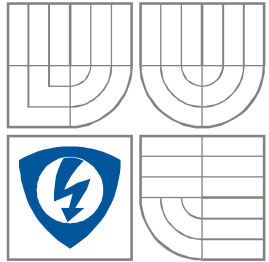


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PROCESOREM ŘÍZENÝ STABILIZÁTOR NAPĚTÍ S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ

VOLTAGE REGULATOR CONTROLLED BY MICROPROCESSOR WITH HIGH EFFECIENCY

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Dalibor Halouzka

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jan Kovář

BRNO, 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Dalibor Halouzka

ID: 54445

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Procesorem řízený stabilizátor napětí s vysokou účinností

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou spínaných obvodů a navrhnete vhodnou realizaci spínaného měniče. Realizujte spínaný stabilizátor řízený vhodným mikroprocesorem na vývojových deskách. Optimalizujte jeho účinnost.

Zařízení realizujte po mechanické stránce. Změřte zatěžovací charakteristiky, zvlnění výstupního napětí pro různé zatížení. Dosažené výsledky porovnejte s teoretickými předpoklady.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] YUAN, F., OPAL, A. Computer methods for analysis of mixed-mode switching circuits. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004.

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 21.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Jan Kovář

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Dalibor Halouzka
Bytem: Josefy Faimonové 14, Brno, 628 00
Narozen/a (datum a místo): 17. června 1983 v Brně

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Procesorem řízený stabilizátor napětí s vysokou účinností

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jan Kovář.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 21. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Obsahem této práce je rozbor činnosti spínaných snižujících měničů a návrh měniče řízeného pomocí mikroprocesoru, realizace a měření parametrů daného měniče. Práce popisuje výhody i nevýhody spínaných měničů oproti lineárním stabilizátorům a ukazuje možnost řízení měniče pomocí dat posílaných pomocí sériové linky standardu RS232.

KLÍČOVÁ SLOVA

Snižující měnič, spínaný měnič, mikroprocesorové řízení

ABSTRACT

Purpose of this thesis is to analyze fundamentals of the step down converters and design the microprocessor controlled step down converter including its construction and parameters measuring. Thesis describes the advantages and disadvantages of the switching regulators compared with the linear voltage regulators and shows possibilities of controlling via the serial line interface in RS232 standard.

KEYWORDS

step-down convertor, microprocessor control

Halouzka, D. *Procesorem řízený stabilizátor napětí s vysokou účinností*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 41 s., 11 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Kovář Jan

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Procesorem řízený stabilizátor napětí s vysokou účinností jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	x
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Základní vlastnosti stejnosměrných stabilizátorů napětí	2
2 Spínané měniče stejnosměrného napětí	5
2.1 Základní pojmy	5
2.2 Pracovní kvadranty	5
2.3 Měniče s induktorem	6
2.4 Snižující měnič	6
2.4.1 Činnosti v režimu spjitých proudů.....	7
2.4.2 Zvlnění výstupního proudu	9
2.4.3 Napěťové dimenzování polovodičů	10
2.4.4 Proudové dimenzování polovodičů	10
2.4.5 Ztrátový výkon polovodičů.....	11
2.4.6 Filtrační kondenzátor	12
3 DC/DC měnič	14
3.1 Řídící obvod.....	14
3.2 Pracovní kmitočet měniče.....	15
3.3 Obvod měkkého rozběhu měniče	15
3.4 Akumulační tlumivka a filtrační kondenzátor	16
3.5 Výkonový spínací obvod	18
3.6 Měřicí obvody měniče	20
4 Řídící obvody	23
4.1 Řídící mikroprocesor	23
4.2 Měření výstupních hodnot měniče.....	23
4.2.1 Obsluha AD převodníku	23
4.2.2 Zdroj referenčního napětí.....	26
4.3 Obvody pro řízení měniče.....	28

4.3.1	DA převodník	28
4.3.2	SPI rozhraní	29
4.4	Komunikace po sériové lince s PC	31
4.4.1	Převodník TTL <-> RS232	31
4.4.2	Sériová linka USART	32
4.5	Ruční ovládání	35
4.6	Zobrazení výstupních hodnot měniče	36
4.7	Vzdálené ovládání a měření.....	36
4.8	Nastavení měniče a řídicího obvodu.....	37
5	Závěr	38
	Literatura	39
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	41
	Seznam příloh	42

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Zatěžovací charakteristika s omezením proudu.....	3
Obr. 2 Zatěžovací charakteristika se zpětným ohybem (fold-back)	3
Obr. 3 Označení vstupních a výstupních napětí a proudů stejnosměrného měniče [1]	5
Obr. 4 Pracovní kvadranty ve V-A rovině [1]	6
Obr. 5 Principiální schéma snižujícího měniče [1].....	7
Obr. 6 Měnič s aktivní zátěží [1]	8
Obr. 7 Průběhy napětí a proudů na prvcích měniče [1]	9
Obr. 8 Vliv kondenzátoru na průběh výstupního napětí [1]	12
Obr. 9 Blokové schéma řídicího obvodu TL494 [3].....	14
Obr. 10 Soft-start obvod	15
Obr. 11 Budič a výkonový obvod měniče	18
Obr. 12 Zapojení pomocného zdroje záporného napětí.....	22
Obr. 13 Zapojení stabilizátoru TL491 [15].....	27
Obr. 14 Blokové schéma převodníku [13].....	28
Obr. 15 Katalogové zapojení obvodu MAX232 [14]	32

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Závislost hloubky vniku na kmitočtu	16
Tabulka 2 Struktura registru AMUX	24
Tabulka 3 Význam bitů REFSx pro výběr zdroje referenčního napětí.....	24
Tabulka 4 Význam bitů MUXx pro výběr vstupu AD převodníku	24
Tabulka 5 Význam bitů ADPSx pro nastavení předděličky AD převodníku	25
Tabulka 6 Struktura registru ADCSRA	25
Tabulka 7 Struktura datového rámce pro řízení DA převodníku.....	29
Tabulka 8 struktura registru SPCR	30
Tabulka 9 Význam bitů SPI2X a SPRx pro nastavení předděličky SPI kanálu	30
Tabulka 10 Struktura registru SPSR	30
Tabulka 11 Struktura registru UCSRA	32
Tabulka 12 Struktura registru UCSRB	33
Tabulka 13 Struktura registru UCSRC	33
Tabulka 14 Význam bitů UCSZ2 až UCSZ0.....	34
Tabulka 15 Struktura registru MCUCR.....	35
Tabulka 16 Citlivost vstupů INTx	35
Tabulka 17 Struktura registru GICR.....	35

ÚVOD

Všechna elektronická zařízení vyžadují ke svému provozu zdroj elektrické energie. V řadě případů to je stejnosměrné napětí v rozsahu jednotek až desítek voltů a proud ve zlomcích až několika jednotek ampérů. Zdrojem bývají často elektrochemické články, transformátory připojené na veřejnou elektrickou síť, nebo v menší míře přímo generátory elektrického proudu (točivé stroje) a další.

Většina zařízení vyžaduje pro spolehlivý provoz napájení o přesné hodnotě napětí, které se při různých pracovních režimech zařízení smí měnit jen velmi nepatrně. Odchylka od požadovaných hodnot může mít za následek nespolehlivost a případně i poškození daného zařízení. Proto je nutné mezi zdroj elektrické energie a toto citlivé zařízení vložit stabilizátor, který zajistí spolehlivé napájení. Pro zařízení vyžadující jen malý příkon se i v dnešní době využívají lineární stabilizátory, pro větší a energetický náročnější obvody jsou tyto napájecí obvody již nevhodné z řady důvodů, které budou dále popsány. Pro takováto zařízení jsou vhodnějším řešením spínané stabilizátory napětí. Tato práce se zabývá návrhem měniče s regulovatelným výstupním napětím a ovládáním pomocí mikroprocesoru.

1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI STEJNOSMĚRNÝCH STABILIZÁTORŮ NAPĚTÍ

Pojmem stejnosměrný stabilizátor napětí rozumíme většinou trojpól, který lze popsat následujícími vlastnostmi:

1. Přenos zvlnění P - v ideálním případě je nulový a udává přenos změn vstupního napětí na výstup.

$$P = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}; I_2 = konst, \quad (1)$$

kde ΔU_1 je změna vstupního napětí stabilizátoru, ΔU_2 změna výstupního napětí stabilizátoru a I_2 výstupní proud stabilizátoru. Parametr P udává necitlivost stabilizátoru na změny vstupního napětí, často bývá tento parametr uváděn v logaritmickou mírou:

$$P_{dB} = 20 \log P, \quad (2)$$

Hodnota parametru může dosahovat až 80dB pro kvalitní stabilizátory. Definice neuvádí o jaký kmitočet změn se jedná. Změny mohou být pomalé (kolísání síťového napětí), zvlnění od nedokonalé filtrace zdroje (brum) i vysoké kmitočty řádově v kilohertzech i výše (impulzní rušení od spínání obvodů v síti, jiskření kontaktů apod.).

Převrácenou hodnotou činitele zvlnění P je tzv. činitel stabilizace S . [1]

2. Vnitřní odpor R_i – v ideálním případě nulový, v praxi pod 1Ω (řádově v $m\Omega$).

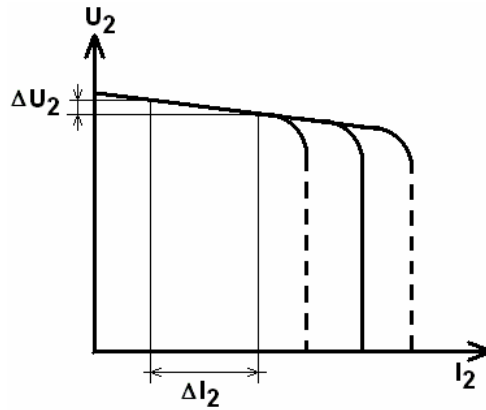
$$R_i = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I_2}; U_1 = konst, \quad (3)$$

Parametr zajišťuje necitlivost výstupního napětí na změně výstupního proudu. Záporné znaménko ve vztahu (3) vyjadřuje skutečnost, že v obvyklém případě zvýšení výstupního odebíraného proudu I_2 způsobí snížení výstupního napětí U_2 (viz. obr. 1). [1]

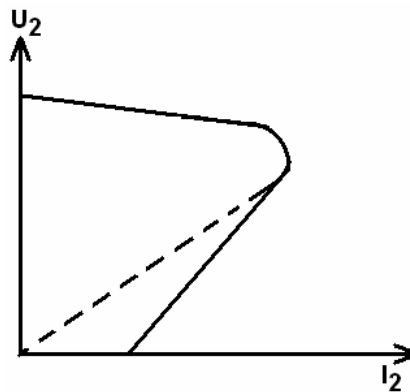
3. Tvar zatěžovací přímky

U elektronických napájecích zdrojů je běžné, že do určitého a často nastavitelného zatěžovacího proudu se obvod chová jako zdroj napětí, po jeho překročení jako zdroj proudu. Tomuto opatření říkáme nadproudová ochrana, omezení proudu, elektronická pojistka. Případ dle obr. 1 někdy také označujeme jako obvod s obdélníkovou charakteristikou. Případ dle obr. 2 je „zkratová“ ochrana a někdy jí dáváme přednost. Po

překročení nastaveného proudu obvod skokem vypne až téměř na nulové napětí a často je nutno pojistku odblokovat pomocí tlačítka reset, nebo krátkodobým vypnutím celého zdroje. [1]



Obr. 1 Zatěžovací charakteristika s omezením proudu



Obr. 2 Zatěžovací charakteristika se zpětným ohybem (fold-back)

4, Zvlnění výstupního napětí – špičková hodnota střídavé složky výstupního stejnosměrného napětí. Někdy se uvádí efektivní hodnota střídavé složky. Je vyšší u spínaných zdrojů (stabilizátorů), nižší u spojitých. [2]

5, Přenos stejnosměrného napětí B - z ekonomických důvodů má mít stabilizátor relativně velký (často jednotkový) přenos stejnosměrných napětí. U obvodů bez indukčnosti je stabilizátor provozován za podmínek $B < 1$. [1]

$$B = \frac{U_2}{U_1}, \quad (4)$$

6. Účinnost stabilizátoru η – blíže souvisí s přenosem stejnosměrného napětí B. Parametr B je vhodný pro spjité stabilizátory, kde rozdíl vstupního a výstupního proudu poměrně malý a je dán spotřebou vlastního stabilizátoru. U spínaných stabilizátorů je však často tento rozdíl proudů značný, proto je vhodné vyjadřovat účinnost stabilizátoru. [2]

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 \cdot I_2}{U_1 \cdot I_1}, \quad (5)$$

7. Teplotní a časová stálost

Všechny důležité statické i dynamické parametry by měly být teplotně i časově stálé. Nejdůležitější je teplotní součinitel výstupního napětí K . Za předpokladu, že $U_1 = \text{konst.}$ a $I_2 = \text{konst.}$, bude

$$K = \frac{\Delta U_2}{\Delta \vartheta} \cdot 100 \quad [\%], \quad (6)$$

kde $\Delta \vartheta$ je změna teploty. Lze jej vyjadřovat v procentech, nebo v $\text{mV}/^\circ\text{C}$. Kvalitní stabilizátory (zvláště integrované) mají běžně $K = 0,01\%$. [1]

2 SPÍNANÉ MĚNIČE STEJNOSMĚRNÉHO NAPĚTÍ

2.1 Základní pojmy

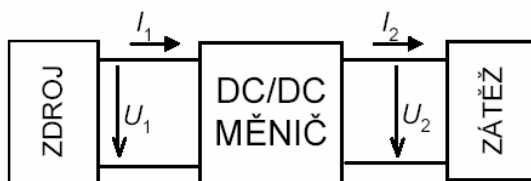
Stejnosemřné měniče jsou obvody sloužící k regulaci el. energie, které mění vstupní stejnosměrné napětí U_1 na jiné výstupní stejnosměrné napětí U_2 . Budeme se přitom zabývat měniči tzv. napěťového typu, což jsou měniče napájené konstantním vstupním napětím z napěťového zdroje, nikoliv proudem, z proudového zdroje. Dále se v této kapitole omezíme pouze na měniče bez transformátoru, které tedy neumožňují galvanické oddělení výstupu od vstupu.

Každý měnič sestává z vlastního silového obvodu a řídicí elektroniky (regulačních obvodů). Zajímají nás jen takové silové obvody, které jsou z principu bezeztrátové (tj. teoreticky, v ideálním případě, při zanedbání různých parazitních vlastností reálných prvků). Takové silové obvody nesmí využívat při regulaci energie rezistorů. Silové obvody měniče budou proto sestávat jen ze spínačů a akumulacních prvků, tj. induktorů a kapacitorů.

Stejnosemřné měniče mohou přenášet energii z principu oběma směry. Mohou tedy čerpat energii ze zdroje a dodávat ji do zátěže nebo také opačně energii čerpat ze zátěže a dodávat ji do zdroje. Pojmy zátěž a zdroj je proto nutné chápat v širším slova smyslu. Aktivní zátěž může být například stejnosměrný motor s cizím buzením, nebo akumulátor. [1]

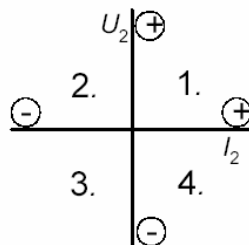
2.2 Pracovní kvadranty

Označme si vstupní a výstupní napětí a proud měniče podle obr. 3.



Obr. 3 Označení vstupních a výstupních napětí a proudů stejnosměrného měniče [1]

Podle polaritv výstupního napětí U_2 a výstupního proudu I_2 může měnič pracovat ve čtyřech kvadrantech tzv. VA-roviny. V kvadrantech 1 a 3 dodává měnič energii do zátěže. Situaci znázorňuje obr. 4.



Obr. 4 Pracovní kvadranty ve V-A rovině [1]

Je-li zátěž motor, tak pohání. Pasivní zátěže mohou pracovat pouze v těchto kvadrantech. V kvadrantech 2 a 4 dodává aktivní zátěž energii zpět do měniče. Jde-li o motor, pak brzdí.

Pokud umožňuje měnič práci v kvadrantech, kdy dochází k přenosu energie z aktivní zátěže do zdroje, je nutné, aby i tento zdroj byl schopen energii dlouhodobě přijímat. Akumulátor použitý jako zdroj dokáže přijímat energii a uchovávat ji, ale transformátor s usměrňovačem a sběrným kondenzátorem tuto vlastnost nemá, proto není možný dlouhodobý provoz v tomto režimu! [1]

2.3 Měniče s induktorem

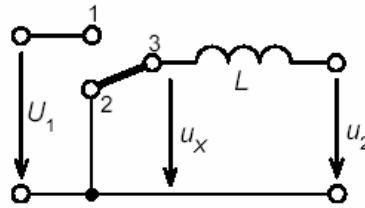
Impulsní regulace oproti spojitě zmenšuje výkonovou ztrátu na regulačním členu zásadním způsobem. Tento člen pracuje pouze jako spínač ve dvou stavech – sepnuto, rozepnuto. Proud jím prochází pouze po určitou dobu pracovního cyklu. Výkonová ztráta je mnohem menší než u spojitěho regulátoru a je způsobena úbytkem napětí v sepnutém stavu a konečnou strmostí náběžných a sestupných hran (přepínací ztráty). Výkonová ztráta je pak téměř nezávislá na velikosti výstupního napětí. Použití dvoustavové regulace si vynucuje použít další prvek, který akumuluje energii a dodává proud do zátěže i v době, kdy je regulační člen vypnutý. Tímto prvkem je výstupní LC filtr, jehož konkrétní zapojení závisí na typu měniče.

I když je v dnešní době snahou odstranit indukčnosti z obvodů např. pro jejich složitější výrobu, rozměry a některé další nevýhodné vlastnosti, pro použití v měničích má indukčnost jako akumulační prvek nezastupitelné místo. Výhodou je použití měničů v oblasti trakce, kde vlastní motor řízený měničem se chová jako indukčnost.

2.4 Snižující měnič

Někdy nazývaný step-down, propustný měnič, chopper, buck. Pro výchozí představu, vysvětlující princip činnosti, vytvoříme silový obvod měniče ze dvou prvků. Bude to indukčnost L a ideální přepínač (tj. přepínač s nulovým odporem v sepnuté poloze, nekonečným ve vypnuté a s nulovou dobou potřebnou na přepnutí, takže neexistuje

žádná mezipoloha), viz obr. 5.



Obr. 5 Principiální schéma snižujícího měniče [1]

Výstupní napětí je rovno U_x , neboť střední hodnota napětí na indukčnosti L musí být nulová. Platí proto $U_1 > U_2$ a dále:

$$U_2 = u_x = U_1 \frac{t_1}{t_1 + t_2}, \quad (x)$$

kde t_1 je doba sepnutí svorek 1 – 3 a t_2 doba sepnutí svorek 2 – 3. Zavedeme-li pojem střída, tedy poměr doby sepnutí tranzistoru t_1 a doby periody T

$$s = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T}; s \in \langle 0, 1 \rangle, \quad (7)$$

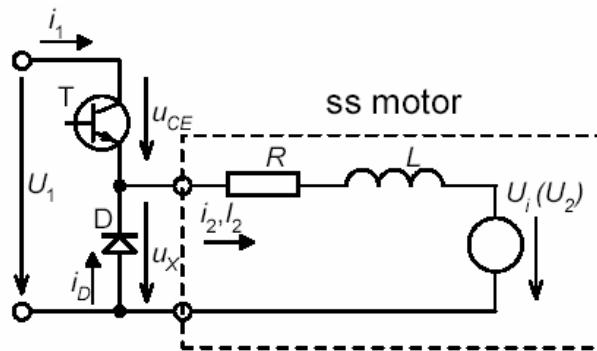
lze pak vyjádřit výstupní napětí takto:

$$U_2 = U_1 \cdot s, \quad (8)$$

výstupní napětí je vždy menší než vstupní a má stejnou polaritu.

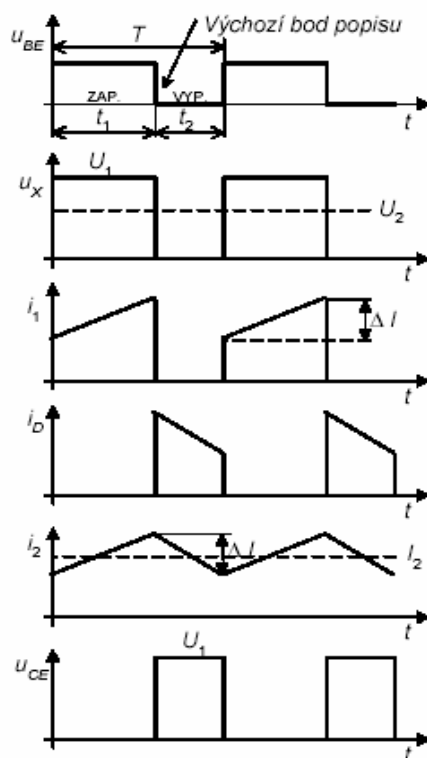
2.4.1 Činnosti v režimu spojitých proudů

Režimem spojitých proudů rozumíme, že proud indukčností L nikdy během svého poklesu v časovém intervalu t_2 neklesne na nulu a nesetrvává nulový. V mezním případě se může dotknout nuly v jediném bodě, v okamžiku skončení doby t_2 . Pro následující popis uvažujme zapojení podle obr. 6.



Obr. 6 Měnič s aktivní zátěží [1]

1. Vyjdeme ze stavu, kdy tranzistor T je vypnutý. V ustáleném stavu měniče (tj. po několika spínacích periodách) už teče tlumivkou L nenulový proud $i_2(t)$. Uzavírá se přes zátěž a nulovou diodu D. Ta je tedy otevřena a napětí u_x je teď proto nulové (ve skutečnosti je mírně záporné, tj. prahové napětí diody v propustném směru). Zdrojem proudu v takto uzavřeném obvodu je indukčnost L . Probíhá přechodový děj s časovou konstantou L/R . Bude-li spínací perioda (a tedy i doba vypnutí tranzistoru) dostatečně krátká, nestačí se během ní změnit vnitřní napětí U_i motoru nebo napětí U_2 zátěže s LC filtrem a lze je považovat za konstantní. Proud $i_2(t)$ tedy exponenciálně klesá se zmíněnou časovou konstantou.
 2. Sepneme tranzistor T. Pak napětí u_x bude rovno U_1 . Dioda D se proto uzavře a proud $i_2(t)$ je dodáván ze zdroje U_1 . Opět probíhá přechodový děj s časovou konstantou L/R proud vzrůstá.
 3. Vypneme-li tranzistor, dostáváme se zpět do výchozího stavu 1.
- Toto konkrétní zapojení ovšem umožňuje pouze činnost v 1. kvadrantu.



Obr. 7 Průběhy napětí a proudů na prvcích měniče [1]

2.4.2 Zvlnění výstupního proudu

Užijeme aproximaci průběhu proudů šikmými přímkami (tedy $R_L = 0$). V době t_1 (tranzistor sepnut) se proud $i_2(t)$ zvýší o ΔI . Velikost zvlnění souvisí s indukčností L . Po dobu t_1 je na indukčnosti konstantní napětí, dané rozdílem

$$U_1 - U_2 = L \frac{\Delta I}{t_1}. \quad (9)$$

Ze vztahu (9) vyjádříme ΔI :

$$\Delta I = \frac{(U_2 - U_1)t_1}{L} = \frac{U_1(1-s)sT}{L} = \frac{U_1(1-s)s}{fL}. \quad (10)$$

Velikost zvlnění tedy závisí na střídě (při konstantním pracovním kmitočtu, vstupním napětí a velikosti indukčnosti). Derivací vztahu (10) podle střídý s získáme vztah:

$$\frac{d(\Delta I)}{ds} = \frac{U_1}{fL} (1 - 2s) \quad (11)$$

ze kterého je patrné, že vztah nabývá maximální hodnoty pro $s = 0,5$.

Dosažením $s = 0,5$ do vztahu (10) získáme vztah pro maximální zvlnění proudu indukčností:

$$\Delta I_{MAX} = \frac{U_1}{4fL}. \quad (12)$$

Špičkový proud spínacím tranzistorem T, diodou D a indukčností L je roven součtu středního proudu a polovině maximální hodnoty zvlnění, tedy

$$I_{2MAX} = I_2 + \frac{\Delta I_2}{2}. \quad (13)$$

2.4.3 Napěťové dimenzování polovodičů

Tranzistor T je namáhán (ve vypnutém stavu) napětím U_1 , podobně dioda D (při sepnutém tranzistoru). Při procesu zániku proudu tranzistorem (vypínání tranzistoru) vzniká přídavný napěťový impulz na parazitní indukčnosti smyčky, tvořené prvky: zdroj U_1 , tranzistor T a dioda D. Velikost impulzu závisí na velikosti proudu a na rychlosti vypínání (tedy na strmosti di/dt) a na velikosti zmíněné indukčnosti. Výsledkem je skutečnost, že oba prvky je nutno dimenzovat na napětí rovné raději dvojnásobku U_1 . Pro omezení parazitní indukčnosti je nutné, aby plocha zmíněné smyčky byla co nejmenší tj. zdroj U_1 , tranzistor a dioda musí být umístěny co nejbližší u sebe. V praxi to znamená nutnost použít kvalitní, tzv. výkonový impulzní bezindukční kondenzátor (svitkový, nejlépe s polypropylénovým dielektrikem) umístěný paralelně k přívodům U_1 , ale co nejbližší k tranzistoru a diodě. [1]

K omezení překmitů se také používají různé odlehčovací obvody. Ty mají kromě toho za úkol i omezení přepínacích ztrát tranzistoru.

2.4.4 Proudové dimenzování polovodičů

Zanedbáme-li pilovité zvlnění proudu $i_C(t)$ tranzistorem a $i_D(t)$ diodou, lze určit jejich špičkovou, střední a efektivní hodnotu pomocí následujících vztahů:

$$I_{Cmax} = I_2 \quad (14)$$

$$I_{Cstř} = I_2 \cdot s \quad (15)$$

$$I_{Cef} = I_2 \cdot \sqrt{s} \quad (16)$$

$$I_{D_{\max}} = I_2 \quad (17)$$

$$I_{D_{\text{stř}}} = I_2(1 - s) \quad (18)$$

$$I_{D_{\text{def}}} = I_2 \sqrt{1 - s} \quad (19)$$

Za pozornost stojí fakt, že při velké střídě (tj. je velkém výstupním napětí, blízkému vstupnímu) je více proudově namáhán tranzistor než nulová dioda a naopak.

Tranzistor musí být volen tak, aby špičkový proud $I_{C_{\max}}$ nepřesahoval jeho typový kolektorový proud I_C (katalogový údaj). Čili je třeba dimenzovat tranzistor na tento špičkový proud. Diodu pak dimenzujeme na proud střední. Je třeba počítat vždy s nejhorsším možným režimem (střída). [1]

2.4.5 Ztrátový výkon polovodičů

a, Ztráty vedením

Sepnuté darlingtonovo zapojení bipolárních tranzistorů a tranzistor IGBT lze zjednodušeně nahradit (v omezeném rozsahu proudů) prvkem s konstantním saturačním napětím $U_{CE_{\text{sat}}}$, nezávislým na procházejícím proudem pro který platí

$$P_T = U_{CE_{\text{sat}}} \cdot I_{C_{\text{stř}}} \quad (20)$$

Samostatný bipolární tranzistor lze v sepnutém stavu přibližně nahradit odporem, jehož hodnota je určena sklonem mezní přímky. U sepnutého unipolárního výkonového tranzistoru MOSFET je přímo udávána hodnota odporu $R_{DS_{\text{on}}}$ v sepnutém stavu. Ztrátový výkon je tedy úměrný kvadrátu efektivní hodnoty proudu

$$P_T = R_{DS_{\text{on}}} \cdot I_{C_{\text{ef}}}^2 \quad (21)$$

b, Přepínací ztráty

Proces spínání a vypínání tranzistoru neprobíhá nekonečně rychle, čili určitou dobu je tranzistor v aktivní oblasti, kdy na něm vzniká velký okamžitý ztrátový výkon. Při jednom zapnutí se promění v teplo energie W_{on} , při jednom vypnutí W_{off} . Ke stanovení těchto energií je třeba přesnějšího rozboru přepínacích procesů v tranzistoru a v celém měniči. U tranzistorů IGBT bývají poslední dobou energie uváděny v podrobných katalozích. Přepínací ztrátový výkon je obecně dán vztahem

$$P_{\text{pr}} = (W_{\text{on}} + W_{\text{off}}) \cdot f \quad (22)$$

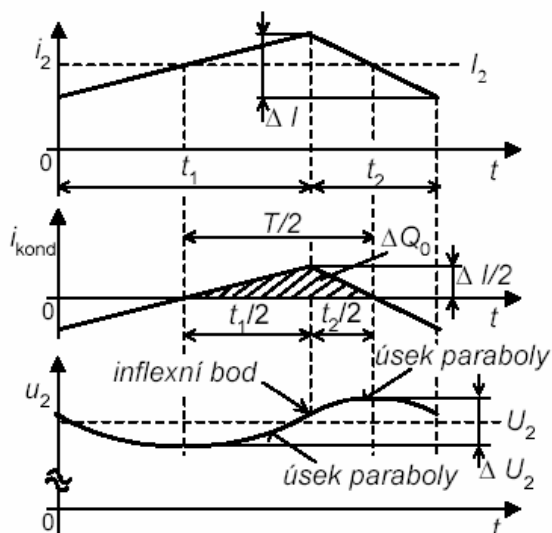
je tedy přímo úměrný pracovnímu kmitočtu měniče. [1]

2.4.6 Filtrační kondenzátor

Kondenzátor C má zaručit, aby napětí U_2 na zátěži R_Z bylo téměř konstantní. To byl také předpoklad při odvozování průběhů proudů v měniči.

Za předpokladu velmi malé konečné velikosti zvlnění výstupního napětí $\Delta U_2 \ll U_2$ (při použití C) lze tvrdit, že zátěží R_Z teče téměř konstantní proud o velikosti I_2 . To znamená že výše odvozené zvlnění proudu ΔI_2 , čili střídavá složka proudu $i_2(t)$ teče celá přes kondenzátor C . Během doby, kdy má proud kondenzátorem kladné znaménko, tj. kdy $i_2(t) > I_2$, narůstá na kondenzátoru napětí. Náboj kondenzátoru se během této doby zvětší o ΔQ , tj. o plochu vyšrafovaného trojúhelníku v obr. 8, matematicky vyjádřeno

$$\Delta Q = \frac{\Delta I}{2} \frac{t_1 + t_2}{4} = \frac{\Delta I}{8} T \quad (23)$$



Obr. 8 Vliv kondenzátoru na průběh výstupního napětí [1]

Napětí se během této doby zvětší o ΔU_2

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I}{8C} T \quad (24)$$

Pro požadované napěťové zvlnění ΔU_2 lze určit potřebnou kapacitu kondenzátoru

$$C = \frac{\Delta I}{\Delta U} \frac{T}{8} \quad (25)$$

a dosazením za ΔI

$$C = \frac{U_1(1-s)s}{8Lf^2\Delta U_2}. \quad (26)$$

Na závěr je nutné zkontrolovat, zda vlastní rezonanční kmitočet obvodu LC leží dostatečně nízko pod pracovním kmitočtem měniče f . Kapacita je dostatečná při splnění podmínky

$$C \gg \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}. \quad (27)$$

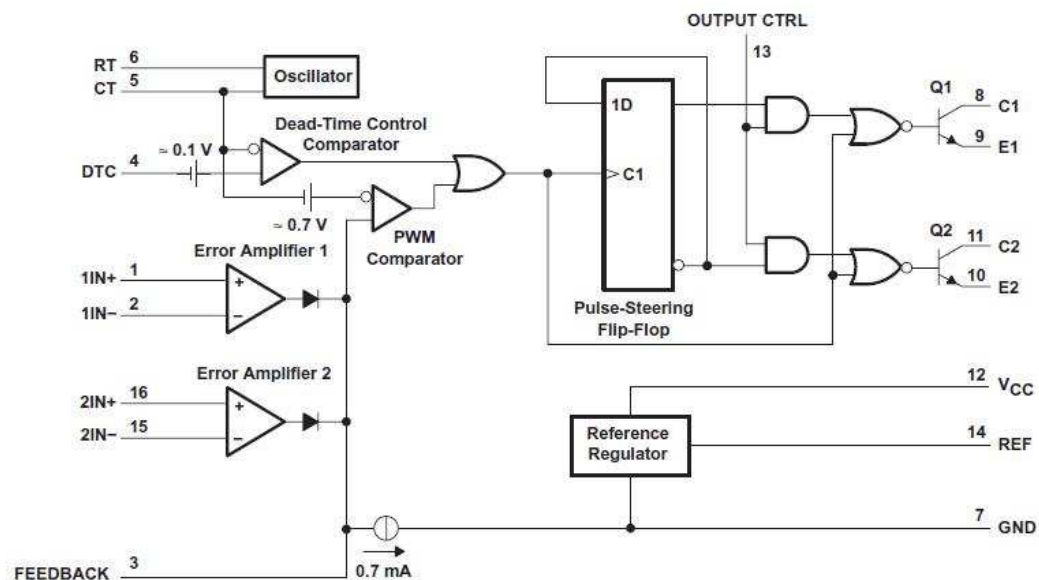
Kapacitu C je nutno realizovat pomocí výkonového impulzního elektrolytického kondenzátoru s malým sériovým vnitřním odporem (malý činitel $tg \delta$) a paralelně zapojeným bezindukčním impulzním svítkovým kondenzátorem (nejlépe s polypropylénovým dielektrikem). Je možné nouzově použít i sadu mnoha běžných elektrolytických kondenzátorů spojených paralelně, čímž je minimalizován vnitřní sériový odpor i sériová indukčnost. Tato indukčnost jinak výrazně degraduje filtraci. Sériový odpor je vedle degradace filtrace také navíc příčinou tepelných ztrát na kondenzátoru. Použití jednoho běžného elektrolytického kondenzátoru byť s dostatečnou kapacitou C je pak skoro bezcenné a může být i nebezpečné (destrukce kondenzátoru vlivem přehřátí). [1]

3 DC/DC MĚNIČ

Maximální výstupní napětí měniče bylo zvoleno 20V, maximální výstupní proud 4A. Maximální vstupní napětí je 35V. Těmto hodnotám jsou přizpůsobeny následující výpočty, výběr a dimenzování součástek.

3.1 Řídící obvod

Pro řízení tohoto měniče byl vybrán obvod TL494. Jedná se o obvod pracující s pevným kmitočtem spínání a PWM regulací. Obvod obsahuje zdroj referenčního napětí +5V, nastavitelný oscilátor, obvod pro hlídání šířky impulsu a budič výstupních tranzistorů. V logice budiče je dělička dvěma, která podle napětí na vývodu 13 spíná výstupní tranzistory buď současně pro konstrukci jednočinného měniče, nebo střídavě pro dvojitý měniče. Obvod dále obsahuje dva zesilovače odchylky, jejichž výstupy jsou spojeny paralelně. Rozsah napájecího napětí obvodu je 7 – 40V, doporučený pracovní kmitočet 1 – 200kHz. Výhodou tohoto obvodu je, že jsou vyvedeny oba vstupy chybových zesilovačů. Většina obdobných řídicích obvodů má vyveden pouze jeden vstup zesilovače, druhý je připojený na referenční napětí, se kterým se vstupní napětí zesilovače porovnává. To může v některých případech komplikovat řízení výstupních hodnot měniče. Blokové schéma obvodu je na obr. 9.



Obr. 9 Blokové schéma řídicího obvodu TL494 [3]

3.2 Pracovní kmitočet měniče

Jedním ze základních parametrů měniče je kmitočet spínání výstupních prvků. Nejnížší kmitočty se používají kolem 20kHz, protože nižší kmitočty zasahují do akustického slyšitelného pásma a měnič může způsobovat slyšitelné pískání. S rostoucím pracovním kmitočtem se snižují nároky a rozměry filtračních obvodů na výstupu měniče, ale zvyšují se nároky na spínací prvky. U těch dochází k vyššímu ohřevu způsobeným přepínacími ztrátami.

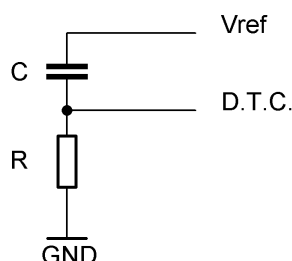
Kmitočet oscilátor zvoleného řídicího obvodu je určen hodnotami vnějšího rezistoru R_T a kondenzátoru C_T . Jeho přibližnou hodnotu lze vyjádřit vztahem

$$f = \frac{1.1}{R_T * C_T}. \quad (28)$$

Pro přesnější určení kmitočtu uvádí výrobce závislosti pracovního kmitočtu na hodnotách použitých součástek v grafické podobě v [3]. Pro navrhovaný měnič byl zvolen pracovní kmitočet 60kHz. S ohledem na dostupný sortiment akumulacních tlumivek byl pracovní kmitočet snižen na 33kHz. Důvody jsou popsány v kapitole 3.4. Doporučený rozsah hodnot R_T je 1,8 – 500k Ω , C_T 470pF – 10 μ F. Těmto požadavkům vyhovuje kombinace $R_T = 22k\Omega$ a $C_T = 1,5nF$. Dosazením do (28) vychází pracovní kmitočet měniče asi 33,3kHz. Měnič bude provozován v jednočinném zapojení, proto vývod obvodu označovaný jako „output control“ bude spojen se svorkou GND.

3.3 Obvod měkkého rozběhu měniče

Většina řídicích obvodů pro spínané měniče obsahuje část označovanou jako dead-time-control. Jedná se o obvod řídicí maximální hodnotu výstupní střídý měniče. Obvod TL494 umožňuje nastavit střidu pomocí napětí přivedeného na příslušnou svorku v rozsahu 0 – 96%. U navrhovaného měniče toto řízení je použito pouze k měkkému rozběhu měniče po připojení napájecího napětí pomocí jednoduchého RC obvodu, jak ukazuje obr. 10.



Obr. 10 Soft-start obvod

Nejnižší doporučená hodnota podle [4] je 50 – 100 period pracovního kmitočtu měniče. Kapacitu kondenzátoru udává vztah (29). Pro $R = 10k\Omega$ vychází

$$C = \frac{\text{soft - start time}}{R} = \frac{\frac{1}{f} * 100}{R} = \frac{1}{51kHz} * 100 = 196nF . \quad (29)$$

Nejbližší vyšší vyráběnou hodnotou kondenzátoru je 220nF, ten je tedy použit v zapojení. [4]

3.4 Akumulační tlumivka a filtrační kondenzátor

Protože měnič pracuje v nespojitém režimu, obsahuje výstupní proud velkou střídavou složku. Tu odstraníme z velké části zařazením akumulčního prvku, v tomto případě akumulční tlumivkou. Její indukčnost závisí na velikosti požadovaného výstupního proudu měniče, jeho zvlnění a kmitočtu, na kterém měnič pracuje. Velikost je nepřímo úměrná kmitočtu měniče a zvlnění proudu. Při výběru je nutné zohlednit i povrchový jev, který se může projevit již při kmitočtech na kterých měnič pracuje. Hloubka vniku je dána vztahem

$$d = \sqrt{\frac{2}{\mu * \gamma * \omega}} , \quad (30)$$

kde d je hloubka vniku, μ součin permeability vakua a relativní permeability mědi ($4\pi * 10^{-7} * 0,999\ 990\ \text{Hm}^{-1}$), γ vodivost mědi ($59,6 * 10^6 \text{S} * \text{m}^{-1}$) a ω úhlový kmitočet. Tabulka 1 ukazuje hloubku vniku v závislosti na kmitočtu pro několik vybraných kmitočtů.

Tabulka 1: Závislost hloubky vniku na kmitočtu

f [kHz]	d [mm]
10	0,65
20	0,46
30	0,38
40	0,33
50	0,29
60	0,27
70	0,25

V této hloubce od povrchu vodiče klesne proudová hustota na 1/e proudové hustoty na povrchu vodiče. Tím vzroste odpor vodiče. Takto definovaná hloubka vniku je odvozena z harmonického průběhu proudu vodičem. V měničích s PWM regulací má proud ve vodičích tvar pravoúhlých nebo trojúhelníkových impulzů. Obsah vyšších harmonických kmitočtů tuto hloubku dále zmenšuje. V tomto případě je třeba hledat hloubku vniku pro kmitočet alespoň o 50% vyšší než je základní harmonická, tj. než je spínací kmitočet. Při daném kmitočtu je neúčelné používat kruhové vodiče o větším průměru než $3d$. [6]

Komerčně prodávané akumulční tlumivky jsou vinuty plným vodičem, nikoliv lanky, proto je tuto skutečnost nutné zohlednit. Pro konstrukci byla vybrána akumulční tlumivka 51V32 60 00 od společnosti RADIOM. Její indukčnost je $150\mu\text{H}$, maximální proud 6A , průměr vodiče vinutí $0,7\text{mm}$. Dosazením do vzorce (30) získáme pro kmitočet 33kHz hloubku vniku $0,358\text{mm}$. Hloubka vniku tedy je na hranici $2d$, takže je splněna podmínka uvedená v [6].

Dosazením zadaných parametrů do (12) vypočteme zvlnění proudu tlumivkou

$$\Delta I_{MAX} = \frac{U_1}{4fL} = \frac{35}{4 * 33 * 10^3 * 150 * 10^{-6}} = 1,77\text{A}. \quad (31)$$

Potřebnou kapacitu filtračního kondenzátoru vypočteme dosazením do (26). Požadujeme zvlnění napětí maximálně $0,1\text{V}$. Výpočet je nutné provést pro nejméně příznivou situaci, kdy nastává největší zvlnění, tj. pro $s = 0,5$, tedy

$$C = \frac{U_1(1-s)s}{8Lf^2\Delta U_2} = \frac{35 * (1-0,5) * 0,5}{8 * 150 * 10^{-6} * (33 * 10^3)^2 * 0,1} = 67\mu\text{F}. \quad (32)$$

Provedeme ještě kontrolu rezonančního kmitočtu vlastního LC filtru dosazením do (27)

$$C \gg \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 * 33 * 10^3 * 150 * 10^{-6}} = 155\text{ nF}. \quad (33)$$

Podmínka je splněna, takže vypočtená kapacita je dostatečná. Vyšší hodnota zajistí menší zvlnění, než je požadovaných $0,1\text{V}$.

Pro další snížení zvlnění je zařazen ještě jeden LC filtr typu dolní propust tvořený stejnou akumulční tlumivkou a dvěma kondenzátory o celkové kapacitě $20\mu\text{F}$. Útlum tohoto filtru je dán jeho přenosem:

$$K(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_L} = \frac{1}{pC} * \frac{1}{\frac{1}{pC} + pL} = \frac{1}{pC} * \frac{1}{\frac{1 + p^2 LC}{pC}}$$

$$K(\omega) = \frac{1}{pC} * \frac{pC}{1 + p^2 LC} = \frac{1}{1 + p^2 LC}. \quad (34)$$

Dosazením získáme hodnotu přenosu $0,00769$, tj. asi $-42,3\text{dB}$. Výsledné zvlnění $\Delta U_2'$ by za předpokladu ideálních součástí nemělo být větší než

$$\Delta U_2' = K(\omega) * \Delta U_2 = 0,00769 * 0,1 = 0,769\text{mV}. \quad (35)$$

Reálné prvky, ze kterých jsou filtry sestaveny nejsou ideální, akumulční tlumivky vykazují mezizávitové kapacity a činný odpor vinutí, kondenzátory sériový odpor a

VS, která má v tomto okamžiku nízké napětí blízké se nule. Napětí U_{GS} tranzistoru T1 je nulové a tranzistor je rozepnutý. Kondenzátor C9 se nabíjí přes diodu D2 na zhruba napájecí napětí obvodu (tj. 15V). Zvýšením napětí na svorce CT nad 2/3 napájecího napětí obvodu dojde k rozepnutí svorek HO a VS a k sepnutí svorek HO a VB. Tím je nabitý kondenzátor C9 zapojen do série s napětím na svorce S tranzistoru T1. Napětí U_{GS} je v tomto okamžiku rovno napětí kondenzátoru C9 a tranzistor sepne. Snížením napětí na svorce CT se děj opakuje.

Pro spolehlivou funkci je nutné, aby indukčností L1 protekl při každé periodě nenulový proud (střída spínání nesmí klesnout na nulu). V opačném případě by nedošlo k nabití kondenzátoru C9 a nebylo by možné následné sepnutí tranzistoru. Pro správnou funkci tedy musí být výstup měniče stále zatížen alespoň malou zátěží a střída spínání tranzistoru nesmí být nikdy rovna 100%. První podmínka je zajištěna napěťovým děličem na výstupu měniče, ze kterého je vedena zpětná vazba do řídicího obvodu. Ten tvoří trvale připojenou malou zátěž. Druhá podmínka je splněna parametry řídicího obvodu, který neumožňuje vyšší střidu výstupního signálu než 96%.

Kapacita pomocného kondenzátoru C9 musí být proti parazitní kapacitě tranzistoru dostatečně velká, aby po nabití kapacity C_{GS} z kondenzátoru C9 bylo napětí U_{GS} dostatečné pro maximální sepnutí tranzistoru. Tato parazitní kapacita se podle katalogových údajů pohybuje do 5nF. V nalezených aplikacích tohoto budicího obvodu jsou používány hodnoty C9 v řádu desítek mikrofaradů. Pro tento měnič byla zvolena hodnota kondenzátoru 47 μ F.

Shottkyho dioda D2 je typ SR 180. Dioda je převážně namáhána napětím v závěrném směru, které je rovno součtu napájecího napětí měniče a napětí pro napájení řídicího napětí měniče, tedy asi 50V.

Napětí, kterým je tranzistor T1 namáhán je rovno napájecímu napětí U_I . Při spínání mohou vznikat napěťové špičky způsobené parazitními indukčnostmi v obvodu, proto je nutné dimenzovat T1 na vyšší napětí než je napětí U_I . [1] Protože zvlnění proudu tlumivkou L1 není zanedbatelné, bude špičkový proud tranzistorem roven součtu výstupního proudu měniče a polovině střídavé složky proudu, tedy dosazením do (13) vypočteme

$$I_{2MAX} = I_2 + \frac{\Delta I_2}{2} = 4 + \frac{1,77}{2} = 4,885A. \quad (36)$$

Odpor unipolárních tranzistorů v sepnutém stavu je velmi nízký, ale rychle roste s maximálním dovoleným napětím U_{DS} tranzistoru. Výběr vhodného typu je tedy kompromisem mezi maximálním napětím a ztrátami vznikajícími vedením proudu tranzistorem. Pro tento měnič byl zvolen tranzistor IRFZ48. Jeho základními parametry jsou $U_{DS} = 55V$, $I_D = 64A$ a $R_{ON} = 14m\Omega$. Díky nízkému odporu v sepnutém stavu je předpoklad nízkých ztrát v sepnutém stavu. [9] Přesto je vhodné tranzistor umístit na malý chladič.

Shottkyho dioda D1 umožňuje vedení proudu tlumivkou v době, kdy je tranzistor T v rozepnutém stavu. Napěťové namáhání je obdobné jako u spínacího tranzistoru, dioda se dimenzuje na střední proud, tedy

$$I_{D_{\max}} = I_2 = 4A. \quad (37)$$

Pro tento účel byla zvolena dvojitá shottkyho dioda typu MBR2545. Základními parametry jsou $I_F = 30A$, $U_R = 45V$. Ztráty v propustném směru diodou uvádí výrobce v [9] v grafické podobě a pro uvažovaný výstupní proud měniče by ztrátový výkon diody neměl překročit 4W. Diodu je tedy potřeba umístit na chladič.

3.6 Měřící obvody měniče

Pro spolehlivou činnost měniče je nutná zpětná vazba, kterou je zajištěna stabilizace výstupního napětí a proudu měniče.

Zpětná vazba výstupního napětí je realizována pomocí odporového děliče tvořeného rezistory R11 a R12 a odporovým trimrem R20. Přenos tohoto děliče je dán vztahy

$$K_{U_{\min}} = \frac{R12}{R11 + R12 + R20} = \frac{8200}{33000 + 8200 + 1000} = 0,194 \quad (38)$$

$$K_{U_{\max}} = \frac{R12 + R20}{R11 + R12 + R20} = \frac{8200 + 1000}{33000 + 8200 + 1000} = 0,218$$

Výstupní napětí děliče je tedy pro maximální uvažované výstupní napětí rovno

$$\begin{aligned} U_{\min} &= U_2 * K_{U_{\min}} = 20 * 0,194 = 3,88V \\ U_{\max} &= U_2 * K_{U_{\max}} = 20 * 0,218 = 4,36V \end{aligned} \quad (39)$$

Toto napětí je přivedeno na neinvertující vstup prvního operačního zesilovače v řídicím obvodu měniče. Zesilovač je zapojený jako rozdílový zesilovač, který zesiluje rozdíl napětí přivedený z výstupu měniče a řídicím napětí. Rozdíl těchto napětí je vyrovnán změnou výstupního napětí. Řídicí napětí přiváděné na napět'ový vstup měniče tedy může dosahovat hodnot od 0V do 3,88-4,36V (podle nastavení R20), kdy výstupní napětí měniče dosáhne hodnoty 20V. Maximální hodnota řídicího napětí musí být menší než 5V, aby bylo možné měnič řídit obvodem pracujícím s tímto napájecím napětím. Zesílení napětí invertujícího vstupu je dáno poměrem hodnot rezistorů R2 a R4. Zesílení 100 je dostatečné pro dosažení malé odchylky výstupního napětí od požadovaného napětí (daného řídicím napětím). Rezistor R4 je přemostěný kondenzátorem C5 a tím je snížen přenos zesilovače pro vyšší kmitočty, tedy zvlnění výstupního napětí měniče. Kondenzátor C17 naopak umožňuje měniči rychlejší reakci na rychlé změny výstupního napětí, typicky při skokovém snížení výstupního napětí. Bez použití tohoto kondenzátoru se také vyskytovala nestabilita měniče při vyšších výstupních napětích.

Pro měření výstupního proudu je použit výkonový rezistor R9. Úbytek napětí vzniklý na tomto rezistoru je přímo úměrný výstupnímu proudu měniče. Odpor tohoto rezistoru musí být malý, aby na něm nevznikaly zbytečně velké ztráty, ale nesmí být příliš malý, aby se výstupní napětí neztrácelo v šumu. Pro měření byl zvolen rezistor

s hodnotou $0,1\Omega$, což je nejnižší běžně dostupná hodnota výkonových rezistorů. Napětí z tohoto rezistoru je převedeno rozdílovým zesilovačem IC4A se zesílením

$$A_{IC4A} = \frac{R8}{R13} \quad (40)$$

na napětí proti společné zemi obvodů (za podmínky $R8=R10$ a $R13=R14$), následně je pomocí zesilovače IC4B zesíleno neinverujícím zesilovačem se ziskem

$$A_{IC4B} = 1 + \frac{R16}{R15} = 1 + \frac{91k}{10k} = 10,1.[2] \quad (41)$$

Uvedené hodnoty platí pro stejnosměrný signál. Pro střídavý signál je přenos zmenšen zapojením C10 a C24 ve zpětné vazbě zesilovačů.

Ztrátový výkon na měřicím rezistoru je úměrný druhé mocnině procházejícímu proudu a dosahuje hodnoty až

$$P_z = U * I = I^2 * R = 4^2 * 0,1 = 1,6W . \quad (42)$$

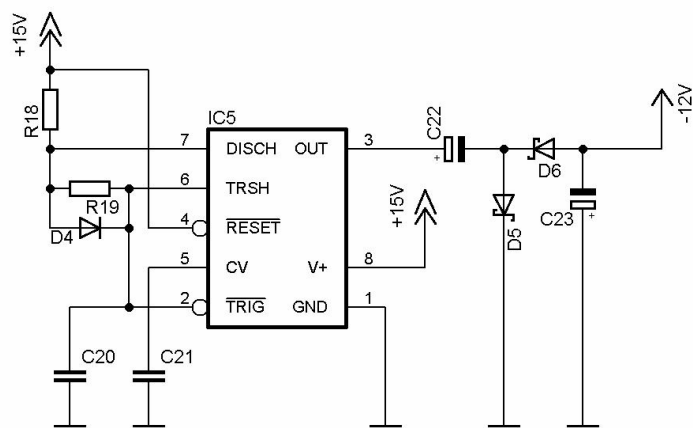
V zapojení je použit výkonový rezistor s maximálním ztrátovým výkonem 5W, aby byla částečně potlačena závislost odporu na teplotě a pro lepší chlazení rezistoru.

Protože zesilovače pracují i v blízkosti napětí blízkého nule, je nutné zajistit jejich napájení záporným napětím. Celý měnič je napájen pouze jedním nesymetrickým napětím, proto je nutné získat záporné napájecí napětí pro zesilovače pomocným zdrojem. V obvodu je použita jednoduchá nábojová pumpa ve funkci invertoru napětí. Je realizována časovacím obvodem NE555 pracujícím zhruba na kmitočtu

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{0,7 * R18 * C20 + 0,7 * R19 * C20} \quad (43)$$

$$f = \frac{1}{0,7 * 10^{-8} * (10^4 + 10^4)} = 7,14kHz , \quad (44)$$

kde T_1 je doba nabíjení kondenzátoru C20 a T_2 doba vybíjení [11][2]. Vztah platí při zanedbání úbytku napětí na diodě D4. Tento astabilní klopný obvod pracuje se střídou 50%. Odběr zesilovačů je malý (v řádu jednotek miliampérů) a výstupní napětí tohoto pomocného zdroje je asi -12V.



Obr. 12 Zapojení pomocného zdroje záporného napětí

4 ŘIDÍCÍ OBVODY

4.1 Řídící mikroprocesor

Požadavky na rychlost a výkon nejsou příliš vysoké. Pro řízení měniče jsou nutné některé periferie, které musí řídicí mikroprocesor obsahovat, nebo musí k němu být připojeny. Jedná se zejména o měření výstupních hodnot měniče, řízení výstupních parametrů měniče, jejich zobrazení, komunikace s nadřazeným řídicím zařízením (např. PC) a možnost ovládání. Dané požadavky splňuje a byl proto vybrán pro použití v této aplikaci běžně dostupný mikroprocesor Atmel Mega8.

Výše zmíněný procesor splňuje většinu požadavků. Jedná se o 8bitový mikroprocesor založený na AVR RISC architektuře. Obsahuje 10ti bitový AD převodník přepínatelný mezi 6 vstupů pouzdra, 3 datové porty s alternativními funkcemi, sériovou datovou linku UART, vysokorychlostní sériový kanál SPI a řadu dalších funkcí. Použitá zařízení, jejich připojení k mikroprocesoru a vzájemná komunikace budou popsány v následujících kapitolách.

Řídící mikroprocesor běží na kmitočtu 8MHz, využit je vnitřní oscilátor. Od tohoto kmitočtu jsou odvozeny pracovní kmitočty převodníků a sériových linek. Program běhu mikroprocesoru je napsán v programu AVR Studio s nadstavbou WinAVR pro programování v jazyce C.

4.2 Měření výstupních hodnot měniče

4.2.1 Obsluha AD převodníku

Pro měření výstupních hodnot měniče je na vlastní desce měniče umístěn konektor JP5 obsahující výstupní napětí měniče snižené na hodnotu maximálně 5V, kterou je možné zpracovat vestavěným AD převodníkem mikroprocesoru. Přesné nastavení výstupního napěťového děliče měniče je možné pomocí R20. Totéž platí pro měření výstupního proudu měniče, kde k nastavení slouží R21 na desce měniče. Tato napětí jsou přivedena na vstupy ADC0 (vstup pro měření napětí) a ADC1 (vstup pro měření proudu). Převodník je 10bitový s postupnou aproximací. AD převodník vyžaduje přivedení referenčního napětí, kterým je zároveň dána maximální hodnota vstupního napětí, kterou lze převádět. Výrobce nabízí možnost použít jako zdroj referenčního napětí napájecí napětí mikroprocesoru, vnitřní zdroj referenčního napětí 2,56V, nebo přivedení referenčního napětí na vstup AREF. Tato volba se nastavuje pomocí hodnot

v registru AMUX, jehož struktura je uvedena v tab. 2, možná nastavení tab. 3, tab. 4.

Tabulka 2 Struktura registru AMUX

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	REFS1	REFS0	ADLAR	-	MUX3	MUX2	MUX1	MUX0

Tabulka 3 Význam bitů REFSx pro výběr zdroje referenčního napětí

REFS1	REFS0	Referenční napětí
0	0	Vstup z pinu AREF, vnitřní reference vypnuta
0	1	Vcc s připojeným kondenzátorem na pin AREF
1	0	vyhrazeno
1	1	Vnitřní reference 2,56V, připojený kondenzátor na pin AREF

Tabulka 4 Význam bitů MUXx pro výběr vstupu AD převodníku

MUX3..0				Vstup
0	0	0	0	ADC0
0	0	0	1	ADC1
0	0	1	0	ADC2
0	0	1	1	ADC3
0	1	0	0	ADC4
0	1	0	1	ADC5
0	1	1	0	ADC6
0	1	1	1	ADC7
1	0	0	0	-
1	0	0	1	-
1	0	1	0	-
1	0	1	1	-
1	1	0	0	-
1	1	0	1	-
1	1	1	0	1,30V _{BG}
1	1	1	1	0V (GND)

Parametr ADLAR určuje zarovnání 10bitového čísla převodu v registru ADC. Pro ADLAR = 0 je zarovnání doprava (nejvyšší 2 bity jsou umístěny v ADCH, nižší v ADCL), pro ADLAR = 1 zarovnání doleva (nejvyšších 8 bitů je v registru ADCH, zbylé 2 bity jsou v nejvyšších bitech ADCL).

Převodník vyžaduje pracovní frekvenci nižší, než je frekvence oscilátoru mikroprocesoru (f_{OSC}). Požadovaný rozsah je 50 – 200kHz [12]. Pro dodržení tohoto požadavku je AD převodník vybaven předděličkou. Pro pracovní kmitočet mikroprocesoru $f_{OSF} = 8\text{MHz}$ musí být nastavena předdělička na hodnotu v rozsahu

$$d_{\max} = \frac{f_{OSC}}{f_{AD\min}} = \frac{8 \cdot 10^6}{50 \cdot 10^3} = 160, \quad (45)$$

$$d_{\min} = \frac{f_{osc}}{f_{AD\max}} = \frac{8 \cdot 10^6}{200 \cdot 10^3} = 40. \quad (46)$$

Tabulka 5 uvádí možná nastavení předděličky. Srovnáním výpočtů a možných nastavení je patrné, že je možné použít dělicí poměr 64, nebo 128.

Tabulka 5 Význam bitů ADPSx pro nastavení předděličky AD převodníku

ADPS2..0			Dělicí poměr
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Dělicí poměr předděličky je nastaven v registru ADCSRA, jeho strukturu ukazuje tabulka 6.

Tabulka 6 Struktura registru ADCSRA

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	ADEN	ADSC	ADFR	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0

kde bity mají význam:

- bit7 ADEN zapnutí AD převodníku
- bit6 ADSC spuštění jednoho AD převodu. Po provedení převodu je automaticky nulován
- bit5 ADFR automatické spuštění převodu ihned po provedení předchozího převodu, tzv. volný běh převodníku
- bit4 ADIF příznak dokončení převodu
- bit3 ADIE povolení přerušit běh programu při dokončení převodu (při ADIF = 1)
- bit2..0 ADPSx nastavení předděličky převodníku, viz. tab. 5.

Měření probíhá po celou dobu běhu programu. Měření ze vstupů napětí a proudu je prováděno vždy 4x a je vypočítána průměrná hodnota. Tím je minimalizován vliv zvlnění napětí, šumů a rušení.

Hodnotu získanou DA převodem lze spočítat pomocí vzorce

$$ADC = \frac{V_{IN} * 1024}{V_{REF}}, \quad (47)$$

kde V_{IN} je napětí přivedené na vstup převodníku a V_{REF} je referenční napětí.

Pro nastavení AD převodníku byla napsána následující funkce ADnastaveni:

```
void ADnastaveni (unsigned char reference, unsigned char pin,
unsigned char rychlost)
{
// referencni napeti: 0 = vstup na AREF, 1 = Vcc + C na Aref, 3 =
vnitrni 2.56V + C na Aref
// vstupni pin: x = ADCx, x = 0 az 7
//rychlost (preddelicka): 0&1 = 2x, 2 = 4x, 3 = 8x, 4 = 16x, 5 =
32x, 6 = 64x, 7 = 128x
ADMUX = 0;
ADMUX = reference<<6; //vstup referencniho napeti
ADMUX |= 0<<ADLAR; //zarovnani vpravo
ADMUX |= pin; //nast AD prevodu vstup

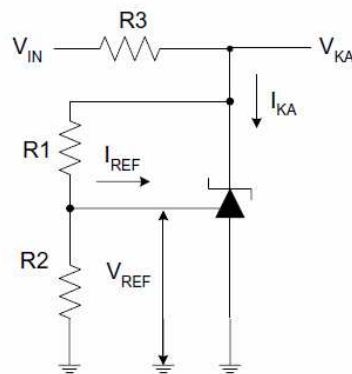
ADCSRA = 0b10001000; //povoleni ADC, jednotlive behy, povoleni
preruseni
ADCSRA |= rychlost;
}
```

Pro spuštění AD převodu je nutné nastavit bit ADSC v registru ADSCRA. To lze provést např. příkazem `ADCSRA |= 1<<ADSC`. Po vykonání převodu je vyvoláno přerušení běhu programu a spuštění příslušné rutiny.

4.2.2 Zdroj referenčního napětí

Referenční napětí je potřebné k přesné a stabilní činnosti AD i DA převodníku. Udává maximální hodnotu, kterou může zpracovat AD převodník, nebo maximální hodnotu napětí, která může být na výstupu DA převodníku. Pro tento účel byl zvolen obvod TL431. Jedná se o třívývodový paralelní regulátor, jehož výstupní napětí je možné řídit odporovým děličem od 2,5V do 36V. Minimální proud obvodem pro stabilizaci napětí je 1mA, maximální 100mA. [15]

Zapojení referenčního zdroje je převzaté z [15] a je uvedeno na obr.13.



Obr. 13 Zapojení stabilizátoru TL491 [15]

Referenční napětí V_{REF} má hodnotu 2,5V, napájecí napětí V_{IN} je 5V. Výstupní napětí V_{KA} je dáno vztahem

$$V_{KA} = V_{REF} * \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) + I_{REF} * R1. \quad [14] \quad (48)$$

Proud I_{REF} je velmi malý, výrobcem udávaná hodnota je maximálně 4 μ A. Při výrobě měniče není možné zajistit naprosto přesné hodnoty použitých součástek, je tento referenční zdroj zapojen s možností malé změny výstupního napětí. Požadované výstupní napětí se má pohybovat alespoň v rozsahu asi 3,8 – 4,3V. Této podmínce vyhovuje zapojení, kdy $R1 = 10k\Omega$, $R2$ je složen z rezistoru 12k Ω a odporového trimru 10k Ω . Dosazením do rovnice 48 získáme rozsah hodnot výstupního napětí 3,64 – 4,58V. Hodnotu rezistoru $R3$ vypočteme z výstupního napětí a proudu stabilizátorem. Výstupní proud při nejnižším nastavitelném napětí byl zvolen 60mA. Hodnota rezistoru pak je

$$R = \frac{U_{IN} - V_{KA}}{I_{KA}} = \frac{5 - 3,64}{0,06} = 22,6\Omega. \quad (49)$$

Z řady dostupných rezistorů je nejbližší hodnota 22 Ω . Při nejvyšším nastavitelném napětí stabilizátoru v tomto zapojení poteče stabilizátorem proud

$$I = \frac{U_{IN} - V_{KA}}{R} = \frac{5 - 4,58}{22} = 0,019A. \quad (50)$$

Proud stabilizátorem je tedy v povolených mezích. Odběr proudu z výstupu stabilizátoru je zanedbatelně malý. Vstupy AD a DA převodníků mají velmi vysoký vstupní odpor a proud těmito vstupy je tedy velmi malý, řádově pod 1mA. [12][13]

Maximální ztrátový výkon na rezistoru $R3$ je dán procházejícím proudem podle vztahu

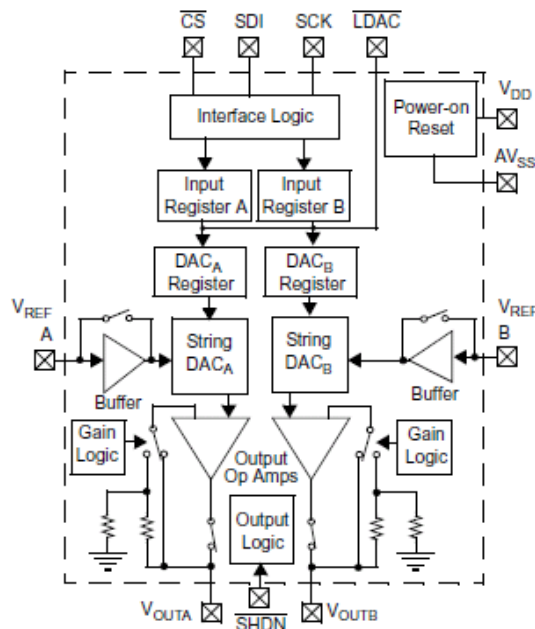
$$P = I^2 * R = 0,06 * 22 = 0,08W. \quad (51)$$

4.3 Obvody pro řízení měniče

Jak bylo dříve uvedeno, blok měniče je řízen napětím přivedeným na příslušné svorky. Tímto řídicím napětím je nastavována velikost výstupního napětí měniče a maximálního výstupního proudu. Protože použitý mikroprocesor neobsahuje potřebný DA převodník, byl použit vnější.

4.3.1 DA převodník

Převodník daného typu slouží k převodu číselně vyjádřeného údaje na napětí o požadované velikosti. Pro tento účel byl vybrán obvod MCP4922. Jedná se o 12bitový dvoukanálový převodník komunikující pomocí komunikačního kanálu SPI. Podrobné technické parametry lze nalézt v [13]. Blokové schéma převodníku je uvedeno na obr.14.



Obr. 14 Blokové schéma převodníku [13]

Komunikace s tímto převodníkem probíhá pouze jednosměrně. Data jsou odeslána pomocí SPI kanálu, ale čtení jakýchkoliv údajů z převodníku není možné. Data přijatá sběrnicí SPI jsou uložena do vstupního registru a signálem /LDAC jsou zapsána do záchytného registru. Tato možnost není v tomto zapojení použita, zápis do vlastního DA převodníku je proveden náběžnou hranou signálu /CS. Tento vstup obvodu slouží zároveň pro aktivaci příjmu převodníku.

Vývody V_{REFx} jsou spojeny a je na ně přivedeno referenční napětí. Vstupy jsou připojeny přes oddělovací zesilovač, který slouží zároveň jako analogový buffer pro potlačení šumu a rušení na tomto vstupu. Vstupní referenční napětí se může pohybovat v rozsahu 0,04V až $U_{cc}-0,04V$ při zapnutém bufferu, nebo v rozsahu od 0V do hodnoty napájecího napětí.

Výstupy převodníků jsou přivedeny na svorky V_{OUTx} . Na výstupech převodníků jsou zapojeny zesilovače, jejichž zesílení lze zvolit 1x nebo 2x. Výstupní napětí napětí

převodníku je tedy možné vyjádřit vztahem

$$U_{OUTx} = U_{REFx} \frac{N * G}{2^n}, \quad (52)$$

kde: N je číselná hodnota poslaná z řídicího obvodu v rozsahu 0 – 4095

G je zisk výstupního zesilovače (1 nebo 2)

n je počet bitů převodníku

Data odesílaná do převodníku mají 16bitů, ze kterých 12 slouží k vlastnímu nastavení výstupního napětí a zbývající 4 k výběru jednoho ze 2 převodníků v obvodu, nastavení jejich zesilovačů a případnému vypnutí převodníku. Struktura tohoto datového rámce je zřetelná z tab. 7.

Tabulka 7 Struktura datového rámce pro řízení DA převodníku

bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
	/A, B	BUF	/GA	/SHDN	D ₁₁	D ₁₀	D ₉	D ₈	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀

Význam jednotlivých bitů:

bit15	A,/B	výběr převodníku 0 = DAC _A , 1 = DAC _B
bit14	BUF	buffer referenčního napětí 0 = vypnut, 1 = zapnut
bit13	/GA	zisk výstupního zesilovače 0 = 2x, 1 = 1x
bit12	/SHDN	výstup výstupního zesilovače 0 = vypnut (výstup je ve stavu vysoké impedance), 1 = zapnut
bit11 – 0	D ₁₁ – D ₀	datové bity

Odeslání dat do převodníku probíhá ve dvou krocích. Nejdřív je odesláno 8 vyšších bitů, následně nižších 8 bitů. Před zahájením přenosu musí být na pinu /CS nastavena nízká úroveň napětí. Nastavením vysoké úrovně po přenosu dat jsou data zapsána do vlastního DA převodníku.

4.3.2 SPI rozhraní

SPI kanál umožňuje vysokorychlostní přenos dat mezi mikroprocesory, nebo periferními obvody komunikujícími po této sběrnici. Jeho přednostmi jsou plně duplexní mód přenosu dat pomocí 3 vodičů, práce v režimech master nebo slave, 7 možných přenosových rychlostí. Samozřejmostí jsou přerušení běhu programu při dokončení přenosu a dalších událostech.

Běh tohoto rozhraní řídí 3 registry. Registr SPCR je řídicím registrem, řídí rychlost a formát přenosu, registr SPSR je stavový registr. Jeho obsah závisí na stavu odesílání a příjmu dat, obsahuje bity signalizující příznaky dokončení a kolize přenosu. SPDR je

datový registr a je společný pro odesílání i příjem dat. Strukturu jednotlivých registrů ukazují následující tabulky s popisem.

Tabulka 8 struktura registru SPCR

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	SPIE	SPE	DODR	MSTR	CPOL	CPHA	SPR1	SPR0

Význam jednotlivých bitů:

bit7	SPIE	povolení přerušení od SPI kanálu
bit6	SPE	aktivace SPI kanálu,
bit5	DODR	pořadí odesílaných bitů 0 = MSB...LSB, 1 = LSB...MSB
bit4	MSTR	nastaví mikroprocesor do režimu MASER
bit3	CPOL	nastavuje polaritu hodinového signálu (data mohou být čtena při vzestupné hraně SCK, nebo při sestupné)
bit2	CPHA	určuje fázi hodin (společně s CPOL určuje okamžik čtení dat)
bit1,0	SPR1,0	společně s bitem SPI2X v SPSR určuje podle tab. 10 dělicí poměr předděličky časování SPI kanálu

Tabulka 9 Význam bitů SPI2X a SPRx pro nastavení předděličky SPI kanálu

SPI2X	SPR1	SPR0	Dělicí poměr
0	0	0	4
0	0	1	16
0	1	0	64
0	1	1	128
1	0	0	2
1	0	1	8
1	1	0	32
1	1	1	64

Tabulka 10 Struktura registru SPSR

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	SPIF	WCOL	-	-	-	-	-	SPI2X

Význam jednotlivých bitů:

bit7	SPIF	příznak konce přenosu, při současném nastavení SPIE vyvolá volání přerušení
bit6	WCOL	příznak kolize zápisu, nastaven, pokud dojde k zápisu do SPDR během probíhajícího přenosu dat

bit0 SPI2X nastavení zdvojnásobí přenosovou rychlost

Názorným příkladem použití SPI kanálu je odesílání dat do DA převodníku pomocí následujících funkcí:

```
void odesli_DA_init(void)
{
  DAdeakt();
  SPCR = 0b00010011; // nastavení režimu MASTER, rychlost fosc/128,
                    // SPI vypnutý
}

void odesli_DA(unsigned char volba, unsigned int data)
{
  SPCR |= _BV( SPE ); // zapnutí SPI
  DAakt(); // nulování pinu /CS převodníku
  SPDR = nastaveniDA | (data >> 8) | (volba << 7); //odeslání
                                                nastavení a dat ve vyšším bytu
  while((SPSR & 0b10000000) == 0); //čekání na dokončení přenosu
  SPDR = (data ); // odeslání nižšího bytu
  while((SPSR & 0b10000000) == 0); //čekání na dokončení přenosu
  DAdeakt(); // nastavení /CS pinu
  SPCR &= ~_BV( SPE ); // vypnutí SPI
}
```

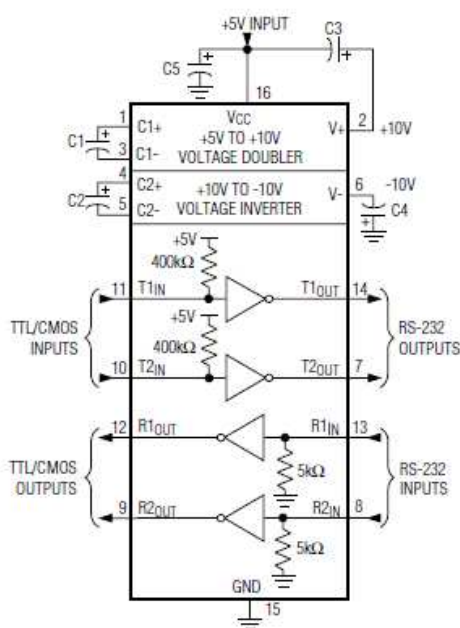
Makra *DAakt()*, *DAdeakt()* a hodnota *nastaveniDA* jsou definovány v hlavičce programu. Proměnná *volba* obsahuje údaj, zda proběhne zápis do DAC_A nebo DAC_B , proměnná *data* je 12bitové číslo odeslané do převodníku.

4.4 Komunikace po sériové lince s PC

Měnič umožňuje řízení pomocí osobního počítače, nebo jiného zařízení komunikujícího prostřednictvím sériové linky standardu RS232. Pomocí této linky je možné nastavení výstupního napětí a proudu měniče a čtení hodnot změřených na výstupu měniče.

4.4.1 Převodník TTL \leftrightarrow RS232

Naprostá většina mikroprocesorů pracuje s napěťovými úrovněmi 0V a 5V (příp. 3,3V), tedy s hodnotami odpovídajícími standardu TTL. Oproti tomu standard RS232 používaný u osobních počítačů PC pracuje v bipolárním režimu s napěťovými úrovněmi od $\pm 5V$ do $\pm 15V$. Pro převod těchto signálů byl vyvinut a je velmi rozšířen obvod firmy Texas Instrument MAX232, který je použit v tomto řídicím modulu. Obvod je výhodný oproti některým podobným v tom, že nevyžaduje vícenásobné napájení. K jeho činnosti postačuje napájení +5V. Vyšší kladné i záporné napětí je získáno pomocí nábojové pumpy, kterou obvod obsahuje. Katalogové zapojení obvodu je uvedeno na obr. 15.



Obr. 15 Katalogové zapojení obvodu MAX232 [14]

4.4.2 Sériová linka USART

Linka USART je uzpůsobena pro mnohé aplikace, kde je vyžadována sériová komunikace. Hlavními parametry jsou plně duplexní režim komunikace, synchronní i asynchronní režim, generátor hodin pro přesné nastavení přenosové rychlosti, podpora 5-9bitového datového rámce, signalizace několika druhů chyb přenosu, víceprocesorový režim a další.

Pro komunikaci s PC je zvolena standardní přenosová rychlost 9600 baudů, 8bitový datový rámec s dvěma stopbity. Pro nastavení jednotky USART slouží registry UCSRA, UCSRB a UCSRC. Zápis a čtení dat je prováděn prostřednictvím registru UDR. V následujících tabulkách jsou uvedeny struktury daných registrů a význam jednotlivých bitů.

Tabulka 11 Struktura registru UCSRA

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	RXC	TXC	UDRE	FE	DOR	PE	U2X	MPCM

Význam jednotlivých bitů:

- bit7 RXC signalizace dokončeného příjmu dat, nulování proběhne čtením registru UDR, příznak lze použít pro generaci přerušení
- bit6 TXC signalizace dokončení odeslání dat, lze použít pro generaci přerušení

bit5	UDRE	nastavení indikuje připravenost vysílacího registru UDR k zápisu dat
bit4	FE	nastavení signalizuje chybný příjem stop bitu
bit5	DOR	signalizace plného přijímacího bufferu (2 znaky) a detekce start bitu dalšího přijímaného znaku
bit3	PE	nastaven při rozdílu přijaté a vypočtené parity
bit2	U2X	zdvojnásobení přenosové rychlosti v asynchronním režimu
bit1	MPCM	nastavuje víceprocesorový komunikační režim, přijaté rámce neobsahující adresu jsou ignorovány

Tabulka 12 Struktura registru UCSRB

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	RXCIE	TXCIE	UDRIE	RXEN	TXEN	UCSZ2	RXB8	TXB8

Význam jednotlivých bitů:

bit7	RXCIE	povolení přerušení po dokončení příjmu a nastavení RXC
bit6	TXCIE	povolení přerušení po dokončení příjmu a nastavení TXC
bit5	UDRIE	povolení přerušení při nastavení příznaku UDRE
bit4	RXEN	povolení přijímače USART, překrytí funkce pinu RxD
bit3	TXEN	povolení vysílače USART, překrytí funkce pinu TxD
bit2	UCSZ2	společně s UCSZ1 a UCSZ0 volí počet datových bitů
bit1	RXB8	9. přijatý datový bit, musí být čten před čtením UDR
bit0	TXB8	9. vysílaný datový bit, musí být zapsán před zápisem UDR

Tabulka 13 Struktura registru UCSRC

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	URSEL	UMSEL	UPM1	UPM0	USBS	UCSZ1	UCSZ0	UCPOL

Význam jednotlivých bitů:

bit7	URSEL	povolení zápisu do UCSRS
bit6	UMSEL	volba režimu asynchronní = 0, synchronní = 1
bit5,4	UPMx	nastavení parity 00 = žádná, 10 = sudá, 11 = lichá
bit3	USBS	nastavení počtu stop-bitů 0 = jeden stop-bit, 1 = dva stop-bity
bit2,1	UCSZx	společně s UCSZ2 volí počet datových bitů

bit0 UCPOL volba vztahu výstupních dat, vzorkování vstupu a synchronními hodinami v synchronním režimu

Tabulka 14 Význam bitů UCSZ2 až UCSZ0

UCSZ2	UCSZ1	UCSZ0	Délka znaku
0	0	0	5bitů
0	0	1	6bitů
0	1	0	7bitů
0	1	1	8bitů
1	0	0	-
1	0	1	-
1	1	0	-
1	1	1	9bitů

Dosažením požadované přenosové rychlosti a taktovacího kmitočtu oscilátoru mikroprocesoru do vzorce (53) lze vypočítat hodnotu předděličky, kterou je nutné nastavit v registru UBRR.

$$UBRR = \frac{f_{osc}}{16 * BAUD} - 1 \quad (53)$$

Pro nastavení jednotky USART a odesílání dat byly vytvořeny následující funkce.

```
#define FOSC 8000000 // kmitocet oscilatoru mikroprocesoru
#define BAUD 9600 // pozadovana komunikacni rychlost
#define MYUBRR FOSC/16/BAUD-1 // vypocet hodnoty UBRR

void uart_init( unsigned int MYUBRR)
{
UCSRB |= (1<<TXEN) | (1<<RXEN) | (1<<RXCIE); //povoleni vysilace
UCSRC = (1<<URSEL)|(1<<USBS)|(3<<UCSZ0); //nastaveni 8 bitu data,
// 2stop bity

UBRRH = (unsigned char)(MYUBRR>>8); //rychlost prenosu
UBRRL = (unsigned char)MYUBRR;
}

void posli_data(char buffer[16])
{
char pocitadlo = 0;
while ( !( UCSRA & (1<<UDRE)) ); // cekani jestli se jeste neco
// neodesila

for (pocitadlo = 0; pocitadlo<16;pocitadlo++)
{
while ( !( UCSRA & (1<<UDRE)) ); // cekani jestli se jeste
// neco neodesila
UDR = buffer[pocitadlo];
}
}
}
```

```

void posli(char buffer)
{
    while ( !( UCSRA & (1<<UDRE)) );           //test zda se jeste
                                                neodesilaji data
    UDR = buffer;
}

```

4.5 Ruční ovládání

Pro ruční řízení výstupního napětí a proudu měniče je řídicí blok vybaven dvěma analogovými vstupy. Napětí na těchto vstupech je přímo úměrné výstupnímu napětí a proudu a může nabývat hodnot od 0V do U_{REF} , které je přivedeno k těmto svorkám. Tím je umožněno připojení potenciometrů ve funkci regulačních prvků, nebo jiného zdroje napětí, kterým je možné řídit výstupní napětí měniče. Tyto vstupy jsou přivedeny přímo na AD převodník mikroprocesoru.

Dalšími ovládacími prvky jsou 2 tlačítka pro výběr zdroje řídicího signálu a zobrazení nastavených nebo změřených hodnot na výstupu měniče. Tlačítka jsou připojena na vstup vnějšího přerušení INT0 a INT1 mikroprocesoru. Zákmity při spínání jsou omezeny kondenzátory připojenými paralelně k tlačítkům. Nabíjení kondenzátorů při rozpojeném tlačítku probíhá přes vnitřní pull-up rezistor mikroprocesoru, vybíjení je mžikové sepnutím tlačítka.

K nastavení vnějšího přerušení slouží registry MCUCR a GICR, jejichž struktura je uvedena v následujících tabulkách. Zabarvení některých bitů značí, že tyto bity neovlivňují nastavení vnějšího přerušení.

Tabulka 15 Struktura registru MCUCR

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	SE	SM2	SM1	SM0	ISC11	ISC10	ISC01	ISC00

Tabulka 16 Citlivost vstupů INTx

ISCx1	ISCx0	Popis
0	0	Nízká úroveň na vstupu INTx vyvolá přerušení
0	1	Změna logické úrovně na vstupu INTx vyvolá přerušení
1	0	Sestupná hrana signálu na vstupu INTx vyvolá přerušení
1	1	Vzestupná hrana signálu na vstupu INTx vyvolá přerušení

Tabulka 17 Struktura registru GICR

bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	INT1	INT0	-	-	-	-	IVSEL	IVCE

Význam jednotlivých bitů:

bit7 INT1 povolení přerušení od vstupu INT1

bit6 INT0 povolení přerušení od vstupu INT0

Obsluha při aktivaci přerušení je zapsána na adrese příslušného vektoru přerušení. Nastavení přerušení je ukázáno v následujícím zdrojovém textu:

```
DDRD |= (0<<INT0)|(0<<INT1); // nastaveni pinu jako vstup
PORTD |= (1<<INT0)|(1<<INT1); // pripojeni pull-up rezistoru

GICR |= (1<<INT0)|(1<<INT1); //aktivace preruseni od INT0 a INT1
MCUCR |= (2<<ISC00)|(2<<ISC10); //citlivost na sestupnou hranu
```

4.6 Zobrazení výstupních hodnot měniče

Pro zobrazování stavu měniče, tedy nastaveného výstupního napětí a proudu, skutečných hodnot na výstupu a zdroj řídicího signálu, je řídicí blok doplněn displejem o velikosti 1x16 znaků. Jedná se o displej s řadičem HD44780, nebo jeho ekvivalentem. Displej komunikuje s mikroprocesorem po 4bitové sběrnici. Ta je tvořena částí portu B, konkrétně piny PB4 – PB7 a sdílí tedy některé vývody s SPI sběrnici, na které je připojený DA převodník. Řídicí signály jsou přiváděny z portu D z pinů 5, 6 a 7. Nastavení jsou definována v hlavičkovém souboru. Autory ovladače pro řízení displeje je Peter Fleury a Ing. Tomáš Frýza z VUT Brno.

Displej umožňuje zobrazit výstupní i nastavené parametry analogového, nebo vzdáleného řízení. Pro rozlišení režimu jsou použity 1. a 3. znak. První znak zobrazuje zdroj řízení, tedy zda se jedná o analogové řízení („A“), nebo digitální (vzdálené) řízení pomocí sériové linky („D“). Třetí znak udává, zda je zobrazen údaj o nastavených parametrech („N“), nebo měřených („M“). Za těmito údaji následují vlastní hodnoty. Napětí je zobrazováno s přesností na 1 desetinné místo, proud na 2 desetinná místa. Displej tedy může zobrazit např. takovýto údaj:

A>M 12,2V 2,48A

4.7 Vzdálené ovládání a měření

Výstupní napětí a proud měniče lze nastavovat pomocí osobního počítače, nebo jiného zařízení komunikujícího prostřednictvím sériové linky RS232. Komunikace probíhá s rychlostí přenosu 9600Bd bez paritních bitů. Nastavení napětí je uvozeno znakem „U“, nastavení proudu znakem „I“. Za těmito identifikačními znaky následují 3 číslice udávající zvolenou hodnotu. Pro nastavení napětí je nutné posílat hodnotu ve formátu, kdy první číslice určuje desítky, druhá jednotky a třetí desetiny voltu. Napětí 12,5V bude odesláno ve tvaru „U125“. Formát hodnoty proudu má tvar jednotky, desetiny a setiny ampéru. Proudové omezení např. pro 2,54A se odesílá příkazem „I254“.

Veškeré následující znaky jsou ignorovány a konec přenosu musí být ukončen znakem CR (Carriage Return). Příkaz musí vždy obsahovat 3 číslice, při nesplnění této podmínky může dojít k nastavení jiných hodnot, než bylo požadováno.

Řídící obvod vysílá po dobu své činnosti informace o výstupních hodnotách měniče. Odesílání proběhne asi 5x za vteřinu. Hodnota napětí je odesílána s přesností na 2 desetinná místa (desítky milivoltů), proud také na 2 desetinná místa (desítky miliampérů). Odesílání je zakončeno znakem CR. Data tedy mohou mít např. tvar „12,52V 2,54A“. Údaj o setinách voltů jsou pouze orientační, použitý AD převodník v mikroprocesoru je vybaven pouze 10bitovým převodníkem, který v tomto případě neumožňuje vyšší přesnost než 0,02V. Pomocí vzdáleného řízení je možné nastavit výstupní napětí na maximálně 20V a proudové omezení maximálně na 4A. Přijatá data obsahující požadavek na nastavení vyšších hodnot jsou ignorována.

4.8 Nastavení měniče a řídicího obvodu

Dosažení přesných dělicích poměrů v měřících obvodech a obvodech zesílení je s ohledem na vyráběné hodnoty součástek velmi obtížné. Proto vlastní měnič obsahuje 3 odporové trimry na nastavení napětíových děličů a zesílení měřeného výstupního proudu měniče. Řídící obvod obsahuje odporový trimr pro nastavení referenčního napětí převodníků.

Nejdříve je nutné nastavit zdroj referenčního napětí v řídicím obvodu. Rozsah, který je možné nastavit je uveden v kapitole 4.2.2. Doporučené referenční napětí je 4V, ale naprosto přesné nastavení není bezpodmínečně nutné. K tomuto nastavení je ovšem vztaženo nastavení ve vlastním měniči. Hodnota referenčního napětí nesmí překročit maximální dovolené hodnoty napětí mikroprocesoru a DA převodníku (tj. okamžitá hodnota napájecího napětí těchto obvodů), je vhodné použít nepatrně nižší napětí, které je stabilizováno samostatným obvodem, jak je uvedeno v kap. 4.2.2.

Následuje nastavení napětíového děliče v měniči. Pomocí R20 se nastaví dělicí poměr tak, aby maximální výstupní napětí nezatíženého měniče bylo 20V a pomocí R23 aby se shodoval zobrazovaný údaj na displeji řídicího obvodu s hodnotou výstupního napětí měniče. Obdobné je nastavení zesílení zesilovače IC4B pomocí R21, kdy musí souhlasit velikost výstupního proudu se zobrazeným údajem.

5 ZÁVĚR

V teoretické části práce je popsán princip činnosti snižujících spínaných měničů. Byly zvoleny požadavky na výstupní i vstupní parametry měniče. Měnič byl navržen s použitím běžně dostupných součástek jako samostatný blok, jehož výstupní napětí a proud jsou řízeny napětím přivedeným na příslušné vstupní svorky. Pro řízení byl zvolen mikroprocesor a další periferie potřebné pro řízení a komunikaci s okolím. Řídící část byla navržena také jako samostatný blok, který je s měničem spojen pomocí jednoho konektoru.

Blok měniče byl realizován na navržené jednostranné desce plošného spoje a byly na něm provedeny základní měření uvedené v zadání, tedy měření účinnosti, zvlnění výstupního napětí a zatěžovací charakteristiky. Výsledky jsou uvedeny v příloze práce a měření ukazují např. závislosti účinnosti na výstupním napětí a proudu, tedy že účinnost měniče roste s klesajícím rozdílem mezi vstupním a výstupním napětím. Přes tuto nevýhodu je patrná mnohonásobně lepší účinnost spínaného měniče oproti lineárnímu, kdy je účinnost přibližně rovna poměru výstupního a vstupního napětí. Tento rozdíl je zvláště patrný při velkém rozdílu vstupního a výstupního napětí stabilizátoru. Nevýhodou spínaného stabilizátoru je vyšší zvlnění výstupního napětí. Toto zvlnění je z velké části odstraněno použitým LC filtrem na výstupu měniče, který ale způsobuje určitý úbytek napětí.

Řídící část umožňuje nastavit výstupní parametry měniče buď pomocí analogových nastavovacích prvků, příp. zdrojem jiného řídicího napětí, nebo pomocí zařízení komunikujícího pomocí sběrnice RS-232. Pro tento způsob řízení je použito jednoduchých příkazů popsaných v příslušné kapitole. Mikroprocesor odesílá pomocí sběrnice změřené hodnoty napětí a proudu z výstupu měniče. Na displeji připojeném k mikroprocesoru je možné zobrazit nastavené hodnoty i hodnoty změřené.

Pro zvýšení účinnosti měniče by bylo nutné použití akumulární tlumivky s menším činným odporem a vinutím tvořeným lankovým vodičem pro snížení povrchového efektu. Dalšího zvýšení účinnosti by bylo dosaženo použitím rekuperační diody s menším úbytkem napětí v propustném směru a tranzistoru s menším odporem v sepnutém stavu.

LITERATURA

- [1] Novotný, V., Vorel, P., Patočka, M., *Napájení elektronických zařízení*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004
- [2] Láníček, R., *ELEKTRONIKA, obvody, součástky, děje*. 1 vydání. Praha: BEN – technická literatura, 1998. 479s. ISBN: 80-86056-25-2.
- [3] *TL494 pulse-width-modulation control circuits* [online]. 4-2002. Texas instruments. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/tl494.pdf>.
- [4] Griffith, P., *Designing Switching Voltage Regulators With the TL494* [online]. 2-2005. Texas Instruments Incorporated. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://focus.ti.com/lit/an/slva001d/slva001d.pdf>.
- [5] *Self-oscillating half-bridge driver* [online]. 6-4-2001. International Rectifier. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/ir2153.pdf>.
- [6] Faktor, Z., *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 229s. ISBN: 80-86056-91-0
- [7] *N-channel enhancement tranzistor IRFZ48N* [online]. 2-1999. Philips Semiconductors. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/IRFZ48.pdf>.
- [8] *Switch mode Power Rectifier* [online]. 2-2004. Literature Distribution Center for ON Semiconductor. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/7/0tjecta9j48js74jgsh55eq04fcy.pdf>.
- [9] *Low noise J-FET dual operational amplifiers* [online]. 12-1998. STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXrxvrt.pdf>.
- [10] *555 a 556 - Základní zapojení* [online]. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z http://pandatron.cz/?490&555_a_556_-_zakladni_zapojeni.
- [11] *Atmel 8-bit AVR* [online]. 10-2004. [cit. 15.4.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/atmel/2486S.pdf>.
- [12] *MCP4921/4922 12-Bit DAC with SPI™ Interface* [online]. 2004. Microchip Technology Inc.[cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/c/0h9iz44c8qcc5rwpsx8ifsyw6rcy.pdf>.
- [13] *Multichannel RS-232 Drivers/Receiver* . [online]. 2-2003. Maxim Integrated Products. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/maxim/MAX220-MAX249.pdf>.

- [14] *Programmable Precision References* [online]. 1998. Motorola Literature Distribution. [cit. 15.5.2010]. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/TL431ID.pdf>.
- [15] Matoušek. D., *Práce s mikrokontroléry ATMEL AVR AT mega 16*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2006, 218s., ISBN: 80-7300-174-8.
- [16] Vlček, J., *Laboratorní zdroj 30V/5A se snižujícím měničem*. ARadio: Konstrukční elektronika, červenec 2004, roč. XI/2004, č.4, s 20-25.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

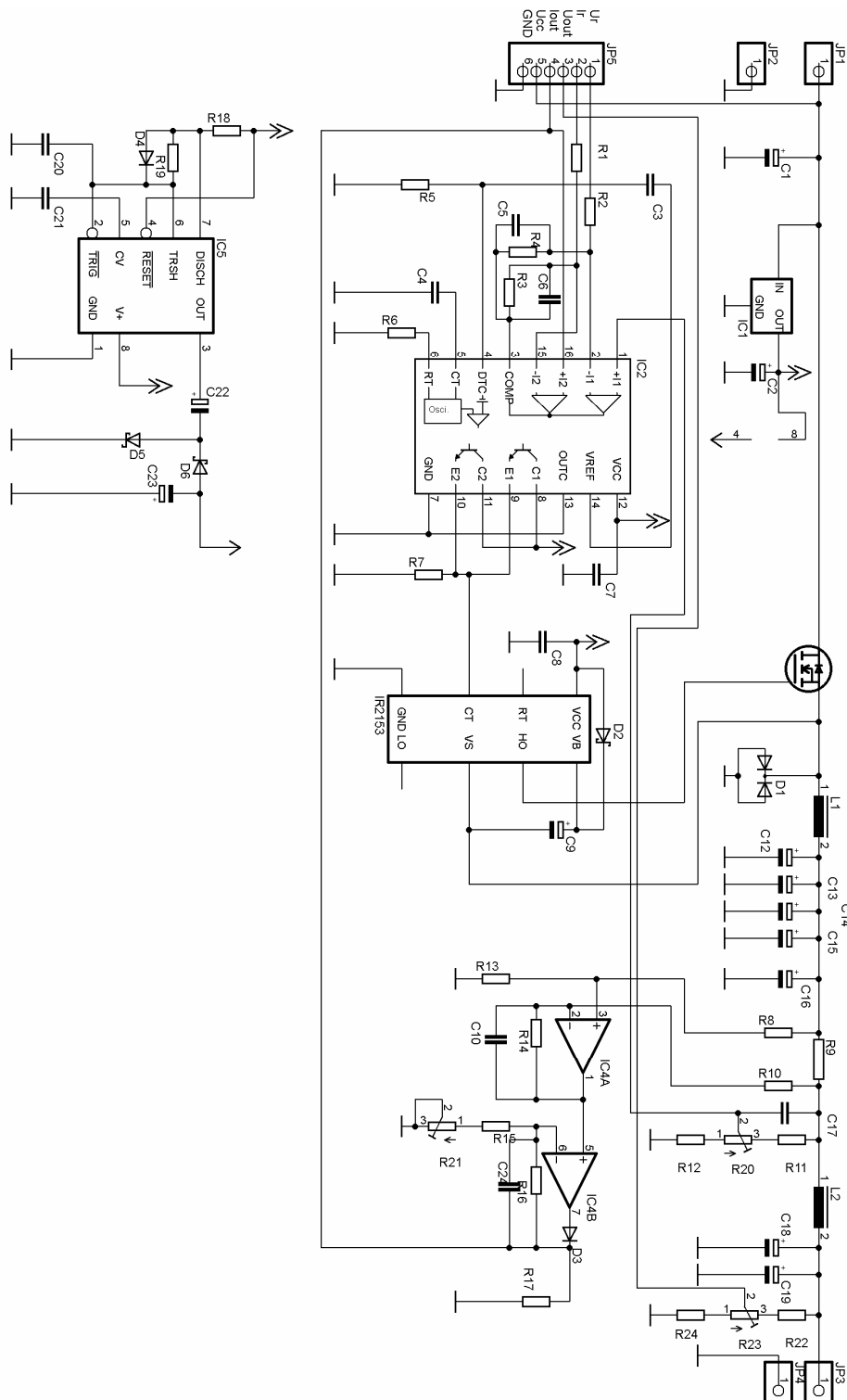
U_1	Vstupní napětí
I_1	Vstupní proud
U_2	Výstupní napětí
I_2	Výstupní proud
U_2'	Výstupní napětí před LC filtrem
η	Účinnost
t_1	Doba sepnutí (spínače, tranzistoru)
t_2	Doba rozepnutí (spínače, tranzistoru)
f	Kmitočet
f_{osc}	Taktovací kmitočet oscilátoru
T	Perioda
s	Střída
K_U	Napěťový přenos
A	Zesílení
ADC	Analogově digitální převodník
U_{REF}	Referenční napětí

SEZNAM PŘÍLOH

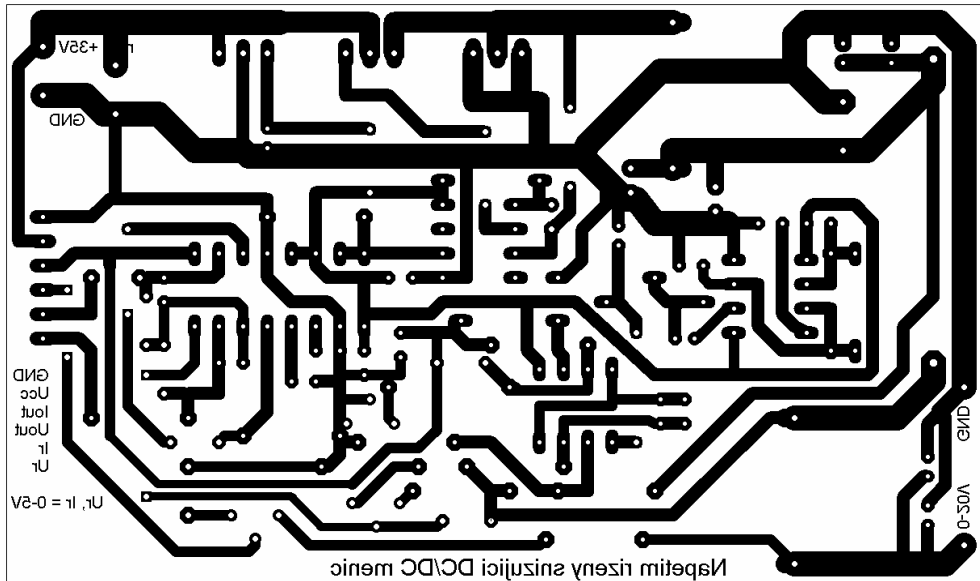
A	Návrh zařízení	43
A.1	Schéma měniče	43
A.2	Deska plošných spojů měniče.....	44
A.3	Seznam součástek měniče.....	45
A.4	Řídící obvod schéma.....	46
A.5	Deska plošných spojů řízení	47
A.6	Seznam součástek řídicího obvodu.....	48
B	Naměřené výsledky	49
B.1	Měření účinnosti a zvlnění výstupního napětí	49
B.2	Zatěžovací charakteristiky měniče.....	51

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

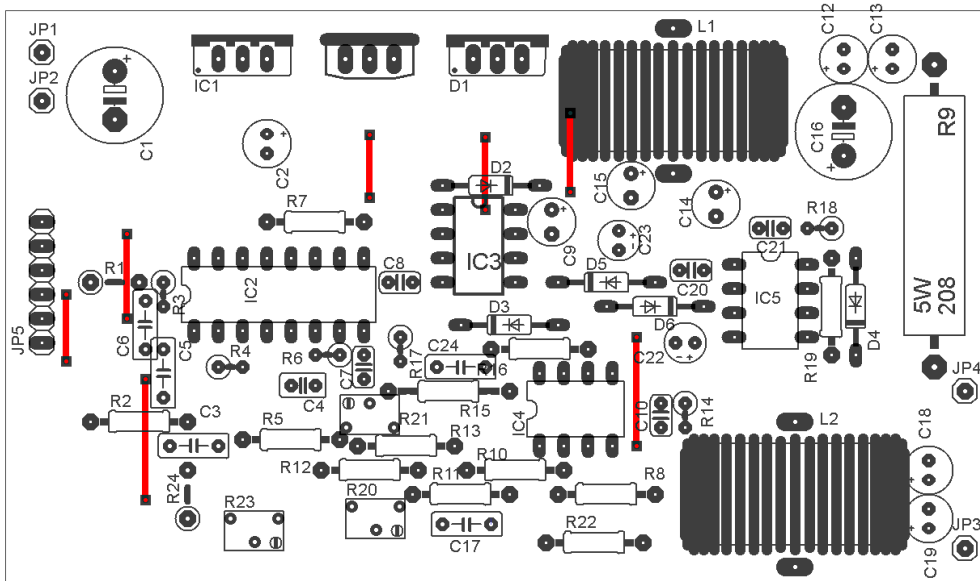
A.1 Schéma měniče



A.2 Deska plošných spojů měniče



Rozmístění součástek

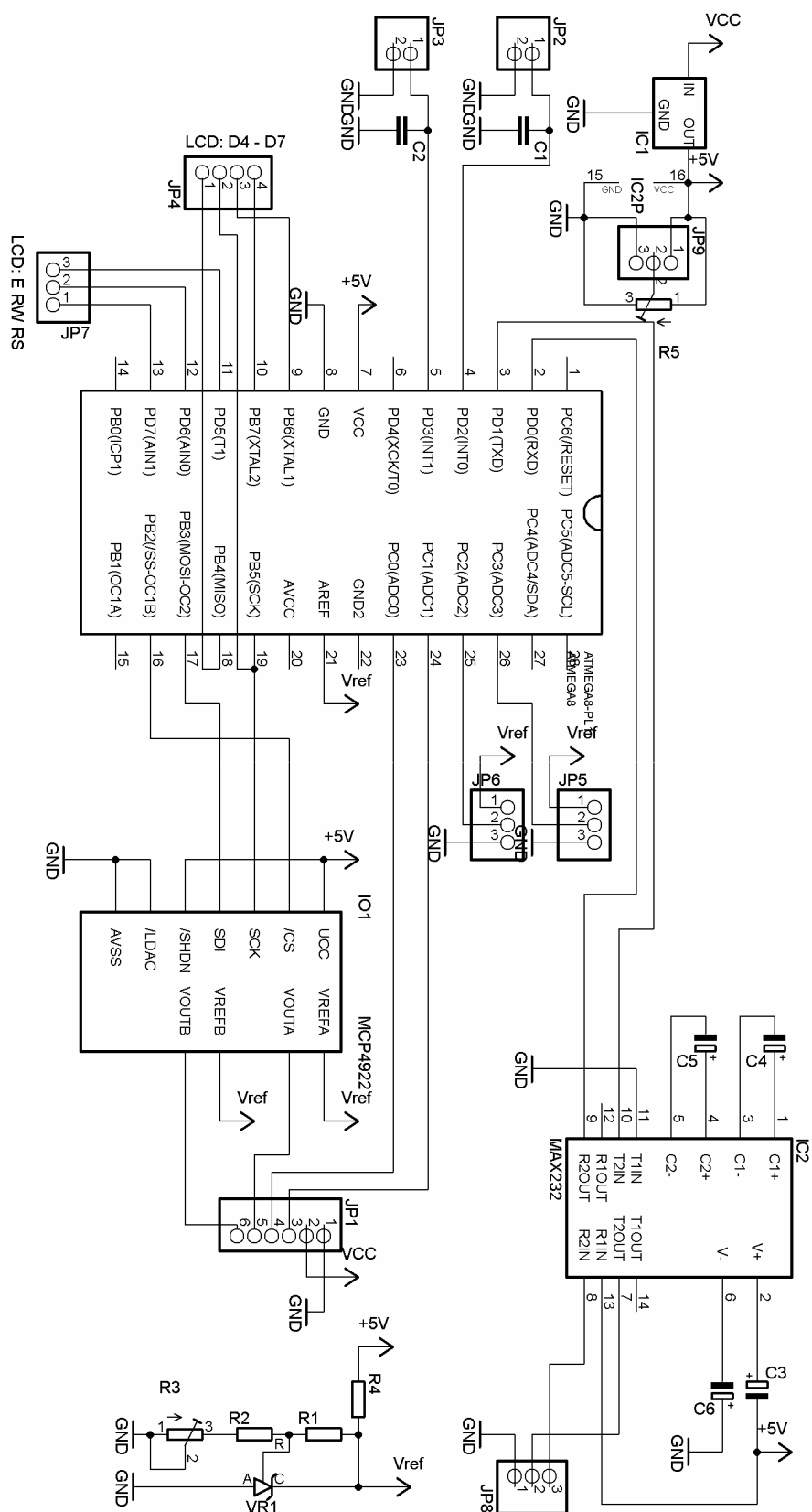


Rozměry desky 102x60mm

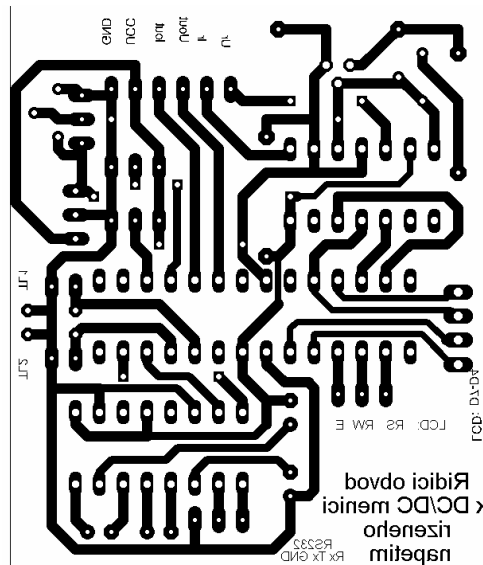
A.3 Seznam součástek měniče

Název	Hodnota		
C1	470uF/35V	IC5	ICM7555
C2	10u	JP1	
C3	220n	JP2	
C4	1,5n	JP3	
C5	220n	JP4	
C6	220n	JP5	
C7	100n	L1	51V32 60 00
C8	100n	L2	51V32 60 00
C9	47u/25	R1	560
C10	100n	R2	560
C12	10uF/50V	R3	56k
C13	10uF/50V	R4	56k
C14	47uF/25V	R5	10k
C15	47uF/25V	R6	12k
C16	100uF/50V	R7	10k
C17	100n	R8	10k
C18	10uF/50V	R9	0,1R/5W
C19	10uF/50V	R10	10k
C20	10n	R11	33k
C21	10n	R12	8k2
C22	47u/25V	R13	10k
C23	100u/16	R14	10k
C24	220n	R15	8k2
D1	MBR4525	R16	91k
D2	SR180	R17	2k2
D3	1N4148	R18	10k
D4	1N4148	R19	10k
D5	BAT42	R20	1k
D6	BAT42	R21	2k5
IC1	7815	R22	33k
IC2	TL494CN	R23	1k
IC3	IR2153	R24	8k2
IC4	TL072P	T1	IRFZ48

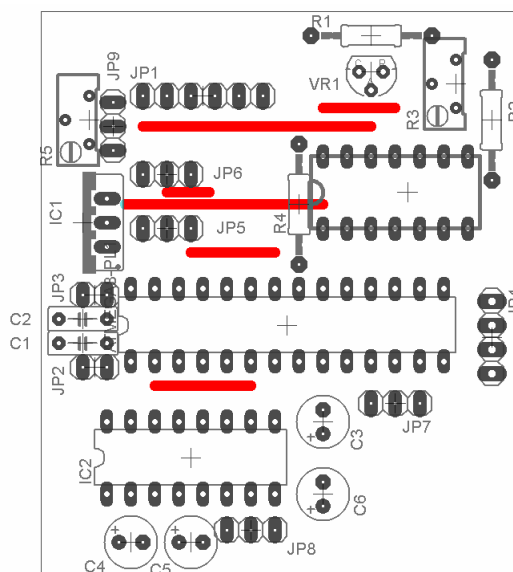
A.4 Řídicí obvod schéma



A.5 Deska plošných spojů řízení



Rozmístění součástek



Rozměry desky 51x60mm

A.6 Seznam součástek řídicího obvodu

Název	Hodnota
ATMEGA8-PL1	ATMEGA8
C1	100n
C2	100n
C3	10uF/25V
C4	10uF/25V
C5	10uF/25V
C6	10uF/25V
IC1	7805
IC2	MAX232
IO1	MCP4922
JP1	
JP2	
JP3	
JP4	
JP5	
JP6	
JP7	
JP8	
JP9	
R1	10k
R2	12k
R3	10k
R4	22R
R5	10k
VR1	TL431CLP

B NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY

B.1 Měření účinnosti a zvlnění výstupního napětí

U_1 [V]	I_1 [A]	U_2 [V]	I_2 [A]	ΔU_2 [mV]	η [%]
30	0,0525	2,5	0,1025	3	16
30	0,064	2,53	0,2	3	26
30	0,095	2,5	0,511	3	45
30	0,15	2,5	1,012	3	56
30	0,212	2,5	1,537	4	60
30	0,28	2,48	2,06	4	61
30	0,335	2,5	2,47	4	61
30	0,398	2,5	2,89	5	61
30	0,5	2,5	3,57	5	60
30	0,575	2,49	4,03	5	58

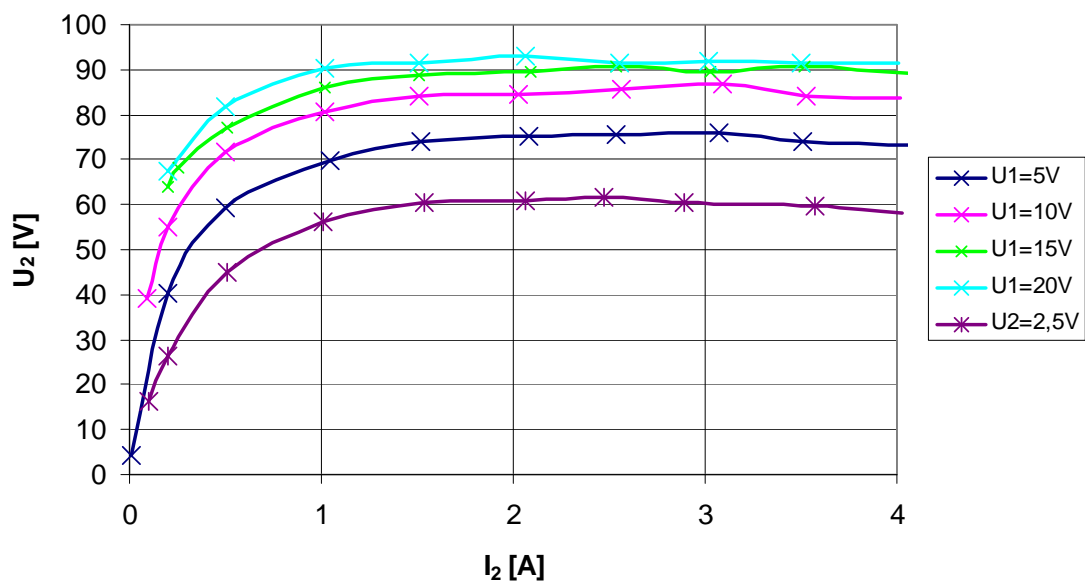
U_1 [V]	I_1 [A]	U_2 [V]	I_2 [A]	ΔU_2 [mV]	η [%]
30	0,0435	5	0,0115	3	4
30	0,084	5	0,203	4	40
30	0,142	5	0,504	5	59
30	0,25	5	1,047	5	70
30	0,345	5,05	1,515	6	74
30	0,46	4,99	2,08	7	75
30	0,56	4,99	2,54	7	75
30	0,68	5,04	3,07	8	76
30	0,79	5	3,51	8	74
30	0,935	4,99	4,11	9	73

U_1 [V]	I_1 [A]	U_2 [V]	I_2 [A]	ΔU_2 [mV]	η [%]
30	0,08	10,04	0,0936	3	39
30	0,121	10	0,2	4	55
30	0,234	10	0,504	5	72
30	0,42	10	1,014	6	80
30	0,6	10,04	1,508	7	84
30	0,8	10,01	2,03	8	85
30	1	10,02	2,56	10	86
30	1,19	10,02	3,09	10	87
30	1,4	10	3,53	11	84
30	1,6	10	4,02	12	84

U_1 [V]	I_1 [A]	U_2 [V]	I_2 [A]	ΔU_2 [mV]	η [%]
30	0,158	15	0,202	3	64
30	0,19	15	0,259	4	68
30	0,328	15	0,506	5	77
30	0,59	15	1,014	8	86
30	0,85	15,03	1,507	10	89
30	1,17	15,03	2,09	11	89
30	1,4	15	2,54	12	91
30	1,7	15,04	3,03	13	89
30	1,95	15,05	3,52	13	91
30	2,3	15,05	4,08	14	89

U_1 [V]	I_1 [A]	U_2 [V]	I_2 [A]	ΔU_2 [mV]	η [%]
30	0,197917	20	0,2	3	67
30	0,41	20	0,503	5	82
30	0,75	20	1,017	6	90
30	1,09	19,9	1,505	8	92
30	1,475	20	2,06	9	93
30	1,85	19,9	2,55	10	91
30	2,2	20,1	3,02	11	92
30	2,55	20	3,5	12	92
30	2,925	20	4,01	14	91

Závislost účinnosti na výstupním proudu a napětí měniče



B.2 Zatěžovací charakteristiky měniče

Pozn. U_2' je napětí měřené před výstupním LC filtrem.

$U_1 = 30V$

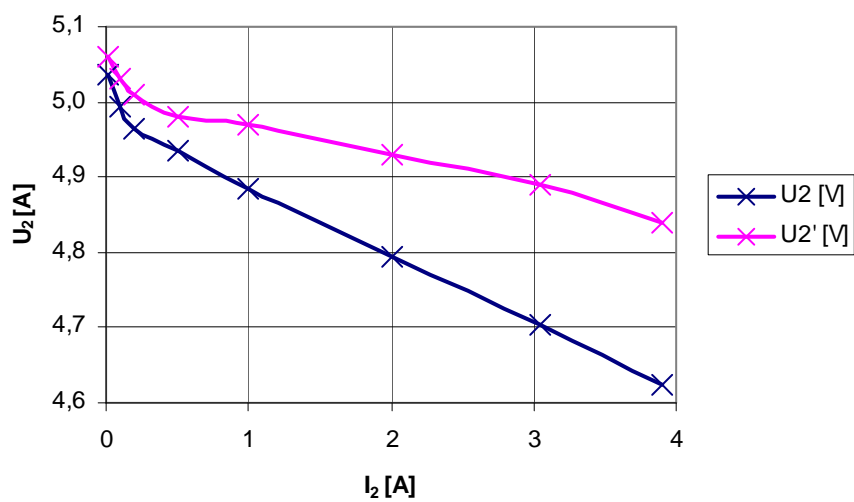
I_2 [A]	U_2 [V]	U_2' [V]
0,0114	5,04	5,06
0,1	4,99	5,03
0,2	4,96	5,01
0,5	4,93	4,98
1	4,88	4,97
2	4,79	4,93
3,05	4,70	4,89
3,9	4,62	4,84

I_2 [A]	U_2 [V]	U_2' [V]
0,08	10,06	10,12
0,2	10,01	10,07
0,5	9,94	10,02
1	9,90	9,99
2	9,81	9,97
3	9,73	9,94
3,9	9,66	9,9
4	9,42	9,64

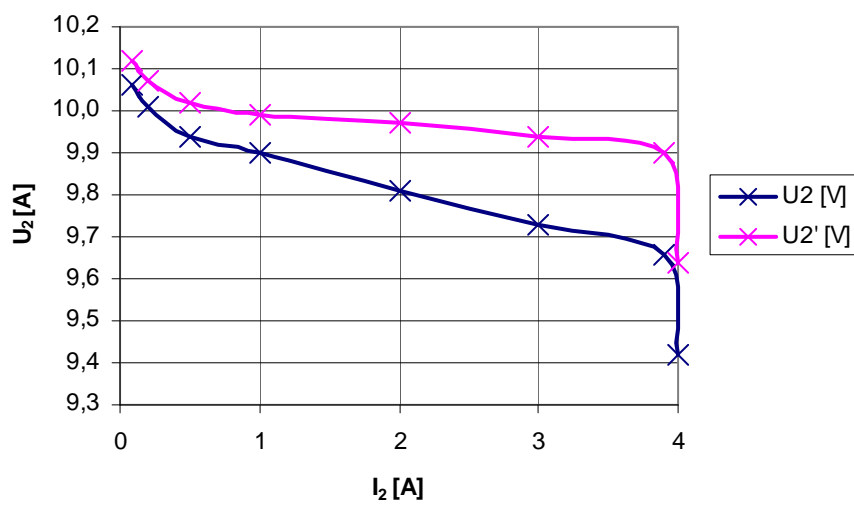
I_2 [A]	U_2 [V]	U_2' [V]
0,0595	15,10	15,17
0,14	15,04	15,12
0,2	15,01	15,1
0,5	14,92	15,02
1	14,88	15,02
2	14,79	14,97
3	14,70	14,94
3,95	14,63	14,91

I_2 [A]	U_2 [V]	U_2' [V]
0,08	20,20	20,3
0,1	20,20	20,3
0,2	20,10	20,3
0,5	20,10	20,2
1	20,00	20,2
2	19,90	20,1
3	19,90	20,1
3,75	19,80	20,1

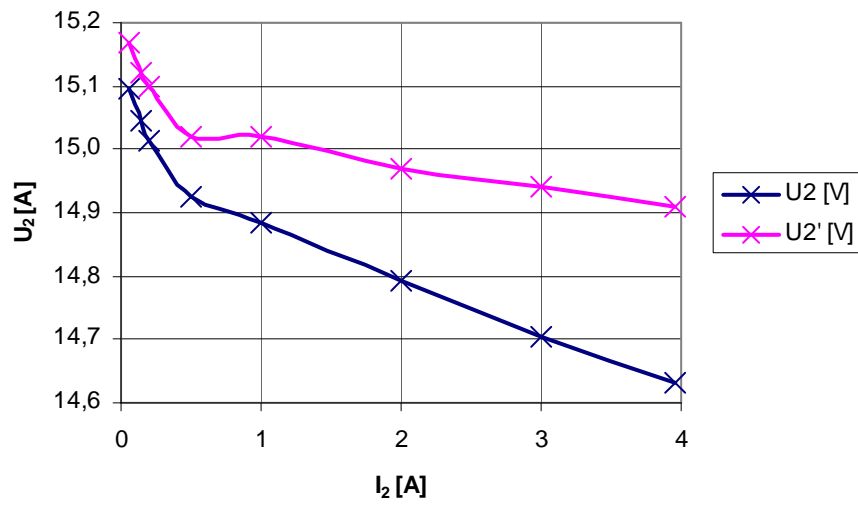
Zatěžovací charakteristika pro $U_2 = 5V$



Zatěžovací charakteristika pro $U_2 = 10V$



Zatěžovací charakteristika pro $U_2 = 15V$



Zatěžovací charakteristika pro $U_2 = 20V$

