

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky  
Elektronika a komunikace



**Regulovatelný zdroj napětí pro napájení  
z palubní sítě motorových vozidel**

**Adjustable Motor Vehicle Power Port  
Adapter**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

Autor: Petr Tomášek

Vedoucí práce: Ing. Lubor Jirásek, CSc.

Rok: 2021



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Tomášek** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **483540**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Regulovatelný zdroj napětí pro napájení z palubní sítě motorových vozidel**

Název bakalářské práce anglicky:

**Adjustable Motor Vehicle Power Port Adapter**

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte literaturu týkající se DC/DC měničů a stávající nabídky napájecích zdrojů s nastavitelným výstupním napětím pro použití v motorových vozidlech.
2. Na základě 1. navrhnete a realizujete regulovatelný zdroj napětí s indikací úrovně výstupního napětí.
3. Předpokládaná úroveň vstupního napětí 4,75 V - 30 V a výstupního napětí 5 V - 30 V. Předpokládaný maximální zatěžovací proud až 5 A.
4. Otestujte funkčnost realizovaného přístroje, proveďte měření dosažených parametrů.
5. Zhodnoťte dosažené výsledky a navrhnete případná vylepšení.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I. - III. Ben, Praha 1996 v pozdějších reedicích.
- [2] Aplikační poznámky firem STMicroelectronics, TI pro IO s funkcí SEPIC a ZETA.
- [3] MARTINS, D.C., DE ABREU, G.N.: Application of the ZETA converter in switched-mode power supplies. In: Conference Record of the PCC - Yokohama 1993 [online]. IEEE, 1993, s. 147-152 [cit. 2020-11-15]. ISBN 0-7803-0471-3. Dostupné z: doi:10.1109/PCCON.1993.264232

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Lubor Jirásek, CSc., katedra mikroelektroniky FEL**

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

Datum zadání bakalářské práce: **26.01.2021**

Termín odevzdání bakalářské práce: **21.05.2021**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2022**

Ing. Lubor Jirásek, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
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 svou bakalářskou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v příloženém seznamu.

V Praze dne .....

.....

Petr Tomášek

## **Poděkování**

Děkuji Ing. Luborovi Jiráskovi, CSc. za vedení mé práce, trpělivost a hodnotné tipy a rady. Děkuji své rodině za podporu a zázemí.

Petr Tomášek

*Název práce:*

**Regulovatelný zdroj napětí pro napájení z palubní sítě motorových vozidel**

*Autor:* Petr Tomášek

*Studijní program:* Elektronika a komunikace

*Obor:* Elektrotechnika

*Druh práce:* Bakalářská práce

*Vedoucí práce:* Ing. Lubor Jirásek, CSc.

*Klíčová slova:* Spínaný napájecí zdroj, DC-DC měnič architektury ZETA

*Title:*

**Adjustable Motor Vehicle Power Port Adapter**

*Author:* Petr Tomášek

*Course of study:* Electronics and communication engineering

*Field:* Electrical engineering

*Kind of work:* Bachelor thesis

*Thesis supervisor:* Ing. Lubor Jirásek, CSc.

*Key words:* SMPS, DC-DC converter based on ZETA topology

## **Abstrakt**

Práce má za cíl sestavit napájecí zdroj s intervalem vstupního a výstupního napětí 5 V – 30 V a také možnost dodat až 5 A. Funkce zvyšování i snižování napětí je dosaženo DC-DC měničem architektury ZETA. Místo realizace systému pomocí komerčního integrovaného obvodu zajišťující všechny vnitřní funkce spínání, je z edukačních důvodů použit princip funkčních bloků, které jsou navrženy jednotlivě a dohromady toto spínání realizují. Zpětnovazební smyčka je složena z operačního zesilovače s regulovatelnou napěťovou referencí, obvodu generující pulzně šířkovou modulaci s frekvencí 500 kHz a budiče s plovoucím napájením 12 V pro spínací prvek – výkonový MOSFET.

## **Abstract**

Thesis has its goal in assembling switched-mode power supply with input and output voltages between 5 V and 30 V and also the ability to deliver up to 5 A. The function of stepping output voltage up and down is achieved by ZETA converter. Instead of the implementation of the system by means of a commercial integrated circuit providing all

internal switching functions, the principle of functional blocks, which are implemented separately, is used for educational reasons. Feedback loop is composed of a operational amplifier with adjustable voltage reference, circuit ensuring PWM operation with frequency of 500 kHz and a MOSFET driver with 12 V floating supply.



# Obsah

Seznam obrázků	xi
Seznam tabulek	xiii
Seznam použitých symbolů	xv
<b>1 Teorie DC-DC měničů</b>	<b>3</b>
1.1 Snižující měnič	3
1.2 Zvyšující měnič	4
1.3 Invertující měnič	5
1.4 Čuk	5
1.5 SEPIC	6
1.6 ZETA	6
1.7 Flyback	7
1.8 Luo	7
1.9 Split-Pi	8
<b>2 Analýza měniče ZETA</b>	<b>11</b>
2.1 Princip funkce	11
2.2 Převodní vztah	12
2.3 Odvození pro parametry induktorů $L_1$ a $L_2$	14
2.3.1 Minimální indukčnost $L_1$	15
2.3.2 Minimální indukčnost $L_2$	16
2.4 Odvození pro parametry kapacitorů $C_1$ a $C_2$	16
2.4.1 Filtrační kapacitor $C_2$	16
2.4.2 Vazební kapacitor $C_1$	17
<b>3 Návrh obvodu</b>	<b>19</b>
3.1 Měnič ZETA	19
3.1.1 Induktory	20
3.1.2 Kapacitory	20
3.1.3 Spínač	21
3.1.4 Dioda	21
3.2 Zpětná vazba	21
3.2.1 Zpětnovazební operační zesilovač	21
3.2.2 Soft-start	22
3.2.3 Předzátěž	22
3.2.4 PWM	23
3.2.5 Budič tranzistoru	24
3.3 Chlazení	24
3.4 Napájení řídicích obvodů	25
3.5 Finální schéma	25

<b>4 Měření</b>	<b>27</b>
4.1 Zatěžovací charakteristiky . . . . .	27
4.2 Účinnost . . . . .	30
<b>Závěr</b>	<b>33</b>
<b>Literatura</b>	<b>35</b>
<b>Přílohy</b>	<b>37</b>
4.3 Fotografie sestavených obvodů . . . . .	37
4.4 Naměřená data . . . . .	39
4.4.1 Naměřená data výstupních charakteristik pro $U_{in} = 30\text{ V}$ . . . . .	39
4.4.2 Naměřená data výstupních charakteristik pro $U_{in} = 24\text{ V}$ . . . . .	41
4.4.3 Naměřená data výstupních charakteristik pro $U_{in} = 12\text{ V}$ . . . . .	43
4.4.4 Naměřená data výstupních charakteristik pro $U_{in} = 5\text{ V}$ . . . . .	45

# Seznam obrázků

1.1	Architektura měniče Buck . . . . .	4
1.2	Architektura měniče Boost . . . . .	4
1.3	Architektura měniče Buck-Boost . . . . .	5
1.4	Architektura měniče Čuk . . . . .	5
1.5	Architektura měniče SEPIC . . . . .	6
1.6	Architektura měniče ZETA . . . . .	7
1.7	Architektura měniče Flyback . . . . .	7
1.8	Architektura měniče Luo [16] . . . . .	8
1.9	Architektura měniče Split-Pi [11] . . . . .	8
2.1	Schéma měniče ZETA . . . . .	11
2.2	Princip měniče ZETA [4] . . . . .	12
2.3	Smyčka $L_1$ . . . . .	13
2.4	Smyčka $L_1, C_1$ . . . . .	13
2.5	Smyčka $C_1, L_2, C_2$ . . . . .	13
2.6	Smyčka $L_2, C_2$ . . . . .	14
2.7	Průběh proudu induktorem měniče . . . . .	15
2.8	Průběh výstupního proudu měniče . . . . .	17
2.9	Průběh napětí na kapacitoru $C_1$ . . . . .	17
3.1	Blokové schéma navrhovaného zdroje . . . . .	19
3.2	Návrh zpětnovazebního obvodu . . . . .	21
3.3	První návrh soft-startového obvodu . . . . .	22
3.4	Druhý návrh soft-startového obvodu . . . . .	23
3.5	Realizace předzátěže zdrojem konstantního proudu . . . . .	23
3.6	Finální schéma zdroje s měničem architektury ZETA . . . . .	25
4.1	Zatěžovací charakteristika pro $U_{in} = 30$ V . . . . .	27
4.2	Zatěžovací charakteristika pro $U_{in} = 24$ V . . . . .	28
4.3	Zatěžovací charakteristika pro $U_{in} = 12$ V . . . . .	28
4.4	Zatěžovací charakteristika pro $U_{in} = 5$ V . . . . .	29
4.5	Účinnost zdroje pro $U_{in} = 30$ V . . . . .	30
4.6	Účinnost zdroje pro $U_{in} = 24$ V . . . . .	31
4.7	Účinnost zdroje pro $U_{in} = 12$ V . . . . .	31
4.8	Účinnost zdroje pro $U_{in} = 5$ V . . . . .	32
4.9	První sestavený obvod – neúspěch . . . . .	37
4.10	Druhý sestavený obvod – neúspěch . . . . .	37
4.11	Třetí sestavený obvod – úspěch . . . . .	38
4.12	Třetí sestavený obvod (foto zepředu) . . . . .	38
4.13	Třetí sestavený obvod (foto zezadu) . . . . .	38



# Seznam tabulek

1.1	Režimy spínání měniče Split-Pi [11] . . . . .	9
4.1	$U_{\text{in}} = 30 \text{ V} / U_{\text{out}} = 5 \text{ V}$ . . . . .	39
4.2	$U_{\text{in}} = 30 \text{ V} / U_{\text{out}} = 12 \text{ V}$ . . . . .	39
4.3	$U_{\text{in}} = 30 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$ . . . . .	40
4.4	$U_{\text{in}} = 30 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$ . . . . .	40
4.5	$U_{\text{in}} = 24 \text{ V} / U_{\text{out}} = 5 \text{ V}$ . . . . .	41
4.6	$U_{\text{in}} = 24 \text{ V} / U_{\text{out}} = 12 \text{ V}$ . . . . .	41
4.7	$U_{\text{in}} = 24 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$ . . . . .	42
4.8	$U_{\text{in}} = 24 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$ . . . . .	42
4.9	$U_{\text{in}} = 12 \text{ V} / U_{\text{out}} = 5 \text{ V}$ . . . . .	43
4.10	$U_{\text{in}} = 12 \text{ V} / U_{\text{out}} = 12 \text{ V}$ . . . . .	43
4.11	$U_{\text{in}} = 12 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$ . . . . .	44
4.12	$U_{\text{in}} = 12 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$ . . . . .	44
4.13	$U_{\text{in}} = 5 \text{ V} / U_{\text{out}} = 5 \text{ V}$ . . . . .	45
4.14	$U_{\text{in}} = 5 \text{ V} / U_{\text{out}} = 12 \text{ V}$ . . . . .	45
4.15	$U_{\text{in}} = 5 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$ . . . . .	46
4.16	$U_{\text{in}} = 5 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$ . . . . .	46



# Seznam použitých symbolů

$A$	$\text{cm}^2$	Plocha
$C$		Označení kapacitoru
$C$	F	Kapacita kondenzátoru
$CCM$		Režim spojitého proudu cívkou
$C_{\text{gate}}$	F	Kapacita hradla tranzistoru MOSFET
$D$		Označení diody
$D$	%	Střída, šířka pulsu
DIV		Označení pinu pro invertování střídý obvodu LTC6992
$D_{\text{max}}$	%	Maximální střída
$D_{\text{min}}$	%	Minimální střída
$E_{\text{gate}}$	J	Energie potřebná pro otevření/zavření tranzistoru
$ESL$		Ekvivalentní sériový odpor
$ESR$		Ekvivalentní sériová indukčnost
$\eta$	%	Účinnost
$f$	Hz	Frekvence spínání
$f_{\text{MASTER}}$	Hz	Frekvence vnitřního oscilátoru obvodu LTC6992
$i$	A	Okamžitá hodnota proudu
$I$	A	Střední hodnota proudu
$I_C$	A	Střední hodnota proudu kapacitorem
$i_C$	A	Okamžitá hodnota proudu kapacitorem
$I_D$	A	Střední hodnota proudu diodou
$i_D$	A	Okamžitá hodnota proudu diodou
$I_{\text{DM}}$	A	Maximální pulsní proudu tranzistoru
$I_{\text{DS}}$	A	Střední hodnota proudu drain-source tranzistoru
$I_{\text{FAV}}$	A	Střední hodnota proudu diodou
$I_{\text{FRMS}}$	A	Efektivní hodnota proudu diodou
$I_{\text{in}}$	A	Střední hodnota vstupního proudu zdroje

$I_L$	A	Střední hodnota proudu induktorem
$i_L$	A	Efektivní hodnota proudu induktorem
$I_{L,max}$	A	Maximální střední hodnota proudu induktorem
$I_{out}$	A	Střední hodnota výstupního proudu zdroje
$I_{out,max}$	A	Maximální střední hodnota výstupního proudu zdroje
$I_{out,min}$	A	Minimální střední hodnota výstupního proudu zdroje
$i_Q$	A	Okamžitá hodnota proudu tranzistorem
$I_{Q,max}$	A	Maximální hodnota proudu tranzistorem
$I_{RMS,max}$	A	Efektivní hodnota proudu tranzistorem
$I_{SET}$	A	Hodnota proudu vstupem SET obvodu LTC6992
$k$	$W \cdot K^{-1} \cdot cm^{-1}$	Tepelná vodivost materiálu
$L$		Označení induktoru
$L$	H	Indukčnost cívky
$L_{min}$	H	Minimální indukčnost cívky
MOD		Označení pinu pro modulaci střídy obvodu LTC6992
$N$	-	Počet závitů vinutí transformátoru
$n$	-	Počet stupňů měniče architektury Luo
NPN		Označení bipolárního tranzistoru s uspořádáním NPN
OVLO		Ochrana proti přepětí
$P_{driver}$	W	Výkon budiče ADum4120
$P_{in}$	W	Vstupní výkon zdroje
PNP		Označení bipolárního tranzistoru s uspořádáním PNP
$P_{out}$	W	Výstupní výkon zdroje
$P_s$	W	Spínací ztráty tranzistoru
PWM		Pulsně šířková modulace
$Q$		Označení tranzistoru
$Q$	C	Náboj
$Q_{gate,total}$	C	Celkový náboj hradla tranzistoru
$R_{DS(on),max}$	$\Omega$	Maximální odpor otevřeného tranzistoru
$R_{out}$	$\Omega$	Odpor zátěže
$R_{sense}$	$\Omega$	Odpor snímajícího rezistoru
$R_{SET}$	$\Omega$	Odpor rezistoru definujícího frekvenci obvodu LTC6992
$R_{thcs}$	K/W	Tepelný odpor mezi vrstvami pouzdro-chladič
$R_{\theta}$	K/W	Absolutní tepelný odpor



$R_{thjc}$	K/W	Tepelný odpor mezi vrstvami přechod-pouzdro
$R_{thsa}$	K/W	Tepelný odpor chladiče do okolí
SET		Označení pinu nastavení frekvence obvodu LTC6992
SMPS		Označení pinu pro modulaci střídavy obvodu LTC6992
$S_Q$	C	Plocha rovna náboji
$T$	s	Perioda
$t$	s	Čas
$T_a$	°C	Teplota okolí
$t_{fall}$	s	Sestupná hrana vypnutí tranzistoru
$T_j$	°C	Teplota přechodu tranzistoru
$T_{j,max}$	°C	Maximální teplota přechodu tranzistoru
$t_{MASTER}$	s	Perioda vnitřního oscilátoru obvodu LTC6992
$t_{off}$	s	Doba trvání 1. fáze
$t_{on}$	s	Doba trvání 2. fáze
$t_{rise}$	s	Náběžná hrana sepnutí tranzistoru
$T_s$	°C	Teplota chladiče
$u$	V	Okamžitá hodnota napětí
$U$	V	Střední hodnota napětí
$U_C$	V	Střední hodnota napětí na kapacitoru
$U_D$	V	Závěrné napětí na diodě
$U_{DS}$	V	Napětí drain-source tranzistoru
$U_{DS,max}$	V	Maximální napětí drain-source tranzistoru
$U_{f,max}$	V	Maximální úbytek napětí na diodě v propustném směru
$U_{gate}$	V	Napětí na hradle tranzistoru
$U_{GS}$	V	Maximální napětí gate-source tranzistoru
$U_i$	V	Elektromotorické napětí
$U_{in}$	V	Vstupní napětí zdroje
$U_{in,max}$	V	Maximální vstupní napětí zdroje
$U_{in,min}$	V	Minimální vstupní napětí zdroje
$u_L$	V	Okamžitá hodnota napětí na induktoru
$U_L$	V	Střední hodnota napětí na induktoru
$U_{out}$	V	Výstupní napětí zdroje
$U_{out,max}$	V	Maximální výstupní napětí zdroje
$U_{out,min}$	V	Minimální výstupní napětí zdroje

$u_Q$	V	Okamžitá hodnota napětí na tranzistoru
$U_{r,max}$	V	Maximální závěrné napětí diody
$U_{SET}$	V	Hodnota napětí na vstupu SET obvodu LTC6992
$UVLO$		Ochrana proti podpětí

# Úvod

Každodenní život se dnes již neobejde bez technologií, jež z velké části tvoří elektronika. Základem každého elektronického zařízení je jeho napájení. Většina dnešních zařízení, jako například domácí spotřebiče, výpočetní technika nebo medicínské přístroje jsou napájeny stejnosměrným napětím. Existuje mnoho způsobů, jak měnit stejnosměrné napětí, avšak tato práce je věnována spínaným DC-DC měničům.

Cíl této práce je vysvětlit, navrhnout a sestavit regulovatelný zdroj napětí pro vstupní i výstupní napětí  $5\text{ V} - 30\text{ V}$  s možností odebírat až  $5\text{ A}$ . Pro způsob změny napětí bude zvolen měnič ZETA, kterému je věnována samostatná kapitola. Účelem je pochopit vnitřní stavbu a osvojit si funkce jednotlivých komponentů spínaných zdrojů. Z toho důvodu budou funkční bloky zdroje navrženy jednotlivě, a nebude použit již hotový komerční integrovaný obvod. Pro navržený zdroj bude změřena zatěžovací charakteristika a také jeho účinnost.



# Kapitola 1

## Teorie DC-DC měničů

Dvěma hlavními způsoby jak měnit hodnotu stejnosměrného napětí jsou lineární a spínané regulátory.

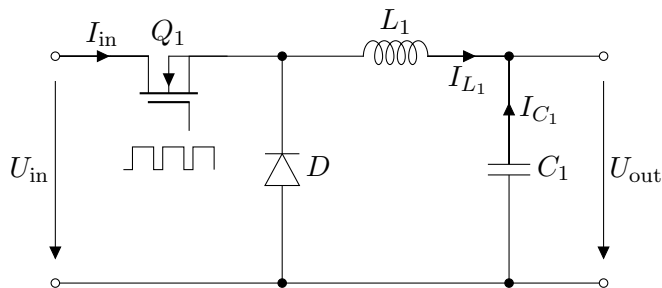
*Lineární regulátory* dosahují požadovaného napětí pomocí vyzařování přebytečné energie v podobě Joulova tepla, mohou tedy napětí (resp. proud) pouze snižovat a v porovnání se spínanou technologií mají relativně špatné účinnosti. Většinou jsou realizovány jedním integrovaným obvodem s případným doplněním o dílčí součástky pro zlepšení vlastností. Velké využití mají jako filtry výstupního zvlnění. Lineární regulátory tedy představují jednoduché a finančně efektivní řešení snižování napětí (většinou pro malé rozdíly vstupního a výstupního napětí) pro relativně malá zatížení.

Proti tomu *spínané zdroje*, také *SMPS* (*switched-mode power supplies*) mění napětí (resp. proud) spínáním prvků ukládajících energii – cívky a kondenzátory zapojené v různých elektrických konfiguracích. Pro výpočty se uvažují ideální součástky – bezztrátové indukty a kapacitory s ideálními spínacími prvky mající nulový odpor při stavu “on” a nekonečný odpor ve stavu “off”. Při takovýchto podmínkách by systém teoreticky měl 100% účinnost. Ideální prvky však realizovat nelze, proto je možné se 100% účinnosti jen přiblížit. Dnešní nejvyspělejší technologie dosahují účinnosti vyšší než 95 %. [12] Frekvence spínání se řádově pohybuje v desítkách kilohertzů až jednotkách megahertzů s proměnnou střídou (šířkou pulsu) signálu, také *duty cycle*. Proces, kdy se mění střída pulsního signálu, se nazývá *pulsně šířková modulace*, také *PWM* (*pulse-width modulation*). Spínané zdroje nejsou nijak výrazně výkonově omezeny, jsou totiž navrhovány od jednotek wattů až po desítky kilowattů. Nevýhodami jsou elektromagnetické rušení a relativně složitý návrh. [1][13]

Při analýze spínaných zdrojů se lze setkat s lineárním průběhem proudu indukty. Stejný proud indukty má exponenciální průběh, avšak při vyšších frekvencích spínání se proud pohybuje pouze v počáteční fázi exponenciály, kde je průběh téměř lineární. Díky této aproximaci jsou výpočty zjednodušeny a chyba, která tímto vzniká je zanedbatelná.

### 1.1 Snižující měnič

První představenou topologií je *snižující měnič*, také *buck converter*. Funkce snižování výstupního napětí je dosaženo architekturou obvodu – schéma na obrázku 1.1.



**Obrázek 1.1:** Architektura měniče Buck

Funkce je rozdělena do dvou fází – fáze  $t_{on}$ , kdy je spínač  $Q_1$  sepnutý a fáze  $t_{off}$ , kdy je  $Q_1$  rozepnutý. V první fázi –  $t_{on}$  je spínač  $Q_1$  sepnutý, na induktoru  $L_1$  je vstupní napětí  $U_{in}$ . Dioda je v závěrném stavu se závěrným napětím  $U_{in}$ . Induktor  $L_1$  ukládá energii ze vstupního zdroje do magnetického pole a jeho proud roste lineárně podle  $U_{in}/L_1$ . V tuto dobu je také nabíjen kapacitor  $C_1$ . Po rozeptnutí spínače  $Q_1$  – doba  $t_{off}$ , je dioda v propustném stavu. Energie uložená v magnetickém poli nyní udržuje proud  $I_{L_1}$ , který klesá lineárně podle  $-U_{out}/L_1$ . Induktor se tedy chová jako zdroj (jeho elektromotorické napětí je  $-U_{out}$ ) a společně s kapacitorem  $C_1$  nyní napájí zátěž. Proud diodou  $I_D = I_{L_1}$ . Tyto dvě doby se dále opakují. [1][13]

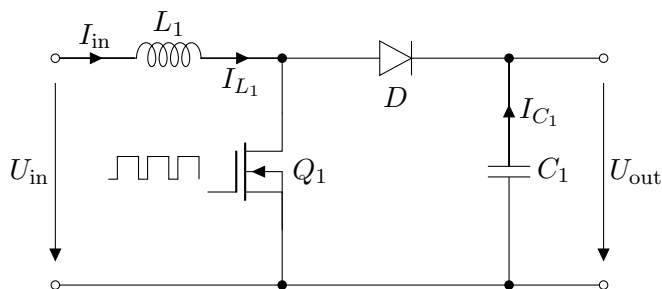
Doba  $t_{on}$  je tedy šířka pulsu, nebo-li parametr  $\frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = D \in (0, 1)$ , tento parametr lze také vyjádřit v procentech. Změnou parametru  $D$  lze měnit výstupní napětí. Převodní vztah pro snižující měnič je

$$U_{in} = U_{out}D,$$

ze kterého je také evidentní, že výstupní napětí takovéto architektury bude vždy menší než napětí vstupní. [1][13]

## 1.2 Zvyšující měnič

Druhou představenou topologií je *zvyšující měnič*, také *boost converter*, jehož schéma je ukázáno na obrázku 1.2.



**Obrázek 1.2:** Architektura měniče Boost

V době  $t_{on}$  roste proud induktorem  $L_1$  podle  $U_{in}/L_1$ , zátěž je napájena z kapacitoru  $C_1$  a na diodě je závěrné napětí  $U_{out}$ .

Při  $t_{off}$  se induktor snaží udržet směr a velikost proudu  $I_{L_1}$  a vzniká na něm indukované napětí

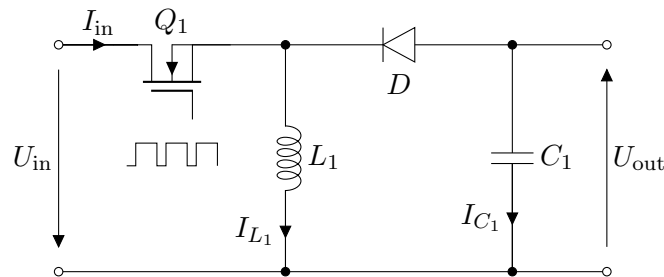
$$U_i = -(U_{out} - U_{in}) = -L_1 \frac{di}{dt},$$

proud  $I_{L_1}$  tedy klesá podle  $-(U_{\text{out}} - U_{\text{in}})/L_1$ . Dioda je v propustném směru a kapacitor  $C_1$  se nabíjí. Napětí  $U_{\text{in}}$  vstupního zdroje a indukované napětí induktoru  $L_1$  se nyní sčítají (zdroje zapojené v sérii), to je důvod, proč výstupní napětí bude vždy větší než vstupní. Převodní vztah zvyšujícího měniče:

$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}} \frac{1}{1 - D}. [1][13]$$

### 1.3 Invertující měnič

Třetím využívaným zapojením je *invertující měnič*, také *buck-boost converter*. Vyznačuje se tím, že napětí lze snižovat i zvyšovat v závislosti na střídě spínání a invertující funkci.



Obrázek 1.3: Architektura měniče Buck-Boost

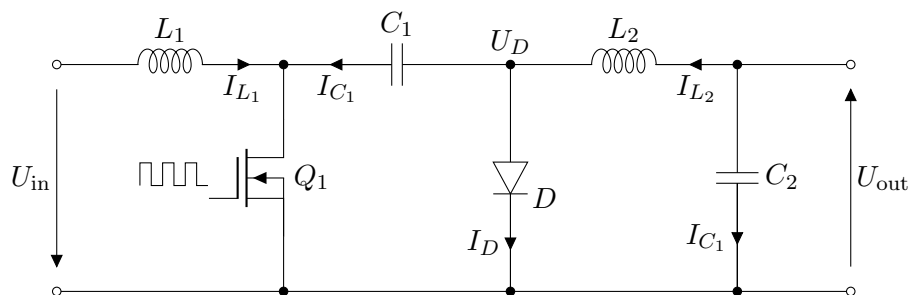
Podobně jako u zvyšujícího měniče vstupní zdroj v době  $t_{\text{on}}$  ukládá energii do magnetického pole induktoru, jehož proud roste podle  $U_{\text{in}}/L_1$ . Dioda je zavřena a zátěž je napájena v kapacitoru  $C_1$ .

V době  $t_{\text{off}}$  je  $U_{\text{in}}$  odpojeno a  $L_1$  se stává proudovým zdrojem, proud klesá podle  $-U_{\text{out}}/L_1$  a teče zkrze smyčku  $C_1, D, L_1$  – polarita vstupního zdroje je obrácena. Na toto napětí se také nabíjí kapacitor  $C_1$ . Převodní vztah invertujícího měniče:

$$U_{\text{out}} = -U_{\text{in}} \frac{D}{1 - D}. [1][13]$$

### 1.4 Čuk

*Čuk converter* je první měnič se dvěma induktory, napětí lze zvyšovat i snižovat a má invertující funkci. Tento měnič má velmi dobré vlastnosti elektromagnetického rušení, protože na vstupu i výstupu obvodu se nachází LC filtr ( $L_1$  společně se vstupním kapacitorem). Dále lze tímto měničem snadno dosáhnout malého výstupního zvlnění. Měnič má také dobré předpoklady k dosažení dobré účinnosti – kapacitory se vždy vybíjí i nabíjí přes induktory, což zabraňuje proudovým špičkám. Spínač je uzemněn, proto pro jeho buzení není potřeba plovoucí napětí. Princip je rozdělen na čtyři doby  $t_{1,2,3,4}$ .



Obrázek 1.4: Architektura měniče Čuk

V době  $t_1$  je tranzistor  $Q_1$  sepnut a energie je ukládána do induktoru  $L_1$ , jehož proud roste podle  $U_{in}/L_1$ .

V druhé době  $t_2$  je tranzistor zavřen,  $L_1$  udržuje směr proudu s elektromotorickým napětím  $-U_{L_1}$ , které se nyní s vstupním  $U_{in}$  sčítá. Vazební kapacitor  $C_1$  je nabíjen na napětí  $U_{in} + U_{L_1}$  a smyčka se uzavírá přes diodu.

Doba  $t_3$  začíná znovuotevřením  $Q_1$ . Magnetické pole  $L_1$  se opět nabíjí. Energie uložená v elektrickém poli  $C_1$  se nyní mění na proud  $I_{C_1}$ , který teče smyčkou  $Q_1$ ,  $C_2$ ,  $L_2$  a nabíjí tak filtrační kapacitor  $C_2$  a magnetické pole induktoru  $L_2$  – proud  $I_{L_2}$  roste podle  $(U_{in} + U_{L_1})/L_2$ . Proud spínačem  $I_{Q_1} = I_{L_1} + I_{C_1}$ .

Při  $t_4$  je  $Q_1$  znovu zavřen.  $C_1$  se opět nabíjí na  $U_{in} + U_{L_1}$  a výstupní část obvodu nyní napájí jak induktor  $L_2$ , který se snaží udržet směr a velikost proudu (indukované napětí  $U_{out}$ ), tak kapacitor  $C_2$ .

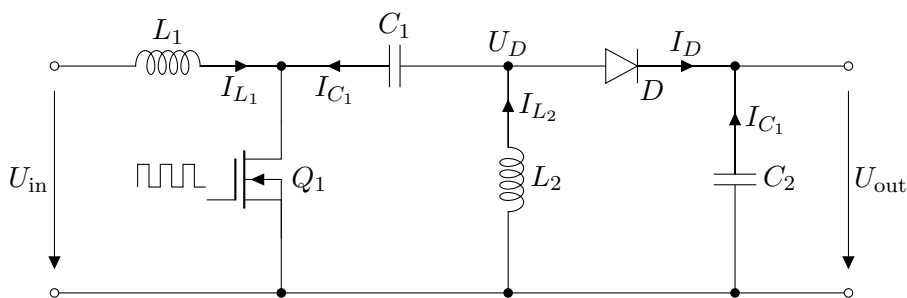
Doby  $t_3$  a  $t_4$  se dále opakují a převodní vztah pro měnič Čuk je:

$$U_{out} = -U_{in} \frac{D}{1-D}. \quad [14]$$

## 1.5 SEPIC

Dalším dvouinduktorovým zapojením je měnič *SEPIC* (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*). Princip je podobný měnič Čuk a díky úpravě topologie je výstupní napětí stejné polaroty jako napětí vstupní. Z důvodu polohy induktoru  $L_2$  není výstupní proud spojitý, a tak je náročnější dosáhnout malého výstupního zvlnění. Topologie je ukázána na obrázku 1.5. Převodní vztah:

$$U_{out} = U_{in} \frac{D}{1-D}.$$



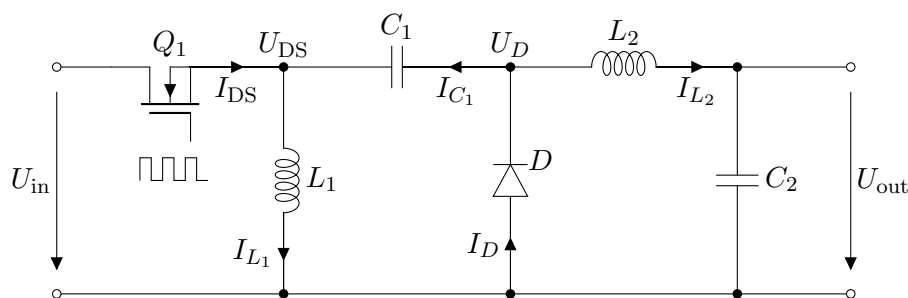
Obrázek 1.5: Architektura měniče SEPIC

## 1.6 ZETA

Architektura měniče *ZETA*, také *Dual-SEPIC* je třetím dvouinduktorovým zapojením. Princip je obdobný měnič Čuk a SEPIC. Výstupní napětí je stejné polaroty jako napětí vstupní. Díky poloze induktoru  $L_2$  je výstupní proud spojitý, a tak má tato topologie (obrázek 1.6) dobré vlastnosti z hlediska výstupního zvlnění. Převodní vztah:

$$U_{out} = U_{in} \frac{D}{1-D}.$$

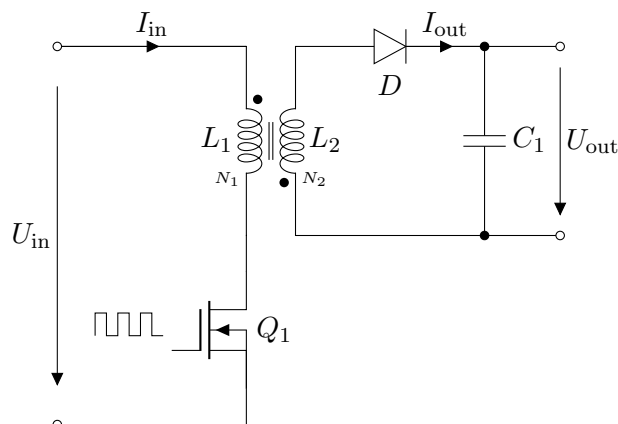




Obrázek 1.6: Architektura měniče ZETA

## 1.7 Flyback

*Flyback converter* je měnič, který mění napětí pomocí transformátoru, schéma 1.7. Výhody této topologie jsou – výstup je od vstupu galvanicky izolován transformátorem, napětí lze snižovat i zvyšovat a lze realizovat více výstupních napětí přidáním dalších sekundárních vinutí.



Obrázek 1.7: Architektura měniče Flyback

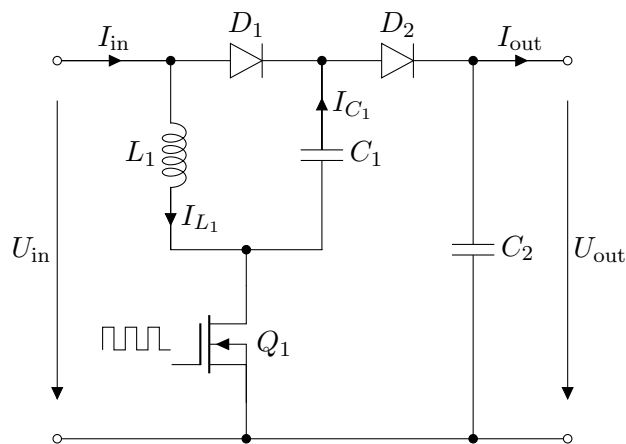
V době, kdy je spínač  $Q_1$  sepnut primární vinutí ukládá energii do magnetického toku ve feromagnetickém materiálu transformátoru, indukované sekundární napětí je opačně polarizováno, proto je dioda v závěrném stavu. Výstupní napětí  $U_{out}$  udržuje kapacitor  $C_1$ . Poté se  $Q_1$  rozezne, rychlá změna proudu na primárním induktoru podle Faradayova zákona vytvoří opačné napětí, a tak na sekundární straně začne téct proud, dioda je otevřena a magnetický tok v transformátoru začne klesat. Kapacitor  $C_1$  se nabíjí. Převodní vztah je

$$U_{out} = U_{in} \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \cdot [1][15]$$

## 1.8 Luo

Měnič architektury *Luo* se vyznačuje velkým napěťovým zesílením, proto patří do skupiny *super-lift converters*. Schéma je ukázáno na obrázku 1.8 a převodní vztah je

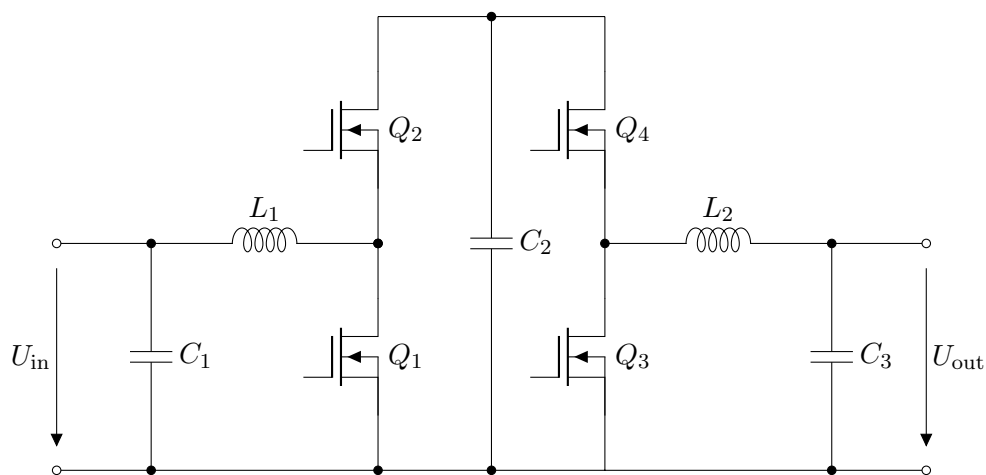
$$U_{out} = U_{in} \left( \frac{2-D}{1-D} \right)^n, \text{ kde } n \text{ je počet stupňů měniče. [16]}$$



Obrázek 1.8: Architektura měniče Luo [16]

## 1.9 Split-Pi

*Split-Pi* je relativně nová topologie, která má stále velký prostor pro výzkum a vývoj. Použití má zejména v automobilovém průmyslu. Tato architektura umožňuje tzv. *bidirectional flow of power*, tedy je možné použít měnič oboustranně. Směr transportu energie se mění pouze podle toho, kde je zapojen zdroj a kde zátěž, nezávisle na nastavení kontrolních funkcí. Split-Pi může snižovat i zvyšovat vstupní napětí. Prakticky se jedná o měnič Boost (zvyšující) následovaný měničem Buck (snižující), viz. schéma 1.9. [11]



Obrázek 1.9: Architektura měniče Split-Pi [11]

Měnič funguje ve dvou režimech – snižování a zvyšování. V obou případech jsou řízeny pouze dva ze čtyř spínačů a dva další jsou po celou dobu ve stavu ON/OFF. Tabulka 1.1 ukazuje různé režimy měniče.

$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$	<b>Funkce</b>
OFF	OFF	OFF	OFF	Neaktivní (vstup a výstup odpojen)
OFF	ON	OFF	ON	Zkrat ( $U_{in} = U_{out}$ )
OFF	ON	$\overline{\text{PWM}}$	PWM	Snižující režim ( $U_{in} > U_{out}$ )
$\overline{\text{PWM}}$	PWM	OFF	ON	Zvyšující režim ( $U_{in} < U_{out}$ )

**Tabulka 1.1:** Režimy spínání měniče Split-Pi [11]

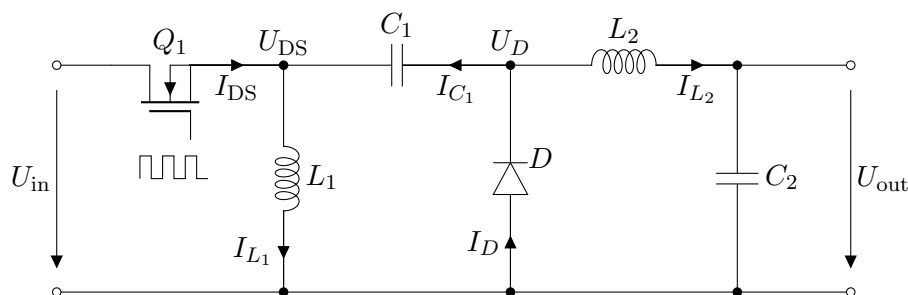


## Kapitola 2

# Analýza měniče ZETA

ZETA je jednou ze série topologií se dvěma induktory. Vlastnostmi této architektury, ukázané na schématu 2.1, jsou např. malé výstupní zvlnění, díky spojitému výstupnímu proudu a neinvertující funkce, což jsou důvody volby tohoto měniče pro zadanou aplikaci. [5]

Po architekturách Buck, Boost, Buck-Boost, Čuk a SEPIC je ZETA šestou v řadě, a toto je také důvod, proč získala své jméno – šesté písmeno řecké abecedy je ζ (zeta). Také je možné se setkat s pojmenováním Dual-SEPIC. [5]



Obrázek 2.1: Schéma měniče ZETA

### 2.1 Princip funkce

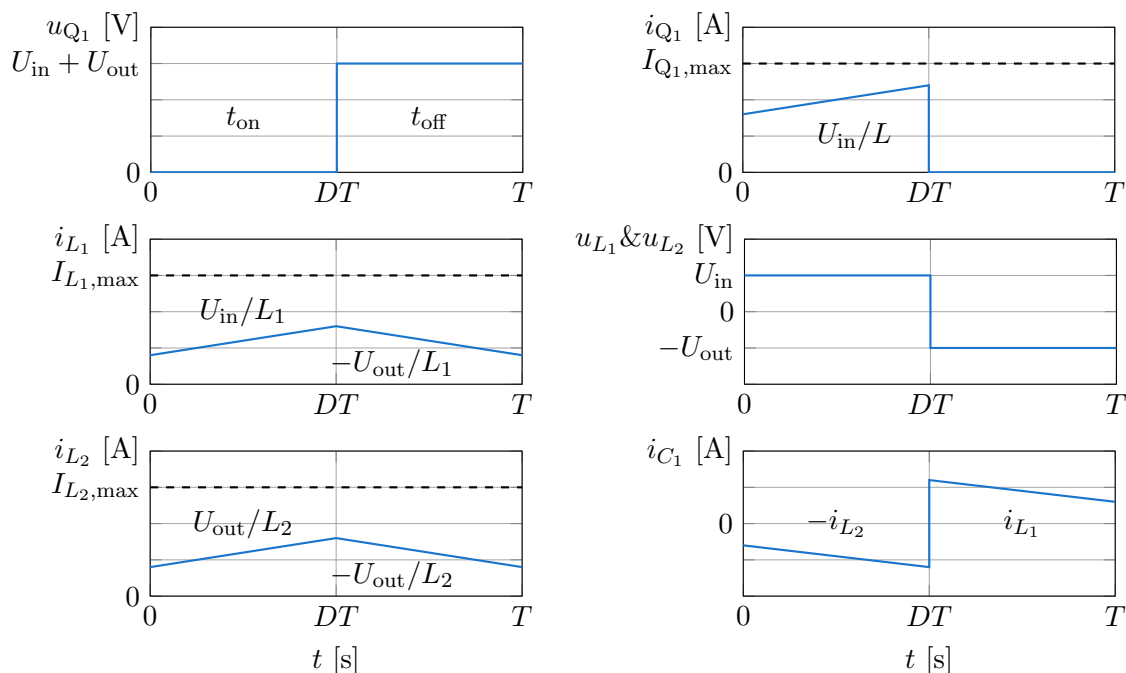
Pro analýzu obvodu v ustáleném stavu je uvažováno, že kapacita kapacitorů je dostatečná co se týče výstupního napětí, kvůli výstupnímu zvlnění (tzv. *ripple voltage*). Dále, protože střední hodnota napětí na induktorech  $L_1$  a  $L_2$  je nula, napětí na kapacitorech  $C_1$  a  $C_2$  jsou rovna výstupnímu napětí  $U_{out}$ .

Princip funkce měniče je rozdělen do dvou fází. V první fázi –  $t_{on}$  je spínač  $Q_1$  sepnutý, proto je na obou induktorech  $L_1$  a  $L_2$  vstupní napětí  $U_{in}$ . V této fázi je dioda v závěrném stavu se závěrným napětím  $-(U_{in} + U_{out})$ . Induktory  $L_1$  a  $L_2$  ukládají energii ze vstupního zdroje do magnetického pole a jejich proudy  $i_{L1}$  a  $i_{L2}$  rostou lineárně podle  $U_{in}/L_1$  a  $U_{out}/L_2$  souběžně. V důsledku proud spínačem  $i_{Q1} = i_{L1} + i_{L2}$  lineárně roste podle  $U_{in}/L$ , kde

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}. \quad (2.1)$$

Nyní je také vybíjen vazební kapacitor  $C_1$  a nabíjen  $C_2$ .

V druhé fázi –  $t_{off}$  je spínač  $Q_1$  vypnutý a dioda je v propustném stavu. Napětí na induktorech se rovnají  $-U_{out}$ , a tak  $L_1$  a  $L_2$  dodávají energii do kapacitoru  $C_1$  a zátěže souběžně. Proud  $i_{L1}$  a  $i_{L2}$  klesají lineárně podle  $-U_{out}/L_1$  a  $-U_{out}/L_2$  souběžně. Proud



Obrázek 2.2: Princip měniče ZETA [4]

diodou  $i_D = i_{L_1} + i_{L_2}$  také klesá lineárně podle  $-U_{out}/L$ , kde  $L$  je paralelní kombinace induktorů ze vztahu 2.1. V tento moment je na spínači napětí  $u_{Q_1} = U_{in} + U_{out}$ . [4]

## 2.2 Převodní vztah

Převodní vztah je funkce výstupního napětí  $U_{out}$  v závislosti na vstupním napětí  $U_{in}$ . Odvození převodního vztahu bude rozděleno na několik kroků. Výstupem těchto kroků jsou rovnice pro popsání chování obvodu v jeho jednotlivých částech.

V prvním kroku 2.3 proud teče po celou dobu  $t_{on}$  smyčkou  $L_1$ , tedy

$$U_{L_1} = U_{in}. \quad (2.2)$$

V druhém kroku –  $t_{off}$  2.4 je spínač vypnutý, dioda je v propustném směru a induktor se nyní chová jako zdroj a vybíjí se přes smyčku  $L_1$  a  $C_1$ , proto

$$U_{C_1} = U_{L_1}. \quad (2.3)$$

Stále doba  $t_{off}$ . Nyní induktor  $L_1$  předává kapacitoru  $C_1$  energii, kterou získal při předchozí době  $t_{on}$ . Následující vztah vychází z úvahy, že průměrná hodnota napětí na ideálním induktoru je vždy rovna nule. A tato myšlenka vychází z předpokladu

ustáleného stavu, kdy  $\frac{di}{dt} = 0$ . Po dosazení vztahů 2.2 a 2.3 lze proto psát

$$\int_0^T u_{L_1} dt = 0,$$

$$\underbrace{\int_0^{DT} U_{in} dt}_{t_{on}} + \underbrace{\int_{DT}^T U_{C_1} dt}_{t_{off}} = 0,$$

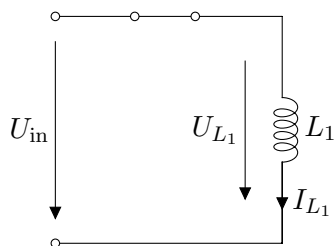
$$U_{in}DT + U_{C_1}(DT - T) = 0,$$

$$U_{in}DT = U_{C_1}(T - DT),$$

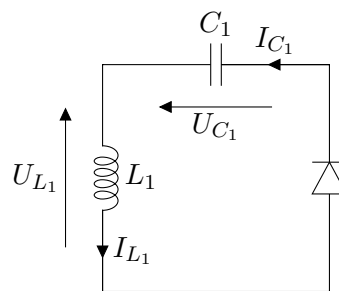
$$U_{C_1} = U_{in} \frac{DT}{T - DT},$$

$$U_{C_1} = U_{in} \frac{D}{1 - D}, \quad (2.4)$$

kde  $D \in \langle 0, 1 \rangle$  je parametr udávající šířku pulzu / střídý / velikost  $t_{on}$ .



Obrázek 2.3: Smyčka  $L_1$

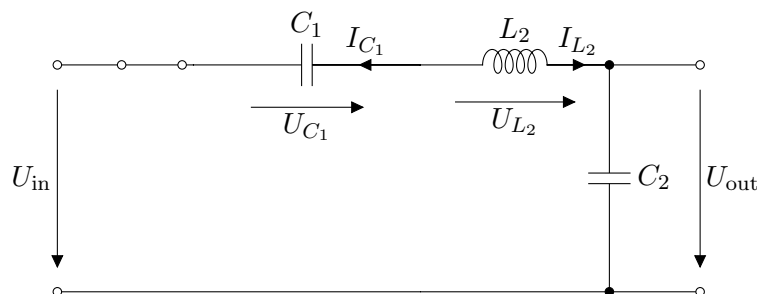


Obrázek 2.4: Smyčka  $L_1, C_1$

Následující kroky popisují induktor  $L_2$ . Ve čtvrtém kroku je spínač sepnutý – doba  $t_{on}$ . Kapacitor  $C_1$  a induktor  $L_1$  se nyní nabíjí. S použitím druhého Kirchhoffova zákona lze pro smyčku  $C_1, L_2$  a  $C_2$  na obrázku 2.5 psát

$$U_{C_1} + U_{L_2} + U_{out} = U_{in},$$

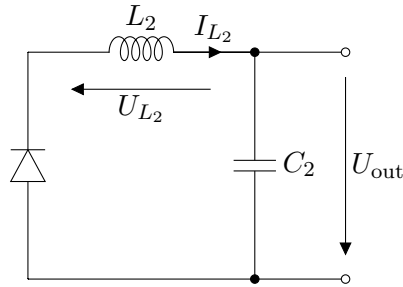
$$U_{L_2} = U_{in} - (U_{C_1} + U_{out}). \quad (2.5)$$



Obrázek 2.5: Smyčka  $C_1, L_2, C_2$

Pátý krok popisuje napětí na induktoru  $L_2$  po dobu  $t_{off}$ .  $L_2$  je nyní zdrojem a dodává energii do zátěže a  $C_2$ , kterou čerpá z magnetického pole indukovaného za dobu  $t_{on}$ . Pro smyčku  $L_2, C_2$  na obrázku 2.6 tedy platí, že

$$U_{L_2} = -U_{out}. \quad (2.6)$$

Obrázek 2.6: Smyčka  $L_2, C_2$ 

Šestý krok vychází opět z myšlenky nulového napětí na ideálním induktoru za periodu v ustáleném stavu. Proto pro průběh napětí na  $L_2$  platí

$$\int_0^T u_{L_2} dt = 0,$$

po dosazení hodnot napětí induktoru  $L_2$  z rovnic 2.5 a 2.6 je patrné

$$\underbrace{\int_0^{DT} (U_{\text{in}} - U_{C_1} - U_{\text{out}}) dt}_{t_{\text{on}}} + \underbrace{\int_{DT}^T (-U_{\text{out}}) dt}_{t_{\text{off}}} = 0,$$

$$U_{\text{in}}DT - U_{C_1}DT - U_{\text{out}}DT - U_{\text{out}}T + U_{\text{out}}DT = 0,$$

$$U_{C_1}DT = U_{\text{in}}DT - U_{\text{out}}T,$$

$$U_{C_1} = U_{\text{in}} - \frac{U_{\text{out}}}{D}.$$

Po doplnění rovnice, o napětí na kapacitoru  $C_1$ , 2.4 ze třetího kroku je získáno

$$U_{\text{in}} \frac{D}{1-D} = U_{\text{in}} - \frac{U_{\text{out}}}{D},$$

$$\frac{U_{\text{out}}}{D} = U_{\text{in}} \left( 1 - \frac{D}{1-D} \right),$$

$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}} \frac{D}{1-D}. \quad [6] \quad (2.7)$$

Z převodního vztahu 2.7 je evidentní, že výstupní napětí lze snižovat pro  $D < 0,5$  i zvyšovat pro  $D > 0,5$ . Ze vztahu je také zřejmé, že polarita napětí je zachována. V ideálním případě, beze ztrát, se vstupní a výstupní výkony rovnají. Z této úvahy lze odvodit proudový vztah:

$$U_{\text{in}} I_{\text{in}} = U_{\text{out}} I_{\text{out}},$$

$$U_{\text{in}} I_{\text{in}} = U_{\text{in}} \frac{D}{1-D} I_{\text{out}},$$

$$I_{\text{out}} = I_{\text{in}} \frac{1-D}{D}. \quad [6] \quad (2.8)$$

### 2.3 Odvození pro parametry induktorů $L_1$ a $L_2$

Induktory zajišťují samotnou změnu napětí. Podle energie uložené do svého magnetického pole, potom dodávají indukovaný proud dále, a tento proud poté budí na výstupu určité napětí (regulováno šířkou pulsu – parametr  $D$ ).



Pro zajištění ustáleného a spojitého stavu, je nezbytné, aby proud induktorem neklesl na nulu, což závisí na jeho indukčnosti. Toto je podmínka, podle které bude navržena minimální indukčnost induktorů.

Nejdříve je potřeba si vyjádřit změnu proudu v induktorech. Z definičního vztahu pro elektromotorické napětí

$$U_i = -L \frac{di}{dt},$$

pro změnu proudu platí

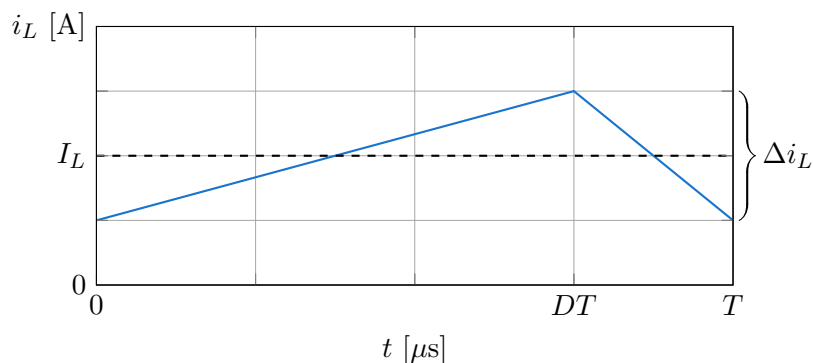
$$\Delta i = \frac{u}{L} \Delta t.$$

Pro  $L_1$  tato změna bude odvozena z doby  $t_{on}$ , kdy se napětí induktoru rovná vstupnímu napětí  $U_{in}$  (viz vztah 2.2, schéma na obrázku 2.3), proto

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_1} &= \frac{u_{L_1}}{L_1} \Delta t, \\ \Delta i_{L_1} &= \frac{U_{in}}{L_1} DT. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Pro induktor  $L_2$  je změna odvozena z doby  $t_{off}$ , kdy se napětí induktoru rovná  $-U_{out}$  (viz vztah 2.6, schéma na obrázku 2.6), a tedy

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_2} &= \frac{u_{L_2}}{L_2} \Delta t, \\ \Delta i_{L_2} &= \frac{U_{out}}{L_2} (1 - D)T. \end{aligned} \quad (2.10)$$



**Obrázek 2.7:** Průběh proudu induktorem měniče

Z průběhu proudu induktory, jak je ukázáno v grafu na obrázku 2.7, je zřejmé, že pro splnění podmínky nenulového proudu je zapotřebí dodržet

$$I_L - \frac{1}{2} \Delta i > 0. \quad [7] \quad (2.11)$$

### 2.3.1 Minimální indukčnost $L_1$

Změna proudu v induktoru byla odvozena pro dobu, kdy je spínač sepnutý. Je také zřejmé, že proud ze zdroje se rovná střední hodnotě proudu induktorem, proto  $I_{L_1} = I_{in}$

(schéma 2.3). Po doplnění nerovnice 2.11 o tuto změnu (vztah 2.9) je získáno

$$\begin{aligned} I_{L_1} &> \frac{1}{2} \Delta i_{L_1}, \\ I_{\text{in}} &> \frac{1}{2} \frac{U_{\text{in}}}{L_1} DT, \\ L_{1,\text{min}} &= \frac{D}{2f} \frac{U_{\text{in}}}{I_{\text{in}}}. \end{aligned}$$

Po dosažení převodních vztahů měniče (2.7, 2.8) je získána minimální indukčnost  $L_1$  v závislosti na výstupních parametrech.

$$L_{1,\text{min}} = \frac{(1-D)^2 R_{\text{out}}}{D} \frac{1}{2f}. \quad [7] \quad (2.12)$$

### 2.3.2 Minimální indukčnost $L_2$

Pro induktor byla změna proudu odvozena pro dobu  $t_{\text{off}}$ . Na  $L_2$  je výstupní napětí, tudíž protékající proud je zároveň proudem výstupním  $I_{L_2} = I_{\text{out}}$ , jak je zřejmé na obrázku 2.6 a popsáno rovnicí 2.6. Po doplnění nerovnice 2.11 zajišťující spojitý průběh o změnu proudu v induktoru (rovnice 2.10), je získáno

$$\begin{aligned} I_{L_2} &> \frac{1}{2} \Delta i_{L_2}, \\ I_{\text{out}} &> \frac{1}{2} \frac{U_{\text{out}}}{L_2} (1-D)T, \\ L_{2,\text{min}} &= (1-D) \frac{R_{\text{out}}}{2f}. \quad [7] \quad (2.13) \end{aligned}$$

## 2.4 Odvození pro parametry kapacitorů $C_1$ a $C_2$

Jak již bylo v minulých kapitolách ukázáno, proud protékající induktory má trojúhelníkový průběh. Tento proud na výstupu budí napětí se stejnou charakteristikou. Proto aby byl výstupní signál stejnosměrný, je potřeba jej filtrovat.

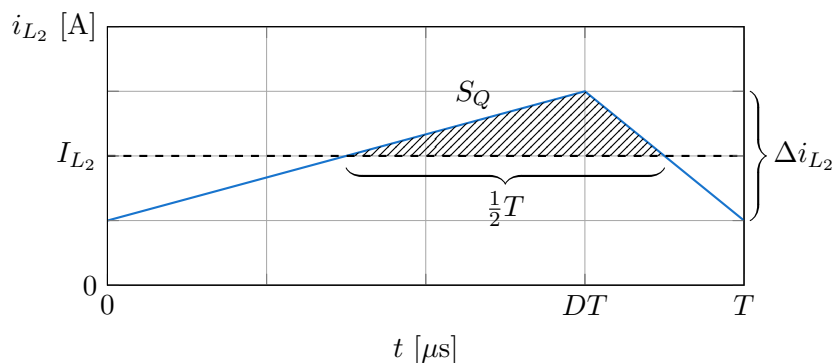
Vztahy pro potřebnou kapacitu budou odvozeny podle nároků obvodu a návrhu výstupního zvlnění. Odvození vychází z definic pro kapacitu a proud:

$$C = \frac{dQ}{dU} \quad \text{a} \quad I = \frac{dQ}{dt}.$$

### 2.4.1 Filtrační kapacitor $C_2$

Protože je na obrázku 2.8 graf proudu v závislosti na čase, je tedy zřejmé, že vyznačená plocha je rovna právě tomu náboji, který je potřeba do kapacitoru uložit – bude nazvána  $S_Q$ , proto lze psát

$$\Delta Q = S_Q,$$



**Obrázek 2.8:** Průběh výstupního proudu měniče

dále po rozepsání obsahu trojúhelníku je získáno

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_{L_2}}{2}.$$

Po dosazení definičního vztahu kapacity za  $\Delta Q$  a zároveň proudové změny v  $L_2$  (rovnice 2.10) lze získat

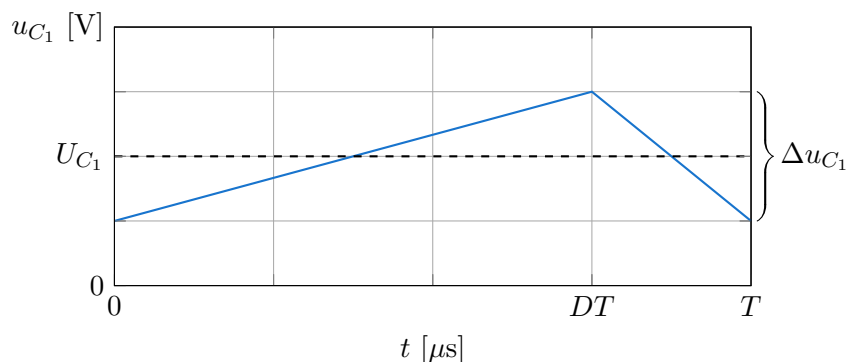
$$\begin{aligned} \Delta u_{C_2} C_2 &= \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{U_{\text{out}}}{2 L_2} (1 - D) T, \\ \Delta u_{C_2} = \Delta u_{\text{out}} &= \frac{U_{\text{out}} (1 - D)}{8 L_2 C_2 f^2}. \quad [8] \end{aligned} \quad (2.14)$$

Tento vztah vyjadřuje výstupní zvlnění, ze kterého už lze jednoduše získat (v závislosti na zvoleném zvlnění) potřebnou kapacitu  $C_2$ .

#### 2.4.2 Vazební kapacitor $C_1$

Z kapacitoru  $C_1$  je náboj, dodaný za dobu  $t_{\text{off}}$ , odváděn do zátěže, a tak napětí kapacitoru klesá. Je tedy důležité, aby tato změna nebyla větší, než napětí na konci doby předešlé – napětí kapacitoru nesmí klesnout na nulu. V době  $t_{\text{off}}$ , kdy je náboj odváděn (viz obrázek 2.9), teče prvkem proud  $I_{L_2} = I_{\text{out}}$ . A z definice kapacity lze proto psát, že

$$\begin{aligned} \Delta u_{C_1} &= \frac{\Delta Q_{C_1}}{C_1}, \\ \Delta u_{C_1} &= \frac{I_{L_2} \Delta t_{\text{on}}}{C_1}, \\ \Delta u_{C_1} &= \frac{I_{\text{out}} DT}{C_1}. \end{aligned} \quad (2.15)$$



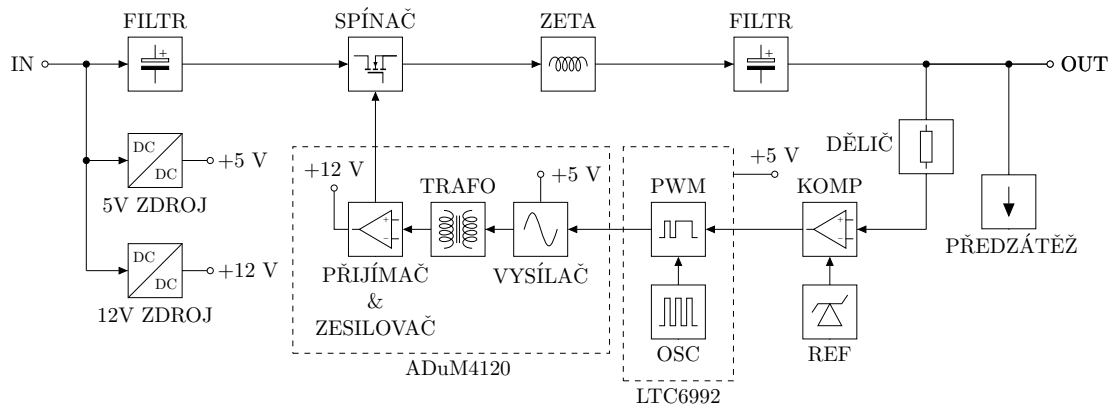
**Obrázek 2.9:** Průběh napětí na kapacitoru  $C_1$



## Kapitola 3

# Návrh obvodu

Účelem této kapitoly je celý systém navrhnut. Nejdříve budou vypočteny konkrétní hodnoty prvků měniče pomocí rovnic odvozených v předešlé kapitole a následně budou navrženy další periferie obvodu a jejich vedlejší napájení. Způsob, kterým bude celý systém navržen je ukázán na blokovém schématu 3.1, jenž je inspirován literaturou [1].



Obrázek 3.1: Blokové schéma navrhovaného zdroje

Vstupní usměrňovač pro zadanou aplikaci není potřeba z důvodu stejnosměrného vstupního napětí. Pro změnu napětí je zvolen měnič ZETA, jehož výstupní signál je blokem výstupního filtru vyhlazen, výstupního usměrňovač není potřeba. Pro spínání unipolárního tranzistoru je zvolen galvanicky izolovaný budič ADuM4120 s plovoucím napětím 12 V, jehož vstupní signál je generován PWM blokem realizovaný obvodem LTC6992. Zpětná vazba je dále ukončena operačním zesilovačem, zapojeným jako integrátor s regulovatelnou napěťovou referencí, připojeným přes napěťový dělič k výstupu měniče. Zesilovač je společně s blokem PWM napájen z 5V zdroje. K výstupu zesilovače je přidán soft-startovací obvod. Na výstup je přidán blok proudového zdroje jako předzátěž.

### 3.1 Měnič ZETA

Návrh měniče je založen na odvozených vztazích z předchozí kapitoly a reálné zapojení bude vycházet z principiálního zapojení (viz. obrázek 2.1).

Nejdříve je potřeba zjistit šířky pulsu pro pokrytí zadaného napěťového intervalu zdroje. Dle zadání jsou krajní hodnoty vstupního a výstupního napětí rovny  $U_{in,min} = U_{out,min} = 5 \text{ V}$  a  $U_{in,max} = U_{out,max} = 30 \text{ V}$ . Dále z odvozeného převodního vztahu

napětí 2.7 lze vypočíst potřebnou střihu  $D$ .

$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}} \frac{D}{1-D} \Leftrightarrow D = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}} + U_{\text{out}}},$$

$$D_{\text{min}} = \frac{U_{\text{out,min}}}{U_{\text{in,max}} + U_{\text{out,min}}} \doteq 14\%,$$

$$D_{\text{max}} = \frac{U_{\text{out,max}}}{U_{\text{in,min}} + U_{\text{out,max}}} \doteq 87\%.$$

Zvolené krajní hodnoty výstupního proudu jsou:  $I_{\text{out,min}} = 250 \text{ mA}$  a  $I_{\text{out,max}} = 5 \text{ A}$ . Frekvence spínání je zvolena na  $f = 500 \text{ kHz}$ .

### 3.1.1 Induktory

Podle vztahů 2.12 a 2.13 lze pro induktor  $L_1$  psát, že

$$L_{1,\text{min}} = \frac{(1-D)^2 R_{\text{out}}}{D} \frac{1}{2f} = \frac{(1-D)^2}{D} \frac{1}{2f} \frac{U_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} \doteq 116 \mu\text{H},$$

kde  $f = 500 \text{ kHz}$ ,  
 $U_{\text{out}} = U_{\text{out,min}} = 5 \text{ V}$ ,  
 $I_{\text{out}} = I_{\text{out,min}} = 250 \text{ mA}$ ,  
 $D = D_{\text{min}} = 14\%$ .

Následně pro  $L_2$  platí

$$L_{2,\text{min}} = (1-D) \frac{R_{\text{out}}}{2f} = (1-D) \frac{1}{2f} \frac{U_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} = 60 \mu\text{H},$$

kde  $f = 500 \text{ kHz}$ ,  
 $U_{\text{out}} = U_{\text{out,max}} = 30 \text{ V}$ ,  
 $I_{\text{out}} = I_{\text{out,min}} = 250 \text{ mA}$ ,  
 $D = D_{\text{min}} = 50\%$ .

Pro oba induktory je zvolena hodnota  $L_1 = L_2 = 660 \mu\text{H}$ .

### 3.1.2 Kapacity

S ohledem na ekvivalentní sériový odpor a z důvodu závislosti kapacity kondenzátorů na napětí a je voleno  $\Delta u_{C_1} = 0,1 \text{ V}$ . Ze vztahu 2.15 při maximálním proudu  $I_{\text{out}} = 5 \text{ A}$  a maximální šířce pulsu  $D_{\text{max}} = 87\%$  pro vazební kapacitor  $C_1$  platí

$$C_1 = \frac{I_{\text{out}}}{\Delta u_{C_1}} DT \geq 87 \mu\text{F}.$$

Kapacitor  $C_1$  je realizován paralelní kombinací třech elektrolytických kondenzátorů s kapacitou  $100 \mu\text{F}$  s důrazem na malý ekvivalentní sériový odpor (*low ESR*).

Pro maximální výstupní zvlnění je zvolena hodnota  $\Delta u_{C_2} \leq 1 \text{ mV}$ . Ze vztahu 2.14 při maximálním výstupním napětí  $U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$  se šířkou pulsu  $D_{\text{min}} = 50\%$  a minimální indukčností  $L_{2,\text{min}} = 60 \mu\text{H}$  pro  $C_2$  platí

$$C_2 = \frac{U_{\text{out}}(1-D)}{8\Delta u_{C_2} L_{2,\text{min}} f^2} \geq 31,25 \mu\text{F}.$$

Kapacitor  $C_2$  je realizován čtyřmi elektrolytickými kondenzátory s kapacitou  $2200 \mu\text{F}$  také s důrazem na malý ekvivalentní sériový odpor (*low ESR*).

### 3.1.3 Spínač

Pro spínací prvek je vybrán unipolární výkonový MOSFET tranzistor IPP120N20NFD s n-kanálem a parametry: maximální napětí drain-source  $U_{DS,max} = 200\text{ V}$ , maximální odpor přechodu  $R_{DS(on),max} = 12\text{ m}\Omega$  (typ.  $10,6\text{ m}\Omega$ ), max. spojitý proud při  $25\text{ }^\circ\text{C}$  okolí  $I_{DS} = 84\text{ A}$  ( $60\text{ A}$  při  $100\text{ }^\circ\text{C}$  okolí), max. pulsní proud  $I_{DM} = 336\text{ A}$ , teplotou přechodu od  $-55\text{ }^\circ\text{C}$  do  $+175\text{ }^\circ\text{C}$  a  $U_{GS} = \pm 20\text{ V}$ .

### 3.1.4 Dioda

Zvolena byla výkonová Schottky dioda DSS16-01A s parametry: maximální závěrné napětí  $U_{r,max} = 100\text{ V}$ , maximální střední hodnota proudu  $I_{FAV} = 16\text{ A}$ , maximální efektivní hodnota proudu  $I_{FRMS} = 35\text{ A}$ , maximální úbytek v propustném směru  $U_{f,max} = 640\text{ mV}$  (při  $15\text{ A}$ ) a velmi rychlou dobou závěrného zotavení.

## 3.2 Zpětná vazba

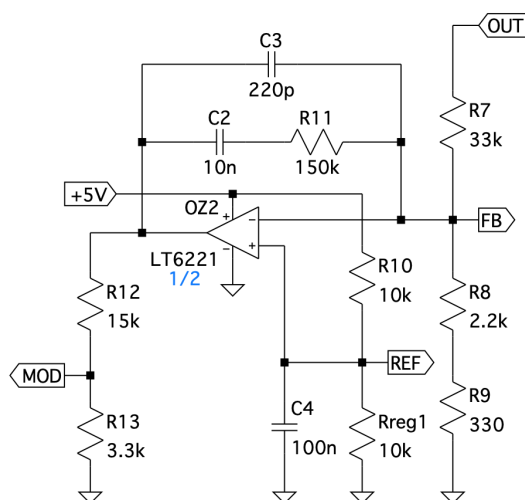
Zpětná vazba je potřebná ke stabilizaci a regulaci výstupního napětí. Je složena z nastavitelné napěťové reference, podle které operační zesilovač nastavuje střihu spínání (výstupní napětí) tak, aby na obou jeho vstupech bylo napětí stejné.

Operační zesilovač je zapojen jako integrátor pro dosažení postupných změn střidy spínání a následném ustálení nastaveného výstupního napětí – bez integrační zpětné vazby by byl zesilovač zapojen jako komparátor a spínání by probíhalo jen ve dvou stavech – minimální nebo maximální střída.

Vstup MOD, obvodu LTC6992, pro pulsně šířkovou modulaci je přiveden k výstupu zesilovače přes dělič pro omezení maximálního napětí  $\approx 0,9\text{ V}$ , a tedy omezení maximální střidy spínání na  $90\%$ .

### 3.2.1 Zpětnovazební operační zesilovač

Požadavek pro výstupní napětí je  $4,5\text{ V} - 30\text{ V}$ . Pro hodnotu referenčního napětí neinvertujícího vstupu zesilovače odpovídající maximálnímu výstupnímu napětí byly zvoleny  $2\text{ V}$ . Parametry zpětné vazby byly zvoleny empiricky. Zapojení zpětnovazebního operačního zesilovače bylo navrženo, jak je ukázáno na obrázku 3.2.



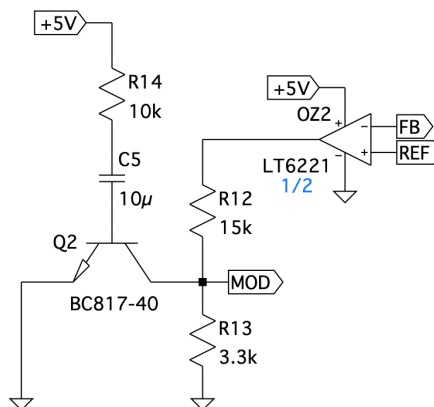
Obrázek 3.2: Návrh zpětnovazebního obvodu

### 3.2.2 Soft-start

Na počátku, kdy je výstupní napětí nulové, se zpětnovazební zesilovač snaží spínat s maximální střídou, při které je čas vypnutého tranzistoru velmi malý, a magnetické pole cívky se tak nestačí vybít – toto způsobuje velké proudové špičky na počátku zapnutí zdroje. Při takovýchto špičkách dochází jak k velkým ztrátám, tak i k možnému chvilkovému přetížení součástek. Řešením je proto postup zvaný *soft-start*.

Při tzv. „měkkém startu“ zdroj začíná spínání tranzistoru s malou šířkou pulsu s postupným přidáváním po určitou dobu, za kterou již výstupní napětí vystoupá na přijatelnější úroveň. Soft-startový obvod přestává působit a zpětnovazební zesilovač nemá potřebu spínat s maximální střídou.

První verzi (schéma 3.3) byl NPN tranzistor zapojený kolektorem na MOD pin LTC6992 a emitorem k zemi s oddělovacím kondenzátorem v bázi. Principem byl postupně zmenšující se proud bázi, tedy postupné uzavírání tranzistoru. Napětí bipolárního tranzistoru v saturaci je přibližně 0,1 V, což odpovídá 10% střídě signálu z LTC6992. Nedostatkem bylo opětovné použití obvodu, kvůli vnitřní modelové struktuře tranzistoru – dvě diody, a tak se oddělovací kondenzátor nemohl po odpojení napájení vybít. Uživatel by toto musel řešit manuálně před každým použitím zdroje, což je nepraktické.



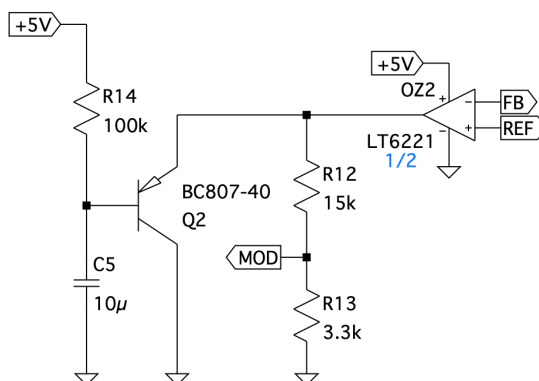
**Obrázek 3.3:** První návrh soft-startového obvodu

Druhou verzí (schéma 3.4) soft-startového obvodu je PNP tranzistor emitorem připojený na výstup zpětnovazebního operačního zesilovače a kolektorem k zemi s kondenzátorem připojeným paralelně k bázi. Princip je opět založený na napětí otevřeného tranzistoru  $\approx 0,1$  V (10% šířka pulsu). Kondenzátor se nabíjí bázovým proudem. S postupným nabíjením kondenzátoru proud báze klesá a tranzistor se tak uzavírá. Kondenzátor se po odpojení zdroje může vybít. Zesilovač LT6221 má výstupní proud omezený na 30 mA a je odolný vůči zkratu neomezeně. [17]

### 3.2.3 Předzátěž

Výstupním děličem poteče vždy proud menší než 1 mA, což je relativně malý výstupní proud. Malé proudy výkonovým MOSFETem mají negativní vliv v podobě parazitních kapacit výkonového tranzistoru. Protože zpětnovazební zesilovač LT6221 je duální, bude druhý zesilovač použit pro realizaci proudového zdroje o hodnotě 10 mA sloužící jako

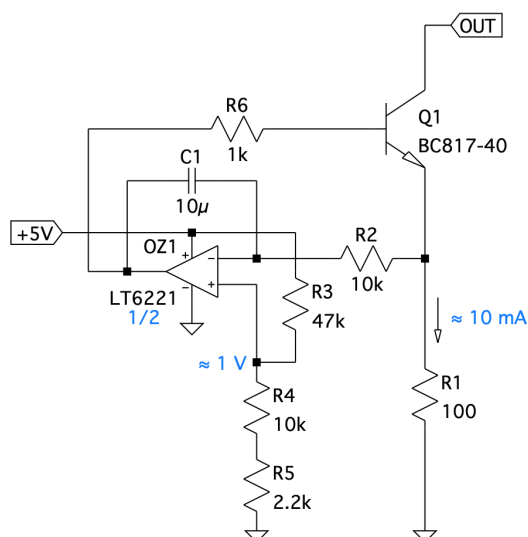




Obrázek 3.4: Druhý návrh soft-startového obvodu

předzátěž. Je také dobrou praxí nenechávat sousední operační zesilovače v pouzdře nezapojené z důvodu indukovaní elektromagnetického rušení z okolí na vstupy nezapojených zesilovačů, které pak zesilují rušení a zbytečně tak spotřebovávají energii.

Principem konstantního proudového zdroje je úbytek napětí na snímajícím rezistoru  $R_{\text{sense}} = 100 \Omega$ , který je porovnáván s nastavenou referencí 1 V na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače. Ten pomocí výstupního napětí resp. bázovým proudem příslušně otevírá bipolární tranzistor. Zesilovač je zapojen jako intergrátor. Schéma proudového zdroje předzátěže je ukázáno na obrázku 3.5.



Obrázek 3.5: Realizace předzátěže zdrojem konstantního proudu

### 3.2.4 PWM

Blok PWM je realizován obvodem LTC6992. LTC6992 je pulsně šířkový modulátor řízený analogově – napětím. Frekvence vnitřního oscilátoru je nastavena na SET vstupu

protékajícím proudem  $I_{\text{SET}}$  a napětím  $U_{\text{SET}}$  s převodním faktorem  $1 \text{ MHz} \cdot 50 \text{ k}\Omega$  s přesností  $\pm 0,8 \%$ . Střída výstupního signálu je nastavena přiloženým napětím k MOD vstupu mezi  $0 \text{ V}$  až  $1 \text{ V}$  – odpovídající střídě  $0 \%$  –  $100 \%$ . Pro zvolenou frekvenci  $500 \text{ kHz}$  pro rezistor  $R_{\text{SET}}$  platí:

$$f_{\text{MASTER}} = \frac{1}{t_{\text{MASTER}}} = 1 \text{ MHz} \cdot 50 \text{ k}\Omega \cdot \frac{I_{\text{SET}}}{U_{\text{SET}}} = \frac{1 \text{ MHz} \cdot 50 \text{ k}\Omega}{R_{\text{SET}}},$$

$$R_{\text{SET}} = \frac{1 \text{ MHz} \cdot 50 \text{ k}\Omega}{f_{\text{MASTER}}} = \frac{1 \text{ MHz} \cdot 50 \text{ k}\Omega}{500 \text{ kHz}} = 100 \text{ k}\Omega. [18]$$

Invertovat výstupní střidu lze připojením pinu DIV k napájení, nebo k zemi pro neinvertující funkci.

### 3.2.5 Budič tranzistoru

Kvůli pozici spínače je použit MOSFETový budič ADuM4120 s galvanickým oddělením vstupní a výstupní části. Vstupní část obvodu je napájena pomocí  $5\text{V}$  zdroje, která předává informaci magnetickým polem výstupní části napájené plovoucím  $12\text{V}$  zdrojem.

Maximální výkon součástky pro teplotu okolí  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  je  $1 \text{ W}$ . Kapacita gate MOSFETu IPP120N20NFD, kterou je potřeba vybit/nabít:

$$C_{\text{gate}} = \frac{Q_{\text{gate,total}}}{U_{\text{gate}}} = \frac{65 \cdot 10^{-9}}{12} \doteq 5,4 \text{ nF},$$

a tedy energie potřebná pro otevření/zavření tranzistoru je

$$E_{\text{gate}} = \frac{1}{2} C_{\text{gate}} U_{\text{gate}}^2 = \frac{1}{2} \cdot 5,4 \cdot 10^{-9} \cdot 12^2 = 390 \text{ nJ}.$$

Pro celkový výkon součástky platí, že

$$P_{\text{driver}} = 2fE_{\text{gate}} = 2 \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 390 \cdot 10^{-9} = 390 \text{ mW}. [19]$$

## 3.3 Chlazení

Chladicím prvkem tranzistoru i diody je zvolen pasivní hliníkový chladič V7477Y s tepelným odporem chladič-okolí  $R_{\text{thsa}} = 9,00 \text{ K/W}$ . Efektivita chladiče bude ověřena výpočtem maximální teploty přechodu tranzistoru. Pro výpočet je zvolena efektivní hodnota proudu  $I_{\text{RMS,max}} = 20 \text{ A}$  a maximální napětí  $U_{\text{DS}} = U_{\text{in,max}} + U_{\text{out,max}} = 60 \text{ V}$  (viz graf na obrázku 2.2). Typické časy náběžných a sestupných hran tranzistoru jsou  $t_{\text{rise}} = 10 \text{ ns}$  a  $t_{\text{fall}} = 8 \text{ ns}$ . Spínací ztráta tedy bude

$$P_s = U_{\text{DS}} \cdot I_{\text{RMS,max}} \cdot (t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}) \cdot f,$$

$$P_s = 60 \cdot 20 \cdot (10 \cdot 10^{-9} + 8 \cdot 10^{-9}) \cdot 5 \cdot 10^5 = 10,8 \text{ W}. [20]$$

Oba výkonové prvky jsou od chladiče izolovány teplovodivou silikonovou podložkou, jejíž tepelná odpor pouzdro-chladič (case-sink) lze získat z obecného vzorce pro absolutní tepelný odpor pro tloušťku  $\Delta x$ , plochu  $A$  a tepelná vodivost materiálu  $k$ :

$$R_\theta = \frac{\Delta x}{A \cdot k} \Rightarrow R_{\text{thcs}} = \frac{\Delta x}{A \cdot k} \doteq 0,015 \text{ K/W},$$

$$\begin{aligned} \text{kde } \Delta x &= 0,3 \text{ mm}, \\ A &= 1 \cdot 1,5 = 1,5 \text{ cm}^2, \\ k_{\text{silikon}} &= 1,3 \text{ W} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}. \end{aligned}$$

Pro teplotu chladiče tranzistoru  $T_s$  tedy platí

$$R_{thsa} = \frac{T_s - T_a}{P_s} \Rightarrow T_s = R_{thsa}P_s + T_a,$$

$$T_s = 9,00 \cdot 10,8 + 25 = 122,2^\circ\text{C}. [9]$$

Maximální teplota přechodu tranzistoru  $T_j$  při nejvyšším výkonovém zatížení bude

$$T_s = T_j - P_s(R_{thjc} + R_{thcs}) \Rightarrow T_j = T_s + P_s(R_{thjc} + R_{thcs}),$$

$$T_j = 122,2 + 10,8 \cdot (0,5 + 0,015) \doteq 127,8^\circ\text{C}, [9]$$

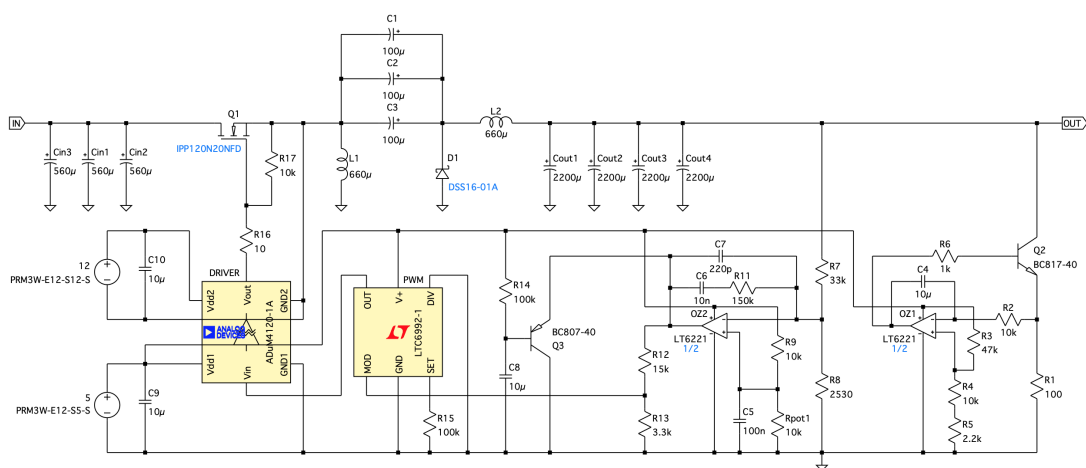
kde  $R_{thsa} = 9,00 \text{ K/W}$ , (Tepelný odpor chladiče do okolí)  
 $R_{thcs} = 0,015 \text{ K/W}$ , (Tepelný odpor mezi vrstvami pouzdro-chladič)  
 $R_{thjc} = 0,5 \text{ K/W}$ , (Tepelný odpor mezi vrstvami přechod-pouzdro)  
 $T_a = 25^\circ\text{C}$ , (Teplota okolí)  
 $P_s = 10,8 \text{ W}$ , (Spínací ztráty tranzistoru).

Maximální dovolená teplota přechodu tranzistoru je  $T_{j,max} = +175^\circ\text{C}$  – tepelný odpor chladiče V7477Y je tedy dostatečný.

### 3.4 Napájení řídicích obvodů

Pro napájení řídicích obvodů jsou zvoleny izolované DC-DC měniče firmy CUI Inc. se společnými parametry: vstupní napětí 4,5 V – 36 V, výstupní výkon 3 W, napěťová izolace 3 kV. Pro napájení PWM modulátoru LTC6992 je zvolen měnič 102-PRM3W-E12-S5-S-ND s výstupním napětím 5 V a pro budič tranzistoru 102-PRM3W-E12-S12-S-ND s výstupním napětím 12 V.

### 3.5 Finální schéma



Obrázek 3.6: Finální schéma zdroje s měničem architektury ZETA



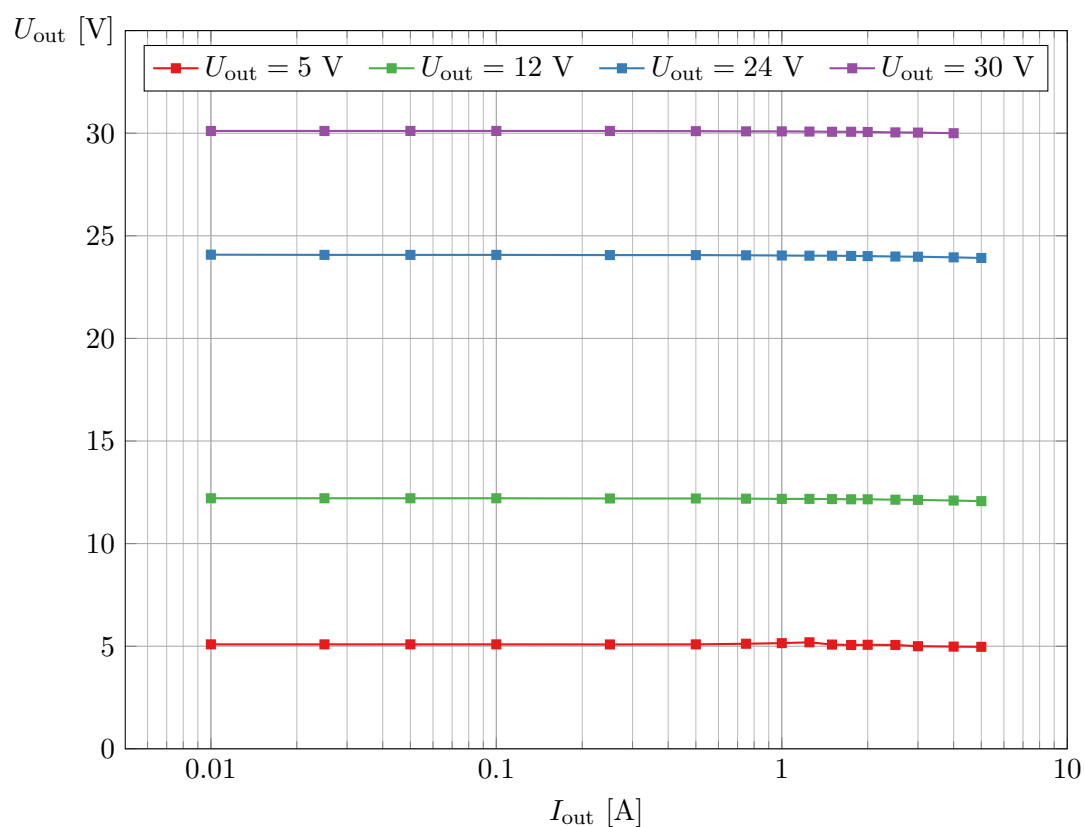
# Kapitola 4

## Měření

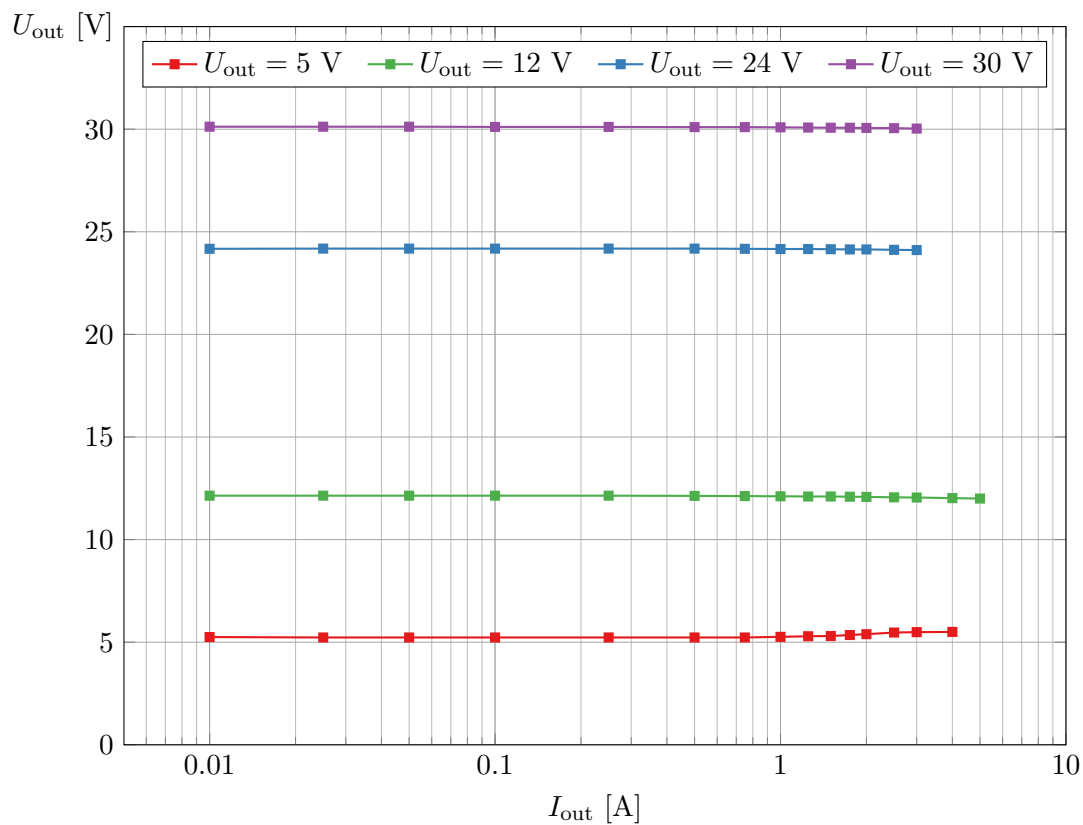
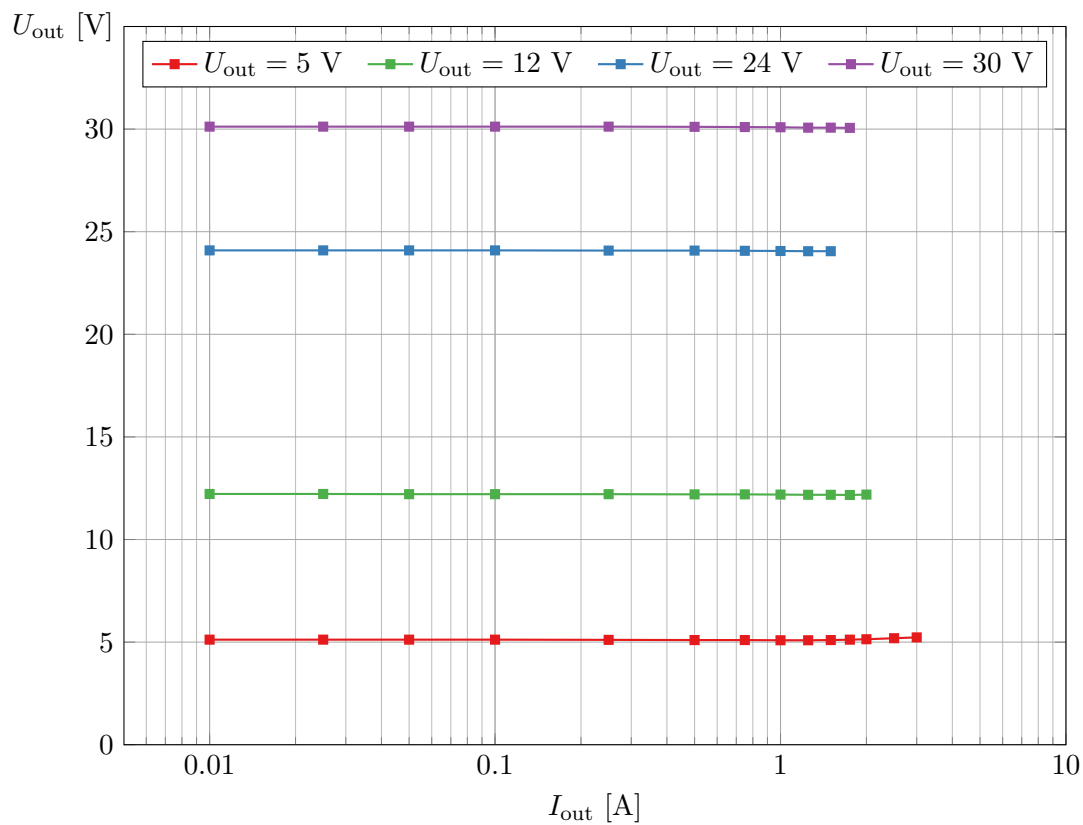
Obsahem této kapitoly jsou zatěžovací charakteristiky navrženého zdroje pro různá vstupní napětí v závislosti na výstupním proudu pro různá výstupní napětí. Dále jsou ukázány grafy účinností zdroje při měření těchto parametrů.

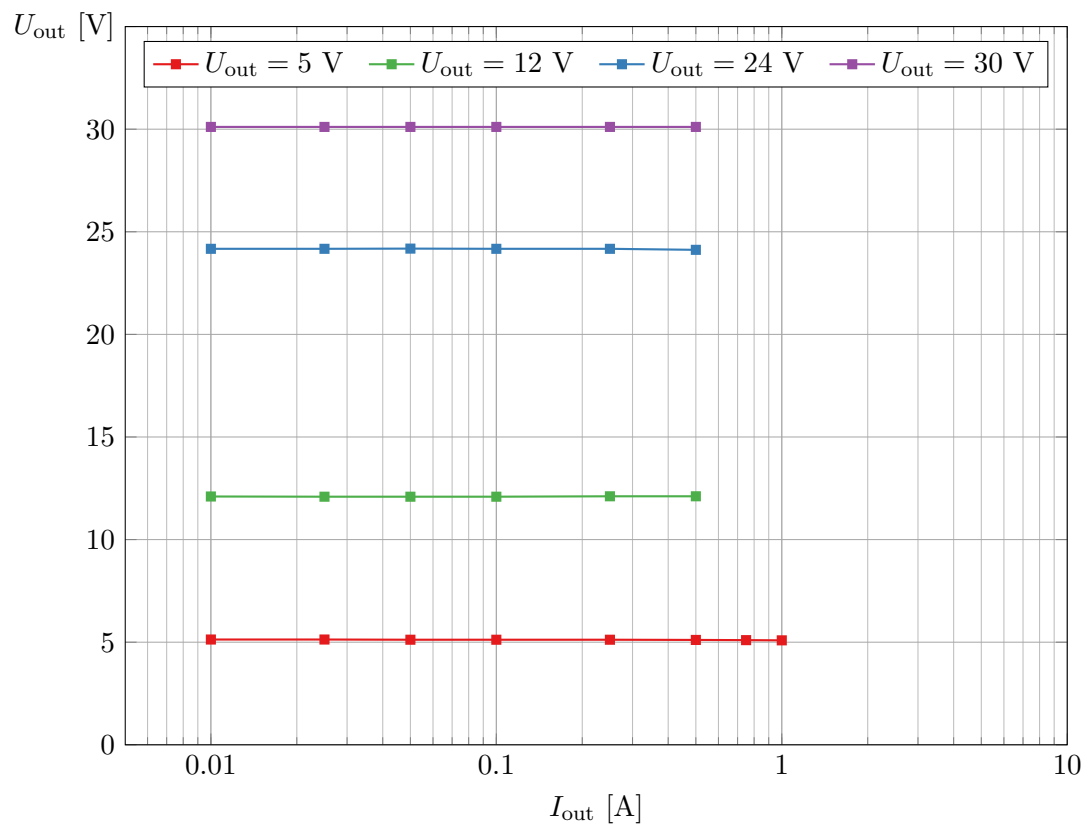
Při měření byl jako vstupní zdroj použit laboratorní zdroj VOLTcraft VSP 2405 s elektronickou zátěží DC ELECTRONIC LOAD EA-EL 3400-25.

### 4.1 Zatěžovací charakteristiky



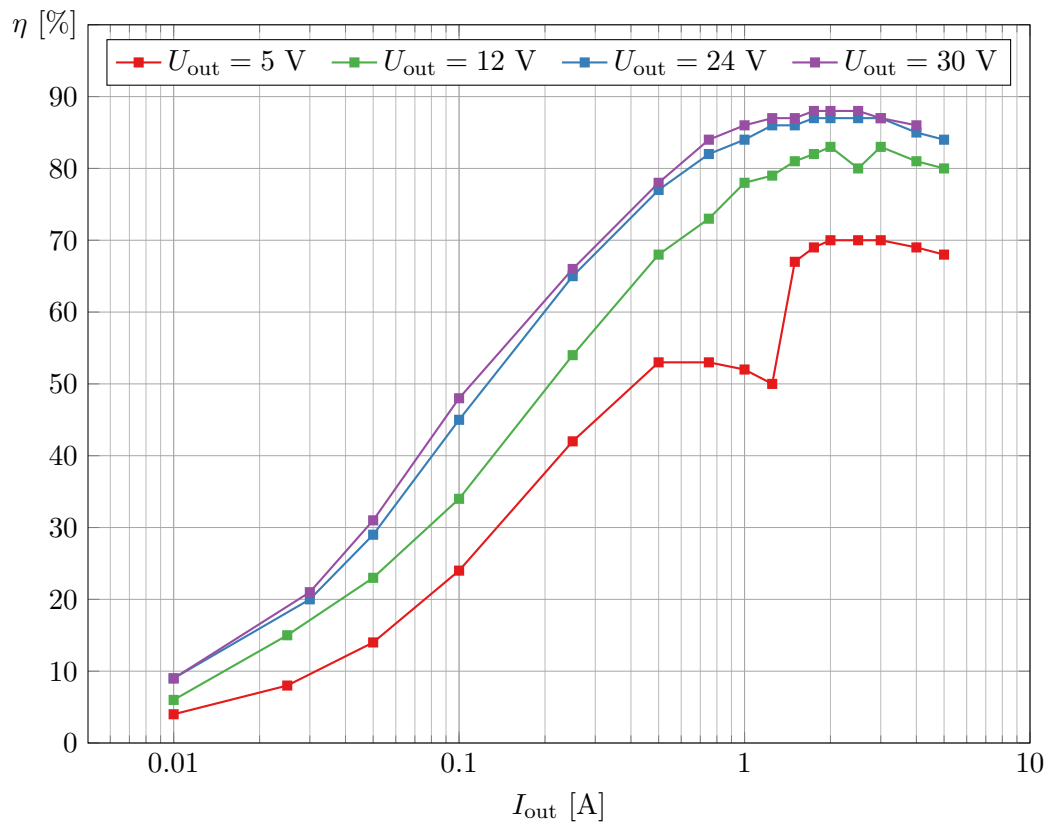
Obrázek 4.1: Zatěžovací charakteristika pro  $U_{in} = 30\text{ V}$

Obrázek 4.2: Zatěžovací charakteristika pro  $U_{in} = 24\text{ V}$ Obrázek 4.3: Zatěžovací charakteristika pro  $U_{in} = 12\text{ V}$



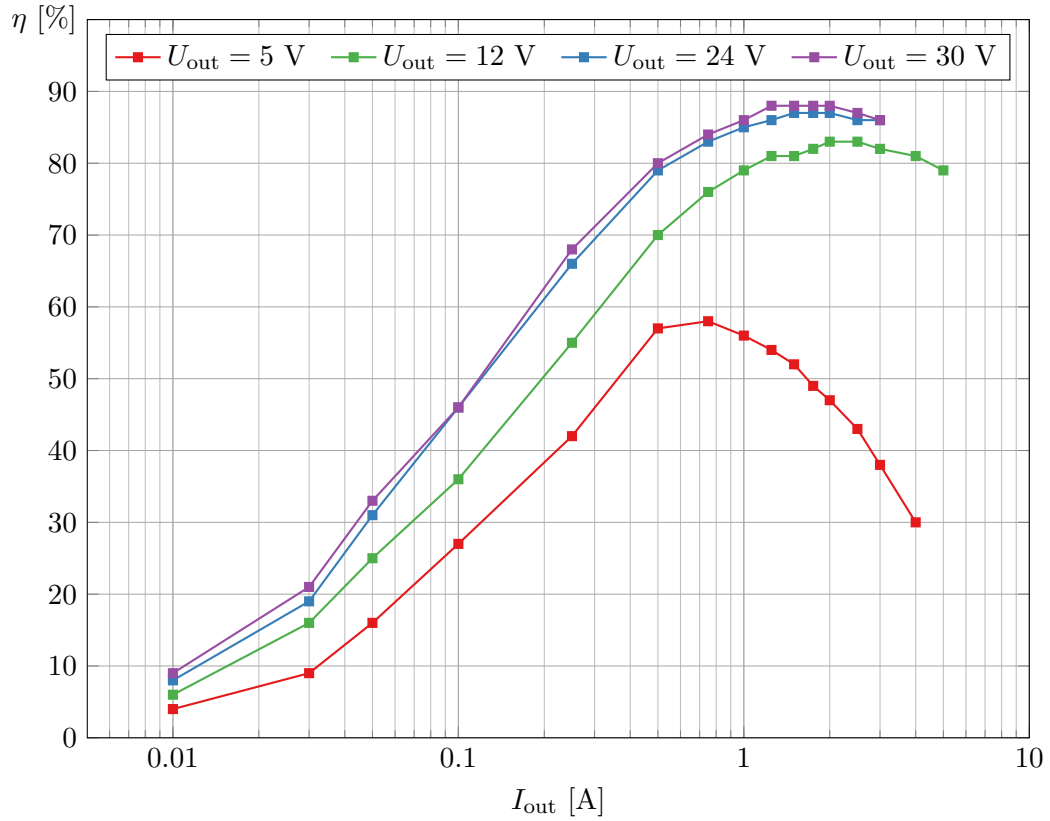
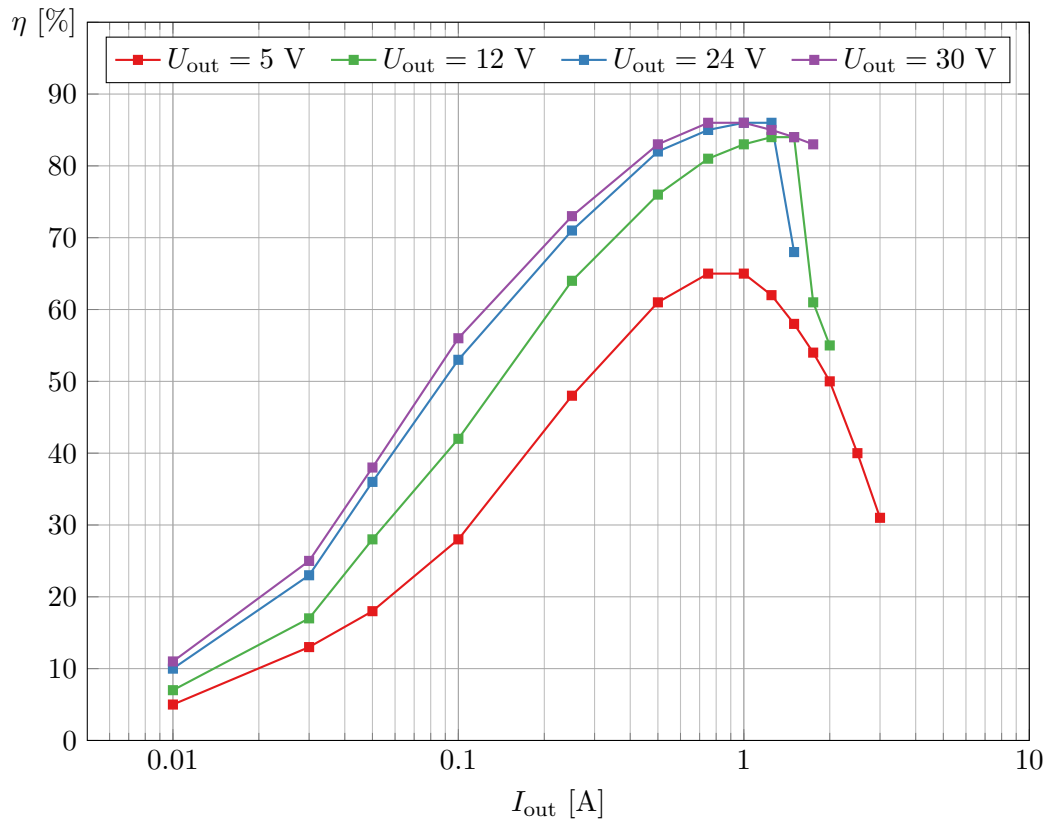
Obrázek 4.4: Zatěžovací charakteristika pro  $U_{in} = 5 \text{ V}$

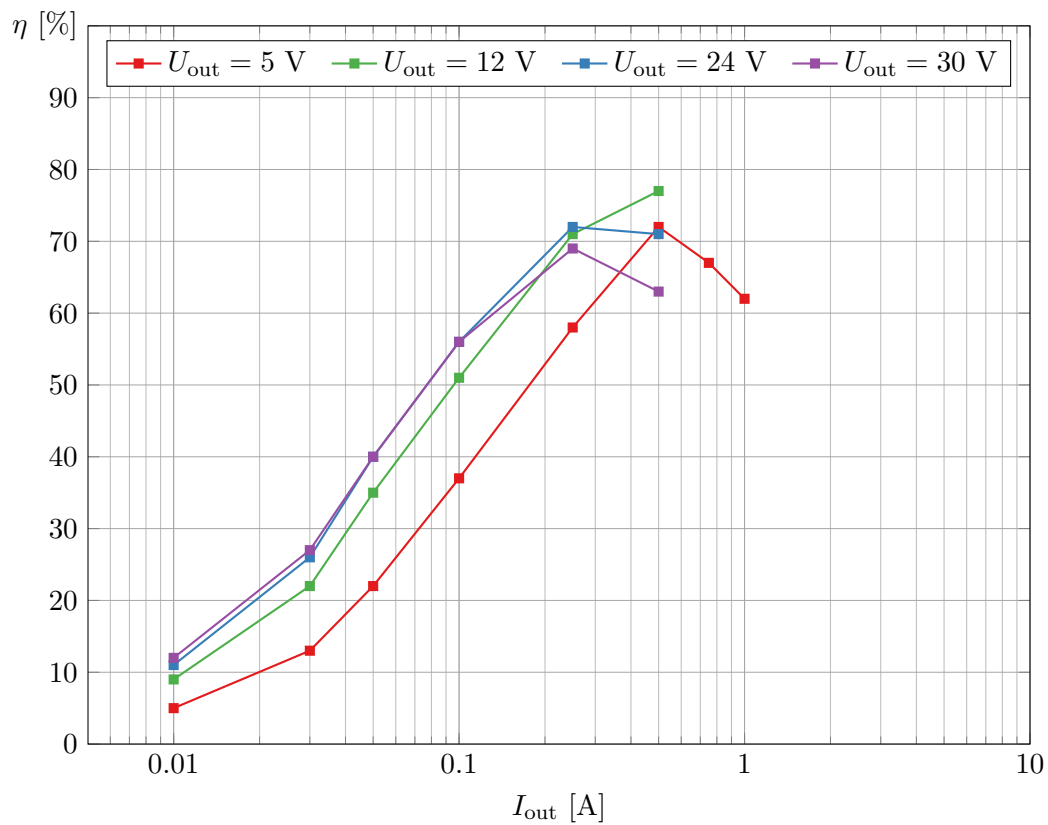
## 4.2 Účinnost



Obrázek 4.5: Účinnost zdroje pro  $U_{in} = 30$  V



Obrázek 4.6: Účinnost zdroje pro  $U_{in} = 24$  VObrázek 4.7: Účinnost zdroje pro  $U_{in} = 12$  V



Obrázek 4.8: Účinnost zdroje pro  $U_{in} = 5$  V

# Závěr

Cíl práce byl úspěšně splněn. Podařilo se navrhnout a realizovat spínaný zdroj s DC-DC měničem architektury ZETA. Zdroj dokáže fungovat pro zadaný vstupní i výstupní napěťový interval pro zadaná zatížení s dobrými vlastnostmi výstupního zvlnění. Práce také splnila edukační účel pochopit a pevně si osvojit základní principy spínaných zdrojů, spínání výkonových prvků, výběr jejich budičů, různých parazitních vlastností, nebo problematiku plovoucích napětí a elektromagnetické kompatibility. Výběr topologie pro zadanou aplikaci diskutuji jako zdařilý.

Nedostatkem je klesající účinnost zdroje při znatelném zvlnění vstupního napětí, jak lze vidět na grafech účinností, kde u nižších vstupních napětích začne účinnost klesat. Důvodem jsou velké odběry proudu (např. při zvyšování napětí) ze vstupního zdroje, kde se velmi projevuje pulsní odběr měniče na zvlnění vstupního napětí. Toto by však neměl být problém pro akumulátory v motorových vozidlech.

Dále se nepovedlo docílit mnou zvoleného výstupního zvlnění 1 mV, což bylo nejspíše způsobeno parazitní indukčností výstupních kondenzátorů. To lze řešit přidáním výstupního LC filtru, nebo přidáním výstupních kondenzátorů s velmi malými hodnotami parametrů *ESR* – *Equivalent Series Resistance* a *ESL* – *Equivalent Series Inductance*.

Zásadní informací pro návrh cívek ve spínaných zdrojích je minimální a maximální proud. V zadání je uveden maximální výstupní proud, ale chybí informace o minimálním výstupním proudu, což komplikuje návrh. Pro relativně malé proudy je potřeba velká indukčnost k zajištění spojitého proudu cívkou tzv. *CCM* – *Continuous Current Mode*. Na druhou stranu s většími proudy sice klesá minimální potřebná indukčnost, zato roste nárok na saturační proud cívky. Kombinace obojího by znamenala významnou ekonomickou i prostorovou náročnost cívky (velké feritové jádro s mnoha závitů o velkém průřezu). Pro návrh byl tedy vybrán minimální proud, od kterého je zaručena správná funkce obvodu. Dalšími variantami pro splnění obou proudových požadavků by mohlo být více cívek, mezi kterými by obvod přepínal nebo změna frekvence spínání v závislosti na odebíraném proudu.

Zamýšlel jsem se také nad alternativou pro prvek diody, která se za určitých podmínek nahrazuje unipolárním tranzistorem, což by mohl přinést některé výhody – menší ztráty, nebo rychlost spínání. Přítomnost dalšího tranzistoru však zesložituje návrh – potřeba dalšího budiče, invertování PWM signálu a dodržení tzv. *dead time* – čas, kdy jsou oba tranzistory vypnuté (řádově nanosekundy). Cílem je předejít překrytí dob, kdy jsou oba tranzistory sepnuty a následně tak předejít zkratu.

Obecně je spousta věcí, na které je potřeba vzít ohled v porovnání s ideovým zapojením DC-DC měničů. Tato bakalářská práce splnila svůj naučný účel, avšak v praxi, kdy je důraz kladen na energetickou a ekonomickou účinnost, bych se již obrátil ke komerčním mikrokontrolérům. Profesionální integrované obvody mají řadu funkcí, které při návrhu a realizaci usnadňují práci, čas a ekonomické prostředky. Zároveň také otevírají dveře dalším možnostem, jako jsou například proudové omezení, teplotní ochrana, ochrana proti napětím mimo určený rozsah (*undervoltage-lockout (UVLO)*, *overvoltage-lockout (OVLO)*) nebo možnost vypnutí a zapnutí systému.



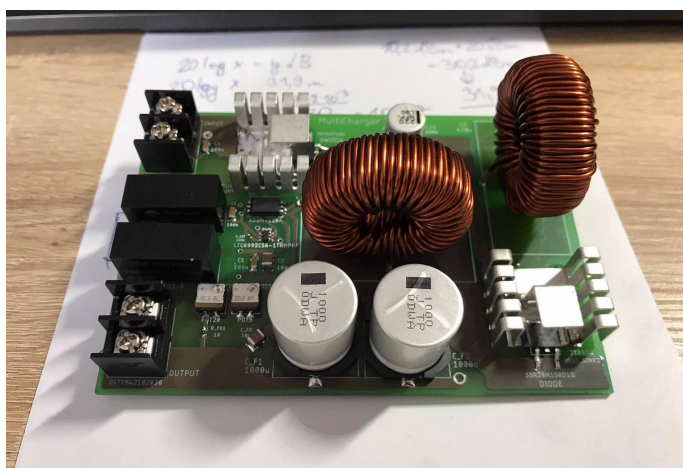
# Literatura

- [1] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.
- [2] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-03-1.
- [3] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje III*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-56-2.
- [4] MARTINS, D.C. a G.N. DE ABREU. Application of the ZETA converter in switched-mode power supplies. In: *Conference Record of the Power Conversion Conference - Yokohama 1993* [online]. IEEE, 1993, s. 147-152 [cit. 2020-11-15]. ISBN 0-7803-0471-3. Dostupné z: doi:10.1109/PCCON.1993.264232
- [5] The Zeta converter made simple and how did it evolve. In: *Youtube* [online]. 4. 12. 2016. [cit. 2021-2-8]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=WPxQy1JGJMA&t=85s>. Kanál uživatele Sam Ben-Yaakov.
- [6] Lecture 11 - Zeta Converter. In: *Youtube* [online]. 24. 5. 2020. [cit. 2020-11-15]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=e05N50-19B0>. Kanál uživatele Abir Akib.
- [7] Lecture 13 - Inductor Design for DC DC Converters (Cuk, SEPIC). In: *Youtube* [online]. 8. 6. 2020. [cit. 2020-12-5]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=CHbQfz7r6k>. Kanál uživatele Abir Akib.
- [8] Lecture 14 - Filter Capacitor Design for DC DC Converters. In: *Youtube* [online]. 8. 6. 2020. [cit. 2020-12-5]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=KULPK53XsL4>. Kanál uživatele Abir Akib.
- [9] JIRÁSEK, Lubor. Chlazení elektronických součástek [přednáška]. Praha: Elektrotechnická fakulta ČVUT. In: *Moodle FEL* [online]. [vid. 2021-3-12].
- [10] Switched-mode power supply. In: *Wikipedie* [online]. Stránka naposledy edit. 16. 3. 2021, v 04:14 (UTC). [cit. 2021-3-29]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode\\_power\\_supply](https://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode_power_supply).
- [11] M. Singhai, N. Pilli and S. K. Singh, "Modeling and analysis of split-Pi converter using State space averaging technique," *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Mumbai, India, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES.2014.7042109.
- [12] Split-Pi explained by Tim Crocker from MSF Technologies. In: *Youtube* [online]. 12. 5. 2017. [cit. 2021-4-7]. Dostupné z:

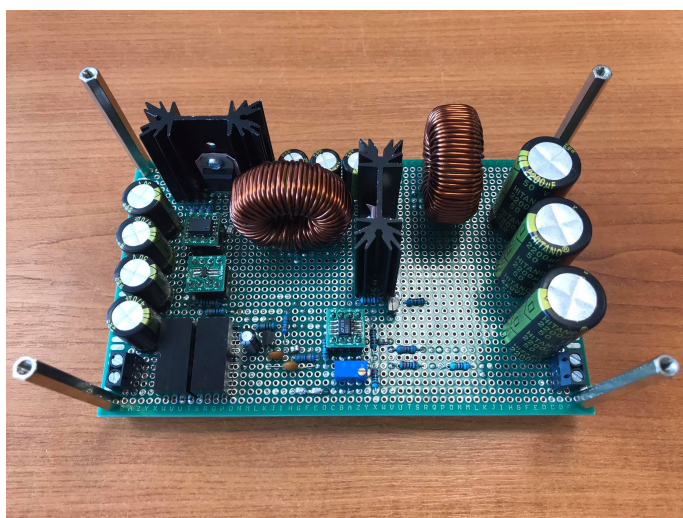
- <https://www.youtube.com/watch?v=wfFr-XI6Mak>. Kanál uživatele MSF Technologies.
- [13] HOSPODKA, Jiří. Spínané zdroje – principy DC-DC měničů [přednáška]. Praha: Elektrotechnická fakulta ČVUT. In: *Moodle FEL* [online]. [vid. 2021-4-24].
- [14] How does a Cuk converter work? — Cuk Converter Working. In: *Youtube* [online]. 27. 6. 2020. [cit. 2021-4-25]. Dostupné z: [https://www.youtube.com/watch?v=KarFN8Y\\_b-M](https://www.youtube.com/watch?v=KarFN8Y_b-M). Kanál uživatele Foolish Engineer.
- [15] B. Khemmanee, N. Chuladaycha and C. Bunlaksananusorn, "A low-cost flyback converter with primary side regulation for a TV set top box," *2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEECON.2017.8075772.
- [16] Fang Lin Luo, "Analysis of Super-Lift Luo-Converters with capacitor voltage drop," *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2008, pp. 417-422, doi: 10.1109/ICIEA.2008.4582550.
- [17] Power management forum: UC3843 soft start. In: *Texas Instruments* [online]. [cit. 2021-8-1]. Dostupné z: <https://e2e.ti.com/support/power-management-group/power-management/f/power-management-forum/689477/uc3843-uc3843-soft-start>.
- [18] LTC6992-1: TimerBlox: Voltage-Controlled Pulse Width Modulator (PWM) Data Sheet (Rev. D). In: *Analog Devices* [online]. [cit. 2021-8-1]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LTC6992-1-6992-2-6992-3-6992-4.pdf>.
- [19] TI Precision Labs - Isolation: Introduction - What Is an Isolated Gate Driver?. In: *Youtube* [online]. 8. 7. 2020. [cit. 2021-8-1]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=cr590JMR0xI>. Kanál uživatele Texas Instruments.
- [20] 17 Switching Losses (Worked Examples) — Power Electronics In: *Youtube* [online]. 23. 10. 2020. [cit. 2021-8-5]. Dostupné z: <https://youtu.be/4eM3SFQGp-g>. Kanál uživatele Walid Issa Plus.

# Přílohy

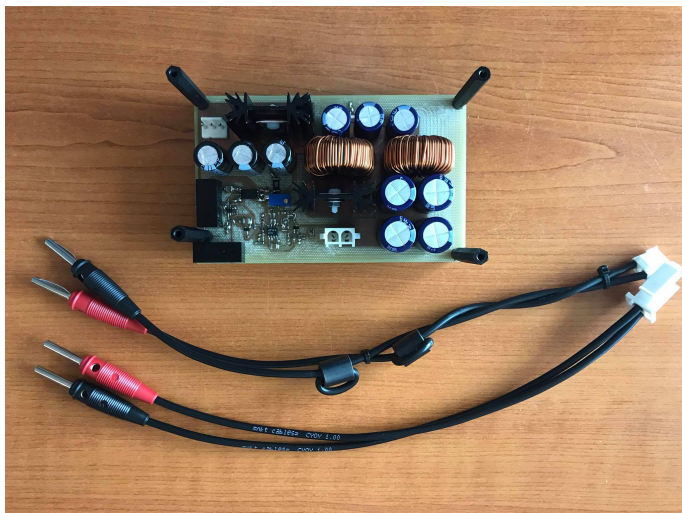
## 4.3 Fotografie sestavených obvodů



Obrázek 4.9: První sestavený obvod – neúspěch



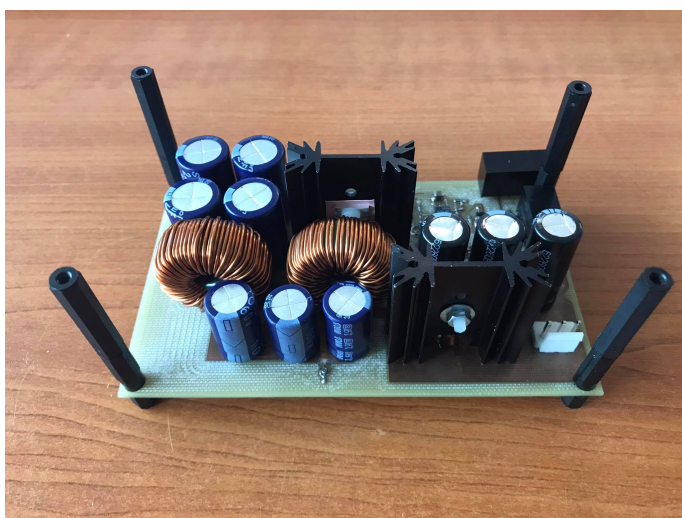
Obrázek 4.10: Druhý sestavený obvod – neúspěch



Obrázek 4.11: Třetí sestavený obvod – úspěch



Obrázek 4.12: Třetí sestavený obvod (foto zepředu)



Obrázek 4.13: Třetí sestavený obvod (foto zezadu)



## 4.4 Naměřená data

### 4.4.1 Naměřená data výstupních charakteristik pro $U_{in} = 30 \text{ V}$

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	5,08	0,040	-	-	-
0,010	5,09	0,040	1,20	0,05	4
0,025	5,09	0,050	1,50	0,13	8
0,050	5,09	0,060	1,80	0,25	14
0,100	5,09	0,070	2,10	0,51	24
0,250	5,08	0,100	3,00	1,27	42
0,500	5,09	0,160	4,80	2,55	53
0,750	5,12	0,240	7,20	3,84	53
1,000	5,15	0,330	9,90	5,15	52
1,250	5,19	0,430	12,90	6,49	50
1,500	5,08	0,380	11,40	7,62	67
1,750	5,06	0,430	12,90	8,86	69
2,000	5,07	0,480	14,40	10,14	70
2,500	5,06	0,600	18,00	12,65	70
3,000	5,00	0,710	21,30	15,00	70
4,000	4,98	0,960	28,80	19,92	69
5,000	4,97	1,220	36,60	24,85	68

**Tabulka 4.1:**  $U_{in} = 30 \text{ V} / U_{out} = 5 \text{ V}$

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	12,21	0,060	-	-	-
0,010	12,21	0,070	2,10	0,12	6
0,025	12,21	0,070	2,10	0,31	15
0,050	12,21	0,090	2,70	0,61	23
0,100	12,21	0,120	3,60	1,22	34
0,250	12,20	0,190	5,70	3,05	54
0,500	12,20	0,300	9,00	6,10	68
0,750	12,19	0,420	12,60	9,14	73
1,000	12,18	0,520	15,60	12,18	78
1,250	12,18	0,640	19,20	15,23	79
1,500	12,17	0,750	22,50	18,26	81
1,750	12,16	0,870	26,10	21,28	82
2,000	12,16	0,980	29,40	24,32	83
2,500	12,14	1,260	37,80	30,35	80
3,000	12,13	1,470	44,10	36,39	83
4,000	12,10	1,980	59,40	48,40	81
5,000	12,07	2,520	75,60	60,35	80

**Tabulka 4.2:**  $U_{in} = 30 \text{ V} / U_{out} = 12 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	24,07	0,080	-	-	-
0,010	24,08	0,090	2,70	0,24	9
0,025	24,07	0,100	3,00	0,60	20
0,050	24,07	0,140	4,20	1,20	29
0,100	24,07	0,180	5,40	2,41	45
0,250	24,06	0,310	9,30	6,02	65
0,500	24,06	0,520	15,60	12,03	77
0,750	24,05	0,730	21,90	18,04	82
1,000	24,04	0,950	28,50	24,04	84
1,250	24,03	1,170	35,10	30,04	86
1,500	24,03	1,390	41,70	36,05	86
1,750	24,02	1,610	48,30	42,04	87
2,000	24,01	1,830	54,90	48,02	87
2,500	23,99	2,300	69,00	59,98	87
3,000	23,98	2,770	83,10	71,94	87
4,000	23,95	3,740	112,20	95,80	85
5,000	23,92	4,760	142,80	119,60	84

**Tabulka 4.3:**  $U_{\text{in}} = 30 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	30,12	0,090	-	-	-
0,010	30,11	0,110	3,30	0,30	9
0,025	30,11	0,120	3,60	0,75	21
0,050	30,11	0,160	4,80	1,51	31
0,100	30,11	0,210	6,30	3,01	48
0,250	30,11	0,380	11,40	7,53	66
0,500	30,10	0,640	19,20	15,05	78
0,750	30,09	0,900	27,00	22,57	84
1,000	30,09	1,170	35,10	30,09	86
1,250	30,08	1,440	43,20	37,60	87
1,500	30,07	1,720	51,60	45,11	87
1,750	30,07	1,990	59,70	52,62	88
2,000	30,06	2,270	68,10	60,12	88
2,500	30,04	2,860	85,80	75,10	88
3,000	30,03	3,440	103,20	90,09	87
4,000	30,00	4,670	140,10	120,00	86
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.4:**  $U_{\text{in}} = 30 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$

4.4.2 Naměřená data výstupních charakteristik pro  $U_{in} = 24 \text{ V}$ 

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	5,23	0,050	-	-	-
0,010	5,25	0,050	1,20	0,05	4
0,025	5,23	0,060	1,44	0,13	9
0,050	5,23	0,070	1,68	0,26	16
0,100	5,23	0,080	1,92	0,52	27
0,250	5,23	0,130	3,12	1,31	42
0,500	5,23	0,190	4,56	2,62	57
0,750	5,23	0,280	6,72	3,92	58
1,000	5,26	0,390	9,36	5,26	56
1,250	5,29	0,510	12,24	6,61	54
1,500	5,30	0,640	15,36	7,95	52
1,750	5,35	0,790	18,96	9,36	49
2,000	5,39	0,950	22,80	10,78	47
2,500	5,47	1,340	32,16	13,68	43
3,000	5,49	1,820	43,68	16,47	38
4,000	5,50	3,040	72,96	22,00	30
5,000	-	-	-	-	-

Tabulka 4.5:  $U_{in} = 24 \text{ V} / U_{out} = 5 \text{ V}$ 

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	12,15	0,070	-	-	-
0,010	12,14	0,080	1,92	0,12	6
0,025	12,14	0,080	1,92	0,30	16
0,050	12,14	0,100	2,40	0,61	26
0,100	12,14	0,140	3,36	1,21	36
0,250	12,14	0,230	5,52	3,04	55
0,500	12,13	0,360	8,64	6,07	70
0,750	12,12	0,500	12,00	9,09	76
1,000	12,11	0,640	15,36	12,11	79
1,250	12,10	0,780	18,72	15,13	81
1,500	12,10	0,930	22,32	18,15	81
1,750	12,09	1,070	25,68	21,16	82
2,000	12,08	1,220	29,28	24,16	83
2,500	12,06	1,520	36,48	30,15	83
3,000	12,05	1,830	43,92	36,15	82
4,000	12,02	2,480	59,52	48,08	81
5,000	12,00	3,160	75,84	60,00	79

Tabulka 4.6:  $U_{in} = 24 \text{ V} / U_{out} = 12 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	24,18	0,090	-	-	-
0,010	24,17	0,120	2,88	0,24	8
0,025	24,18	0,130	3,12	0,60	19
0,050	24,18	0,160	3,84	1,21	31
0,100	24,18	0,220	5,28	2,42	46
0,250	24,18	0,380	9,12	6,05	66
0,500	24,18	0,640	15,36	12,09	79
0,750	24,17	0,910	21,84	18,13	83
1,000	24,16	1,180	28,32	24,16	85
1,250	24,16	1,460	35,04	30,20	86
1,500	24,15	1,740	41,76	36,23	87
1,750	24,14	2,020	48,48	42,25	87
2,000	24,14	2,300	55,20	48,28	87
2,500	24,12	2,910	69,84	60,30	86
3,000	24,11	3,510	84,24	72,33	86
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.7:**  $U_{\text{in}} = 24 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	30,12	0,110	-	-	-
0,010	30,12	0,140	3,36	0,30	9
0,025	30,12	0,150	3,60	0,75	21
0,050	30,12	0,190	4,56	1,51	33
0,100	30,11	0,270	6,48	3,01	46
0,250	30,11	0,460	11,04	7,53	68
0,500	30,10	0,780	18,72	15,05	80
0,750	30,10	1,120	26,88	22,58	84
1,000	30,09	1,450	34,80	30,09	86
1,250	30,08	1,790	42,96	37,60	88
1,500	30,07	2,140	51,36	45,11	88
1,750	30,07	2,500	60,00	52,62	88
2,000	30,06	2,850	68,40	60,12	88
2,500	30,05	3,600	86,40	75,13	87
3,000	30,03	4,360	104,64	90,09	86
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.8:**  $U_{\text{in}} = 24 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$

4.4.3 Naměřená data výstupních charakteristik pro  $U_{in} = 12\text{ V}$ 

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	5,12	0,070	-	-	-
0,010	5,12	0,080	0,96	0,05	5
0,025	5,12	0,080	0,96	0,13	13
0,050	5,12	0,120	1,44	0,26	18
0,100	5,12	0,150	1,80	0,51	28
0,250	5,11	0,220	2,64	1,28	48
0,500	5,10	0,350	4,20	2,55	61
0,750	5,10	0,490	5,88	3,83	65
1,000	5,09	0,650	7,80	5,09	65
1,250	5,09	0,850	10,20	6,36	62
1,500	5,10	1,090	13,08	7,65	58
1,750	5,12	1,380	16,56	8,96	54
2,000	5,14	1,730	20,76	10,28	50
2,500	5,19	2,670	32,04	12,98	40
3,000	5,23	4,230	50,76	15,69	31
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

Tabulka 4.9:  $U_{in} = 12\text{ V} / U_{out} = 5\text{ V}$ 

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	12,22	0,110	-	-	-
0,010	12,22	0,150	1,80	0,12	7
0,025	12,22	0,150	1,80	0,31	17
0,050	12,21	0,180	2,16	0,61	28
0,100	12,21	0,240	2,88	1,22	42
0,250	12,21	0,400	4,80	3,05	64
0,500	12,20	0,670	8,04	6,10	76
0,750	12,20	0,940	11,28	9,15	81
1,000	12,19	1,220	14,64	12,19	83
1,250	12,18	1,510	18,12	15,23	84
1,500	12,18	1,810	21,72	18,27	84
1,750	12,17	2,900	34,80	21,30	61
2,000	12,19	3,670	44,04	24,38	55
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

Tabulka 4.10:  $U_{in} = 12\text{ V} / U_{out} = 12\text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	24,09	0,180	-	-	-
0,010	24,09	0,210	2,52	0,24	10
0,025	24,09	0,220	2,64	0,60	23
0,050	24,09	0,280	3,36	1,20	36
0,100	24,09	0,380	4,56	2,41	53
0,250	24,08	0,710	8,52	6,02	71
0,500	24,08	1,220	14,64	12,04	82
0,750	24,07	1,770	21,24	18,05	85
1,000	24,06	2,320	27,84	24,06	86
1,250	24,05	2,930	35,16	30,06	86
1,500	24,05	4,410	52,92	36,08	68
1,750	-	-	-	-	-
2,000	-	-	-	-	-
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.11:**  $U_{\text{in}} = 12 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	30,12	0,200	-	-	-
0,010	30,12	0,230	2,76	0,30	11
0,025	30,12	0,250	3,00	0,75	25
0,050	30,12	0,330	3,96	1,51	38
0,100	30,12	0,450	5,40	3,01	56
0,250	30,12	0,860	10,32	7,53	73
0,500	30,11	1,510	18,12	15,06	83
0,750	30,10	2,190	26,28	22,58	86
1,000	30,09	2,910	34,92	30,09	86
1,250	30,07	3,670	44,04	37,59	85
1,500	30,07	4,460	53,52	45,11	84
1,750	30,06	5,300	63,60	52,61	83
2,000	-	-	-	-	-
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.12:**  $U_{\text{in}} = 12 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$

4.4.4 Naměřená data výstupních charakteristik pro  $U_{in} = 5 \text{ V}$ 

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	5,13	0,160	-	-	-
0,010	5,13	0,190	0,95	0,05	5
0,025	5,13	0,200	1,00	0,13	13
0,050	5,12	0,230	1,15	0,26	22
0,100	5,12	0,280	1,40	0,51	37
0,250	5,12	0,440	2,20	1,28	58
0,500	5,11	0,710	3,55	2,56	72
0,750	5,10	1,140	5,70	3,83	67
1,000	5,09	1,630	8,15	5,09	62
1,250	-	-	-	-	-
1,500	-	-	-	-	-
1,750	-	-	-	-	-
2,000	-	-	-	-	-
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

Tabulka 4.13:  $U_{in} = 5 \text{ V} / U_{out} = 5 \text{ V}$ 

$I_{out}$ (A)	$U_{out}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
-	12,10	0,240	-	-	-
0,010	12,10	0,270	1,35	0,12	9
0,025	12,09	0,280	1,40	0,30	22
0,050	12,09	0,350	1,75	0,60	35
0,100	12,09	0,470	2,35	1,21	51
0,250	12,11	0,850	4,25	3,03	71
0,500	12,11	1,580	7,90	6,06	77
0,750	-	-	-	-	-
1,000	-	-	-	-	-
1,250	-	-	-	-	-
1,500	-	-	-	-	-
1,750	-	-	-	-	-
2,000	-	-	-	-	-
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

Tabulka 4.14:  $U_{in} = 5 \text{ V} / U_{out} = 12 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	24,17	0,370	-	-	-
0,010	24,17	0,430	2,15	0,24	11
0,025	24,17	0,460	2,30	0,60	26
0,050	24,18	0,610	3,05	1,21	40
0,100	24,17	0,860	4,30	2,42	56
0,250	24,17	1,670	8,35	6,04	72
0,500	24,12	3,400	17,00	12,06	71
0,750	-	-	-	-	-
1,000	-	-	-	-	-
1,250	-	-	-	-	-
1,500	-	-	-	-	-
1,750	-	-	-	-	-
2,000	-	-	-	-	-
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.15:**  $U_{\text{in}} = 5 \text{ V} / U_{\text{out}} = 24 \text{ V}$

$I_{\text{out}}$ (A)	$U_{\text{out}}$ (V)	$I_{\text{in}}$ (A)	$P_{\text{in}}$ (W)	$P_{\text{out}}$ (W)	$\eta$ (%)
-	30,11	0,440	-	-	-
0,010	30,11	0,520	2,60	0,30	12
0,025	30,11	0,550	2,75	0,75	27
0,050	30,11	0,750	3,75	1,51	40
0,100	30,11	1,080	5,40	3,01	56
0,250	30,11	2,170	10,85	7,53	69
0,500	30,11	4,800	24,00	15,06	63
0,750	-	-	-	-	-
1,000	-	-	-	-	-
1,250	-	-	-	-	-
1,500	-	-	-	-	-
1,750	-	-	-	-	-
2,000	-	-	-	-	-
2,500	-	-	-	-	-
3,000	-	-	-	-	-
4,000	-	-	-	-	-
5,000	-	-	-	-	-

**Tabulka 4.16:**  $U_{\text{in}} = 5 \text{ V} / U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$