

**ČESKÉ VYSOKÉ
UČENÍ TECHNICKÉ
V PRAZE**

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ



BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Regulovatelný spínaný zdroj napájený z baterie
Adjustable DC/DC power converter**

Jan Címoradský

2019

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Cimoradský** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **465956**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra teorie obvodů**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Regulovatelný spinaný zdroj napájený z baterie

Název bakalářské práce anglicky:

Adjustable DC/DC power converter

Pokyny pro vypracování:

Provedte rešerši IO pro DC/DC konvertory. Navrhněte regulovatelný konvertor pro laboratorní zdroje. Uvažujte regulaci výstupního napětí v rozsahu 3-30V, maximální výstupní proud 2A při napájení z baterie 12V. Vyberte vhodný integrovaný obvod, navrhněte jak schéma zapojení, tak desku plošných spojů. Výsledný návrh ověřte realizací funkčního vzorku celkového zapojení zdroje. Na funkčním vzorku proveďte měření důležitých parametrů, které v závěru zhodnoťte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Aplikační poznámky a datasheety Texas Instruments, Vishay, Analog Devices, Atmel
- [2] Dixon, L. H., Texas Instruments: Magnetics Design for Switching Power Supplies.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>
- [3] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I - III, BEN, Praha 2003 a další vydání.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **11.02.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2019**

Platnost zadání bakalářské práce: **20.09.2020**

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
podpis vedoucí(ho) práce

doc. Ing. Radoslav Bortel, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací.
Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze 20. května 2019

Poděkování

Děkuji docentu Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi za nápady a připomínky, které mi pomohly při vypracování této práce. Dále bych mu chtěl poděkovat za poskytnutí prostředků pro zrealizování a změření prototypu. Chtěl bych také poděkovat kolegovi Petru Brázdilovi za zasvěcení do tajů výroby desek plošných spojů a jejich osazování. Nakonec děkuji své rodině a přátelům za podporu během celé práce a studia.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací spínaného regulátoru, který má fungovat jako jeden z funkčních bloků laboratorního zdroje napájeného z 12V baterie. V práci je vysvětlen princip základních topologií spínaných regulátorů, jsou zde také odvozeny vztahy pro výpočet základních veličin. V dalších částech je uveden postup návrhu obvodového zapojení, výpočty součástek a návrh desky plošných spojů. V závěru práce jsou uvedeny výsledky měření na zrealizovaném prototypu a jejich vyhodnocení.

Klíčová slova: spínaný, regulátor, zdroj

Abstract

This thesis discusses design and realisation of a switch mode regulator, which is designed to be a part of a laboratory power supply powered by a 12V battery. The thesis covers basic principles of switch mode regulators and presents formulas used to calculate basic variables. Next, description of particular circuit and printed circuit board design follows. The thesis is concluded by basic measurements done on a manufactured prototype and a discussion over the results.

Keywords: switch mode, regulator, power supply

Obsah

Prohlášení.....	3
Poděkování.....	4
Abstrakt	5
Abstract	5
Seznam obrázků	8
Seznam tabulek	9
1 Úvod	11
2 Teoretická část	13
2.1 Úvod	13
2.2 Lineární regulátor	13
2.3 Spínané regulátory	14
2.4 Snižující měnič	15
2.5 Zvyšující měnič	17
2.6 Synchronní a asynchronní topologie	19
2.7 Snižující/zvyšující měnič	20
2.8 Řízení a zpětná vazba	20
2.9 Režimy činnosti.....	21
3 Praktická část.....	23
3.1 Koncepce řešení	23
3.2 Schéma zapojení.....	24
3.3 Výpočet provozních parametrů a výběr součástek.....	26
3.3.1 Výpočet snímacího rezistoru RSENSE1	26
3.3.2 Volba spínací frekvence.....	27
3.3.3 Výpočet indukčnosti	27
3.3.4 Výběr diod	28
3.3.5 Výběr tranzistorů.....	28
3.3.6 Volba vstupních kondenzátorů	29
3.3.7 Volba výstupních kondenzátorů.....	29
3.3.8 Měkký start.....	30
3.3.9 Omezení výstupního proudu	30

3.3.10	Napěťové řízení regulátoru	30
3.3.11	Ostatní pasivní prvky	31
3.4	Výsledky simulace v programu LTSpice	32
3.5	Návrh desky plošných spojů	33
3.5.1	Separace signálové a výkonové části	33
3.5.2	Proudové smyčky	34
3.5.3	Šířky spojů	34
3.5.4	Snímání proudu	34
3.6	Měření	35
3.6.1	Zatěžovací charakteristiky a výstupní odpor	36
3.6.2	Účinnost	37
3.6.3	Převodní charakteristika	38
3.6.4	Zvlnění výstupního napětí	39
3.6.5	Vyhodnocení výsledků měření	39
4	Závěr	41
5	Literatura	43
6	Přílohy	45
6.1	Schéma obvodu v programu Altium	45
6.2	Návrh desky plošných spojů v programu Altium	46
6.3	Maska DPS	47
6.4	Fotografie prototypu regulátoru	48
6.5	Naměřené hodnoty a grafy	49
6.6	Zvlnění výstupního napětí	58

Seznam obrázků

obr. 1: Lineární regulátor	13
obr. 2: Blokové schéma spínaného regulátoru [2]	14
obr. 3: Snižující měnič	15
obr. 4: Zvyšující měnič.....	17
obr. 5: Snižující/zvyšující měnič.....	20
obr. 6: Regulace výstupního napětí.....	21
obr. 7: Blokové schéma laboratorního zdroje napájeného z baterie.....	23
obr. 8: Schéma zapojení	25
obr. 9: Výsledek simulace v LTSpice – $V_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} = 2\text{ A}$	32
obr. 10: Výsledek simulace v LTSpice - $V_{OUT} = 3\text{ V}$, $I_{OUT} = 2\text{ A}$	32
obr. 11: Rozdělení na signálovou a výkonovou část	33
obr. 12: Čtyřsvorkové připojení pro snímání proudu.....	34
obr. 13: Schéma měření regulátoru	35
obr. 14: Zatěžovací charakteristiky - společný normovaný graf	36
obr. 15: Závislost účinnosti na výstupním proudu	37
obr. 16: Závislost V_{OUT} na V_{REF}	38
obr. 17: Rozdíl V_{OUT} a V_{REF}	38
obr. 18: Schéma obvodu v programu Altium	45
obr. 19: Návrh desky plošných spojů v programu Altium	46
obr. 20: Masky použité pro výrobu DPS - horní strana	47
obr. 21: Masky použité pro výrobu DPS - dolní strana.....	47
obr. 22: Fotografie prototypu - 1. pohled	48
obr. 23: Fotografie prototypu - 2. pohled	48
obr. 24: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$	49
obr. 25: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$	49
obr. 26: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$	50
obr. 27: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$	50
obr. 28: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$	51
obr. 29: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$	51
obr. 30: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 20\text{ V}$	52
obr. 31: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 20\text{ V}$	52

obr. 32: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 25\text{ V}$	53
obr. 33: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 25\text{ V}$	53
obr. 34: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$	54
obr. 35: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$	54
obr. 36: Normalizované zatěžovací charakteristiky pro vybrané hodnoty V_{OUT}	55
obr. 37: Závislost účinnosti na zatěžovacím proudu pro vybrané hodnoty V_{OUT}	55
obr. 38: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 0,5\text{ A}$	56
obr. 39: Rozdíl ($V_{OUT} - V_{REF}$) pro výstupní proud $0,5\text{ A}$	56
obr. 40: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 1\text{ A}$	57
obr. 41: Rozdíl ($V_{OUT} - V_{REF}$) pro výstupní proud 1 A	57
obr. 42: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$ a $I_{OUT} = 100\text{ mA}$	58
obr. 43: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$ a $I_{OUT} = 100\text{ mA}$	58
obr. 44: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$ a $I_{OUT} = 100\text{ mA}$	59
obr. 45: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$ a $I_{OUT} = 500\text{ mA}$	59

Seznam tabulek

tab. 1: Měření zvlnění výstupního napětí	39
tab. 2: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$	49
tab. 3: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$	50
tab. 4: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$	51
tab. 5: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 20\text{ V}$	52
tab. 6: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 25\text{ V}$	53
tab. 7: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$	54
tab. 8: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 0,5\text{ A}$	56
tab. 9: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 1\text{ A}$	57

1 Úvod

Tato práce se zabývá návrhem a realizací spínaného regulátoru napětí.

Navrhovaný regulátor má být schopen dodat na výstup napětí v rozsahu 3-30 V a proud až 2 A, při napájení z 12V baterie. Navrhovaný obvod má sloužit jako předregulátor v laboratorním zdroji, měl by však být schopen regulovat napětí i při samostatném použití.

Práce je rozdělena do tří částí.

V Teoretické části jsou vysvětleny principy regulátorů a odvozeny základní vztahy pro výpočet elektrických veličin.

V Praktické části je popsán postup při návrhu, realizaci a testování regulátoru. Výchozím bodem je návrh obvodového zapojení a výpočet parametrů u klíčových prvků. Následuje komentář k návrhu desky plošných spojů. Nakonec je popsáno měření na zhotoveném prototypu.

V Závěru jsou pak shrnuty dosažené výsledky a diskutovány naměřené parametry.

Ve zdrojích, z nichž bylo čerpáno, stejně tak v programech používaných při návrhu je použito anglosaské značení napětí a proudů. Pro sjednocení napříč celou prací proto nebylo použito značení české, ale značení anglosaské. Autor prosí o prominutí této drobné odchylky.

2 Teoretická část

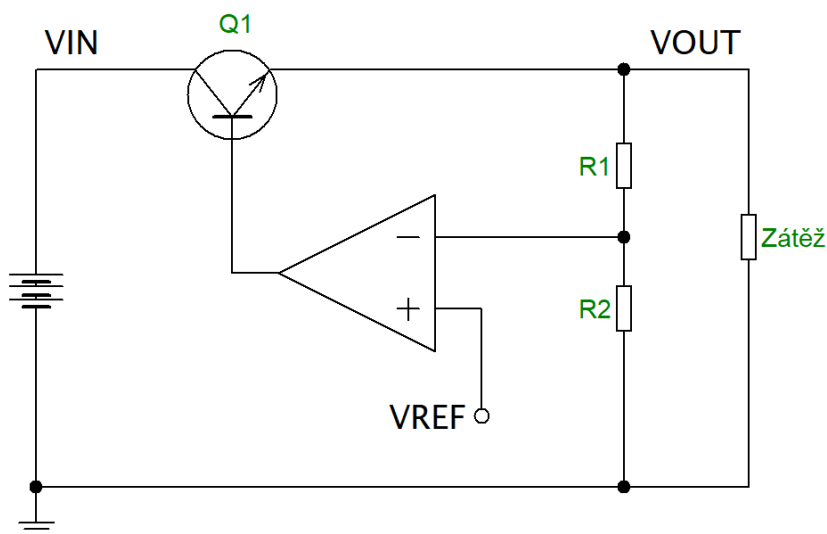
2.1 Úvod

V této části je vysvětlen princip spínaných regulátorů, jejich hlavní výhody a nevýhody, a nakonec i několik modifikací, které mohou vést ke zvýšení účinnosti regulátoru. Pro lepší pochopení výhod a nevýhod spínaných regulátorů je dobré nejdříve vysvětlit princip lineárních regulátorů, které jsou „vývojově starší“. To že jsou starší totiž neznamená, že by se už nepoužívaly. Jako vždy je třeba správně určit požadavky na regulátor, a podle nich pak zvolit vhodný typ.

2.2 Lineární regulátor

Na obr. 1 je uvedeno základní schéma lineárního regulátoru napětí. Tranzistor Q1 je provozován v aktivním režimu, chová se tedy jako proudem řízený rezistor. Operační zesilovač snímá výstupní napětí V_{OUT} pomocí napěťového děliče skládajícího se z rezistorů R1 a R2 a porovnává ho s napěťovou referencí V_{REF} . Výstup operačního zesilovače budí tranzistor Q1, tím v obvodu vzniká záporná zpětná vazba, která zajišťuje regulaci [1].

Při zvýšení výstupního napětí, či poklesu výstupního proudu, je sníženo napětí budící tranzistor Q1. Snížením budícího napětí poklesne proud do báze, čímž se sníží kolektorový proud a vzroste kolektorové napětí. V důsledku toho klesne V_{OUT} . Analogicky je pak regulátor řízen v případě poklesu výstupního napětí, či vzrůstu výstupního proudu. Zvýšením budícího napětí tranzistoru poklesne odpor kanálu, sníží se úbytek na tranzistoru a tím vzroste výstupní napětí [1].



obr. 1: Lineární regulátor

Při použití lineárního regulátoru můžeme na výstupních svorkách získat pouze napětí nižší než na svorkách vstupních, stejný poměr pak platí pro vstupní a výstupní proud. To je jedno z hlavních omezení lineárních regulátorů.

Výhodou lineárních regulátorů je pak jejich jednoduchost a nižší cena. Díky jednoduchosti zapojení je také snazší výpočet hodnot napětí a proudů v návrhu a simulaci.

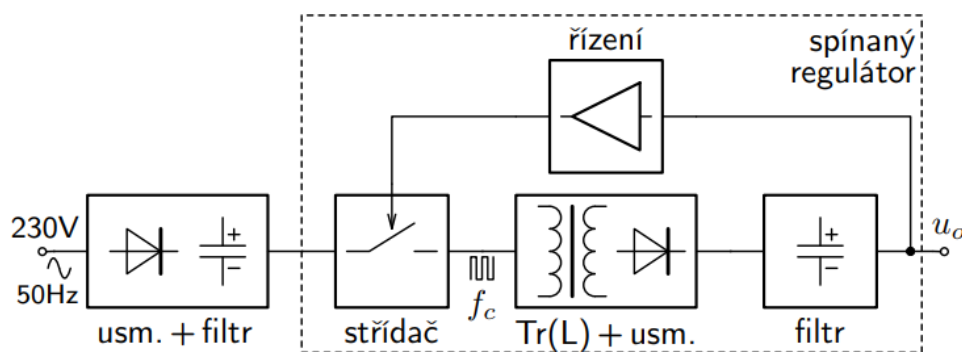
Další výhodou oproti spínaným regulátorům je absence rušení způsobeného spínáním tranzistorů. Jak již bylo uvedeno, tranzistor Q1 zde pracuje v aktivním režimu, nedochází tedy ke spínání.

Použití lineárních regulátorů je vhodné v případech, kdy je rozdíl vstupního a výstupního napětí v řádu jednotek voltů, neboť přebytečné napětí se na tranzistoru Q1 mění na ztrátový výkon, který je následně vyzářen v podobě tepla, čímž klesá účinnost regulátoru [1]. Zároveň s tím se celý obvod vyzářeným teplem zahřívá, což může mít vliv na činnost dalších částí zařízení. Z těchto důvodů není použití lineárního regulátoru pro naši aplikaci vhodné.

2.3 Spínané regulátory

Činnost spínaného regulátoru je založena na akumulacích vlastnostech induktoru a kapacitoru [2]. Střídají se zde dvě pracovní fáze, které označíme jako sepnutý a rozepnutý stav. Těm odpovídají periody T_1 , resp. T_2 . Jejich součet je roven spínací periodě $T_s = \frac{1}{f_s}$.

Blokové schéma spínaného regulátoru je uvedeno na následujícím obrázku.



obr. 2: Blokové schéma spínaného regulátoru [2]

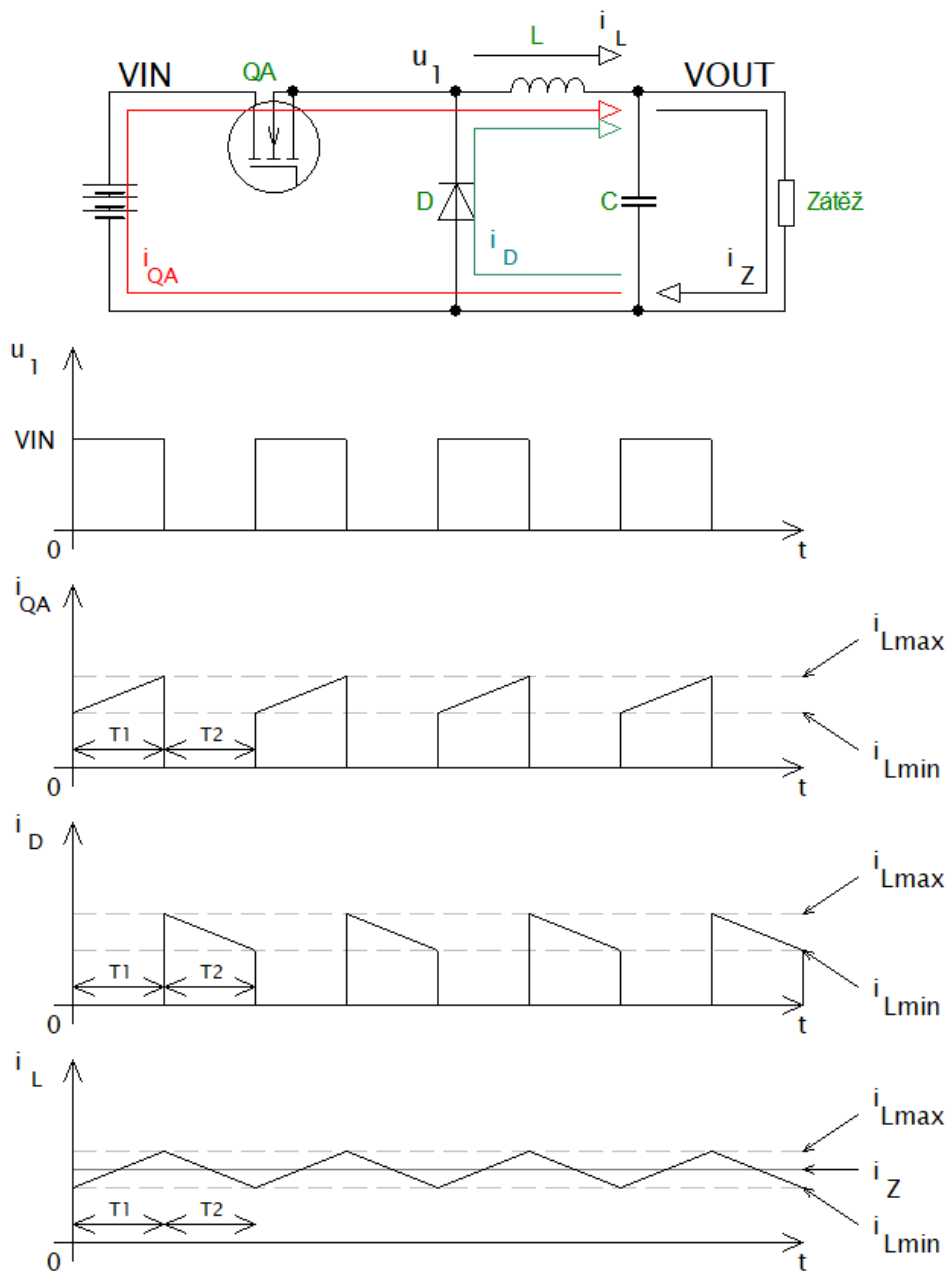
Dále bude popsán princip následujících topologií:

- 1) Snižující měnič – v angličtině nazývaný buck/step-down converter
- 2) zvyšující měnič – boost/step-up converter
- 3) zvyšující/snižující měnič – buck-boost converter

Pro zjednodušení bude při popisu principu činnosti spínaných regulátorů uvažovat zidealizovaný systém. Úbytek napětí na diodě je nulový, zvlnění výstupního napětí je minimální (v porovnání s výstupním napětím zanedbatelné), odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu je nulový a jeho sepnutí je okamžité, induktor i cívku budeme považovat za ideální prvky, vstupní a výstupní napětí bude konstantní.

2.4 Snižující měnič

Následující obrázek uvádí principiální zapojení snižujícího měniče a průběhy významných veličin.



obr. 3: Snižující měnič

Perioda $T1$: Tranzistor QA je sepnutý a teče jím proud i_{QA} . Dioda D je polarizovaná záporně. Napětí u_1 je rovno vstupnímu napětí VIN . Napětí na induktoru je rovno rozdílu vstupního a výstupního napětí, tedy $u_L = VIN - VOUT$. Toto napětí je konstantní, v důsledku toho začne proud induktoru i_L lineárně vzrůstat dle vztahu

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(VIN - VOUT)}{L}, \quad (1)$$

dokud nedosáhne hodnoty i_{Lmax} [1].

Perioda $T2$: Tranzistor QA je rozepnut, napětí u_1 klesá na nulu. Ve snaze zachovat spojitý proud induktorem se na induktoru změní polarita napětí. Napětí u_1 ale neklesá do nekonečna, je „zachyceno“ diodou D. Jakmile totiž napětí u_1 dostatečně poklesne, začne být dioda D polarizovaná v propustném směru a začne jí procházet proud i_D . Napětí u_1 by nyní odpovídalo záporné hodnotě úbytku napětí na diodě D, v našem případě je však nulové. Napětí u_L je záporné, proud induktorem lineárně klesá až na hodnotu i_{Lmin} [1], [2].

Sečtením proudů i_{QA} a i_D , získáme proud i_{OUT} , který se skládá ze dvou složek – stejnosměrné složky I_Z (výstupní proud odebíraný zátěží) a proudu induktoru i_L . Průměrná hodnota i_L přitom odpovídá proudu I_Z . Hodnota výstupního proudu I_Z se mění v závislosti na připojené zátěži. Proud i_L má trojúhelníkový průběh. Jeho maximální hodnoty jsou rovny i_{Lmax} , minimální i_{Lmin} , nejsou však závislé na zátěži, ale na poměru vstupního a výstupního napětí [1].

Jak uvádí [2], napětí u_L má obdélníkový průběh a nabývá hodnot $VIN - VOUT$, resp. $-VOUT$. Pokud budeme uvažovat ustálený stav, pak platí

$$\Delta i_L \cdot L = (VIN - VOUT) \cdot T1 = VOUT \cdot T2. \quad (2)$$

Z toho vztahu můžete odvodit hodnotu výstupního napětí jako

$$VOUT = VIN \cdot \frac{T1}{T1 + T2} = VIN \cdot \frac{T1}{T_s}. \quad (3)$$

Kombinace induktoru L a výstupního kondenzátoru C tvoří filtr typu dolní propust, která filtruje napětí u_1 a ponechá pouze stejnosměrnou složku, jejíž hodnota odpovídá výstupnímu napětí $VOUT$ [1].

Zároveň můžeme ze vztahu (2) určit potřebnou hodnotu indukčnosti L

$$L = (VIN - VOUT) \cdot \frac{T1}{\Delta i_L} = VOUT \cdot \frac{T2}{\Delta i_L}. \quad (4)$$

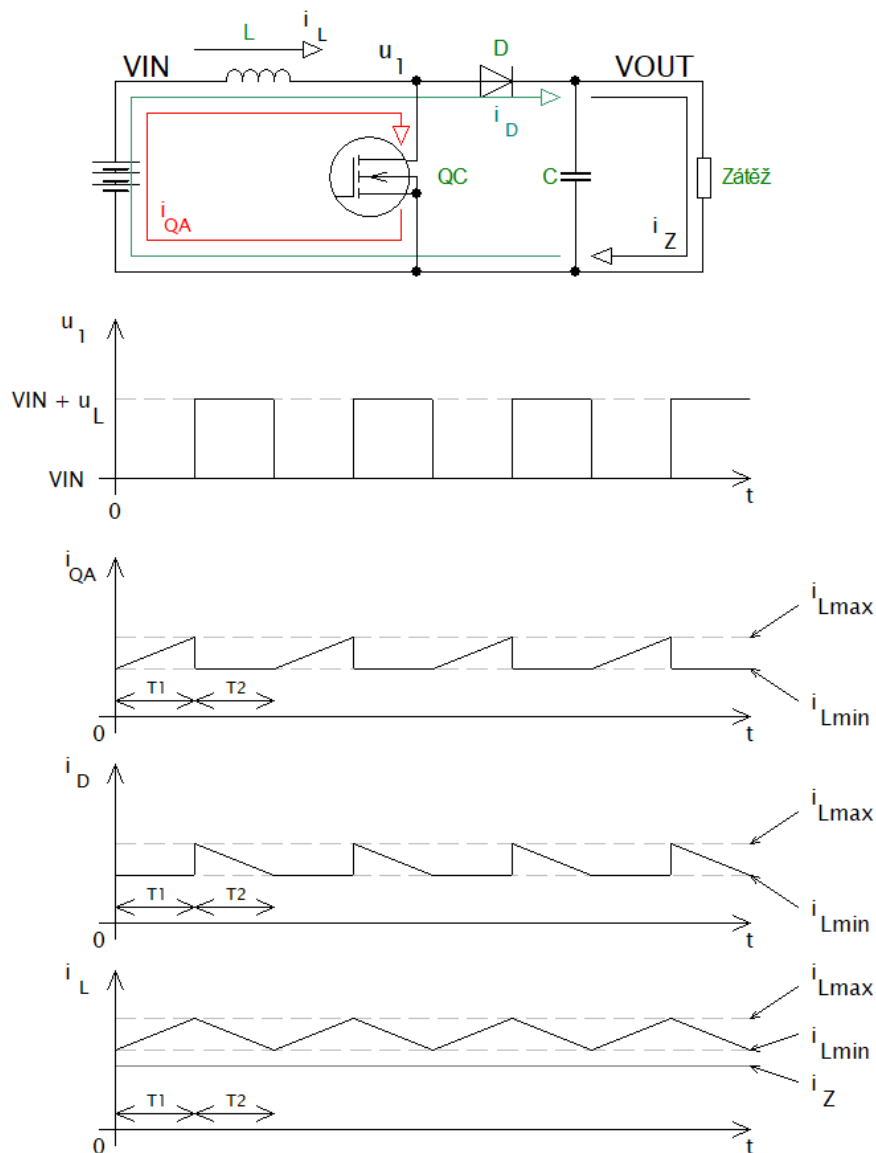
Pokud bychom uvažovali 100% účinnost, získali bychom vztah

$$V_{IN} \cdot I_{IN} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \Rightarrow \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (5)$$

ze kterého vyplývá, že výstupní proud I_{OUT} může nabývat hodnot vyšších než vstupní proud I_{IN} , což je relace, která nemůže u lineárních regulátorů nikdy platit. V reálném světě samozřejmě nelze 100% účinnosti docílit, výstupní proud však může být skutečně vyšší než proud vstupní [2].

2.5 Zvyšující měnič

Zjednodušené schéma zvyšujícího měniče je uvedeno na následujícím obrázku.



obr. 4: Zvyšující měnič

Perioda $T1$: Tranzistor QC je sepnutý. Pokud uvažujeme ustálený stav, pak je výstupní napětí vyšší než napětí vstupní, dioda D je záporně polarizovaná. Na induktoru L je konstantní napětí VIN , proud induktorem začne lineárně vzrůstat podle vztahu

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{VIN}{L}, \quad (6)$$

až na hodnotu i_{Lmax} . Výstupní proud je během $T1$ plně odebírán z výstupního kondenzátoru [1].

Perioda $T2$: Tranzistor QC je rozepnutý. Proud induktorem musí zůstat spojitý. Aby tomu tak skutečně bylo, napětí na induktoru otočí svou polaritu. Hodnota napětí u_L je teď vyšší než VIN díky sériové kombinaci napětí VIN a u_L . Pokud uvažujeme nulový úbytek napětí na diodě, je výstupní napětí rovno součtu VIN a u_L , je tedy zřejmě vyšší než napětí vstupní - odtud název zvyšující měnič.

Proud i_L protéká diodou D a dělí se na dvě části. První část tvoří proud I_z odebíraný zátěží, druhá část nabíjí kondenzátor C. Opačná polarita napětí na induktoru způsobí lineární pokles induktorového proudu na hodnotu i_{Lmin} .

Stejně jako u snižujícího měniče je hodnota proudu I_z dána zátěží, zvlnění induktorového proudu je určeno rozdílem vstupního a výstupního napětí [1].

Napětí u_L má obdélníkový průběh a nabývá hodnot VIN , resp. $VOUT - VIN$. Pro ustálený stav pak platí [2]

$$\Delta i_L \cdot L = VIN \cdot T1 = (VOUT - VIN) \cdot T2. \quad (7)$$

Z tohoto vztahu odvodíme hodnotu výstupního napětí jako

$$VOUT = VIN \cdot \frac{T1 + T2}{T2} = VIN \cdot \frac{T_s}{T2}. \quad (8)$$

Hodnotu induktoru určíme ze vztahu (7) jako

$$L = VIN \cdot \frac{T1}{\Delta i_L} = (VOUT - VIN) \cdot \frac{T2}{\Delta i_L}. \quad (9)$$

Pokud bychom uvažovali 100% účinnost, získali bychom vztah

$$VIN \cdot IIN = VOUT \cdot IOUT \Rightarrow \frac{IIN}{IOUT} = \frac{VOUT}{VIN}, \quad (10)$$

kteřý nám říká, že vstupní proud může být až několikanásobně vyšší než proud výstupní, na což je třeba pamatovat při fyzickém návrhu obvodu.

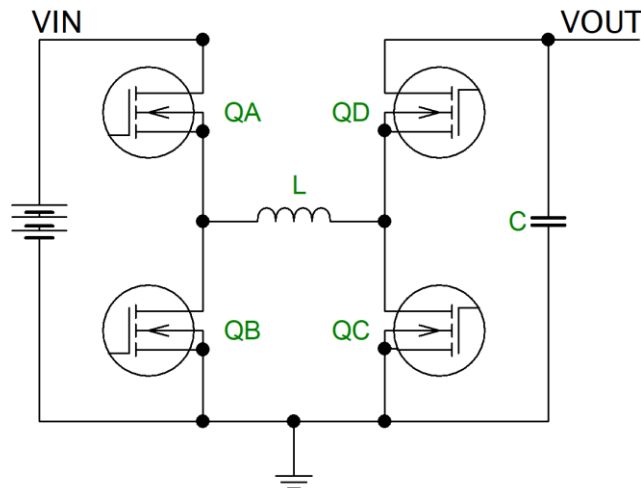
2.6 Synchronní a asynchronní topologie

Před popisem principu snižujícího/zvyšujícího měniče uděláme malou odbočku, ve které bude vysvětlen rozdíl mezi synchronní a asynchronní topologií měničů. Princip snižujícího i zvyšujícího měniče byl popsán s použitím asynchronní topologie, neboť názorněji vysvětluje účel jednotlivých prvků obvodu. Pokud se však podíváme na nabídku dnes prodávaných integrovaných obvodů (dále jen IO), tak zjistíme, že převážná většina z nich používá topologii synchronní.

Jak je patrné z obr. 3 a obr. 4, proud i_D protéká diodou D. V důsledku napětí a protékajícího proudu dochází na diodě ke ztrátě výkonu, což snižuje celkovou účinnost regulátoru až na 80 % [3]. Pokud však diodu nahradíme MOSFETem QB, resp. QD, můžeme ztráty snížit, neboť v sepnutém stavu má kanál MOSFETu zpravidla odpor až několikanásobně nižší, než je diferenciální odpor diody v propustném směru [3] (v obchodech jsou dnes běžně dostupné tranzistory, jejichž kanály mají v sepnutém stavu odpor v řádech jednotek až desítek mΩ). Výhodou synchronního zapojení je tedy vyšší účinnost než u zapojení asynchronního, nevýhodou je však vyšší složitost zapojení.

2.7 Snižující/zvyšující měnič

Při použití synchronní topologie můžeme kombinací snižujícího a zvyšujícího měniče jednoduše docílit zapojení, které je schopné na výstupu dodávat napětí nižší i vyšší než na vstupu. Na následujícím obrázku je uvedeno zjednodušené schéma takového zapojení.



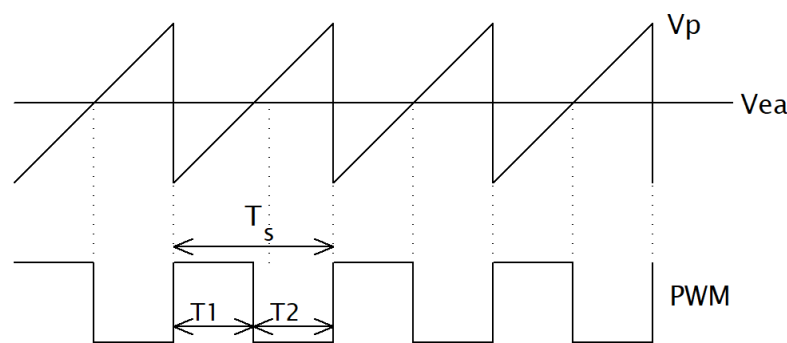
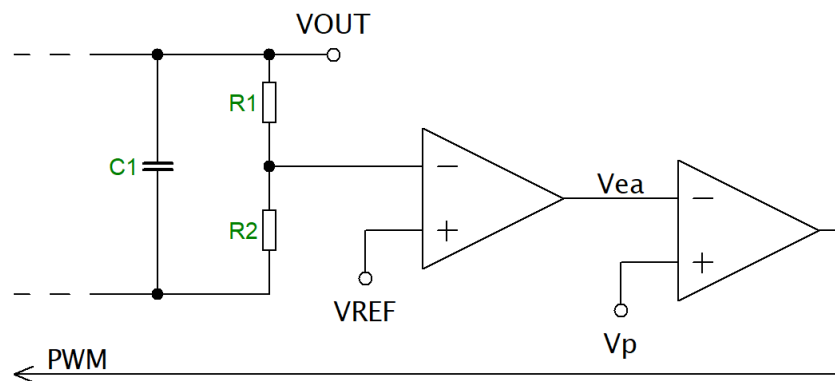
obr. 5: Snižující/zvyšující měnič

Pokud trvale sepne tranzistor QD a rozepneme tranzistor QC, získáme zapojení odpovídající snižujícímu měniči. Tranzistory QA a QB zde pak plní funkci spínače, resp. diody. Analogicky můžeme sepnutím tranzistoru QA a rozeptutím QB získat zvyšující měnič.

2.8 Řízení a zpětná vazba

Princip regulace výstupního napětí je u snižujícího i zvyšujícího měniče stejný, oba typy měničů jsou řízeny pulzně šířkovou modulací (obr. 6).

Výstupní napětí měniče je snímáno odporovým děličem skládajícího se z rezistorů R1 a R2. Napětí na rezistoru R2 je chybovým zesilovačem odečteno od referenčního napětí V_{REF} . Výstupní napětí chybového zesilovače je následně přivedeno na vstup komparátoru napětí, kde je porovnáno s dalším referenčním napětím V_p , které má pilový průběh. Porovnáním vzniká na výstupu komparátoru napětí PWM , které má obdélníkový průběh.



obr. 6: Regulace výstupního napětí

2.9 Režimy činnosti

Při nižším zatížení regulátoru může být účinnost asynchronního zapojení vyšší než u synchronního [4]. Mnoho IO dnes proto podporuje několik režimů činnosti [5]:

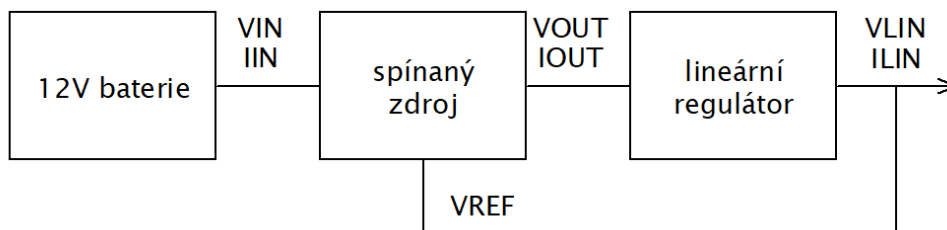
- 1) PWM + CCM (pulsně šířková modulace se spojitým pracovním režimem) – spínací frekvence zůstává konstantní, mění se střída řídicího napětí. Proud induktorem může nabývat záporných hodnot.
- 2) PWM + DCM (pulsně šířková modulace s nespojitým pracovním režimem) – spínací frekvence je opět konstantní (mění se střída), ale proud induktorem nemůže klesnout pod nulu. Principem se podobá asynchronnímu zapojení.
- 3) PFM + hibernate (pulsně frekvenční modulace s hibernací) – nejenže v tomto režimu proud induktorem nenabývá záporných hodnot, ale navíc zde dochází i k úplnému rozepnutí obou tranzistorů (spínacího i usměrňovacího). Tímto způsobem IO vynechává některé pulzy tak, aby vykompenzoval malý odběr zátěže. Navíc přejde IO během tohoto režimu do stavu hibernace, což znamená, že se deaktivují veškeré nepotřebné systémy řídicího obvodu, čímž poklesne proud potřebný k napájení samotného čipu. Mnoho dnes vyráběných IO již běžně podporuje režim vynechávání pulzů, v angličtině nazývaný pulse skipping mode.

Při výběru IO je vhodné věnovat pozornost tomu, zda umožňuje provozovat regulátor ve výše uvedených režimech, neboť tím můžeme dosáhnout vyšší účinnosti.

3 Praktická část

3.1 Koncepce řešení

Cílem této práce je navrhnout spínaný regulátor, jenž bude jedním z funkčních bloků laboratorního zdroje napájeného z baterie. Na obr. 7 je uvedeno zjednodušené blokové schéma takového zdroje. Spínaný regulátor plní funkci předregulátoru pro lineární regulátor. Na lineárním regulátoru očekáváme nenulový úbytek napětí (**2.2**). Z tohoto důvodu je požadovaný rozsah výstupních napětí 3-30 V. Spínaný regulátor musí na svém výstupu produkovat napětí a proud vyšší, než má být na výstupu lineárního regulátoru, a tedy i celého laboratorního zdroje. Výstupní napětí lineárního regulátoru V_{LIN} je zároveň přivedeno na řídicí část spínaného regulátoru, kde slouží jako referenční napětí V_{REF} . Bližší informace k V_{REF} jsou uvedeny v sekci **3.3.10**.



obr. 7: Blokové schéma laboratorního zdroje napájeného z baterie

V počátcích výběru bylo uvažováno několik možností realizace spínaného regulátoru. Jednou z možností byla sériová kombinace nábojové pumpy a snižujícího měniče. Toto zapojení je však pro naši aplikaci nevyhovující, neboť nábojové pumpy dokáží na svém výstupu produkovat pouze celé násobky vstupního napětí. Za nábojovou pumpou by proto musel být zařazen snižující měnič, což ovšem vede ke komplikovanějšímu zapojení. Vzhledem k zadání práce se jako jediným logickým řešením jeví použití snižujícího/zvyšujícího měniče.

IO spínaných regulátorů jsou z hlediska použitých spínačů nabízeny ve dvou variantách – obvody s interními/zabudovanými spínači (také označované jako konvertory) a obvody s externími spínači (kontroléry). Výhodou IO obvodů se zabudovanými spínači je jejich jednodušší zapojení, a s tím spojená menší výsledná velikost celého obvodu. Jsou ale zpravidla navrhované pro nižší výkony než obvody se spínači externími. Další výhodou externích spínačů je možnost jednodušší opravy v případě poruchy – u IO se zabudovanými spínači je třeba vyměnit samotný IO, což se zásadně projeví na ceně opravy. Při návrhu byl zvolen IO s externími spínači a synchronní topologií (**2.6**).

IO byly vybírány z nabídky firem Texas Instruments, Linear Technology Corporation (dále jen LT), Maxim Integrated atd. Z uvedených firem byla zvolena firma LT. Prvním důvodem výběru byla skutečnost, že produkty LT nejvíce vyhovovaly zadaným požadavkům na napětí a proudy. Dalším významným důvodem volby byly, kromě

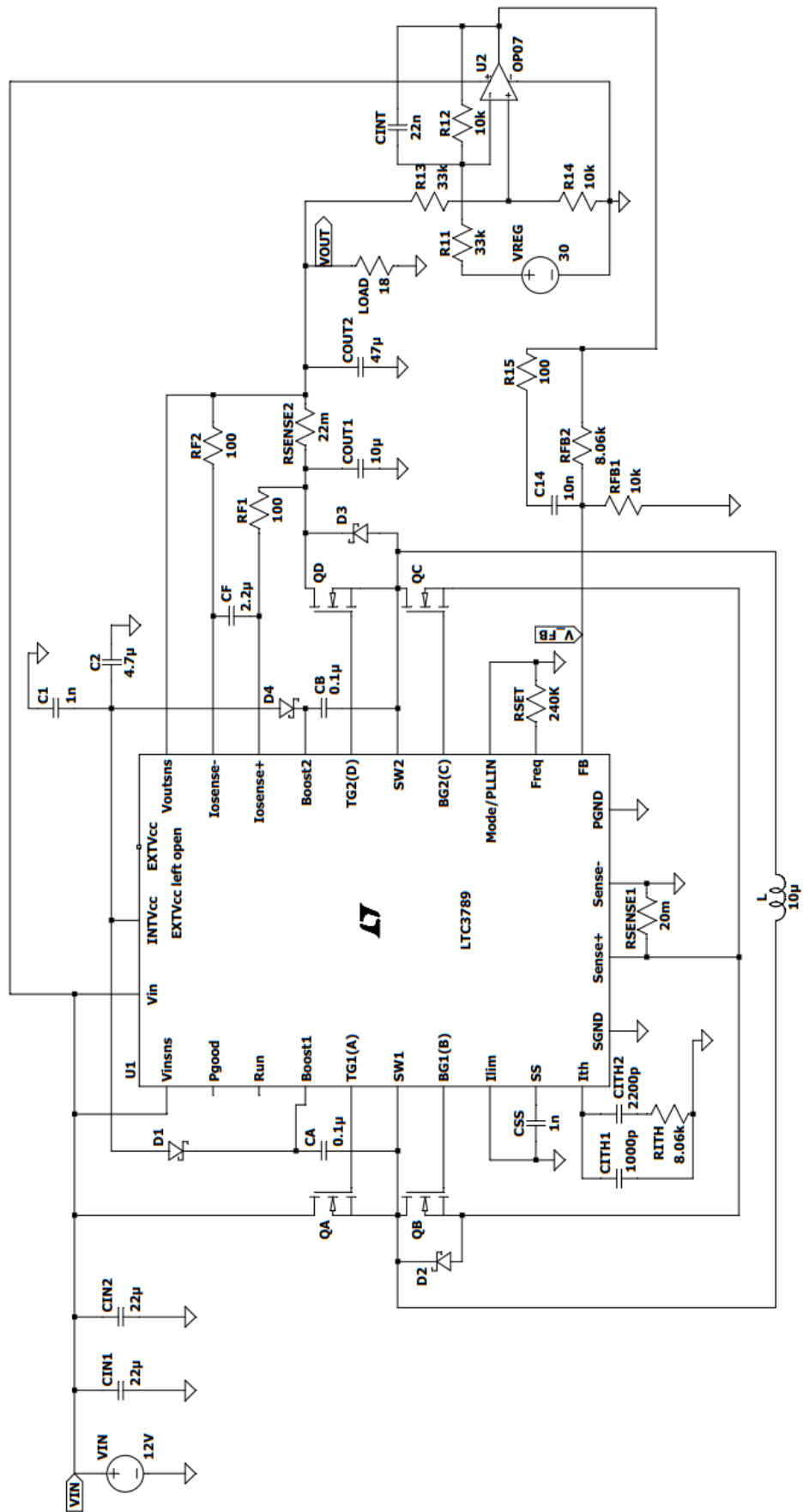
detailních popisů produktů, návody uváděné v katalogových listech, které významně usnadnily návrh jednotlivých částí obvodu.

Vyřazovacím způsobem byly vybrány 3 IO, které nejlépe vyhovovaly požadavkům na vstupní a výstupní napětí a proudy. Jednalo se o LTC3780, LTC3789 a LT8705A.

LT8705A je kromě standardních funkcí vybaven i množstvím ochran, speciálních obvodů apod., které však v naší aplikaci nepoužijeme, tento IO je tedy zbytečně složitý. LTC3780 a LTC3789 jsou svým provedením téměř identické, LTC3789 má však oproti LTC3780 několik užitečných funkcí navíc, jako například možnost nastavení limitu vstupního/výstupního proudu. Z tohoto důvodu byl pro návrh vybrán IO LTC3789. LTC3789 disponuje mimo jiné i funkcemi jako jsou například ochrana proti podpětí na vstupu, režim vynechávání pulzů, umožňuje nastavení spínací frekvence uživatelem atd.

3.2 Schéma zapojení

Jak bylo uvedeno v předchozí části, pro řešení byl vybrán IO LTC3789 [6]. Na obr. 8 je uvedeno schéma použitého zapojení měniče. Jedná se o modifikované zapojení doporučené výrobcem IO.



obr. 8: Schéma zapojení

3.3 Výpočet provozních parametrů a výběr součástek

3.3.1 Výpočet snímacího rezistoru RSENSE1

Výrobce doporučuje začít při návrhu výpočtem hodnoty *RSENSE1*. Rezistor *RSENSE1* snímá proud procházející induktorem *L*. V důsledku procházejícího proudu vzniká na *RSENSE1* napětí *VSENSE*. Během *T1* (2.3) roste lineárně induktorový proud i_L až na hodnotu $i_{L,max}$, které odpovídá maximální hodnota *VSENSE* 140 mV [6]. Ve chvíli, kdy *VSENSE* dosáhne své maximální hodnoty, *IO* ukončí *T1* a začne *T2*, ve které induktorový proud lineárně klesá až na hodnotu $i_{L,min}$. Při dosažení minimální hodnoty *VSENSE* 90 mV [6] naopak končí *T2* a začíná *T1*. *RSENSE1* tedy zajišťuje časování přepínání mezi sepnutým a rozepnutým stavem (*T1*, resp. *T2*).

V [6] jsou pro výpočet *RSENSE1* uvedeny následující vztahy:

$$RSENSE1_{max,boost} = \frac{2 \cdot 140 \text{ mV} \cdot VIN_{min}}{2 \cdot IOU_{max,boost} \cdot VOUT + \Delta I_{L,boost} \cdot VIN_{min}}, \quad (11)$$

$$RSENSE1_{max,buck} = \frac{2 \cdot 90 \text{ mV}}{2 \cdot IOU_{max,buck} - \Delta I_{L,buck}}. \quad (12)$$

Na vstupu očekáváme konstantní hodnotu napětí, VIN_{min} je tedy rovno 12 V. Požadovaná maximální hodnota výstupního proudu je ve zvyšujícím i snižujícím režimu proud 2 A, ve vztazích (11) a (12) označený $IOU_{max,boost}$, resp. $IOU_{max,buck}$. Jako proudové zvlnění ΔI_L byla pro oba režimy zvolena hodnota $\frac{1}{3} IOU$, tedy 0,66 A. Nastává ovšem otázka, jakou hodnotu výstupního napětí *VOUT* dosadit do (11). Výrobce uvádí vztahy pro aplikace, ve kterých je na vstup měniče přiváděno neregulované napětí, které měnič reguluje tak, aby bylo výstupní napětí konstantní, pevně dané. V našem případě však není hodnota výstupního napětí pevně dané, neboť ho chceme měnit zhruba v rozsahu 3-30 V.

Vycházíme jsem z faktu, že vztahy jsou udány pro maximální (povolenou) hodnotu *RSENSE1*. Je zřejmé, že z (11) vyjde nejvyšší hodnota *RSENSE1* pro nejnižší hodnotu *VOUT*. Je nutné si ale uvědomit, že hodnota *VOUT* nemůže klesnout pod 12 V, neboť pak by již regulátor nepracoval v režimu zvyšujícího měniče. Pro *VOUT* = 12 V vyjde hodnota *RSENSE1* 60 mΩ, z (12) dostaneme hodnotu 54 mΩ. Výrobce udává, že výsledná hodnota snímacího odporu má být nižší než obě spočítané hodnoty (v obou režimech činnosti), a je vhodné volit hodnotu s rezervou zhruba 20 až 30 %. V našem případě by to bylo $0,75 \cdot 54 \text{ m}\Omega = 40,5 \text{ m}\Omega$.

Tím však výpočet *RSENSE1* nekončí. Jak již bylo uvedeno, naše použití se od typické aplikace nepatrně liší, není proto možné vycházet pouze ze vztahů (11) a (12). V [6] jsou totiž uvedeny také vztahy (13) a (14) pro výpočet maximálního průměrného výstupního proudu, jejichž hodnota je také závislá na hodnotě *RSENSE1*, a sice

$$I_{OUT_{max,buck}} = \frac{90 \text{ mV}}{R_{SENSE1}} + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (13)$$

$$I_{OUT_{max,boost}} = \left(\frac{140 \text{ mV}}{R_{SENSE1}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN_{min}}}{V_{OUT}}. \quad (14)$$

Dosažením do (13) získáme maximální průměrnou hodnotu výstupního proudu 2,56 A, což našim požadavkům vyhovuje. Pokud však do vztahu (14) dosadíme hodnotu $R_{SENSE1} = 40,5 \text{ m}\Omega$ a $V_{OUT} = 35 \text{ V}$ (nejhorší případ – hodnota výstupního proudu bude nejnižší) získáme $I_{OUT_{max,boost}} = 1,07 \text{ A}$.

Z tohoto vztahu můžeme usoudit, že pro dosažení požadovaného výstupního proudu v obou režimech činnosti musíme pro snímací odpor volit místo maximální hodnoty hodnotu minimální. Dosažením $V_{OUT} = 35 \text{ V}$ do (11) získáme $R_{SENSE1} = 22,7 \text{ m}\Omega$. Při návrhu byla od této hodnoty odečtena drobná rezerva a výsledná hodnota byla zaokrouhlena na $20 \text{ m}\Omega$.

Rezistorem R_{SENSE1} protéká induktorový proud i_L . Při výběru fyzické součástky je proto nutné zvolit rezistor dimenzovaný na vyšší výkon.

3.3.2 Volba spínací frekvence

Spínací frekvence je určena interním napětím řízeným oscilátorem. Na pin $FREQ$ je vyveden přesný zdroj proudu $10 \text{ }\mu\text{A}$ [6]. Rezistorem R_{SET} umístěným mezi tento pin a zem určíme napětí na pinu, které následně určí spínací frekvenci. V [6] je uveden graf, který zobrazuje vztah mezi napětím na pinu $FREQ$ a spínací frekvencí. Byla zvolena nejvyšší možná frekvence 640 kHz , čemuž odpovídá napětí $2,4 \text{ V}$ a tedy odpor $240 \text{ k}\Omega$. Jak bude v následujících částech ukázáno, hodnota indukčnosti cívky a kapacita výstupních kondenzátorů je nepřímo úměrná spínací frekvenci. Volbou vyšší spínací frekvence tedy snížíme potřebnou hodnotu indukčnosti a kapacit.

3.3.3 Výpočet indukčnosti

Dalším krokem je výpočet hodnoty indukčnosti cívky. Zde můžeme opět vycházet ze vztahů uvedených v [6]

$$L_{boost} > \frac{V_{IN_{min}}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN_{min}}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT_{max}} \cdot \%Ripple \cdot V_{OUT}^2}, \quad (15)$$

$$L_{buck} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN_{max}} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT_{max}} \cdot \%Ripple \cdot V_{IN_{max}}}, \quad (16)$$

kde f je spínací frekvence a $\%Ripple$ je povolené zvlnění induktorového proudu.

Opět narážíme na otázku hodnoty výstupního napětí. Derivací obou vztahů můžeme zjistit, že nejvyšší hodnota indukčnosti bude ve zvyšujícím režimu potřeba v případě, kdy budeme požadovat výstupní napětí 24 V, ve snižujícím režimu je pak hodnota indukčnosti nejvyšší pro výstupní napětí 6 V.

Dosažením do (15) a (16) získáme totožnou hodnotu, indukčnost má být v obou režimech větší než 7,8125 μH . Ze vztahů je také patrné, že velikost indukčnosti a zvlnění proudu jsou nepřímo úměrné. Použití vyšší hodnoty není na škodu, neboť tím omezíme zvlnění induktorového proudu.

Je vhodné, aby zvolená cívka měla co nejnižší parazitní odpor, neboť tím snížíme stejnosměrné ztráty na vinutí. Dále je vhodné vybírat cívku v provedení se stíněním a nízkým profilem, čímž omezíme rušení způsobené magnetickým polem cívky.

Při návrhu byla použita cívka 7443550101 od firmy Würth elektronik, která má indukčnost 10 μH a maximální parazitní odpor 14,1 $\text{m}\Omega$ [7].

3.3.4 Výběr diod

Výrobce IO doporučuje v zapojení použití Schottkyho diod. Účel těchto diod je blíže popsán v [6]. Vzhledem ke spínací frekvenci 640 kHz je nutné, aby byl zotavovací čas diod co nejkratší. Dalším důvodem volby Schottkyho diod je nižší úbytek napětí v propustném směru, což sníží velikost ztrátového výkonu na diodách, zejména pak na D2 a D3.

Napětí na D1 a D2 dosahuje nejvýše hodnoty V_{IN} , zatímco napětí na D3 a D4 dosahuje nejvýše napětí V_{OUT} . Simulací (3.4) můžeme zjistit, že efektivní hodnota proudu tekoucího diodami nepřekročí 1 A a 5 A špičkově. Pro zjednodušení návrhu byly vybrány všechny diody stejné, a sice V2FL45-M3/H [8].

3.3.5 Výběr tranzistorů

Vybraný IO používá jako externí spínače tranzistory MOSFET, které vybírá návrhář. Při výběru tranzistorů je třeba sledovat více parametrů. Prvními zřejmými parametry jsou napětí drain-source V_{DS} , proud drainem I_{D} a prahové napětí V_{TH} . Nejvyšší očekávané napětí V_{DS} je na tranzistorech QC a QD, a sice maximální výstupní napětí $V_{\text{OUT}} \approx 30 \text{ V}$. Největší očekávaný proud bude procházet v režimu zvyšujícího měniče tranzistorem QA. Při maximálním výstupním napětí a proudu můžeme očekávat na vstupu proud s efektivní hodnotou až 6 A. Tranzistory jsou buzeny z interního zdroje napětí INTVCC, jehož hodnota je dle výrobce 5,5 V, je tedy nutné vybrat tranzistory s odpovídající hodnotou prahového napětí.

Dalšími parametry jsou spínací časy, odpor kanálu v sepnutém stavu $R_{\text{DS(ON)}}$. Spínací časy musí být nižší než spínací frekvence měniče, tedy nižší než 1,56 μs . Odpor kanálu má přímý vliv na velikost ztrátového výkonu tranzistorů, je zjevně žádoucí, aby byla jeho hodnota co nejnižší. Ve výsledném návrhu byly použity tranzistory NTD5867NLT4G [9].

3.3.6 Volba vstupních kondenzátorů

Vstupní kondenzátory slouží k vyhlazení vstupního napětí. Při vzrůstu proudu tekoucího tranzistorem QA může dojít k poklesu vstupního napětí V_{IN} . Aby nebyla ohrožena činnost IO je třeba zajistit, aby napájecího napětí nekleslo pod minimální hodnotu uvedenou v [6]. Při návrhu desky plošných spojů (dále jen DPS) je nutné, aby byl vstupní kondenzátor umístěn co nejbližší IO [10].

Výrobce IO uvádí vztah pro zvlnění vstupního proudu ve snižujícím režimu (ve zvyšujícím režimu je vstupní proud spojité a induktor L udržuje jeho hodnotu co nejvíce konstantní). Z tohoto vztahu vychází, že k největšímu zvlnění dochází při $V_{IN} = 2V_{OUT}$ a jeho efektivní hodnota v této situaci odpovídá polovině výstupní proudu. Na vstupu tím pádem můžeme očekávat zvlnění s efektivní hodnotou až 1 A.

Nejvyšší očekávané napětí na vstupních kondenzátorech je 12 V, s přihlédnutím k proudovému zvlnění byl zvolen keramický kondenzátor s jmenovitým napětím 16 V (vzhledem k závislosti kapacity kondenzátoru na přiloženém napětí by zde mohlo být vhodnější při další iteraci návrhu vybrat kondenzátor s vyšší jmenovitou hodnotou napětí).

3.3.7 Volba výstupních kondenzátorů

Výstupní kondenzátory tvoří společně s induktorem filtr, který filtruje a vyhlazuje výstupní napětí [1]. V [6] jsou uvedeny vztahy pro výpočet zvlnění výstupního napětí. Zvlnění způsobené nabíjením a vybíjením výstupního kondenzátoru spočítáme jako

$$Ripple(Boost, Cap) = \frac{I_{OUT_{max}} \cdot (V_{OUT} - V_{IN_{min}})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}, \quad (17)$$

kde C_{OUT} je celková kapacita výstupních kondenzátorů a $Ripple(Boost, Cap)$ udává zvlnění výstupního napětí ve voltech. Dalším faktorem ovlivňujícím hodnotu výstupního napětí je ekvivalentní sériový odpor (ESR) kondenzátorů, parazitní vlastnost reálných kondenzátorů. Reálný kondenzátor můžeme totiž modelovat sériovým ideálního spojením kapacitoru a rezistoru [11]. Zvlnění ve zvyšujícím režimu způsobené ESR spočítáme podle vztahu [6]

$$\Delta V_{BOOST, ESR} = I_{OUT_{max, boost}} \cdot ESR. \quad (18)$$

Zvlnění výstupního napětí ve snižujícím režimu určíme jako

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta i_L \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right). \quad (19)$$

Paralelním řazením výstupních kondenzátorů můžeme v případě potřeby zvýšit jejich celkovou kapacitu, snížit *ESR* (řídí se klasickými pravidly řazení rezistorů [11]) a snížit proudové zatížení připadající na jednotlivé kondenzátory.

Největší očekávané napětí na výstupu je zhruba 30 V. Při realizaci proto byly vybírány kondenzátory s jmenovitou hodnotou napětí 50 V. Hodnota *COUT1* (10 μF) byla převzata ze vzorového zadání. Z (17) můžeme učinit první odhad *COUT2*. Při výstupním napětí 30 V a zvlnění 0,1 % (30 mV) získáme $COUT = 58,67 \mu\text{F}$. *COUT1* a *COUT2* jsou řazeny paralelně, jejich hodnoty se sčítají. Pokud od *COUT* odečteme *COUT1* získáme $COUT2 = 47,67 \mu\text{F}$.

V návrhu byla použita kombinace keramického kondenzátoru s kapacitou 10 μF a polymerového kondenzátoru s jmenovitou kapacitou 47 μF . Při výběru polymerového kondenzátoru byl kladen důraz na nízké *ESR* a vyšší povolené proudové zatížení [12].

3.3.8 Měkký start

Kapacita kondenzátoru *CSS* (obr. 8) určuje dobu měkkého startu (soft-start), který má ochránit spínaný regulátor i zátěž před napěťovými a proudovými špičkami po připojení napájení. V [6] je uveden vztah pro výpočet hodnoty *CSS*:

$$t_{\text{softstart}} = 0,8 \cdot \frac{CSS}{3 \mu\text{A}} \quad (20)$$

Ponechal jsem hodnotu ze vzorového návrhu 1 nF, což odpovídá $t_{\text{softstart}} = 0,26 \text{ ms}$.

3.3.9 Omezení výstupního proudu

Pin *ILIM* řídí omezení výstupního proudu [6]. Uzemněním tohoto pinu jsem nastavil limit výstupního proudu na $\frac{50\text{mV}}{R_{\text{SENSE2}}}$. Rezistorem *RSENSE2* s odporem 22 m Ω jsem určil limit výstupního proudu 2,27 A. Při maximálním výstupním proudu je ztrátový výkon na tomto rezistoru roven $0,022 \text{ m}\Omega \cdot 2,27^2 \text{ A} = 133 \text{ mW}$, na což je třeba pamatovat při výběru fyzické součástky. Rezistory *RF1*, *RF2* a kondenzátor *CF* slouží k filtraci snímaného napětí, hodnoty těchto prvků jsem převzal ze vzorového návrhu.

3.3.10 Napěťové řízení regulátoru

V [6] je uveden vztah pro výpočet napěťového děliče, který má sloužit ke snímání výstupního napětí, což by vedlo na regulaci blíže popsanou v sekci 2.8.

Jak bylo uvedeno v kapitole 3.1, navrhovaný spínaný regulátor má být jedním z funkčních bloků laboratorního zdroje. Pro účely regulace proto není pouze snímáno výstupní napětí spínaného regulátoru, kromě něj je do zpětné vazby přivedeno i externí napětí *VREF* (obr. 8) – v konečné verzi laboratorního zdroje by bylo pro účely regulace místo napětí *VREF* snímáno výstupní napětí lineárního regulátoru.

Diferenční zesilovač *U2* zajišťuje, aby bylo výstupní napětí spínaného regulátoru vždy o určitou konstantní hodnotu vyšší než *VREF*. Dle zadání má tento rozdíl být 3 V. Při návrhu se ovšem nepodařilo tohoto rozdílu docílit, v současné chvíli je obvod navržen na rozdíl 4,77 V.

Při nižších hodnotách rozdílu dochází ve zpětné vazbě ke vzniku kmitů, což má za následek nefunkčnost zpětné vazby. Pokud však nastavíme $V_{REF} = -1,77 \text{ V}$, získáme $V_{OUT} = 3 \text{ V}$, čímž se dostaneme na požadovanou spodní hodnotu výstupního napětí.

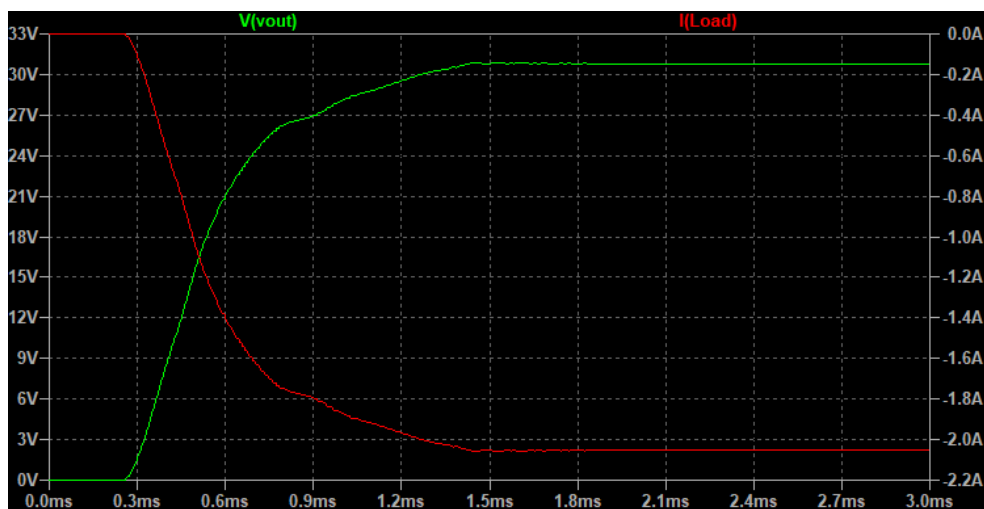
Tento způsob však není ideální. Jedním z řešení by byl návrat k jednoduššímu provedení s použitím napěťového děliče, čímž by se zjednodušila zpětná vazba, jednalo by se však o krok zpět. Pro správnou funkci napěťového řízení je třeba tuto část zdokonalit, což se ale prozatím v návrhu nepodařilo.

3.3.11 Ostatní pasivní prvky

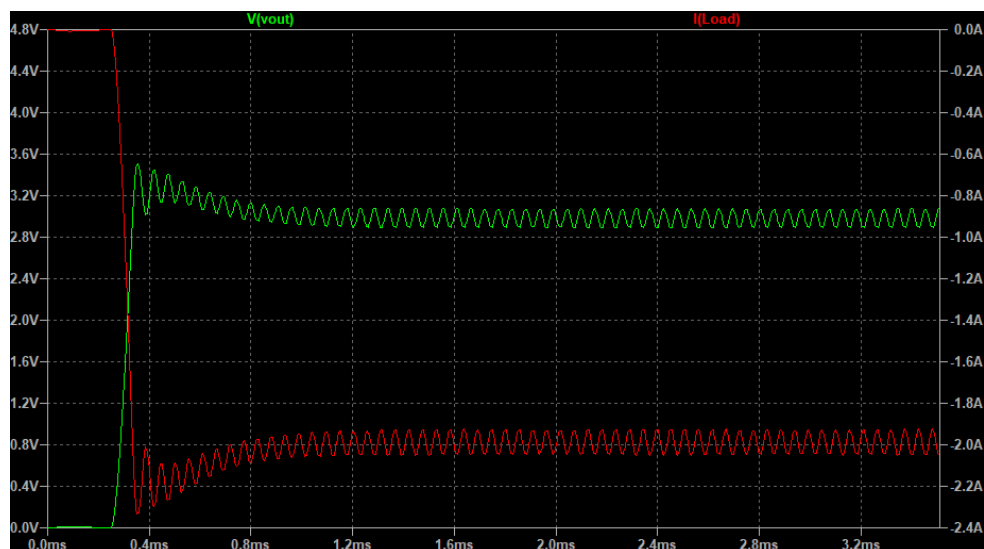
Hodnoty ostatních pasivních prvků, jejichž výpočet nebyl uveden v předchozím textu, byly převzaty ze vzorového návrhu.

3.4 Výsledky simulace v programu LTSpice

Výsledný návrh byl ověřen simulací v programu LTSpice. V knihovně LTSpice je zahrnuto velké množství modelů jednotlivých IO nabízených LT, mimo jiné mezi nimi je i LTC3789. Schéma použité při simulacích uvádí obr. 8. Na obr. 9 je uveden výsledek simulace pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$ a $I_{OUT} = 2\text{ A}$, obr. 10 zobrazuje výsledek simulace pro $V_{OUT} = 3\text{ V}$ a $I_{OUT} = 2\text{ A}$.



obr. 9: Výsledek simulace v LTSpice – $V_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} = 2\text{ A}$



obr. 10: Výsledek simulace v LTSpice - $V_{OUT} = 3\text{ V}$, $I_{OUT} = 2\text{ A}$

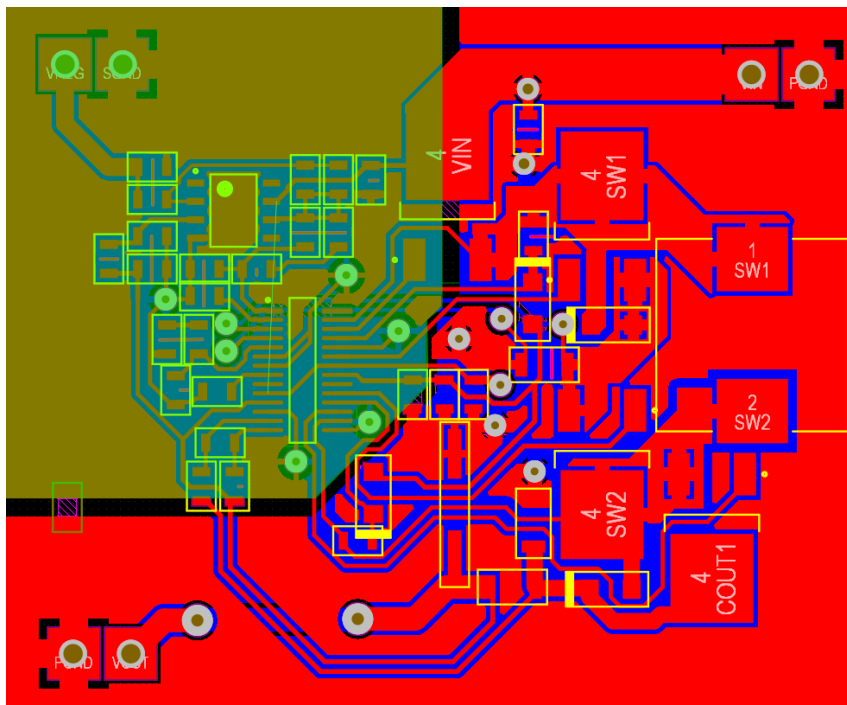
Dle výsledků simulací, prováděných pro různé hodnoty výstupního napětí a zátěže, by měl být navrhovaný obvod schopen dosáhnout požadovaných hodnot napětí a proudů.

3.5 Návrh desky plošných spojů

Deska plošných spojů byla navržena v programu Altium. Výrobce IO uvádí seznam pravidel a tipů, které je vhodné (či třeba) při návrhu dodržet. Dále je také potřeba dodržet několik obecně platných pravidel návrhu desek plošných spojů. V této kapitole z nich bude uvedeno několik nejdůležitějších.

3.5.1 Separace signálové a výkonové části

Celý obvod lze rozdělit na signálovou a výkonovou část. Signálová část zajišťuje řízení a ochrany a je náchylná na rušení – operuje se zde s napětími a proudy malých hodnot (jednotky V, μA až mA). Výkonová část může svou činností produkovat rušení, neboť zde dochází k rychlému spínání velkých proudů a napětí (v porovnání se signálovou částí). Jejich oddělením omezíme rušení signálové části částí výkonovou. Stejně tak je vhodné oddělit i signálovou a výkonovou zem, čímž omezíme možnost pronikání rušení mezi oběma částmi. Na obr. 11 je uveden konečný návrh DPS. Zeleně je zvýrazněna signálová část, zbytek desky tvoří část výkonová. Veškerá nevyužitá plocha na DPS je pokrytá rozlitou mědí (a to jak na vrchní, tak i na spodní straně), která je připojena na zem – v signálové části je tak rozlita signálová zem, ve výkonové části výkonová zem. I přes toto rozdělení však musí být obě země na vhodném místě spojeny, neboť je nezbytné, aby byl na desce bod se společným potenciálem. Toto spojení je na zhotoveném prototypu, pro zjednodušení, realizováno drátovou propojkou na spodní straně. Detailnější obrázek návrhu je uveden v příloze.



obr. 11: Rozdělení na signálovou a výkonovou část

3.5.2 Proudové smyčky

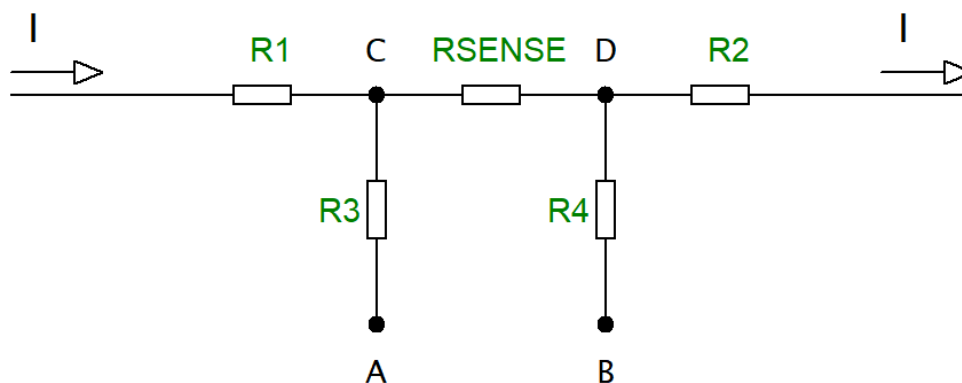
Jak bylo v předchozí podkapitole uvedeno, ve výkonové části dochází ke spínání velkých proudů. Tyto proudy generují magnetické pole, které v okolních vodičích indukuje napětí, čímž dochází ke vzniku rušení. Jednou z možností, jak lze vliv rušení snížit, je navrhnout proudové smyčky tak, aby plocha, kterou obepínají byla co možná nejmenší. Omezením plochy smyček zmenšíme i plochu desky ovlivněnou rušením.

3.5.3 Šířky spojů

V 2.5 bylo odvozeno, že vstupní proud může být i několikanásobně vyšší než proud výstupní. Na to je třeba pamatovat při volbě šířky spojů na DPS, neboť šířka spojů má přímý vliv na schopnost odvodu odpadního tepla. Jako základní šířka signálových cest byla na desce (v závislosti na umístění) zvolena hodnota 0,4, resp. 0,35 mm, cesta vedoucí výstupní proud má šířku 1,7 mm a šířka cesty vedoucí vstupní proud je 3,6 mm. Pájecí plošky výkonových součástek jsou pospojovány měděnými mnohoúhelníky pro efektivnější odvod tepla.

3.5.4 Snímání proudu

V obvodu se nacházejí dva rezistory pro snímání proudu – RSENSE1 a RSENSE2. Odpor cest vedoucích na DPS je však srovnatelný s odporem snímacích rezistorů. Aby bylo snímání proudu co nejpřesnější, je nutné použití čtyřsvorkového připojení, které je zobrazeno na následujícím obrázku.



obr. 12: Čtyřsvorkové připojení pro snímání proudu

Rezistory R1, R2, R3 a R4 reprezentují odpor cest na DPS, rezistor RSENSE slouží ke snímání proudu. Body A a B reprezentují piny IO zodpovědné za snímání napětí mezi body C a D (napětí na snímacím rezistoru).

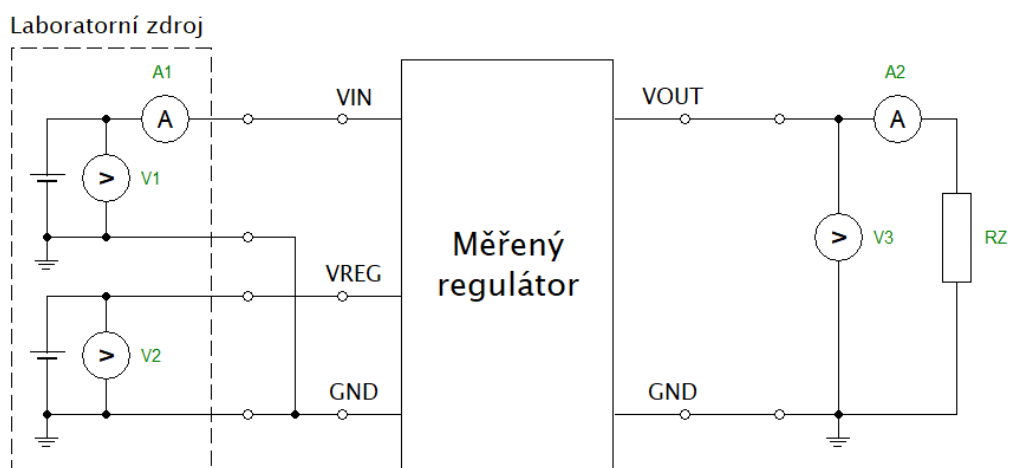
Pokud přivedeme cesty vedoucí od IO co nejblíže kontaktům rezistoru RSENSE, omezíme vliv parazitních odporů cest na měření. To je možné realizovat přivedením snímacích cest přímo na pájecí plošky rezistoru. Je však nutné oddělit cesty sloužící ke snímání a cesty vedoucí snímaný proud.

3.6 Měření

Na zrealizovaném regulátoru byla provedena série měření. Cílem tohoto měření bylo ověřit správnou funkci regulátoru a zjistit jeho základní provozní charakteristiky. Konkrétně byly změřeny a vypočteny následující parametry:

- zatěžovací charakteristiky a výstupní odpor
- účinnost
- převodní charakteristika (závislost V_{OUT} na V_{REF})
- zvlnění výstupního napětí

Schéma zapojení měřicího obvodu je uvedeno na následujícím obrázku,



obr. 13: Schéma měření regulátoru

kde laboratorní zdroj je Rohde & Schwarz HMP4040,

ampérmetr A2 Keithley 2000 Series Multimeter,

voltmetr V3 Rigol DM3064 Digital Multimeter.

Vstupní napětí V_{IN} , řídicí napětí V_{REF} a vstupní proud I_{IN} byly odečítány přímo z napájecího zdroje. Jako zátěž byla v závislosti na výstupním proudu použita odporová dekáda, resp. reostat.

Ze schématu měřicího obvodu je patrné, že měření výstupního proudu a vstupního napětí není absolutně přesné. Proud měřený ampérmetrem A2 je ve skutečnosti nižší než výstupní proud regulátoru, neboť část výstupního proudu regulátoru protéká voltmetrem V3. Voltmetr V3 má však dle výrobce vstupní odpor vyšší než $10\text{ G}\Omega$, zatímco použité hodnoty zátěže se pohybují v rozsahu jednotek Ω až jednotek $\text{k}\Omega$. Chybu měření výstupního proudu tedy můžeme zanedbat. Skutečné vstupní napětí regulátoru je zase nižší než napětí měřené voltmetrem V1, a sice o hodnotu úbytku napětí na

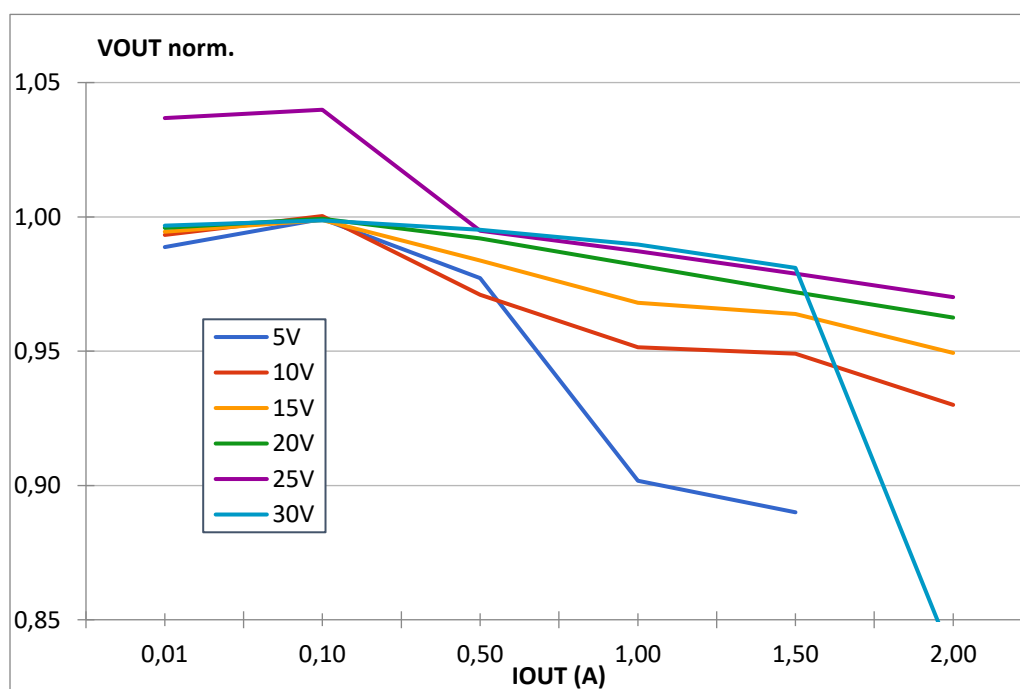
ampérmetru A1. Vzhledem k velikosti vnitřního odporu ampérmetru (desítky až stovky $m\Omega$), je úbytek napětí na ampérmetru však v porovnání se vstupním napětím zanedbatelný, měřená hodnota vstupního napětí tedy byla považována za skutečnou.

3.6.1 Zatěžovací charakteristiky a výstupní odpor

Zatěžovací charakteristika vyjadřuje závislost výstupního napětí na odebíraném proudu. U ideálního zdroje napětí zůstává výstupní napětí konstantní v celém rozsahu zatěžovacího proudu. Na výstupu reálného zdroje vzniká nežádoucí úbytek napětí úměrný zatěžovacímu proudu a velikosti výstupního odporu zdroje.

Měření probíhalo následovně: Pro každou kombinaci výstupního napětí a výstupního proudu byla vypočtena předpokládaná hodnota odporu, který je nutné nastavit na zatěžovacím rezistoru. Po připojení napájení bylo zkontrolováno, zda velikost výstupního proudu odpovídala požadované hodnotě. Pokud tomu tak nebylo, hodnota zatěžovacího odporu byla upravena tak aby zatěžovací proud odpovídal požadavku. Poté byly odečteny a zapsány hodnoty všech měřených veličin.

Na následujícím obrázku jsou společně uvedeny grafy normovaných zatěžovacích charakteristik pro různé hodnoty výstupního napětí. V přílohách jsou pak uvedeny naměřené hodnoty a detailnější grafy pro jednotlivé hodnoty V_{OUT} .



obr. 14: Zatěžovací charakteristiky - společný normovaný graf

Z naměřených hodnot můžeme odhadnout hodnotu výstupního odporu regulátoru dle následujícího vztahu:

$$R_{out} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}}, \quad (21)$$

kde ΔV_{OUT} je pokles výstupního napětí při změně výstupního proudu o ΔI_{OUT} .

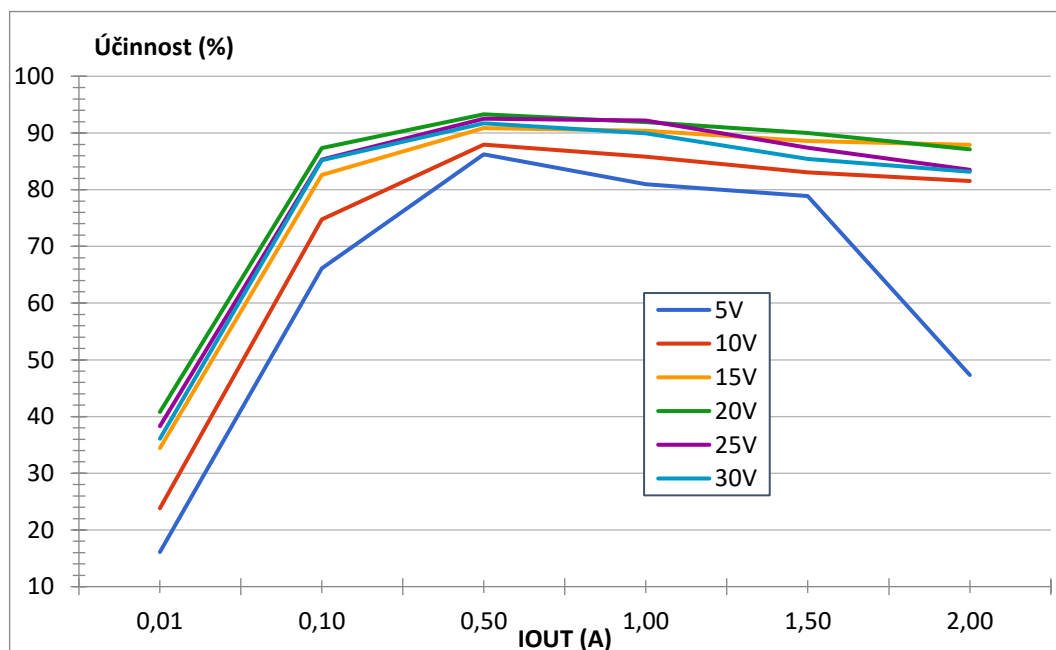
Ze zatěžovacích charakteristik je patrné, že při změně I_{OUT} z hodnoty 10 mA na 2 A klesne výstupní napětí průměrně o 0,75 V. Z těchto hodnot získáme přibližnou hodnotu výstupního odporu 375 mΩ.

3.6.2 Účinnost

Účinnost je definována jako poměr výstupního a vstupního výkonu. Lze ji tedy vyjádřit vztahy

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot I_{IN}} \quad (22)$$

Účinnost byla měřena v závislosti na výstupním proudu pro různé hodnoty V_{OUT} . Na následujícím obrázku jsou uvedeny společně grafy účinnosti. Všechny naměřené hodnoty a detailnější grafy jsou uvedeny v přílohách.

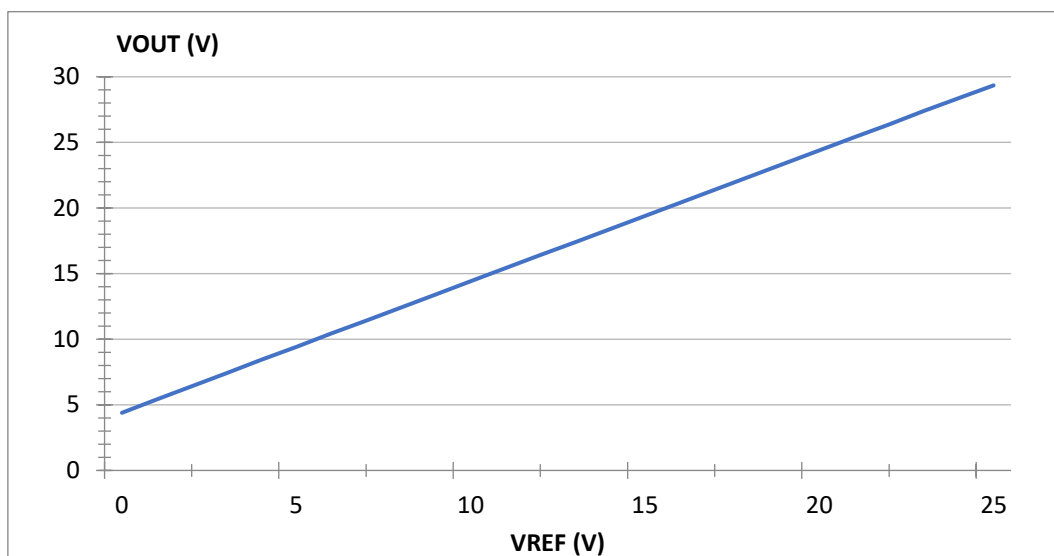


obr. 15: Závislost účinnosti na výstupním proudu

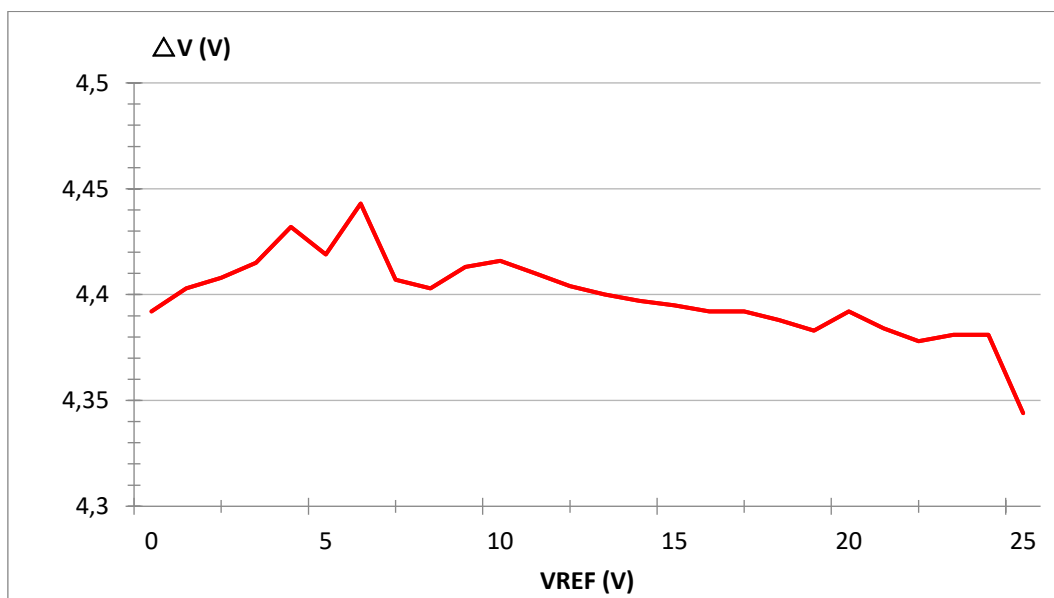
Z grafů je patrné, že regulátor je vhodné použít v případě, že se hodnota výstupního proudu bude pohybovat nad hodnotou zhruba 0,5 A.

3.6.3 Převodní charakteristika

V ideálním případě by byl rozdíl výstupního napětí V_{OUT} a referenčního napětí V_{REF} konstantní a roven 4,77 V (3.3.10), závislost výstupního napětí na referenčním by tedy měla být lineární. Pro ověření, zda tomu tak skutečně je, byla měřena závislost V_{OUT} na V_{REF} pro dvě různé hodnoty výstupního proudu. Na následujících obrázcích jsou uvedeny grafy závislosti V_{OUT} na V_{REF} a rozdíl $\Delta V = V_{OUT} - V_{REF}$ pro $I_{OUT} = 1$ A. Pro podrobnější informace viz přílohy.



obr. 16: Závislost V_{OUT} na V_{REF}



obr. 17: Rozdíl V_{OUT} a V_{REF}

Z naměřených průběhů je zřejmé, že závislost V_{OUT} na V_{REF} téměř lineární, a že odchylky rozdílu mezi těmito napětími se pohybují v řádech desítek mV neboli v řádech desetin procent navrhované hodnoty.

3.6.4 Zvlnění výstupního napětí

Další důležitou veličinou spínaných regulátorů je zvlnění výstupního napětí (**3.3.7**). Míru zvlnění výstupního napětí udává činitel zvlnění. Ten je dán vztahem

$$\varphi = \frac{V_{ripple}}{V_{OUT}} [\%], \quad (23)$$

kde φ je činitel zvlnění, V_{ripple} je zvlnění výstupního napětí (špička-špička) a V_{OUT} je výstupní napětí. Zvlnění výstupního napětí bylo změřeno pro vybrané hodnoty výstupního napětí osciloskopem Teledyne HDO6104-MS. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce.

tab. 1: Měření zvlnění výstupního napětí

V _{OUT} (V)	5,000	10,000	14,980	14,860
I _{OUT} (A)	0,100	0,100	0,100	0,500
V _{ripple} (V)	0,152	0,064	0,072	0,098
φ (%)	3,0	0,6	0,5	0,7

V přílohách jsou uvedeny snímky průběhů výstupního napětí pro různé kombinace V_{OUT} a I_{OUT} .

3.6.5 Vyhodnocení výsledků měření

Funkčnost zrealizovaného obvodu byla otestována pro výstupní napětí v rozsahu 3-30 V a výstupní proudy v rozsahu 10 mA až 2 A.

V rozsahu výstupních napětí 3-20 V funguje regulátor očekávaným a předvídatelným způsobem pro velké i malé výstupní proudy. V rozsahu výstupních napětí 20-30 V však regulátor funguje očekávaným způsobem pouze pro zatěžovací proud v řádu ampér. Při zatěžování proudem v řádu miliampér se projevuje nějaká, zatím blíže neurčená, závada obvodu. V důsledku této závady není regulátor schopen dosáhnout požadovaného výstupního napětí. V obvodu LTC3789 se aktivuje interní ochrana proti přetížení, regulátor vrací proud zpět do napájecího zdroje a výstupní napětí nenabývá požadovaných hodnot (je nižší). Regulátor je v tomto režimu také citlivý na rychlé změny referenčního napětí – při příliš rychlé změně V_{REF} není schopen správně regulovat.

Logicky se naskýtá se otázka, jakým způsobem byly změřeny zatěžovací charakteristiky v rozsahu výstupního napětí 20-30 V pro nízké hodnoty zatěžovacího proudu. Měření bylo proveditelné díky tomu, že při vyšších hodnotách zatěžovacího proudu se regulátor chová správně i v rozsahu výstupního napětí 20-30 V a správné chování si udrží i při změně zatěžovacího proudu do řádu miliampér. Jinými slovy, je-li regulátor spuštěn se zátěží, do které dodává proud v řádu ampér, je možné hodnotu zatěžovacího rezistoru postupně zvyšovat, a odměřit chování regulátoru i při zatěžovacích proudech v řádu miliampér.

Pravděpodobnou příčinou tohoto chování je vysokofrekvenční rušení, které vzniká ve výkonové části obvodu a proniká do řídicí části obvodu, kde ovlivňuje řídicí a ochranné prvky systému. Toto rušení má zřejmě relativně malou amplitudu a při zatížení regulátoru vysokým proudem se neprojeví. Naopak, při zatížení regulátoru nízkým proudem v řádu jednotek až desítek miliampér je amplituda rušivého signálu dostatečná k tomu, aby „zmátla“ ochranné prvky obvodu LTC3789, který omezí výkon dodávaný na výstup regulátoru a místo toho vrací proud do napájecího zdroje. Přesnou příčinu a způsob odstranění závady se však prozatím nepodařilo z časových důvodů zjistit.

4 Závěr

V rámci této práce byl proveden návrh a realizace spínaného regulátoru napětí.

V úvodní části byly vysvětleny principy jednotlivých topologií a odvozeny základní vztahy. Dále byly vysvětleny principy jednotlivých měničů a uvedeny modifikace zapojení, které mohou vést ke zvýšení účinnosti regulátorů.

Následovala návrhová část, ve které byl podrobně popsán postup výběru jednotlivých prvků zapojení a návrh desky plošných spojů.

Na zrealizovaném regulátoru byla poté provedena série měření, jež měla ověřit funkčnost navrženého obvodu a zjistit jeho důležité parametry.

Dle provedených měření je regulátor schopen dodat na výstup napětí v rozsahu 3-30 V a proud až 2 A. Nelze však konstatovat, že je funkčnost zcela bezchybná – při výstupním napětí v rozsahu 20-30 V a odebírání malých proudů nepracuje vždy regulátor očekávaným způsobem. Pokud chceme dosáhnout malých zatěžovacích proudů při výstupním napětí v rozsahu 20-30 V je třeba nejdříve regulátor uvést do provozu odebíráním velkých proudů, a následně zvýšit zátěž, čímž získáme malé výstupní proudy. Hlavním podezřením na příčinu tohoto chování je vysokofrekvenční rušení. Příčina však nebyla prozatím objevena, a tedy ani odstraněna.

Měřením zatěžovacích charakteristik bylo zjištěno, že výstupní napětí se mění v závislosti na odebíraném proudu zhruba o 5 % požadované hodnoty. Z tohoto důvodu lze navržený regulátor považovat za relativně kvalitní zdroj napětí.

Z grafů závislosti účinnosti na výstupním proudu je patrné, že regulátor je vhodné použít v aplikacích, ve kterých je odebíráný proud vyšší než zhruba 0,5 A. Při odebírání nižšího proudu je totiž účinnost příliš nízká. Jedním z důvodů nízké účinnosti je již samotný řídicí obvod. Z grafů typických provozních charakteristik uvedených v datasheetu je patrné, že IO je navržen pro aplikace, ve kterých jsou odebírány velké výstupní proudy. Dalším faktorem ovlivňujícím účinnost regulátoru jsou ztráty na jednotlivých prvcích, zejména pak na induktoru a výkonových tranzistorech. Výběrem prvků s nižšími hodnotami parazitních odporů můžeme účinnost dále zvýšit.

Z výsledků měření zatěžovacích charakteristik byl také odhadnut výstupní odpor regulátoru 375 m Ω , tato hodnota byla vyhodnocena jako vyhovující.

Další měření mělo za cíl ověřit linearitu převodní charakteristiky – závislosti výstupního napětí na referenčním napětí. Dle výsledků tohoto měření je převodní charakteristika skutečně téměř lineární, odchylky od očekávaných hodnot jsou v řádu desetin procent.

Poslední měření se zabývalo zvlněním výstupního napětí. Hodnoty činitele zvlnění se v závislosti na hodnotě výstupního napětí a proudu pohybovaly v řádech desetin procent až procent. Zvlnění výstupního napětí bylo vyhodnoceno jako vyhovující.

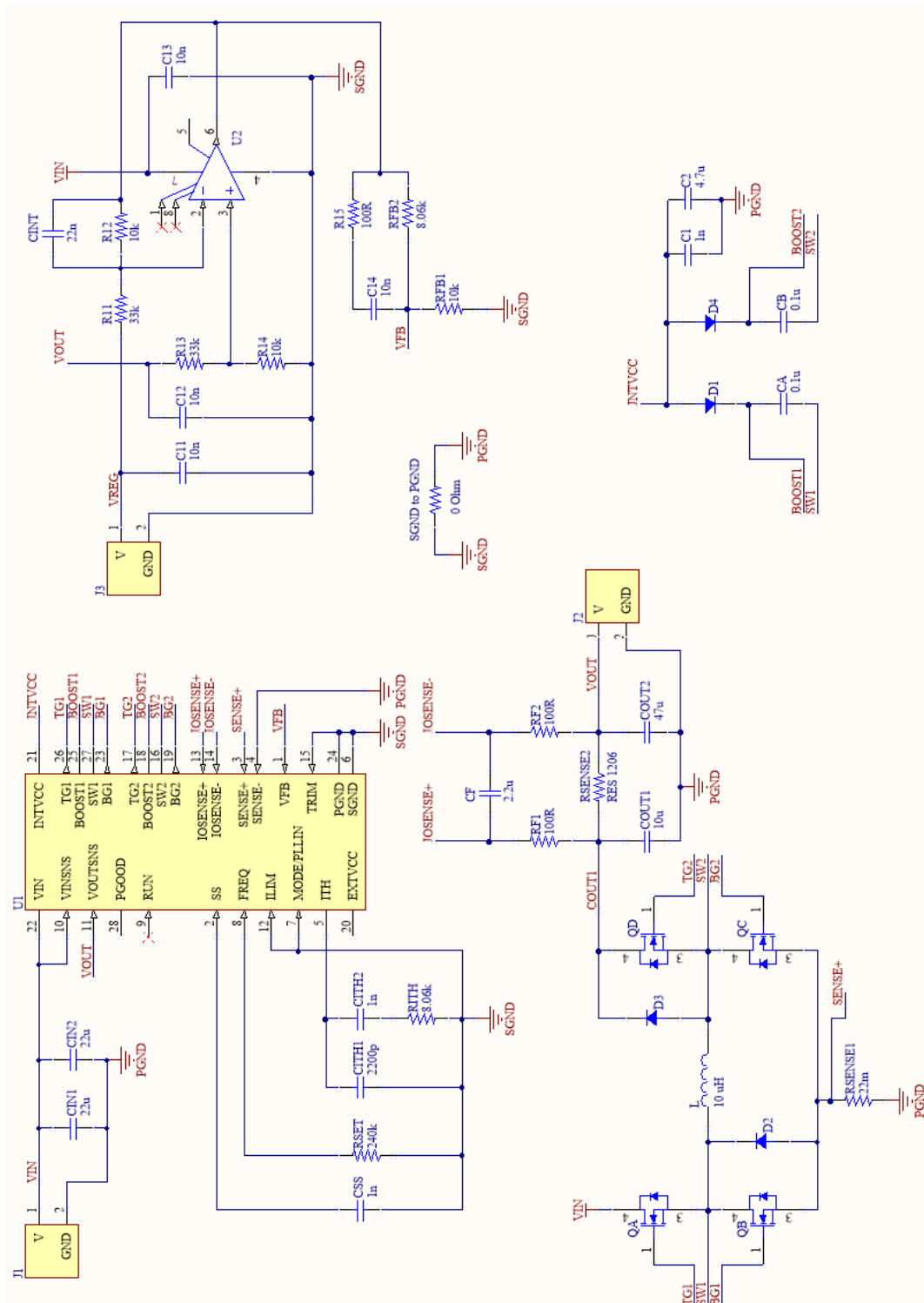
Po zhodnocení dosažených výsledků lze konstatovat, že zadání práce bylo splněno.

5 Literatura

- [1] PRESSMAN, Abraham I., Keith H. BILLINGS a Taylor MOREY. *Switching power supply design*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2009. ISBN 978-0-07-148272-1
- [2] HOSPODKA, Jiří. *Spínané zdroje – principy DC-DC měničů* [přednáška]. Praha: Fakulta elektrotechnická ČVUT. 2018 [cit. 16. 10 2018] Dostupné z: https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/148893/mod_resource/content/4/zdroje_sp_EO2.pdf
- [3] Tech Web. *Differences between Synchronous and Nonsynchronous Rectifying DC/DC Conversion* [online]. 2015 [cit. 3. 11. 2018]. Dostupné z: <https://micro.rohm.com/en/techweb/knowledge/dcdc/s-dcdc/02-s-dcdc/92>
- [4] Ashok Bindra. *Nonsynchronous Buck Converters Offer Higher Efficiency at Lighter Loads* [online]. 2013 [cit. 6. 11. 2018]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2013/aug/nonsynchronous-buck-converters-offer-higher-efficiency-at-lighter-loads>
- [5] Meng He. *Synchronous or Nonsynchronous Topology? Boost System Performance with the Right DC-DC Converter* [online]. 2016 [cit. 10. 11. 2018]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/6129>
- [6] Linear Technology Corporation [online katalogový list]. *LTC3789 – High Efficiency, Synchronous, 4-Switch Buck-Boost Controller*. 2010 [cit. 29. 11. 2018]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3789fc.pdf>
- [7] Würth Elektronik Unternehmensgruppe [online katalogový list]. *7443550101*. 2019 [cit. 15. 3. 2019]. Dostupné z: <https://katalog.werthonline.de/pbs/datasheet/7443550101.pdf>
- [8] Vishay Intertechnology, Inc. [online katalogový list]. *V2FL45*. 2017 [cit. 2. 3. 2019]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/87561/v2fl45.pdf>
- [9] ON Semiconductor [online katalogový list]. *NTD5867NL*. 2014 [cit. 2. 3. 2019]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NTD5867NL-D.PDF>
- [10] Sam Sattel. *What Are Decoupling Capacitors?* [online]. 2016 [cit. 28. 3. 2019]. Dostupné z: <https://www.autodesk.com/products/eagle/blog/what-are-decoupling-capacitors/>
- [11] Sunpower electronics. *Equivalent Series Resistance (ESR)* [online]. 2014 [cit. 7. 3. 2019]. Dostupné z: <https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-equivalent-series-resistance-esr/>
- [12] KEMET Corporation [online katalogový list]. *A767KN476M1HLAE029*. 2018 [cit. 7. 3. 2019]. Dostupné z: https://content.kemet.com/datasheets/KEM_A4071_A767.pdf

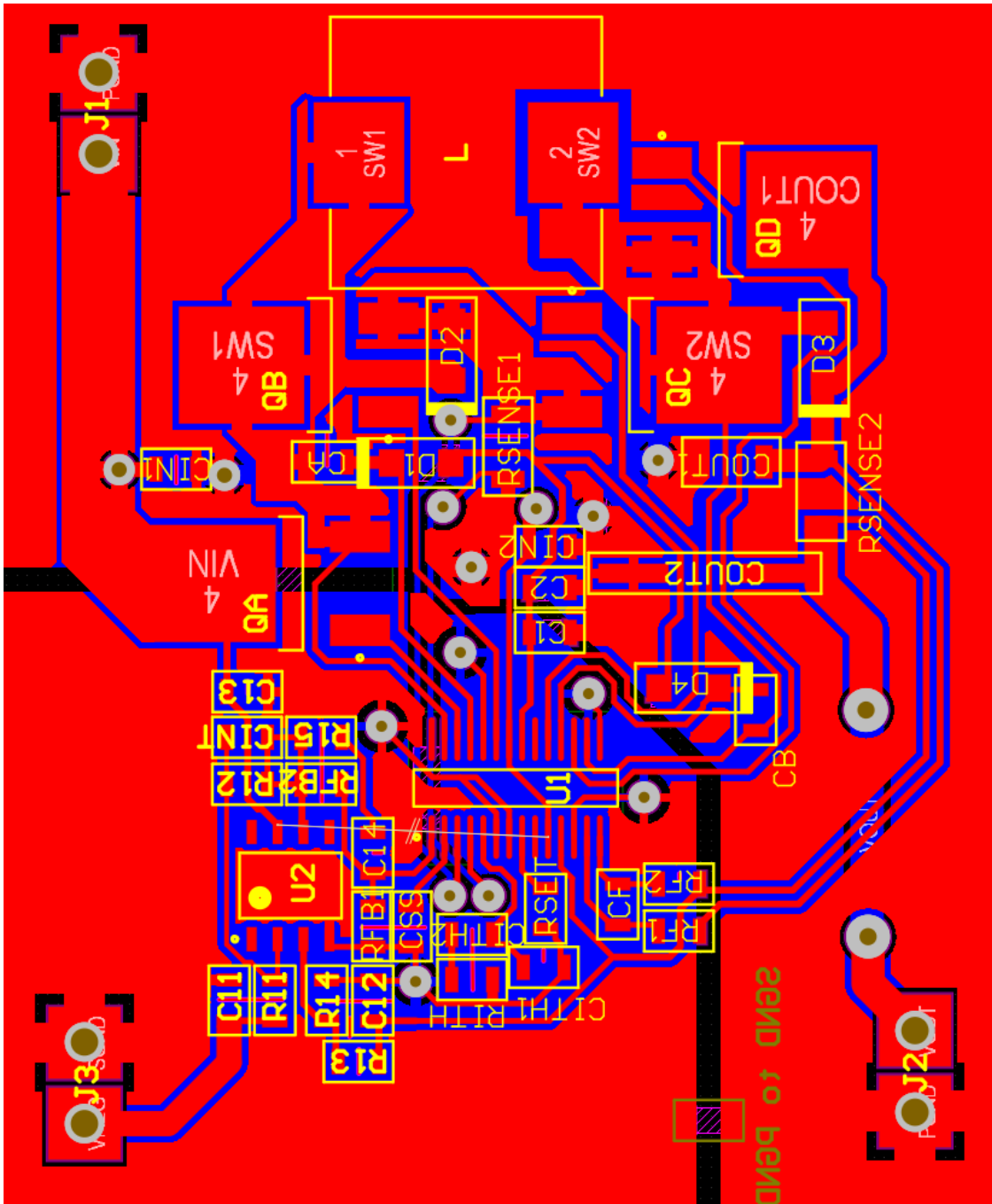
6 Přílohy

6.1 Schéma obvodu v programu Altium



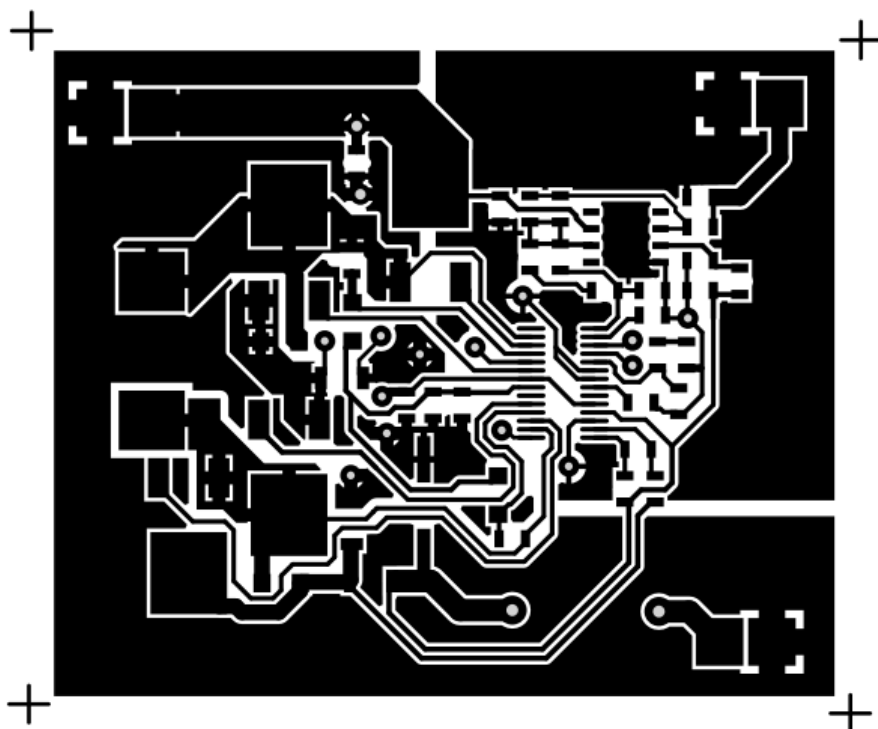
obr. 18: Schéma obvodu v programu Altium

6.2 Návrh desky plošných spojů v programu Altium

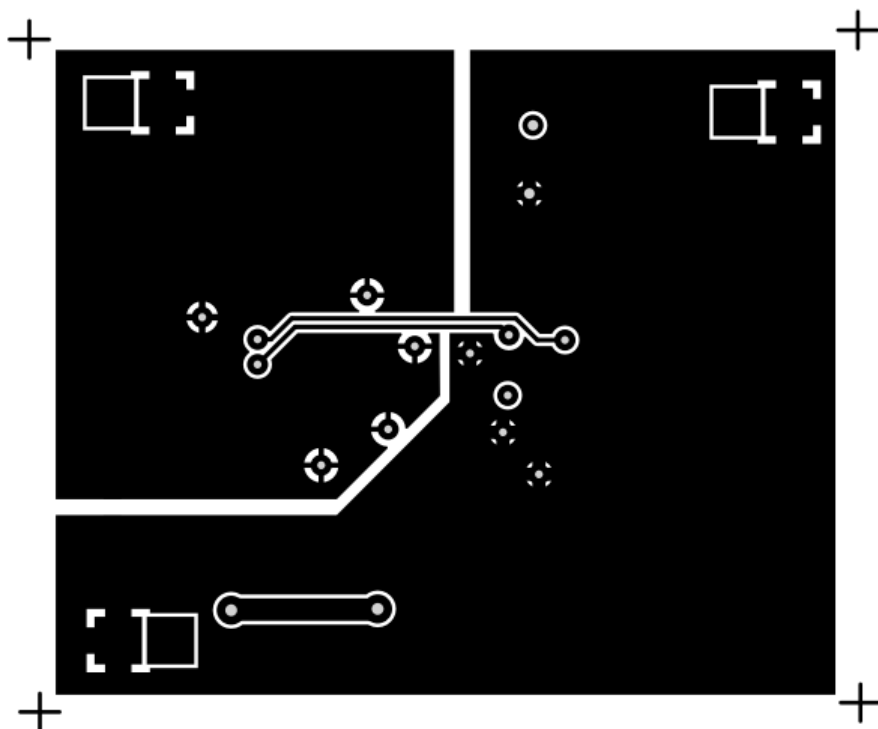


obr. 19: Návrh desky plošných spojů v programu Altium

6.3 Maska DPS

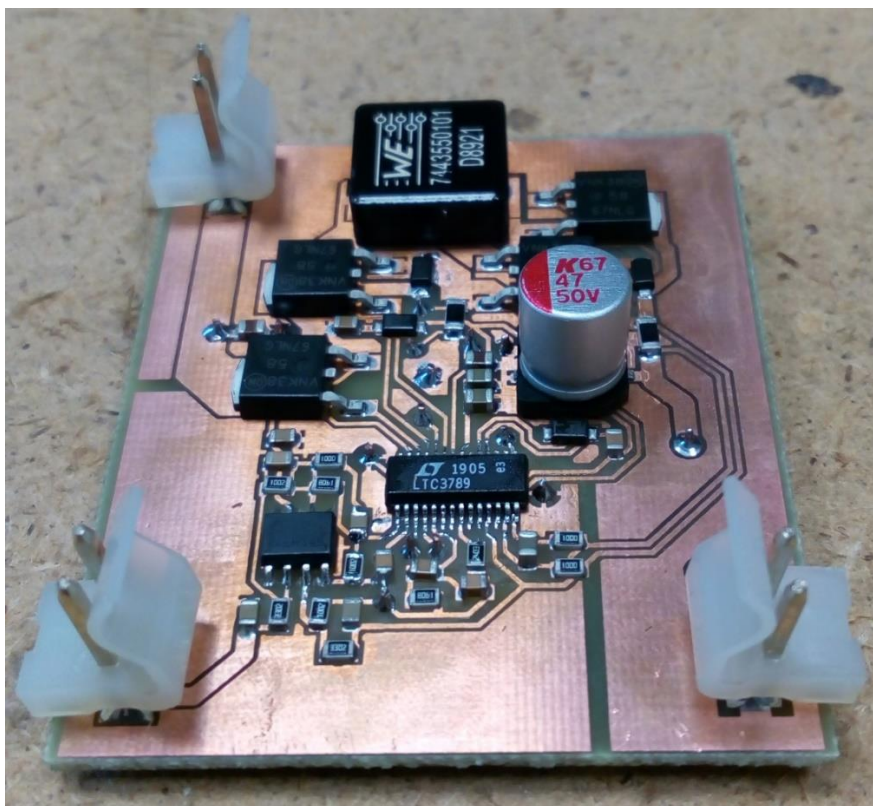


obr. 20: Maska použitá pro výrobu DPS - horní strana

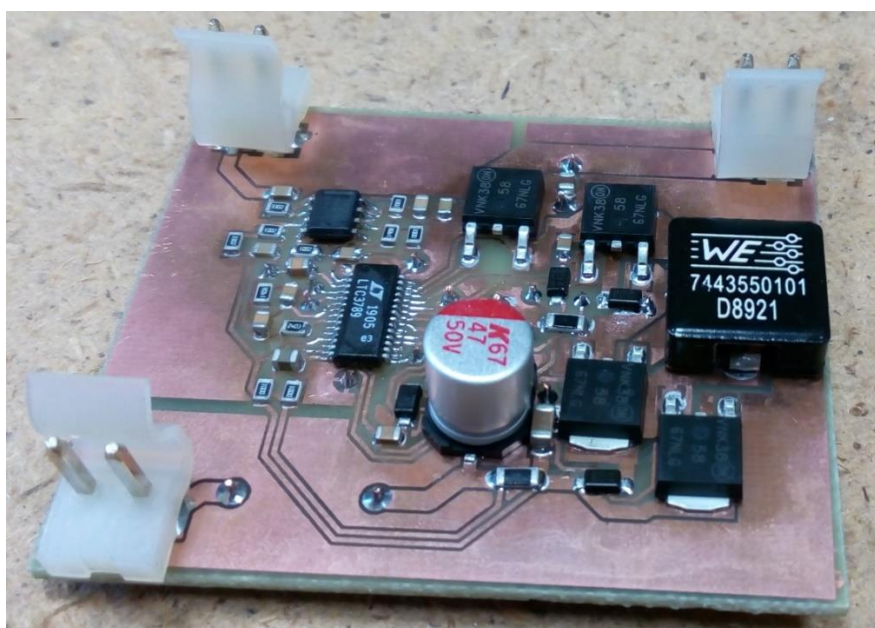


obr. 21: Maska použitá pro výrobu DPS - dolní strana

6.4 Fotografie prototypu regulátoru



obr. 22: Fotografie prototypu - 1. pohled

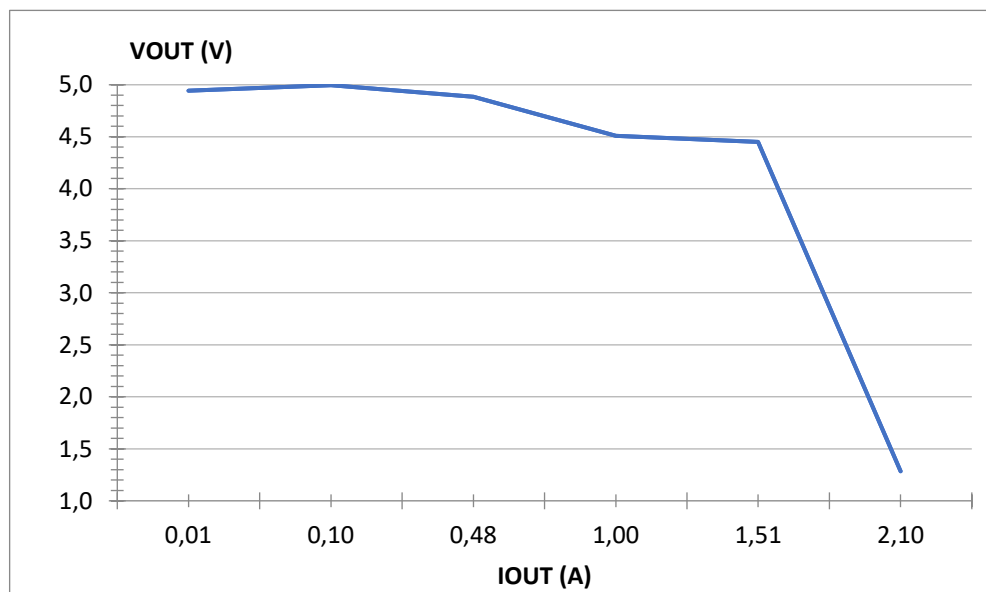


obr. 23: Fotografie prototypu - 2. pohled

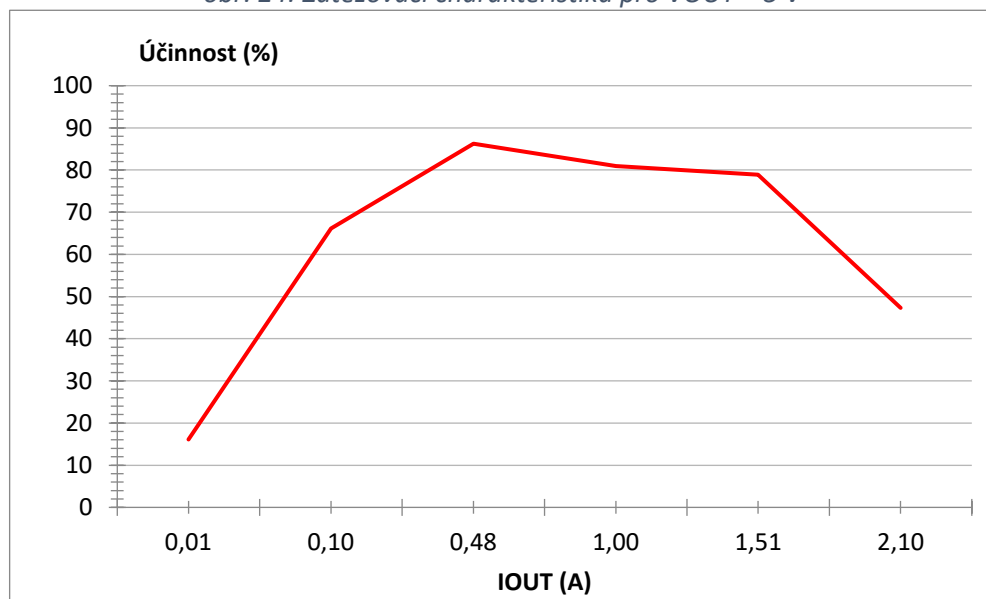
6.5 Naměřené hodnoty a grafy

tab. 2: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$

VREF (V)	0,250	0,250	0,250	0,250	0,250	0,250
VOUT (V)	4,944	4,996	4,886	4,509	4,450	1,284
IOUT (A)	0,010	0,100	0,481	1,004	1,510	2,100
VIN (V)	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000
IIN (A)	0,025	0,063	0,227	0,466	0,710	0,475
Účinnost (%)	16,110	66,149	86,243	80,956	78,867	47,305



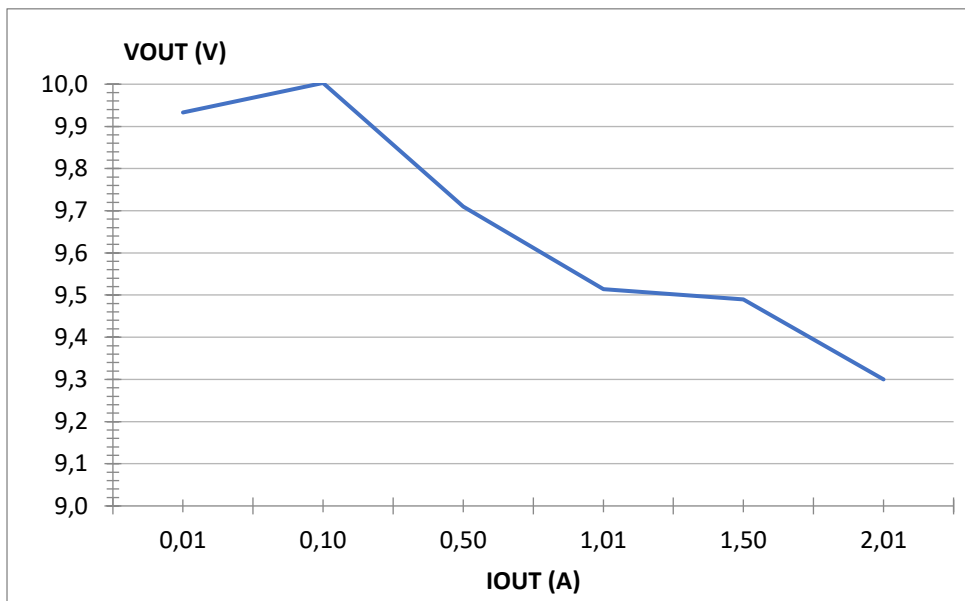
obr. 24: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$



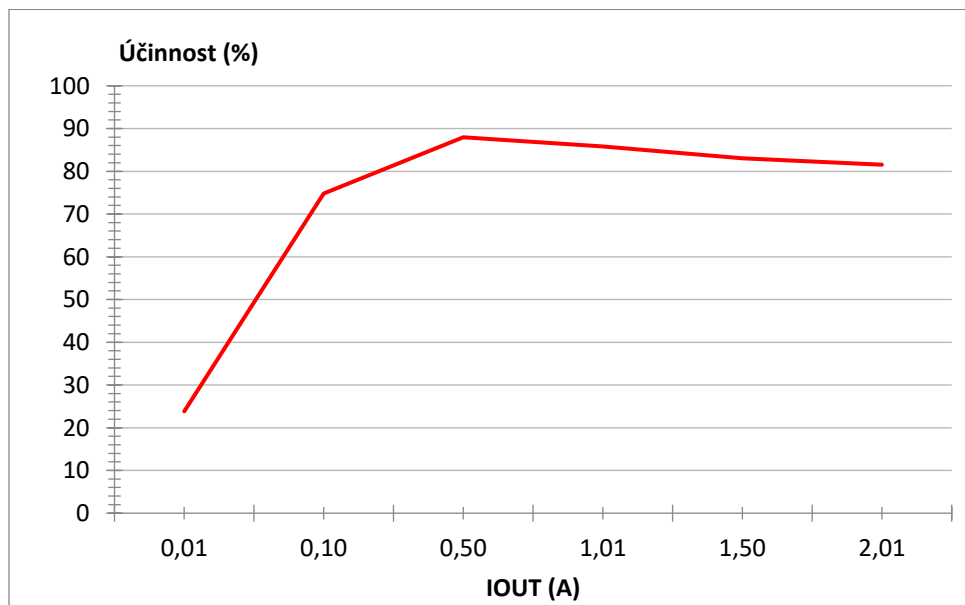
obr. 25: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$

tab. 3: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$

V_{REF} (V)	5,250	5,250	5,250	5,250	5,250	5,250
V_{OUT} (V)	9,933	10,003	9,710	9,514	9,490	9,300
I_{OUT} (A)	0,010	0,101	0,500	1,010	1,500	2,010
V_{IN} (V)	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000
I_{IN} (A)	0,034	0,113	0,460	0,933	1,428	1,911
Účinnost (%)	23,822	74,771	87,953	85,827	83,071	81,515



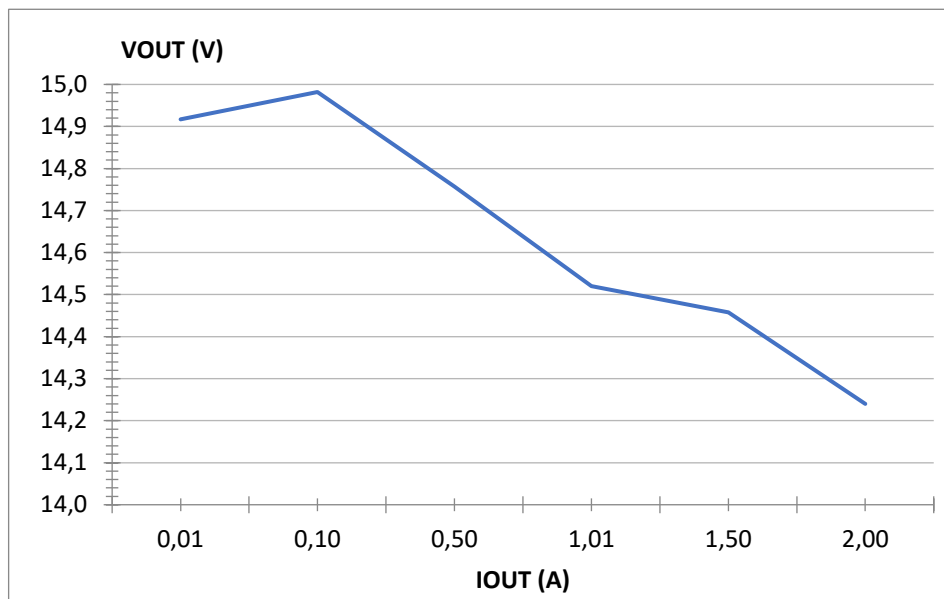
obr. 26: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$



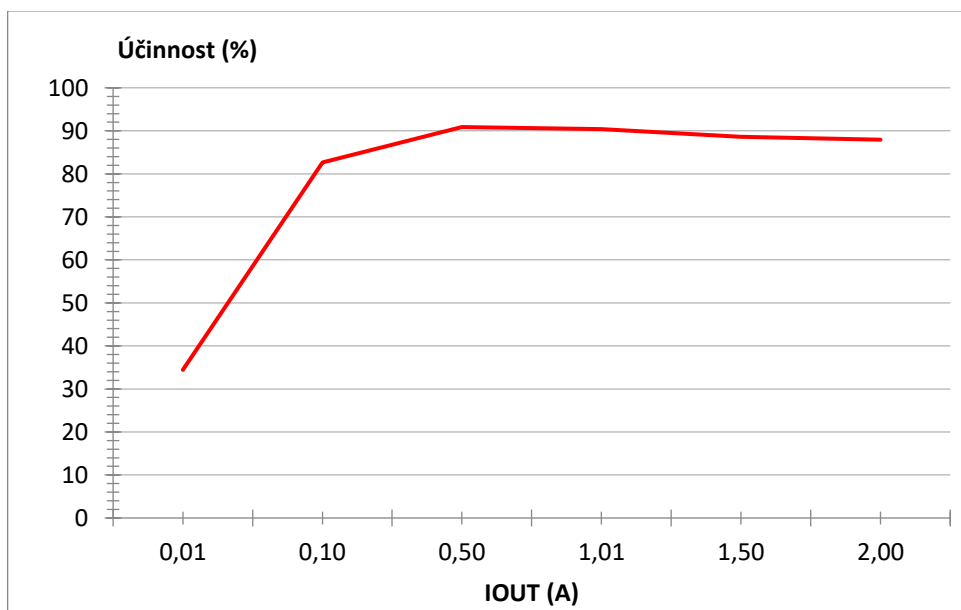
obr. 27: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$

tab. 4: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$

VREF (V)	10,250	10,250	10,250	10,250	10,250	10,250
VOUT (V)	14,917	14,982	14,757	14,520	14,458	14,240
IOUT (A)	0,010	0,100	0,501	1,010	1,500	2,000
VIN (V)	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000
IIN (A)	0,036	0,151	0,678	1,352	2,040	2,700
Účinnost (%)	34,429	82,623	90,871	90,392	88,591	87,901



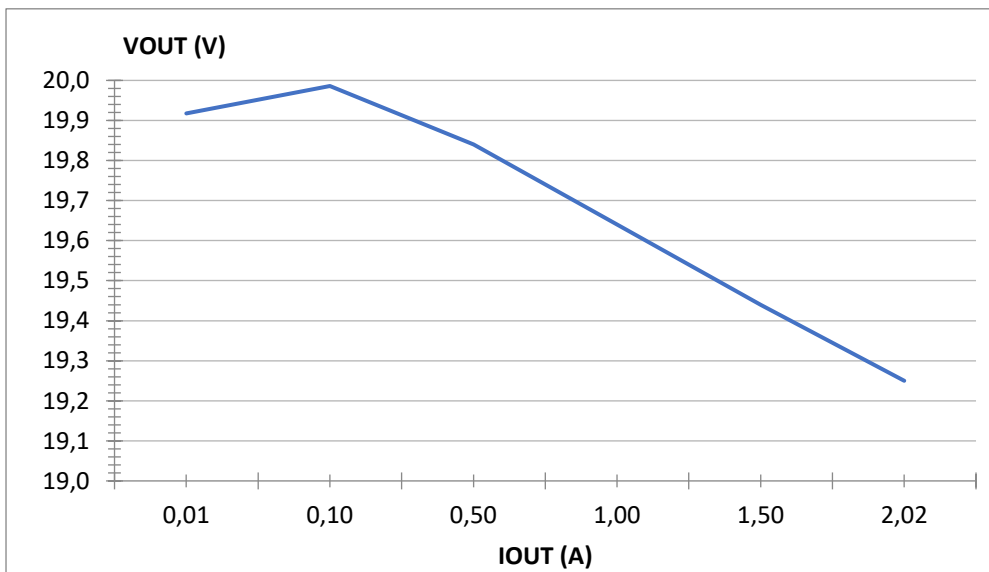
obr. 28: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$



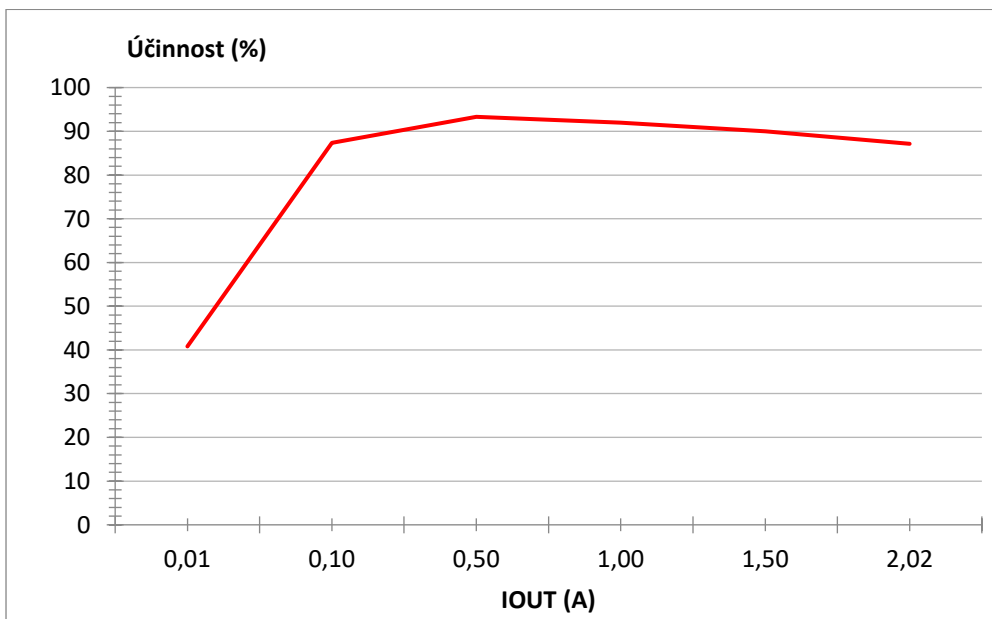
obr. 29: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$

tab. 5: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 20\text{ V}$

V_{REF} (V)	15,250	15,250	15,250	15,250	15,250	15,250
V_{OUT} (V)	19,918	19,986	19,840	19,640	19,440	19,250
I_{OUT} (A)	0,010	0,100	0,500	1,000	1,500	2,020
V_{IN} (V)	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000
I_{IN} (A)	0,041	0,191	0,886	1,780	2,700	3,720
Účinnost (%)	40,801	87,336	93,303	91,948	90,000	87,108



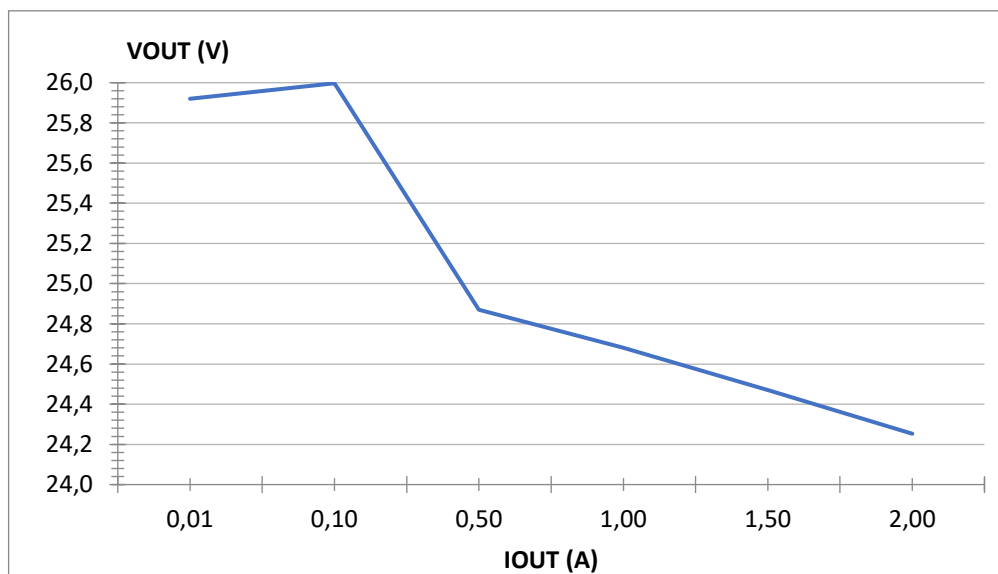
obr. 30: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 20\text{ V}$



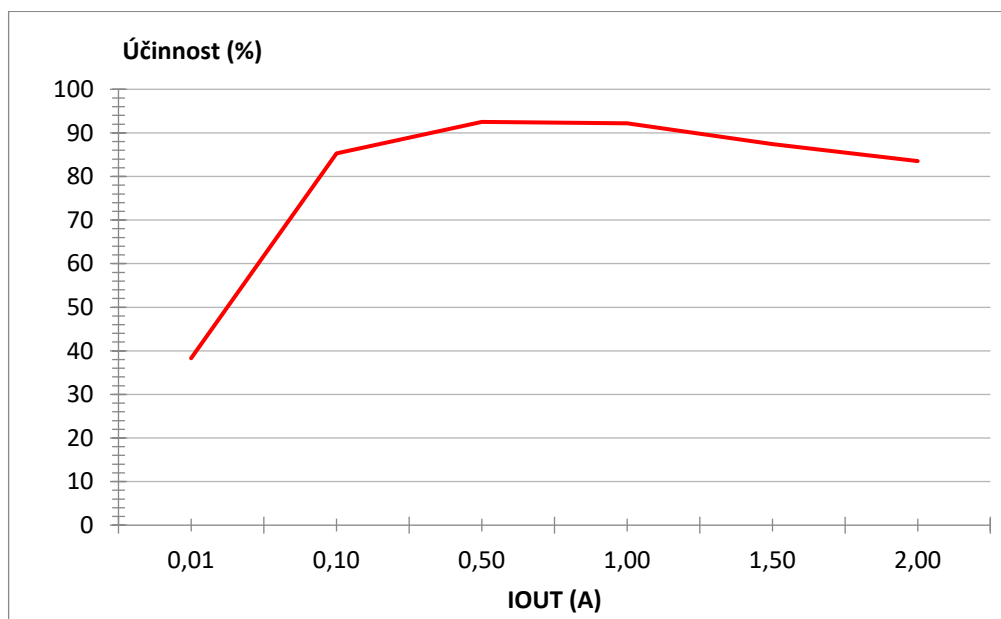
obr. 31: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 20\text{ V}$

tab. 6: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 25\text{ V}$

VREF (V)	20,250	20,250	20,250	20,250	20,250	20,250
VOUT (V)	25,920	25,997	24,870	24,680	24,470	24,253
IOUT (A)	0,010	0,100	0,500	1,000	1,500	2,000
VIN (V)	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000
IIN (A)	0,056	0,254	1,120	2,230	3,500	4,840
Účinnost (%)	38,298	85,292	92,522	92,227	87,393	83,516



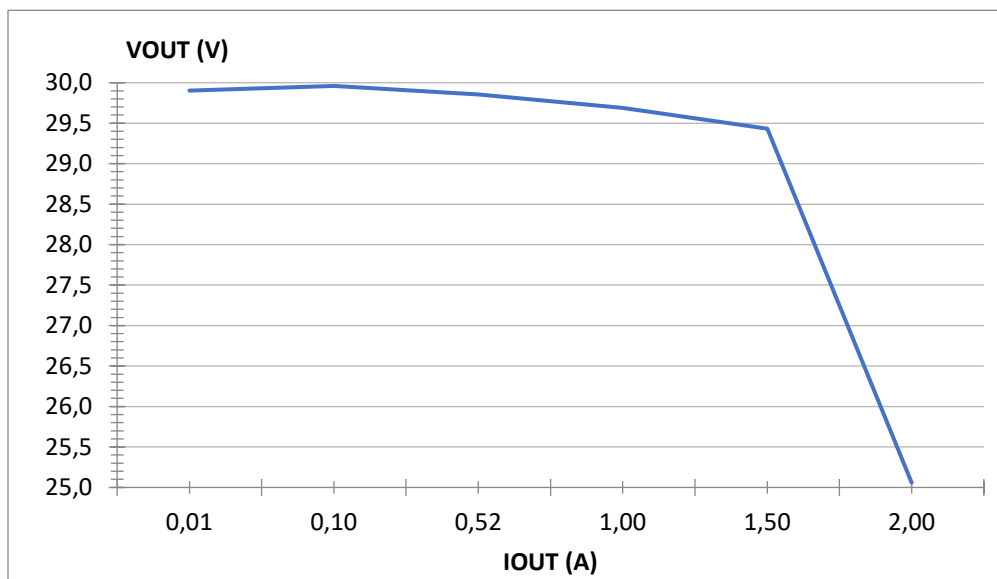
obr. 32: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 25\text{ V}$



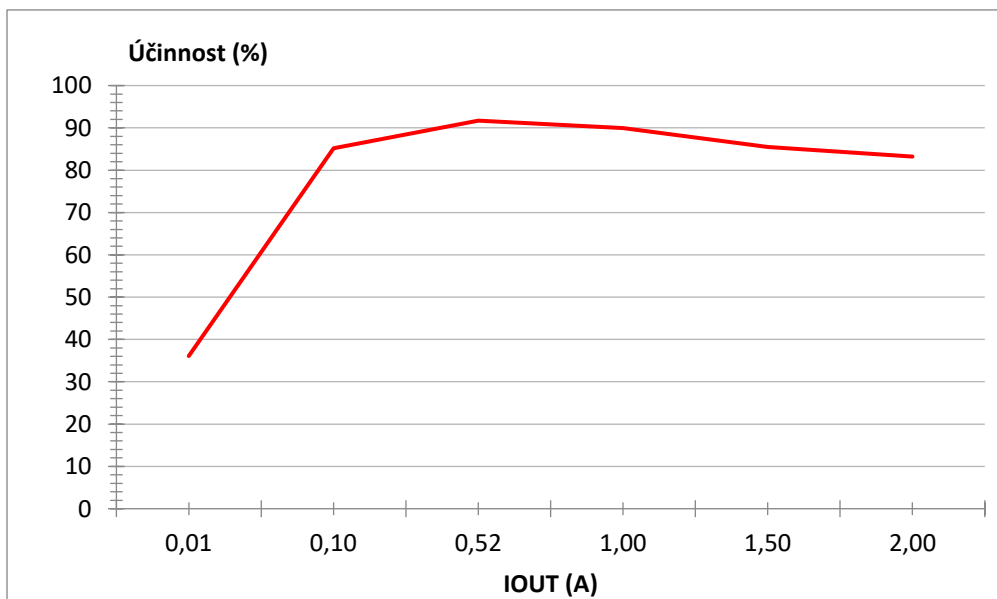
obr. 33: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 25\text{ V}$

tab. 7: Zatěžovací charakteristika a účinnost pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$

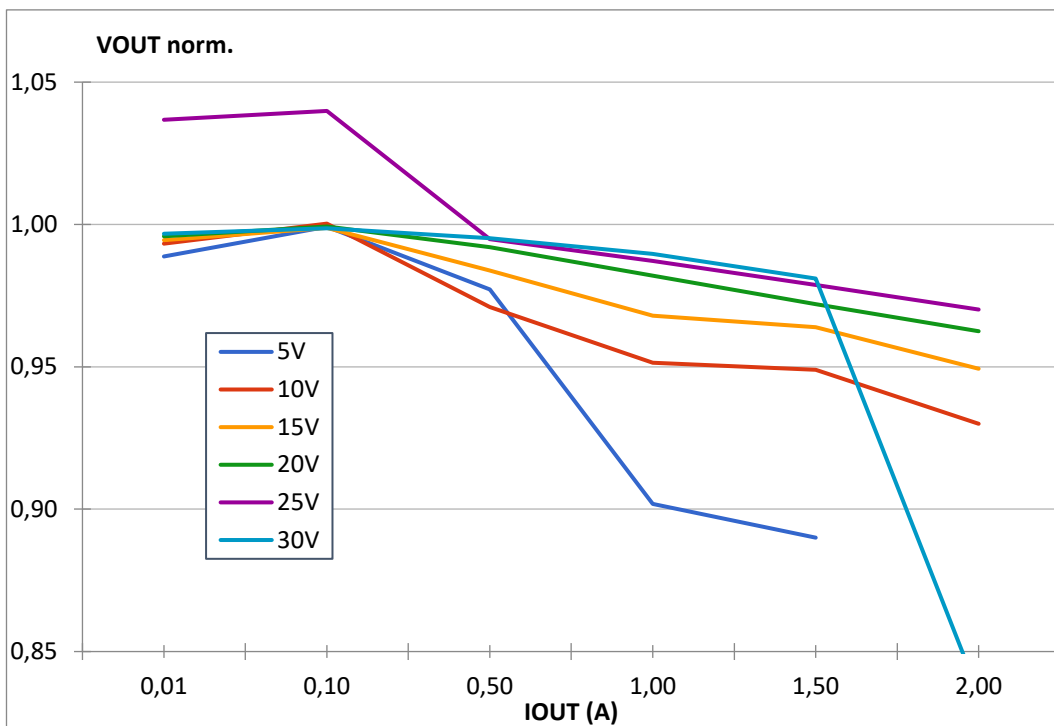
V_{REF} (V)	25,250	25,250	25,250	25,250	25,250	25,250
V_{OUT} (V)	29,903	29,960	29,854	29,690	29,430	25,060
I_{OUT} (A)	0,010	0,100	0,522	1,000	1,500	2,000
V_{IN} (V)	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000	12,000
I_{IN} (A)	0,066	0,293	1,416	2,750	4,305	5,020
Účinnost (%)	36,087	85,210	91,713	89,970	85,453	83,201



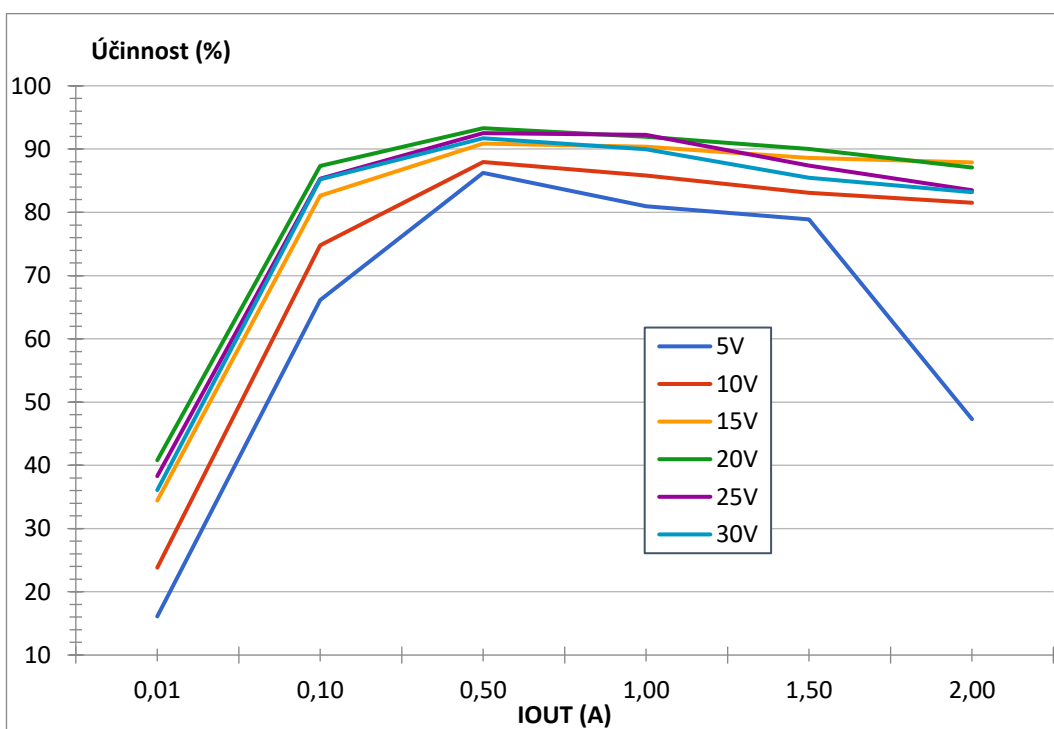
obr. 34: Zatěžovací charakteristika pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$



obr. 35: Závislost účinnosti na výstupním proudu pro $V_{OUT} = 30\text{ V}$



obr. 36: Normalizované zatěžovací charakteristiky pro vybrané hodnoty VOUT

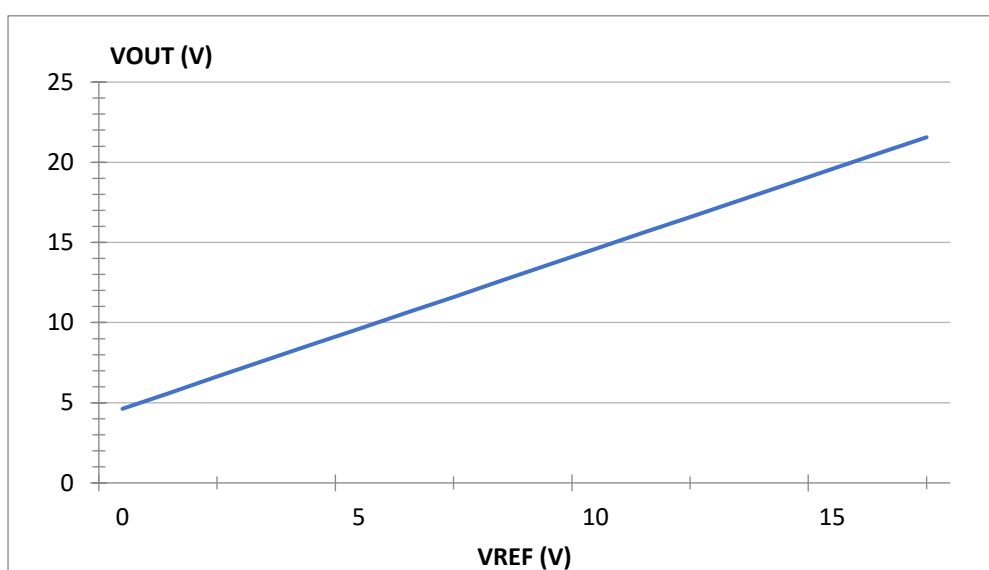


obr. 37: Závislost účinnosti na zatěžovacím proudu pro vybrané hodnoty VOUT

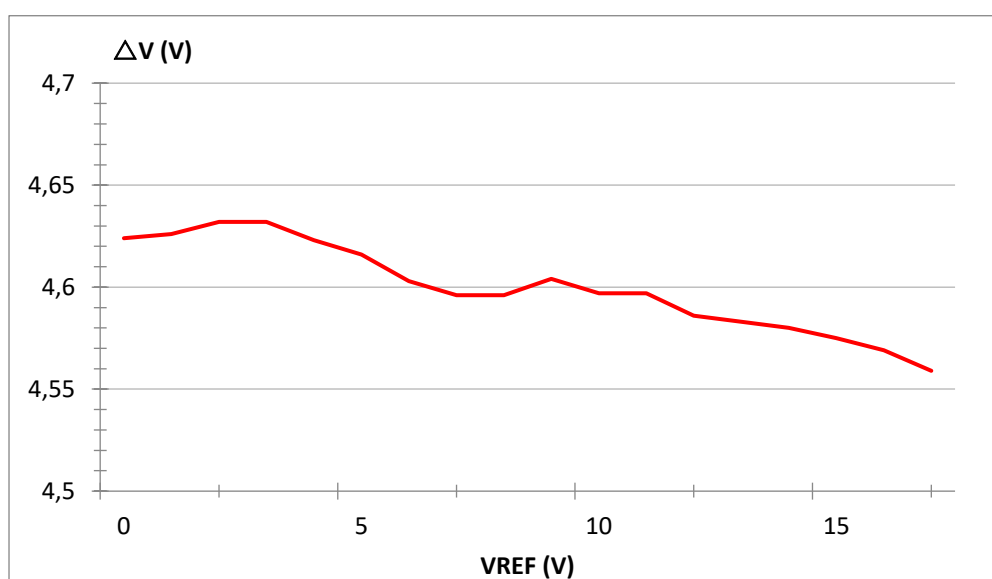
tab. 8: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 0,5\text{ A}$

VREF (V)	0	1	2	3	4	5	6	7	8
VOUT (V)	4,624	5,626	6,632	7,632	8,623	9,616	10,603	11,596	12,596
ΔV (V)	4,624	4,626	4,632	4,632	4,623	4,616	4,603	4,596	4,596

VREF (V)	9	10	11	12	13	14	15	16	17
VOUT (V)	13,604	14,597	15,597	16,586	17,583	18,58	19,575	20,569	21,559
ΔV (V)	4,604	4,597	4,597	4,586	4,583	4,58	4,575	4,569	4,559



obr. 38 Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 0,5\text{ A}$



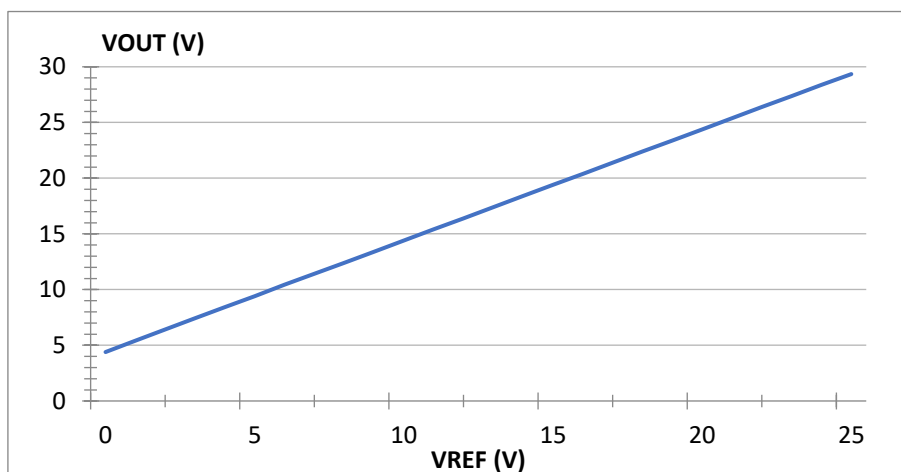
obr. 39: Rozdíl ($V_{OUT} - V_{REF}$) pro výstupní proud $0,5\text{ A}$

tab. 9: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 1\text{ A}$

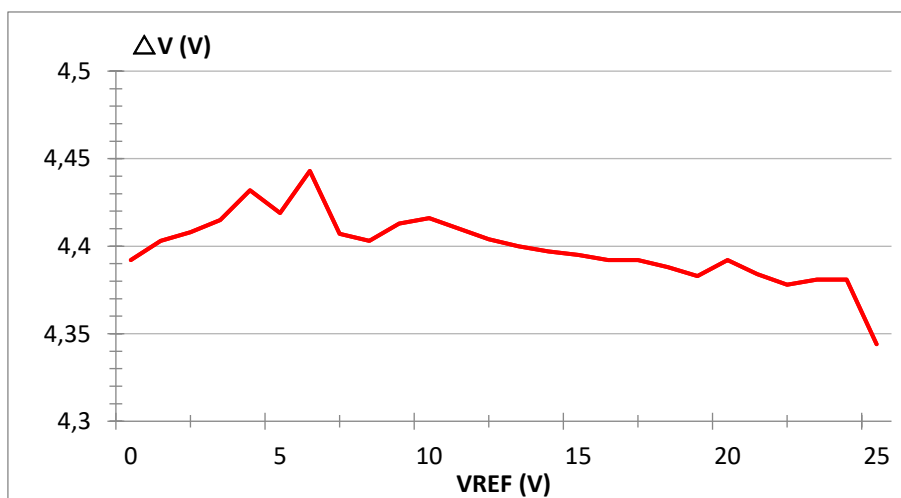
VREF (V)	0	1	2	3	4	5	6	7	8
VOUT (V)	4,392	5,403	6,408	7,415	8,432	9,419	10,443	11,407	12,403
ΔV (V)	4,392	4,403	4,408	4,415	4,432	4,419	4,443	4,407	4,403

VREF (V)	9	10	11	12	13	14	15	16	17
VOUT (V)	13,413	14,416	15,41	16,404	17,400	18,397	19,395	20,392	21,392
ΔV (V)	4,413	4,416	4,41	4,404	4,4	4,397	4,395	4,392	4,392

VREF (V)	18	19	20	21	22	23	24	25
VOUT (V)	22,388	23,383	24,392	25,384	26,378	27,381	28,381	29,344
ΔV (V)	4,388	4,383	4,392	4,384	4,378	4,381	4,381	4,344

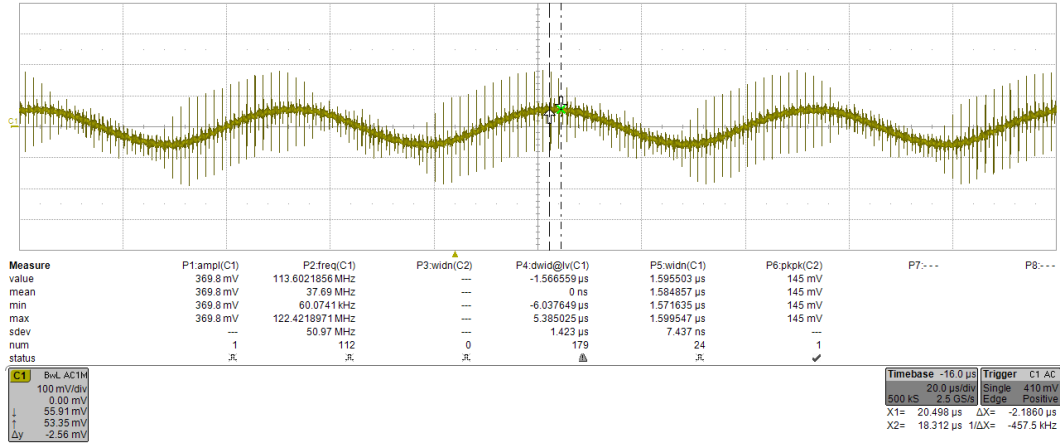


obr. 40: Převodní charakteristika pro $I_{OUT} = 1\text{ A}$

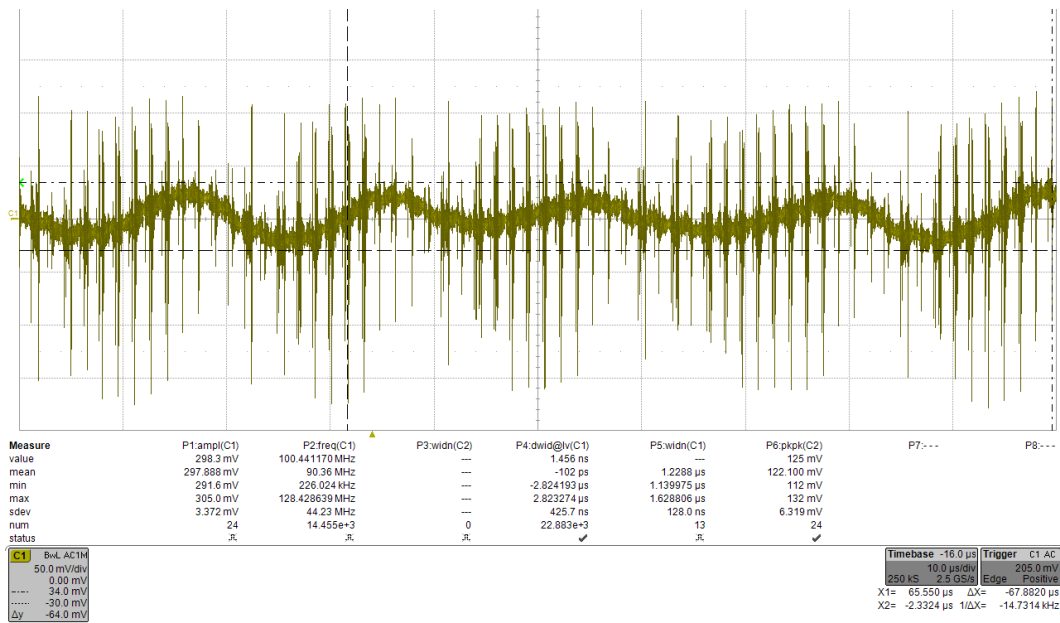


obr. 41: Rozdíl ($V_{OUT} - V_{REF}$) pro výstupní proud 1 A

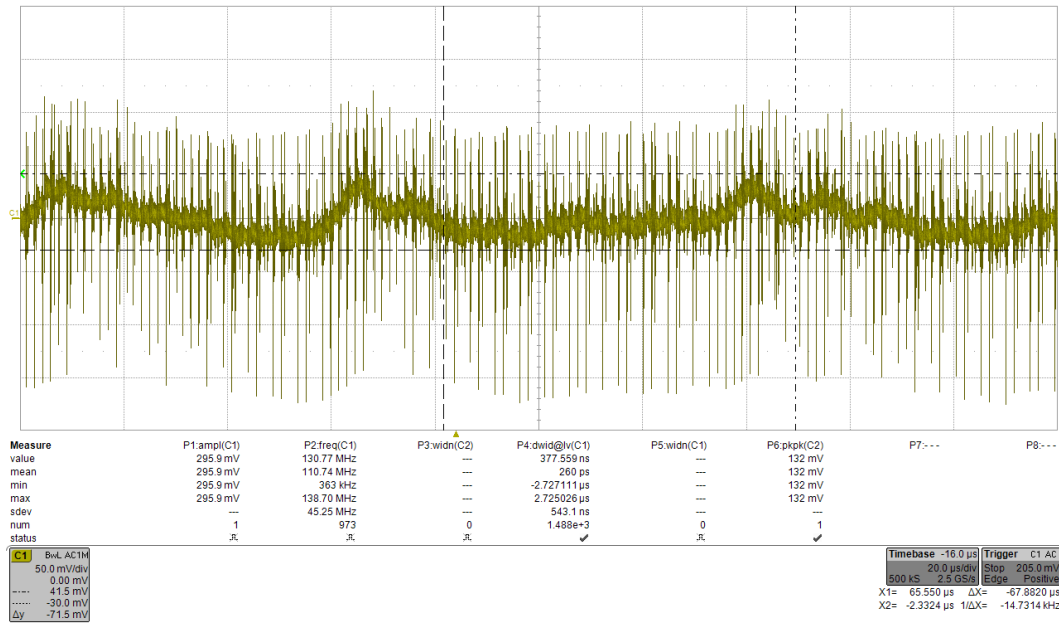
6.6 Zvlnění výstupního napětí



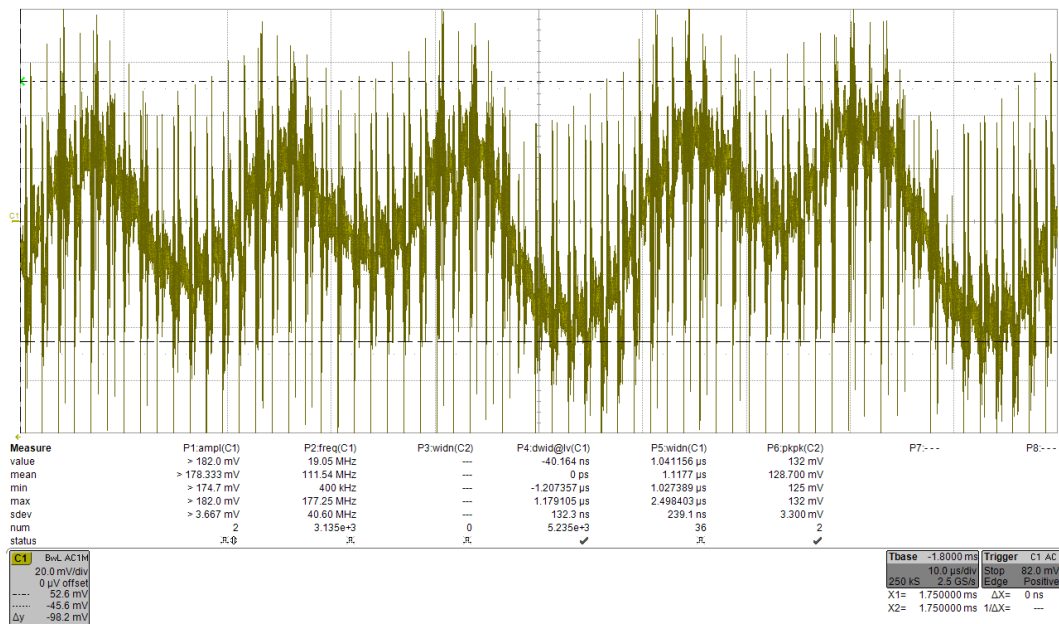
obr. 42: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 5\text{ V}$ a $I_{OUT} = 100\text{ mA}$



obr. 43: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 10\text{ V}$ a $I_{OUT} = 100\text{ mA}$



obr. 44: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$ a $I_{OUT} = 100\text{ mA}$



obr. 45: Snímek výstupního napětí pro $V_{OUT} = 15\text{ V}$ a $I_{OUT} = 500\text{ mA}$