

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

MĚNIČ PRO MALÝ 3F ASYNCHRONNÍ MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTERS'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

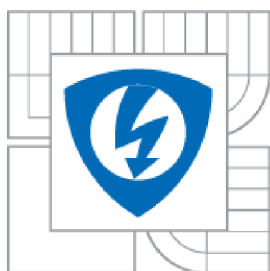
Bc. ONDŘEJ PAVLÍK

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

MĚNIČ PRO MALÝ 3F ASYNCHRONNÍ MOTOR

FREQUENCY INVERTER FOR SMALL INDUCTION MACHINE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

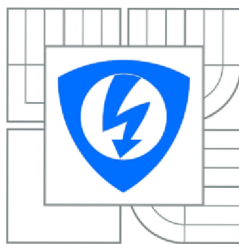
Bc. Ondřej Pavlík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

Magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Ondřej Pavlík

Ročník: 2

ID: 119567

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro malý 3f asynchronní motor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Pokusně zrealizujte měnič pro 3f asyn. motor navržený v rámci BP a proveďte provozní testy.
2. Navrhněte spínaný zdroj pro řídicí obvody měniče.
3. Navrhněte finální desku plošných spojů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 17. 9. 2012

Termín odevzdání: 28. 5. 2013

Vedoucí práce: Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
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 zákona č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je pokračovat v prototypní realizaci a finálním návrhu třífázového frekvenčního měniče zkušebně navrženého v rámci bakalářské práce. Měnič je koncipován pro malý asynchronní motor do výkonu 100 W a je určen pro napájení motoru ventilátoru. Návrh byl optimalizován z hlediska nízké ceny a technické proveditelnosti. Silová část měniče je řešena pomocí obvodu FSB50450, který je napájen z kompaktního zdroje MYRRA47155. Řízení měniče zajišťuje obvod MC3PHAC. Zařízení je možné použít v méně náročných aplikacích, kde tomu doposud bránila vysoká cena běžných frekvenčních měničů.

Abstract

The aim of this diploma thesis is to continue in prototype realization and a final proposition of three-phase frequency transformer pilot projected in scope of my bachelor work. This transformer is outlined for a small unsynchronized engine to 100 watt output and is designed to supply the fan motor. This suggestion was optimized from the standpoint of bargain low price and technical feasibility. Powerful part of transformer is solved with help of circuit FSB50450 which is fed from compact source MYRRA 47155. Steering system is guaranteed with circuit MC3PHAC. This device is possible to use in less demanding applications where it was resisted by high expensive price of common frequency transformers.

Klíčová slova

Asynchronní motor; Frekvenční měnič; Střídač; Výkonový modul; Výkonový MOS-FET tranzistor; Ztráty

Keywords

Asynchronous motor; Frequency converter; Chopper; Smart Power Module; Power MOS-FET transistor; Losses

Bibliografická citace

PAVLÍK, O. *Měnič pro malý 3f asynchronní motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 66 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Měnič pro malý 3f asynchronní motor jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Daliborovi Červinkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji Ing. Janu Knoblochovi za poskytnuté konzultace při návrhu desky plošných spojů.

V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
ÚVOD.....	13
1 ASYNCHRONNÍ MOTOR S FREKVENČNÍM MĚNIČEM	14
1.1 ASYNCHRONNÍ MOTOR	14
1.2 FREKVENČNÍ MĚNIČ	15
1.2.1 ROZBOR MOŽNOSTÍ ŘEŠENÍ SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE.....	16
1.2.2 ROZBOR MOŽNOSTÍ ŘEŠENÍ ŘÍDICÍ ČÁSTI MĚNIČE	16
2 PRVOTNÍ NÁVRH MĚNIČE	17
2.1 ZADANÉ PARAMETRY.....	17
2.2 DIMENZOVÁNÍ SOUČÁSTEK	17
2.2.1 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ TRANZISTORŮ A NULOVÝCH DIOD	17
2.3 NAVRŽENÉ ŘEŠENÍ.....	20
2.4 CELKOVÉ BLOKOVÉ SCHÉMA MĚNIČE	20
2.5 VÝPOČET ZTRÁT NA MĚNIČI	21
2.5.1 ZTRÁTY VEDENÍM.....	21
2.5.2 PŘEPÍNACÍ ZTRÁTY	22
2.5.3 CELKOVÉ ZTRÁTY A ÚČINNOST MĚNIČE	23
3 SILOVÁ ČÁST MĚNIČE.....	24
3.1 STEJNOSMĚRNÝ MEZIOBVOD	24
3.1.1 DIMENZOVÁNÍ DIOD USMĚRŇOVAČE.....	25
3.1.2 VÝPOČET POJISTKY	26
3.1.3 VÝPOČET KAPACITY SBĚRACÍHO KONDENZÁTORU	26
3.1.4 VÝPOČET REZISTORŮ	27
3.2 MODUL FSB50450.....	28
3.2.1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI	28
3.2.2 NÁVRH POMOCNÝCH SOUČÁSTEK	30
3.2.3 NÁBOJOVÁ PUMPA, BUDIČE HORNÍCH TRANZISTORŮ.....	30
3.2.4 ZAPOJENÍ SILOVÉHO OBVODU S FSB50450.....	30
3.2.5 DIMENZOVÁNÍ CHLADIČE	31
4 ŘÍDICÍ ČÁST MĚNIČE (PWM), OVLÁDÁNÍ.....	32
4.1 INTEGROVANÝ OBVOD MC3PHAC	32
4.1.1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI INTEGROVANÉHO OBVODU MCPHAC.....	32
4.1.2 NASTAVENÍ ZÁKLADNÍCH PARAMETRŮ, INICIALIZACE OBVODU.....	33
4.1.3 ZAPOJENÍ ŘÍDICÍHO OBVODU, OVLÁDÁNÍ	36
4.2 SNÍMÁNÍ PROUDU POMOCÍ BOČNÍKU	37



4.2.1 NÁVRH BOČNÍKU	38
4.3 KOMPARÁTOR VE FUNKCI PROUDOVÉHO OMEZENÍ	39
4.3.1 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU	39
4.3.2 ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU S HYSTEREZÍ	40
4.3.3 NÁVRH KOMPARÁTORU VE FUNKCI PROUDOVÉHO OMEZENÍ	41
5 NAPÁJECÍ ČÁST MĚNIČE	47
5.1 SPÍNANÝ ZDROJ	47
5.1.1 POROVNÁNÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ S LINEÁRNÍMI ZDROJI	47
5.1.2 JEDNOČINNÝ BLOKUJÍCÍ MĚNIČ S IMPULSNÍM TRANSFORMÁTOREM	48
5.1.3 SPÍNANÝ ZDROJ S OBVODEM TINYSWITCH	49
5.2 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE	50
5.2.1 STANOVENÍ PARAMETRŮ NAPÁJECÍHO ZDROJE A VÝBĚR ŘÍDICÍHO OBVODU	50
5.2.2 NÁVRH ZAPOJENÍ S OBVODEM TNY267	50
5.2.3 VÝPOČET IMPULSNÍHO TRANSFORMÁTORU	51
5.2.4 POKUSNÝ NÁVRH BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE	55
5.3 FINÁLNÍ VERZE NAPÁJECÍ ČÁSTI MĚNIČE	56
5.3.1 SPECIFIKACE MYRRA 47155	56
5.3.2 OBVODOVÉ USPOŘÁDÁNÍ NAPÁJECÍ ČÁSTI MĚNIČE	56
6 REALIZACE PROTOTYPNÍHO MĚNIČE, FINÁLNÍ NÁVRH	57
6.1 DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	57
6.2 MĚŘENÍ NA PRACOVIŠTI	59
6.3 FINÁLNÍ NÁVRH MĚNIČE	61
7 ZÁVĚR	63
LITERATURA	64
PŘÍLOHY	65

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1.1 Momentová charakteristika; převzato z [1].....</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 1.2 Měnič s napět'ovým meziobvodem</i>	<i>15</i>
<i>Obrázek 2.1 Blokové schéma celého zařízení</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 3.1 Dvoucestný diodový usměrňovač se sběracím kondenzátorem. Zátěž je nahrazena ideálním zdrojem konstantního proudu I_z; převzato z [3]</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 3.2 Průběhy napětí a proudu ve dvojcestném diodovém usměrňovači se sběracím kondenzátorem; převzato z [3].....</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 3.3 Zatěžovací charakteristika dvoucestného diodového usměrňovače se sběracím kondenzátorem; převzato z [3].....</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 3.4 Pouzdro obvodu FSB50450; převzato z [4]</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 3.5 Definice přepínacích časů; převzato z [4].....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 3.6 Vnitřní blokové zapojení obvodu FSB50450; převzato z [4].....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 3.7 Parametry součástek a zapojení obvodu bootstrap; převzato a upraveno z [4]</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 3.8 Schéma zapojení obvodu FSB50450.....</i>	<i>31</i>
<i>Obrázek 4.1 Rozmístění pinů v obvodě MC3PHACVDW; převzato z [5].....</i>	<i>33</i>
<i>Obrázek 4.2 Závislost off-set napětí na velikosti odporu R_{17}; převzato z [5]</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 4.3 Dead-time v závislosti na velikosti odporu R_{19}; převzato z [5]</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 4.4 Doba blokování PWM v závislosti na R_{22}; převzato z [5]</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 4.5 Schéma zapojení řídicího obvodu</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 4.6 Dvoustupňový neinvertující zesilovač napětí z bočniku [6]</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 4.7 Základní zapojení komparátoru. a) Obvodové řešení. b) Ideální převodní charakteristika. c) Skutečná převodní charakteristika; převzato z [7]</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 4.8 a) Základní zapojení komparátoru s hysterezí b) Převodní charakteristika s hysterezní smyčkou; převzato z [7].....</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 4.9 Zapojení pinů LM393 a ukázka pouzdra SO-8; upraveno z [8]</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 4.10 Zapojení pinů CD4502B a ukázka pouzdra SO-16 ; upraveno z [9].....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 4.11 Schéma zapojení proudové regulace</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 4.12 Schéma pro výpočet napětí $U_2 = U_{kp}$.....</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 4.13 Schéma pro návrh komparátoru IC2A.....</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 5.1 Základní zapojení jednočinného blokujícího měniče; převzato z [10]</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 5.2 Časové průběhy všech důležitých veličin v blokujícím měniči; převzato z [10].....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 5.3 Typické zapojení spínaného zdroje s TinySwitch; převzato z [11].....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 5.4 Rozmístění pinů v obvodě TNY267 v pouzdře SMD-8B; převzato z [11].....</i>	<i>50</i>



<i>Obrázek 5.5 Schéma blokujícího měniče s obvodem TNY267.....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 5.6 3D vizualizace spínaného zdroje (Top Layer).....</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 5.7 3D vizualizace spínaného zdroje (Bottom Layer).....</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 5.8 Napájecí část měniče</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 6.1 DPS ze strany spojů výkonové části; převzato z [12].....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 6.2 Umístění součástek na DPS výkonové části; převzato z [12].....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 6.3 3D vizualizace proudové regulace (Top Layer)</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 6.4 Zapojení prototypního měniče</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 6.5 Pracoviště při testování měniče</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 6.6 Výrobní štítek měřeného motoru.....</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 6.7 Detail přepínacího děje – nástupná hrana</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 6.8 Detail přepínacího děje – sestupná hrana.....</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 6.9 Detail Dead-Time</i>	<i>61</i>
<i>Obrázek 6.10 Detail sinusové pulzní modulace napětí</i>	<i>61</i>
<i>Obrázek 6.11 3D vizualizace finálního provedení měniče (Top Layer).....</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 6.12 3D vizualizace finálního provedení měniče (Bottom Layer)</i>	<i>62</i>



SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 2-1 Výsledek výpočtu požadovaných hodnot na tranzistorech a milových diodách.</i>	<i>19</i>
<i>Tabulka 2-2 Parametry každého tranzistoru v modulu.</i>	<i>20</i>
<i>Tabulka 2-3 Parametry každé milové diody v modulu.</i>	<i>20</i>
<i>Tabulka 3-1 Popis píň silového obvodu FSB50450</i>	<i>29</i>
<i>Tabulka 4-1 Nastavení PWM polarity a základní frekvence.</i>	<i>34</i>
<i>Tabulka 4-2 Závislost spínací frekvence PWM na napětí děliče R_{23}, R_{20}</i>	<i>34</i>
<i>Tabulka 4-3 Parametry každého tranzistoru v modulu.</i>	<i>38</i>
<i>Tabulka 4-4 Parametry každé milové diody v modulu.</i>	<i>38</i>
<i>Tabulka 4-5 Pravdivostní tabulka logického hradla CD4502B.....</i>	<i>42</i>
<i>Tabulka 5-1 Porovnání lineárního a spínaného zdroje o výkonu 10 W.....</i>	<i>47</i>
<i>Tabulka 5-2 Požadované a zvolené hodnoty pro výpočet</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 5-3 Přehled vypočtených hodnot spínaného transformátoru</i>	<i>54</i>
<i>Tabulka 5-4 Parametry MYRRA 47155.....</i>	<i>56</i>

**SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK**

η	Účinnost	[-]
$\cos\varphi$	Účinitel motoru	[-]
B	Magnetická indukce	[T]
f	Frekvence napětí	[Hz]
f_s	Frekvence spínání tranzistorů	[Hz]
C_F	Vstupní filtrační kondenzátor	[F]
n	Jmenovité otáčky	[ot/min]
n_s	Synchronní otáčky	[ot/min]
I_c	Spínací proud	[A]
I_{Cmax}	Maximální proud tranzistorem	[A]
I_{Cef}	Efektivní hodnota proudu tranzistorem	[A]
$I_{Cstř}$	Střední hodnota proudu tranzistorem	[A]
I_{d0max}	Maximální proud nulovou diodou	[A]
I_{d0ef}	Efektivní hodnota proudu nulovou diodou	[A]
$I_{d0stř}$	Střední hodnota proudu nulovou diodou	[A]
I_{U1ef}	Efektivní hodnota 1. harm. fázového proudu	[A]
I_{U1}	Amplitudy 1. harm. fázového proudu	[A]
K	Činitel proudového využití tranzistoru	[-]
M	Modulační činitel	[-]
p	Počet pólových dvojic	[-]
P	Maximální výkon měniče	[W]
P_c	Ztráty vedením na tranzistoru	[W]
P_{D0}	Ztráty vedením na nulové diodě	[W]
$P_{př}$	Přepínací ztráty tranzistorů	[W]
$P_{př1}$	Přepínací ztráty jednoho tranzistoru	[W]
P_{ved}	Ztráty vedením na celém modulu	[W]
Pz	Celkové ztráty na měniči	[W]
R_{dT}	Dynamický odpor tranzistoru	[Ω]
R_{dD0}	Dynamický odpor nulové diody	[Ω]
s	Střída měniče	[-]
T_{vj}	Teplota stykové plochy pouzdra	[$^{\circ}$ C]
U_{IN}	Stejnoseměrné vstupní napětí	[V]
U_{PT}	Prahové napětí tranzistoru	[V]
U_{PD0}	Prahové napětí nulové diody	[V]
U_{UV1ef}	Efektivní hodnota 1. harmonické sdruženého napětí	[V]
W_{OFF}	Energie potřebná pro vypnutí tranzistoru	[J]
W_{ON}	Energie potřebná pro sepnutí tranzistoru	[J]



ÚVOD

Princip asynchronního motoru vynalezl Nikola Tesla již v roce 1888. Konstrukteři se dále snažili u asynchronního motoru zvyšovat účinnost, spolehlivost, životnost stroje a regulační možnosti. Navzdory tomu současné inovace snižováním rozměrů, hmotnosti, finančních i provozních nákladů jsou mnohdy v protikladu s ostatními výchozími podmínkami a vlastnostmi pohonu. Asynchronní motory jsou nejrozšířenější motory v elektrotechnice a nevyžadují nějakou zvláštní údržbu. Motory se vyrábí v širokém rozsahu výkonů, řádově několik W až desítek MW a taktéž velkém rozsahu otáček.

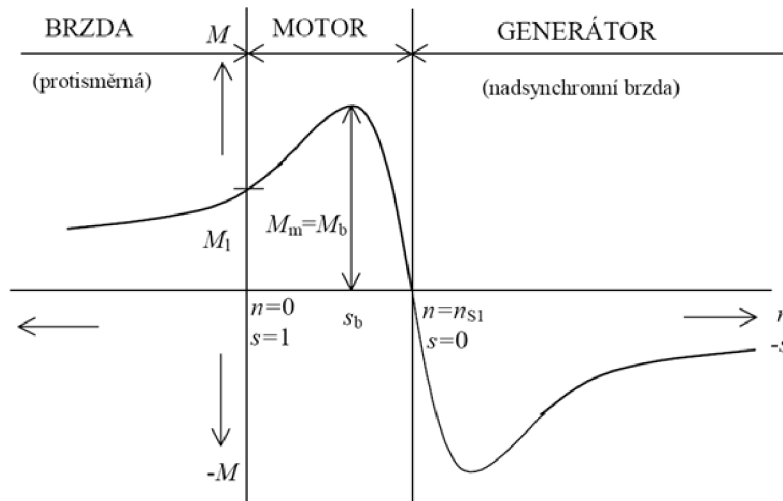
Výrazný boom v širším uplatnění asynchronních motorů přinesly frekvenční měniče. Takto koncipované pohony našly uplatnění v levných aplikacích, kde se požaduje plynulá regulace otáček standardních asynchronních motorů s kotvou nakrátko, případně i motorů s kroužkovou kotvou. Řeší se s nimi i speciální regulace servopohonů. Mezi nejčastější použití měničů s asynchronními motory v jednoduchých aplikacích patří ventilátory, dopravníky, čerpadla, dmýchadla a mnoho jiných. Složitější koncepce pohonu se vyskytují u obráběcích strojů nebo u papírenských strojů. Měniče s příslušným ovládacím softwarem (automatizační technika, PLC) umožňují řídit pohony s polohovou regulací a lze s nimi realizovat například: pohony navíječek, úhlovou synchronizaci (elektrický hřídel) atd.

Cílem práce je navrhnout kompaktní měnič, který bude konstrukčně jednoduchý, spolehlivý, snadno ovladatelný a cenově výhodný. Zařízení má být konstruováno pro 3-fázový asynchronní motor, který bude pohánět ventilátor. Měnič má být dimenzován pro připojený motor do 100 W. Požadavkem na zařízení je plynulá regulace otáček motoru podle potřeby výkonu chlazení daného ventilátoru. Napájení měniče má být jednofázové (230V~). Měnič má být opatřen interní pojistkou proti zkratu samotného zařízení.

1 ASYNCHRONNÍ MOTOR S FREKVENČNÍM MĚNIČEM

1.1 Asynchronní motor

Asynchronní motor je elektrický točivý stroj, který vyniká konstrukční jednoduchostí, velkou účinností (90 až 96%) a bezporuchovým chodem i v těžkých provozních podmínkách. Je to stroj, který přeměňuje elektrickou energii dodanou ze střídavé sítě na energii mechanickou. Skládá se z pevné části (statoru) a z otočné části (rotoru). Stator i rotor jsou sestaveny z transformátorových plechů, které mají po obvodě drážky, v nichž jsou uloženy statorové, případně rotorové cívky. Rotor tvoří nejčastěji aktivní vodiče (spojené nakrátko). Klecové vinutí bývá nejčastěji zhotovené z hliníku, případně z mědi nebo mosazi. Princip stroje je založen na silovém působení točivého magnetického pole statoru a rotoru. Jednotlivé cívky ve statoru jsou prostorově posunuty o 120° a napájeny ze symetrické třífázové sítě.



Obrázek 1.1 Momentová charakteristika; převzato z [1]

Na obrázku 1.1 je vidět závislost momentu na otáčkách, která je rozdělena na tři hlavní části. První se nazývá protisměrná brzda. Jde o stav motoru, kdy moment, kterým působí zařízení na hřídel motoru, donutí motor zpomalovat, zastavit a roztočit se v opačném směru. V tomto případě je moment kladný a otáčky záporné, moment motoru klesá s rostoucími zápornými otáčkami a proud odebíraný ze sítě roste. Za těchto podmínek motor pracuje jako brzda, což je pro některé aplikace velmi užitečné, ale zároveň se vlivem nadměrného průtoku proudu tepelně i silově přetěžuje, a proto nelze tento stav provozovat dlouhodobě. Druhá část charakteristiky vyjadřuje přirozený běh motoru. Moment motoru převyšuje zatěžovací moment hnaného zařízení, motor se rozbíhá s dynamickým momentem, který je roven rozdílu momentu motoru a zatěžovacího momentu hnaného zařízení až do chvíle, kdy se tyto momenty budou rovnat, pak se rychlost motoru ustálí. Moment motoru při nulových otáčkách se nazývá záběrový a je to moment, se kterým se motor začne rozbíhat po připojení k síti. S rostoucími otáčkami se moment motoru zvětšuje až do dosažení momentu zvratu. Tento moment je maximální a vyznačuje začátek pracovní části charakteristiky. Od tohoto bodu se moment motoru začne s rostoucími otáčkami zmenšovat až do chvíle, kdy dosáhne rotor synchronních otáček. V té chvíli je moment motoru nulový, což vyplývá z jeho principu otáčení a indukčního zákona. Proud procházející motorem klesá s rostoucími otáčkami, v okamžiku otáčení rotoru synchronními otáčkami je proud tvořen jen ztrátami.

Třetí část charakteristiky odpovídá stavu, kdy je motor připojeným zařízením nucen točit se rychlostí větší než synchronními otáčkami, motor přechází do generátorického stavu, smysl napětí a proudů se obrátí a motor je schopen dodávat elektrickou energii do sítě.[1]

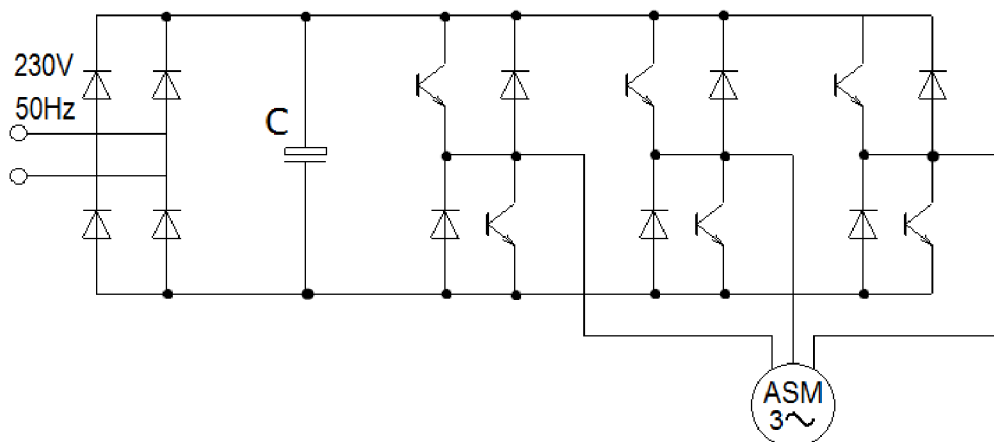
Z rovnice (1) vyplývá, že otáčky motoru se dají měnit změnou skluzu, počtu pólů nebo změnou rychlosti otáčení statorového mag. pole. Řízení změnou skluzu většinou vede k neúsporné regulaci otáček, řízení změnou rychlosti statorového mag. pole vede k použití frekvenčního měniče.

$$n = n_s(1 - s) = \frac{60f}{p}(1 - s) \quad (1)$$

Motory s kotvou nakrátko nemají možnost regulace odporu kotvy, regulují se proto změnou napájecího napětí. Změnou napájecího napětí se mění moment motoru a pro určitý zatěžovací moment i ustálené otáčky, moment motoru se mění s napětím kvadraticky, což má za následek změnu otáček jen v omezeném rozsahu. Další možnost řízení otáček je změna počtu pólů. Jedná se o skokovou regulaci a požaduje speciálně vinutý obvod statoru. V poslední době se stále více mluví o řízení asynchronních motorů frekvenčními měniči, což způsobila cenová dostupnost, jednoduchost ovládání a především také fakt, že lze kombinací frekvenčního měniče a asynchronního motoru dosáhnout téměř vlastností stejnosměrných motorů, tzn. konstantního momentu při v podstatě libovolných otáčkách a jednoduché regulace otáček napětím. [2]

1.2 Frekvenční měnič

Měniče kmitočtu jsou polovodičová zařízení složená z napájecího usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu (kondenzátor) a výstupního střídače, který pracuje obvykle s pulzně šířkovou modulací (PWM). Vstupní usměrňovač je nutné připojit obvykle na jednofázovou napájecí síť (měniče malého výkonu) nebo třífázovou napájecí síť. Na výstupu měniče je proměnné napětí a kmitočet, které umožňují regulaci otáček připojeného třífázového asynchronního motoru, ovšem za podmínky dodržení konstantního poměru mezi napětím a kmitočtem ($U/f = \text{konst.}$). Kdybychom tento poměr nedodrželi, v motoru by mohlo dojít k přesycení magnetizačními proudy a následně ke spálení motoru, což by bylo nevyhovující pro uživatele.



Obrázek 1.2 Měnič s napětovým meziobvodem

1.2.1 Rozbor možností řešení silové části měniče

Z diskrétních prvků

Nejdůležitější výkonovou částí celého pohonu je střídač. Kvalitu spínání a tepelné poměry ovlivňuje hlavně výběr spínacích součástek a příslušných budících obvodů. Velmi důležitý je i návrh plošného spoje a celkové uspořádání součástek kvůli minimalizaci parazitních indukčností, které mohou mít negativní vliv na řídicí součástky a signály. Výkonové (silové) součástky se podílejí na ceně průmyslového elektrického pohonu zhruba z jedné třetiny. Tento poměr se samozřejmě mění s výkonem pohonu.

Výkonové MOS-FET tranzistory lze spínat velmi vysokou frekvencí (až 100kHz), využití mají spíše pro aplikace nízkých výkonů, neboť nejsou vhodné pro vysoké napětí a nejsou schopny spínat příliš velké proudy.

Výkonové IGBT tranzistory mají uplatnění právě pro vysoké výkony, spojují dobré vlastnosti MOS-FET tranzistorů na vstupu (snadné řízení, vysoká spínací frekvence) a bipolárních tranzistorů na výstupu (nízké spínací ztráty, možnost přenosu vysokých výkonů). Mezi jejich nevýhodu patří nutnost připojení antiparalelní diody, a to kvůli zpětným proudům, které střídačem protékají během komutací.

V oblasti velmi vysokých výkonů jsou stále požívány GTO tyristory.

Bezpotenciálový modul

Použitím moderních kompaktních modulů dosáhneme výrazné jednoduchosti a přehlednosti, deska plošných spojů je menší, ovšem nevýhodou modulů s vyššími výkony je samotná pořizovací cena. Vzhledem k tomu, že se v našem případě jedná o aplikaci malých výkonů, byl použit modul FSB50450, který je za přijatelnou cenu a navíc má i integrované budiče, což je jeho velkou výhodou.

1.2.2 Rozbor možností řešení řídicí části měniče

Ať již používáme jakýkoliv princip řízení, požadavek na pohon je stále stejný – přesné a rychlé řízení momentu v co nejširším regulačním rozsahu, včetně nulových otáček. Řídicí algoritmy jsou realizovány mikropočítačovými obvody či DSP (*Digital Signal Processor*) s vhodnými perifériemi nebo zákaznickými obvody.

Procesor

Jedná se o standardní řešení, procesor nabízí určité funkce využití podle technologie výroby. Programátor musí sestavit program, který ovládá dané funkce procesoru pro jeho využití v praxi, aby mohl fungovat jako řídicí prvek v obvodu.

Zákaznický obvod

Zákaznický obvod je předem naprogramovaný výrobcem, nejedná se o zařízení univerzální, využití má pro specializovanou aplikaci. Pro naši aplikaci je však zcela vyhovující. Jako řídicí prvek byl využit MC3PHAC, který splňuje podmínky pro silovou část měniče.

2 PRVOTNÍ NÁVRH MĚNIČE

Požadovaný měnič bude navrhován pro napájení malého třífázového 100W asynchronního motoru. Měnič bude koncipován jako třífázový střídač, pracující v režimu pulzně-šířkové modulace (PWM). Na vstupní svorky měniče bude přiváděno usměrněné napětí 311V. Z důvodu, že se na tranzistorech bude objevovat závěrné napětí, řádově napětí vstupního meziobvodu, musíme pro zachování napěťové bezpečnosti volit tranzistory se závěrným napětím alespoň 500 - 600V. Na výstupní svorky měniče bude připojen třífázový asynchronní motor na napětí 3 x 230V. Požadovaná frekvence výstupního střídavého napětí měniče bude $f = 50\text{Hz}$ a výkon 100W.

2.1 Zadané parametry

Vstupní parametry měniče:

$U_{IN} = 311\text{ V DC}$ – napětí vstupního napěťového meziobvodu

Výstupní parametry měniče:

$U_{UV1ef} = 230\text{ V AC}$ – je efektivní hodnota 1. harmonické sdruženého napětí (mezi větvemi U – V)

$f = 50\text{ Hz}$ – frekvence výstupního střídavého napětí měniče

$\cos\varphi = 0,7$ – hodnota účinníku motoru (zátěž měniče)

$P = 100\text{ W}$ – maximální výkon motoru

Spínací kmitočet tranzistorů:

$f_s = 15\text{ kHz}$ – frekvence spínání tranzistorů

2.2 Dimenzování součástek

Prvotní návrh měniče spočívá v dimenzování tranzistorů a nulových diod tak, aby nebyly při kterémkoliv režimu měniče překročeny jmenovité hodnoty udávané výrobcem těchto tranzistorů a nulových diod. Dimenzování tranzistorů spočívá ve zvolení takových tranzistorů, aby nebyl překročen jejich maximální dovolený proud a maximální závěrné napětí, neboť tranzistor má prakticky nulovou proudovou přetížitelnost, taktéž musí být dimenzován výkonově. Mezi hlavní výhodu měniče patří to, že všech šest prvků měniče (tranzistorů a nulových diod) má identické provozní podmínky, a tudíž lze navrhovat pouze jeden z nich a ostatní pak budou identické.

2.2.1 Napěťové a proudové dimenzování tranzistorů a nulových diod

Protože nelze tranzistory krátkodobě přetěžovat, je nutné začít s výpočtem maximálního špičkového proudu tranzistoru. Pro výpočet maximálního proudu tranzistoru měniče lze užít vztah:

$$P = \sqrt{3}U_{UV1ef} I_{U1ef} \cos\varphi \quad (2)$$

Kde U_{UV1ef} je efektivní hodnota 1. harmonického sdruženého napětí (mezi větvemi U – V), I_{U1ef} je ef. hodnota 1. harm. fázového proudu (ve fázi U) a $\cos\varphi$ je typická hodnota účinníku motoru. Ze vztahu (2) vyjádříme proud I_{U1ef} :

$$I_{U1ef} = \frac{P}{\sqrt{3}U_{UV1ef} \cos\varphi} \quad (3)$$



Číselně pak:

$$I_{U1ef} = \frac{100}{\sqrt{3} \cdot 230 \cdot 0,7}$$

$$I_{U1ef} = 0,358 \text{ A}$$

Výpočet amplitudy 1. harm. fázového proudu (ve fázi U):

$$I_{U1} = I_{U1ef} \sqrt{2} \quad (4)$$

Číselně pak:

$$I_{U1} = 0,358 \cdot \sqrt{2}$$

$$I_{U1} = 0,507 \text{ A}$$

Vypočtená hodnota amplitudy 1. harm. fázového proudu je hledaná hodnota amplitudy maximálního proudu, na kterou musí být dimenzovány tranzistory i nulové diody střídače. Proto můžeme napsat vztah:

$$I_{Cmax} = I_{D0max} = I_{U1} \quad (5)$$

Číselně pak:

$$I_{Cmax} = I_{D0max} = 0,507 \text{ A}$$

Nyní je nutno vypočítat modulační činitel M , který budeme potřebovat pro další výpočty středních a efektivních proudů protékajících tranzistory a nulovými diodami. Pro výpočet modulačního činitele je nutný nejdříve výpočet amplitudy 1. harmonického sruženého napětí U_{UV1} .

$$U_{UV1} = U_{UV1ef} \sqrt{2} \quad (6)$$

Modulační činitel M vypočteme podle následujícího vztahu:

$$M = \frac{U_{UV1}}{U_{IN}} = \frac{U_{UV1ef} \sqrt{2}}{U_{IN}} \quad (7)$$

Číselně pak:

$$M = \frac{230 \cdot \sqrt{2}}{311}$$

$$M = 1$$

Maximální proud tranzistorem a nulovou diodou, když zanedbáme zvlnění proudu, pak bude podle vztahu (5):

$$I_{Cmax} = I_{d0max} = I_{U1} \quad (8)$$

$$I_{Cmax} = I_{d0max} = 0,507 \text{ A}$$

Pro vyjádření jednotlivých druhů ztrát musíme vypočítat střední a efektivní proudy na tranzistoru a nulové diodě. Pro výpočet efektivní hodnoty proudu tranzistoru z jeho amplitudy lze užít vztah:

$$I_{Cef} = I_{U1} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2M}{3\pi\sqrt{3}} \cos\varphi} \quad (9)$$



Číselně pak:

$$I_{cef} = 0,507 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 1}{3\pi\sqrt{3}} \cdot 0,7}$$
$$I_{cef} = 0,233 \text{ A}$$

Obdobně lze určit střední hodnotu proudu tranzistorem:

$$I_{Cstř} = I_{U1} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos\varphi \right) \quad (10)$$

Číselně pak:

$$I_{Cstř} = 0,507 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 0,7 \right)$$
$$I_{Cstř} = 0,132 \text{ A}$$

Pro výpočet efektivní hodnoty proudu nulovou diodou z jeho amplitudové velikosti lze užít vztah:

$$I_{D0ef} = I_{U1} \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2M}{3\pi\sqrt{3}} \cos\varphi} \quad (11)$$

Číselně pak:

$$I_{D0ef} = 0,507 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 1}{3\pi\sqrt{3}} \cdot 0,7}$$
$$I_{D0ef} = 0,100 \text{ A}$$

Obdobně lze určit střední hodnotu proudu nulovou diodou:

$$I_{D0stř} = I_{U1} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos\varphi \right) \quad (12)$$

Číselně pak:

$$I_{D0stř} = 0,507 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 0,7 \right)$$
$$I_{D0stř} = 0,029 \text{ A}$$

Tabulka 2-1 Výsledek výpočtu požadovaných hodnot na tranzistorech a nulových diodách.

Tranzistor			Nulová dioda		
U_{ce}	500	V	U_{RRM}	500	V
I_{cmax}	0,507	A	I_{D0max}	0,507	A
I_{cef}	0,234	A	I_{D0ef}	0,100	A
$I_{cstř}$	0,132	A	$I_{D0stř}$	0,029	A

2.3 Navržené řešení

Pro realizaci silové části bylo zvoleno moderní řešení využívající tranzistoru MOS-FET s novou technologií FRFET. Konkrétně byl vybrán modul FSB50450, který má tyto parametry:

- Maximální napětí $U_{ces} = 500 \text{ V}$
- Maximální proud při 25°C $I_c = 3 \text{ A}$

Tranzistory střídače budou namáhány napětím $500 - 600 \text{ V}$ a proudem $0,507 \text{ A}$. Podle tabulky 2-2 je zvolený modul vyhovující a samozřejmě má i rezervu na přechodné děje, které byly zvoleny proudovým omezením maximálně do $0,8 \text{ A}$.

Tabulka 2-2 Parametry každého tranzistoru v modulu.

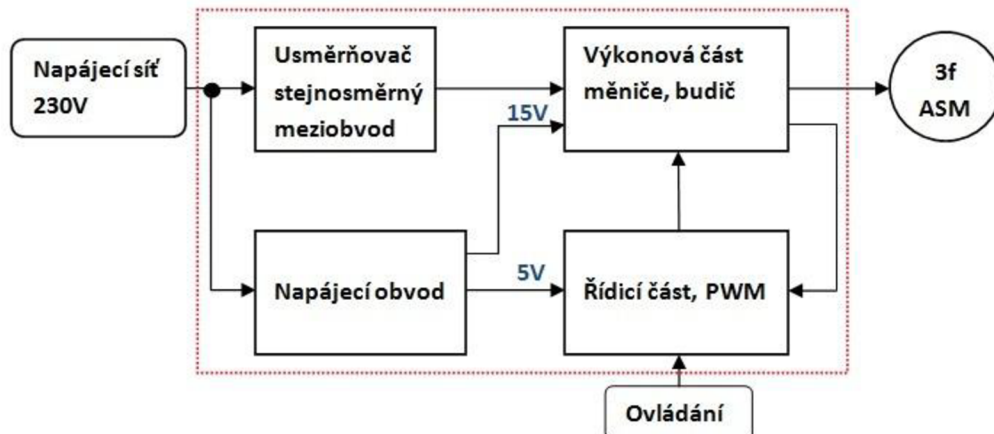
Tranzistor			
U_{CEE}	$T_{vj}=25^\circ\text{C}$	500	V
I_{Cnom}	$T_c=100^\circ\text{C}$	1	A
I_c	$T_c=25^\circ\text{C}$	1,5	A
I_{CRM}	$T_c = 25^\circ\text{C}, P_w < 100\mu\text{s}$	3	A
W_{ON}		85	μJ
W_{OFF}		11	μJ
V_{GES}		± 20	V

Tabulka 2-3 Parametry každé nulové diody v modulu.

Nulová dioda			
U_{RRM}	$T_{vj}=25^\circ\text{C}$	500	V
I_{DO}		1	A
I_{DORM}	$T_c = 25^\circ\text{C}, P_w < 100\mu\text{s}$	3	A

2.4 Celkové blokové schéma měniče

Na obrázku 2.1 je vidět celkové blokové schéma měniče. Pro výkonovou část měniče byl tedy zvolen modul FSB50450 vyráběný firmou Fairchild, který obsahuje šest tranzistorů MOS-FET zapojených do tří větví. K řízení měniče bude použit integrovaný obvod MC3PHAC od firmy Motorola, který je schopen generovat šest signálů PWM a je přímo určen k řízení pohonů s třífázovými asynchronními motory.



Obrázek 2.1 Blokové schéma celého zařízení



2.5 Výpočet ztrát na měniči

Celkové ztráty na měniči se vypočítají jako součet přepínacích ztrát na tranzistorech a ztrát vedením na tranzistorech a nulových diodách. Přepínací ztráty na diodách jsou tak malé, že je lze zanedbat. Vypočítané ztráty na měniči jsou pro teplotu stykové plochy pouzdra $T_{vj} = 100^\circ\text{C}$.

2.5.1 Ztráty vedením

Pro výpočet ztrát vedením na jednom tranzistoru P_C lze užít vztah:

$$P_C = U_{PT} I_{Cstř} + R_{dT} I_{Cef}^2 \quad (13)$$

Kde I_{Cef} a $I_{Cstř}$ jsou střední a efektivní hodnota proudů tranzistoru, které jsme spočítali v předchozí kapitole pomocí vztahu (9) a (10). Dále pak U_{PT} je prahové napětí tranzistoru a R_{dT} je dynamický odpor tranzistoru, tyto hodnoty se odečtou z katalogového listu výrobce.

Odečtené hodnoty tranzistoru z katalogového listu výrobce:

$$U_{PT} = 0\text{V}^1 \\ R_{dT} = 1,9 \Omega$$

Číselně pak, když dosadíme do vztahu (13):

$$P_C = 0 \cdot 0,123 + 1,9 \cdot 0,224^2 \\ P_C = 0,095 \text{ W}$$

Ztráty vedením na nulové diodě spočítáme podle vztahu:

$$P_{D0} = U_{PD0} I_{D0stř} + R_{dD0} I_{D0ef}^2 \quad (14)$$

Kde I_{D0ef} a $I_{D0stř}$ jsou střední a efektivní hodnota nulové diody, které byly spočítány v předchozí kapitole pomocí vztahu (11) a (12). Dále pak U_{PD0} je prahové napětí nulové diody a R_{dD0} je dynamický odpor nulové diody, tyto hodnoty se odečtou z katalogového listu výrobce.

Odečtené hodnoty nulové diody z katalogového listu výrobce:

$$U_{PD0} = 1\text{V} \\ R_{dD0} = 3 \text{ m}\Omega$$

Číselně dosadíme do vztahu (14):

$$P_{D0} = 1 \cdot 0,029 + 0,003 \cdot 0,1^2 \\ P_{D0} = 0,029 \text{ W}$$

¹ $U_{PT} = 0$, protože tranzistory MOSFET nemají prahové napětí



Ztráty vedením na celém modulu pak budou:

$$P_{ved} = 6(P_C + P_{D0}) \quad (15)$$

Číselně pak:

$$P_{ved} = 6(0,095 + 0,029)$$
$$P_{ved} = 0,744 \text{ W}$$

2.5.2 Přepínací ztráty

Přepínací ztráty jednoho tranzistoru vypočteme podle vztahu:

$$P_{př1} = \frac{1}{\pi} f_s K (W_{ON} + W_{OFF}) \quad (16)$$

Kde W_{ON} je katalogová hodnota ztrátové energie při spínání proudu I_C , W_{OFF} je katalogová hodnota ztrátové energie při vypínání proudu I_C , K je činitel proudového využití tranzistoru a f_s je kmitočet spínání tranzistoru. Musíme tedy znát proudové využití tranzistoru K , které spočítáme podle následujícího vztahu:

$$K = \frac{I_{U1}}{I_C} \quad (17)$$

Číselně pak:

$$K = \frac{0,507}{1}$$
$$K = 0,507$$

Poté dosadíme číselně do vztahu (16):

$$P_{př1} = \frac{1}{\pi} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0,507 (85 \cdot 10^{-6} + 11 \cdot 10^{-6})$$
$$P_{př1} = 0,232 \text{ W}$$

Přepínací ztráty tranzistorů na celém modulu:

$$P_{př} = 6P_{př1} \quad (18)$$

Číselně pak:

$$P_{př} = 6 \cdot 0,232$$
$$P_{př} = 1,39 \text{ W}$$



2.5.3 Celkové ztráty a účinnost měniče

Celkové ztráty na měniči určíme ze vztahu:

$$P_Z = P_{ved} + P_{př} \quad (19)$$

Číselně pak:

$$P_Z = 0,744 + 1,39$$
$$P_Z = 2,134 \text{ W}$$

Celková účinnost měniče pak bude:

$$\eta = \frac{P - P_Z}{P} \quad (20)$$

Číselně pak:

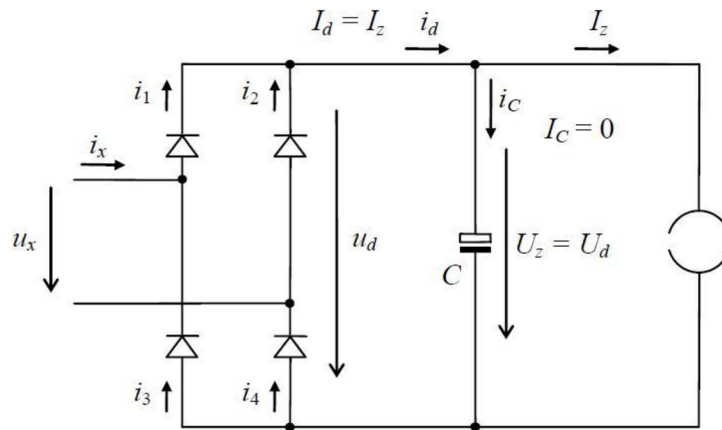
$$\eta = \frac{100 - 2,134}{100}$$
$$\eta = 0,978$$

Střídač bude mít tedy maximální ztráty 2,134 W, což odpovídá při přenášení maximálního výkonu 100 W a účinnosti 97,8%. Při nižším přenášeném výkonu budou ztráty menší.

3 SILOVÁ ČÁST MĚNIČE

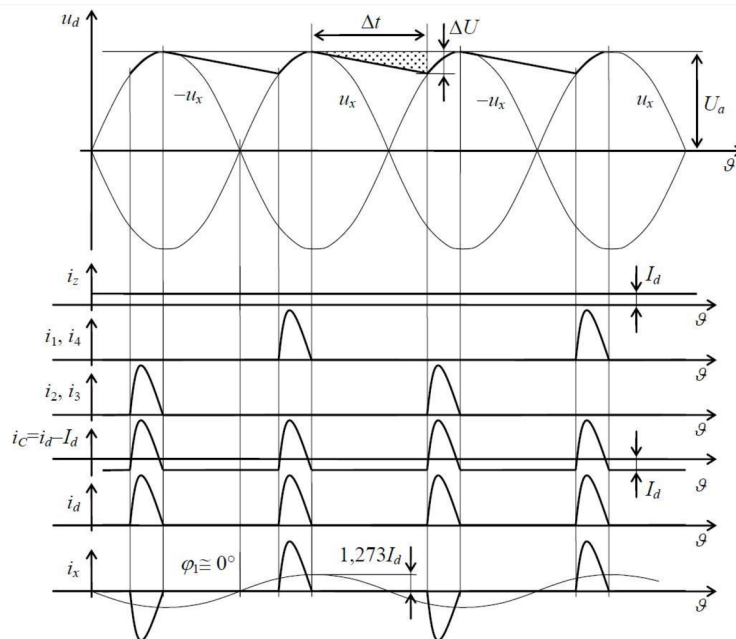
3.1 Stejnoseměrný meziobvod

Dvoucestný usměrňovač se sběracím kondenzátorem, viz obrázek 3.1, je používán velice často, a to především díky ekonomickým důvodům, není však tak výhodný z důvodu EMC, protože má velmi nesinusový průběh vstupního fázového proudu, jak je vidět na obrázku 3.2, ale vyniká svou jednoduchostí a především tvrdostí zatěžovací charakteristiky. Rozdíl mezi napětím U_d při zatížení a naprázdno je malý, což znamená, že pro naši aplikaci je vhodný. [3]



Obrázek 3.1 Dvoucestný diodový usměrňovač se sběracím kondenzátorem. Zátěž je nahrazena ideálním zdrojem konstantního proudu I_z ; převzato z [3]

Zařízení můžeme chápat jako výkonový špičkový detektor, tzn. kondenzátor má snahu se nabíjet na špičkovou hodnotu (amplituda U_a síťového napětí).



Obrázek 3.2 Průběhy napětí a proudu ve dvojcestném diodovém usměrňovači se sběracím kondenzátorem; převzato z [3]

3.1.1 Dimenzování diod usměrňovače

Efektivní a špičková hodnota proudu diodou se určuje velice obtížně, střední hodnotu určíme z teoretického poznatku, kde platí, že střední hodnota proudu $I_{Cstř}$ tekoucího kondenzátorem je v ustáleném stavu vždy rovna nule, viz rovnice (21).

$$I_{Cstř} = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T C \frac{du_C(t)}{dt} dt = \frac{C}{T} \int_0^T du_C(t) = \frac{C}{T} [u_C(T) - u_C(0)] = 0 \quad (21)$$

Potom tedy střední hodnota proudu I_d mezilehlého proudu i_d je rovna proudu zátěže I_Z , který určíme ze vztahu (22), kde P_{motoru} je štítková hodnota motoru (maximální výkon motoru), U_d napětí vstupního napěťového meziobvodu:

$$I_d = I_Z = \frac{P_{motoru}}{U_{IN}} \quad (22)$$

Číselně pak:

$$I_d = \frac{100}{311} = 0,321 \text{ A}$$

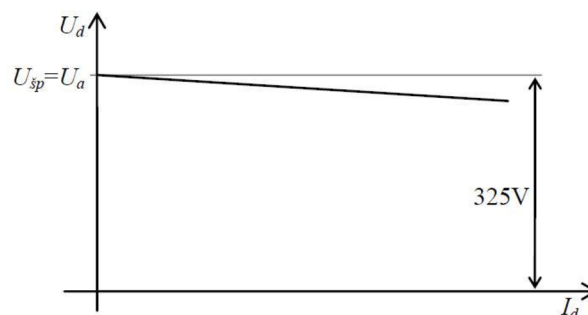
Na základě symetrie proudů i_1, i_2 bude mít proud diody střední hodnotu poloviční:

$$I_{dstř} = \frac{I_d}{2} \quad (23)$$

Číselně pak:

$$I_{dstř} = \frac{0,321}{2} = 0,1605 \text{ A}$$

Napěťové dimenzování diody určíme na základě funkce dvoucestného diodového usměrňovače, kde vede vždy jedna ze dvou diod v téže větvi (diody nad sebou), viz obrázek 3.1. Pak je tedy namáhána napětím na kondenzátoru, tzn. napětím U_d . Diody musí snést s rezervou napětí 325 V.



Obrázek 3.3 Zatěžovací charakteristika dvoucestného diodového usměrňovače se sběracím kondenzátorem; převzato z [3]

Vzhledem k tomu, že je nutné u usměrňovače počítat s krátkodobými přechodnými ději na připojeném střídači, bude použit jednofázový diodový můstek BC380C1500F dimenzovaný na hodnotu 2,5 A / 1000 V.

3.1.2 Výpočet pojistky

Efektivní hodnotu proudu odebíraného ze sítě $I_{S,ef}$ pro dimenzování pojistky lze určit za zjednodušeného předpokladu, že usměrňovač pracuje do ideální indukčnosti o velikosti $L \rightarrow \infty$. Pak tedy můžeme psát:

$$P_d = U_{d,max} I_d = U_{S,ef} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{S,ef} I_d \quad (24)$$

Kde $U_{S,ef}$ je efektivní hodnota napětí sítě a $U_{d,max}$ je maximální hodnota napětí meziobvodu. Dále pro výkon P_d platí:

$$P_d = U_{S,ef} I_{S,ef} \quad (25)$$

Pokud dáme tedy tvary rovnic (24) a (25) si rovny, získáme:

$$I_{S,ef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \quad (26)$$

Po číselném dosazení za proud $I_d = 1$ A (maximální hodnota rychlé nadproudové ochrany), při uvažování přechodných dějů na střídači získáme:

$$I_{S,ef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 1 = 0,9 \text{ A}$$

K dosaženému výpočtu bylo ještě nutné přičíst odběr napájení elektroniky měniče, což činí okolo 200 mA. Následně jako jistící předřazený prvek byla zvolena pomalá tavná trubičková pojistka T 1,25 A / 250 V.

3.1.3 Výpočet kapacity sběracího kondenzátoru

Pokud nahradíme zátěž usměrňovače ideálním zdrojem proudu, jak je vidět na obrázku 3.1, pak můžeme na základě vyznačeného trojúhelníku na obrázku 3.2 psát:

$$I_d = C \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (27)$$

Kde ΔU je pokles napětí, který obvykle volíme 40 V, čas vybíjení je empiricky zjištěn na 8 ms (méně než půlperioda sítě), proud I_d volíme podle zvolené hodnoty rychlé nadproudové ochrany, což v našem případě je 1 A, pak potřebnou velikost kapacity určíme jako:

$$C = I_d \frac{\Delta t}{\Delta U} \quad (28)$$

Číselně pak:

$$C = 1 \cdot \frac{8 \cdot 10^{-3}}{40} = 0,200 \text{ mF}$$

Pro dostatečnou rezervu při proudovém zatížení a nižší hodnotu zvlnění výstupního napětí usměrňovače (napětí meziobvodu) byla zvolena paralelní kombinace kondenzátorů C_{17} a C_{18} . Velikost svitkového kondenzátoru $C_{17} = 470$ nF, na napětí 400 V a velikost elektrolytického kondenzátoru $C_{18} = 470$ μ F taktéž na 400 V.

3.1.4 Výpočet rezistorů

Zapojení rezistorů v meziobvodu je znázorněno viz obrázek 3.8. Dělič tvořený rezistory R_{38} , R_{40} , R_{41} slouží k měření napětí v meziobvodu, výstup z děliče je přiveden na vstup DC_BUS řídicího obvodu MC3PHAC.

Úroveň napětí na vstupu řídicího obvodu DC_BUS, při normálním napětí meziobvodu 300 V je definována jako $U_{DN}=3,5$ V. Velikost rezistoru R_{41} byla zvolena jako $R_{41} = 8,2$ K Ω . Proud děličem při normálním napětí meziobvodu vypočteme ze vztahu:

$$I_{DN} = \frac{U_{DN}}{R_{41}} \quad (29)$$

Po dosazení můžeme psát:

$$I_{DN} = \frac{3,5}{8200} = 0,427 \text{ mA}$$

Potom celkový odpor děliče určíme jako:

$$R_D = \frac{U_D}{I_{DN}} = \frac{300}{0,427 \cdot 10^{-3}} = 702,58 \text{ K}\Omega \quad (30)$$

Celkový odpor rezistorů R_{38} a R_{40} vyjádříme ze vztahu:

$$R_{38,40} = R_D - R_{41} \quad (31)$$

Po dosazení:

$$R_{38,40} = 702580 - 8200 = 694,38 \text{ K}\Omega$$

Velikost rezistorů R_{38} a R_{40} jsme na základě sériové kombinace odporů zvolili jako: $R_{38}=300$ K Ω a $R_{38}=360$ K Ω . Skutečný celkový odpor děliče potom bude:

$$R_{DS} = R_{38} + R_{40} + R_{41} \quad (32)$$

Po dosazení:

$$R_{DS} = (300 + 360 + 8,2) \cdot 10^3 = 698,2 \text{ K}\Omega$$

Rezistory R_{37} a R_{39} byly zvoleny 15 K Ω tak, aby LED diodou D_7 tekl proud 10 mA. Zároveň tyto rezistory musí být dimenzovány i výkonově vzhledem k jejich umístění. Červená LED dioda D_7 detekuje napětí v meziobvodu a zároveň při odpojení vstupního napájení slouží k propojení obvodu s kondenzátory C_{17} a C_{18} pro vybití jejich náboje.

3.2 Modul FSB50450

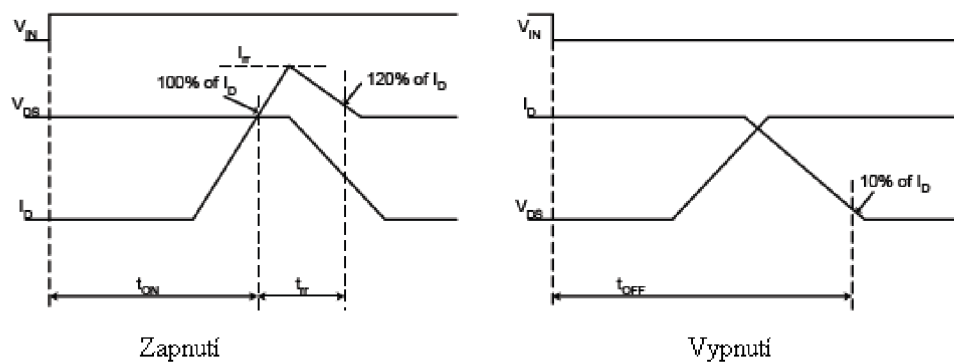
3.2.1 Základní vlastnosti

Výkonová část měniče je realizována pomocí obvodu FSB50450 založeného na FRFET technologii, kde dioda má lepší zotavovací vlastnosti, což má za následek nižší ztráty energie systému a vyšší pracovní frekvenci. Tento obvod obsahuje šest tranzistorů MOS-FET, tedy každá dvojice (horní a dolní tranzistor) je spojena do série a tvoří jednu větev třífázového střídače. FSB50450S nabízí nízké elektromagnetické rušení a charakteristiku s optimalizovanou spínací rychlostí. Přepínací časy jsou blíže specifikovány na obrázku 3.5.

- 500 V; 3 A; 3-fázový invertor FRFET včetně vysokého napětí; integrovaný obvod
- 3 dc-link vývody pro snímání proudu měniče zařízení
- 3/5 V CMOS/TTL kompatibilní, aktivní logická 1
- optimalizované pro nízké elektromagnetické rušení



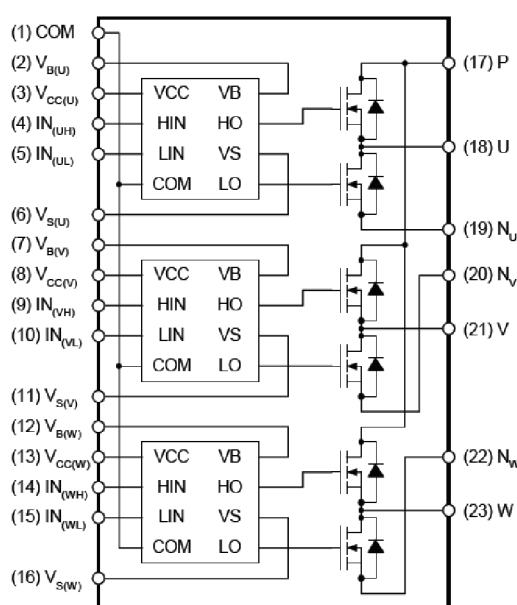
Obrázek 3.4 Pouzdro obvodu FSB50450; převzato z [4]



Obrázek 3.5 Definice přepínacích časů; převzato z [4]

Tabulka 3-1 Popis pinů silového obvodu FSB50450

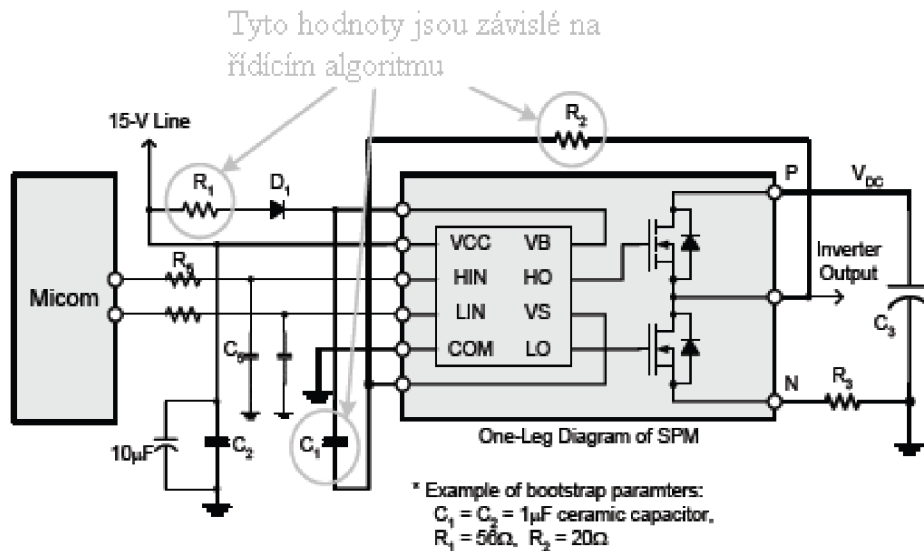
Číslo pinu	Název pinu	Popis pinu
1	COM	Společná zem
2	$V_{B(U)}$	Kladný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze U
3	$V_{CC(U)}$	Napájení budiče spodního MOSFET tranzistoru fáze U
4	$IN_{(UH)}$	Vstupní řídicí signál pro horní tranzistor fáze U
5	$IN_{(UL)}$	Vstupní řídicí signál pro spodní tranzistor fáze U
6	$V_{S(U)}$	Záporný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze U
7	$V_{B(V)}$	Kladný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze V
8	$V_{CC(V)}$	Napájení budiče spodního MOSFET tranzistoru fáze V
9	$IN_{(VH)}$	Vstupní řídicí signál pro horní tranzistor fáze V
10	$IN_{(VL)}$	Vstupní řídicí signál pro spodní tranzistor fáze V
11	$V_{S(V)}$	Záporný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze V
12	$V_{B(W)}$	Kladný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze W
13	$V_{CC(W)}$	Napájení budiče spodního MOSFET tranzistoru fáze W
14	$IN_{(WH)}$	Vstupní řídicí signál pro horní tranzistor fáze W
15	$IN_{(WL)}$	Vstupní řídicí signál pro spodní tranzistor fáze W
16	$V_{S(W)}$	Záporný pól kondenzátoru nábojové pumpy fáze W
17	P	Kladný silový vstup DC
18	U	Silový výstup fáze U
19	N_U	Záporný vstup DC- fáze U
20	N_V	Záporný vstup DC- fáze V
21	V	Silový výstup fáze V
22	N_W	Záporný vstup DC- fáze W
23	W	Silový výstup fáze W



Obrázek 3.6 Vnitřní blokové zapojení obvodu FSB50450; převzato z [4]

3.2.2 Návrh pomocných součástek

Součástky byly použity podle katalogového návrhu, pouze kondenzátory byly použity impulzní (malý sériový odpor a indukčnost).



Obrázek 3.7 Parametry součástek a zapojení obvodu bootstrap; převzato a upraveno z [4]

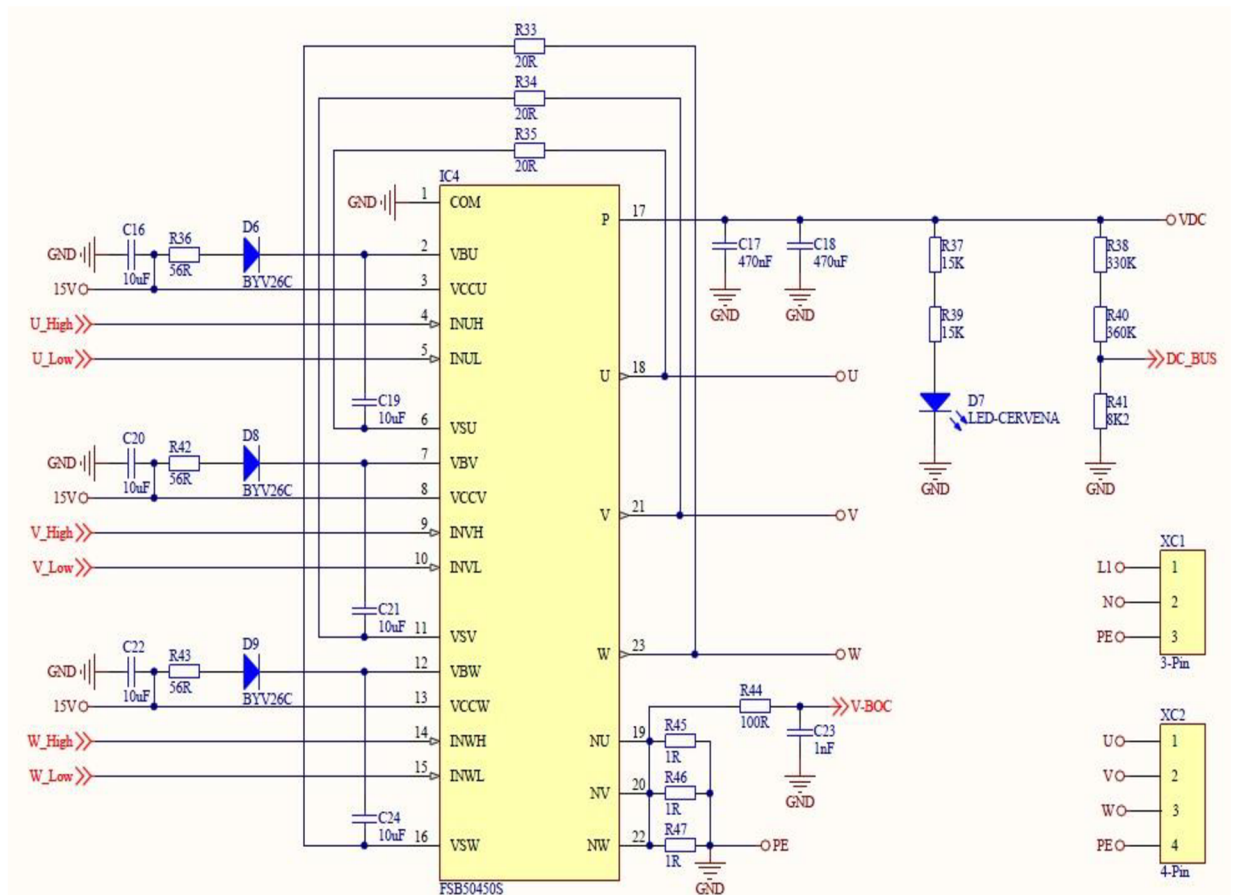
3.2.3 Nábojová pumpa, budiče horních tranzistorů

Vzhledem k malým výkonům tohoto měniče je zde využit princip buzení celé větve bez galvanického oddělení. Dolní MOSFET tranzistory ve výkonovém modulu jsou buzeny přímo, protože jejich emitory jsou připojeny pouze přes malý bočník na zem, která je společná se zemí stejnosměrného meziobvodu.

Řídicí signály pro horní budiče jsou uvnitř výkonového modulu implantovány do budiče pomocí interního vn tranzistoru. Napájecí energie pro spínání horních tranzistorů je získána z obvodu bootstrap, viz obrázek 3.7. Ten pracuje tak, že při sepnutém dolním tranzistoru je z napájecího zdroje 15 V nabíjen kondenzátor (C_{19} , C_{21} , C_{24}) přes odpor (R_{36} , R_{42} , R_{43}) a diodu (D_6 , D_8 , D_9), viz obrázek 3.8. Nesmíme opomenout hlavní nevýhodu tohoto buzení, a to je především ta, že nelze na delší dobu sepnout horní tranzistor, protože by došlo k vybití výše zmiňovaných kondenzátorů, navzdory tomu je toto řešení velice levné a výhodné.

3.2.4 Zapojení silového obvodu s FSB50450

Na obrázku 3.8 je vidět finální zapojení silového obvodu s pomocnými součástkami. Výstupy fází měniče jsou zapojeny na svorkovnici XC2. Vstupy řídicích signálů pro výkonové tranzistory jsou zapojeny do řídicího obvodu MC3PHAC přes logický obvod CD4502B, který slouží pro odpínání řídicích signálů při proudovém omezení, viz kapitola 4.3.3.



Obrázek 3.8 Schéma zapojení obvodu FSB50450

3.2.5 Dimenzování chladiče

Odpor chladiče R_{thr} určíme podle odvozeného vztahu (33), kde ϑ_j je maximální oteplení součástky, ϑ_Q je teplota okolí, R_{thjc} je tepelný odpor mezi polovodičem a pouzdrem a R_{ths} je tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem. Tepelný odpor nám udává, o kolik stupňů se zvýší teplota na jeden Watt ztrát.

$$R_{thr} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_Q}{P_Z} - R_{thjc} - R_{ths} \quad (33)$$

Výrobce udává hodnotu $R_{thjc} = 8,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Odpor R_{ths} se odvíjí podle varianty připevnění chladiče na jednoúčelový obvod, v našem případě je použita hliníková deska natřená v místě styku tepelně vodivou pastou a přitažena šrouby k desce plošných spojů. Odpor mezi pouzdrem a chladičem byl následně zvolen $R_{ths} = 0,1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Po číselném dosazení získáme:

$$R_{thr} = \frac{100 - 40}{2,198} - 8,9 - 0,1 = 18,29 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Z vypočtených výsledků vychází, že chladič pro jednoúčelový obvod by měl být pouze malých rozměrů o velikosti samotného silového obvodu. Na základě měření bylo zjištěno, že namontovaný chladič na prototypním zařízení, viz obrázek 6.4, je bezpředmětnou nutností. U zařízení dochází k vyšším ztrátám, než jsou vypočtené hodnoty. Z toho plyne, že udávané hodnoty výrobcem jsou odlišné od reálných hodnot.

4 ŘÍDICÍ ČÁST MĚNIČE (PWM), OVLÁDÁNÍ

4.1 Integrovaný obvod MC3PHAC

Jako řídicí část měniče byl použit integrovaný obvod MC3PHAC, který vyhovuje základním požadavkům pro použití ve třífázovém střídači a je cenově výhodný. Bývá ovládán pomocí počítače přes sériové rozhraní, v našem případě je vhodný samostatný operační mód s využitím jako zákaznický obvod.

4.1.1 Základní vlastnosti integrovaného obvodu MCPHAC

Bylo použito provedení MC3PHACVDW s 28 vývody v pouzdře SOIC, zapojení jednotlivých vývodů integrovaného obvodu je zobrazeno na obrázku 4.1.

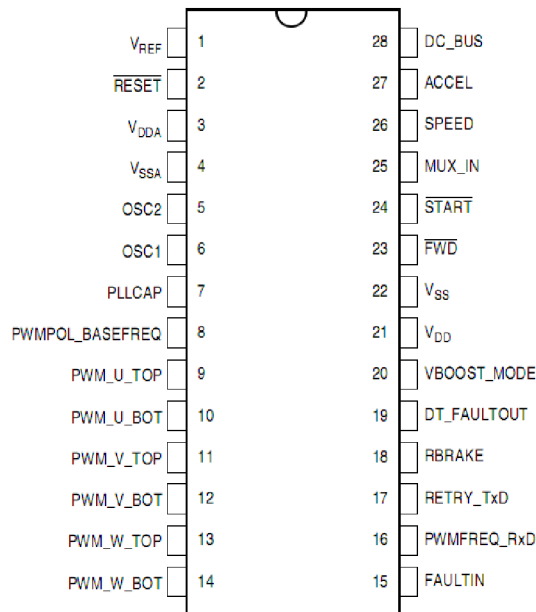
Vlastnosti MC3PHAC:

- 6 výstupních signálů – pulsně šířková modulace (PWM)
- Generace třífázového signálu
- Volitelná polarita PWM
- Nastavitelná základní frekvence (50, 60 Hz)
- Regulace rychlosti změnou velikosti a frekvence výstupního napětí
- Digitální filtrování signálu zvyšující stabilitu při nastavování rychlosti
- Podpěťová ochrana
- Chybový vstup pro zablokování PWM při poruše
- Kompenzace zvlnění napětí meziobvodu
- Oscilátor s fázovým závěsem (PLL)
- 32-bitové zpracování signálů
- Samostatný operační mód bez použití softwaru
- Možnost řízení počítačem přes sériové rozhraní (SCI)
- Čtyřkanálový A / D převodník (ADC)

Šestice generovaných řídicích signálů z MC3PHAC je modulována podle požadavků na velikost výstupního napětí a frekvence měniče. Pro větší stabilitu při nastavování rychlosti je vstup SPEED integrovaného obvodu filtrován digitálním 24 – bitovým filtrem druhého řádu. Díky 32 – bitovému rozlišení se provádí změna rychlosti s krokem 4 mHz.

Další důležitou vlastností obvodu je odpojení počátečního napětí V_{Boost} , pokud při reverzaci motoru procházejí žádané otáčky oblastí ± 1 Hz tak, aby nedošlo k proudovým rázům. Vzhledem k připojenému modulu FSB50450 využívajícího nábojové pumpy pro buzení tranzistorů, spíná MC3PHAC při startu po dobu 100 ms pouze dolní tranzistory tak, aby se během této doby nabily plovoucí kondenzátory pro buzení horních tranzistorů a nemusela být země řídicího obvodu galvanicky oddělena od emitorů řízeného tranzistoru.

Obvod dále nabízí korekci PWM při odchylce od normální hodnoty napětí meziobvodu. Tato hodnota je stanovena výrobcem na 3,5 V přivedených na vstup DC_BUS, zároveň pokud tato hodnota klesne pod hodnotu 1,75 V nebo stoupne nad 3,5 V, dojde k automatickému zablokování PWM do doby, než tento stav skončí, pak dojde k opětovnému spuštění podle nastaveného času (retry-time), což bude vysvětleno v kapitole 4.3.3. Prvotní zapnutí měniče se nepočítá jako chyba.



Obrázek 4.1 Rozmístění pinů v obvodě MC3PHACVDW; převzato z [5]

4.1.2 Nastavení základních parametrů, inicializace obvodu

MC3PHAC využívá pro inicializaci externí pasivní součástky, pomocí kterých se nastaví:

- samostatný mód,
- základní frekvence (50 Hz),
- polarita PWM
- frekvence PWM
- napětí při nulové frekvenci (off-set)
- doba mezi sepnutím horního a dolního tranzistoru (dead-time)
- doba, po kterou je blokována PWM při výskytu chyby (retry-time)

Pasivní součástky byly zvoleny na základě našich požadavků na tento obvod. Na obrázku 4.5 je vidět zapojení obvodu MC3PHAC, které vychází z doporučeného zapojení výrobcem.

Vstup FAULTIN řídicího obvodu je v tomto návrhu využit pro blokování PWM při zkratu na výstupu výkonového střídače (havarijní stav). Vstup nám nabízí odstavení generovaného signálu PWM po přivedení logické 1. Jakmile je logická 1 odstraněna a zároveň odpočítán čas, dojde k opětovnému spuštění PWM. Doba opětovného spuštění vychází z velikosti rezistoru R_{22} , který se určí podle průběhu, viz obrázek 4.4. Rezistor pro nastavení času opětovného spuštění PWM byl zvolen jako $R_{22} = 0\Omega$. Nastavený čas není ovšem okamžitý, jak by se zdálo podle průběhu, ale má prodlevu 1s, tento časový úsek je dán provozováním obvodu v zákaznickém modu.

Na vstupu PLLCAP je připojený kondenzátor C_{14} , který určuje rychlost odezvy a stabilitu vnitřního časovacího obvodu. Na vstupy OSC1 a OSC2 je připojen krystalový oscilátor $f = 4.000$ MHz. Zařízení je napájeno 5 V logikou, proto je na vstup V_{DD} přivedeno kladné (digitální) napájecí napětí 5 V, zem tohoto napájení je označena V_{SS}. Zařízení má i analogové napájení, které je odděleno tlumivkou L_1 , analogová zem má označení V_{SSA}. Obě napětí jsou blokovány a vyhlazeny kondenzátory (C_7, C_8, C_9, C_{10}).

MC3PHAC umožňuje nastavení základní frekvence buď na 50 Hz nebo 60 Hz dle typu motoru. V našem případě byla frekvence motoru zvolena 50 Hz. Stejným způsobem se nastavuje i polarita PWM, v našem případě bylo tedy zvoleno zapojení pinu PWMPOL_BASEFREQ s pinem MUX_IN, kde logická nula znamená - zapni, protože signály jsou zapojeny přes integrovaný obvod 4502B, který má obrácenou logiku NAND, proto na výstupu získáme opět logickou jedničku. Jednotlivé kombinace jsou uvedeny v tabulce 4-1. Pokud by byl obvod řízený počítačem lze nastavit polaritu PWM kdykoli a zvlášť pro horní a dolní tranzistory. Změna nastavení se projeví vždy až po resetování obvodu.

Tabulka 4-1 Nastavení PWM polarity a základní frekvence.

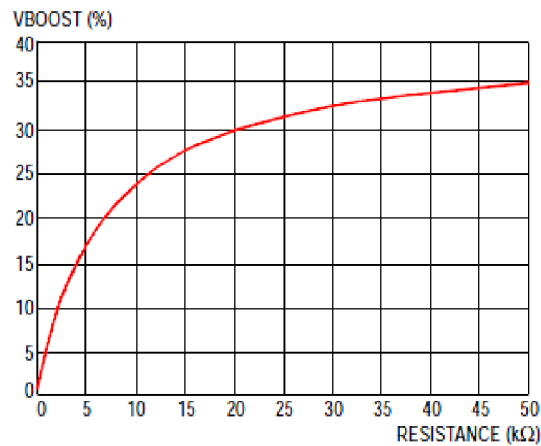
Pin připojený na PWMPOL_BASEFREQ pin	Polarita PWM	Základní frekvence
DC_BUS	Log. 1 = on	60 Hz
ACCEL	Log. 0 = on	60 Hz
SPEED	Log. 1 = on	50 Hz
MUX_IN	Log. 0 = on	50 Hz

Řídicí obvod může pracovat až se čtyřmi různými kmitočty PWM, viz tabulka 4-2, napětí je získáno děličem, v našem případě z odporů $R_{23} = 6K8$, $R_{20} = 3K3$ jako $U = 1,63$ V, tzn. frekvence PWM je kolem 10,582 KHz.

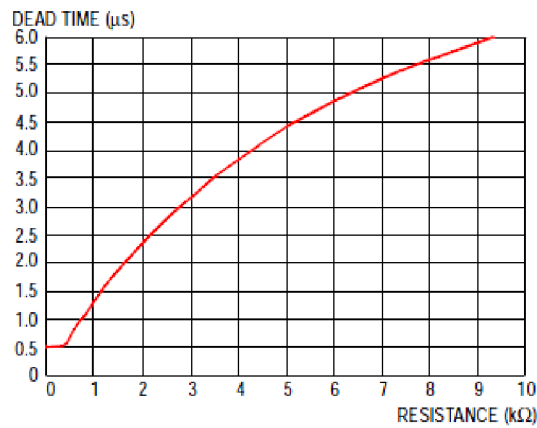
Tabulka 4-2 Závislost spínací frekvence PWM na napětí děliče R_{23} , R_{20}

Vstupní napětí	Frekvence PWM
0 to 1 V	5.291 kHz
1.5 to 2.25 V	10.582 kHz
2.75 to 3.5 V	15.873 kHz
4 to 5 V	21.164 kHz

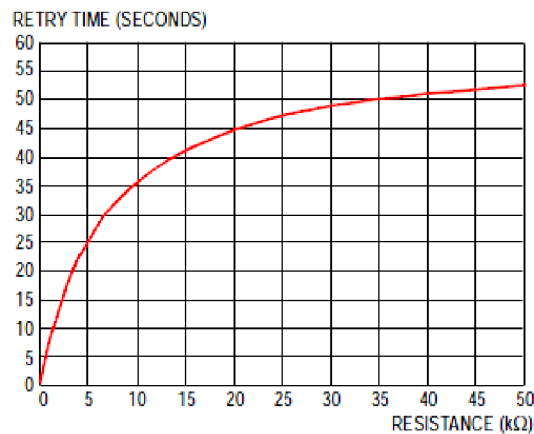
Off-set napětí při nulové frekvenci závisí na R_{17} a R_{23} , viz obrázek 4.2. Hodnoty rezistorů byly zvoleny jako $R_{17} = 2,2$ K Ω a $R_{23} = 6,8$ K Ω . Dead-time (odskok) mezi sepnutím horního a dolního tranzistoru závisí na rezistorech R_{19} a R_{23} , minimální hodnota však je 0,5 μ s, viz obrázek 4.3. V našem případě bylo zvoleno $R_{19} = 1,8$ K Ω .



Obrázek 4.2 Závislost off-set napětí na velikosti odporu R_{17} ; převzato z [5]

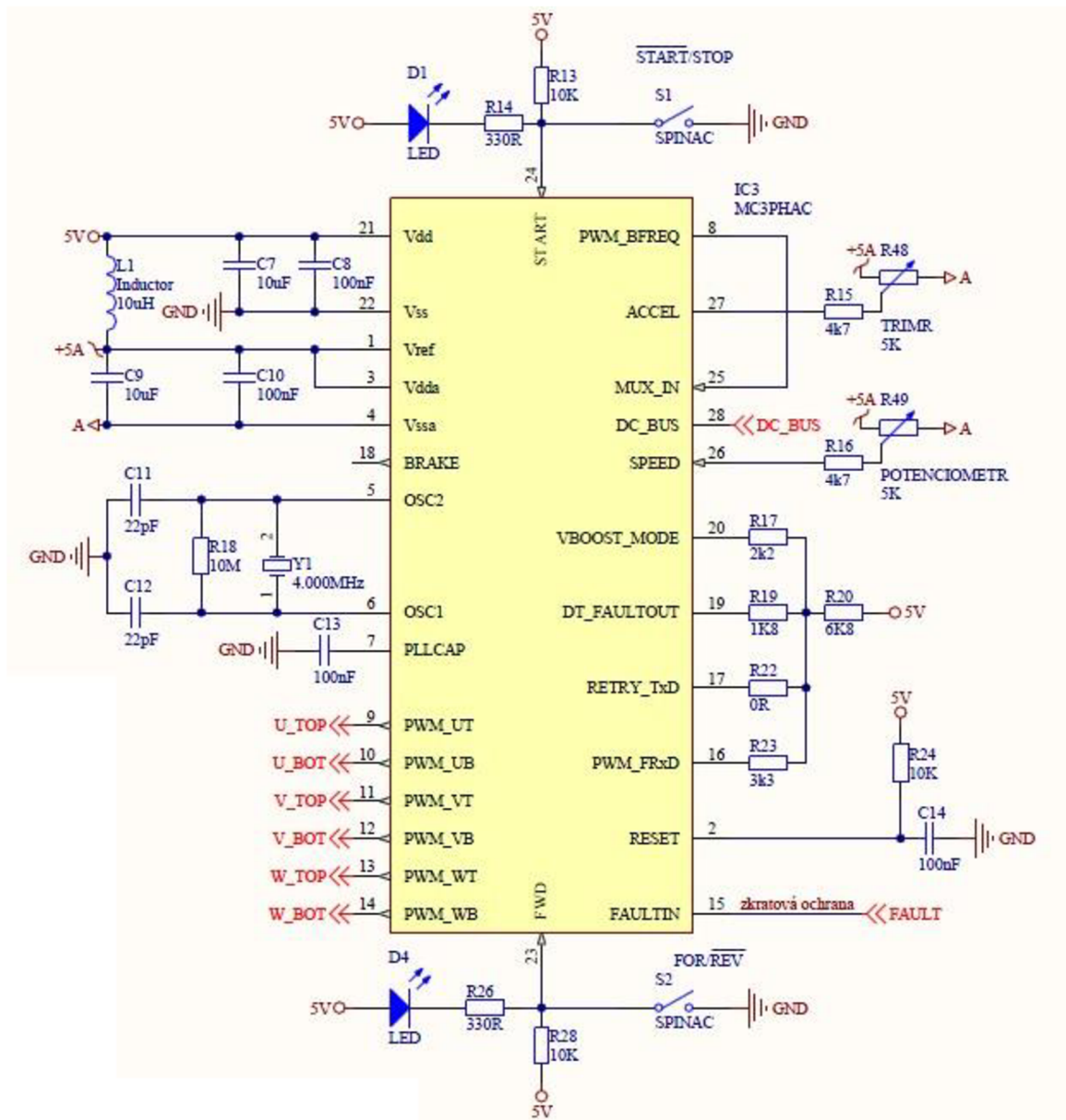


Obrázek 4.3 Dead-time v závislosti na velikosti odporu R_{19} ; převzato z [5]



Obrázek 4.4 Doba blokování PWM v závislosti na R_{22} ; převzato z [5]

4.1.3 Zapojení řídicího obvodu, ovládání



Obrázek 4.5 Schéma zapojení řídicího obvodu

Při sepnutí spínače S_1 dojde ke spuštění PWM, aby při připojení napájecího napětí nedošlo ke spuštění, musí být na vstupu START (pin 24) nejdříve log. 1 a po sepnutí spínače následně log. 0. Zapnutí obvodu je signalizováno LED diodou D_1 zelené barvy.

Pomocí spínače S_2 lze měnit směr otáčení motoru. Reverzační chod je signalizován LED diodou D_4 modré barvy, pokud není sepnut spínač S_2 , LED nesvítí a motor se otáčí na původní stranu podle připojených fází na svorkovnici XC2.

Pomocí trimru R_{48} se nastavuje zrychlení motoru v rozsahu 0,5 Hz/s až 125 Hz/s s poměrem (25,6 Hz/s) / 1 V.

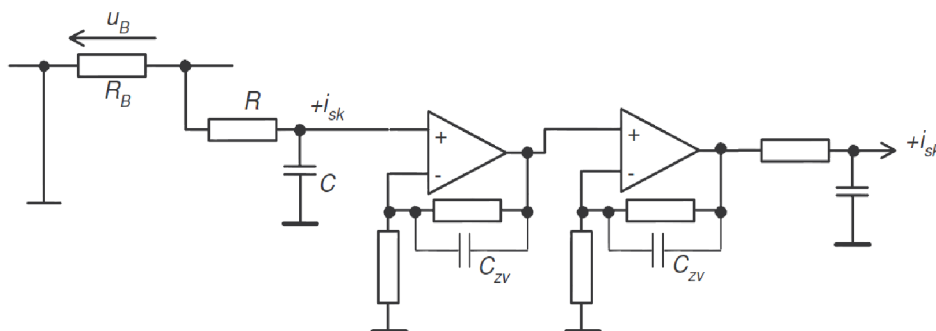
Potenciometrem R_{49} je nastavována frekvence měniče v rozsahu 1 Hz – 128 Hz s poměrem 25,6 Hz / 1 V.

4.2 Snímání proudu pomocí bočnicku

Pro správnou funkci měniče a zamezení havarijních stavů je nutno navrhnout bočník pro získání informace o výstupním proudu silového obvodu a následně zavést zpětnou vazbu do řídicího obvodu.

Bočníky se používají k měření stejnosměrných proudů. Na bočníku vzniká úbytek napětí úměrný protékajícímu proudu. V našem případě je použit u výkonového obvodu FSB50450S ke snímání výstupního proudu, viz obrázek 4.5 schéma zapojení výkonového obvodu. Požadavkem na bočníky je především to, aby snímaná hodnota napětí byla přesná a odolná vůči šumu.

Kdyby byla hodnota maximálního napětí z bočnicku malá, např. 50 mV, pak zesilovač musíme realizovat jako dvoustupňový, viz obrázek 4.6. Při této situaci se už může uplatňovat napěťový offset prvního OZ a také jeho šum. Zejména v zapojení s neinvertujícím zesilovačem je nutné zajistit malou výstupní impedanci filtru. Neinvertující zesilovač má velmi velký vstupní odpor, což představuje značnou náchylnost na kapacitní vazbu rušení. Je vhodné, aby první OZ byl úmyslně vybrán s malým offsetem – např. typ OP07 nebo OP27. Protože výstupní napětí prvního OZ je ještě relativně malé, není rychlost přeběhu kritická. Naopak druhý OZ musí mít dostatečnou rychlost přeběhu, aby nezpomaloval např. vybavení rychlé nadproudové ochrany. [6]



Obrázek 4.6 Dvoustupňový neinvertující zesilovač napětí z bočnicku [6]

V našem případě byla požadovaná hodnota napětí zvolena 250 mV, aby byla odolná vůči šumu, a také aby nemusela proběhnout realizovatelnost dvoustupňového zesilovače z důvodu malého napětí z bočnicku a také kvůli jednoduchosti celého zařízení, neboť je to jeden z hlavních požadavků tohoto měniče. V kapitole 4.3.3 proběhne kompletní návrh bočnicku.

Výstupní napětí z bočnicku je třeba vždy filtrovat alespoň jednoduchou RC dolní propustí 1. řádu, jak je vidět na obrázku 4.6. Pro účely regulace proudu je nutné, aby časová konstanta dolní propusti nepřesáhla asi 10 μ s. Pro požadovanou hodnotu časové konstanty se vždy volí raději menší odpor a větší kapacita (řádově odpor desítky až stovky Ω , kapacita jednotky až desítky nF). [6]

4.2.1 Návrh bočnicku

Zadané parametry měniče a šítkové hodnoty měniče:

Vstupní parametry měniče:

$U_{IN} = 311$ V DC - napětí vstupního napět'ového meziobvodu

Výstupní parametry měniče:

$U_{UV1ef} = 230$ V AC - je efektivní hodnota 1. harmonické sdruženého napětí
(mezi větvemi U-V)

$f = 50$ Hz - frekvence výstupního střídavého napětí měniče

$\cos\varphi = 0,7$ - hodnota účinníku motoru (zátěž měniče)

$P = 100$ W - maximální výkon měniče

Spínací kmitočet tranzistorů:

$f_s = 15$ kHz - frekvence spínání tranzistorů

Tabulka 4-3 Parametry každého tranzistoru v modulu.

Tranzistor			
U_{CEE}	$T_{vj}=25^\circ\text{C}$	500	V
I_{Cnom}	$T_C=100^\circ\text{C}$	1	A
I_C	$T_C=25^\circ\text{C}$	1,5	A
I_{CRM}	$T_C = 25^\circ\text{C}, P_W < 100 \mu\text{s}$	3	A
W_{ON}		85	μJ
W_{OFF}		11	μJ
V_{GES}		± 20	V

Tabulka 4-4 Parametry každé nulové diody v modulu.

Nulová dioda			
U_{RRM}	$T_{vj}=25^\circ\text{C}$	500	V
I_{DO}		1	A
I_{DORM}	$T_C = 25^\circ\text{C}, P_W < 100 \mu\text{s}$	3	A

Z předešlých tabulek parametrů FSB50450 byl zvolen proud $I = 0,8$ A a požadovaná hodnota napětí $U_{bmax} = 250$ mV

Pro výpočet bočnicku lze použít vztah:

$$R_b = \frac{U_{bmax}}{I} \quad (34)$$

Číselně pak:

$$R_b = \frac{0,250}{0,8} = 312,5 \text{ m}\Omega$$

Proud stejnosměrného obvodu určíme pomocí vztahu (35), kde P_{motoru} je štičková hodnota motoru (maximální výkon motoru), U_{IN} napětí vstupního napět'ového meziobvodu:

$$I_{DClink} = \frac{P_{motoru}}{U_{IN}} \quad (35)$$

Číselně pak:

$$I_{DClink} = \frac{100}{311} = 0,321 \text{ A}$$

Ztráty na bočniku můžeme přibližně určit podle vztahu:

$$\Delta P_b = I_{DClink} R_b \quad (36)$$

Číselně pak:

$$\Delta P_b = 0,321 \cdot 312,5 \cdot 10^{-3} = 100,3 \text{ mW}$$

Je zřejmé, že vypočtená hodnota bočniku se nenachází v dekádě vyráběných odporů, proto se bude jednat o paralelní kombinaci odporů. SMD odpor můžeme bezpečně zatížit 50mW, proto je i vhodná paralelní kombinace odporů. Konkrétní řešení situace je paralelní kombinace tří 1Ω SMD odporů (R_{45} , R_{46} , R_{47}), viz obrázek 3.8.

4.3 Komparátor ve funkci proudového omezení

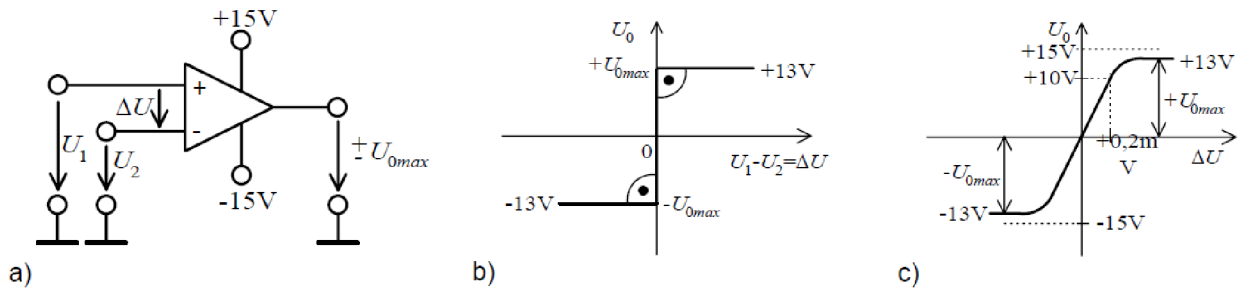
Komparátor je zařízení, které má dva analogové vstupy a jeden digitální jednobitový výstup. Funkcí komparátoru je v každém časovém okamžiku porovnávat okamžité hodnoty dvou analogových signálů na vstupech a zjistit, který ze signálů je v daném okamžiku větší. Na digitálním výstupu se nám pak zobrazuje porovnání vstupních signálů v podobě logické nuly nebo jedničky. [7]

Komparátor je realizován vždy pomocí operačního zesilovače, pracujícího v režimu bez záporné zpětné vazby, tudíž má velké zesílení. Výstup proto pracuje ve spínacím dvoupolohovém režimu: podle situace na vstupech se překlápí do horní nebo dolní saturace.

V našem případě je jeden ze vstupních signálů referenční, to znamená, že komparátor budeme využívat k měřicím účelům.

4.3.1 Základní zapojení komparátoru

Obvodové řešení je jednoduché, kolem OZ nejsou zapojené žádné další pasivní součástky, obvodové řešení je vidět na obrázku 4.7. U komparátoru hovoříme o převodní charakteristice, čímž se rozumí závislost stejnosměrného výstupního napětí U_o na výstupním rozdílovém napětí $\Delta U = U_1 - U_2$. V okolí počátku je strmost charakteristiky určena vnitřním zesílením $K_o = U_o / \Delta U$. Za předpokladu, že je zesílení OZ nekonečně velké, má ideální charakteristiku v okolí nuly nekonečnou strmost a tudíž má pravoúhlý tvar podle obrázku b, ovšem strmost skutečné charakteristiky je konečná. [7]



Obrázek 4.7 Základní zapojení komparátoru. a) Obvodové řešení. b) Ideální převodní charakteristika. c) Skutečná převodní charakteristika; převzato z [7]

Vlastnosti ideálního komparátoru

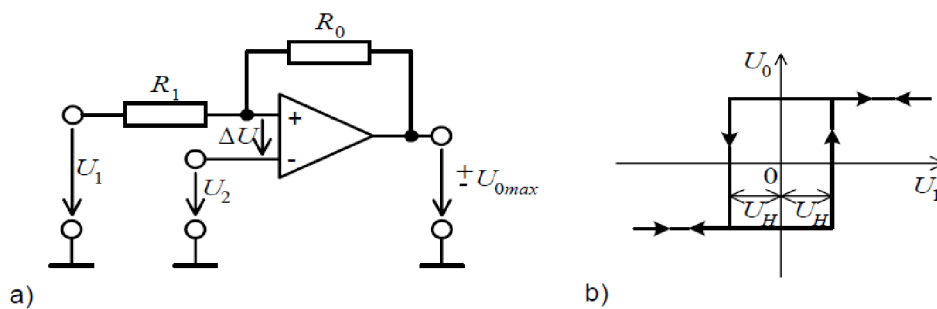
- Nekonečné zesílení, tedy nekonečná strmost převodní charakteristiky
- Nulové dopravní zpoždění mezi vstupy a výstupem

Nevýhody základního zapojení

- Některé OZ nesou příliš velké vstupní rozdílové napětí ΔU (např. max. ± 5 V)
- Jsou-li obě komparovaná napětí U_1 , U_2 tak velká, že se blíží k jedné z napájecích hladin, začíná se bortit pracovní bod vstupního diferenčního zesilovače

4.3.2 Zapojení komparátoru s hysterezí

Komparátor s hysterezí realizujeme pomocí zavedení kladné zpětné vazby na neinvertující vstup komparátoru, viz obrázek 4.8. Následkem kladné vazby vzniká na převodní charakteristice hysterezní smyčka, která má dobrý vliv na šumovou imunitu komparátoru v těsném bodu překlpení. Šumová imunita je rovna šířce $2U_H$ hysterezní smyčky. Komparátor se překlápí v okamžiku, kdy $\Delta U = 0$. [7]



Obrázek 4.8 a) Základní zapojení komparátoru s hysterezí b) Přebodní charakteristika s hysterezní smyčkou; převzato z [7]

Hystereze je vlastnost komparátoru, kde se vstupní prahová hodnota mění jako funkce vstupní nebo výstupní úrovně. Pokud vstup překračuje hodnotu prahového napětí, výstup se mění a vstupní hodnota prahového napětí je následovně redukována, čili vstupní hodnota napětí se vrací zpět na předešlý stav s tou podmínkou, že výstup reaguje na jinou hodnotu prahového napětí.

4.3.3 Návrh komparátoru ve funkci proudového omezení

Požadavky na komparační úrovně

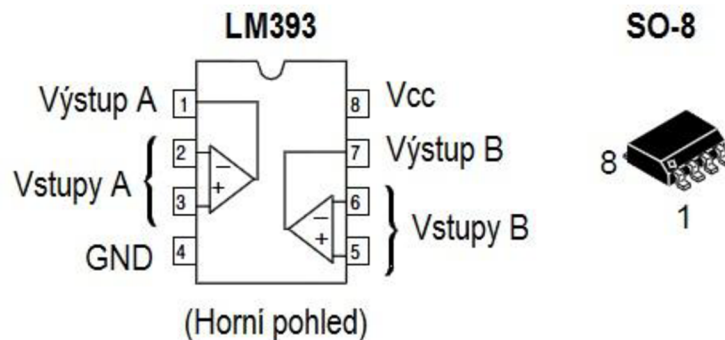
Zařízení bude realizováno pomocí obvodu LM393, který v pouzdře obsahuje dva nezávislé napěťové komparátory, a proto je vhodnou volbou v průmyslové elektrotechnice i pro naši aplikaci, kde potřebujeme dvě komparační úrovně. Generovaný signál z MC3HAC bude během proudového omezení odpínán pomocí logického hradla CD4502B, viz obrázek 4.11.

První komparační úroveň bude navržena pro proudové omezení na hodnotu 0,8 A, což odpovídá úbytku 250 mV snímaného napětí z bočníku. Výstup prvního komparátoru IC2A je zapojen do ovládacího vstupu INH obvodu CD4502B, který výrobce konstruuje jako logické hradlo NAND a v našem případě blokuje spínání signálu PWM pro výkonový modul. Proudové omezení je signalizováno červenou LED diodou D₃.

Druhá komparační úroveň bude navržena pomocí komparátoru IC2B, viz obrázek 4.11. Obvodové zapojení komparátoru IC2B je bez hystereze a jedná se tedy o rychlou zkratovou ochranu navrženou na proud 1 A, což odpovídá úbytku 313 mV na bočníku. Výstup komparátoru IC2B je zapojen přes tyristor zapojený pomocí tranzistorů Q₂ a Q₃ na vstup FAULTIN řídicího obvodu MC3PHAC, který odstaví generování signálu PWM do doby, než se změní logická úroveň z komparátoru IC2B a následně bude stisknuto tlačítko S₃ pro přepnutí tyristoru zpět do logické nuly, pak bude odpočítán čas pro opětovné sepnutí generovaného signálu PWM. Led dioda D₇ žluté barvy nám signalizuje poruchový stav.

Parametry operační zesilovače LM393:

- Duální komparátor, viz obrázek 4.9
- Široký rozsah napájení od ± 1 V do ± 18 V
- Nízká spotřeba 0,4 mA
- Nízké komparační napětí, maximálně 5 mV



Obrázek 4.9 Zapojení pinů LM393 a ukázka pouzdra SO-8; upraveno z [8]

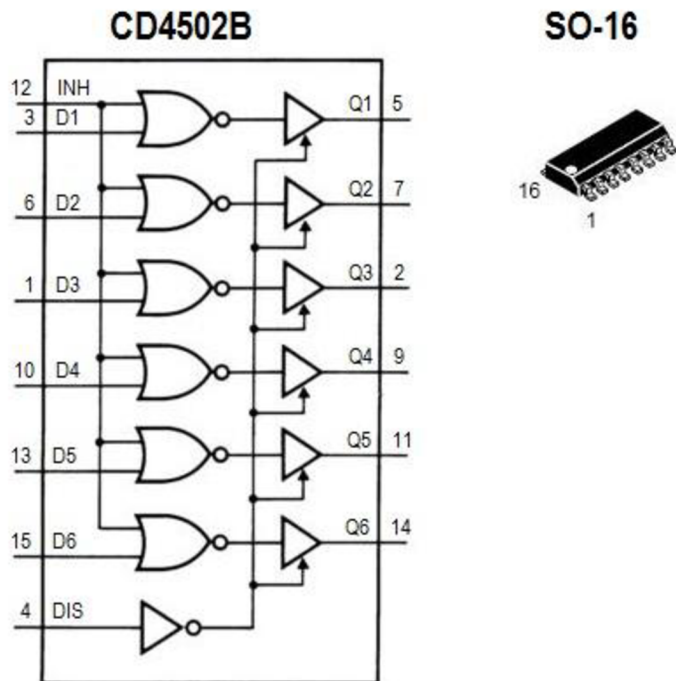
Parametry logického hradla CD4502B (NAND):

- 6 x dvouvstupové hradlo NAND, viz obrázek 4.10
- Logické napájecí úrovně: 5 V, 10 V, 15 V

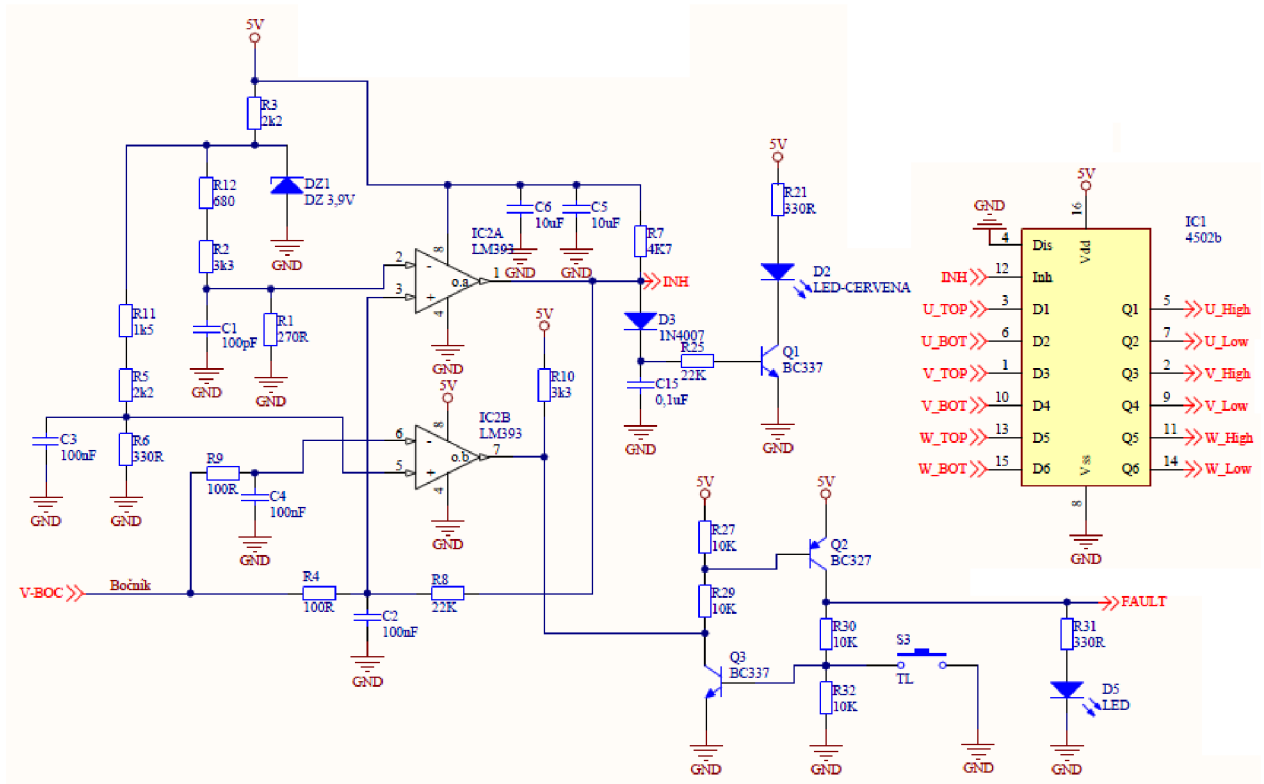
Tabulka 4-5 Pravdivostní tabulka logického hradla CD4502B

DIS	INH	Dn	Qn	Poznámka
0	0	0	1	Z - stav vysoké impedance
0	0	1	0	X - jakýkoliv stav
0	1	X	0	1 - logická 1
1	X	X	Z	0 - logická 0

V našem případě bude logické hradlo CD4502B využíváno s 5 V logikou. Z prvních tří řádků tabulky 4-5 je patrná funkce obvodu v našem zařízení, vstup INH bude tedy využit pro odepnutí generovaného signálu z MC3PHAC do FSB50450, neboť přepíná výstup do logické 0 (blokování PWM). Vstup DIS bude napevno připojen na zem, aby nedošlo na výstupu ke stavu vysoké impedance.



Obrázek 4.10 Zapojení pinů CD4502B a ukázka pouzdra SO-16 ; upraveno z [9]



Obrázek 4.11 Schéma zapojení proudové regulace

Výpočet komparační úrovně 1 na bočníku

Jedná se o komparátor IC2A a logické hradlo IC1, viz obrázek 4.11. Nejprve určíme šířku hysterezní smyčky neboli velikost napětí U_H jako 10% napětí z bočníku, které vychází z požadované hodnoty 250 mV jako:

$$\Delta U_H = 0,1 \cdot 0,25 = 25 \text{ mV} \quad (37)$$

Odpor R_4 a kondenzátor C_2 plní funkci filtru a byly zvoleny jako $R_4 = 100 \text{ } \Omega$ a $C_2 = 100 \text{ nF}$. Nejprve vyjádříme odpor R_8 ze vztahu pro odporový dělič:

$$\Delta U_H = \frac{R_4}{R_4 + R_8} U_{CC} \quad (38)$$

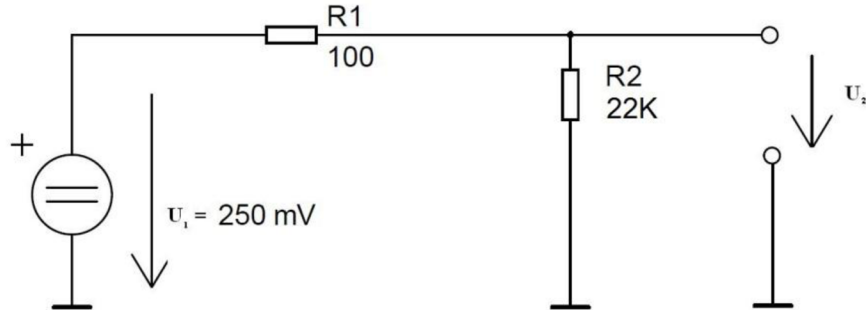
$$\Delta U_H R_8 + \Delta U_H R_4 = U_{CC} R_4$$

$$R_8 = \frac{(U_{CC} - \Delta U_H) R_4}{\Delta U_H}$$

Číselně pak:

$$R_8 = \frac{(U_{CC} - \Delta U_H) R_4}{\Delta U_H} = \frac{(5 - 0,025) 100}{0,025} = 19,9 \text{ k}\Omega$$

Z odporové řady byl vybrán odpor o velikosti $R_8 = 22 \text{ k}\Omega$. Pro lepší pochopení výpočtu bylo sestaveno schéma:



Obrázek 4.12 Schéma pro výpočet napětí $U_2 = U_{kp}$

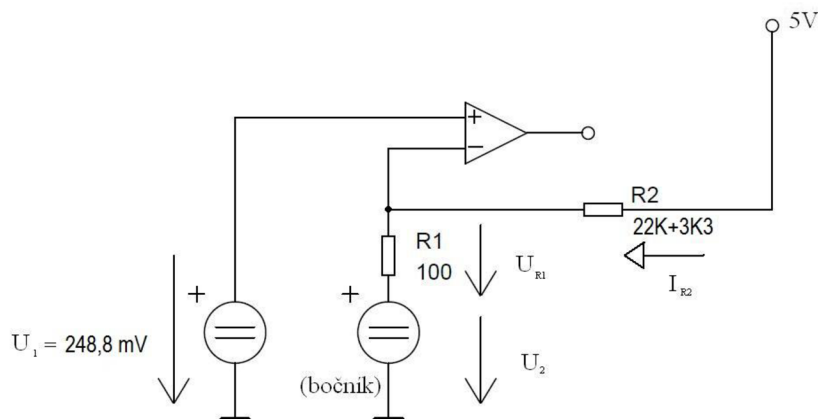
Potřebujeme zjistit hodnotu napětí $U_2 = U_{kp}$, když bude hodnota napětí $U_1 = 250 \text{ mV}$, opět vyjdeme ze vztahu odporového děliče:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1 \quad (39)$$

Po číselném dosazení, kde $R_2 = R_8$ a $R_1 = R_4$, dostaneme:

$$U_2 = \frac{22 \cdot 10^3}{100 + 22 \cdot 10^3} 250 \cdot 10^{-3} = 248,8 \text{ mV}$$

Odpor R_7 byl zvolen jako $R_7 = 3\text{k}3$, v našem výpočtu je odpor zahrnut v odporu R_2 . Pro lepší pochopení situace bylo sestaveno schéma:



Obrázek 4.13 Schéma pro návrh komparátoru IC2A



Nejprve vypočteme proud I_{R2} podle Ohmova zákona jako:

$$I_{R2} = \frac{U_{CC} - \Delta U_H}{R_2} \quad (40)$$

Číselně pak:

$$I_{R2} = \frac{5 - 0,25}{25,3 \cdot 10^3} = 0,187 \text{ mA}$$

Úbytek na odporu $R_1 = R_8$ bude:

$$U_{R1} = R_1 I_{R2} \quad (41)$$

Číselně potom:

$$U_{R1} = 100 \cdot 0,187 \cdot 10^{-3} = 18,7 \text{ mV}$$

Následně komparační úroveň bude:

$$U_2 = 248,8 - 18,7 = 230,1 \text{ mV}$$

Nyní musíme spočítat odporový dělič z 3,9 V na hodnotu 248,6 mV, jako referenční hodnotu pro komparátor IC2A, aby komparátor správně pracoval. Vyjdeme ze vztahu odporového děliče pro naše zapojení, jak je vidět na obrázku 4.11:

$$U_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{CC} \quad (42)$$

Vyjádříme si ze vztahu (42) odpor R_2 . Odpor R_1 jsme zvolili jako $R_1 = 270 \Omega$, vyplývá ze situace.

$$U_2 R_1 + U_2 R_2 = U_{CC} R_1$$

$$R_2 = \frac{(U_{CC} - U_2) R_1}{U_2}$$

Číselně pak:

$$R_2 = \frac{(3,9 - 0,2486) \cdot 270}{0,2486} = 3,96 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 6,45 \text{ k}\Omega$$

Odpor R_2 byl sestaven pomocí sériové kombinace SMD odporů $R_2 = 3\text{k}3$ a $R_{12} = 680 \Omega$.

Výpočet komparační úrovně 2 na bočníku:

Pro nadproud, jak je vidět na obrázku 4.11, byl navrhnout ještě komparátor IC2B, kde byl opět zapojen filtr R_9 a C_4 , hodnoty součástek jsou stejné jako R_4 a C_2 , odpor R_{10} byl zvolen z odporové řady jako $R_{10} = 3k3$, výstup komparátoru vede na vstup do řídicího obvodu na pin FAULTIN přes tyristor sestavený z tranzistorů Q_2 a Q_3 . Komparátor IC2B je navrhnout na 313 mV, což odpovídá proudu 1 A do zátěže. Tato hodnota je odvozena z návrhu napětí na bočníku.

Nyní musíme napočítat odporový dělič pro komparátor IC2B, kde odpor R_6 jsme zvolili jako $R_6 = 330 \Omega$. Pak odpor R_5 vypočteme ze známého vztahu pro odporový dělič jako:

$$U_2 = \frac{R_6}{R_5 + R_6} U_{CC} \quad (43)$$

Z rovnice (43) si vyjádříme odpor R_5 :

$$R_5 = \frac{(U_{CC} - U_2)R_6}{U_2}$$

Po číselném dosazení získáme:

$$R_5 = \frac{(3,9 - 0,313) \cdot 330}{0,313} = 3,781 \text{ k}\Omega$$

Odpor R_5 byl sestaven pomocí SMD odporu $R_5 = 2k2$ a $R_{11} = 1k5$ (sériová kombinace).

5 NAPÁJECÍ ČÁST MĚNIČE

Pro napájení elektroniky měniče bude navrhnout spínaný zdroj. Vzhledem k tomu, že silový obvod FSB50450 musí být napájen 15 V, bude zařízení navrženo na tuto hladinu napětí a dále už jen pomocí obvodu 7805 stabilizováno na 5 V pro napájení obvodů: MC3PHAC, 4502 a LM393.

5.1 Spínaný zdroj

5.1.1 Porovnání spínaných zdrojů s lineárními zdroji

V dnešní době se více používají spínané zdroje než klasické lineární zdroje se síťovým transformátorem, navzdory tomu pro určité aplikace, kde je zapotřebí bezšumný zdroj, jsou výhodnější neustále lineární zdroje.

Hlavní výhodou spínaných zdrojů je především vysoká účinnost dosažená na vyšších frekvencích (cca $f = 100$ kHz až 1 MHz), tedy až osmkrát vyšší účinnost než u zapojení s lineárními zdroji se síťovými transformátory, které pracují na síťové frekvenci ($f = 50$ Hz). Další výhodou je malá velikost oproti lineárním zdrojům. Taktéž nesmíme opomenout možnost vyššího výstupního napětí oproti vstupnímu. Proto spínané zdroje našly své uplatnění například ve zdrojích pro notebooky, počítače, svářečky, ale i v nabíječkách pro mobilní telefony a mnoho dalších. Proto pro napájení měniče bude taktéž využito spínaného zdroje. V tabulce 5-1 lze vidět porovnání spínaného zdroje s lineárním zdrojem na potřebný výkon pro napájení integrovaných a logických obvodů v této práci.

Tabulka 5-1 Porovnání lineárního a spínaného zdroje o výkonu 10 W

Parametr	Jednotka	Lineární zdroj 10 W	Spínaný zdroj 10 W
účinnost	%	40 - 50	>80
výkon x váha		vyšší váha transformátoru	poloviční váha transformátoru
rozměry	mm	50 x 50 x 35	poloviční rozměry
šum na výstupu	mv	50	200
cena realizace		prudce stoupá s výkonem	mírně stoupá s výkonem
náročnost realizace		jednoduché	složitě

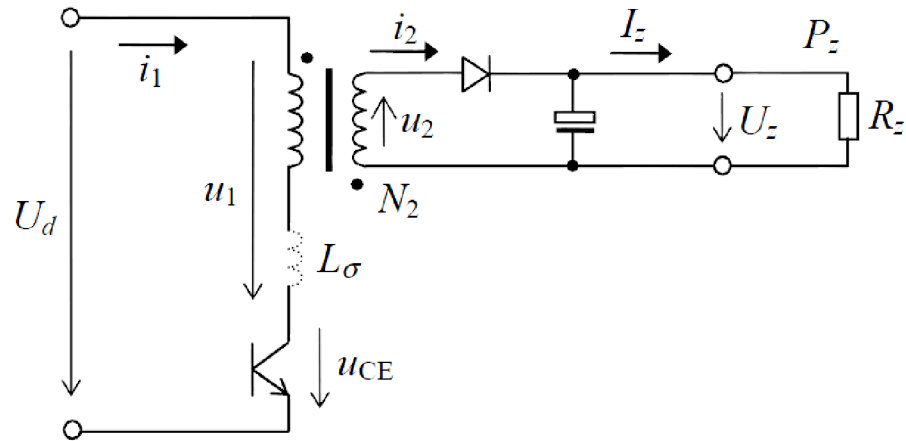
Požadavky na spínaný zdroj

- Zdroj by měl být schopen poskytnout dostatečný výkon
- Co nejvyšší účinnost zdroje
- Nízká hmotnost a celková kompaktnost
- Co nejjednodušší konstrukce a tím i minimalizování možného výskytu poruch
- Nízká cena

Pro návrh spínaného zdroje byl vybrán jednočinný blokující měnič, který je vhodný pro spínané zdroje nízkého výkonu. Jeho konstrukce je cenově výhodná a jednoduchá, což jsou požadavky kladené na toto zařízení.

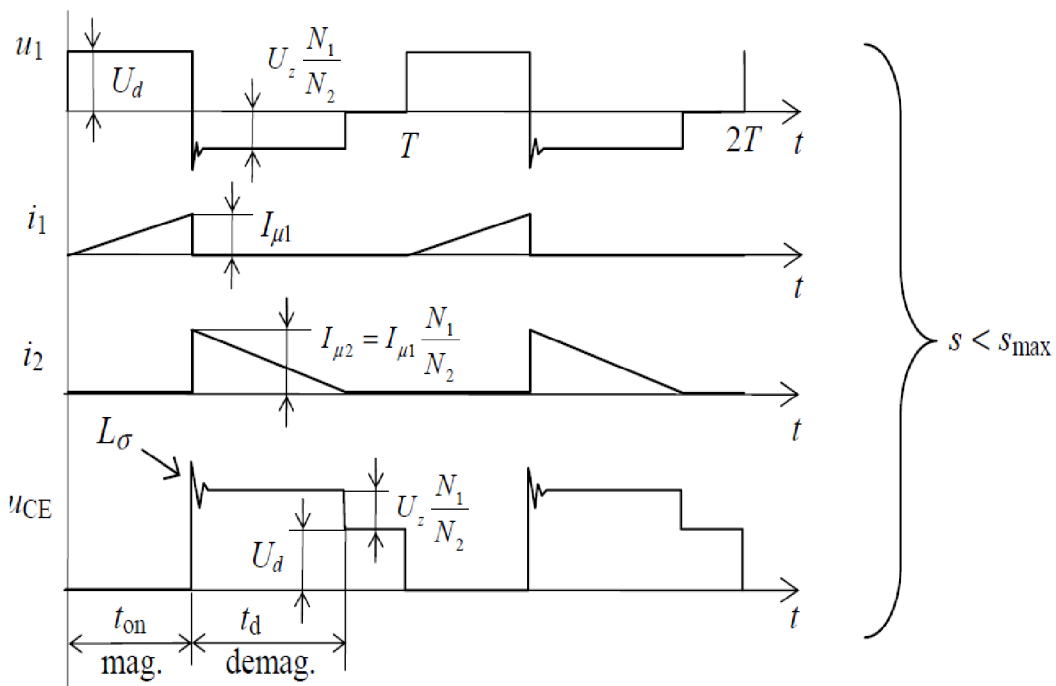
5.1.2 Jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem

Primární část jednočinného blokujícího měniče je přímo připojená na usměrněné síťové napětí, vyhlazené kondenzátorem. Jelikož je pracovní kmitočet blokujícího měniče podstatně vyšší než kmitočet napětí sítě, chápeme tento kondenzátor po většinu času jako zdroj napětí pro tento měnič. Základní zapojení je vidět na obrázku 5.1, usměrňovač a kondenzátor zde nejsou zobrazeny.



Obrázek 5.1 Základní zapojení jednočinného blokujícího měniče; převzato z [10]

Indukčnost L_σ není obvodový prvek, ale představuje parazitní rozptylovou indukčnost transformátoru, která způsobuje napěťový překmit na tranzistoru v okamžiku vypínání. Jak je vidět na obrázku 5.2, překmit roste s velikostí proudu, tudíž s velikostí přenášeného výkonu.

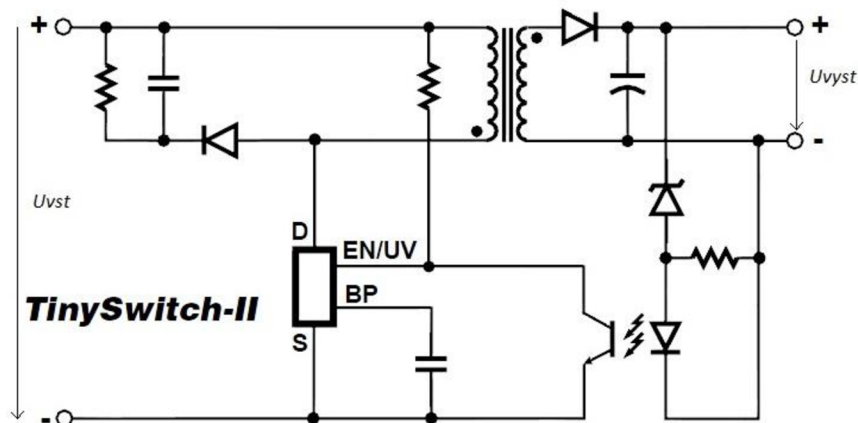


Obrázek 5.2 Časové průběhy všech důležitých veličin v blokujícím měniči; převzato z [10]

Pracovní cyklus měniče lze rozdělit do několika částí. V první části (doba t_{on}) sepne tranzistor, připojí primární vinutí transformátoru L1 ke vstupnímu kondenzátoru a probíhá magnetizace transformátoru proudem i_1 , která roste lineárně s časem, jelikož je integrálem z konstantního napětí $+U_d$. Dioda sekundárního usměrňovače je v té době zavřena a zátěž je napájena pouze z nabitého kondenzátoru na výstupu. V době t_d je tranzistor už vypnut a probíhá demagnetizace transformátoru pomocí sekundárního vinutí. Dioda je v této době pochopitelně otevřena a kondenzátor je napájen demagnetizačním trojúhelníkovým proudem i_2 , který podobně jako u proudu magnetizačního je integrálem, ovšem $-U_d$, proto s časem lineárně klesá. Sekundární vinutí je v tento okamžik připojeno přes diodu na konstantní napětí kondenzátoru U_z a demagnetováno. Energie ze vstupu na výstup je přenášena v době vypnutí tranzistoru. [10]

5.1.3 Spínaný zdroj s obvodem TinySwitch

Obvody TinySwitch začala vyrábět firma Power Integrations, Inc. již v roce 1998 a aplikovala zde první varianty EcoSmart technologie. Obvod TinySwitch je monolitický čip, který má implementovaný vysokonapěťový MOSFET tranzistor jako spínač s analogovými a číslicovými řídicími obvody pro regulaci a ochranu obvodu. Obvody TinySwitch pracují na vysoké frekvenci $f = 132$ kHz, proto ve spojení s impulzním transformátorem jsou velice malé a v kompaktním provedení spínaných zdrojů menších výkonů, řádově v jednotkách W. Mezi jejich výhody při použití ve spínaných zdrojích patří především nízká spotřeba při nulovém zatížení < 50 mW (EcoSmart), o 40 - 60% menší hmotnost a rozměry oproti lineárním zdrojům. Navíc eliminace slyšitelného hluku, proudové omezení a tepelné vypnutí.



Obrázek 5.3 Typické zapojení spínaného zdroje s TinySwitch; převzato z [11]

Díky integraci mnoha obvodů přímo do čipu TinySwitch nám zařízení umožňuje jednodušší provedení spínaného zdroje s použitím jen základních externích součástek. Na rozdíl od konvenčních PWM regulátorů používá TinySwitch jednoduché ON/OFF ovládání k regulaci výstupního napětí, jedná se tedy o hybridní provedení. Pro regulaci nepotřebuje pomocné vinutí u transformátoru, což opět snižuje náklady na výrobu.

Zařízení se skládá z těchto důležitých částí: oscilátoru, tepelné ochrany, proudového omezení, 5,8 V regulátoru, podpěťové ochrany, auto restartu, eliminace šumu vyšších harmonických. Integrovaný obvod se výrobcem dodává v pouzdru DIP-8B nebo v SMD provedení v pouzdru SMD-8B, ovšem se sedmi vývody.

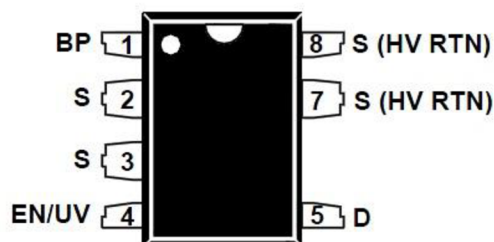
5.2 Návrh spínaného zdroje

5.2.1 Stanovení parametrů napájecího zdroje a výběr řídicího obvodu

V našem případě požadujeme, aby zdroj byl dimenzován na $P = 10 \text{ W}$, výstupní napětí bylo 15 a 5 V a byl schopný dodat maximální proud $I = 0,5 \text{ A}$, který byl zvolený s dostatečnou rezervou i pro možnost připojení externího ventilátoru pro chlazení měniče. Pro námi stanovené požadavky vychází nejvýhodněji z pohledu ceny a praktické realizace blokující měnič se spínacím a ovládacím prvkem TNY267. Zařízení je konstrukčně velice jednoduché, malých rozměrů a proto vhodnou náhradou za lineární zdroj se síťovým transformátorem.

Popis jednotlivých pinů TNY267:

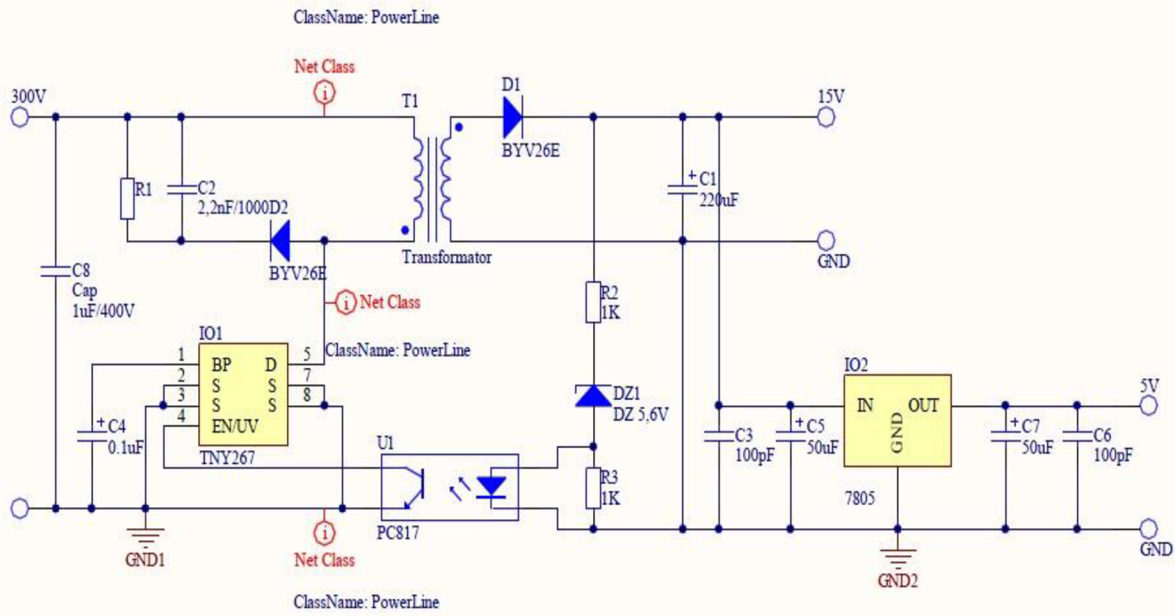
- Pin DRAIN (D) - kolektor tranzistoru MOSFET a odebírá se z něj i vnitřní proud pro zpětnovazební obvody přes vnitřní spínaný vysokonapěťový zdroj.
- Pin BYPASS (bp) – používá se pro zapojení externího kondenzátoru pro interně generované 5,8 V napájení.
- Pin ENABLE/UNDER-VOLTAGE (EN/UV) - dvojí funkce, v běžném režimu se přivádí na tento pin řídicí signál z optočlenu pro ovládání vnitřního MOSFET tranzistoru, pokud by byl proud větší než $I = 240 \mu\text{A}$, spínání se ukončí. Další funkce tohoto pinu je snímání podpětí díky externímu odporu připojenému na napájení primárního vinutí transformátoru, pokud tento odpor není připojen, zařízení samo detekuje absenci odporu ($i \sim 2 \mu\text{A}$) a zakáže tuto funkci.
- Pin SOURCE (S) - výstup emitoru vnitřního tranzistoru MOSFET, zemí primárního obvodu i zpětnovazebního napětí a referenčním bodem celého zapojení.



Obrázek 5.4 Rozmístění pinů v obvodě TNY267 v pouzdře SMD-8B; převzato z [11]

5.2.2 Návrh zapojení s obvodem TNY267

Pro zapojení s obvodem TNY267 nebylo vybráno výrobcem navržené zapojení, ale optimalizované zapojení pro tuto problematiku. Na obrázku 3.5 je vidět zapojení spínaného zdroje na 15 V pro napájení výkonového modulu a zapojení stabilizátoru 7805 na 5 V pro napájení řídicích modulů. Na vstupu je použita klasická paralelní kombinace odporu a kondenzátoru, která funguje jako špičkový detektor. Zpětná vazba je zajištěna pomocí optočlenu PC817, práh je zvolen pomocí Zenerovy diody.



Obrázek 5.5 Schéma blokujícího měniče s obvodem TNY267

5.2.3 Výpočet impulsního transformátoru

Pro vyšší frekvence je nutné použít jádro jiného provedení než složené z transformátorových plechů z důvodu vířivých ztrát. Vhodnou volbou pro spínaný zdroj je feritové jádro. Tyto materiály mají permeabilitu v řádu tisíců a umožňují sycení do hodnoty cca 0,3 - 0,4 T. Pracují na frekvenci desítek až stovek kilohertzů a mají podstatně vyšší elektrický odpor oproti železným jádrům, která naopak mají zase třikrát vyšší hodnotu indukce. Po materiálu jádra použitém ve spínaném transformátoru požadujeme, aby měl úzkou hysterezní smyčku, protože její plocha vynásobená pracovní frekvencí nám udává samotnou velikost ztrát jádra.

Pro výpočet transformátoru potřebujeme znát napětí na výstupu U_z , potřebný výkon P_{ZMAX} a v našem případě napětí na meziobvodu U_d . Dále musíme zvolit napětí na tranzistoru $U_{CMAX} \approx 2 U_d$, frekvenci f a magnetickou indukci B_{max} . Činitel plnění transformátoru $k_{p,cu}$ byl stanoven podle prakticky dosažitelných hodnot, neboť se skládá ze součinu činitele tvaru vodiče, činitele izolace vodiče a činitele přídavného (technologického). Proudová hustota ve vodiči byla odhadnuta na $\sigma = 3A/mm^2$. V tabulce 5-2 jsou vypsány požadované i zvolené hodnoty potřebné pro návrh transformátoru.

Tabulka 5-2 Požadované a zvolené hodnoty pro výpočet

	Hodnota	Jednotka
U_z	15	V
P_{ZMAX}	10	W
U_d	300	V
U_{CMAX}	500	V
f	132	kHz
B_{max}	300	mT
$k_{p,cu}$	0,4	/
σ	3	A/mm ²

V samotném výpočtu nejprve určíme maximální střihu s_{max} podle známého vztahu jako:

$$s_{max} = 1 - \frac{U_d}{U_{CEmax}} \quad (44)$$

Po dosazení získáme:

$$s_{max} = 1 - \frac{300}{500} = 0,4$$

Pro výpočet indukčnosti primárního vinutí L_1 vyjdeme ze vztahu:

$$L_1 = \frac{U_d^2 s_{max}^2}{2fP_{zmax}} \quad (45)$$

Po dosazení získáme:

$$L_1 = \frac{300^2 \cdot 0,4^2}{2 \cdot (132 \cdot 10^3) \cdot 10} = 5,45 \text{ mH}$$

Maximální velikost primárního magnetizačního proudu $I_{\mu 1max}$ určíme podle vztahu:

$$I_{\mu 1max} = \frac{2P_{zmax}}{U_d s_{max}} \quad (46)$$

Kde po dosazení získáme:

$$I_{\mu 1max} = \frac{2 \cdot 10}{300 \cdot 0,4} = 0,166 \text{ A}$$

Efektivní hodnotu primárního magnetizačního proudu (trojúhelníkového tvaru) získáme jako:

$$I_{\mu 1ef} = I_{\mu 1max} \sqrt{\frac{s_{max}}{3}} \quad (47)$$

Po dosazení získáme:

$$I_{\mu 1ef} = 0,166 \sqrt{\frac{0,4}{3}} = 0,060 \text{ A}$$

Elektromagnetickou velikost jádra $S_o S_j$ vypočítáme podle vztahu (48), kde činitel plnění jsme zvolili jako $k_{p,cu} = 0,3$ a proudovou hustotu $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$.

$$S_o S_j = 2 \sqrt{\frac{s_{max}}{3}} \frac{L_1 I_{\mu 1max}^2}{k_{p,cu} B_{max} \sigma} \quad (48)$$

Po dosazení získáme:

$$S_o S_j = 2 \sqrt{\frac{0,4}{3}} \frac{(5,45 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,166^2}{0,3 \cdot 0,2 \cdot (3 \cdot 10^{-6})} = 609,31 \text{ mm}^4$$

Nyní musíme upravit výpočet pouze na průřez sloupku feritového jádra, neboť v katalogu výrobce není elektromagnetická velikost jádra uvedena, nýbrž jen rozměry jádra. Proto vycházíme z přibližné rovnosti $S_o \equiv S_j$ a tudíž můžeme psát, že odhadovaný průřez sloupku feritového jádra bude:

$$S_j \cong \sqrt{2 \sqrt{\frac{S_{max}}{3} \frac{L_1 I_{\mu 1max}^2}{k_{p,cu} B_{max} \sigma}}} \quad (49)$$

Po dosazení získáme:

$$S_j \cong \sqrt{2 \sqrt{\frac{0,4 (5,45 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,166^2}{3 \cdot 0,3 \cdot 0,2 \cdot (3 \cdot 10^{-6})}}} = 24,68 \text{ mm}^2$$

Podle výpočtu bylo zvoleno jádro EF20 od firmy EPCOS, které má průřez sloupku feritového jádra $S_j = 31,9 \text{ mm}^2$, střední délku siločáry v jádře $l_{Fe} = 46,3 \text{ mm}$ a použitý materiál je tedy N87. Tyto hodnoty jsou zjištěné z katalogu výrobce.

Počet primárních závitů určíme podle vztahu:

$$N_1 = \frac{L_1 I_{\mu 1max}}{B_{max} S_j} \quad (50)$$

Po dosazení získáme:

$$N_1 = \frac{(5,45 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,166}{0,2 \cdot (31,9 \cdot 10^{-6})} = 142 \text{ z}$$

Potřebný počet sekundárních závitů plyne z rovnice (51), přičemž musíme zohlednit úbytek na diodě BYV26V, čili přidáme 1,3 V:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_z}{U_{CEmax} - U_d} \quad (51)$$

Po dosazení získáme:

$$N_2 = 142 \cdot \frac{16,3}{500 - 300} = 12 \text{ z}$$

Velikost vzduchové mezery l_v určíme podle vztahu:

$$l_v = \frac{L_1 I_{\mu 1max}^2 \mu_0}{B_{max}^2 S_j} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \quad (52)$$

Kde délka vzduchové mezery byla zjištěna z katalogu výrobce jádra na $l_{Fe} = 46,3 \text{ mm}$ a relativní permeabilitu jsme odhadli pro takto malé jádro na $\mu_{rFe} \equiv 1000$.



Po dosazení můžeme psát:

$$l_v = \frac{(5,45 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,166^2 \cdot (1,256 \cdot 10^{-6})}{0,2^2 \cdot (31,9 \cdot 10^{-6})} - \frac{46,3 \cdot 10^{-3}}{1000} = 0,101 \text{ mm}$$

Každé z obou vinutí zabere přesně jednu polovinu okna, proto pro průřez primárního vodiče můžeme psát:

$$S_{cu1} = \frac{k_{p,cu} S_0}{2N_1} \quad (53)$$

Kde po dosazení získáme:

$$S_{cu1} = \frac{0,3 \cdot 36}{2 \cdot 142} = 0,038 \text{ mm}^2$$

Podobně pro výpočet průřezu primárního vodiče můžeme psát:

$$S_{cu1} = \frac{k_{p,cu} S_0}{2N_2} \quad (54)$$

Po dosazení:

$$S_{cu1} = \frac{0,3 \cdot 36}{2 \cdot 12} = 0,45 \text{ mm}^2$$

Všechny důležité vypočtené hodnoty jsou vypsány v tabulce 5-3. Z vypočtených hodnot vyplývá, že zvolená velikost jádra je vyhovující.

Tabulka 5-3 Přehled vypočtených hodnot spínaného transformátoru

	Hodnota	Jednotka
S_{\max}	0,4	/
L_1	5,45	mH
$I_{\mu 1 \max}$	0,166	A
$S_0 S_j$	609,31	mm ⁴
$S_{j, \text{vypočtené}}$	24,68	mm ²
$S_{j, \text{zvolené}}$	31,9	mm ²
N_1	142	z
N_2	12	z
l_{1v}	0,1	mm
S_{cu1}	0,038	mm ²
S_{cu2}	0,45	mm ²

Pro výpočet průměru vodiče vyjdeme ze známého vztahu pro obsah kruhu:

$$S = \frac{\pi d^2}{4} \quad (55)$$

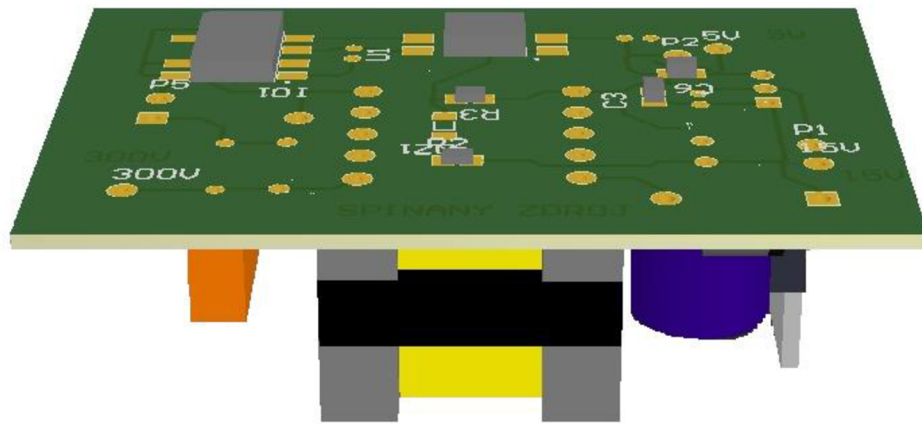
Potom tedy pro průměr d platí:

$$d_{cu1} = \sqrt{\frac{4S_{cu1}}{\pi}} \quad (56)$$

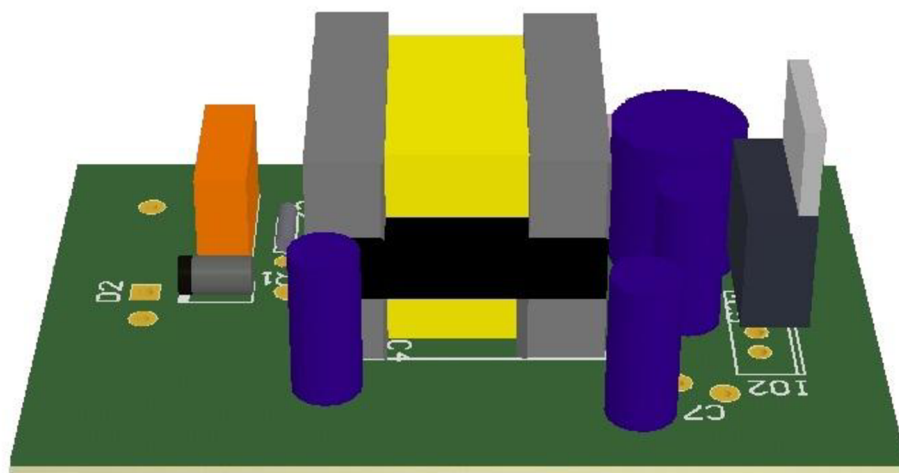
Po dosazení získáme hodnoty $d_{cu1} = 0,756$ mm a $d_{cu2} = 0,219$ mm. Pro primární vinutí byl použit vodič o průměru $\varnothing_{cu1} = 0,2$ mm, protože nám dobře vychází do okna kostry. Naopak pro sekundární vinutí byl použit vodič o průřezu $\varnothing_{cu2} = 0,7$ mm.

5.2.4 Pokusný návrh blokujícího měniče

Deska plošných spojů (dále už jen DPS) blokujícího měniče byla navržena za pomoci softwaru Altium Designer Release 10 podle sestaveného schématu, viz obrázek 5.5. Vizualizaci DPS najdeme zobrazenou na obrázku 5.6 ze strany spojů a návrh se součástkami na obrázku 5.7, rozměry jsou 40 x 60 mm.



Obrázek 5.6 3D vizualizace spínaného zdroje (Top Layer)



Obrázek 5.7 3D vizualizace spínaného zdroje (Bottom Layer)

5.3 Finální verze napájecí části měniče

Navržený blokující měnič s impulsním transformátorem jako spínaný zdroj napětí pro napájení výkonové části nebyl použit, ale byl nahrazen kompaktním modulem MYRRA 47155, díky svým malým rozměrům 31,7 x 26,7 x 21,8 mm (d x š x v) a především nízké pořizovací ceně.

5.3.1 Specifikace MYRRA 47155

Zařízení je určeno pro instalaci na desku plošných spojů. Nabízí široký rozsah napájecího napětí, má velmi nízkou spotřebu elektrické energie v pohotovostním režimu a mnohem lepší energetickou účinnost, typicky 70%, než standardní lineární zdroje 40%.

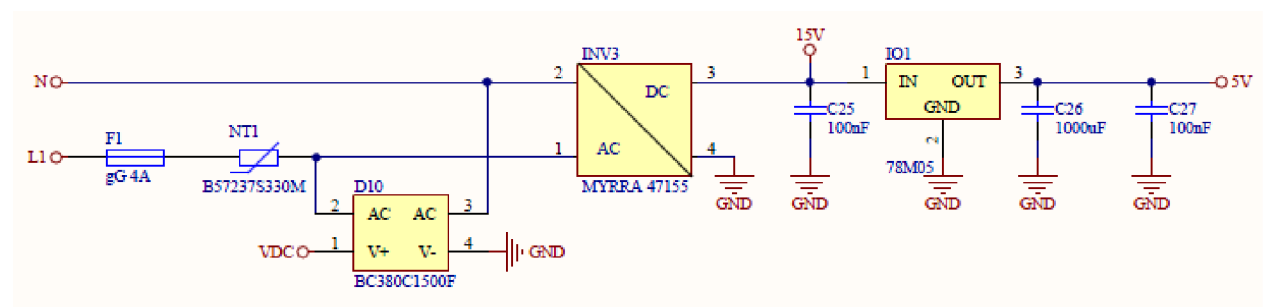
Zařízení obsahuje integrovanou tavnou pojistku na vstupu. Při zkratu na výstupu nedojde ke zničení obvodu, po odstranění poruchového stavu dojde k automatickému restartování a opětovnému spuštění zařízení. Pokud vnitřní teplota zařízení překročí přípustnou hodnotu, dojde k vypnutí zařízení a po splnění tepelných podmínek k opětovnému spuštění.

Tabulka 5-4 Parametry MYRRA 47155

	Označení	Hodnota	Jednotka	Poznámka
Napájecí napětí	$U_{IN/AC}$	85 - 265	V	střídavá síť
	$U_{IN/DC}$	85 - 370	V	stejnoseměrná síť
Vstupní frekvence	f_{IN}	47- 440	Hz	
Výstupní napětí	U_{OUT}	15	V	
Výstupní proud	I_{OUT}	320	mA	
Učinnost	η	76	%	
Přesnost výstupního napětí	Δu	± 2	%	při plném zatížení
Příkon naprázdno	P	< 200	mW	
Výstupní výkon	P_{OUT}	5	W	
Provozní teplota okolí	$\Delta\theta$	-25 až 50	°C	

5.3.2 Obvodové uspořádání napájecí části měniče

Na obrázku 5.8 je znázorněno obvodové uspořádání napájecí části měniče. Měnič je chráněn tavnou pojistkou na vstupu, dále je zde zapojen termistor pro omezení proudových rázů při zapnutí měniče. Pomocí spínaného zdroje MYRRA 47155 je vytvářeno napětí 15 V pro napájení výkonového obvodu FSB50450S. Napětí 5 V je získáno pomocí stabilizátoru 7805 a vyfiltrováno kondenzátory.

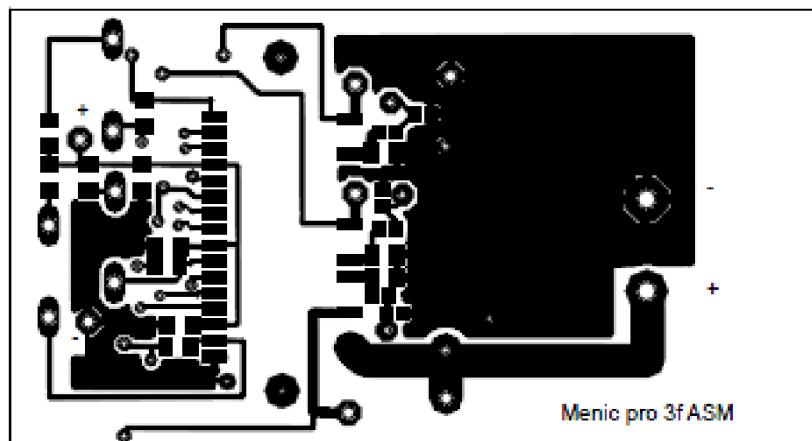


Obrázek 5.8 Napájecí část měniče

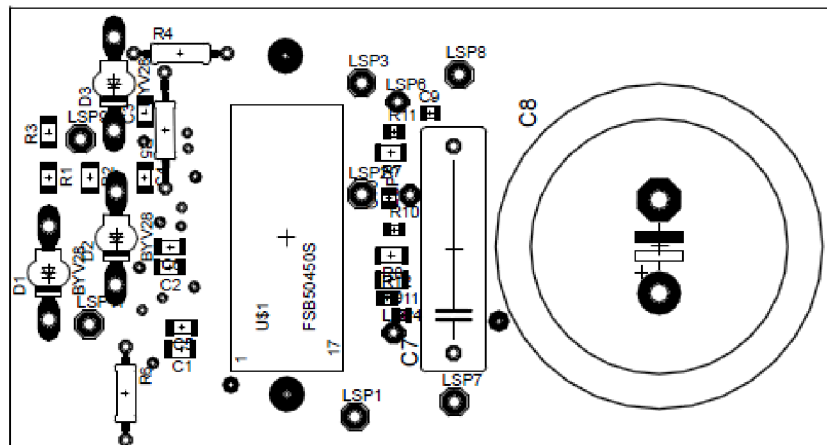
6 REALIZACE PROTOTYPNÍHO MĚNIČE, FINÁLNÍ NÁVRH

6.1 Desky plošných spojů

DPS výkonové části měniče byla navržena v rámci bakalářské práce za pomoci softwaru EAGLE-5.10.0 podle katalogového zapojení. Najdeme ji zobrazenou na obrázku 6.1 a návrh s osazením součástek na obrázku 6.2, její rozměry jsou 90 x 50 mm. DPS byla vyleptána a osazena součástkami, výkonový modul byl opatřen provizorním chladičem.

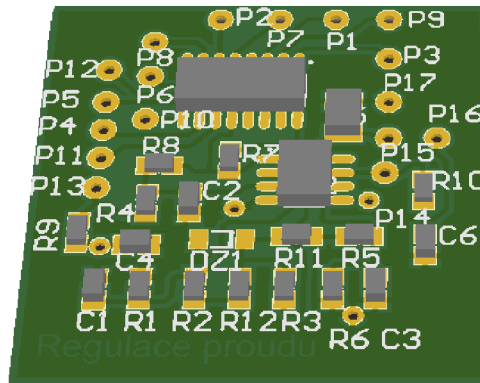


Obrázek 6.1 DPS ze strany spojů výkonové části; převzato z [12]

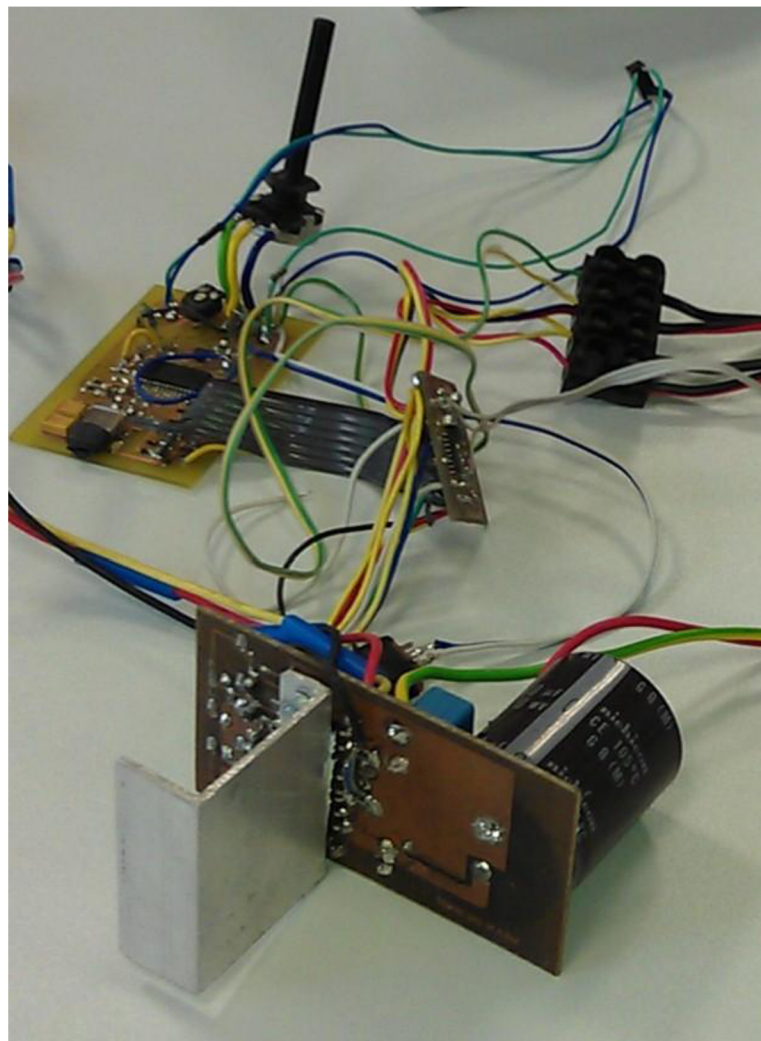


Obrázek 6.2 Umístění součástek na DPS výkonové části; převzato z [12]

Zařízení bylo doplněno o navržené bočníky pro odměřování proudu do zátěže podle kapitoly 4.2. Byly navrženy dvě komparační úrovně, jedna pro proudové omezení na zvolenou hodnotu 0,8 A a druhá rychlá nadproudová 1 A. DPS proudové regulace byla navržena v programu Altium Designer Release 10, viz obrázek 6.3. Zařízení bylo prakticky zrealizováno a odzkoušeno. Naměřené hodnoty odpovídaly teoreticky vypočteným hodnotám z návrhu komparátoru ve funkci proudového omezení podle kapitoly 4.3.



Obrázek 6.3 3D vizualizace proudové regulace (Top Layer)

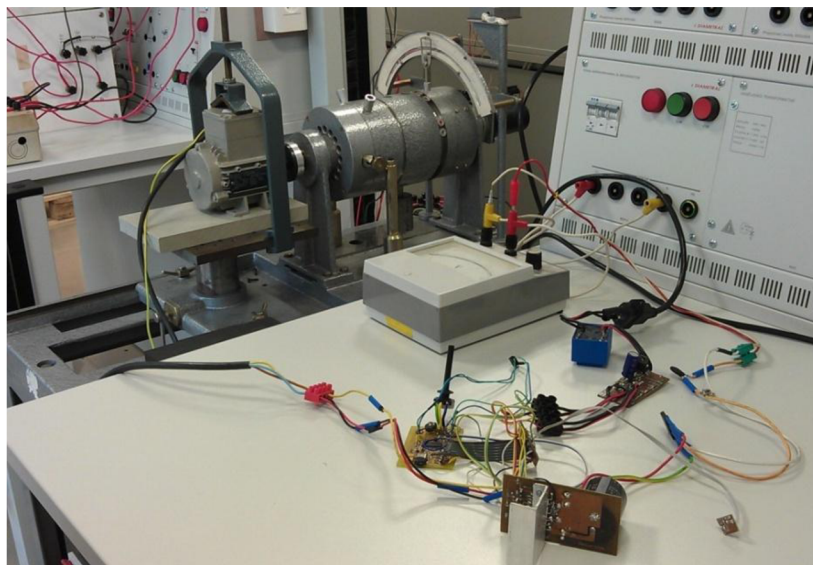


Obrázek 6.4 Zapojení prototypního měniče

6.2 Měření na pracovišti

Zařízení bylo připojeno přes autotransfornátor, který je součástí laboratorního stolu. Na autotransfornátoru se postupně zvyšovala hodnota napětí až na požadovanou hodnotu, aby nedošlo k proudové špičce během prvního uvedení do provozu. Zařízení je samozřejmě proti prvotnímu proudovému rázu chráněno taktéž pomocí termistoru, se kterým bylo počítáno již při návrhu.

Byly proměřeny hodnoty napětí na nábojové pumpě, pro ověření správnosti spínání tranzistorů. Naměřená hodnota 15 V odpovídala našemu teoretickému předpokladu. Proudové omezení bylo odzkoušeno při zatížení motoru tachodynamem, viz obrázek 6.5. Naměřené hodnoty taktéž odpovídaly teoretickému předpokladu. Na osciloskopu byly pro kontrolu zobrazeny důležité průběhy.



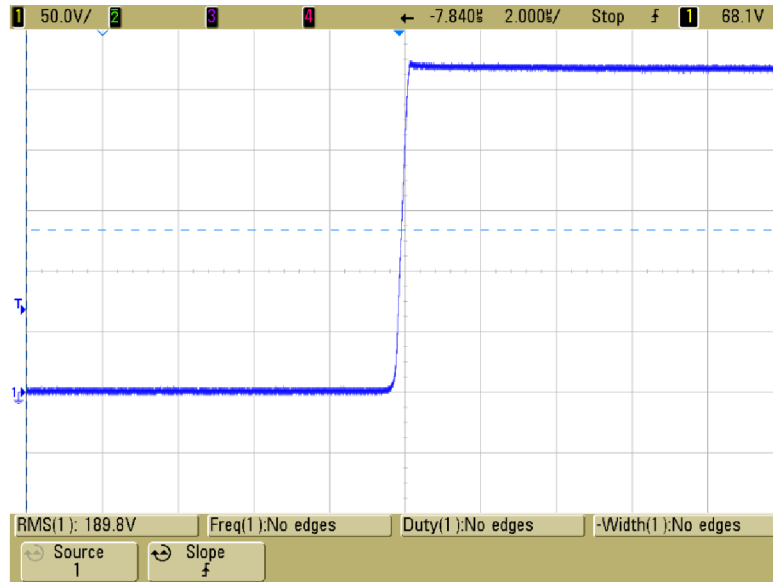
Obrázek 6.5 Pracoviště při testování měniče

Zařízení bylo odzkoušeno na 3-fázovém asynchronním motoru MEZ-7AA56M04K, který je vhodný pro naši aplikaci. Detail výrobního štítku je na obrázku 6.5.



Obrázek 6.6 Výrobní štítek měřeného motoru

Pro ověření funkčnosti byly zobrazeny přepínací děje. Jak je vidět na obrázcích 6.7 a 6.8, časová osa má měřítko $2 \mu\text{s}/\text{dílek}$, tudíž můžeme říci, že přepínací děje jsou v pořádku a vyhovují našemu předpokladu.

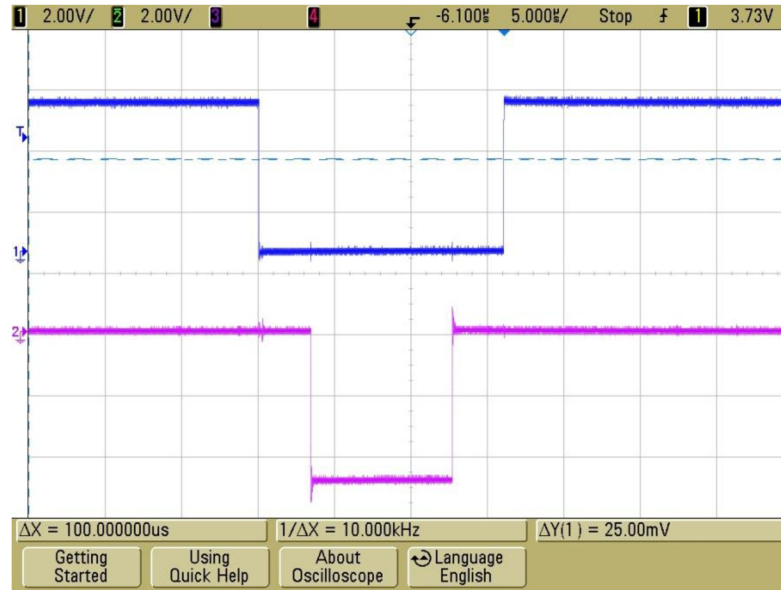


Obrázek 6.7 Detail přepínacího děje – nástupná hrana

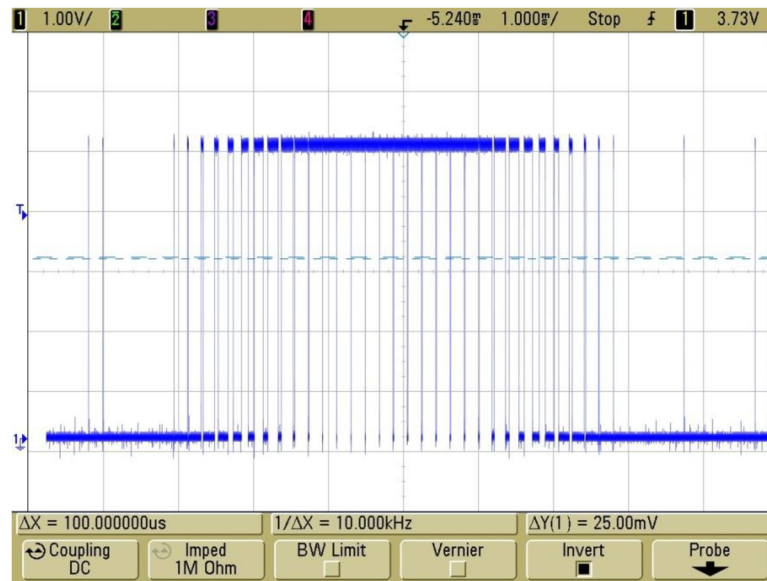


Obrázek 6.8 Detail přepínacího děje – sestupná hrana

U řídicího obvodu bylo prověřeno spínání pro horní a dolní tranzistor. Jak je vidět na obrázku 6.9, zařízení funguje správně. Doba DEAD-TIME odpovídá katalogovým hodnotám integrovaného obvodu MC3PHAC. Na obrázku 6.10 je vidět detail sinusové pulzní modulace.



Obrázek 6.9 Detail Dead-Time



Obrázek 6.10 Detail sinusové pulzní modulace napětí

6.3 Finální návrh měniče

Na základě odzkoušeného zařízení byla navržena finální DPS měniče včetně silové části, proudové regulace a řídicí části. Zařízení bylo doplněno o informační prvky vypovídající o stavu měniče (LED diody). Rozměry měniče jsou 100 x 100 mm, jedná se tedy o velice kompaktní provedení. Na obrázku 6.11 je zobrazen měnič ze strany spojů a na obrázku 6.12 ze strany součástek. Na 3D vizualizaci není zobrazen chladič, ale na DPS jsou nachystány otvory pro připevnění chladiče šrouby o velikosti M3. Chladič bude připevněn ze strany spojů na výkonový modul FSB50450.

7 ZÁVĚR

Tato diplomová práce pojednává o návrhu a možnostech řešení třífázového frekvenčního měniče malého výkonu pro asynchronní motor. Vzhledem k tomu, že na zařízení byly kladeny požadavky na malé kompaktní provedení o nízké ceně, je měnič koncipován pomocí jednoúčelových obvodů, díky kterým je celé zařízení konstrukčně jednoduché a má přehledné obvodové schéma. Navržené zařízení je bez galvanického oddělení řídicí a výkonové části, což nám opět zlevní výrobu.

V prvotním návrhu měniče byly dimenzovány spínací prvky silové části (výkonové tranzistory, nulové diody) a následně vypočteny ztráty. Podle vypočtených hodnot bylo navrženo řešení využívající jednoúčelových obvodů. Silová část je navržena s obvodem FSB50450 a řídicí část s obvodem MC3PHAC. U zařízení proběhl dále návrh vstupního usměrňovače, sběracího kondenzátoru, i proudové regulace.

Naším požadavkem pro správnou funkci proudového omezení bylo nejen navrhnout komparátor pomocí obvodu LM393, ale i sehnat na trhu logický obvod, který vypne 6 vstupů za využití jednoho signálu a zároveň bude v jednom pouzdře. Logické hradlo CD4502B typu NAND vyhovělo našim požadavkům za předpokladu, že se obrátí logika z řídicího obvodu. Logické hradlo bylo aplikováno z důvodu rychlosti opětovného sepnutí generovaných signálů, protože řídicí obvod MC3PHAC není schopen pomocí vstupu FAULTIN rychle ukončit chybový stav (povolit generování signálu). Nejkratší časový úsek opětovného spuštění generovaného signálu po ukončení chyby na vstupu FAULTIN byl změřen na 1,25 s. Proto tento vstup nebyl záměrně využit pro proudové omezení, ale pro rychlou nadproudovou ochranu, neboť odepne signál sice okamžitě, což se nám hodí, ale k opětovnému spuštění generovaného signálu dojde až po přivedení logické 0 (odepnutí tyristoru).

Dále v práci proběhl kompletní návrh spínaného zdroje pro napájení elektroniky měniče. Jedná se o blokující měnič, který je konstrukčně jednoduchý a cenově výhodný pro tuto aplikaci. Jako spínací prvek a zároveň řídicí člen byl zvolen obvod TNY267. Navržené zapojení bylo optimalizováno pro danou problematiku, tzn. měnič byl navržen na 15 V a dále už jen pomocí obvodu 7805 stabilizován na 5 V. Vzhledem k tomu, že se v návrhu počítalo i s možností většího zatížení (externí ventilátor), byl měnič dimenzován na 10 W. Navržené řešení nebylo nakonec použito, ačkoli již stačilo spínaný zdroj zrealizovat. Pro napájení elektroniky byl navržen nový zdroj, sestavený z kompaktního zdroje MYRRA47155 (na výstupu 15 V) a stabilizátoru 7805 (na výstupu 5 V). Ke změně napájecího zdroje elektroniky došlo z důvodu malých kompaktních rozměrů zdroje MYRRA a nízkých pořizovacích nákladů.

Finální měnič byl navržen pomocí programu Altium Designer Release 10 a lze předpokládat, že zařízení bude úspěšně realizováno a bude mít komerční úspěch pro určité aplikace.



LITERATURA

- [1] KOCMAN, S. *Asynchronní stroje*. Ostrava: VŠB-TU, Katedra obecné elektrotechniky, 2002, 27s. [online] [cit. 2013-02-11] Dostupný z [www](http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/Bakalarske_FS/prednasky/sylab_Asynchronni%20stroje_bc%20FS.pdf): URL: http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/Bakalarske_FS/prednasky/sylab_Asynchronni%20stroje_bc%20FS.pdf
- [2] KOVÁŘ, P. *Řízení asynchronního motoru pomocí frekvenčního měniče*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Brno 2010. 64s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Radek Štohl, Ph.D.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: usměrňovače, střídavé měniče napětí* [online]. Brno, 2010 [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: www.vutbr.cz. Skriptum. VUT BRNO.
- [4] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *FSB50450S* [online]. 2006 [cit. 2013-05-28]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/59143.pdf>
- [5] FREESCALE SEMICONDUCTOR. *MC3PHAC* [online]. 2005 [cit. 2013-05-28]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1624841.pdf>
- [6] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. *Řídicí členy v elektrických pohonech* [online]. BRNO, červen 2009 [cit. 2012-03-27]. Dostupné z: www.vutbr.cz. El. skriptum. FEKT VUT BRNO.
- [7] PATOČKA, Miroslav a Pavel VOREL. *Řídicí elektronika: aktivní obvody 2. díl*. Brno, 2004. Dostupné z: www.vutbr.cz. El. Skriptum. FEKT VUT BRNO.
- [8] ON SEMICONDUCTOR. *LM393* [online]. 2012 [cit. 2013-05-28]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LM393-D.PDF
- [9] CMOS STROBED HEX INVERTER/BUFFER. *CD4502B* [online]. 2003 [cit. 2013-05-28]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4502b.pdf>
- [10] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [11] POWER INTEGRATIONS, INC. *TNY263-268* [online]. 2003 [cit. 2012-12-01]. Dostupné z: <http://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/373/TNY267-pdf.php>
- [12] PAVLÍK, O. *Měnič pro malý 3f asynchronní motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 37 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

PŘÍLOHY

Příloha 1: Schéma řídicí části

