I_{out}, \quad (2.14)$$

kde I_L je průměrný proud tlumivkou (A) a I_{out} je výstupní proud do zátěže (A). [2][17]

Z hlediska návrhu je důležitý poměr podle rovnice (2.15)

$$r = \frac{I_{L(p-p)}}{I_L}, \quad (2.15)$$

kde r je parametr vyjadřující poměr mezi proudovým zvlněním a průměrným proudem tlumivkou (v anglické literatuře „ripple ratio“ nebo „ripple factor“). Volba tohoto parametru pro maximální výkon zdroje a vstupní napětí, které představuje nejhorší případ pro danou topologii, je většinou prvním krokem při návrhu spínaného zdroje. Vhodnou volbou tohoto parametru je nastaven optimální kompromis mezi namáháním součástek a jejich fyzickou velikostí. Ve většině případů je ideální volbou hodnota 0,3 až 0,5. [17]

Mezi vstupním a výstupním napětím topologie *snižující měnič* platí rovnice (2.16), ze které je možné určit maximální a minimální hodnotu střídě pro požadované rozsahy napětí.

$$D = \frac{U_{out}}{U_{in}}, \quad (2.16)$$

kde D je střída spínacích pulzů (viz vztah (2.10)). [2][17]

2.3.1 Tlumivka

Při návrhu tlumivky je pro *snižující měnič* nejhorším případem maximální vstupní napětí $U_{in(max)}$, které odpovídá minimální střídě D_{min} . Návrh začne volbou parametru r . Saturační proud tlumivky musí být větší než špičková hodnota proudu tlumivkou $I_{L(p)}$, která je určena podle vztahu (2.17). [2][17]

$$I_{L(p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (2.17)$$

Pro požadovanou hodnotu parametru r musí mít tlumivka indukčnost podle vztahu (2.18).

$$L = \frac{(U_{in(max)} - U_{out}) \cdot D_{min}}{r \cdot I_{out} \cdot f_s}, \quad (2.18)$$

kde $U_{in(max)}$ je maximální vstupní napětí (V), D_{min} je minimální střída (-) a f_s je spínací frekvence (Hz). [2][17]

Efektivní proud tlumivkou $I_{L(rms)}$ je možné určit podle vztahu (2.19). [2][17]

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_{out}^2 + \frac{I_{L(p-p)}^2}{12}} \quad (2.19)$$

2.3.2 Tranzistory

Napětově je tranzistor nejvíce namáhán při maximálním vstupním napětí $U_{in(max)}$ a to přímo touto hodnotou. Napětí U_{ds} voleného tranzistoru musí být tedy minimálně $U_{in(max)}$. [17]75[21]

Proudově je tranzistor nejvíce namáhán při vstupním napětí $U_{in(min)}$. Parametr r pro minimální vstupní napětí (maximální střidu) je znovu vyjádřen z rovnice (2.18) a vznikne tak rovnice (2.20).

$$r(D_{max}) = \frac{(U_{in(min)} - U_{out}) \cdot D_{max}}{L \cdot I_{out} \cdot f_s}, \quad (2.20)$$

kde $r(D_{max})$ je parametr podle rovnice (2.15) přepočítaný pro maximální střidu. [17][21]

Efektivní hodnota proudu hlavním tranzistorem $I_{Qh(rms)}$ je určena podle rovnice (2.21).

$$I_{Qh(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{D_{max} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{max})}{12}\right)} \quad (2.21)$$

Synchronní tranzistor je nejvíce napětově i proudově namáhán při maximálním vstupním napětí $U_{in(max)}$, které odpovídá střídě D_{min} (tedy stejné podmínky jako pro tlumivku). Napětí U_{ds} tranzistoru musí být vyšší než $U_{in(max)}$. Efektivní proud synchronním tranzistorem $I_{Qh(rms)}$ je určen podle rovnice (2.22).

$$I_{Qs(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{(1 - D_{max}) \cdot \left(1 + \frac{r}{12}\right)} \quad (2.22)$$

2.3.3 Kondenzátory

Vstupní kondenzátor je pro měnič nízkoimpedančním zdrojem napětí. Pro *snižující měnič* je vstupní kondenzátor velmi důležitý, neboť vstupní proud do tranzistoru je nespojitého charakteru. Vstupní kondenzátor je nutné volit podle dvou hledisek. Prvním jsou ztráty na ekvivalentním sériovém rezistoru, které způsobují teplotní vzrůst a snižují životnost kondenzátoru. Výrobci kondenzátorů pro tento účel udávají parametr maximálního efektivního zvlnění proudu kondenzátorem $I_{r(rms)}$. Pro vstupní kondenzátor *snižujícího měniče* je z hlediska ztrát nejhorší případ hodnota vstupního napětí, která odpovídá střídě 50 %. Pokud žádné napětí ze vstupního rozsahu neodpovídá střídě 50 %, je nejhorším případem napětí, při kterém se střída nejvíce blíží 50 %. Z rovnice (2.18) je vyjádřena hodnota parametru r pro $D = 50 \%$ (rovnice (2.23)). [17]

$$r(D_{50}) = \frac{(U_{50} - U_{out}) \cdot D_{50}}{L \cdot I_{out} \cdot f_s}, \quad (2.23)$$

kde U_{50} je napětí ze vstupního rozsahu, které odpovídá střídě 50 % nebo se jí nejvíce blíží a D_{50} je střída 0,5 nebo hodnota která se jí nejvíce blíží. [17]

Efektivní hodnota zvlnění proudu vstupním kondenzátorem $I_{inr(rms)}$ je určena podle vztahu (2.24). Vstupní kondenzátor musí mít vyšší parametr $I_{r(rms)}$ než je hodnota $I_{inr(rms)}$. [17]

$$I_{inr(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{D_{50} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{50})^2}{12}\right)} \quad (2.24)$$

Druhým kritériem pro výběr vstupního kondenzátoru je zvlnění vstupního napětí. Ve většině případů je vhodné omezit zvlnění vstupního napětí na maximálně 5 % z průměrné hodnoty. Zvlnění vstupního napětí závisí jednak na kapacitě vstupního kondenzátoru a také na hodnotě vstupního proudu $I_{inr(p-p)}$ tekoucího přes ekvivalentní sériový rezistor kondenzátoru. Nejhorší případ pro zvlnění vstupního napětí je maximální vstupní napětí $U_{in(max)}$ tzn. střída D_{min} . Proudové zvlnění $I_{inr(p-p)}$ je určeno podle rovnice (2.25). Ekvivalentní sériová indukčnost vstupního kondenzátoru je zanedbána. [17][20]

$$I_{inr(p-p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (2.25)$$

ESR (ekvivalentní sériový odpor) vstupního kondenzátoru musí mít maximálně hodnotu podle rovnice (2.26).

$$ESR = \frac{U_{inr(p-p)}}{I_{inr(p-p)}}, \quad (2.26)$$

kde $U_{inr(p-p)}$ je zvlnění vstupního napětí. Kapacita vstupního kondenzátoru C_{in} musí mít minimálně hodnotu podle rovnice (2.27). [17][20]

$$C_{in} = \frac{I_{out} \cdot D_{max} \cdot (1 - D_{max})}{f_s \cdot U_{inr(p-p)}} \quad (2.27)$$

Výstupní proud ve *snižujícím měniči* je spojitýho charakteru a proto jsou požadavky na výstupní kondenzátor mnohem nižší než na kondenzátor vstupní. Nicméně výstupní kondenzátor ovlivňuje velikost zvlnění výstupního napětí a také odezvu zpětnovazební smyčky. [17][20]

Nejhorší situace pro výstupní kondenzátor je pro všechny topologie shodná s nejhorší situací pro tlumivku, tj. pro *snižující měnič* $U_{in(max)}$. Efektivní hodnota proudu výstupním kondenzátorem $I_{out(rms)}$ je určena rovnicí (2.28). Hodnota špička-špička proudu výstupním kondenzátorem $I_{out(p-p)}$ je určena podle vztahu (2.29). [17][20]

$$I_{out(rms)} = I_o \cdot \frac{r_5}{\sqrt{12}} = 0,173 \text{ A} \quad (2.28)$$

$$I_{out(p-p)} = I_o \cdot r = 0,6 \text{ A} \quad (2.29)$$

Zvlnění výstupního napětí je způsobené kapacitní složkou a složkou ESR . Pro běžné kondenzátory je většinou dominantní složka ESR a platí, že zvolením kondenzátoru s přijatelně nízkým ESR je i kapacita dostatečně velká. ESR musí mít pro dané zvlnění výstupního napětí $U_{out(p-p)}$ maximálně hodnotu podle rovnice (2.30). Po volbě kondenzátoru je pak možné orientačně určit konečné zvlnění i s vlivem výstupní kapacity podle rovnice (2.31). [17][20][16]

$$ESR = \frac{U_{out(p-p)}}{I_{out(p-p)}} \quad (2.30)$$

$$U_{out(p-p)} = I_{out(p-p)} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_s \cdot C_{out}} \right) \quad (2.31)$$

Tímto byly uvedeny všechny vztahy potřebné pro návrh výkonové části synchronního snižujícího měniče, které jsou použity při konkrétním návrhu v kapitolách 3.1, 3.2 a 4.

2.4 Měnič SEPIC

Na obr. 2.6 je schéma zapojení topologie *SEPIC* s vyznačenými smysly napětí a proudu, jejichž průběhy jsou na obr. 2.7. Z principu činnosti je možné předpokládat, že vazební kondenzátor C_3 je nabitý na hodnotu vstupního napětí U_{in} . Při sepnutí tranzistoru začne proud lineárně narůstat oběma tlumivkami. Tranzistorem teče okamžitý proud o velikosti okamžitého součtu proudů tlumivek. Vzhledem k faktu, že je kondenzátor C_3 nabitý na hodnotu vstupního napětí, je na obě tlumivky aplikováno napětí U_{in} a proud tlumivkami narůstá se strmostí dI/dt podle vztahu (2.32).

$$\frac{dI}{dt} = \frac{U_{in}}{L}, \quad (2.32)$$

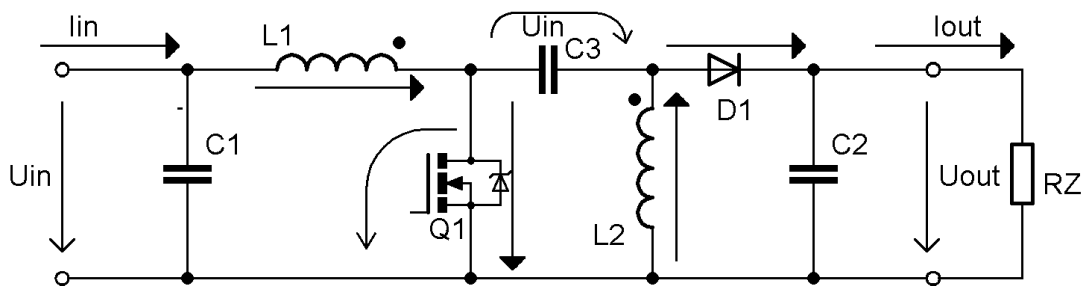
kde L je indukčnost tlumivek (A), která je ve většině případů stejná, ale může být i rozdílná. [23][25]

Po rozepnutí tranzistoru je na tlumivkách indukováno napětí opačné polaroty, dioda je polarizována v propustném směru a proud tlumivkami klesá se strmostí podle vztahu (2.33) (vliv úbytku na diodě zanedbán). Napětí na rozepnutém tranzistoru je rovno součtu napětí U_{in} a U_{out} . [23][25]

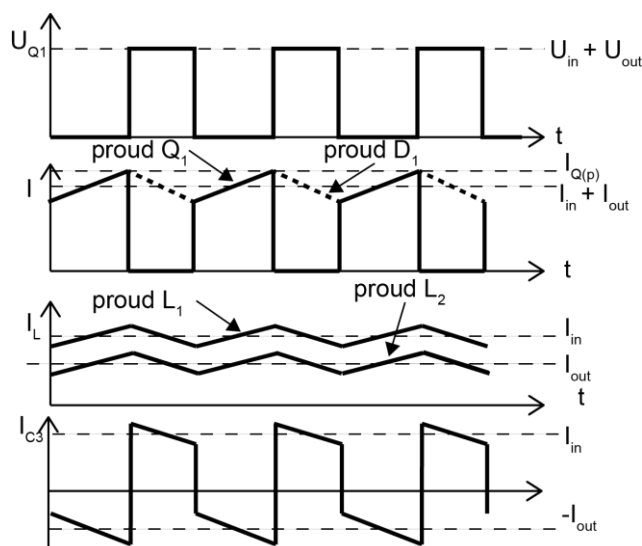
$$\frac{dI}{dt} = \frac{-U_{out}}{L} \quad (2.33)$$

Ze vztahu (2.34) je možné určit hodnotu střídavy pro požadované velikosti vstupního a výstupního napětí. Nyní je počítáno i s úbytkem na diodě U_D , neboť na rozdíl od synchronního měniče není tento úbytek zanedbatelný a docházelo by k větším nepřesnostem při výpočtech.

$$D = \frac{U_{out} + U_D}{U_{in} + U_{out} + U_D} \quad (2.34)$$



obr. 2.6: schéma topologie SEPIC [7][10]



obr. 2.7: průběhy napětí a proudu v topologii SEPIC [7][10]

2.4.1 Tlumivky

Vzhledem k faktu, že na obou tlumivkách je vždy stejná hodnota napětí, je možné jednotlivé součástky nahradit magneticky svázanými tlumivkami na jednom jádře. Je tak možné ušetřit fyzické místo. Někteří autoři toto řešení nepovažují za pravou topologii SEPIC [23], nicméně tímto způsobem je možné zmenšit proudové zvlnění a eliminovat další problémy rezonancí mezi součástkami. Pro větší proudová zatížení existuje jen malý výběr vyráběných svázaných tlumivek, a je tak nutná výroba vlastních tlumivek nebo použití samostatných součástek. V obou případech bude pro zjednodušení uvažováno použití tlumivek se stejnou hodnotou indukčnosti. [23][25]

Pro tlumivky v topologii SEPIC jsou nejhorší podmínky při minimálním vstupním napětí $U_{in(min)}$ a maximální stříde D_{max} . Návrh začíná opět volbou parametru r , tentokrát vztažený na vstupní tlumivku L_1 . Hodnota zvlnění proudu tlumivkou $I_{L1(p-p)}$ je určena podle rovnice (2.35) [23][25]

$$I_{L1(p-p)} = r \cdot I_{out} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad (2.35)$$

Indukčnost pro samostatné tlumivky je určena podle rovnice (2.36). Indukčnost pro svázané tlumivky je určena podle rovnice (2.37). Je patrné, že indukčnost svázaných tlumivek má poloviční hodnotu. [23][25]

$$L = \frac{U_{in(min)} \cdot D_{max}}{I_{L(p-p)} \cdot f_s} \quad (2.36)$$

$$L = \frac{U_{in(min)} \cdot D_{max}}{2 \cdot I_{L(p-p)} \cdot f_s} \quad (2.37)$$

Špičkový proud vstupní tlumivkou L_1 je určen rovnicí (2.38) a špičkový proud výstupní tlumivkou L_2 je určen rovnicí (2.39). U_D je úbytek na diodě v propustném směru. [23][25]

$$I_{L1(p)} = I_{out} \cdot \frac{U_{out} + U_D}{U_{in(min)}} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (2.38)$$

$$I_{L2(p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (2.39)$$

2.4.2 Tranzistor a dioda

Z obr. 2.7 je patrné že tranzistor v topologii *SEPIC* je namáhán napětím $U_{in} + U_{out}$. Nejhorším případem je tedy maximální vstupní napětí $U_{in(max)}$. [23][25]

Proudově je tranzistor nejvíce namáhán při minimálním vstupním napětí $U_{in(min)}$ (stejný případ jako pro tlumivky). Špičková hodnota proudu tranzistorem je rovna součtu špičkové hodnoty proudu oběma tlumivkami. [23][25]

$$I_{Q(p)} = I_{L1(p)} + I_{L2(p)} \quad (2.40)$$

Efektivní proud tranzistorem $I_{Q(rms)}$ je určen podle rovnice (2.41). [23][25]

$$I_{Q(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{(U_{out} + U_{in(min)} + U_d) \cdot (U_{out} + U_D)}{U_{in(min)}^2}} \quad (2.41)$$

Největší napětí na diodě je stejné jako na tranzistoru a je rovno součtu vstupního a výstupního napětí $U_{in(max)} + U_{out}$. Průměrný proud diodou I_D je roven výstupnímu proudu do zátěže podle rovnice (2.42). [23][25]

$$I_D = I_{out} \quad (2.42)$$

2.4.3 Kondenzátory

Na vazebním kondenzátoru (ve schématu C_3) je vstupní napájecí napětí. Vazebním kondenzátorem teče velký efektivní proud $I_{CS(rms)}$, jehož hodnota je určena rovnicí (2.43).

$$I_{CS(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{U_{out} + U_D}{U_{in(min)}}} \quad (2.43)$$

Zvlnění napětí $U_{c(p-p)}$ na vazebním kondenzátoru je nutné omezit na max. 5 %. Kapacita kondenzátoru pro požadované zvlnění napětí při zanedbání *ESR* musí být minimálně podle rovnice (2.44). [23][25][22]

$$C_c = \frac{I_{out} \cdot D_{max}}{U_{c(p-p)} \cdot f_s} \quad (2.44)$$

Vhodné je větší množství keramických kondenzátorů s dielektrikem typu X7R z důvodu velkého efektivního proudu. [22]

Proud výstupním kondenzátorem měniče *SEPIC* je nespojitého charakteru. Efektivní hodnota proudu výstupním kondenzátorem je shodná s efektivní hodnotou proudu

vazebním kondenzátorem. Zvlnění proudu výstupním kondenzátorem $I_{out(p-p)}$ je určeno podle rovnice (2.45) jako součet špičkových proudů vstupní a výstupní tlumivkou. [22]

$$I_{out(p-p)} = I_{L1(p)} + I_{L2(p)} \quad (2.45)$$

Pro požadované zvlnění výstupního napětí $U_{out(p-p)}$ musí být ESR výstupního kondenzátoru maximálně (při uvažování poloviny zvlnění způsobené kapacitou a poloviny kvůli ESR) podle rovnice (2.46). [22]

$$ESR = \frac{U_{out(p-p)} \cdot 0,5}{I_{out(p-p)}} \quad (2.46)$$

Kapacita výstupního kondenzátoru C_{out} potom musí být minimálně podle rovnice (2.47). [22]

$$C_{out} = \frac{I_{out} \cdot D_{max}}{U_{out(p-p)} \cdot 0,5 \cdot f_s} \quad (2.47)$$

Proud vstupním kondenzátorem měniče *SEPIC* je spojitého charakteru a nejsou na něj kladeny takové požadavky jako na kondenzátor výstupní a vazební. Efektivní proud vstupním kondenzátorem je určen podle rovnice (2.48). Volbou kondenzátoru na požadovaný efektivní proud je ve většině případů sníženo zvlnění vstupního napětí na přijatelnou hodnotu. [22]

$$I_{inr(rms)} = \frac{I_{L1(p-p)}}{\sqrt{12}} \quad (2.48)$$

3 Návrh modulu pevných napětí

Všechny zadané výstupní napájecí větve byly rozděleny do tří samostatných modulů. Důvodem pro toto rozdělení je snadnější realizace a možnost využití každého modulu samostatně.

V této kapitole je proveden návrh modulu pevných napětí. Jedná se o tři měniče řízené pomocí jednoho třikanálového kontroléru *LTC3859AL* [16]. Tento kontrolér pracuje ve špičkovém proudovém módu a je možné jej využít pro řízení dvou *synchronních snižujících měničů* a jednoho *synchronního zvyšujícího měniče* (v tomto případě *měníče SEPIC*). Všechny kanály je možné spouštět nezávisle na sobě a po jejich vypnutí obvod odebírá minimální proud. Při malých výkonech je možné obvod uvést do tzv. „burst“ módu, který dále zvyšuje účinnost měničů. [16]

V tab. 3.1 jsou uvedeny vstupní návrhové parametry s uvedením značek veličin, které jsou při návrhu použity. Číselné indexy v značkách vyjadřují, o kterou větev se jedná. Většina hodnot vychází ze zadání práce nebo byly stanoveny po konzultaci s vedoucím práce. Při návrhu jsou uváděny odkazy na rovnice popsané a vysvětlené v předchozích kapitolách.

tab. 3.1: tabulka návrhových parametrů modulu pevných napětí

Veličina	Značka	Hodnota
Minimální vstupní napětí	$U_{in(min)}$	10 V
Maximální vstupní napětí	$U_{in(max)}$	15 V
Frekvence spínání	f_s	100 kHz
Perioda spínání	T_s	10 μ s
Větev 5 V		
Výstupní napětí	U_{out5}	5 V
Výstupní proud	I_{out5}	2 A
Výkon	P_{out5}	10 W
Ekvivalentní výstupní odpor	R_{out5}	2,5 Ω
Zvlnění výstupního napětí	$U_{out5(p-p)}$	50 mV
Větev 3,3 V		
Výstupní napětí	$U_{out3,3}$	3,3 V
Výstupní proud	$I_{out3,3}$	0,25 A
Výkon	$P_{out3,3}$	0,825 W
Ekvivalentní výstupní odpor	$R_{out3,3}$	13,2 Ω
Zvlnění výstupního napětí	$U_{out3,3(p-p)}$	33 mV
Větev 12 V		
Výstupní napětí	U_{out12}	12 V
Výstupní proud	I_{out12}	0,25 A
Výkon	P_{out12}	3 W
Ekvivalentní výstupní odpor	R_{out12}	48 Ω
Zvlnění výstupního napětí	$U_{out12(p-p)}$	120 mV

3.1 Návrh měniče pro výstupní větev 5 V

Hodnoty maximální a minimální střídý (D_{min5} a D_{max5}) jsou určeny podle rovnice (2.16):

$$D_{max5} = \frac{U_{out5}}{U_{in(min)}} = \frac{5}{10} = 0,5$$

$$D_{min5} = \frac{U_{out5}}{U_{in(min)}} = \frac{5}{15} = 0,33$$

Vypočítaným střídám odpovídá doba, po kterou je sepnut hlavní tranzistor $t_{on5(min)}$ a $t_{on5(max)}$ (vyjádřeno z rovnice (2.10)):

$$t_{on5(max)} = T_s \cdot D_{max5} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 = 5 \mu s$$

$$t_{on5(min)} = T_s \cdot D_{min5} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,33 = 3,3 \mu s$$

3.1.1 Tlumivka

Parametr r_5 je zvolen 0,3. Indukčnost tlumivky je určena podle vztahu (2.18):

$$L = \frac{(U_{in(max)} - U_{out5}) \cdot D_{min5}}{r_5 \cdot I_{out5} \cdot f_s} = \frac{(15 - 5) \cdot 0,33}{0,3 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 55,55 \mu H \rightarrow 56 \mu H$$

Špičkový proud tlumivkou $I_{L5(p)}$ je určen podle vztahu (2.17) a zvlnění proudu $I_{L5(p-p)}$ podle vztahu (2.15):

$$I_{L5(p)} = I_{out5} \cdot \left(1 + \frac{r_5}{2}\right) = 2 \cdot \left(1 + \frac{0,3}{2}\right) = 2,3 A$$

$$I_{L5(p-p)} = I_L \cdot r = 0,3 \cdot 2 = 0,6 A$$

Efektivní proud tlumivkou je určen podle vztahu (2.19)

$$I_{L5(rms)} = \sqrt{I_{out5}^2 + \frac{I_{L5(p-p)}^2}{12}} = 2 A$$

Kvůli typické 20% toleranci indukčnosti, a také s přihlédnutím k minimalizaci ztrát je volena tlumivka s vyššími hodnotami saturačního a efektivního proudu. Zvolená tlumivka: MSS1278T-563MLD $I_{sat} = 4,4 A$; $I_{rms} = 2,7 A$; $DCR = 89,2 m\Omega$.

Ze vztahu (2.9) je určena přibližná hodnota výkonových ztrát na tlumivce:

$$P_L = DCR \cdot I_{L5(rms)}^2 = 89,2 \cdot 10^{-3} \cdot 2^2 = 0,357 W$$

3.1.2 Tranzistory

Jako hlavní i synchronní spínač jsou zvoleny duální tranzistory MOSFET umístěné v jednom pouzdře. Oba tranzistory jsou namáhány maximálně napětím $U_{in(max)} = 15 V$. K této hodnotě je přidána bezpečnostní rezerva a parametr tranzistoru U_{DS} je stanoven na 20 V.

Efektivní proud hlavním tranzistorem $I_{Qh_5(rms)}$ je určen podle vztahu (2.21) a efektivní proud synchronním tranzistorem $I_{Qh_5(rms)}$ je určen podle vztahu (2.22). Pro výpočet efektivního proudu hlavním tranzistorem je zapotřebí znát parametr r pro maximální střidu. Ten je určen podle vztahu (2.20):

$$r(D_{max5}) = \frac{(U_{in(min)} - U_{out5}) \cdot D_{max5}}{L \cdot I_{out5} \cdot f_s} = \frac{(10 - 5) \cdot 0,5}{56 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,255$$

$$I_{Qh_5(rms)} = I_{out5} \cdot \sqrt{D_{max} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{max})}{12}\right)} = 2 \cdot \sqrt{0,5 \cdot \left(1 + \frac{0,255}{12}\right)} = 1,43 \text{ A}$$

$$I_{Qs_5(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{(1 - D_{min}) \cdot \left(1 + \frac{r}{12}\right)} = 2 \cdot \sqrt{(1 - 0,33) \cdot \left(1 + \frac{0,3}{12}\right)} = 1,65 \text{ A}$$

Zvolené MOSFET tranzistory: FDS6892A $U_{ds} = 20 \text{ V}$; $I_d = 7,5 \text{ A}$; $R_{ds(on)} = 18 \text{ m}\Omega$.

3.1.3 Kondenzátory

Oba kanály pro snižující měniče pracují v protifázi. Podle [16] je tímto způsobem docíleno nižšího efektivního zvlnění proudu vstupním kondenzátorem. Nejhorším případem je situace, kdy je spuštěn pouze jeden nejvýkonnější kanál, což je v tomto případě právě větev 5 V.

Pro vstupní kondenzátor je nejhorší situace při střídě 50 %, což odpovídá minimálnímu vstupnímu napětí a maximální střídě. Pro výpočet efektivního proudu vstupním kondenzátorem je tedy možné použít parametr $r(D_{max5})$, který byl použit pro výpočet proudu hlavním tranzistorem. Efektivní hodnota zvlnění proudu vstupním kondenzátorem je určena podle vztahu (2.24). Hodnota špička-špička vstupního proudu je určena podle vztahu (2.25):

$$\begin{aligned} I_{inr5(rms)} &= 2 \cdot \sqrt{D_{50} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{50})^2}{12}\right)} = \\ &= 2 \cdot \sqrt{0,5 \cdot \left(1 + \frac{0,255^2}{12}\right)} = 0,948 \text{ A} \end{aligned}$$

$$I_{inr5(p-p)} = 2 \cdot \left(1 + \frac{0,3}{2}\right) = 2,3 \text{ A}$$

ESR vstupního kondenzátoru pro maximální zvlnění musí mít maximální hodnotu podle vztahu (2.26) a minimální kapacitu podle vztahu (2.27):

$$ESR_{5(max)} = \frac{U_{inr(p-p)}}{I_{inr(p-p)}} = \frac{0,2}{2,3} = 87 \text{ m}\Omega$$

$$C_{in5(min)} = \frac{I_{out} \cdot D_{max} \cdot (1 - D_{max})}{f_s \cdot U_{inr(p-p)}} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)}{100 \cdot 10^3 \cdot 200} = 22,22 \text{ }\mu\text{F}$$

Zvolený vstupní kondenzátor: 20SVP27M $C = 27\mu\text{F}$; $U = 20 \text{ V}$; $I_{r(rms)} = 1,46 \text{ A}$; $ESR = 60 \text{ m}\Omega$.

Efektivní hodnota proudu výstupním kondenzátorem je určena rovnicí (2.28). Hodnota špička-špička proudu výstupním kondenzátorem je určena z rovnice (2.29) a maximální hodnota ESR podle rovnice (2.30):

$$I_{out5(rms)} = I_o \cdot \frac{r}{\sqrt{12}} = 0,17 \text{ A}$$

$$I_{out5(p-p)} = I_o \cdot r = 0,6 \text{ A}$$

$$ESR = \frac{U_{out(p-p)}}{I_{out(p-p)}} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{0,6} = 83 \text{ m}\Omega$$

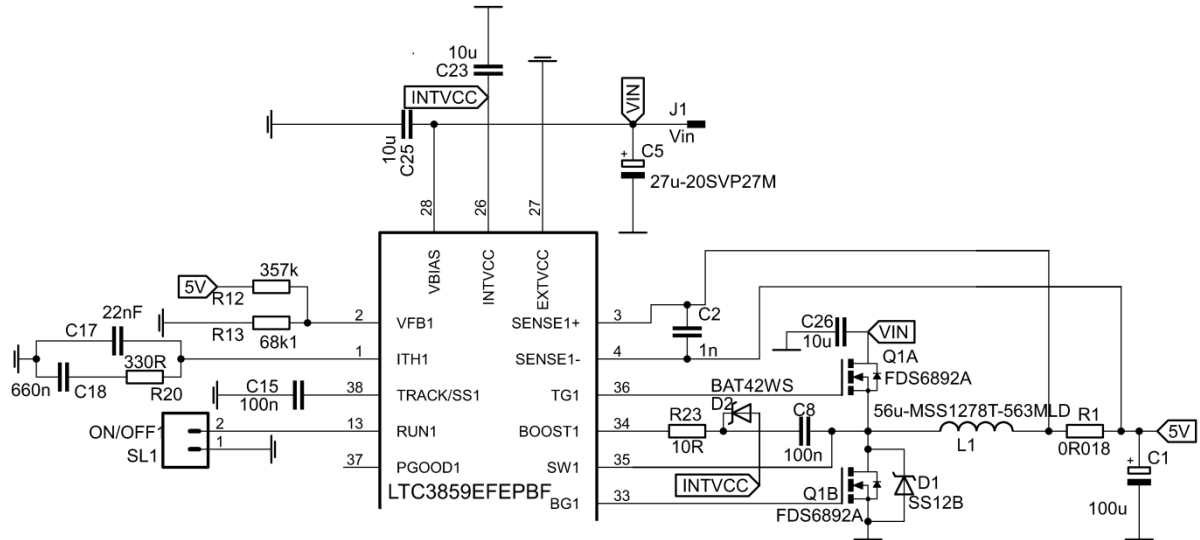
Zvolený výstupní kondenzátor: TPSC107M010R0075 $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$; $U = 10 \text{ V}$; $I_{r(rms)} = 1,21 \text{ A}$; $ESR = 75 \text{ m}\Omega$.

3.1.4 Řízení a další součástky

Kompletní zapojení měniče 5 V je na obr. 3.1. V horní části je zobrazena také napájecí část kontroléru. Ve schématu je pro přehlednost rozlišena signálová a výkonová zem obvodu, která je důležitá především při návrhu plošného spoje.

Vstupy $SENSE1+$ a $SENSE1-$ jsou určeny ke snímání proudu. Maximální rozhodovací úroveň pro proudové snímání má podle [16] hodnotu min. $U_{sense} = 43 \text{ mV}$. Podle Ohmova zákona musí být odpor snímacího rezistoru:

$$R_1 = \frac{U_{sense}}{I_{L5(p)}} = \frac{43 \cdot 10^{-3}}{2,3} = 19 \text{ m}\Omega \rightarrow 18 \text{ m}\Omega$$



obr. 3.1: schéma zapojení větve 5 V modulu pevných napětí včetně napájecí části

Hodnota je zaokrouhlena na 18 mV z důvodu dostupné tabulkové hodnoty součástky. Na rezistoru bude ztrátový výkon maximálně:

$$P_{R1} = I_{L5(rms)}^2 \cdot R_1 = 2^2 \cdot 18 \cdot 10^{-3} = 73 \text{ mW}$$

Kondenzátor C_2 slouží k filtraci snímacích signálů. Hodnota 1 nF je zvolena podle doporučení v [16]. Kondenzátor musí být fyzicky umístěn co nejblíže vstupům kontroléru.

Mezi spínacími pulzy obou tranzistorů je ochranná časová prodleva (tzv. *deadtime*). V tomto intervalu by proud musel téci parazitní diodou tranzistoru Q_{1B} . Parazitní diody mívají obvykle velký zotavovací čas a úbytek napětí a docházelo by ke zbytečným ztrátám. Z toho důvodu je paralelně k tranzistoru umístěna Schottkyho dioda D_1 . Dioda musí být na napětí min. $U_{in(max)}$. Zvolená dioda *SS12B* je na napětí 20 V a proud 1 A, což by mělo postačovat, jelikož průměrný proud diodou je nízký. [16]

Jelikož je vstupní kondenzátor C_5 společný pro všechny tři kanály modulu, je pro každý kanál použit ještě keramický kondenzátor, v tomto případě C_{26} . Kapacita kondenzátoru je zvolena podle [16] 10 uF. Kondenzátor musí mít kvalitní dielektrikum typu X7R, které má teplotně stabilní parametry. Kondenzátor musí být fyzicky umístěn co nejblíže elektrodě drain tranzistoru Q_{1A} a elektrodě S tranzistoru Q_{1B} . Kondenzátor C_{25} na napájecím vstupu *VBIAS* filtruje vstupní napětí pro vnitřní obvody kontroléru. Kondenzátor C_{23} je nízkoimpedančním zdrojem pro budiče tranzistorů.

Dioda D_2 a kondenzátor C_8 vytváří zdroj (tzv. *bootstrap*) pro budič plovoucího tranzistoru Q_{1A} . Zvoleny jsou typické součástky podle [16]. Rezistor R_{23} slouží k případnému zpomalení spínání tranzistoru Q_{1A} . Spínáním hlavní proudové smyčky, která reálně obsahuje parazitní indukčnosti vodičů plošného spoje jsou vytvářeny napěťové překmity, které mohou přesáhnout povolené napětí na tranzistorech a diodách a způsobovat silné elektromagnetické rušení. Omezením rychlosti spínání tranzistoru jsou tyto překmity omezeny, ale spínací ztráty tranzistoru jsou zvýšeny. Hodnota R_{23} musí být vždy optimalizována až po otestování na desce plošného spoje.

Kondenzátor C_{15} na výstupu *TRACK1/SS1* slouží k pozvolnému spouštění zdroje. Kondenzátor je postupně nabíjen zdrojem proudu. Při napětí menším než 0,8 V je snížena hodnota referenčního napětí na vstupu rozdílového zesilovače právě na hodnotu napětí na výstupu *TRACK1/SS1*.

Rezistory $R_{12} = 357 \text{ k}\Omega$ a $R_{13} = 68,1 \text{ k}\Omega$ vytváří napěťový dělič, jehož výstupem je napětí $U_{fb} = 0,8 \text{ V}$ při výstupním napětí zdroje 5 V. Vstup *VFB1* je připojen přímo na vnitřní rozdílový zesilovač.

Vstup *RUN1* slouží k externímu vypínání zdroje připojením na napětí menší než 1,2 V. Je možné i přímo využít digitální logiky.

3.1.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby

Kontrolér *LTC3859AL* obsahuje vnitřní kompenzaci sklonu proudového průběhu („*slope compensation*“). Výrobce však neudává parametry přidávaného pilového průběhu. Vzhledem k faktu, že maximální střída měniče je 50 % (krajní hranice pro vznik subharmonických oscilací) je možné vnitřní kompenzaci považovat za dostatečnou. [16]

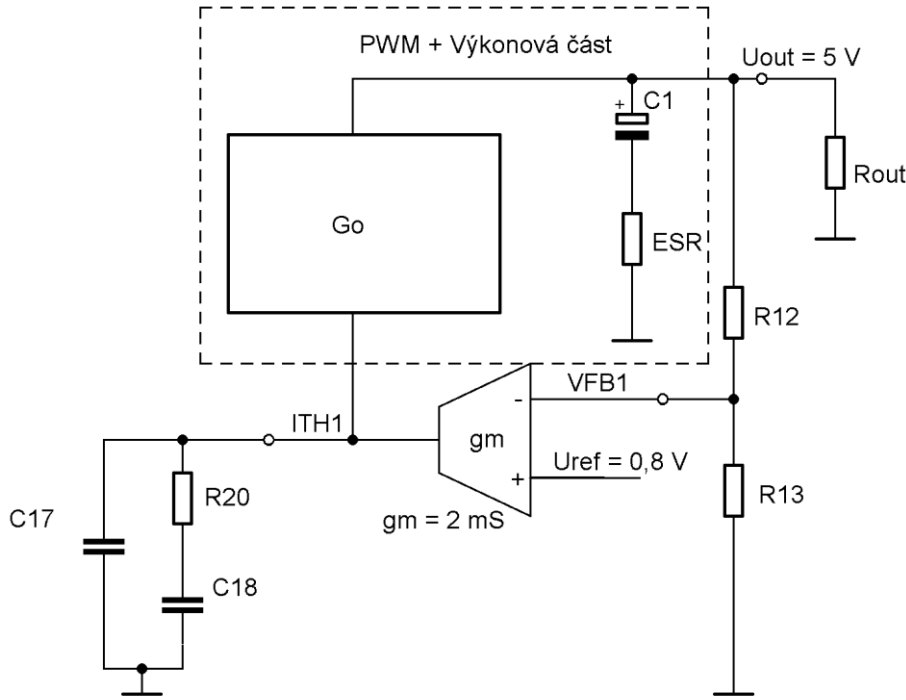
Prvním krokem kompenzace zpětné vazby je volba mezní frekvence f_c , při které je celkový zisk zpětnovazební smyčky roven 0 dB. Tato frekvence udává šířku pásma zdroje a ovlivňuje rychlost odezvy na změnu zátěže, celkovou stabilitu zapojení a výstupní impedanci zdroje. Frekvence f_c je podle doporučení v [21] zvolena na desetinu spínací frekvence tj. $f_c = f_s/10 = 10 \text{ kHz}$.

Na obr. 3.2 je zapojení napěťové zpětné vazby obvodu. Přenosová funkce výkonové části má pól způsobený kapacitou výstupního kondenzátoru a ekvivalentního odporu zátěže na frekvenci f_p a nulu způsobenou *ESR* výstupního kondenzátoru a kapacitou výstupního kondenzátoru na frekvenci f_z . [17]

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{out5} \cdot C_{out}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 636,62 \text{ Hz} \quad (3.1)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot ESR \cdot C_{out}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 21,22 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

Pomocí součástek na výstupu *ITH1* je nutné upravit přenosovou funkci uzavřené smyčky tak, aby procházela nulovou hodnotou zisku na frekvenci f_c s dostatečnou fázovou rezervou a strmostí -20dB na dekádu. [17]



obr. 3.2: zjednodušené zapojení napěťové zpětné vazby měniče 5 V včetně kompenzačních součástek

Kompenzační síť na výstupu *ITH1* (většinou označována jako typ II) dává k dispozici dva póly a jednu nulu. První pól je na frekvenci f_{p0} kterou je možné určit podle vztahu (3.3). [17]

$$f_{p0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{C_{17}}{y \cdot gm}}, \quad (3.3)$$

kde y je parametr zeslabení signálu výstupním děličem určený podle vztahu (3.4) (-) a gm transkonduktance vnitřního transkonduktančního zesilovače (S). [17]

$$y = \frac{U_{ref}}{U_{out}} = \frac{0,8}{5} = 0,16 \quad (3.4)$$

Druhý pól je na frekvenci f_{p1} a nula je na frekvenci f_{z1} . [17]

$$f_{z1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{20} \cdot C_{18}} \quad (3.5)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{20} \cdot C_{17}} \quad (3.6)$$

K nastavení požadované f_c je nutné umístit první kompenzační pól na frekvenci:

$$f_{p0} = \frac{f_c}{G_o} \quad (3.7)$$

kde G_o je zisk výkonové části určený přibližně podělením ekvivalentního výstupního odporu a hodnotou snímacího rezistoru podle vztahu (3.8).

$$G_o = \frac{R_o}{R_1} = 138,9 \quad (3.8)$$

$$f_{p0} = \frac{10 \cdot 10^3}{138,9} = 72 \text{ Hz}$$

Ze vztahu (3.3) je vyjádřena hodnota kapacity kondenzátoru C_{17} .

$$C_{17} = \frac{y \cdot g_m}{2 \cdot \pi \cdot f_{p0}} = \frac{0,16 \cdot 0,002}{2 \cdot \pi \cdot 72} = 707 \text{ nF} \rightarrow 680 \text{ nF}$$

Nula kompenzační sítě musí být nastavena na frekvenci pólu způsobenou kapacitou výstupního kondenzátoru a ekvivalentním odporem zátěže, která je $f_p = 636,62 \text{ Hz}$. Ze vztahu (3.5) potom:

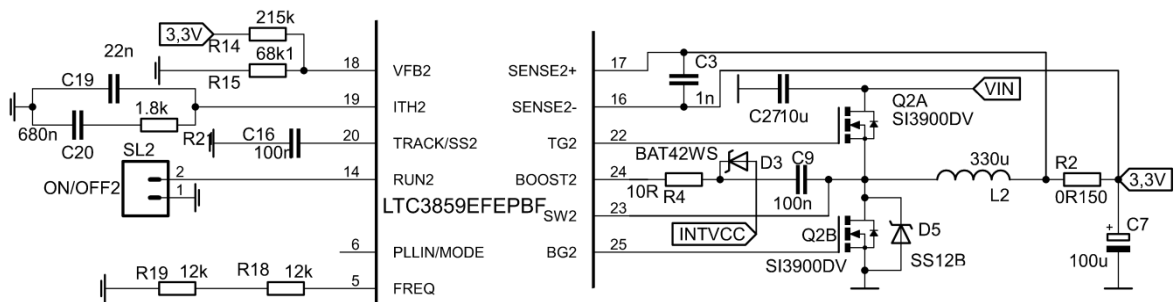
$$R_{20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C_{18}} = 368 \Omega \rightarrow 330 \Omega$$

Druhý pól kompenzační sítě musí být umístěn na frekvenci nuly způsobené výstupním kondenzátorem a jeho ESR , která je $f_p = 21,22 \text{ kHz}$. Ze vztahu (3.6) potom:

$$C_{17} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{20} \cdot f_z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 330 \cdot 21,22 \cdot 10^3} = 22,75 \text{ nF} \rightarrow 22 \text{ nF}$$

3.2 Návrh měniče pro výstupní větev 3,3 V

Schéma zapojení je prakticky totožné jako u větve 5 V a je uvedeno na obr. 3.3.



obr. 3.3: schéma zapojení větve 3,3 V modulu pevných napětí včetně výstupu pro nastavení frekvence

Na obr. 3.3 jsou kromě měniče také výstupy kontroléru $PLLIN/MODE$ a $FREQ$. Způsob zapojení výstupu $PLLIN/MODE$ ovlivňuje chování kontroléru při nízkých zátěžích. Ze tří možných režimů byl vybrán mód „burst“ (ponechání odpojeného výstupu) se kterým je dosahováno maximální účinnosti. Hodnota rezistoru 24 kΩ na výstupu $FREQ$ nastavuje frekvenci spínání 100 kHz.

Postup výpočtu parametrů jednotlivých prvků je totožný s kapitolou 3.1, z toho důvodu nejsou výpočty číselně opakovány. Výsledky jsou pouze prezentovány tabulkách.

V posledním sloupci tabulky je vždy uveden odkaz na rovnici z předchozích kapitol, ze které výpočet vychází.

V tabulce tab. 3.2 jsou uvedeny výpočty krajních hodnot stříd a dob sepnutí hlavního tranzistoru.

tab. 3.2: základní vypočítané parametry pro měnič 3,3 V

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Maximální střída	$D_{max3,3} = \frac{U_{out3,3}}{U_{in(min)}}$	0,33 (-)	(2.16)
Minimální střída	$D_{min3,3} = \frac{U_{out3,3}}{U_{in(min)}}$	0,22 (-)	(2.16)
Maximální doba sepnutí	$t_{on3,3(max)} = T_s \cdot D_{max3,3}$	3,3 μ s	(2.10)
Minimální doba sepnutí	$t_{on3,3(min)} = T_s \cdot D_{min3,3}$	2,2 μ s	(2.10)

3.2.1 Tlumivka

V tab. 3.3 jsou uvedeny výpočty obvodových veličin a parametrů tlumivky. Hodnota parametru $r_{3,3}$ je volena takovým způsobem, aby vyšla tabulková hodnota indukčnosti tlumivky (proveden zpětný přepočet).

tab. 3.3: vypočítané parametry pro tlumivku měniče 3,3 V

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Parametr zvlnění proudu	$r_{3,3}$ (zvoleno)	0,312 (-)	(2.15)
Indukčnost	$L = \frac{(U_{in(max)} - U_{out3,3}) \cdot D_{min3,3}}{r_{3,3} \cdot I_{out3,3} \cdot f_s}$	330 μ H	(2.18)
Špičkový proud	$I_{L3,3(p)} = I_{out3,3} \cdot \left(1 + \frac{r_{3,3}}{2}\right)$	0,29 A	(2.17)
Zvlnění proudu	$I_{L3,3(p-p)} = r_{3,3} \cdot I_{out3,3}$	0,078 A	(2.13)
Efektivní proud	$I_{L3,3(rms)} = \sqrt{I_{out5}^2 + \frac{I_{L3,3(p-p)}^2}{12}}$	0,251 A	(2.19)
Výkonová ztráta	$P_{L3,3} = DCR \cdot I_{L3,3(rms)}^2$	76 mW	(2.9)

Zvolená tlumivka: SRR1005-331K $I_{sat} = 480$ mA; $I_{rms} = 350$ mA; $DCR = 1,2 \Omega$.

3.2.2 Tranzistory

V tab. 3.4 jsou vypočítané parametry pro tranzistory MOSFET. Opět jsou zvoleny duální součástky v jednom pouzdře.

tab. 3.4: vypočítané parametry pro tranzistory

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Parametr zvlnění proudu pro $D_{max3,3}$	$r(D_{max3,3}) = \frac{(U_{in(min)} - U_{out3,3}) \cdot D_{max3,3}}{L \cdot I_{out3,3} \cdot f_s}$	0,268 (-)	(2.20)
Efekt. proud hlavním tranzistorem	$I_{Qh_{3,3}(rms)} = I_{out3,3} \cdot \sqrt{D_{max3,3} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{max3,3})}{12}\right)}$	0,145 A	(2.21)
Efekt. proud synch. tranzistorem	$I_{Qs_{3,3}(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{(1 - D_{min3,3}) \cdot \left(1 + \frac{r}{12}\right)}$	0,224 A	(2.22)
Napětí hl. tranzistor	$U_{Qh_{3,3}} = U_{in(max)}$	15 V	-
Napětí synch. tranzistor	$U_{Qs_{3,3}} = U_{in(max)}$	15 V	-

Zvolené MOSFET tranzistory: *SI3900DV-T1-E3* $U_{ds} = 20$ V; $I_d = 2$ A; $R_{ds(on)} = 100$ m Ω ; $U_{th} = 0,6$ V.

3.2.3 Kondenzátory

V tab. 3.5 jsou vypočítané parametry pro výstupní kondenzátor.

tab. 3.5: vypočítané parametry pro výstupní kondenzátor

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Efekt. proud	$I_{out3,3(rms)} = I_o \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$	23 mA	(2.28)
Zvlnění proudu	$I_{out3,3(p-p)} = I_o \cdot r$	78 mA	(2.29)
Maximální ESR	$ESR = \frac{U_{out3,3(p-p)}}{I_{out3,3(p-p)}}$	423 m Ω	(2.30)

Zvolený tantalový kondenzátor: *TPSB107K006R0400* $C = 100$ μ F; $U = 6,3$ V; $ESR = 0,4$ Ω ; $I_{r(rms)} = 461$ mA.

Vstupní kondenzátor je společný pro všechny kanály. Pro další filtraci je na vstupu měniče další keramický kondenzátor 10 μ F jako u všech kanálů modulu pevných napětí.

3.2.4 Další součástky

Hodnota snímacího rezistoru je podle Ohmova zákona:

$$R_2 = \frac{U_{sense}}{I_{L3,3(p)}} = \frac{43 \cdot 10^{-3}}{0,29} = 148 \text{ m}\Omega \rightarrow 150 \text{ m}\Omega$$

A maximální výkonová ztráta je:

$$P_{R1} = I_{L3,3(rms)}^2 \cdot R_1 = 0,25^2 \cdot 148 \cdot 10^{-3} = 9 \text{ mW}$$

C_3 , C_6 a C_{16} jsou stejné jako u měniče 5 V. Stejně tak diody D_5 a D_3 . Rezistory R_{14} a R_{15} jsou přepočítány pro výstupní napětí 3,3 V.

3.2.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby

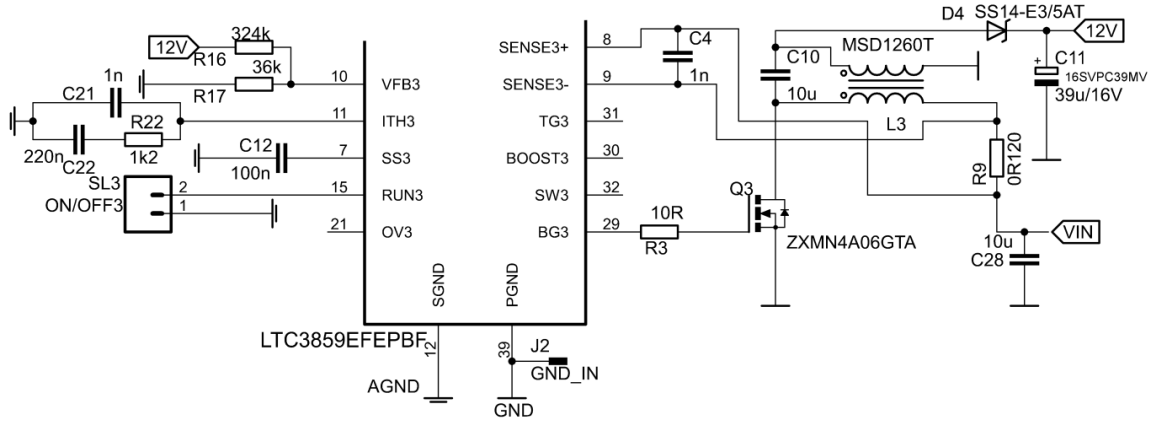
V tab. 3.6 jsou vypočítané parametry pro kompenzaci zpětné vazby. Hodnoty kompenzačních součástek jsou určeny v posledních 3 řádcích tabulky.

tab. 3.6: vypočítané parametry pro kompenzaci zpětné vazby

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Mezní frekvence	$f_c = \frac{f_c}{10}$	10 kHz	-
Pól $C_{out3,3}$ a $R_{out3,3}$	$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{out3,3} \cdot R_{out3,3}}$	120,57 Hz	(3.1)
Nula $C_{out3,3}$ a ESR	$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{out3,3} \cdot ESR}$	3,98 kHz	(3.2)
Parametr zeslabení	$y = \frac{U_{ref}}{U_{out}}$	0,242 (-)	(3.4)
Zisk výkonové části	$G_o = \frac{R_{out3,3}}{R_2}$	88 (-)	(3.8)
Kompenzační pól 1	$f_{p0} = \frac{f_c}{G_o}$	113,63 Hz	(3.7)
Kapacita C_{20}	$f_{p0} = \frac{y \cdot gm}{2 \cdot \pi \cdot f_{p0}}$	677,9 nF $\rightarrow$ 680 nF	(3.3)
Odpor R_{21}	$R_{21} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C_{20}}$	1,94 k Ω $\rightarrow$ 1,8 k Ω	(3.5)
Kapacita C_{19}	$C_{19} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{21}}$	22,22 nF $\rightarrow$ 22 nF	(3.6)

3.3 Návrh měniče pro výstupní větev 12 V

Na obr. 3.4 je schéma zapojení měniče pro výstupní větev 12 V. Rozmístění součástek v levé části je totožné s měniči 5 V a 3,3 V. Pravá strana reprezentuje výkonovou část měniče v topologii *SEPIC* se svázanými tlumivkami. *SGND* a *PGND* jsou zemnicí piny pro signálovou a výkonovou zem. Na desce plošného spoje musí být tyto země odděleny a spojeny pouze v jednom bodě. Pro přehlednost jsou ve všech schématech modulu pevných napětí země rozlišeny rozdílným symbolem. Požadované parametry měniče jsou uvedeny v tab. 3.1.



obr. 3.4: schéma zapojení větve 12 V modulu pevných napětí včetně připojení zemnicích pinů

Úbytek na Schottkyho diodě je uvažován typických $U_D = 0,5$ V. Minimální a maximální střída D_{min12} a D_{max12} a jím odpovídající doby sepnutí tranzistoru $t_{on12(min)}$ a $t_{on12(max)}$ jsou určeny podle rovnic (2.34) a (2.10):

$$D_{min12} = \frac{U_{out} + U_D}{U_{in(max)} + U_{out} + U_D} = \frac{12 + 0,5}{15 + 12 + 0,5} = 0,455$$

$$D_{max12} = \frac{U_{out} + U_D}{U_{in(min)} + U_{out} + U_D} = \frac{12 + 0,5}{10 + 12 + 0,5} = 0,556$$

$$t_{on12(min)} = D_{min12} \cdot T_s = 0,455 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 4,55 \mu s$$

$$t_{on12(max)} = D_{max12} \cdot T_s = 0,556 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 5,56 \mu s$$

3.3.1 Tlumivky

Parametr zvlnění proudu primární tlumivkou je zvolen $r_{12} = 0,269$. Jedná se již o zpětně přepočítanou hodnotu volenou tak, aby vyšla tabulková hodnota indukčnosti. Původní hodnota byla $r = 0,3$. Zvlnění proudu primární tlumivkou je určeno podle rovnice (2.35):

$$I_{Lp(p-p)} = r_{12} \cdot I_{out} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} = 0,269 \cdot 0,25 \cdot \frac{0,556}{1 - 0,556} = 84 \text{ mA}$$

Indukčnost obou tlumivek L je určena podle rovnice (2.37):

$$L = \frac{U_{in(min)} \cdot D_{max12}}{2 \cdot I_{Lp(p-p)} \cdot f_s} = \frac{10 \cdot 0,556}{2 \cdot 0,086 \cdot 100 \cdot 10^3} = 330 \mu H$$

Špičkový proud $I_{Lp(p)}$ primární tlumivkou je určen podle rovnice (2.38):

$$I_{Lp(p)} = I_{out12} \cdot \left(1 + \frac{r_{12}}{2}\right) \cdot \frac{U_{out12} + U_D}{U_{in(min)}}$$

$$I_{Lp(p)} = 0,250 \cdot \left(1 + \frac{0,269}{2}\right) \cdot \frac{(12 + 0,5)}{10} = 0,355 \text{ A}$$

Špičkový proud sekundární tlumivkou $I_{Ls(p)}$ je určen podle rovnice (2.39):

$$I_{Ls(p)} = I_{out12} \cdot \left(1 + \frac{r_{12}}{2}\right)$$

$$I_{Ls(p)} = 0,250 \cdot \left(1 + \frac{0,269}{2}\right) = 0,284 \text{ A}$$

Vybraná tlumivka: MSD1260T-334KLB $L=330 \mu\text{H}$ $I_{sat(parallel)} = 1 \text{ A}$ $DCR = 0,545 \Omega$.

3.3.2 Tranzistor a dioda

Špičkový proud tranzistorem $I_{Q(p)}$ je určen podle rovnice (2.40):

$$I_{Q12(p)} = I_{Lp(p)} + I_{Ls(p)} = 0,355 + 0,284 = 0,638 \text{ A}$$

Efektivní proud $I_{Q12(rms)}$ tranzistorem je určen podle rovnice (2.41):

$$I_{Q12(rms)} = I_{out12} \cdot \sqrt{\frac{(U_{out12} + U_{in(min)} + U_D) \cdot (U_{out12} + U_D)}{U_{in(min)}^2}}$$

$$I_{Q12(rms)} = 0,25 \cdot \sqrt{\frac{(12 + 10 + 10) \cdot (12 + 0,5)}{10^2}} = 0,419 \text{ V}$$

Maximální napětí na tranzistoru je U_{Q12} je součtem maximálního vstupního a výstupního napětí:

$$U_{Q12} = U_{in(max)} + U_{out12} = 15 + 12 = 27 \text{ V}$$

Zvolený MOSFET tranzistor: ZXMN4A06GTA $U_{ds} = 40 \text{ V}$; $I_d = 7 \text{ A}$; $R_{ds(on)} = 50 \text{ m}\Omega$; $U_{th} = 1 \text{ V}$.

Průměrný proud diodou je určený podle rovnice (2.42):

$$I_d = I_{out12} = 250 \text{ mA}$$

Maximální napětí na diodě v závěrném směru je stejné jako na tranzistoru tj. 27 V.

Zvolená Schottkyho dioda: SS14-E3/5AT $U_{rrm} = 40 \text{ V}$; $I_f = 1 \text{ A}$; $U_f = 0,5 \text{ V}$.

3.3.3 Kondenzátory

Efektivní proud vazebním kondenzátorem (ve schématu C_{10}) je určený podle rovnice (2.43):

$$I_{CS(rms)} = I_{out12} \cdot \sqrt{\frac{U_{out12} + U_D}{U_{in(min)}}} = 0,25 \cdot \sqrt{\frac{12 + 0,5}{10}} = 0,28 \text{ A}$$

Maximální zvlnění napětí na vazebním kondenzátoru je voleno maximálně $U_{c(p-p)} = 0,2 \text{ V}$. Kapacita kondenzátoru při zanedbání ESR musí být minimálně podle rovnice (2.44).

$$C_c = \frac{I_{out12} \cdot D_{max12}}{U_{c(p-p)} \cdot f_s} = \frac{0,25 \cdot 0,556}{0,2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 6,94 \text{ } \mu\text{F}$$

Zvolený keramický kondenzátor: $C = 10 \text{ uF}$, $U = 25 \text{ V}$, typ dielektrika - X7R.

Efektivní proud výstupním kondenzátorem je shodný s efektivním proudem vazebním kondenzátorem $I_{CS(rms)}$. Zvlnění proudu výstupním kondenzátorem $I_{out(p-p)}$ je podle rovnice (2.45):

$$I_{out(p-p)} = I_{Lp(p)} + I_{Ls(p)} = 0,638 \text{ A}$$

Pro požadované zvlnění výstupního napětí $U_{out12(p-p)} = 120 \text{ mV}$ musí být ESR výstupního kondenzátoru maximálně podle rovnice (2.46):

$$ESR = \frac{U_{out12(p-p)} \cdot 0,5}{I_{out(p-p)}} = \frac{0,12 \cdot 0,5}{0,638} = 94 \text{ m}\Omega$$

Kapacita výstupního kondenzátoru musí být minimálně podle rovnice (2.47):

$$C_{out} = \frac{I_{out12} \cdot D_{max12}}{U_{out12(p-p)} \cdot 0,5 \cdot f_s} = \frac{0,25 \cdot 0,556}{120 \cdot 0,5 \cdot 100 \cdot 10^3} = 23,15 \text{ } \mu\text{F}$$

Zvolený výstupní kondenzátor: 16SVPC39MV $C = 39 \text{ } \mu\text{F}$, $U = 16 \text{ V}$, $ESR = 27 \text{ m}\Omega$, $I_{r(rms)} = 2,35 \text{ A}$.

Vstupní kondenzátor je společný pro všechny kanály. Pro další filtraci je na vstupu měniče další keramický kondenzátor $10 \text{ } \mu\text{F}$.

3.3.4 Další součástky

Pro proudovou zpětnou vazbu je snímán proud primární tlumivkou. Hodnota snímacího rezistoru podle Ohmova zákona je:

$$R_9 = \frac{U_{sense}}{I_{Lp(p)}} = \frac{43 \cdot 10^{-3}}{0,355} = 120 \text{ m}\Omega$$

Kondenzátory C_4 a C_{12} jsou stejné jako u ostatních měničů. Rezistor R_3 slouží pro mírné zpomalení spínání tranzistoru a jeho funkce je analogická s rezistorem R_{23} u měniče 5 V a R_4 u měniče 3 V .

Dělič složený z rezistorů R_{16} a R_{17} je přepočítán pro výstupní napětí $U_{out} = 12 \text{ V}$ a referenční napětí $U_{fb} = 1,2 \text{ V}$ podle rovnice (3.9).

$$R_{16} = \left(\frac{U_{out}}{U_{fb}} - 1 \right) \cdot R_{17} = \left(\frac{12}{1,2} - 1 \right) \cdot 36 \cdot 10^3 = 324 \text{ k}\Omega \quad (3.9)$$

3.3.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby

Zapojení zpětné vazby je stejné jako na obr. 3.2. U všech topologií, kdy je energie z tlumivky do zátěže přenášena v intervalu rozepnutého tranzistoru t_{off} a pracujících v režimu spojitých proudů je zpětná vazba ovlivňována tzv. „RHP“ (Right-Half-Plane) nulou. Klasická nula v přenosové funkci zvyšuje hodnotu fázového posuvu. „RHP“ nula však fázový posuv zmenšuje, a z toho důvodu je obtížné „RHP“ nulu kompenzovat. Obvykle je situace řešena zmenšením mezní frekvence f_c na hodnotu, kde se „RHP“ nula ještě neprojeví. [17]

Frekvence RHP nuly je u topologie SEPIC určena podle rovnice (3.10). [25]

$$f_{RHPZ} = \frac{(1 - D_{max12})^2 \cdot U_{out12}}{2 \cdot \pi \cdot D_{max12} \cdot L_s \cdot 0,5 \cdot I_{out}} \quad (3.10)$$

$$f_{RHPZ} = \frac{(1 - 0,556)^2 \cdot 12}{2 \cdot \pi \cdot 0,556 \cdot 330 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 0,25} = 16,462 \text{ kHz}$$

Mezní frekvence je volena na šestinu frekvence RHP nuly tj. rovnice (3.11). [25]

$$f_c = \frac{f_{RHPZ}}{6} = 2,744 \text{ kHz} \quad (3.11)$$

Hodnota rezistoru R_{22} pro zvolenou f_c musí být podle rovnice (3.12). [25]

$$R_{22} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{out} \cdot U_{out12}^2 \cdot (1 + D_{max12})}{\frac{1}{R_9} \cdot gm \cdot U_{fb} \cdot U_{in(min)} \cdot D_{max12}} \quad (3.12)$$

$$R_{22} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2744 \cdot 39 \cdot 10^{-6} \cdot 12^2 \cdot (1 + 0,556)}{\frac{1}{0,12} \cdot 0,002 \cdot 1,2 \cdot 10 \cdot 0,556} = 1,35 \text{ k}\Omega \rightarrow 1,2 \text{ k}\Omega$$

Hodnoty kondenzátorů C_{22} a C_{21} jsou určeny podle rovnice (3.13) a (3.14). [25]

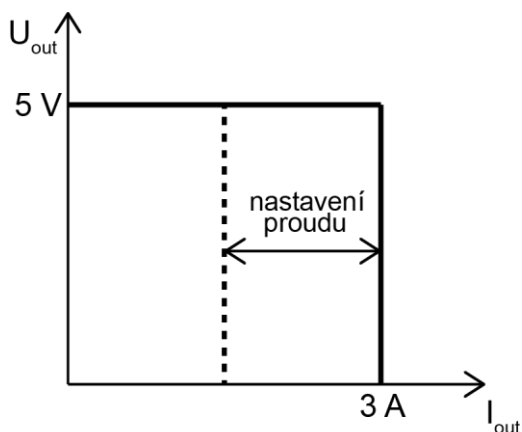
$$C_{22} = \frac{4}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{22}} = \frac{4}{2 \cdot \pi \cdot 2744 \cdot 1200} = 193,35 \text{ nF} \rightarrow 220 \text{ nF} \quad (3.13)$$

$$C_{21} = \frac{C_{out} \cdot ESR}{R_{22}} = \frac{39 \cdot 10^{-6} \cdot 24 \cdot 10^{-3}}{1200} = 0,878 \text{ nF} \rightarrow 1 \text{ nF} \quad (3.14)$$

Kompletní schéma, soupiska součástek a návrhy plošných spojů pro modul pevných napětí jsou uvedeny v příloze A.

4 Návrh modulu měniče s proudovým omezením

Druhým modulem systému je měnič s proudovým omezením 0 A až 3 A. Výstupní proud měniče je možné nastavovat v rozsahu 0 A až 3 A. Zdroj se podle velikosti zátěže chová jako konstantní zdroj napětí nebo konstantní zdroj proudu. Ideální výstupní charakteristika tohoto měniče je na obr. 4.1.



obr. 4.1: ideální výstupní charakteristika měniče s nastavitelným proudovým omezením

Návrhové parametry měniče jsou uvedeny v tab. 4.1. Frekvence spínání je z důvodu maximalizace účinnosti volena jako nejnižší možná frekvence kontroléru.

tab. 4.1: tabulka návrhových parametrů modulu měniče s proudovým omezením

Veličina	Značka	Hodnota
Minimální vstupní napětí	$U_{in(min)}$	10 V
Maximální vstupní napětí	$U_{in(max)}$	15 V
Frekvence spínání	f_s	200 kHz
Perioda spínání	T_s	5 μ s
Výstupní napětí max.	U_{out}	5 V
Výstupní proud max.	I_{out}	3 A
Výstupní proud min.	$I_{out(min)}$	0 A
Výkon	P_{out}	15 W
Ekvivalentní výstupní odpor	R_{out}	1,68 Ω
Zvlnění výstupního napětí	$U_{out(p-p)}$	100 mV

Postup výpočtu parametrů výkonové části je obdobný s měničem 5 V v kapitole 3.1 a měniče 3,3 V v kapitole 3.2. Výpočty jsou pro situaci, kdy je neaktivní proudové omezení a výstupní napětí je 5 V.

V tab. 4.2 jsou vypočítány střídny a jim odpovídající doby, po kterou je sepnut hlavní tranzistor.

tab. 4.2: základní vypočítané parametry pro měnič s proudovým omezením

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Maximální střída	$D_{max} = \frac{U_{out}}{U_{in(min)}}$	0,5 (-)	(2.16)
Minimální střída	$D_{min} = \frac{U_{out}}{U_{in(max)}}$	0,33 (-)	(2.16)
Maximální doba sepnutí	$t_{on(max)} = T_s \cdot D_{max}$	2,5 μ s	(2.10)
Minimální doba sepnutí	$t_{on(min)} = T_s \cdot D_{min}$	1,67 μ s	(2.10)

4.1 Tlumivka

V tab. 4.3 jsou vypočítané parametry pro volbu tlumivky měniče s proudovým omezením. Hodnota parametru r je již zpětně pro tabulkovou hodnotu indukčnosti (původní volba $r = 0,3$).

tab. 4.3: vypočítané parametry pro tlumivku měniče s proudovým omezením

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Parametr zvlnění proudu	r (zvoleno)	0,309 (-)	(2.15)
Indukčnost	$L = \frac{(U_{in(max)} - U_{out}) \cdot D_{min}}{r \cdot I_{out} \cdot f_s}$	18 μ H	(2.18)
Špičkový proud	$I_{L(p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right)$	3,46 A	(2.17)
Zvlnění proudu	$I_{L(p-p)} = I_{out} \cdot r$	0,93 A	(2.13)
Efektivní proud	$I_{L(rms)} = \sqrt{I_{out}^2 + \frac{I_{L(p-p)}^2}{12}}$	3.01 A	(2.19)
Výkonová ztráta	$P_L = DCR \cdot I_{L(rms)}^2$	0,345 W	(2.9)

Zvolená tlumivka: DR125-180-R $L = 18 \mu$ H; $I_{rms} = 3,81$ A; $I_{sat} = 5,32$; $DCR = 38$ m Ω .

4.2 Tranzistory

V tab. 4.4 jsou uvedeny vypočítané parametry pro volbu tranzistorů. Tentokrát jsou voleny dva samostatné tranzistory kvůli většímu výběru součástek.

tab. 4.4: vypočítané parametry pro tranzistory měniče s proudovým omezením

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Parametr zvlnění proudu pro D_{max}	$r(D_{max}) = \frac{(U_{in(min)} - U_{out}) \cdot D_{max}}{L \cdot I_{out} \cdot f_s}$	0,231 (-)	(2.20)
Efekt. proud hlavním tranzistorem	$I_{Qh(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{D_{max} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{max})}{12}\right)}$	2,14 A	(2.21)
Efekt. proud synch. tranzistorem	$I_{Qs_3,3(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{(1 - D_{min3,3}) \cdot \left(1 + \frac{r}{12}\right)}$	2,48 A	(2.22)
Napětí hl. tranzistor	$U_{Qh} = U_{in(max)}$	15 V	-
Napětí synch. tranzistor	$U_{Qs} = U_{in(max)}$	15 V	-

Zvolený hlavní i synchronní MOSFET tranzistor: PSMN6R0-30YL $U_{ds} = 30$ V; $I_d = 73$ A; $R_{ds(on)} = 4,26$ mΩ.

4.3 Kondenzátory

V tab. 4.5 jsou uvedeny výpočty parametrů pro volbu výstupního kondenzátoru.

tab. 4.5: vypočítané parametry pro výstupní kondenzátory

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Efekt. proud	$I_{out(rms)} = I_{out} \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$	268 mA	(2.28)
Zvlnění proudu	$I_{out(p-p)} = I_o \cdot r$	927 mA	(2.29)
Maximální ESR	$ESR = \frac{U_{out(p-p)}}{I_{out(p-p)}}$	108 mΩ	(2.30)
Přepočítané zvlnění	$U_{out(p-p)} = I_{out(p-p)} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_s \cdot C_{out}}\right)$	96 mV	(2.31)

Zvolené tantalové výstupní kondenzátory: 2× paralelně TPSY107K010R0200 s parametry celkem $C = 200$ μF; $I_r(rms) = 1,58$ A; $ESR = 100$ mΩ.

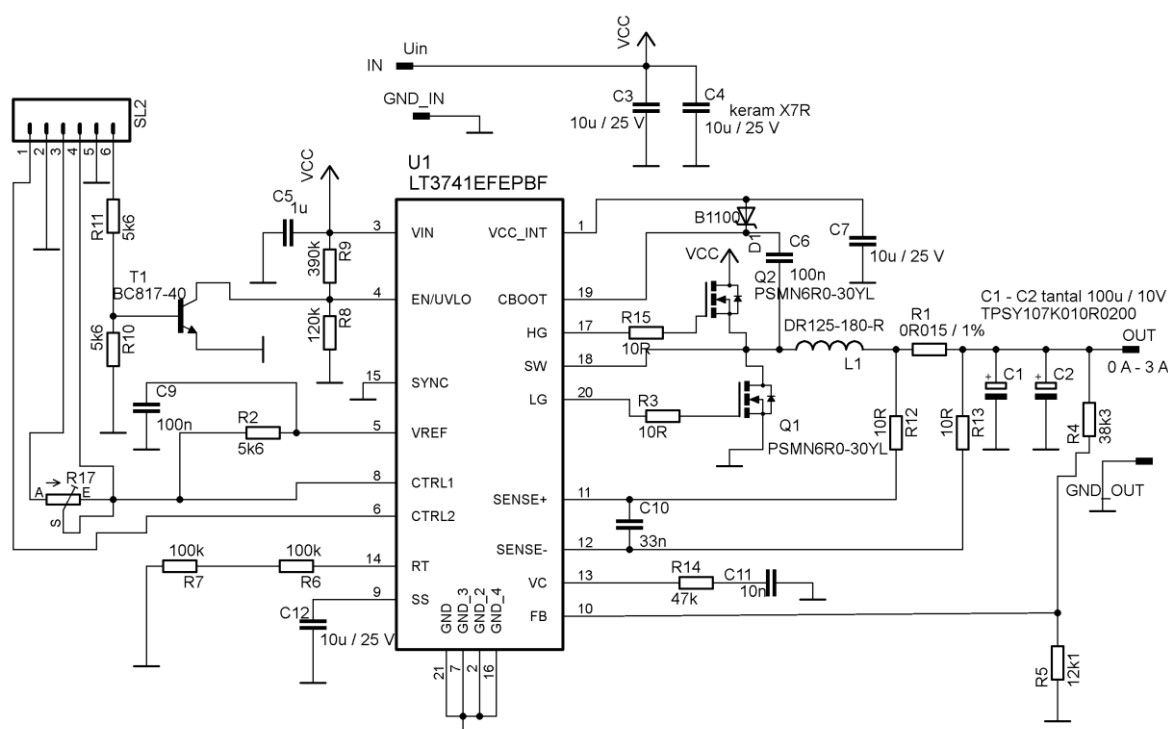
Zvlnění vstupního napětí je zvoleno maximálně $U_{in(p-p)} = 200$ mV. Výpočty parametrů pro vstupní kondenzátory jsou uvedeny v tab. 4.6.

tab. 4.6: vypočítané parametry pro vstupní kondenzátory

Veličina	Rovnice pro výpočet	Hodnota	Ref. rovnice
Efekt. proud	$I_{inr(rms)} = 2 \cdot \sqrt{D_{50} \cdot \left(1 + \frac{r(D_{50})^2}{12}\right)}$	1.417 A	(2.24)
Zvlnění proudu	$I_{inr(p-p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right)$	3,46 A	(2.25)
Maximální ESR	$ESR = \frac{U_{in(p-p)}}{I_{inr(p-p)}}$	58 mΩ	(2.26)
Minimální kapacita	$C_{in} = \frac{I_{out} \cdot D_{max} \cdot (1 - D_{max})}{f_s \cdot U_{in(p-p)}}$	18,75 μF	(2.27)

Zvolené keramické vstupní kondenzátory: 2× paralelně C3225X7R1E106M250AC s parametry celkem $C = 20 \mu\text{F}$; $U = 25 \text{ V}$; typ dielektrika – X7R.

4.4 Další součástky



obr. 4.2: schéma zapojení měniče s proudovým omezením

Na obr. 4.2 je kompletní schéma zapojení měniče s proudovým omezením. Jako kontrolér byl vybrán integrovaný obvod *LT3741* [15]. Obvod slouží k řízení synchronních snižujících měničů s konstantní frekvencí pomocí průměrového proudového módu (viz kapitola 2.2). Obvod je uzpůsoben konstrukci zdroje konstantního napětí a konstantního proudu. Výstupní proud měniče je možné nastavovat analogovou hodnotou napětí na vstupech *CTRL1* a *CTRL2*. Frekvence spínání obvodu je nastavitelná v rozsahu 200 kHz až 1 MHz. [15]

Rezistor R_1 slouží ke snímání průměrného proudu tlumivkou, který v topologii snižující měnič odpovídá výstupnímu proudu do zátěže. Hodnota rezistoru je určena z rovnice (4.1) podle [15].

$$R_1 = \frac{U_{CTRL1}}{30 \cdot I_{out}} = \frac{1,5}{30 \cdot 3} = 17 \text{ m}\Omega \rightarrow 15 \text{ m}\Omega \quad (4.1)$$

kde U_{CTRL1} je napětí na pinu $CTRL1$ (V). Hodnoty napětí na vstupu U_{CTRL1} nad 1,5 V nemají vliv na výstupní proud [15]. Výsledek rovnice je upraven na nejbližší nižší běžně dostupnou hodnotu rezistoru. Výkonová ztráta na rezistoru R_1 je:

$$P_{R1} = I_{L(rms)}^2 \cdot R_1 = 0,136 \text{ W}.$$

Rezistory R_{12} a R_{13} společně s kondenzátorem C_{10} filtrují snímací signál a musí být fyzicky umístěny co nejbližší vstupům $SENSE+$ a $SENSE-$. Jejich hodnoty jsou voleny podle doporučení v [15].

Rezistory na výstupech HG a LG slouží k mírnému zmenšení rychlosti spínání tranzistorů MOSFET podobně jako u modulu pevných napětí v kapitole 3. Dioda D_1 a kondenzátor C_6 vytváří napětí pro budič plovoucího tranzistoru (opět obdobné jako u modulu pevných napětí). [15]

Dělič na vstupu FB slouží k nastavení výstupního napětí. Hodnoty rezistorů odpovídají rovnici (4.2) podle [15].

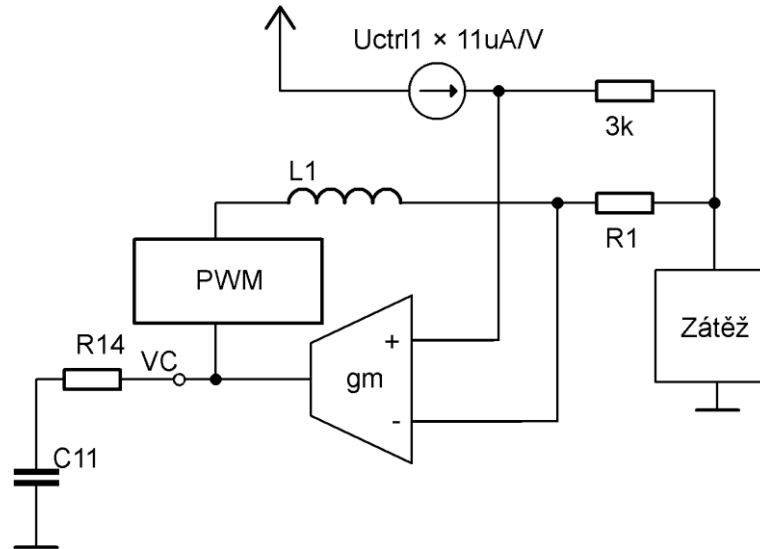
$$R_4 = \left(\frac{U_{out}}{U_{fb}} - 1 \right) \cdot R_5 = \left(\frac{5}{1,21} - 1 \right) \cdot 12,1 \cdot 10^3 = 37,9 \text{ k}\Omega \rightarrow 38,3 \text{ k}\Omega \quad (4.2)$$

kde $U_{fb} = 1,21 \text{ V}$ je referenční napětí připojené na vnitřní rozdílový zesilovač (V). Rezistory na pinu RT slouží k nastavení frekvence vnitřního oscilátoru a jejich hodnoty jsou voleny podle grafických závislostí v [15]. Vstupní napětí měniče je přivedeno na napájecí pin integrovaného obvodu VIN . Kondenzátor C_5 slouží k přídavné filtraci napětí, stejně jako kondenzátor C_7 na pinu VCC_INT . Jejich hodnoty jsou voleny podle [15]. Pin $EN/UVLO$ spojuje funkci podpěťové ochrany a vypínání zdroje. Jako ochrana slouží rezistory R_8 a R_9 a vypínání je umožněno pomocí tranzistoru T_1 a rezistorů R_{10} a R_{11} . Obvod je vypnut, pokud napětí na pinu $EN/UVLO$ klesne pod 1,55 V. Obvod je tedy vypnut logickou jedničkou na pinu 6 konektoru $SL2$. [15]

Na pinu $VREF$ je dostupný zdroj referenčního napětí $U_{ref} = 2 \text{ V}$. Z tohoto zdroje je možné odebírat proud do 500 μA . Připojením děliče složeného z rezistoru R_2 , trimru R_{17} a zkratováním pinů 2 a 3 na konektoru $SL2$ je možné nastavovat výstupní proud zdroje změnou napětí na pinu $CTRL1$. Druhou možností je neosazování rezistoru R_2 a trimru R_{17} a připojení externího zdroje napětí 0 V až 1,5 V na pin 4 konektoru $SL2$. Pokud je napětí na pinu $CTRL2$ menší než napětí na pinu $CTRL1$, reaguje výstupní proud právě na tuto hodnotu. To platí i pro pin SS , na který je připojen kondenzátor C_{12} . Vnitřní zdroj proudu nabíjí kondenzátor C_{12} a tímto způsobem je docíleno pozvolného nárůstu výstupního proudu zdroje („soft-start“). [15]

4.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby

Měnič s proudovým omezením je řízen průměrovým proudovým módem. Schéma zapojení zpětnovazební smyčky kontroléru LT3741 je na obr. 4.3. Výstupní proud měniče je nastaven pomocí proudového zdroje a rezistoru 3 k Ω . [15]



obr. 4.3: schéma zapojení zpětnovazební smyčky průměrového proudového řízení kontroléru LT3741

V průměrovém proudovém módu nesmí být rychlost nárůstu výstupního napětí rozdílového zesilovače během intervalu t_{off} větší než rychlost nárůstu generovaného pilového průběhu PWM regulátoru. Podmínku je možné splnit nastavením výstupní impedance rozdílového zesilovače připojením rezistoru R14 a kondenzátoru C11. Hodnoty součástek jsou zvoleny podle doporučených vztahů (4.3) a (4.4) uvedených v [15].

$$R_{14} = \frac{f_s \cdot L \cdot 1000 \text{ V}}{U_{out} \cdot R_1} = \frac{200 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-6} \cdot 1000}{5 \cdot 0,015} = 48 \text{ k}\Omega \rightarrow 47 \text{ k}\Omega \quad (4.3)$$

$$C_{11} = \frac{0,002}{f_s} = \frac{0,002}{200 \cdot 10^3} = 10 \text{ nF} \quad (4.4)$$

Kompletní soupiska součástek a návrhy plošných spojů pro modul s nastavitelným proudovým omezením jsou uvedeny v příloze B.

5 Návrh modulu s nastavitelným výstupním napětím

V tab. 5.1 jsou uvedeny základní parametry pro návrh měniče s nastavitelným výstupním napětím. Frekvence spínání je volena jako nejnižší možná frekvence vybraného kontroléru kvůli minimalizaci spínacích ztrát. Jedná se o měnič v topologii *SEPIC* se samostatnými tlumivkami. V návrhu jsou používány rovnice popsané v kapitole 2.4.

tab. 5.1: tabulka návrhových parametrů modulu měniče s proudovým omezením

Veličina	Značka	Hodnota
Minimální vstupní napětí	$U_{in(min)}$	10 V
Maximální vstupní napětí	$U_{in(max)}$	15 V
Frekvence spínání	f_s	100 kHz
Perioda spínání	T_s	100 μ s
Výstupní napětí max.	$U_{out(max)}$	7 V
Výstupní napětí min.	$U_{out(min)}$	30 V
Výstupní proud max.	I_{out}	3 A
Výkon max.	P_{out}	90 W
Ekvivalentní výstupní odpor	R_{out}	3 Ω
Zvlnění výstupního napětí max.	$U_{out(p-p)}$	400 mV

Podle vztahu (2.34) je možné určit hodnoty minimálních (D_{min}) a maximálních (D_{max}) stříd. Pro jejich určení je potřeba uvažovat také proměnné výstupní napětí, a správně dosadit minimální nebo maximální hodnoty. Za U_D je dosazen typický úbytek na Schottkyho diodě v této výkonové oblasti. Dále je určena minimální ($t_{on(min)}$) a maximální ($t_{on(max)}$) doba sepnutí tranzistoru podle rovnice (2.10):

$$D_{min} = \frac{U_{out(min)} + U_D}{U_{in(max)} + U_{out(min)} + U_D} = \frac{7 + 0,75}{15 + 7 + 0,75} = 0,341$$

$$D_{max} = \frac{U_{out(max)} + U_D}{U_{in(min)} + U_{out(max)} + U_D} = \frac{30 + 0,75}{10 + 30 + 0,5} = 0,755$$

$$t_{on(min)} = D_{min} \cdot T_s = 0,341 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 34,1 \mu\text{s}$$

$$t_{on(max)} = D_{max} \cdot T_s = 0,755 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 75,5 \mu\text{s}$$

5.1.1 Tlumivky

Pro tento měnič jsou voleny dvě samostatné tlumivky se stejnou indukčností. Parametr r je 0,372 pro vstupní tlumivku L_1 . Tato hodnota byla určena zvolením typické hodnoty 0,4 a použitím následujících vztahů byla určena hodnota indukčnosti. Zaokrouhlením na tabulkovou hodnotu indukčnosti konkrétní součástky a zpětným přepočítáním byla určena hodnota 0,372, která bude dále využívána. Zvlnění proudu tlumivkou $I_{L1(p-p)}$ je určeno podle rovnice (2.35):

$$I_{L1(p-p)} = r \cdot I_{out} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} = 0,409 \cdot 3 \cdot \frac{0,755}{1 - 0,755} = 3,43 \text{ A}$$

Indukčnost obou tlumivek je určena podle rovnice (2.36):

$$L = \frac{U_{in(min)} \cdot D_{max}}{I_{L1(p-p)} \cdot f_s} = \frac{10 \cdot 0,755}{3,43 \cdot 100 \cdot 10^3} = 22 \text{ } \mu\text{H}$$

Špičkový proud vstupní tlumivkou je určen podle rovnice (2.39):

$$I_{L1(p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right) \cdot \frac{U_{out(max)} + U_d}{U_{in(min)}}$$

$$I_{L1(p)} = 3 \cdot \left(1 + \frac{0,372}{2}\right) \cdot \frac{(30 + 0,5)}{10} = 10,94 \text{ A}$$

Špičkový proud výstupní tlumivkou je určen podle rovnice (2.39):

$$I_{L2(p)} = I_{out} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right) = 3 \cdot \left(1 + \frac{0,372}{2}\right) = 3,56 \text{ A}$$

Vybraná vstupní tlumivka: SER2918H-223KL $L = 22 \text{ } \mu\text{H}$; $I_{sat} = 12 \text{ A}$; $I_{rms} = 28 \text{ A}$; $DCR = 2,8 \text{ m}\Omega$. Vybraná výstupní tlumivka: DO5040H-223MLD $L = 22 \text{ } \mu\text{H}$; $I_{sat} = 11,8 \text{ A}$; $I_{rms} = 5,7 \text{ A}$; $DCR = 24 \text{ m}\Omega$. [8]

5.1.2 Tranzistor a dioda

Špičkový proud tranzistorem $I_{Q(p)}$ je součtem špičkových proudů oběma tlumivkami podle rovnice (2.40):

$$I_{Q(p)} = I_{L1(p)} + I_{L2(p)} = 10,94 + 3,56 = 14,5 \text{ A}$$

Efektivní proud tranzistorem je určen podle rovnice (2.41):

$$I_{Q(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{(U_{out(max)} + U_{in(min)} + U_D) \cdot (U_{out(max)} + U_D)}{U_{in(min)}^2}}$$

$$I_{Q(rms)} = 3 \cdot \sqrt{\frac{(30 + 10 + 0,75) \cdot (30 + 0,75)}{10^2}} = 10,62 \text{ A}$$

Maximální napětí na tranzistoru je součtem maximálního vstupního a výstupního napětí:

$$U_{ds} = U_{in(max)} + U_{out(max)} = 15 + 30 = 45 \text{ V}$$

Ztráty všech ostatních měničů jsou velmi malé a je možné použít pouzdra tranzistorů a diod pro povrchovou montáž. Modul s nastavitelným napětím má však výkon 90 W a i při účinnosti okolo 90 % vzniká na diodách a tranzistorech poměrně velká ztráta. Proto jsou tranzistor i dioda vybrány ve výkonových pouzdrech TO-220.

Zvolený MOSFET tranzistor: IRLZ44Z $U_{ds} = 55 \text{ V}$; $I_d = 51 \text{ A}$; $R_{ds(on)} = 13,5 \text{ m}\Omega$; $U_{sp} = 4 \text{ V}$ $Q_g = 24 \text{ nC}$. [8][11]

Vodivostní ztráty na tranzistoru $P_{Q(cond)}$ jsou přibližně určeny podle vztahu (2.1):

$$P_{Q(cond)} = I_{Q(rms)}^2 \cdot R_{ds(on)} = 10,62^2 \cdot 13,5 \cdot 10^{-3} = 1,52 \text{ W}$$

Pro odhad spínacích ztrát na tranzistoru je nejprve nutné určit proudy, které dodává budič. Tyto proudy jsou určeny podle vztahů (2.4) a (2.5). U_{dd} , a R_{dr} jsou parametry vybraného kontroléru podle [26], R_g je rezistor na elektrodě gate, jehož výchozí hodnota je $R_g = 1 \text{ } \Omega$. U_{sp} je napětí spínacího bodu podle [11] (vodorovná část závislosti U_{gs} na Q_g).

$$I_{dr(on)} = \frac{U_{dd} - U_{sp}}{R_{dr(on)} + R_g} = \frac{7,2 - 4}{16 + 1} = 0,188 \text{ A}$$

$$I_{dr(off)} = \frac{U_{sp}}{R_{dr(off)} + R_g} = \frac{4}{4,5 + 1} = 0,727 \text{ A}$$

Časy potřebné k sepnutí a k rozepnutí tranzistoru jsou určeny podle rovnic (2.6) a (2.7), kde Q_g je celkový náboj elektrody gate podle [11].

$$t_{sw(on)} = \frac{Q_g}{I_{dr(on)}} = \frac{24 \cdot 10^{-9}}{0,188} = 127,5 \text{ ns}$$

$$t_{sw(off)} = \frac{Q_g}{I_{dr(off)}} = \frac{24 \cdot 10^{-9}}{0,727} = 33 \text{ ns}$$

Odhad spínacích ztrát na tranzistoru je potom určen podle upravené rovnice (2.3), kdy je za U_Q dosazen součet napětí $U_{in(min)} + U_{out(max)}$ a za I_Q je dosazen špičkový proud $I_{Q(p)}$.

$$P_{Q(sw)} = \frac{U_Q \cdot I_Q}{2} \cdot (t_{sw(on)} + t_{sw(off)}) \cdot f_s$$

$$P_{Q(sw)} = \frac{(10 + 30) \cdot 14,5}{2} \cdot (127,5 + 33) \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 = 4,66 \text{ W}$$

Průměrný proud diodou je určený rovnicí (2.42) a je roven proudu do zátěže:

$$I_D = I_{out} = 3 \text{ A}$$

Maximální napětí na diodě v závěrném směru je stejné jako na tranzistoru tj. 45 V.

Zvolená Schottkyho dioda: MBR760 $U_{rrm} = 60 \text{ V}$; $I_f = 7,5 \text{ A}$; $U_D = 0,75 \text{ V}$.

Vodivostní ztráty na diodě jsou přibližně určeny podle rovnice (2.2).

$$P_{d(cond)} = I_D \cdot U_D = 3 \cdot 0,75 = 2,25 \text{ W}$$

Návrh chladiče pro tranzistor a diodu je uvedený v kapitole 6.

5.1.3 Kondenzátory

Efektivní proud vazebním kondenzátorem je určený podle rovnice (2.43):

$$I_{CS(rms)} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{U_{out(max)} + U_D}{U_{in(min)}}} = 3 \cdot \sqrt{\frac{30 + 0,75}{10}} = 5,26 \text{ A}$$

Maximální zvlnění napětí na vazebním kondenzátoru je voleno maximálně $U_{c(p-p)} = 0,5 \text{ V}$. Kapacita kondenzátoru při zanedbání ESR musí být minimálně podle rovnice (2.44):

$$C_c = \frac{I_{out} \cdot D_{max}}{U_{c(p-p)} \cdot f_s} = \frac{3 \cdot 0,775}{0,5 \cdot 100 \cdot 10^3} = 45,28 \text{ } \mu\text{F}$$

Zvolený keramický kondenzátor: $5 \times$ paralelně $C = 10 \text{ } \mu\text{F}$, $U = 25 \text{ V}$, typ dielektrika - X7R.

Efektivní proud výstupním kondenzátorem je shodný s efektivním proudem vazebním kondenzátorem $I_{CS(rms)} = 5,26 \text{ A}$. Zvlnění proudu výstupním kondenzátorem $I_{out(p-p)}$ je určeno podle rovnice (2.45).

$$I_{out(p-p)} = I_{L1(p)} + I_{L2(p)} = 14,5 \text{ A}$$

Pro požadované zvlnění výstupního napětí $U_{out12(p-p)} = 400 \text{ mV}$ musí být ESR výstupního kondenzátoru maximálně podle rovnice (2.46) a kapacita podle rovnice (2.47):

$$ESR = \frac{U_{out(p-p)} \cdot 0,5}{I_{out(p-p)}} = \frac{0,4 \cdot 0,5}{14,5} = 14 \text{ m}\Omega$$

$$C_{out} = \frac{I_{out} \cdot D_{max}}{U_{out(p-p)} \cdot 0,5 \cdot f_s} = \frac{3 \cdot 0,775}{0,4 \cdot 0,5 \cdot 100 \cdot 10^3} = 113,2 \text{ } \mu\text{F}$$

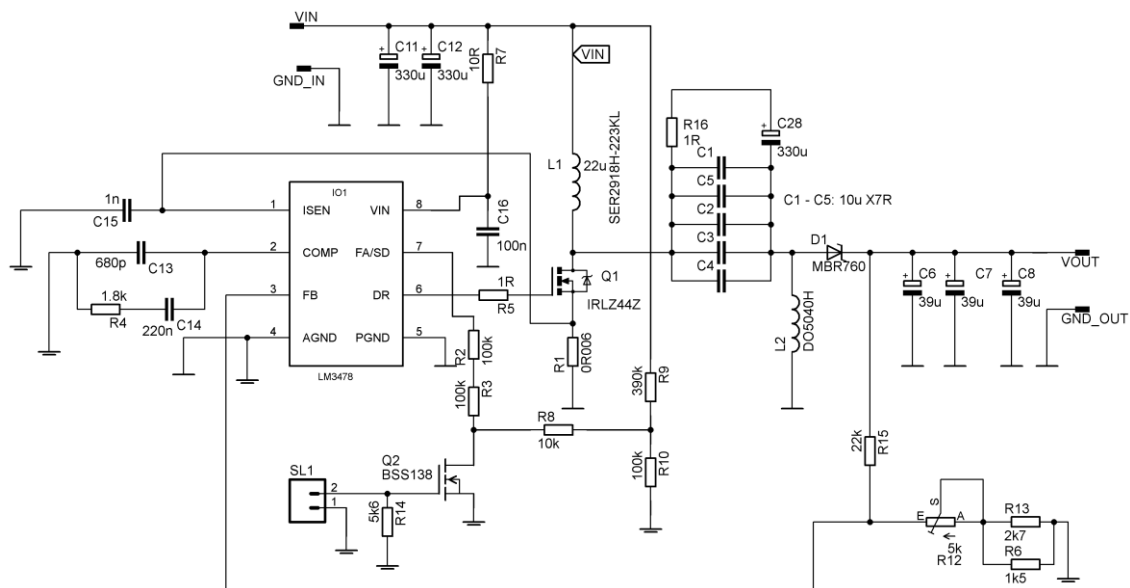
Zvolené výstupní polymerové kondenzátory: $3 \times$ paralelně 35SVPF39M, celkem $C = 117 \text{ } \mu\text{F}$, $U = 35 \text{ V}$, $ESR = 10 \text{ m}\Omega$, $I_{r(rms)} = 8,4 \text{ A}$.

Efektivní proud vstupním kondenzátorem je určený podle rovnice (2.48):

$$I_{inr(rms)} = \frac{I_{L1(p-p)}}{\sqrt{12}} = \frac{3,43}{\sqrt{12}} = 0,99 \text{ A}$$

Zvolené výstupní elektrolytické kondenzátory: $2 \times$ paralelně EXV337M025A9PAA, celkem $C = 660 \text{ } \mu\text{F}$, $U = 25 \text{ V}$, $ESR = 110 \text{ m}\Omega$, $I_{r(rms)} = 1,7 \text{ A}$. [8]

5.1.4 Další součástky



obr. 5.1: schéma zapojení měniče s nastavitelným výstupním napětím

Na obr. 5.1 je kompletní schéma zapojení modulu s nastavitelným výstupním napětím. K řízení byl vybrán kontrolér *LM3478*. Kontrolér je vhodný pro řízení *vyvyšujících* a *SEPIC* měničů ve špičkovém proudovém módu. Umožňuje přímo budit jeden N-MOSFET tranzistor. Po vypnutí kontroléru obvod odebírá velmi malý proud (asi 10 μA). Frekvenci spínání je možné nastavit v rozsahu 100 kHz až 1 MHz. Obvod také obsahuje vnitřní kompenzaci sklonu proudového průběhu. [26]

Rezistor R_1 slouží ke snímání proudu tranzistorem. Vnitřní rozhodovací úroveň pro proudové omezení se mění s hodnotou střídý. Podle grafu v [26] je pro maximální střidu $D_{max} = 0,775$ hodnota U_{sense} asi 100 mV. Hodnota rezistoru R_1 musí být podle Ohmova zákona:

$$R_1 = \frac{U_{sense}}{I_{Q(p)}} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{14,5} = 7 \text{ m}\Omega \rightarrow 6 \text{ m}\Omega$$

Výkonová ztráta na rezistoru je maximálně:

$$R_9 = I_{Q(rms)}^2 \cdot R_1 = 10,62^2 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 0,778 \text{ W}$$

Vybraný je rezistor 6 m Ω . Kondenzátor C_{15} na pinu *ISEN* pak slouží k filtrování snímacího signálu.

Rezistory R_2 a R_3 nastavují spínací frekvenci 100 kHz a jsou voleny podle grafů v [26]. Obvod z rezistorů R_8 , R_9 , R_{10} , R_{14} a tranzistoru Q_2 umožňuje vypínání měniče. Pro běh měniče musí být na pinu 2 konektoru SL1 logická 1. Rezistor R_5 slouží k mírnému zpomalení rychlosti spínání tranzistoru Q_1 (podobně jako u všech ostatních měničů). Kondenzátor C_{16} a rezistor R_7 vytváří filtr pro napájení kontroléru. Hodnoty součástek jsou voleny podle [26].

Při použití oddělených tlumivek nastává problém rezonance mezi indukčnostmi hlavních tlumivek a vazebním kondenzátorem. Frekvence této rezonance je určena podle rovnice (5.1).

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_c}} \quad (5.1)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(22 \cdot 10^{-6} + 22 \cdot 10^{-6}) \cdot 50 \cdot 10^{-6}}} = 3,57 \text{ kHz}$$

Pro potlačení je nutné umístit paralelně s vazebním kondenzátorem RC článek složený z kondenzátoru C_{28} a R_{16} . Kapacitu kondenzátoru je vhodné volit asi $5 \times$ hodnota vazebního kondenzátoru. tj.

$$C_{28} = 5 \cdot C_c = 5 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 350 \text{ } \mu\text{F} \rightarrow 330 \text{ } \mu\text{F} \quad (5.2)$$

Hodnota rezistoru R_{16} by měla být podle rovnice (5.3) (hodnota pro kritický útlum). [22]

$$R_{16} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_c}} = 0,99 \text{ } \Omega \rightarrow 1 \text{ } \Omega \quad (5.3)$$

Dělič z rezistorů R_{13} , R_6 , R_{15} a trimru R_{12} slouží ke snímání výstupního napětí a také k jeho nastavování. Vnitřní referenční napětí kontroléru je $U_{ref}=1,26 \text{ V}$. Nejdříve je zvolen rezistor $R_{15} = 22 \text{ k}\Omega$. Pro maximální výstupní napětí musí být spodní část děliče celkem podle rovnice (5.4).

$$R_{spod} = \frac{U_{fb}}{\frac{U_{out(max)} - U_{fb}}{R_{15}}} = \frac{1,26}{\frac{30 - 1,26}{22\,000}} = 964,5 \text{ } \Omega \quad (5.4)$$

Této hodnotě téměř přesně odpovídá paralelní kombinace rezistorů $R_6 = 1,5 \text{ k}\Omega$ a $R_{13} = 2,7 \text{ k}\Omega$ ($964,2 \text{ } \Omega$). Přidáním trimru $R_{12} = 5 \text{ k}\Omega$ a nastavením jeho maximální hodnoty klesne výstupní napětí na hodnotu U_{min} podle rovnice (5.5).

$$U_{min} = \frac{U_{fb}}{R_{12} + R_{13} || R_6} \cdot (R_{12} + R_{13} || R_6 + R_{15})$$

$$U_{min} = \frac{1,26}{5000 + 964,2} \cdot (22000 + 964,2 + 5000) = 5,9 \text{ V} \quad (5.5)$$

Jedná se o menší hodnotu než požadovaných 7 V , nicméně tato hodnota kompenzuje velkou toleranci trimru.

5.1.5 Frekvenční kompenzace zpětné vazby

Maximální střída více než 50% a režim spojitých proudů ve špičkovém proudovém módu vyžadují kompenzaci sklonu proudového průběhu. Podle [17] musí být strmost poklesu snímacího proudového signálu při rozepnutém tranzistoru S_{vc} (průběh proudu diodou) minimálně dvakrát větší než strmost přidávaného pilového signálu tj. podmínka (5.6).

$$S_{vc} \geq \frac{S_{vd}}{2} \quad (5.6)$$

Kontrolér LM3478 obsahuje vnitřní kompenzaci sklonu proudového průběhu. Podle [17] a [26] je vhodné použít jen nezbytně nutnou hodnotu přídavného pilového signálu pro zachování výhod proudového módu. Pokles proudu je určen rovnicí (2.33) (pro přesnost je nutné přidat ještě úbytek napětí na diodě). Celková rychlost poklesu proudu S_{id} je součtem rychlosti poklesu proudu oběma tlumivkami podle rovnice (5.7) (absolutní hodnoty) [17].

$$S_{id} = \frac{U_{out(max)} + U_D}{L_1} + \frac{U_{out(max)} + U_D}{L_2} \quad (5.7)$$

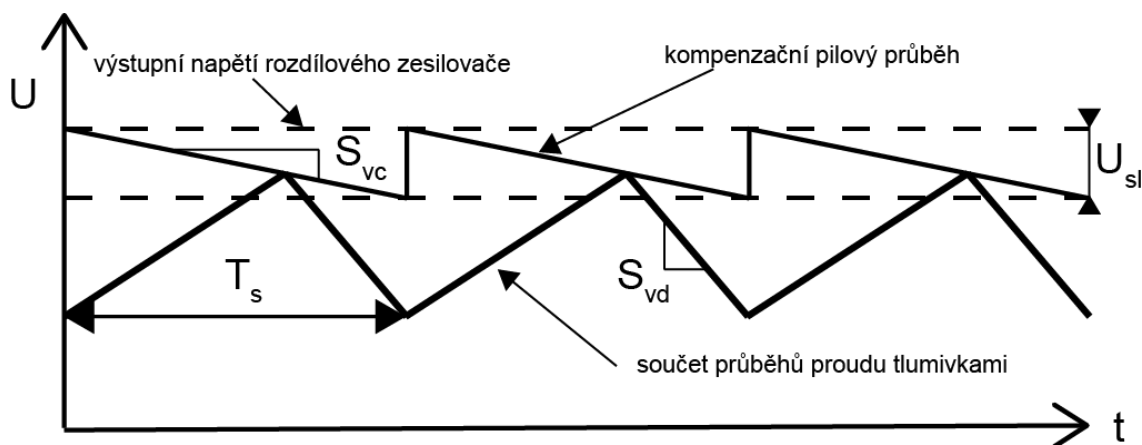
$$S_{id} = \frac{30 + 0,75}{22 \cdot 10^{-6}} + \frac{30 + 0,75}{22 \cdot 10^{-6}} = 2,795 \frac{A}{\mu s}$$

Tato hodnota je snímacím rezistorem převedena na napěťový signál se strmostí podle rovnice (5.8).

$$S_{vd} = R_1 \cdot S_{id} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 2,795 \cdot 10^6 = 1.68 \cdot 10^4 \frac{V}{s} \quad (5.8)$$

Špičková hodnota kompenzačního pilového průběhu má podle [26] hodnotu $U_{sl} = 92 \text{ mV}$. Pro frekvenci spínání tato hodnota odpovídá strmosti nárůstu kompenzačního pilového průběhu S_{vc} . Princip kompenzace sklonu proudového průběhu je na obr. 5.2.

$$S_{vc} = f_s \cdot U_{sl} = 100 \cdot 10^3 \cdot 0,092 = 9.2 \cdot 10^3 \frac{V}{s} \quad (5.9)$$



obr. 5.2: kompenzace sklonu proudového průběhu

Podle podmínky (5.6) musí platit:

$$S_{vc} \geq \frac{1.68 \cdot 10^4}{2}$$

$$S_{vc} \geq 8,39 \cdot 10^3 \frac{V}{s}$$

Tato podmínka platí, a proto je považována vnitřní kompenzace sklonu proudového průběhu za dostatečnou a nemělo by docházet k subharmonickým oscilacím.

Princip kompenzace zpětnovazební smyčky je obdobný jako v kapitole 3.3.5 a její schéma je obdobné jako na obr. 3.2. Frekvence RHP nuly je podle rovnice (3.10):

$$f_{RHPZ} = \frac{(1 - D_{max})^2 \cdot U_{out(max)}}{2 \cdot \pi \cdot D_{max} \cdot L_2 \cdot 0,5 \cdot I_{out}}$$

$$f_{RHPZ} = \frac{(1 - 0,755)^2 \cdot 30}{2 \cdot \pi \cdot 0,755 \cdot 22 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 3} = 11,55 \text{ kHz}$$

Mezní frekvence je volena na šestinu frekvence RHP nuly tj. podle rovnice (3.11):

$$f_c = \frac{f_{RHZP}}{6} = 1,924 \text{ kHz}$$

Hodnota rezistoru R_4 pro zvolenou f_c musí být podle rovnice (3.12):

$$R_4 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{out} \cdot U_{out(max)}^2 \cdot (1 + D_{max})}{\frac{1}{R_1} \cdot gm \cdot U_{fb} \cdot U_{in(max)} \cdot D_{max}}$$

$$R_4 = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1924 \cdot 117 \cdot 10^{-6} \cdot 30^2 \cdot (1 + 0,755)}{\frac{1}{0,006} \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 1,26 \cdot 10 \cdot 0,755} = 1,76 \text{ k}\Omega \rightarrow 1,8 \text{ k}\Omega$$

Hodnota kondenzátoru C_{22} a C_{21} musí být podle rovnic (3.13) a (3.14):

$$C_{14} = \frac{4}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_4} = \frac{4}{2 \cdot \pi \cdot 1924 \cdot 1800} = 183,78 \text{ nF} \rightarrow 220 \text{ nF}$$

$$C_{13} = \frac{C_{out} \cdot ESR}{R_4} = \frac{117 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{1800} = 650 \text{ pF} \rightarrow 680 \text{ pF}$$

Kompletní soupiska součástek a návrhy plošných spojů pro modul s nastavitelným výstupním napětím jsou uvedeny v příloze C.

6 Realizace

V této kapitole je proveden návrh chladiče pro měnič s nastavitelným výstupním napětím a jsou zde uvedena základní pravidla pro návrh plošných spojů spínaných zdrojů. Podle těchto pravidel byly navrženy plošné spoje všech modulů.

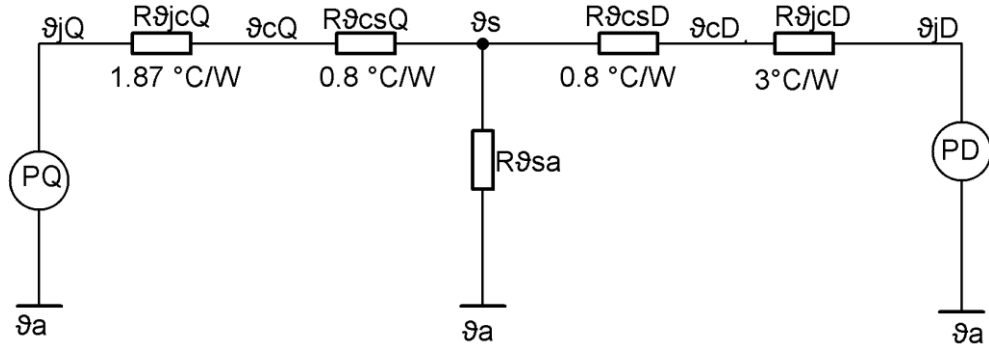
6.1 Návrh chladiče pro měnič s nastavitelným výstupním napětím

Odhadované ztrátové výkony tranzistoru a diody byly určeny v kapitole 5.1.2. Ztrátový výkon tranzistoru je součtem vodivostních a spínacích ztrát tj. rovnice (6.1).

$$P_Q = P_{Q(cond)} + P_{Q(sw)} = 6,18 \text{ W} \quad (6.1)$$

Ztrátový výkon diody P_D je roven jejím vodivostním ztrátám $P_{d(cond)} = 2,25 \text{ W}$. Spínací ztráty je u Schottkyho diody možno zanedbat kvůli zanedbatelnému zotavovacímu času viz kapitola 2.1.

Na obr. 6.1 je náhradní schéma tepelných odporů přechodů, podle něhož je možné vypočítat potřebný tepelný odpor chladiče. Postup sestavení náhradního obvodu je uveden v [3]. Referenčním bodem obvodu je teplota okolí ϑ_a . Uzly mezi jednotlivými teplotními odpory představují teploty jednotlivých částí. ϑ_j je teplota čipu, ϑ_c je teplota pouzdra a ϑ_s je teplota chladiče. Indexy D a Q vždy označují, zda se jedná o diodu nebo tranzistor. Teplota jednotlivých součástí závisí na tepelných odporech mezi nimi a zdrojem tepla.



obr. 6.1: náhradní schéma tepelných přechodů

Z katalogových listů součástek je zjištěna hodnota maximálních povolených teplot čipů součástek $\vartheta_{jQ} = 175 \text{ °C}$ a $\vartheta_{jD} = 150 \text{ °C}$. Dále jsou zjištěny hodnoty tepelných odporů mezi čipy a pouzdry $R_{\vartheta_{jcQ}} = 1,87 \text{ °C/W}$ a $R_{\vartheta_{jcD}} = 3 \text{ °C/W}$. Pro tranzistor je hodnota tepelného odporu mezi pouzdrem a chladičem $0,5 \text{ °C/W}$. V katalogovém listu diody tato hodnota není uvedena, nicméně je možné předpokládat, že je obdobná jako u tranzistoru, jelikož se jedná o stejné pouzdro. K této hodnotě je ještě nutné přičíst tepelný odpor elektroizolační podložky, která musí být vložena mezi součástku a chladič. Její hodnota je $0,3 \text{ °C/W}$. Výsledné hodnoty tepelných odporů mezi pouzdry a chladičem jsou proto $R_{\vartheta_{csQ}} = R_{\vartheta_{csD}} = 0,5 + 0,3 = 0,8 \text{ °C/W}$. Teplota chladiče pro dodržení maximální teploty čipů součástek musí být maximálně podle rovnic (6.2) pro diodu a (6.3) pro tranzistor. [3][11][6]

$$\vartheta_{sD} = \vartheta_{jD} - (R_{\vartheta_{csD}} + R_{\vartheta_{jcD}}) \cdot P_D = 150 - (3 + 0,8) \cdot 2,25 = 122,2 \text{ °C} \quad (6.2)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{sQ} &= \vartheta_{jQ} - (R_{\vartheta_{csQ}} + R_{\vartheta_{jcQ}}) \cdot P_Q \\ \vartheta_{sQ} &= 175 - (1,87 + 0,8) \cdot 6,18 = 154 \text{ °C} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Pro vytvoření rezervy je zvolena maximální teplota chladiče, která je menší než obě vypočítané hodnoty $\vartheta_s = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Maximální teplota prostředí je určena $\vartheta_s = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Tepelný odpor chladiče $R_{\vartheta sa}$ pak musí být maximálně podle rovnice (6.4).

$$R_{\vartheta sa} = \frac{\vartheta_s - \vartheta_a}{P_Q + P_D} = \frac{100 - 50}{6,18 + 2,25} = 5,93 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (6.4)$$

Porovnáním různých typů a velikostí chladičů v katalogu společnosti Farnell [8] byl vybrán pasivní chladič s rozměry 77 mm × 15 mm × 43 mm ze zdrojů zadávající firmy. Podobné chladiče v katalogu mají tepelný odpor okolo 5,5 °C/W.

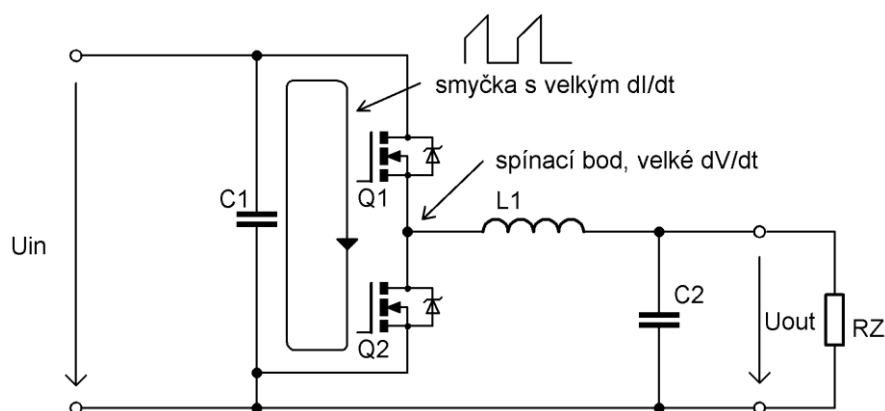
Ztráty ostatních měničů jsou v porovnání s měničem s nastavitelným napětím malé a není nutné používat externí chladiče. Je nutné pouze optimalizovat návrh plošného spoje pro dobrý odvod tepla.

6.2 Návrh plošných spojů

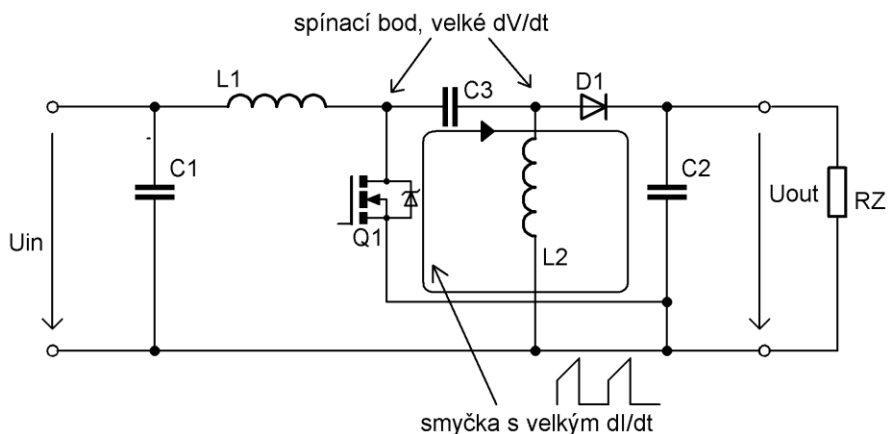
Návrh plošného spoje je kritickou částí vývoje každého spínaného zdroje. Kvůli proudovým průběhům se strmými hranami dochází vlivem parazitních indukčností vodičů ke vzniku napěťových špiček a překmitů, které mohou nepříznivě ovlivnit elektromagnetické rušení, stabilitu i účinnost zdroje.[1][2][3][17][27]

V každé topologii je možné identifikovat tzv. „horkou smyčku“. Jedná se o smyčku, kterou tečou proudy se strmými hranami. V této smyčce je nutné minimalizovat parazitní indukčnost. Pro topologie *synchronní snižující měnič* je tato smyčka vyznačena na obr. 6.2. Patří do ní vstupní kondenzátor a elektrody drain a source obou tranzistorů. Parazitní indukčnosti v této smyčce je možné minimalizovat zmenšením plochy, kterou tato smyčka uzavírá. Dále je vhodné, aby byla elektroda source synchronního tranzistoru připojena přímo na vstupní kondenzátor a až poté na společnou zem. Tím je minimalizováno pronikání rušivého signálu, který v této smyčce vzniká, do ostatních částí obvodu. Při návrhu plošného spoje má tato smyčka největší prioritu a je vhodné ji navrhnout jako první.[24] [27]

Další kritickou částí je tzv. spínací bod. Ve spínacím bodu jsou strmé změny napětí. Plocha spínacího bodu se chová jako elektrostatický zářič a rušení jím vyzařované může pronikat do ostatních částí obvodu a do prostoru. Proto je vhodné plochu toho bodu minimalizovat. Na druhou stranu plocha spínacího bodu většinou slouží jako chladič pro tranzistory a je nutné najít určitý kompromis ve velikosti její plochy. [24][3][17][27]



obr. 6.2: „horká smyčka“ v topologii *synchronní snižující měnič*



obr. 6.3: „horká smyčka“ v topologii SEPIC

Na obr. 6.3 je vyznačena „horká smyčka“ v topologii SEPIC. Obsahuje výstupní kondenzátor, tranzistor, vazební kondenzátor a diodu. Platí pro ni stejná pravidla jako v topologii *synchronní snižující měnič*. V topologii SEPIC je důležité připojit elektrodu source tranzistoru přímo na výstupní kondenzátor a až poté ke společné zemi. V topologii SEPIC jsou spínacími body oba vývody vazebního kondenzátoru. [24][27]

Pro správnou funkci měniče je nutné se zaměřit na správnou strategii spojení zemnicích uzlů. Ve většině případů je vhodné oddělit výkonovou a signálovou zem a tyto země spojit v jediném bodu (většinou pod kontrolérem). Pro potlačení rušení je také vhodné na jednu vrstvu plošného spoje navrhnout souvislou zemnicí plochu co nejméně přerušovanou jinými vodiči. Výkonové zemnicí vodiče je vhodné vést odděleně přímo mezi výkonovými součástkami, nikoliv zemnicí plochou. Všechna výkonová spojení musí být navíc dostatečně široká. Volná místa na desce je vhodné vyplnit mědí zemnicích a napájecích uzlů pro dobrý odvod tepla a k potlačení rušení. [24][27]

Filtrační kondenzátory pro integrované kontroléry je nutné umístit velmi blízko ke kontroléru. Vodiče citlivých signálů, jako jsou zpětnovazební signály, je vhodné umístit ve větší vzdálenosti od míst se strmými změnami napětí. Smyčky pro budiče tranzistorů obsahují strmé změny proudu a platí pro ně podobná pravidla jako pro „horkou smyčku“. [24][27]

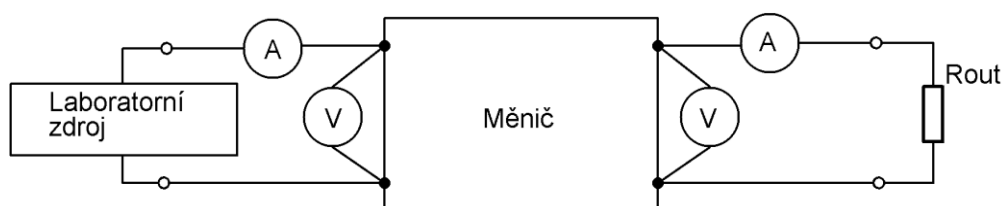
Všechny tyto poznatky byly zohledněny při návrhu plošných spojů pro moduly měničů. Měniče byly navrženy na dvouvrstvých deskách plošných spojů. Většina součástek byla volena v technologii povrchové montáže, která příznivě ovlivňuje rozměry a parazitní vlastnosti součástek. Výsledné návrhy jsou uvedeny v přílohách.

7 Měření parametrů

V této kapitole jsou uvedeny výsledky měření základních parametrů navržených měničů. Měření jsou soustředěna především na účinnost měničů. Prezentovány jsou také některé hlavní průběhy napětí a porovnání změřených parametrů s navrhovanými.

7.1 Modul pevných napětí

Na obr. 7.1 je zapojení měničů při měření účinnosti. Z důvodu možnosti zkoumání změny vstupního napětí byl pro napájení měničů použit laboratorní zdroj *Diametral L240R51D*. K měření napětí a proudu byli použity Multimetry *Pro'sKit MT-1232*. Průběhy napětí byly měřeny osciloskopem *RIGOL DS1104B*.



obr. 7.1: měření účinnosti měničů

7.1.1 Měnič 3,3 V

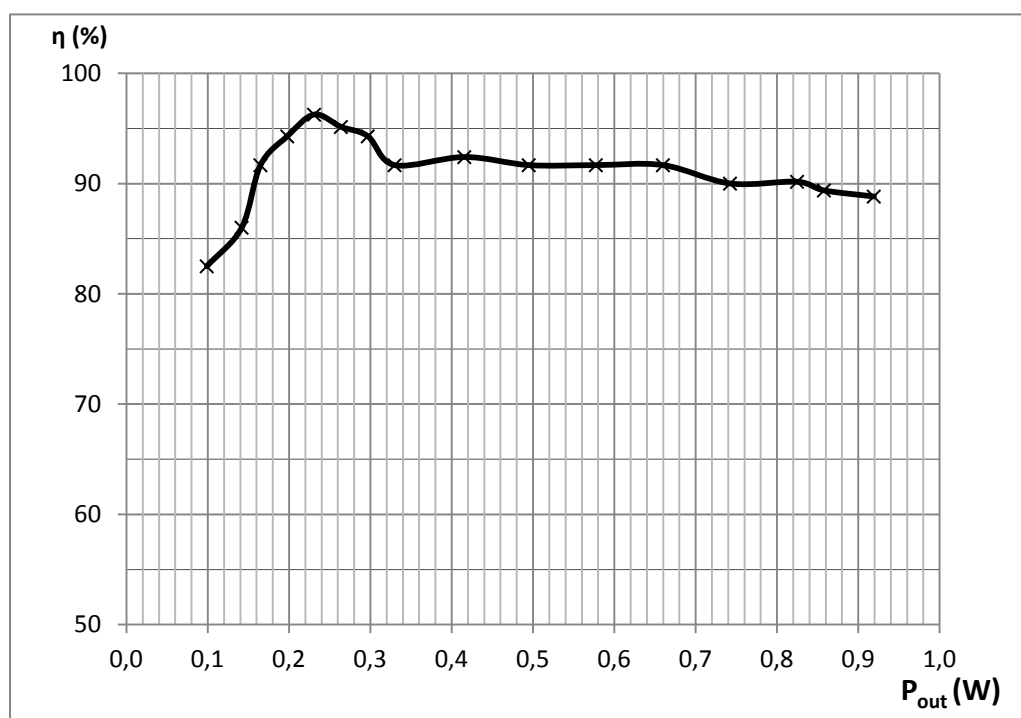
V tab. 7.1 jsou naměřené a vypočítané parametry pro měnič 3,3 V. Měřeny byly vstupní a výstupní napětí a proudy. Velikost zatěžovacího rezistoru byla postupně snižována a tím byl zvyšován výkon. Výkony a příkony jsou určeny součinem napětí a proudu $P = U \cdot I$, účinnost je potom podílem výkonu a příkonu $\eta = P_{out} / P_{in}$.

Z tab. 7.1 je patrné, že výstupní napětí se změnou zátěže a stabilita výstupního napětí se změnou zátěže je velmi dobrá. Po překročení maximálního výstupního proudu začne výstupní napětí se zvyšováním zátěže klesat, což je způsobené proudovým omezením měniče.

Na obr. 7.2 je graf závislosti účinnosti měniče 3,3 V na výkonu. Z grafu je patrná poměrně vysoká účinnost 82,5 % již při výkonu 0,1 W. Maximální účinnosti dosahuje měnič při výkonu okolo 0,25 W a to hodnot přesahujících 94%. Obvod je při tomto výkonu stále v režimu „burst“, kdy je činnost řídicího obvodu přerušována a zátěž je při přerušení napájena pouze z výstupního kondenzátoru. Přechod z „burst“ režimu do klasického souvislého spínání je patrný při výkonu okolo 0,3 W, kdy účinnost poklesne zejména vlivem spínacích ztrát tranzistorů na hodnotu okolo 92 %. Při výkonu asi 0,7 W potom účinnost klesá pravděpodobně vlivem vodivostních ztrát lehce pod 90 %.

tab. 7.1: tabulka naměřených a vypočítaných parametrů pro měnič 3,3 V

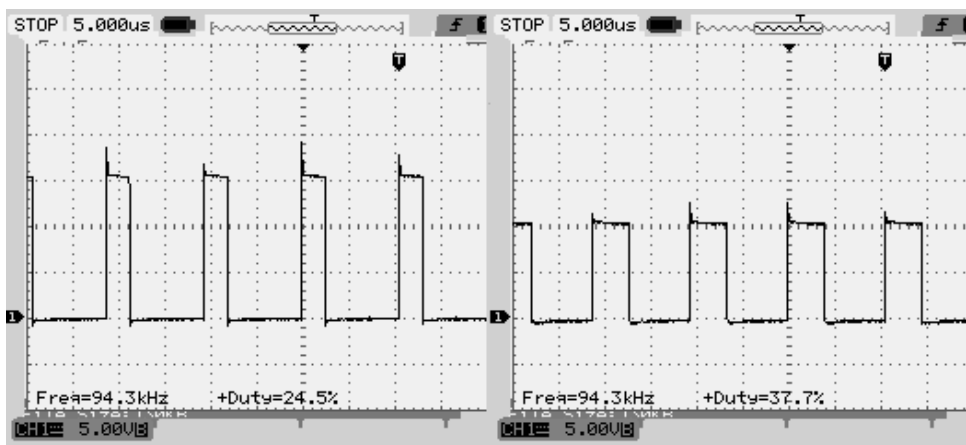
U_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	U_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	R_{out} (Ω)	η (%)
15	0,008	0,12	3,30	0,03	0,099	110,00	82,5
15	0,011	0,17	3,30	0,04	0,142	76,74	86,0
15	0,012	0,18	3,30	0,05	0,165	66,00	91,7
15	0,014	0,21	3,30	0,06	0,198	55,00	94,3
15	0,016	0,24	3,30	0,07	0,231	47,14	96,3
15	0,019	0,28	3,30	0,08	0,264	41,25	95,1
15	0,021	0,32	3,30	0,09	0,297	36,67	94,3
15	0,024	0,36	3,30	0,10	0,330	33,00	91,7
15	0,030	0,45	3,30	0,13	0,416	26,19	92,4
15	0,036	0,54	3,30	0,15	0,495	22,00	91,7
15	0,042	0,63	3,30	0,18	0,578	18,86	91,7
15	0,048	0,72	3,30	0,20	0,660	16,50	91,7
15	0,055	0,83	3,30	0,23	0,743	14,67	90,0
15	0,061	0,92	3,30	0,25	0,825	13,20	90,2
15	0,064	0,96	3,30	0,26	0,858	12,69	89,4
15	0,069	1,04	3,26	0,28	0,919	11,56	88,8
15	0,065	0,98	3,00	0,29	0,855	10,53	87,7



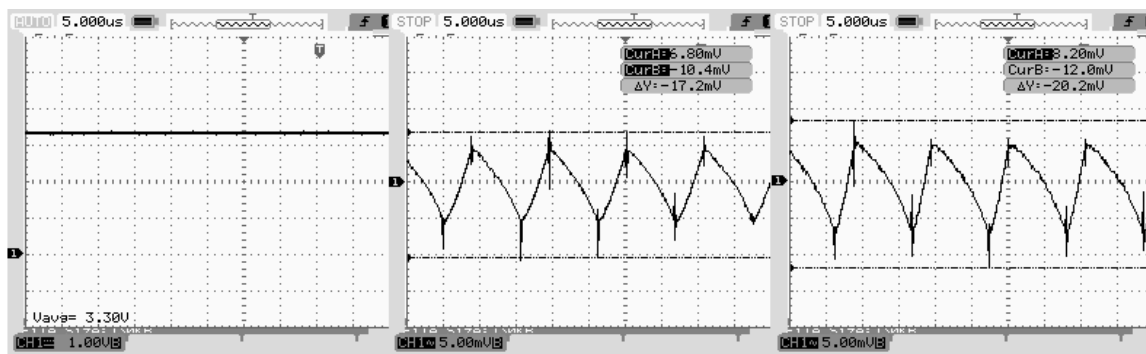
obr. 7.2: graf závislosti účinnosti na výkonu měniče 3,3 V při maximálním vstupním napětí

Na obr. 7.3 jsou průběhy napětí změřené ve spínacím bodu (elektroda drain synchronního tranzistoru) při maximálním a minimálním vstupním napětí v plné zátěži. Střída pulzů je 24,5 % respektive 37,7 %. Vypočítané hodnoty jsou 22 % a 33 %. Odchytky jsou způsobené úbytky napětí na výkonových prvcích obvodu, které nebyly při výpočtech zohledněny. Frekvence spínání je 94,3 kHz, což je méně než požadovaných 100 kHz. Odchytky jsou pravděpodobně způsobené tolerancí kontroléru a nastavovacích rezistorů. Patrné jsou malé napěťové přeskoky při zavírání synchronního tranzistoru, které pronikají i na výstup obvodu, nicméně výsledky jsou uspokojivé.

Na obr. 7.4 je průběh výstupního napětí při maximální zátěži. Největší zvlnění výstupního napětí je 20,2 mV při maximálním vstupním napětí, což je méně než požadovaných 33 mV.



obr. 7.3: průběhy napětí ve spínacím bodu pro maximální (vlevo) a minimální (vpravo) vstupní napětí při maximálním výkonu měniče



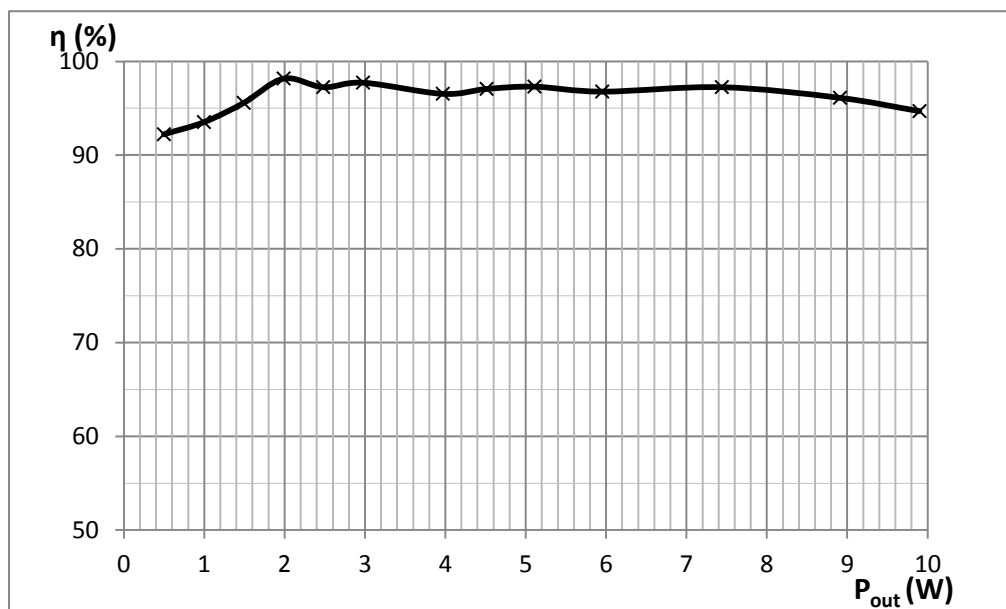
obr. 7.4: a) výstupní napětí měniče 3,3 V b) zvlnění výstupního napětí při $U_{in(min)} = 10V$ c) zvlnění výstupního napětí při $U_{in(max)} = 15V$ (vše při maximálním zátěži $I_{out} = 0,25A$)

7.1.2 Měnič 5 V

V tab. 7.2 jsou naměřené a vypočítané parametry pro měnič 5 V. Postup měření a výpočtů byl obdobný s měničem 3,3 V. Z tabulky je patrné, že se výstupní napětí při maximálním zatížení změní o 30 mV oproti zátěži 0,5 W (relativní hodnota 0,6 %), což je stále velmi dobrá hodnota.

tab. 7.2: tabulka naměřených a vypočítaných parametrů pro měnič 5 V

U_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	U_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	R_{out} (Ω)	η (%)
15	0,036	0,54	4,98	0,10	0,498	49,80	92,2
15	0,071	1,07	4,98	0,20	0,996	24,90	93,5
15	0,104	1,56	4,97	0,30	1,491	16,57	95,6
15	0,135	2,03	4,97	0,40	1,988	12,43	98,2
15	0,170	2,55	4,96	0,50	2,480	9,92	97,3
15	0,203	3,05	4,96	0,60	2,976	8,27	97,7
15	0,274	4,11	4,96	0,80	3,968	6,20	96,5
15	0,310	4,65	4,96	0,91	4,514	5,45	97,1
15	0,350	5,25	4,96	1,03	5,109	4,82	97,3
15	0,410	6,15	4,96	1,20	5,952	4,13	96,8
15	0,510	7,65	4,96	1,50	7,440	3,31	97,3
15	0,618	9,27	4,95	1,80	8,910	2,75	96,1
15	0,697	10,46	4,95	2,00	9,900	2,48	94,7

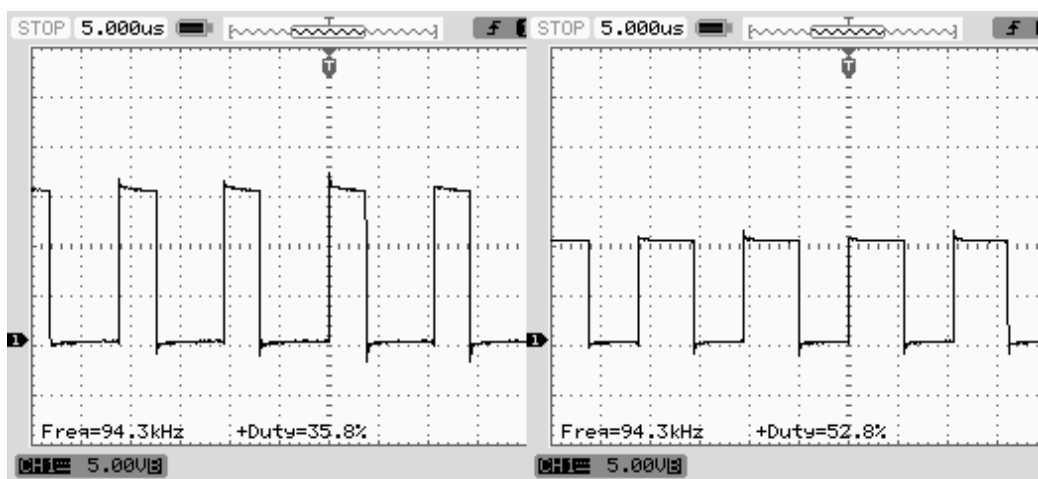


obr. 7.5: graf závislosti účinnosti na výkonu měniče 5 V při maximálním vstupním napětí

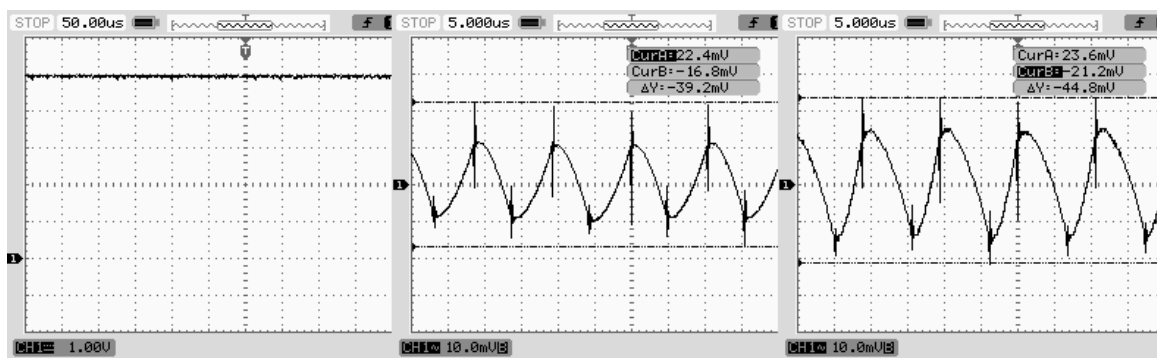
Na obr. 7.5 je graf závislosti účinnosti měniče 5 V na výkonu při maximálním vstupním napětí. Graf udržuje podobný trend jako u měniče 3,3 V, nicméně rozdíl mezi normálním a „burst“ módem není tak patrný pravděpodobně z důvodu vyššího výkonu. Nejvyšší účinnosti měnič dosahuje při výkonu okolo 2 W a to hodnot okolo 98 %. Ve většině rozsahu měniče je účinnost okolo 97 %. Tyto výsledky jsou nad očekávání dobré.

Na obr. 7.6 jsou průběhy napětí ve spínacím bodu měniče při maximálním a minimálním vstupním napětí. Střidy 35,8 % a 52,8 % jsou opět větší než vypočítaných 33 % a 55 %. Průběhy jsou téměř bez napěťových překmitů.

Na obr. 7.7 je zvlnění výstupního napětí měniče při maximálním výkonu pro minimální a maximální vstupní napětí. Maximální zvlnění výstupního napětí je 44,8 mV, což je méně než požadovaných 50 mV.



obr. 7.6: průběhy napětí ve spínacím bodu pro maximální (vlevo) a minimální (vpravo) vstupní napětí při maximálním výkonu měniče



obr. 7.7: a) výstupní napětí měniče 5 V b) zvlnění výstupního napětí při $U_{in(min)} = 10V$ c) zvlnění výstupního napětí při $U_{in(max)} = 15 V$ (vše při maximálním zátěži $I_{out} = 0,25 A$)

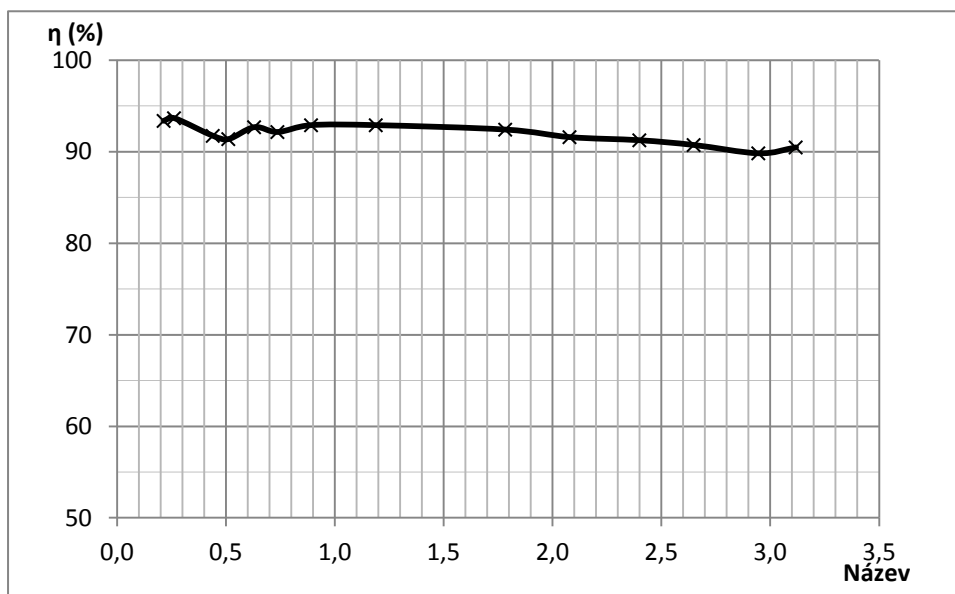
7.1.3 Měnič 12 V

V tab. 7.3 jsou naměřené a vypočítané parametry pro měnič 12 V. Postup výpočtů a měření je opět stejný. Výstupní napětí při malém zatížení je 11,93 V. Odchylka je pravděpodobně způsobena tolerancí referenčního napětí kontroléru a snímacích rezistorů. Při plném zatížení 0,25 A klesne výstupní napětí o 50 mV na 11,88 V (relativní hodnota odchylky 0,4 %). Poté začne výstupní napětí klesat vlivem proudového omezení.

Na obr. 7.8 je graf závislosti účinnosti na výstupním napětí měniče 12 V. Účinnost v prvním změřeném bodě je více než 93 %. Po přepnutí do klasického spínání účinnost mírně klesá. Dále se téměř v celém rozsahu výkonu drží nad 90 %.

tab. 7.3: tabulka naměřených a vypočítaných parametrů pro měnič 12 V

U_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	U_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	R_{out} (Ω)	η (%)
10	0,023	0,23	11,93	0,02	0,215	662,78	93,4
10	0,028	0,28	11,92	0,02	0,262	541,82	93,7
10	0,048	0,48	11,9	0,04	0,440	321,62	91,7
10	0,056	0,56	11,9	0,04	0,512	276,74	91,4
10	0,068	0,68	11,89	0,05	0,630	224,34	92,7
10	0,080	0,80	11,89	0,06	0,737	191,77	92,1
10	0,096	0,96	11,89	0,08	0,892	158,53	92,9
10	0,128	1,28	11,89	0,10	1,189	118,90	92,9
10	0,193	1,93	11,89	0,15	1,784	79,27	92,4
10	0,227	2,27	11,88	0,18	2,079	67,89	91,6
10	0,263	2,63	11,88	0,20	2,400	58,81	91,2
10	0,292	2,92	11,88	0,22	2,649	53,27	90,7
10	0,328	3,28	11,88	0,25	2,946	47,90	89,8
10	0,345	3,45	11,81	0,26	3,118	44,73	90,5
10	0,346	3,46	11,1	0,28	3,108	39,64	89,9
10	0,350	3,50	10	0,31	3,130	31,95	89,4

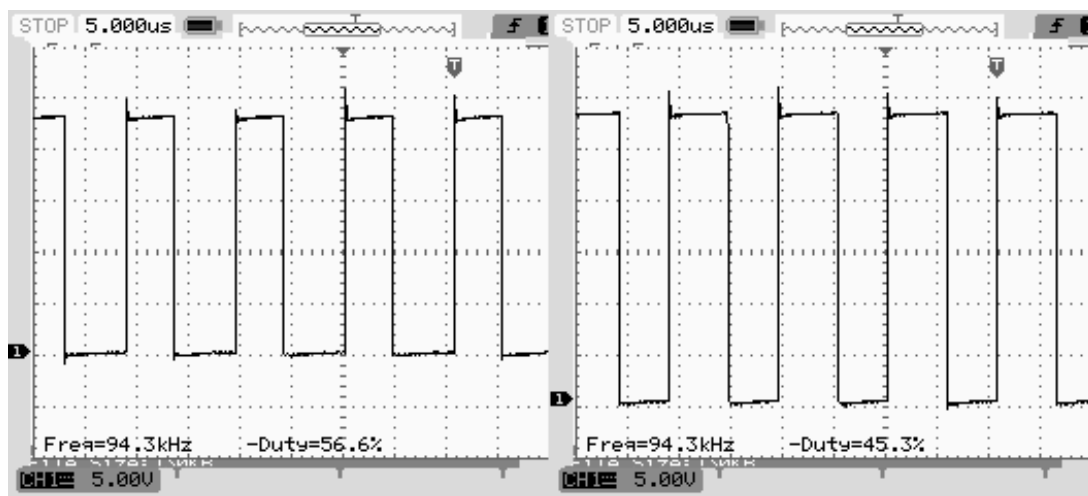


obr. 7.8: graf závislosti účinnosti na výkonu měniče 12 V při maximálním vstupním napětí

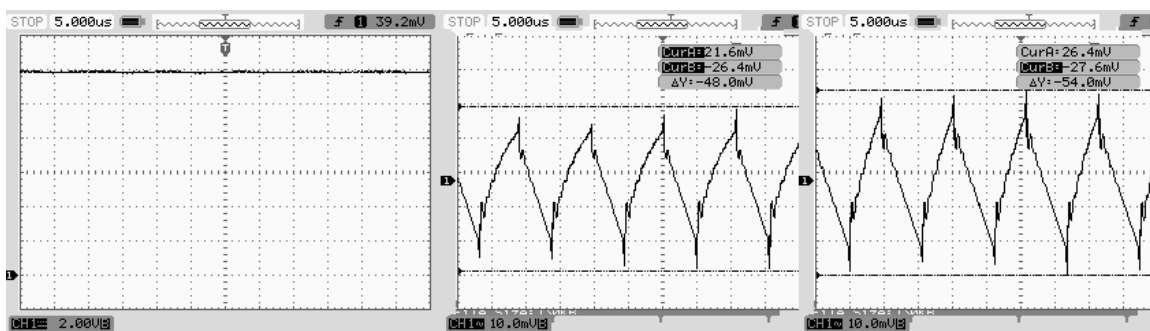
Na obr. 7.9 jsou průběhy napětí na elektrodě drain spínacího tranzistoru. Střída měniče je určena dobou, kdy je napětí nulové (sepnutý tranzistor). Pro minimální vstupní napětí byla naměřena střída 56,6 % a pro maximální vstupní napětí střída 45,3 %. Vypočítané hodnoty byly 55,6 % a 45,5 %, což je v dobrém souladu s naměřenými výsledky.

Na obr. 7.10 jsou průběhy výstupního napětí měniče. Největší zvlnění 54 mV je při minimálním vstupním napětí, což je méně než požadované zvlnění 120 mV. Při maximálním vstupním napětí je zvlnění 48 mV. V porovnání s měniči 3,3 V a 5 V je možné konstatovat, že maximální zvlnění výstupního napětí je vždy při podmínkách, ve

kterých byla navrhována tlumivka tzn. $U_{in(max)}$ pro snižující měnič a $U_{in(min)}$ pro SEPIC měnič.



obr. 7.9: průběhy napětí ve spínacím bodu pro minimální (vlevo) a maximální (vpravo) vstupní napětí při maximálním výkonu měniče



obr. 7.10: a) výstupní napětí měniče 12 V b) zvlnění výstupního napětí při $U_{in(max)} = 15$ V c) zvlnění výstupního napětí při $U_{in(max)} = 10$ V (vše při maximálním zátěži $I_{out} = 0,25$ A)

7.1.4 Shrnutí dosažených výsledků pro modul pevných napětí

V tab. 7.4 jsou shrnuty dosažené výsledky pro modul pevných napětí. Kromě již zmíněných parametrů byl zkoumán také vliv změny vstupního napětí na změnu výstupního napětí. U všech tří měničů je změna výstupního napětí velmi malá. Dále byl zkoumán odběr zdroje při odpojení zátěže. Všechny měniče mají proudový odběr pod 100 μ A, který může být ještě dál snížen úplným vypnutím kontroléru zkratováním příslušných konektorů.

tab. 7.4: dosažené parametry modulu pevných napětí

	3,3 V	5 V	12 V
Maximální zvlnění $U_{out(p-p)}$(maximální výkon)	20,2 mV	44,8 mV	54 mV
Účinnost η(maximální výkon)	87,7 %	94,7 %	89,8 %
Maximální účinnost η	96,3 %	98,2 %	93,7 %
Změna napětí se změnou vstupního napětí	< 0,1 %	< 0,1 %	< 0,1 %
Pokles napětí se zátěží	< 0,1 %	0,6 %	0,4 %
Proudový odběr při chodu naprázdno	< 100 μ A	< 100 μ A	< 100 μ A

7.2 Modul zdroje s proudovým omezením

Zdroj s proudovým omezením má dva pracovní režimy. Prvním je režim konstantního napětí. Chování v tomto režimu je obdobné se zdrojem 5 V modulu pevných napětí. Napětí na pinu *CTRL1* musí být pro tento mód nastaveno na hodnotu větší než 1,5 V. V tab. 7.5 jsou naměřené a vypočítané parametry pro zdroj s proudovým omezením při konstantním výstupním napětí. Postup měření a výpočtů je opět obdobný jako u předchozích měničů.

Z tabulky je patrné, že se výstupní napětí při maximální zátěži oproti malé zátěži změní o 80 mV, což odpovídá relativní změně 1,6 %. Tento výsledek je horší než v případě měničů pevnými napětími, nicméně je dostačující.

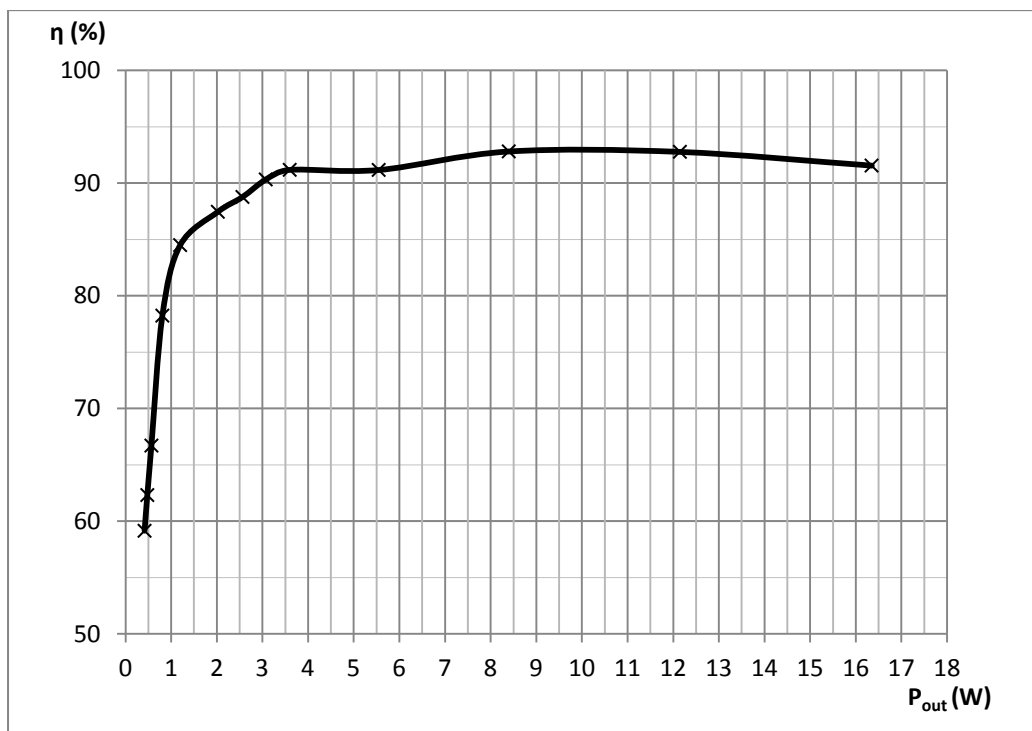
tab. 7.5: tabulka naměřených a vypočítaných parametrů při maximálním konstantním výstupním napětí

U_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	U_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	R_{out} (Ω)	η (%)
15	0,028	0,42	5,07	0,05	0,248	103,47	59,2
15	0,032	0,48	5,07	0,06	0,299	85,93	62,3
15	0,038	0,57	5,07	0,08	0,380	67,60	66,7
15	0,054	0,81	5,07	0,13	0,634	40,56	78,2
15	0,080	1,20	5,07	0,20	1,014	25,35	84,5
15	0,135	2,03	5,06	0,35	1,771	14,46	87,5
15	0,171	2,57	5,06	0,45	2,277	11,24	88,8
15	0,205	3,08	5,05	0,55	2,778	9,18	90,3
15	0,240	3,60	5,05	0,65	3,283	7,77	91,2
15	0,370	5,55	5,06	1,00	5,060	5,06	91,2
15	0,560	8,40	5,03	1,55	7,797	3,25	92,8
15	0,810	12,15	5,01	2,25	11,273	2,23	92,8
15	1,090	16,35	4,99	3,00	14,970	1,66	91,6

Na obr. 7.11 je graf závislosti účinnosti měniče na výkonu. Z obrázku je patrný rozdílný trend v porovnání s měniči s pevným výstupním napětím. Účinnost je při nízkých výkonech poměrně nízká a nad 90 % vystoupá až při výkonu okolo 4 W. Tato nízká účinnost vyplývá ze stálého spínání i při nízkých výkonech, které je potřebné pro přesnou regulaci proudu. Při vyšších výkonech je již udržována dobrá účinnost nad 90 % až do maximálního výkonu měniče.

Dále bylo testováno nastavení výstupního proudu v proudovém módu. Na výstup byla připojena zátěž 1,8 Ω . Napětí na pinu *CTRL1* bylo nastaveno na minimální hodnotu pomocí trimru. Hodnota byla postupně zvyšována. Měřen byl výstupní proud a také napětí. Výsledky jsou uvedené v tab. 7.6.

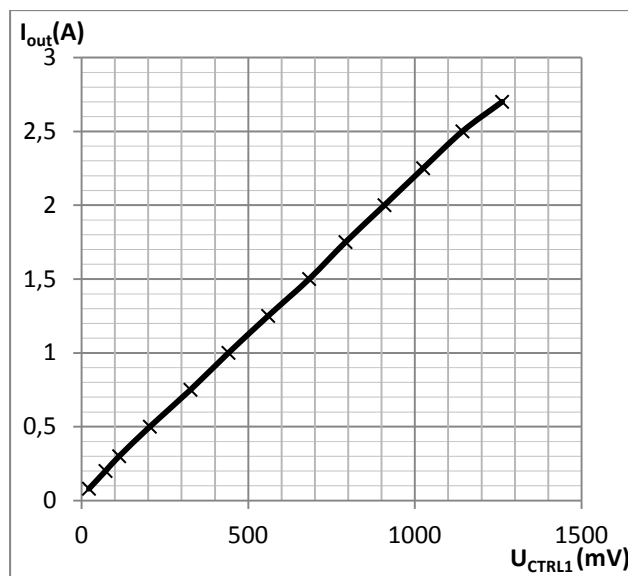
Na obr. 7.12 je graf závislosti výstupního proudu měniče na napětí na pinu *CTRL1*. Závislost je lineární a téměř odpovídá charakteristice uvedené v [16]. V tab. 7.6 jsou uvedeny naměřené hodnoty. V posledním řádku tabulky je již hodnota napětí 5 V a měnič při dalším zvyšování napětí na pinu *CTRL1* přechází zpět do režimu konstantního napětí.



obr. 7.11: graf závislosti účinnosti na výkonu měniče s proudovým omezením při maximálním vstupním napětí v režimu konstantního napětí

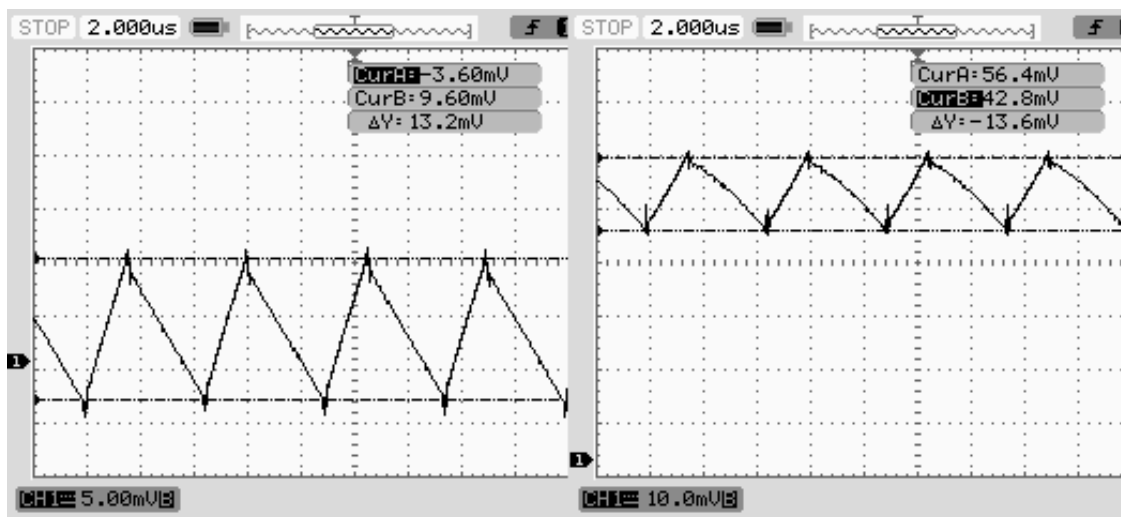
tab. 7.6: tabulka naměřených hodnot pro nastavení výstupního proudu v proudovém režimu

$U_{out}(V)$	$I_{out}(A)$	$U_{CTRL1}(mV)$
0,17	0,08	22
0,37	0,20	72
0,54	0,30	113
0,90	0,50	205
1,37	0,75	327
1,82	1,00	441
2,28	1,25	560
2,74	1,50	683
3,20	1,75	792
3,67	2,00	909
4,15	2,25	1025
4,63	2,50	1143
5,00	2,70	1262



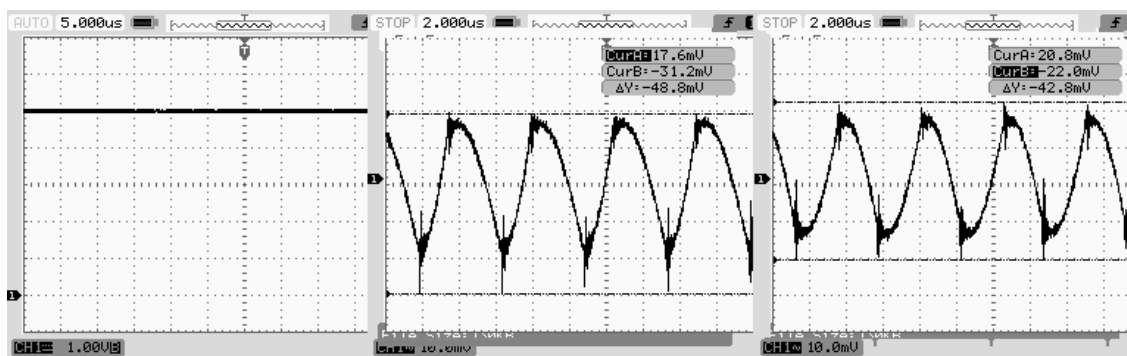
obr. 7.12: závislost výstupního proudu měniče na napětí na pinu *CTRL1*

Na obr. 7.13 jsou průběhy napětí měřené na snímacím rezistoru vyjadřující proud tlumivkou. Na levé části obrázku je patrná velmi zajímavá vlastnost synchronních měničů. Klasický měnič s diodou přechází při malých zátěžích do režimu přerušovaných proudů (discontinuous mode). V režimu přerušovaných proudů zůstává proud tlumivkou po zbytek periody roven nule. V synchronním měniči však proud tlumivkou po dosažení nulové hodnoty teče synchronním tranzistorem v opačném směru tzn. jeho okamžitá hodnota může být i záporná. Této skutečnosti je v obvodu využito k přesnému ovládání proudu do zátěže, který je v celém pracovním rozsahu (od minimálních proudů) dán přesně průměrnou hodnotou snímaného proudu. V pravé části obrázku je potom průběh proudů při maximálním zatížení měniče.



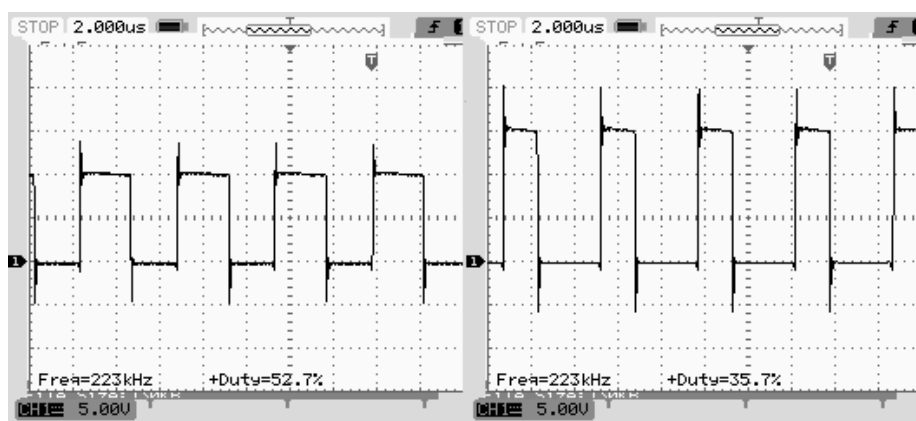
obr. 7.13: průběhy napětí na snímacím rezistoru při zátěži 0,2 A (vlevo) a při plné zátěži 3 A (vpravo).

Na obr. 7.14 je průběh výstupního napětí a jeho zvlnění při maximálním (ve středu) a minimálním (vpravo) vstupním napětí. Maximální zvlnění výstupního napětí je 48,8 mV, což je méně než požadovaným 100 mV.



obr. 7.14: zvlnění výstupního napětí měniče s proudovým omezením při plném výkonu

Na obr. 7.15 jsou průběhy napětí ve spínacím bodu při maximálním výkonu měniče. Střída při minimálním vstupním napětí je 52,7 % a při maximálním vstupním napětí 35,7 %. Opět se jedná o nepatrně vyšší hodnoty než vypočítané 50 % a 33 %, způsobené pravděpodobně úbytky napětí na prvcích obvodu. Frekvence spínání je 223 kHz. Odchyłka od navrhovaných 200 kHz je způsobena tolerancí kontroléru a nastavovacích rezistorů.



obr. 7.15: průběhy napětí ve spínacím bodu při minimálním a maximálním vstupním napětí a maximálním výkonu

V tab. 7.7 jsou shrnuty dosažené parametry pro modul s nastavitelným proudovým omezením. Výstupní napětí se mění minimálně se změnou vstupního napětí.

tab. 7.7: dosažené parametry modulu měniče s proudovým omezením

Maximální zvlnění $U_{out(p-p)}$ (maximální výkon)	48,8 mV
Účinnost η(maximální výkon)	91,6 %
Maximální naměřená účinnost η	92,6 %
Změna napětí se změnou vstupního napětí	< 0,1 %
Pokles napětí se zátěží	1,6 %

7.3 Modul s nastavitelným výstupním napětím

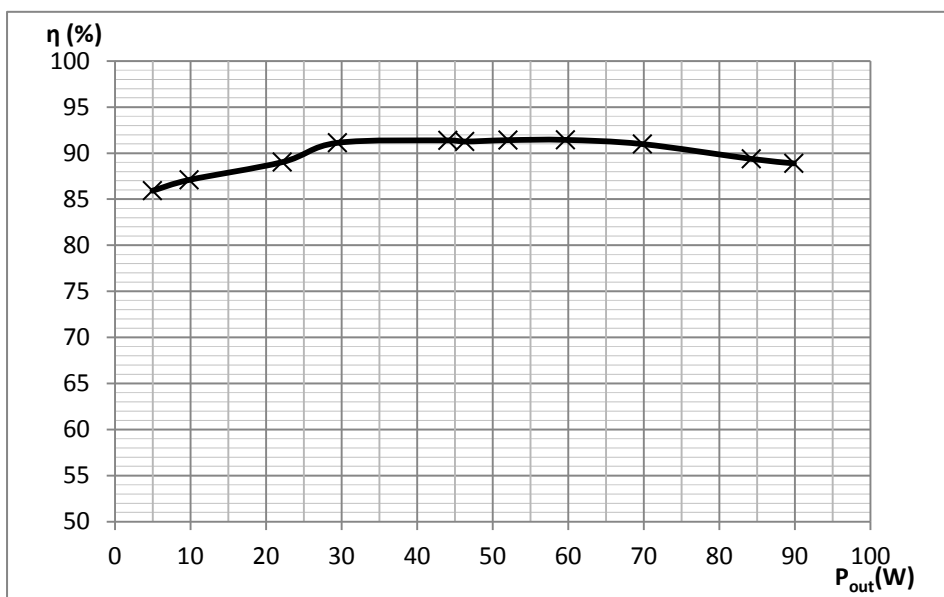
Nejdříve byla měřena účinnost měniče při nastaveném maximálním výstupním napětí. Postup měření i výpočty jsou obdobné jako u ostatních měničů. Na vstup byl místo laboratorního zdroje připojen olověný akumulátor z důvodu nedostupnosti laboratorního zdroje s potřebným výkonem. Nevýhodou je nemožnost měnit vstupní napětí a zkoumat vliv změny vstupního napětí.

V tab. 7.8 jsou naměřené a vypočítané parametry pro měření účinnosti měniče. Z tabulky je patrné, že se výstupní napětí při maximálním zatížení změní o asi 50 mV

oproti malé zátěži. To odpovídá relativní změně 0,2 %. Nad 90 % vystoupá účinnost při výkonu asi 90 W. Při maximálních výkonech klesne vlivem zvyšujících se vodivostních ztrát lehce pod 90 %.

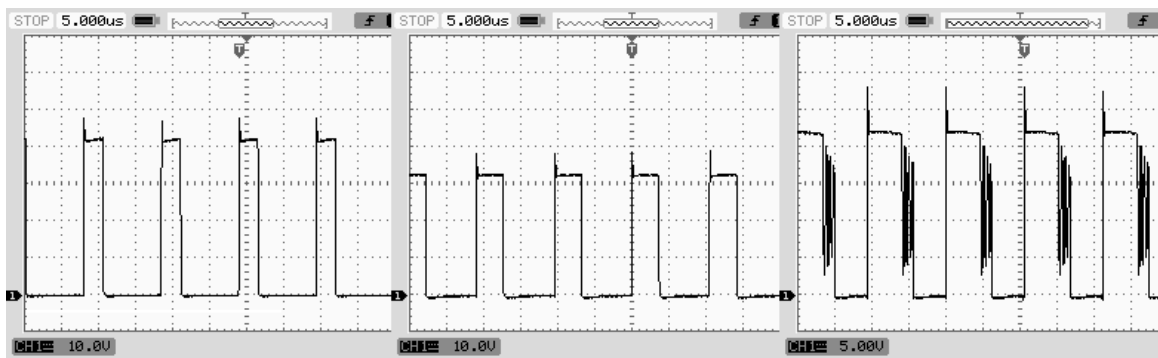
tab. 7.8: tabulka naměřených a vypočítaných parametrů při maximálním výstupním napětí měniče s nastavitelným napětím

U_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	U_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	R_{out} (Ω)	η (%)
12,00	0,48	5,76	30,00	0,17	4,95	181,82	85,9
11,98	0,94	11,26	30,00	0,33	9,81	91,74	87,1
11,95	2,08	24,86	29,99	0,74	22,13	40,64	89,0
11,92	2,71	32,30	29,98	0,98	29,44	30,53	91,1
11,90	4,05	48,20	29,97	1,47	44,06	20,39	91,4
11,88	4,27	50,71	29,96	1,55	46,29	19,39	91,3
11,85	4,80	56,89	29,96	1,74	52,01	17,26	91,4
11,81	5,52	65,19	29,96	1,99	59,62	15,06	91,5
11,80	6,50	76,71	29,96	2,33	69,81	12,86	91,0
11,78	8,00	94,21	29,95	2,81	84,22	10,65	89,4
11,75	8,60	101,06	29,95	3,00	89,85	9,98	88,9



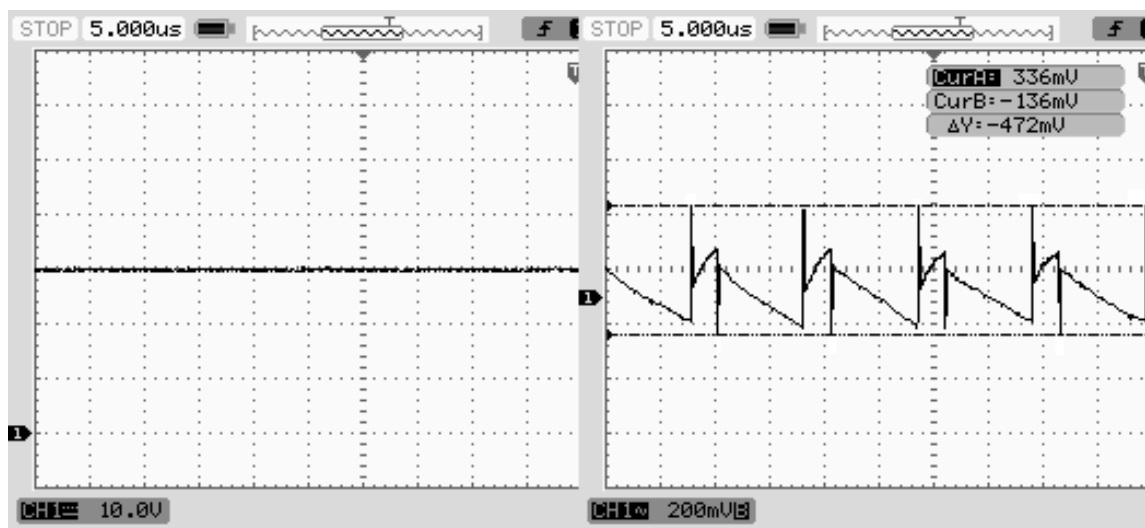
obr. 7.16: graf závislosti účinnosti na výkonu měniče s nastavitelným napětím při nastavení maximálního napětí a změně zátěže

Dále byla na výstup měniče připojena konstantní zátěž 10,7 Ω a bylo nastavováno různé výstupní napětí pomocí příslušného trimru. Výstupní napětí bylo možné měnit v rozsahu od 5,9 V do 30 V, což odpovídá vypočítaným hodnotám. Při tomto měření byla pozorována změna střidy na drainu spínacího tranzistoru. Na obr. 7.17 jsou průběhy napětí na drainu spínacího tranzistoru při různých výstupních napětích. Největší je střida na prvním obrázku (tranzistor je sepnutý při nulové hodnotě napětí na elektrodě drain). Na posledním obrázku je obvod již v režimu přerušovaných proudů, kdy proud tlumivkami dosahuje na konci periody nulové hodnoty a kapacita drainového uzlu kmitá s indukčností vstupní tlumivky. Obvod bez problémů přechází mezi oběma režimy.



obr. 7.17: průběhy napětí na drainu spínacího tranzistoru pro a) výstupní napětí 30 V b) výstupní napětí 20 V c) výstupní napětí 10 V

Na obr. 7.18 je průběh výstupního napětí měniče při maximálním výkonu a detail výstupního zvlnění. Zvlnění je 472 mV, což je více než navrhovaných 400 mV. Velkou část zvlnění však tvoří vysokofrekvenční šumová složka, kterou je v případě požadavků výsledné aplikace možné odstranit externím filtrem nebo další optimalizací návrhu plošného spoje.



obr. 7.18: zvlnění výstupního napětí měniče s nastavitelným napětím při plném výkonu

V tab. 7.9 jsou shrnuty výsledné parametry měniče s nastavitelným napětím. Výstupní napětí se změnou vstupního napětí se opět téměř nemění.

tab. 7.9: dosažené parametry modulu měniče s proudovým omezením

Maximální zvlnění $U_{out(p-p)}$ (maximální výkon)	427 mV
Účinnost η (maximální výkon)	88,9 %
Maximální naměřená účinnost η	91,5 %
Změna napětí se změnou vstupního napětí	< 0,1 %
Pokles napětí se zátěží	0,2 %

7.4 Shrnutí

Posledním krokem bylo celkové měření účinnosti při maximálním výkonu všech měničů. Všechny měniče byly připojeny na olověný akumulátor a na výstupy byly

připojeny maximální zátěže. Měřen byl proud z akumulátoru, napětí na vstupu měničů a výstupní napětí a proudy.

tab. 7.10: měřené výstupní napětí a proudy při maximálních výkonech všech měničů

Větev	U_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)
0 A až 3 A	4,99	3,00	14,97
7 V až 30 V	29,95	3,00	89,85
12 V	11,88	0,25	2,95
3,3 V	3,30	0,25	0,83
5 V	4,95	2,00	9,90
Výkon celkem			118,49

Napětí na vstupu všech měničů bylo 11,55 V a celkový proud z akumulátoru byl 11,36 A. To odpovídá příkonu $11,55 \cdot 11,36 = 131,20$ W. Výsledná celková účinnost při maximálním výkonu je potom $118,49 / 131,2 = 90,3$ %.

8 Závěr

V této diplomové práci byl navržen systém tří modulů měničů napětí se zaměřením na vysokou účinnost. Moduly byly realizovány a jejich parametry byly proměřeny.

V první kapitole je nejdříve vybrán vhodný akumulátor pro napájení celého systému. Vybrány jsou dvě alternativy v podobě olověného akumulátoru a akumulátoru LiFePO_4 . Výběrem těchto akumulátorů je stanoven rozsah vstupních napětí měničů na 10 V až 15 V. Na základě zadaných parametrů výstupních větví systému a zvolených akumulátorů byl proveden literární průzkum pro výběr vhodných topologií. Pro výstupní větve 3,3 V, 5 V a 0 A až 3 A byla zvolena topologie *synchronní snižující měnič*. Pro výstupní větve 12 V a 7 V až 30 V byla vybrána topologie *SEPIC*.

V druhé kapitole je zkoumán vliv parametrů součástek na výslednou účinnost měniče a poté je proveden podrobný rozbor s uvedením rovnic pro výpočet všech součástek výkonových částí vybraných topologií měničů. Dále je proveden rozbor možných způsobů řízení měničů a pro všechny měniče je vybráno vhodné řízení včetně konkrétních integrovaných kontrolérů.

Ve třetí kapitole je proveden návrh modulu spojujícího měniče pro výstupní větve 3,3 V, 5 V a 12 V. Celý modul je řízen kontrolérem *LTC3859AL*. Ve čtvrté kapitole je navržen modul měniče s proudovým omezením 0 A až 3 A, který je řízen kontrolérem *LT3741*. V páté kapitole je navržen modul měniče s nastavitelným výstupním napětím 7 V až 30 V s kontrolérem *LM3478*. Ve všech návrzích jsou použity vztahy popsané v druhé kapitole.

V šesté kapitole je vybrán vhodný chladič pro modul s nastavitelným výstupním napětím. Je také diskutována důležitost návrhu plošných spojů pro spínané zdroje a jsou uvedena základní pravidla pro návrh. Výsledné návrhy jsou v přílohách.

V sedmé kapitole jsou uvedeny výsledky měření všech zhotovených modulů. Celková účinnost všech měničů při plném výkonu je 90,3 %. Účinnosti jednotlivých větví při jejich maximálním výkonu jsou:

- 3,3 V – 87,7 %,
- 5 V – 94,7 %,
- 12 V – 89,8 %,
- 0 A až 3 A – 91,6 %,
- 7 V až 30 V – 88,9 %.

U všech větví byly dosaženy požadované parametry určené před návrhem a v zadání práce. Jedinou výjimkou je maximální zvlnění výstupní větve 7 V až 30 V, které je nepatrně vyšší než navrhovaná hodnota. Podobnosti jsou uvedeny v kapitole 7.3.

Výsledky potvrdily vysokou účinnost *synchronních snižujících měničů*. Dále byla ověřena vhodnost použití poměrně málo využívané topologie *SEPIC* pro měniče napájené z akumulátoru ve verzi se svázanými (12 V) i samostatnými (7 V až 30 V) tlumivkami. Bylo otestováno málo využívané řízení pomocí průměrového proudového módu a jeho vhodnost pro konstrukci zdrojů konstantního výstupního proudu.

Celková optimalizace staví především na návrzích plošných spojů, které byly u všech modulů několikrát přepracovávány. Uvedeny jsou pouze výsledné finální verze, se kterými bylo prováděno měření parametrů.

Všechny moduly je možné použít i samostatně. Modul s nastavitelným proudovým omezením je vhodný např. jako budič vysoce svítivých LED diod nebo všeobecně jako zdroj konstantního proudu. Modul s nastavitelným výstupním napětím je vhodný např. jako univerzální adaptér pro notebooky a jiná zařízení do automobilu.

V budoucnu je možné systém navržených modulů doplnit monitorováním stavu akumulátoru, systémem nabíjení, inteligentním řízením, monitorováním vstupů a výstupů jednotlivých napájecích větví atd.

9 Literatura

- [1] ABRAHAM I. PRESSMAN, Abraham I. Keith Billings. *Switching power supply design*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2009. ISBN 978-007-1594-325.
- [2] BASSO, Christophe P. *Switch-mode power supplies: SPICE simulations and practical designs*. New York: McGraw-Hill, 2008, xix, 889 p. McGraw-Hill professional engineering. ISBN 978-007-1508-582.
- [3] BROWN, Marty. *Power supply cookbook*. 2nd ed. Boston: Newnes, 2001, xii, 265 p. ISBN 07-506-7329-X.
- [4] DIXON, Lloyd. UNITRODE. *Average Current Mode Control of Switching Power Supplies*. USA, 1999. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>
- [5] EV POWER. *LP12V20AHB battery specification*. Praha, 2013. Dostupné z: <http://old.i4wifi.cz/img.asp?attid=231042>
- [6] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *MBR735 - MBR760: Schottky Rectifiers*. USA, 2013. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1725610.pdf>
- [7] FALIN, Jeff. TEXAS INSTRUMENTS. *Designing DC/DC converters based on SEPIC topology*. USA, 2008. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>
- [8] *Farnell: Online Katalog* [online]. 2014 [cit. 2014-05-18]. Dostupné z: <http://cz.farnell.com/>
- [9] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHEL a Andreas KIEP. INFINEON. *MOSFET Power Losses Calculation Using Data-Sheet Parametrer*. Germany, 2006. Dostupné z: http://www.btipnow.com/library/white_papers/MOSFET%20Power%20Losses%20Calculation%20Using%20the%20Data-Sheet%20Parameters.pdf
- [10] Guess what: underutilized SEPIC outperforms the flyback topology. In: BETTEN, John a Robert KOLLMAN. *EEtimes* [online]. 2005 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1272250
- [11] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRLZ44Z IRLZ44ZS IRLZ44ZL: AUTOMOTIVE MOSFET*. USA, 2004. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlz44z.pdf>
- [12] KLEIN, Jon. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *AN-6005: Synchronous buck MOSFET loss calculations with Excel model*. USA, 2006. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-6005.pdf>
- [13] KUNG LONG BATTERIES INDUSTRIAL. *RECHARGEABLE SEALED LEAD ACID BATTERY*. Revision 3.5. Taiwan, 2013. Dostupné z: <http://akizukidenshi.com/download/WP20-12E.pdf>
- [14] Lead-based Batteries. *Battery University* [online]. 2011 [cit. 2013-12-13]. Dostupné z: http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries
- [15] LINEAR TECHNOLOGY. *LT3741/LT3741-1: High Power, Constant Current, Constant Voltage, Step-Down Controller*. USA, 2010. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/37411fd.pdf>
- [16] LINEAR TECHNOLOGY. *LTC3859AL: Triple Output, Buck/Buck/Boost Synchronous Controller with 28μA Burst Mode IQ*. USA, 2013. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3859alf.pdf>

- [17] MANIKTALA, Sanjaya. *Switching power supplies A to Z*. Amsterdam: Elsevier/Newnes, 2006, viii, 503 s. ISBN 978-0-7506-7970-1.
- [18] MAXIM INTEGRATED. *DC-DC Controllers Use Average-Current-Mode Control for Infotainment Applications*. USA, 2006. Dostupné z: <http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN3939.pdf>
- [19] ON SEMICONDUCTOR. *AND9135/D: LC Selection Guide for the DC-DC Synchronous Buck Converter*. USA, 2013. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND9135-D.PDF
- [20] ON SEMICONDUCTOR. *NCP1034: 100V Synchronous PWM Buck Controller*. Rev. 6. USA, 2013. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1034-D.PDF
- [21] ON SEMICONDUCTOR. *NCP1599: 1 MHz, 3 A Synchronous Buck Regulator*. Rev. 1. USA, 2013. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1599-D.PDF
- [22] ON SEMICONDUCTOR. *NCV898031: 2 MHz Non-Synchronous SEPIC / Boost Controller*. USA, 2014. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCV898031-D.PDF
- [23] RIDLEY, Ray. RIDLEY ENGINEERING. *Analyzing the Sepic Converter*. USA, 2006. Dostupné z: <http://www.switchingpowermagazine.com/downloads/Sepic%20Analysis.pdf>
- [24] RICHARDSON. NATIONAL SEMICONDUCTOR. *PCB Layout Considerations for Switchers*. USA, 2008. Dostupné z: <http://download.21dianyuan.com/download.php?id=58351>
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. *AN-1484: Designing A SEPIC Converter*. USA, 2006. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva168e/snva168e.pdf>
- [26] TEXAS INSTRUMENTS. *LM3478 LM3478-Q1: High-Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulator*. USA, 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/lm3478.pdf>
- [27] ZHANG, Henry J. LINEAR TECHNOLOGY. *PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies*. USA, 2012. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an136f.pdf>

10 Seznam použitých symbolů, zkratek a veličin

A	Ampér
Ah	Ampérhodina
C	kapacita / kondenzátor (F)
D	střída (%)
dB	decibel
DCR	stejnoseměrný odpor (Ω)
EA	Rozdílový zesilovač (Error amplifier)
ESR	ekvivalentní sériový odpor (Ω)
f	Frekvence (Hz)
F	Farad
fb	zpětná vazba (feedback)
f_c	mezní frekvence (Hz)
f_p	frekvence pólu (Hz)
f_{res}	rezonanční frekvence (Hz)
f_{RHPZ}	frekvence RHP nuly (Hz)
f_s	spínací frekvence (Hz)
f_z	frekvence nuly (Hz)
G	zisk
gm	transkonduktance (S)
H	Henry
Hz	Hertz
I_{ak}	proud z akumulátoru
$I_{dr(off)}$	proud z budiče (A)
$I_{dr(on)}$	proud do budiče (A)
I_{inr}	zvlnění proudu vstupním kondenzátorem (A)
in	vstup
I_{out}	výstupní proud
I_Q	proud tranzistorem (A)
$I_{r(rms)}$	efektivní zvlnění proudu (A)
I_{sat}	saturační proud (A)
L	Indukčnost / tlumivka
max	maximální
min	minimální
out	výstup
p	špičkový
P	výkon
$P_{(cond)}$	vodivostní ztráty
$P_{(sw)}$	spínací ztráty
p-p	špička-špička
PWM	pulzně-šířková modulace

Q	náboj
r	faktor zvlnění proudu
R_{dr}	odpor budiče
RMS	efektivní (root mean square)
$R_{\theta_{cs}}$	tepelný odpor pouzdro - chladič ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
$R_{\theta_{jc}}$	tepelný odpor čip - chladič ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
$R_{\theta_{sa}}$	tepelný odpor chladič -prostředí ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
s	sekunda
S	Siemens
SEPIC	Single Ended Primary Inductance Converter
t_{off}	čas rozepnutého tranzistoru (s)
t_{on}	čas sepnutého tranzistoru (s)
T_s	perioda spínání (s)
U_{ak}	napětí akumulátoru (V)
U_{dd}	napájecí napětí budiče (V)
U_{ref}	referenční napětí (V)
Ω	Ohm

11 Seznam příloh

A. Modul měniče pevných napětí

obr. A.1: osazovací plán modulu pevných napětí (měřítko 1:1)

obr. A.2: deska plošného spoje horní vrstva (měřítko 1:1)

obr. A.3: deska plošného spoje spodní vrstva (měřítko 1:1)

obr. A.4: fotografie prototypu modulu pevných napětí

obr. A.5: kompletní schéma modulu pevných napětí

tab. A.1: seznam součástek pro modul pevných napětí

B. Modul měniče s proudovým omezením

obr. B.1 osazovací plán modulu s nastavitelným proudovým omezením (měřítko 1:1)

obr. B.2: deska plošného spoje horní vrstva (měřítko 1:1)

obr. B.3: deska plošného spoje spodní vrstva (měřítko 1:1)

obr. B.4: fotografie prototypu modulu s nastavitelným proudovým omezením

tab. B.1: seznam součástek pro modul s nastavitelným proudovým omezením

C. Modul měniče s nastavitelným výstupním napětím

obr. C.1: osazovací plán modulu s nastavitelným výstupním napětím (měřítko 1:1)

obr. C.2: deska plošného spoje horní vrstva (měřítko 1:1)

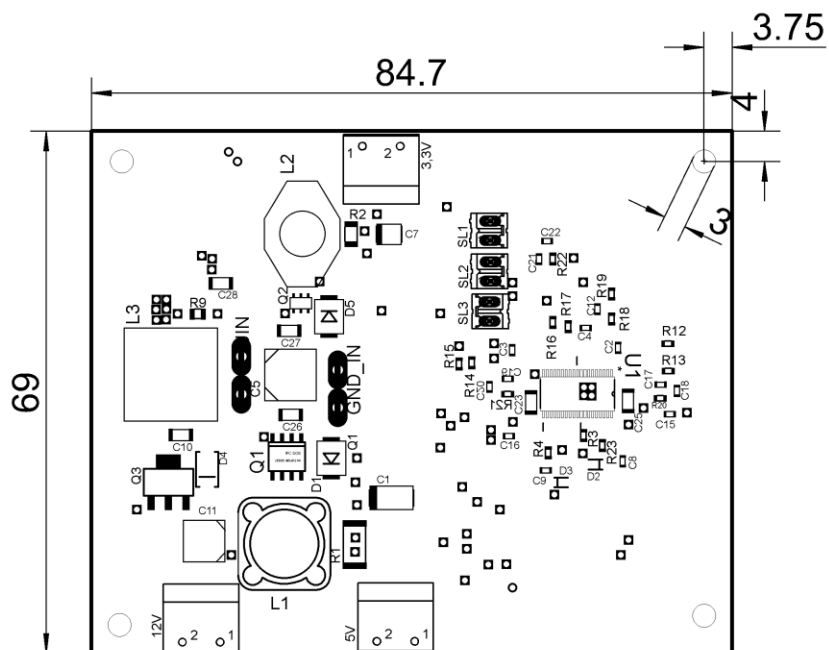
obr. C.3: deska plošného spoje spodní vrstva (měřítko 1:1)

obr. C.4 fotografie prototypu modulu s nastavitelným výstupním napětím

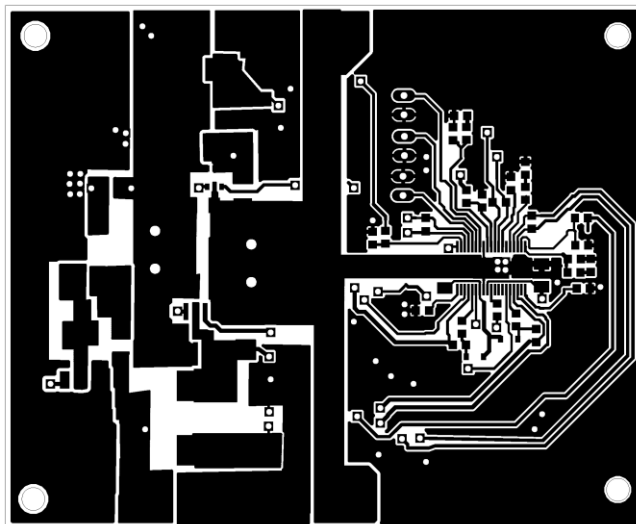
obr. C.4 fotografie 2 prototypu modulu s nastavitelným výstupním napětím

tab. C.1: seznam součástek pro modul s nastavitelným proudovým omezením

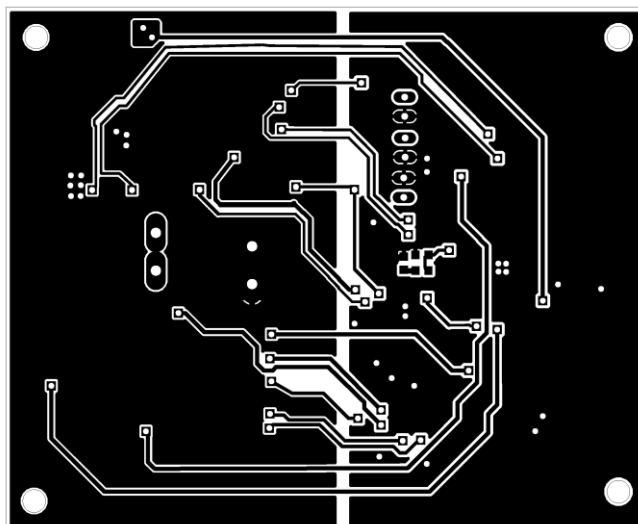
A. Modul měniče pevných napětí



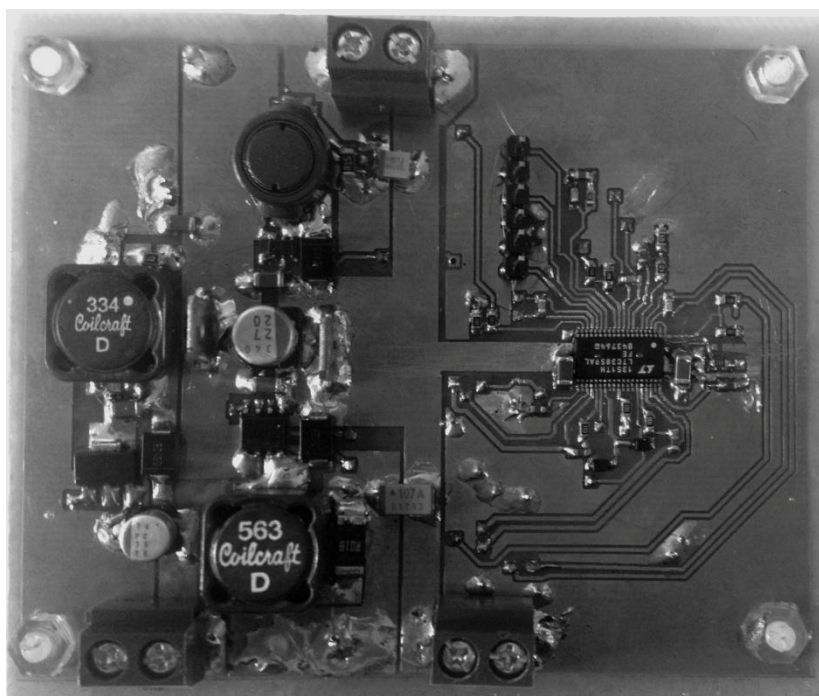
obr. A.1: osazovací plán modulu pevných napětí (měřítko 1:1)



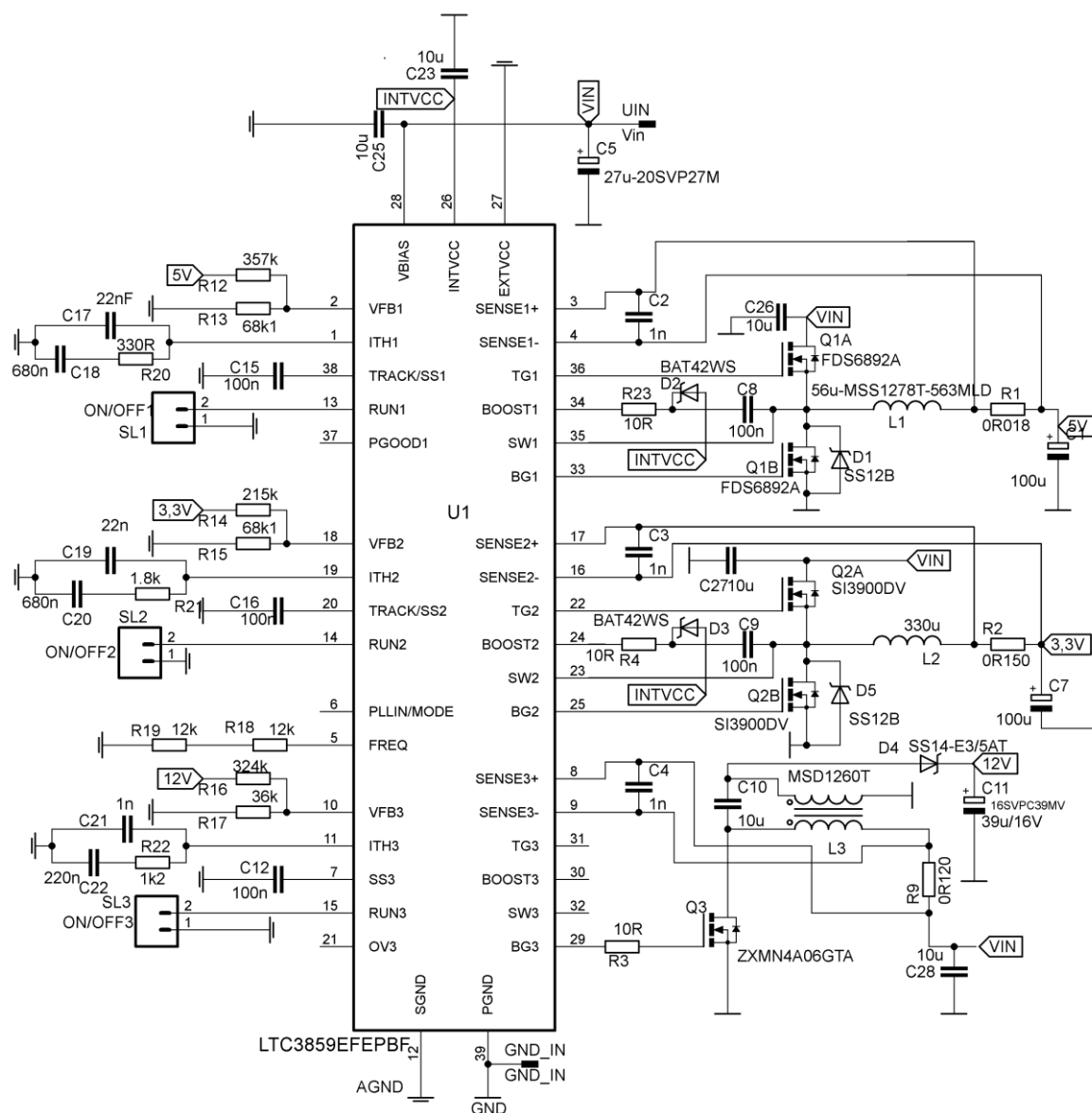
obr. A.2: deska plošného spoje horní vrstva (měřítko 1:1)



obr. A.3: deska plošného spoje spodní vrstva (měřítko 1:1)



obr. A.4: fotografie prototypu modulu pevných napětí

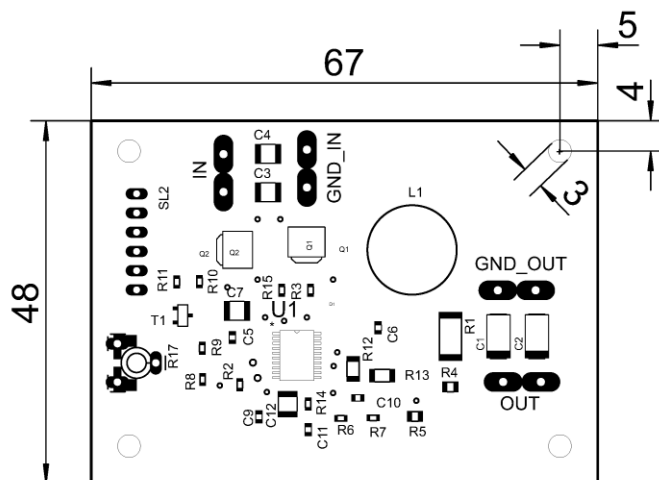


obr. A.5: kompletní schéma modulu pevných napětí

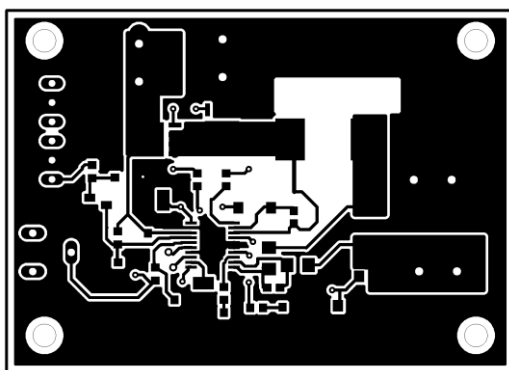
tab. A.1: seznam součástek pro modul pevných napětí

reference	P/N	pouzdro / typ	hodnota	ks	poznámka
C1	TPSC107M010R0075	2312 / tantal.	100u	1	5 V výstupní kondenzátor
C2,C3,C4,C21	CKS0603	0603 / keram.	1n	4	
C5	20SVP27M	OSCON	27u	1	vstupní kondenzátor
C7	TPSB107K006R0400	1210/tantal.	100u	1	3,3 V výstupní kondenzátor
C8,C9,C12,C15,C16	CKS0603	0603 / keram.	100n	5	
C10, C23,C25 - C28	12063C106KAT2A	1206 / keram.	10u	6	
C22	CKS0603	0603 / keram.	220n	1	
C11	16SVPC39MV	OSCON	39u	1	12 V výstupní
C17,C19	CKS0603	0603 / keram.	22n	2	
C18, C20	CKS0603	0603 / keram.	680n	2	
R1	TLR3A10DR018FTDG	2512 / 1W	0R018	1	5 V sním. rezistor
R2	CRL1206-JW-R150ELF	1206 / 250 mW	0R15	1	3,3 snm
R3, R4, R23	CKS0603	0603	10R	3	
R9	ERJ6RSFR12V	0805 / 120 mW	0R120	1	12 V sním. rezistor
R12	CRCW0603357KFKEA	0603	357k	1	5 V horní sním. res.
R13, R15	CRCW060368K1FKEA	0603	68k1	2	5 V, 3V spod. sním. res.
R14	RC0603FR	0603	215k	1	
R16	CRCW0603324KFKEA	0603	324k	1	12V horní sním. res
R17	RC0603FR	0603	36k	1	12V spodní sním. res
R18, R19	RC0603FR	0603	12k	2	
R20	RC0603FR	0603	330R	1	
R21	RC0603FR	0603	1k8	1	
R22	RC0603FR	0603	1k2	1	
D1, D5	SS12B	SMB		2	
D2,D3	BAT42WS	SOD-323		2	12 V, 5 V usměr. dioda
D4	SS14-E3/5AT	SMA		1	
L1	MSS1278T-563MLD	MSS1260	56u	1	5 V tlumivka
L2	SRR1005-331K	SRR1005	330u	1	3,3 V tlumivka
L3	MSD1260T-334KLB	MSD1260T	330u	1	12 V tlumivka
Q1	FDS6892A	SO-08		1	5 V tranzistory
Q2	SI3900DV-T1-E3	SOT457		1	3 V tranzistory
Q3	ZXMN4A06GTA	SOT223		1	12 V tranzistor
GND_IN, UIN	FASTON	6,3 x 0,8		2	vstupní konektory
U1	LTC3859EFEPBF	SOP50-39N		1	kontrolér
3,3 V; 5 V;12 V	SMDARK500			3	výstupní konektory
SL1 – SL4	S1G20			8	konektory signál.

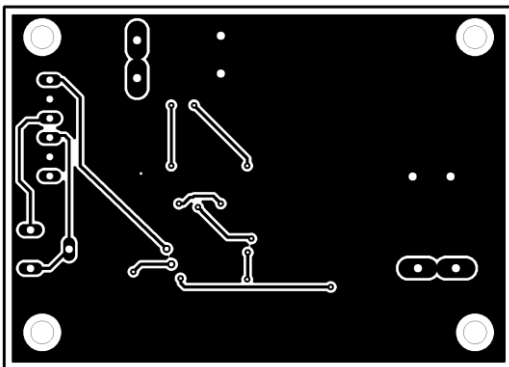
B. Modul měniče s proudovým omezením



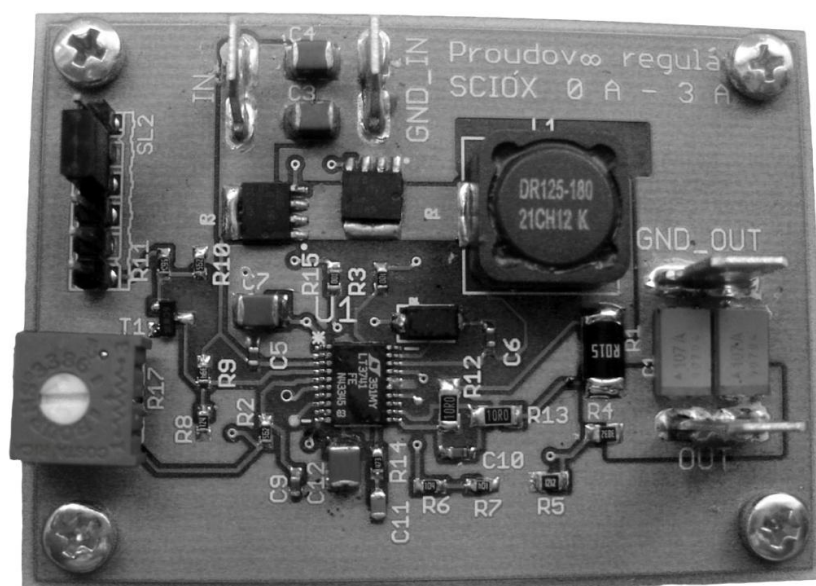
obr. B.1: osazovací plán modulu s nastavitelným proudovým omezením (měřítko 1:1)



obr. B.2: deska plošného spoje horní vrstva (měřítko 1:1)



obr. B.3: deska plošného spoje spodní vrstva (měřítko 1:1)

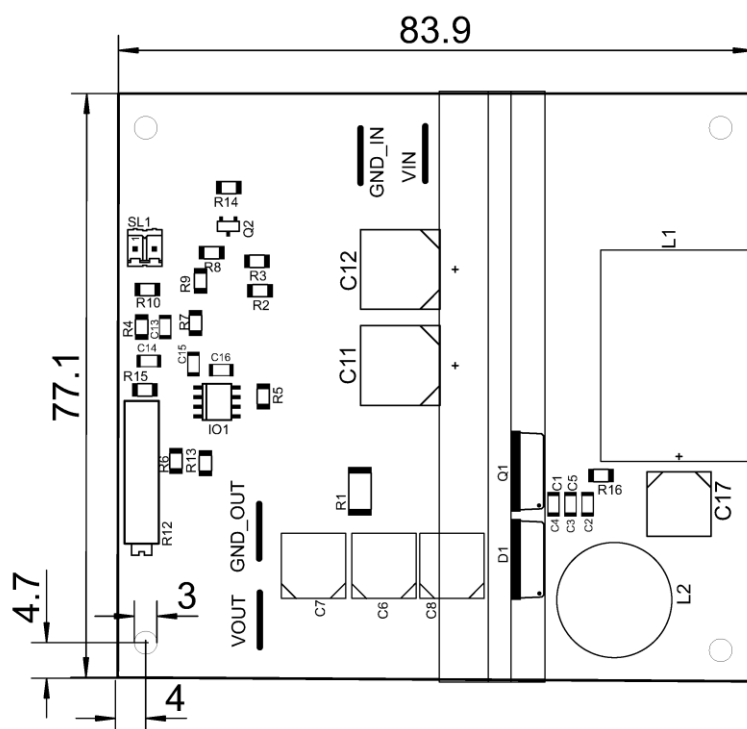


obr. B.4: fotografie prototypu modulu s nastavitelným proudovým omezením

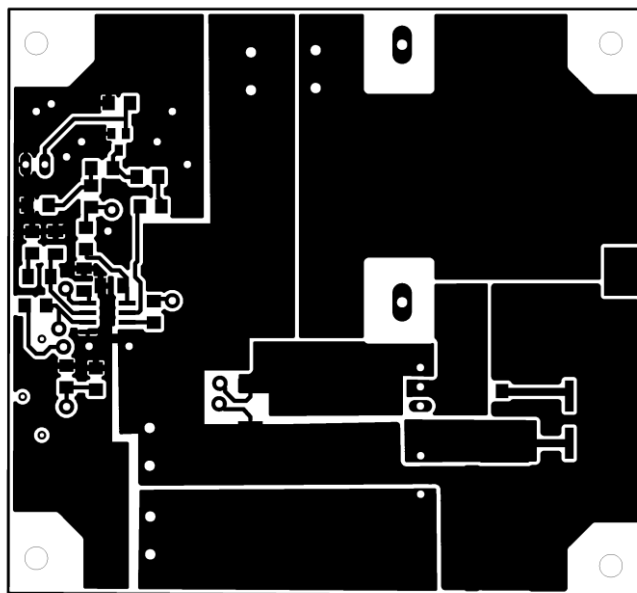
tab. B.1: seznam součástek pro modul s nastavitelným proudovým omezením

reference	P/N	pouzdro / typ	hodnota	ks	poznámka
C1,C2	TPSY107K010R0200	2917 / tantal.	100u	2	výstup. kond.
C3, C4, C7, C12	12063C106KAT2A	1206 / keram.	10u	4	
C5	06033D105KAT2A	0603	1u	1	
C6, C9	MCCA 50 V	0603	100n	2	
C10	MCCA 50 V	0603	33n	1	
C11	MCCA 50 V	0603	10n	1	
R1	CRF2512-FZ-R015ELF	2512	0R015	1	sním. proud. res.
R2, R10, R11	RC0603FR	0603	5k6	3	
R4	RC0603FR	0805	38k3	1	sním. rezistor
R5	RC0603FR	0805	12k1	1	sním. rezistor
R3, R15,R12, R13	RC0603FR	0603	10R	4	
R6, R7	RC0603FR	0603	100k	2	
R8	RC0603FR	0603	120k	1	
R9	RC0603FR	0603	390k	1	
R14	RC0603FR	0603	47k	1	
R17	CA6V-25k	CA6V	25k	1	trimr
T1	BC817-40	SOT23		1	on/off
U1	LT3741EFE#PBF	TSSOP-20		1	kontrolér
D1	B1100-13-F	SMA		1	bootstrap
L1	DR125-180-R	DR125	18u	1	tlumivka
Q1 Q2	PSMN6R0-30YL	SOT-669		2	spín. tranzistory
VIN, VOUT	FASTON	6,3 x 0,8		4	včetně GND
SL2	S1G20			6	signál. konektory

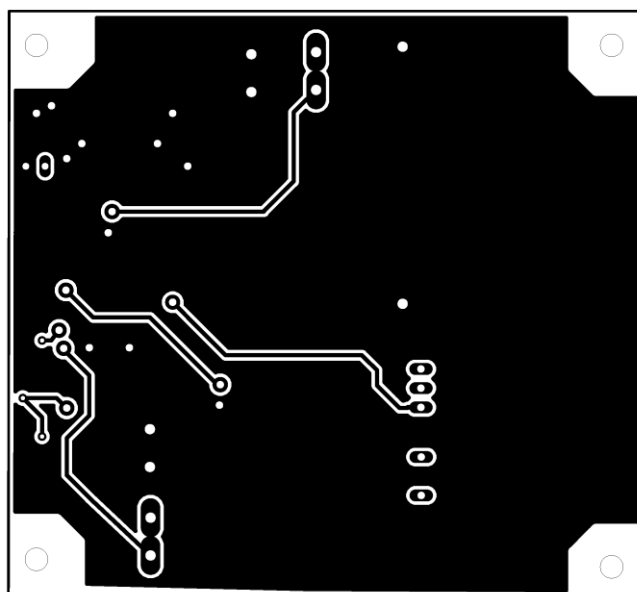
C. Modul měniče s nastavitelným výstupním napětím



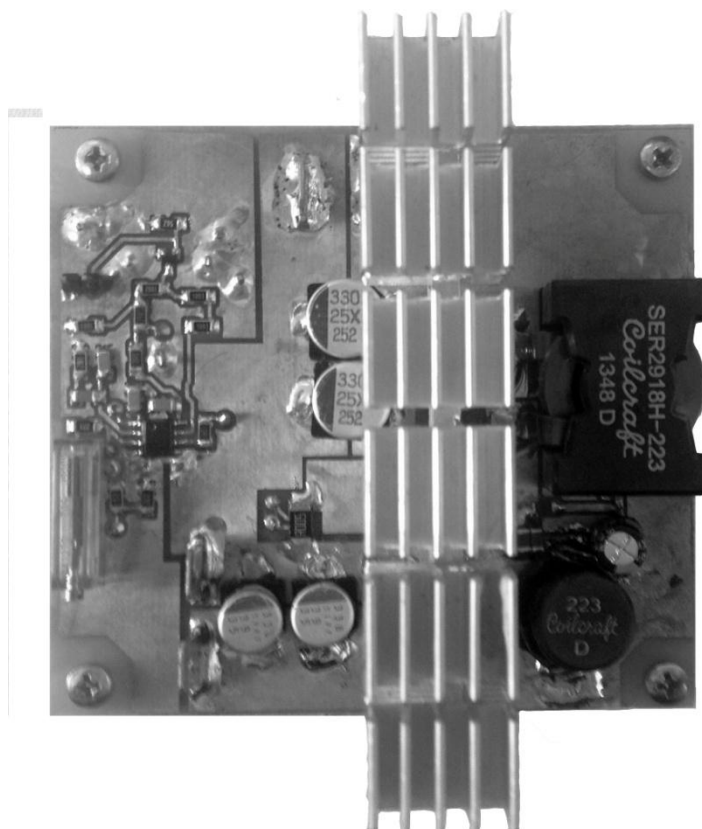
obr. C.1: osazovací plán modulu s nastavitelným výstupním napětím (měřítko 1:1)



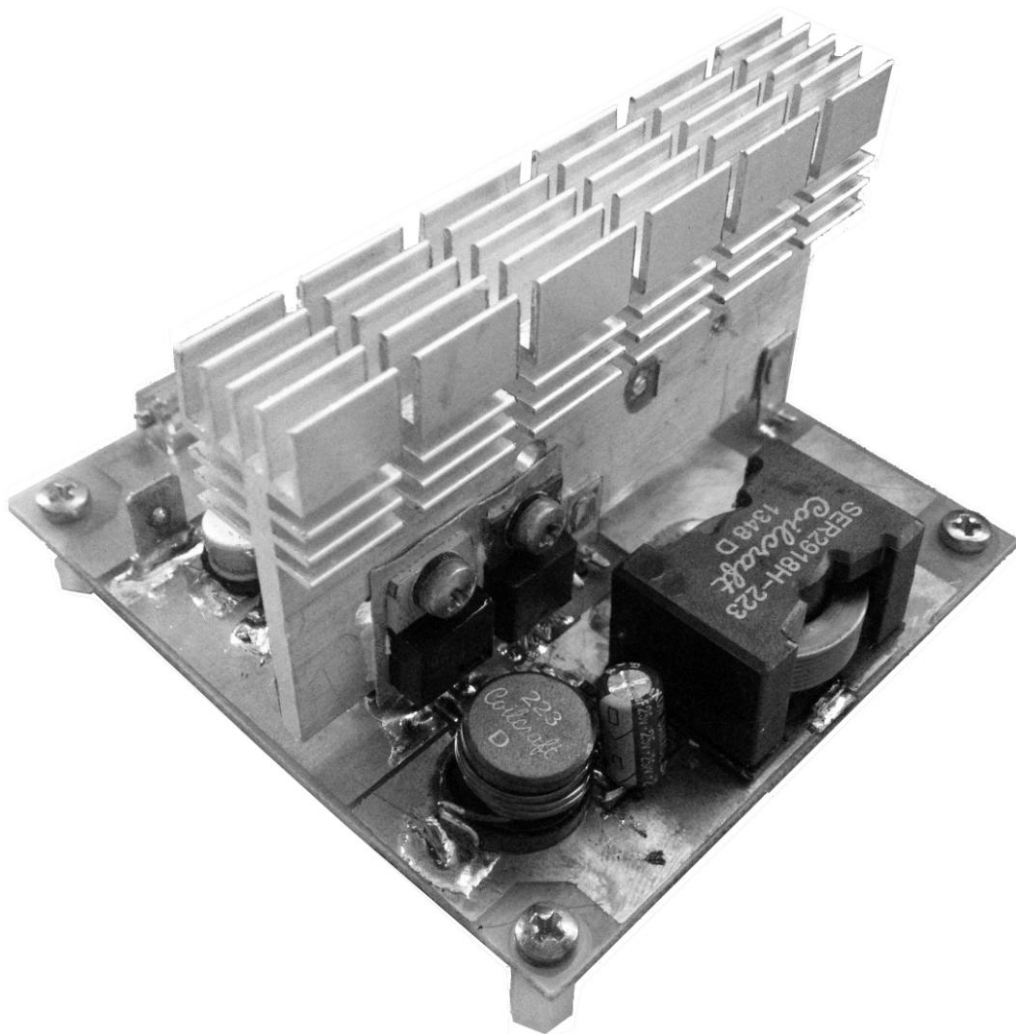
obr. C.2: deska plošného spoje horní vrstva (měřítko 1:1)



obr. C.3: deska plošného spoje spodní vrstva (měřítko 1:1)



obr. C.4: fotografie prototypu modulu s nastavitelným výstupním napětím



obr. C.4: fotografie 2 prototypu modulu s nastavitelným výstupním napětím

tab. C.1: seznam součástek pro modul s nastavitelným proudovým omezením

reference	P/N	pouzdro / typ	hodnota	ks	poznámka
C1-C5	12063C106KAT2A	1206 / keram.	10u	5	připájeny dva na sebe
C6-C8	35SVPF39M	E7 / OSCON	39u	3	výst. kondenzátory
C11,C12	EXV337M025A9PAA	1030X1050N / electrolyt.	330u	2	vstup. kondenzátory
C13	MCCA 50 V	1206 / keram.	680p	1	kompenzace
C14	MCCA 50 V	1206 / keram.	220n	1	kompenzace
C15	MCCA 50V	1206 / keram.	1n	1	proud. sním. filtr
C16	MCCA 50 V	1206 / keram.	100n	1	napájení filtr
C17	MCCA 50 V	830X1050 / elektrolyt.	330u	1	tlumení
R1	ERJ-M1WSF6M0U	2512 / 2W	0R006	1	sním. proud. resistor
R2, R3, R10	MCSR12	1206	100k	3	
R4, R6	MCSR12	1206	1k5	2	
R5,R16	MCSR12	1206	1R	1	
R7	MCSR12	1206	10R	1	napájení filtr
R8	MCSR 12	1206	10k	1	on/off
R9	MCSR12	1206	390k	1	on/off
R12	3006P-7-502LF	3006P	5k	1	trimr
R13	MCSR12	1206	2k7	1	
R14	MCSR12	1206	5k6	1	
R15	MCSR12	1206	22k	1	
IO1	LM3478MA/NOPB	SOIC	LM3478	1	kontrolér
L1	SER2918H-223KL	SER2900	22u	1	vstup. tlumivka
L2	DO5040H-223MLD		22u	1	výst. tlumivka
Q1	IRLZ44Z	TO220		1	spín. tranzistor
Q2	BSS138	SOT23		1	on/off
D1	MBR760	TO220ACS		1	usměř. dioda
SL1	S1G20			2	on/off
VIN, VOUT		FASTON	6,3 x 0,8	4	včetně. GND konektorů
Chladič		77x15x43		1	