



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## POHON GARÁŽOVÝCH VRAT S ASYNCHRONNÍM MOTOREM.

GARAGE DOOR DRIVE WITH INDUCTION MACHINE

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Tomáš Lažek

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ivo Pazdera, Ph.D.

BRNO 2019



# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Tomáš Lažek

**ID:** 173687

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2018/19

**NÁZEV TÉMATU:**

## **Pohon garážových vrat s asynchronním motorem.**

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Navrhněte silové a řídicí obvody měniče pohonu garážových vrat.
2. Ověřte správnou funkci silové i řídicí části měniče.
3. Zpracujte přehledný popis realizovaného pohonu.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

[1] Klíma B., Střídavé pohony, 2014

[2] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. odborné knihy. odborné knihy. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003- 6.

[3] Veltman A., Pulle D., Doncker R.W, Fundamentals of Electrical Drives, 2007

[4] Pyrhonen J., Hrabovcova V., Semeken R., Electrical Machine Drives Control, Wiley, 2016

**Termín zadání:** 4.2.2019

**Termín odevzdání:** 22.5.2019

**Vedoucí práce:** Ing. Ivo Pazdera, Ph.D.

**Konzultant:**

**doc. 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 zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Diplomová práce pojednává o návrhu elektrického pohonu pro bočně posuvná garážová vrata. Cíl práce je návrhem frekvenčního měniče pro asynchronní motor s převodovkou. V první části je řešen napáječ měniče v podobě jednofázového usměrňovače. Silová část střídače je řešena pomocí integrovaného modulu IKCM10H60GA od firmy Infineon. Řídící deska je opatřena obvody pro komunikaci mezi procesorem a silovou částí. Pomocný napájecí zdroj je řešen v podobě blokujícího měniče. Řízení měniče je realizováno pomocí procesorové desky STM32 Nucleo - 64. Detailně je popsán postup návrhu měniče a řídicí algoritmus.

## **Klíčová slova**

asynchronní motor, blokující měnič, integrovaný obvod IKCM10H60GA, frekvenční měnič, skalární řízení, STM32 Nucleo – 64

## **Abstract**

This thesis deals with a design of an electrical drive for a sliding side door. Goal of the thesis is to design of a frequency converter for an asynchronous motor with a gearbox. In the first part, the power supply for the frequency converter is solved in form of a single phase rectifier. Power section is solved by an integrated module IKC10H60GA manufactured by Infineon. The control board is provided with circuits for communication between the processor and the power section. Auxiliary power supply is designed as a fly - back converter. The drive of the converter is realized by STM32 Nucleo - 64 board. The design of the converter and drive algorithm are described in detail.

## **Keywords**

asynchronous motor, fly – back converter, integrated circuit IKCM10H60GA, frequency coverter, scalar control, STM32 Nucleo – 64

## **Bibliografická citace:**

LAŽEK, Tomáš. *Pohon garážových vrat s asynchronním motorem*. Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/116822>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ivo Pazdera.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Pohon garážových vrat s asynchronním motorem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **22. května 2019**

.....

podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ivu Pazderovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: **22. května 2019**

.....

podpis autora

# Obsah

1	Úvod.....	1
2	Garážová vrata s elektrickým pohonem.....	2
2.1	Účel elektrického pohonu .....	2
2.2	Požadavky zákazníka .....	2
2.3	Boční posuvná vrata.....	2
2.3.1	Hmotnost vrat .....	2
2.4	Parametry pohonu .....	3
2.4.1	Požadavky na pohon .....	4
2.4.2	Potřebný výkon.....	4
2.4.3	Potřebné otáčky.....	4
2.4.4	Koncepce pohonu .....	4
2.4.4.1	Způsoby řízení otáček asynchronního motoru .....	5
3	Řízení asynchronního motoru pomocí frekvenčního měniče.....	6
3.1	Frekvenční měnič .....	6
3.2	Koncepce měniče .....	7
4	Silová část měniče.....	8
4.1	Parametry usměrňovače .....	8
4.1.1	Výpočet napětí a proudu v meziobvodu .....	9
4.1.2	Výpočet kapacity kondenzátoru.....	9
4.1.3	Návrh usměrňovacího můstku .....	11
4.1.4	Návrh nabíjecího rezistoru.....	12
4.1.5	Návrh pojistky.....	13
4.1.6	Brzdný rezistor.....	13
4.1.6.1	Spínání brzdného rezistoru .....	14
4.2	Integrovaný modul IKCM10H60GA .....	15
4.2.1	Obvody vstupních řídicích signálů .....	16
4.2.2	Výpočet celkových ztrát .....	18
4.2.2.1	Ztráty vedením.....	18
4.2.2.2	Přepínací ztráty .....	22
4.2.2.3	Celkové ztráty na modulu.....	23
4.2.2.4	Návrh chladiče.....	23

4.2.3	Kondenzátor pro potlačení parazitní indukčnosti .....	24
4.2.4	Obvod nábojové pumpy .....	25
4.2.4.1	Kapacita kondenzátoru nábojové pumpy .....	26
4.2.4.2	Počáteční nabití kondenzátoru nábojové pumpy $C_{BS}$ .....	27
4.2.5	Pin VFO .....	28
4.2.5.1	Ochrana proti tepelnému přetížení .....	29
4.2.6	Snímání proudu a nadproudová ochrana .....	29
4.2.6.1	Zpoždění signálu .....	30
4.3	Návrh desky plošného spoje.....	31
4.3.1	Popis DPS .....	32
5	Řídící část měniče .....	34
5.1	Zdroj pomocného napájecího napětí .....	34
5.1.1	Potřebné napěťové hladiny .....	34
5.1.2	Jednočinný blokující měnič s integrovaným obvodem Viper16HD.....	35
5.1.3	Návrh transformátoru.....	36
5.1.3.1	Realizace transformátoru.....	39
5.1.3.2	Schéma blokující měniče s pomocnými regulátory.....	39
5.2	Obvody pro měření analogových veličin .....	42
5.2.1	Měření napětí .....	43
5.2.2	Měření teploty .....	45
5.2.3	Měření proudu.....	47
5.3	Digitální oddělovače .....	49
5.4	Návrh obvodu pro ovládání relé.....	50
5.5	Ostatní obvody .....	52
5.5.1	Ovládací tlačítka .....	52
5.5.2	Optická závora .....	52
5.6	Návrh desky plošného spoje.....	52
6	Procesorová deska STM32 Nucleo .....	54
6.1	Mikroprocesor STMF303RE .....	54
6.2	Struktura kódu pro generování sinusové PWM.....	54
6.2.1	Napětí $u_{d1}$ a $u_{q1}$ .....	55
6.2.2	Inverzní Parkova transformace a inverzní transformace Clarkové.....	55



6.2.3	Funkce sinus a cosinus.....	56
6.2.4	Generování stříd pro tranzistory .....	56
6.2.5	Rozběhová rampa .....	57
6.2.6	Ovládání zařízení .....	57
6.2.7	Spínání relé .....	57
6.3	Nastavení potřebných periférií .....	57
6.3.1	Časovač TIM1.....	58
6.3.2	Časovač TIM3.....	59
6.3.3	Časovač TIM2.....	59
6.3.4	Ostatní periférie .....	59
7	Měření na zhotoveném měniči .....	60
8	Závěr .....	62

## Seznam obrázků

Obr. 2-1: Boční posuvná vrata. ....	3
Obr. 2-2: Štítek uvedeného asynchronního motoru. ....	3
Obr. 3-1: Blokové schéma třífázového střídače, převzato z [3] a upraveno autorem. ....	7
Obr. 4-1: Zapojení usměrňovače. Ohraničena ta část, která se bude nacházet na silové desce. ....	8
Obr. 4-2: Průběhy proudů a napětí v dvojcestném můstkovém usměrňovači. Převzato z [7] a upraveno autorem. ....	10
Obr. 4-3: Zapojení obvodu IRS44273L. ....	15
Obr. 4-4: Schéma vnitřního zapojení čipu IKCM10H60GA. Převzato z [16]. ....	16
Obr. 4-5: Vstupní obvod pro řídicí signály s „pull-down“ rezistorem, zenerovou diodou, Schmittovým klopným obvodem, vstupním filtrem a logickým obvodem. Převzato z [17], [16] a upraveno autorem. ....	17
Obr. 4-6: K určení efektivní hodnoty sdruženého napětí. Převzato z [19] a upraveno autorem. ....	18
Obr. 4-7: Volt - Ampérová charakteristika tranzistoru. Převzato z [16] a upraveno autorem. ....	20
Obr. 4-8: Volt - Ampérová charakteristika nulové diody. Převzato z [16] a upraveno autorem. ....	21
Obr. 4-9: Umístění bezindukčního ("Snubber") kondenzátoru. Převzato z [17] a upraveno autorem. ....	24
Obr. 4-10: Nabíjení kondenzátoru nábojové pumpy $C_{BS}$ . Znázorněno pro jednu větev. Převzato z [17] a upraveno autorem. ....	25
Obr. 4-11: Kapacita kondenzátoru nábojové pumpy $C_{BS}$ jako funkce spínací frekvence $f_{PWM}$ . Převzato z [17]. ....	27
Obr. 4-12: Funkce pinu VFO. Převzato z [17], [21] a upraveno autorem. ....	28
Obr. 4-13: Návrh spodní strany (bottom) DPS. Červeně označeny frézované plochy. ....	33
Obr. 4-14: Návrh horní strany (top) DPS. Červeně označeny frézované plochy. ...	33
Obr. 5-1: Princip činnosti jednočinného blokujícího měniče. Převzato z [22] a upraveno autorem. ....	35

Obr. 5-2: Zapojení jednotlivých začátků a konců vinutí na kostře. ....	39
Obr. 5-3: Schéma zapojení blokujícího měniče s čipem Viper16HD.....	40
Obr. 5-4: Schéma zapojení regulátorů na sekundární straně vinutí A.....	41
Obr. 5-5 Schéma zapojení regulátorů na sekundární straně vinutí B.....	42
Obr. 5-6: Analogový obvod pro měření napětí. ....	44
Obr. 5-7: Analogový obvod pro měření teploty a detekce poruchy. ....	46
Obr. 5-8: Analogový obvod pro měření proudu ve větvi U.....	47
Obr. 5-9: Zapojení napěťová reference AVDD/2. ....	49
Obr. 5-10: Spínání relé pomocí bipolárního tranzistoru. ....	50
Obr. 5-11: Návrh horní strany (top) řídicí desky. ....	53
Obr. 5-12: Návrh spodní strany (bottom) řídicí desky.....	53
Obr. 6-1: Blokové schéma řízení asynchronního motoru. ....	55
Obr. 7-1: Odebíraný proud motorem při frekvenci 4 Hz. Na dílek připadá ve svislé ose 2,5 A a na vodorovné 100 ms. ....	60
Obr. 7-2: Odebíraný proud motorem při frekvenci 50 Hz. Na dílek připadá ve svislé ose 1 A a na vodorovné 20 ms. ....	61
Obr. 7-3: Měřicí pracoviště.....	61

# Seznam tabulek

Tabulka 5-1: Napětové hladiny a jejich odběry .....	34
---	----

# 1 ÚVOD

Ovládání garážových vrat pomocí elektrického pohonu se stává v dnešní době téměř samozřejmostí. Není se čemu divit, neboť tento způsob odstraní ruční manipulaci s vraty. Nevýhoda ovšem pramenní v možném výpadku dodávky elektrické energie. To se řeší buď pomocným záložním zdrojem nebo ručním otevřením při mechanickém odpojení pohonu.

Práce se bude zabývat návrhem elektrického pohonu pro bočně posuvná vrata bez zálohovacího systému pro zákazníka. Pohonnou jednotkou bude asynchronní motor s převodovkou, který je ve vlastnictví zákazníka. V této práci bude řešen pouze regulátor pro tento konkrétní motor.

První část práce se bude zabývat bočně posuvnými vraty zákazníka a motorem určeným pro jejich pohon. Nyní je zcela zřejmé, že nejvýhodnější způsob řízení bude pomocí frekvenčního měniče. V práci tedy budou rozebrány možnosti řízení asynchronního motoru pomocí měniče kmitočtu.

Koncepce měniče bude rozebrána v dalších kapitolách. Nejvýhodnější řešení je rozdělení měniče na silovou část, řídicí část a procesorovou část. Silová část bude obsahovat jednofázový usměrňovač a modul střídače. Řídicí část bude zajišťovat komunikaci a galvanické oddělení procesoru od silové části a taky bude zdrojem nízkých napětí pro pomocné obvody. Dále bude zajišťovat ovládání měniče a přizpůsobovací obvody pro nezbytné součásti měniče. Na závěr bude vybrán nejvhodnější typ procesoru vhodný k řízení měniče.

Ze získaných poznatků bude zkonstruována nejprve silová deska měniče a poté řídicí deska měniče. Dále pak bude naprogramován vybraný procesor tak, aby zajišťoval veškeré ovládání měniče.

## **2 GARÁŽOVÁ VRATA S ELEKTRICKÝM POHONEM**

### **2.1 Účel elektrického pohonu**

Snadné a pohodlné otvírání vrat umožní elektrický pohon. Ten zajistí rychlý přístup do vnitřních prostor bez jakékoli námahy. Při aplikaci bezdrátového ovládání je možno ovládat vrata dálkově například z automobilu, čímž odpadne nutnost vystoupit z automobilu při parkování.

Boční posouvání garážových vrat nabízí mnoho výhod oproti vratům vysunovacím nahoru. Pro průchod není nutné otevřít celá vrata, ale stačí jen vrata přiotevřít (posunout) na šířku postavy. Totéž platí při manipulaci s užšími objekty, než je automobil. Další výhodou je z toho, že do vnitřních prostor při pouhém přiotevření není vidět. Obvyklá rychlost posuvu se pohybuje okolo hodnoty  $0,14 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ . [1]

### **2.2 Požadavky zákazníka**

Zákazník požaduje vyrobit pohon pro jeho boční posuvná vrata. Jako pohonnou jednotku nabízí asynchronní motor s převodovkou, jenž je v jeho vlastnictví. Úkolem této práce tedy bude vhodně vybrat a zkonstruovat regulátor otáček k tomuto motoru.

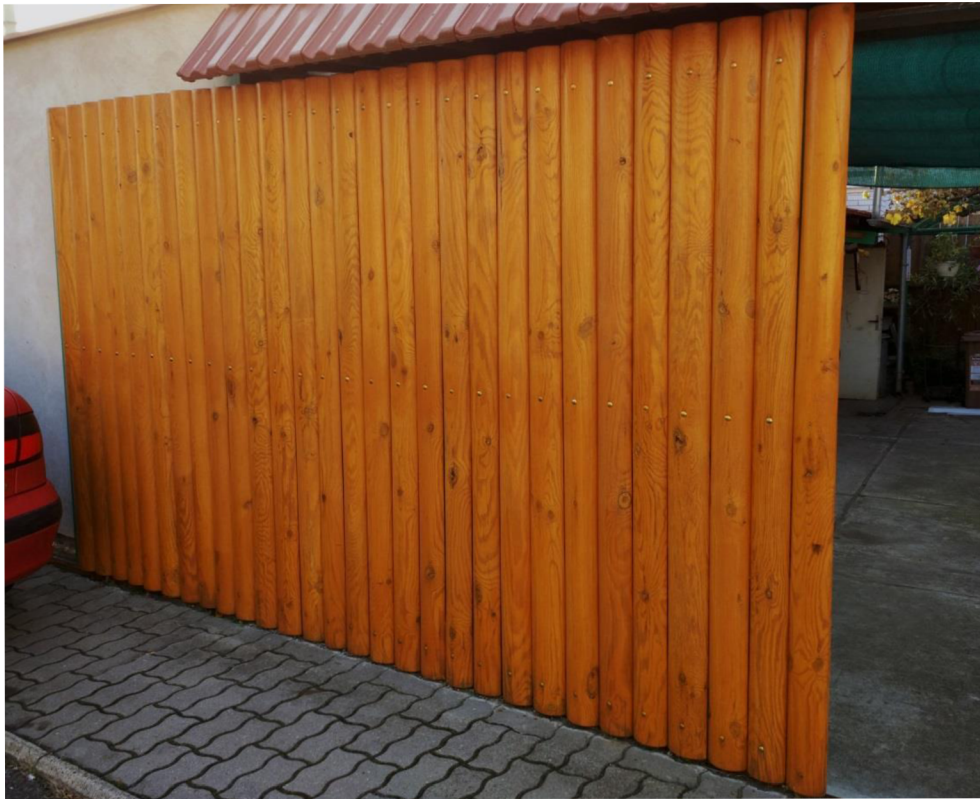
### **2.3 Boční posuvná vrata**

Jak již bylo zmíněno, návrh elektrického pohonu bude prováděn pro vrata s bočním posuvem. Zmiňovaná vrata jsou na Obr. 2-1. Pro specifikace pohonu je nejprve nutné určit celkovou hmotnost posuvných vrat.

#### **2.3.1 Hmotnost vrat**

Posuvná vrata jsou vlastní konstrukce, a tudíž k nim není žádný katalogový list udávající jejich hmotnost. Jedná se o svařovanou konstrukci z ocelových profilů tvořící nosnou kostru. Na venkovní straně je tato kostra opatřena 28 trámy

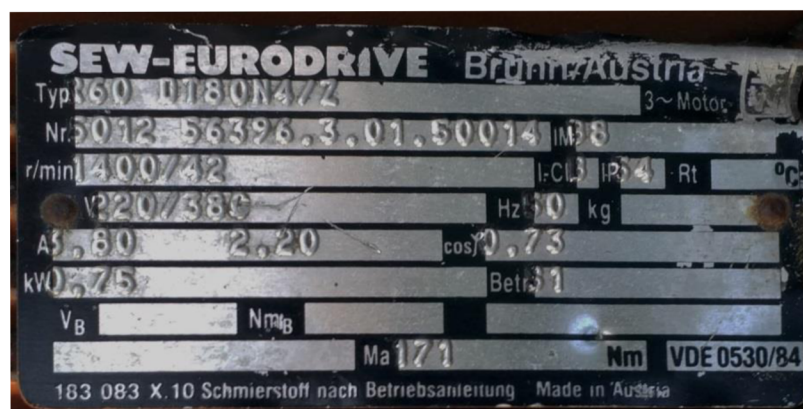
půlkruhového profilu. Výsledná hmotnost byla určena odhadem na 170 kg se započítáním určité rezervy.



Obr. 2-1: Boční posuvná vrata.

## 2.4 Parametry pohonu

Pohon bude zajišťovat asynchronní motor s převodovkou německého výrobce SEW-EURODRIVE. Výstupní hřídel je osazen pastorkem o průměru 80 mm. Parametry motoru jsou uvedeny na štítku (Obr. 2-2).



Obr. 2-2: Štítek uvedeného asynchronního motoru.

### 2.4.1 Požadavky na pohon

Na pohon garážových vrat je kladeno několik požadavků. V první řadě by měl mít plynulý rozběh a plynulé zastavení, aby nedocházelo k momentovým rázům. Tyto rázy by mohly poškodit mechanismus převodu točivého momentu na pohyb posuvný. Dále pohon musí zajistit, aby se vrata pohybovala odpovídající rychlostí. Pohon by měl být také dobře ovladatelný a v neposlední řadě spolehlivý.

### 2.4.2 Potřebný výkon

Nyní je vhodné ověřit, jestli výkon poskytovaný motorem bude dostatečný pro zapříčinění pohybu vrat. Vrata jsou opatřena kluzným mechanismem pro maximální snížení valivého odporu, tudíž s nimi lze pohybovat lidskou rukou. Vzhledem k těmto faktům je ověření zcela zbytečné. Výkon (moment) poskytovaný motorem, bude plně dostačovat.

### 2.4.3 Potřebné otáčky

Aby byl pohon schopen dosáhnout požadované rychlosti posunu  $0,14 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ , je nutno vypočítat nové otáčky na výstupním pastorku. Jelikož je znám průměr pastorku a rychlost posuvu, je možné spočítat novou úhlovou rychlost otáčení [2]:

$$\omega = \frac{v}{R} = \frac{2 \cdot v}{D} = \frac{2 \cdot 0,14}{0,08} = 3,5 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1} \quad (2.1)$$

Nyní lze vypočítat potřebné otáčky na hřídeli:

$$n = \frac{60 \cdot \omega}{2 \cdot \pi} = \frac{60 \cdot 3,5}{2 \cdot \pi} = 33,42 \text{ min}^{-1} \quad (2.2)$$

Nutno podotknout, že tyto otáčky jsou pouze orientační. Podle potřeby se mohou buďto zvýšit nebo snížit. Výsledné otáčky se přizpůsobí reálným potřebám posuvných vrat.

### 2.4.4 Koncepce pohonu

Jak již bylo zmíněno, točivý moment bude vytvářet asynchronní motor s převodovkou. Toto řešení je výhodné především díky tomu, že asynchronní motor nevyžaduje téměř žádnou údržbu. Obtížnější je poté zajistit nižší mechanické otáčky



motoru, plynulý rozběh a plynulé zastavení. Proto je nyní důležité vybrat regulátor pro požadované řízení otáček motoru.

#### **2.4.4.1 Způsoby řízení otáček asynchronního motoru**

Všechny způsoby řízení mechanických otáček na hřídeli asynchronního motoru vyplývají z následující rovnice [3]:

$$\omega = \frac{\omega_0}{p} \cdot (1 - s), \quad (2.3)$$

kde  $\omega_0$  je úhlová frekvence napájecího napětí,  $p$  je počet pólových dvojic a  $s$  je skluz motoru.

První způsob řízení otáček je zřejmý ze změny počtu pólů. Tato regulace vyžaduje speciálně upravený motor pro přepínání počtu pólů a navíc dochází ke skokovým změnám otáček. Proto je tento způsob řízení asynchronního motoru nevhodný.

Další způsob řízení otáček spočívá ve změně skluzu. Jelikož se jedná o motor s kotvou nakrátko, lze změnu skluzu provádět pouze změnou napájecího napětí. Nutno podotknout, že tato regulace je ztrátová a tudíž i ekonomicky nevýhodná.

Posledním způsob, jak řídit otáčky asynchronního motoru spočívá ve změně frekvence napájecího napětí. [3]

Motor lze přepojit do trojúhelníku, čímž vznikne prostor pro napájení frekvenčního měniče z jednofázové sítě. Vzhledem k uvážení ostatních uvedených možností je tento způsob jediný přijatelný.

### 3 ŘÍZENÍ ASYNCHRONÍHO MOTORU POMOCÍ FREKVENČNÍHO MĚNIČE

Z náhradního schématu asynchronního stroje, uvedeného v [3], pro statorové napětí  $U_1$  platí:

$$U_1 = \omega_s \cdot L_h \cdot I_m, \quad (3.1)$$

kde  $\omega_s$  je synchronní úhlová rychlost točivého pole,  $L_h$  je hlavní indukčnost stroje a  $I_m$  je magnetizační proud stroje. Při plně nabuzeném stroji lze považovat hlavní indukčnost  $L_h$  a magnetizační proud  $I_m$  za konstantní. Proto je nutné při snižování napájecí frekvence také snižovat napájecí napětí, jak plyne z následující rovnice:

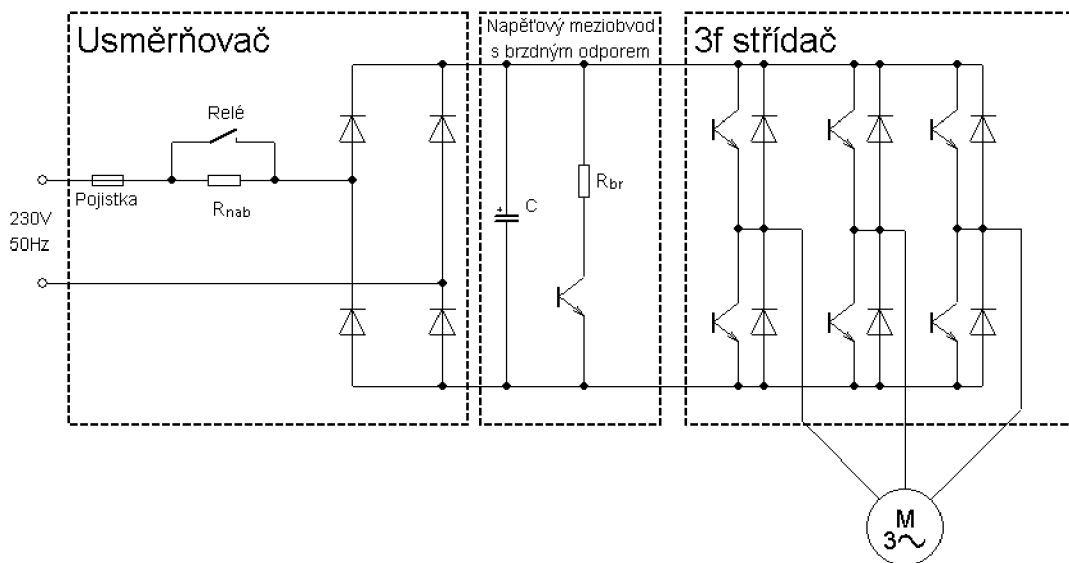
$$\frac{U_1}{\omega_s} = konst. \quad (3.2)$$

Pro řízení motoru pomocí změny napájecí frekvence (a tedy i napětí) se v nynější době využívají frekvenční měniče. [3]

#### 3.1 Frekvenční měnič

Jako nejkvalitnější řízení otáček asynchronního motoru lze považovat frekvenční měnič. Blokové schéma je na Obr. 3-1. Jedná se o takzvaný nepřímý měnič kmitočtu, kdy je nejprve vstupní střídavé napětí usměrněno pro stejnosměrný meziobvod.

Vstupní obvod je v případě střídavého napětí tvořen usměrňovačem. V tomto případě je užit jednofázový neřízený usměrňovač v můstkovém zapojení. Jednofázové napájení měniče je doporučeno do výkonu 3 kW. Pro měniče vyšších výkonů je třeba usměrňovat sdružené napětí z třífázové sítě pomocí tzv. aktivních usměrňovačů s korekcí účinníku. Na střídavé straně je umístěna pojistka a nabíjecí odpor  $R_{nab}$ , který snižuje proudový ráz vyvolaný připojením kondenzátoru k napětí. Po uplynutí nabíjecí doby je rezistor přemostěn pomocí relé.



**Obr. 3-1: Blokové schéma třífázového střídače, převzato z [3] a upraveno autorem.**

Stejnousměrný meziobvod tvoří elektrolytický kondenzátor a brzdný odpor  $R_{br}$ . Pokud totiž motor začne brzdít, změní se směr proudu. Proud pak teče ze zátěže do kondenzátoru, protože diodový neřízený můstek neumožní rekuperaci proudu. Pokud by došlo k situaci, že by byl kondenzátor plně nabit a motor stále brzdil, napětí by v meziobvodu nekontrolovaně rostlo a mohlo by způsobit destrukci některých obvodových prvků. V těchto situacích je sepnut brzdný rezistor tranzistorem, který bude odebírat proud ze zátěže a tak sníží napětí v meziobvodu. Poslední částí měniče je třífázový střídač. Skládá se z šestice výkonových tranzistorů a diod. Princip generování střídavého napětí na svorkách motoru spočívá v cyklickém připojování a odpojování stejnosměrného meziobvodu. Jelikož lze asynchronní motor považovat za zátěž induktivního charakteru, bude výstupní proud měniče téměř sinusový. [3]

### 3.2 Koncepce měniče

Měnič bude rozdělen na tři části. První část bude tvořit silový obvod s usměrňovačem a střídačem. Druhá část bude nazvána řídicí, jelikož bude zajišťovat komunikaci mezi silovými obvody a procesorem. Dále bude obsahovat zdroj galvanicky odděleného napětí a obvody pro zajištění nezbytných funkcí měniče. Poslední část bude zahrnovat mikroprocesor.

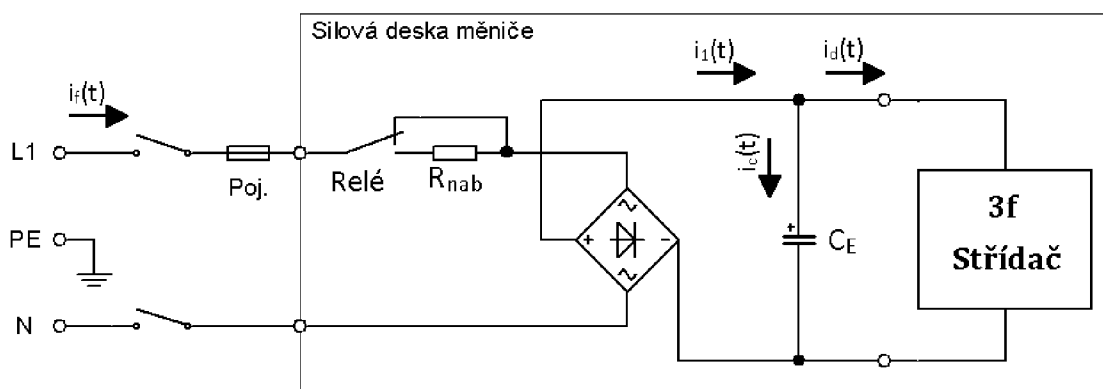
## 4 SILOVÁ ČÁST MĚNIČE

Návrh silové části, resp. desky silového obvodu, bude vycházet především z parametrů motoru. Měnič bude dimenzován na maximální možný výkon. Parametry motoru jsou určeny ze štítku na Obr. 2-2. Na štítku motoru je uvedeno mnoho údajů, proto jsou v následujícím odstavci vypsány jen ty nejrelevantnější:

- $U_{ef} = 230 \text{ V}$  (na štítku uvedena zastaralá hodnota  $U_{ef} = 220 \text{ V}$ )
- $I_{ef,\Delta} = 3,8 \text{ A}$
- $P_{n2} = 750 \text{ W}$  (mechanický výkon na hřídeli)
- $\eta = 71 \%$
- $\cos\varphi = 0,73$
- $f = 50 \text{ Hz}$
- $n_{výst} = 42 \text{ ot/min}$  (otáčky na pastorku převodovky)

### 4.1 Parametry usměrňovače

Napájení měniče bude realizováno z jednofázové sítě o napětí 230 V a frekvenci 50 Hz. Proto lze využít dvojcestný můstkový usměrňovač s nabíjecím kondenzátorem. Zapojení je na Obr. 4-1. Hlavní předností zapojení je jeho jednoduchost a nenáročnost z finančního hlediska. Avšak za velkou nevýhodu lze považovat odběr silně nesinusového proudu, který způsobuje velké rušení do sítě. Další nevýhoda se týká použití usměrňovacích diod, které nedovolí vracet energii zpět do sítě.



Obr. 4-1: Zapojení usměrňovače. Ohraničena ta část, která se bude nacházet na silové desce.

### 4.1.1 Výpočet napětí a proudu v meziobvodu

Amplitudu fázového napětí sítě lze spočítat takto:

$$U_{max} = U_{ef} \cdot \sqrt{2}, \quad (4.1)$$

kde  $U_{ef}$  je jmenovité efektivní hodnota síťového napětí (230 V). Číselně tedy:

$$U_{max} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325,26 \text{ V}$$

Jelikož se nejedná o aplikaci, ve které není vyžadován malý pokles napětí  $\Delta U$ , lze uvažovat hodnotu poklesu 60 V. Pak pro střední hodnotu usměrněného napětí platí:

$$U_d = U_{max} - \frac{\Delta U}{2} = 325,26 - \frac{60}{2} = 295,26 \text{ V} \quad (4.2)$$

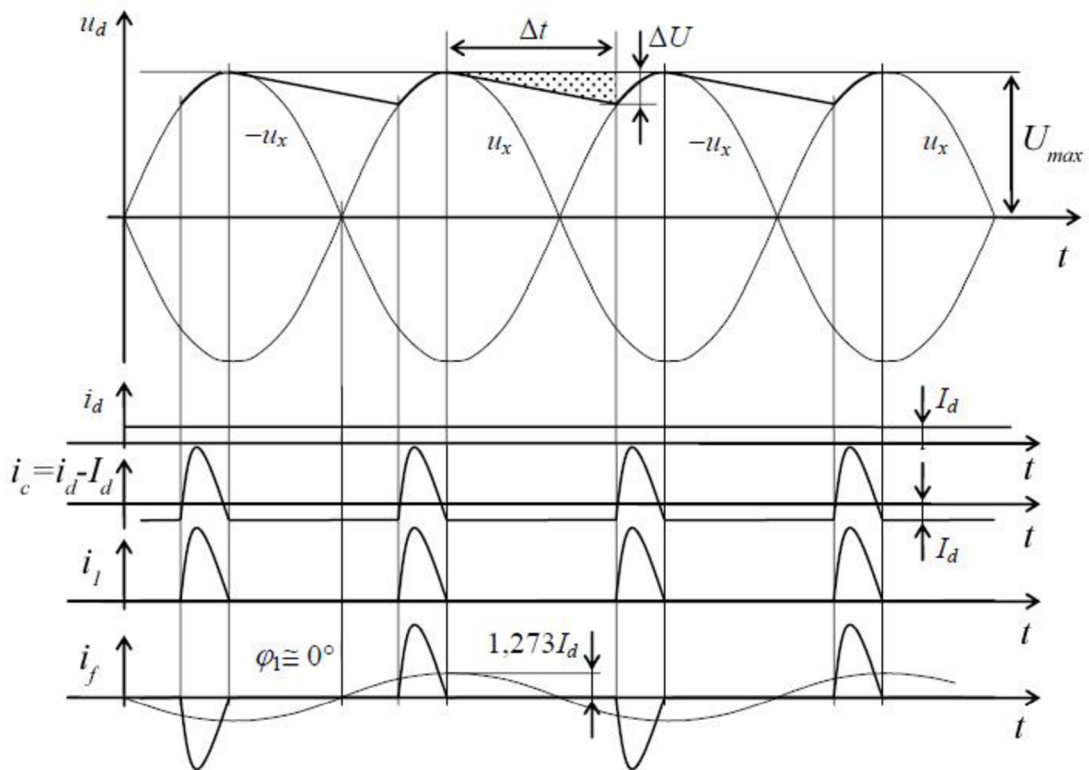
Střední proud mezilehlého obvodu lze jednoduše určit ze středního napětí a činného výkonu v mezilehlém obvodu:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{1057}{295,26} = 3,58 \text{ A} \quad (4.3)$$

Pozn.: Činný výkon v meziobvodu odpovídá příkonu motoru  $P_{nl}$ . [6]

### 4.1.2 Výpočet kapacity kondenzátoru

Jelikož se za usměrňovačem nachází kondenzátor  $C_E$ , lze na zapojení nahlížet jako na špičkový detektor. Kondenzátor se snaží nabít na maximální hodnotu usměrněného fázového napětí. V průběhu času  $\Delta t$  se kondenzátor vybíjí konstantním proudem zátěže po šikmé přímce, což značně zjednoduší analýzu.



**Obr. 4-2: Průběhy proudů a napětí v dvojcestném můstkovém usměrňovači. Převzato z [7] a upraveno autorem.**

Výpočet kapacity lze provést dvěma způsoby. Oba způsoby jsou založeny na myšlence výpočtu kapacity z proudu tekoucího z kondenzátoru během vybíjení. Proud tekoucí z kondenzátoru v čase  $t$  lze obecně určit takto:

$$i_c(t) = C_E \cdot \frac{du_c(t)}{dt} \quad (4.4)$$

Derivaci napětí podle času lze chápat jako pokles napětí za časový úsek při vybíjení kondenzátoru. Pokles napětí je námi zvolených  $\Delta U = 60$  V. Časový úsek, jak je vidět na Obr. 4-2, je menší než půlperioda sítě. Proto lze délku vybíjecího intervalu empiricky odhadnout na 8 ms [8]. Proud, který vybíjí kondenzátor je v tomto případě střední proud meziobvodu. Nyní lze určit kapacitu sběracího kondenzátoru:

$$C_{E,1.zp} = I_d \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} = 3,58 \cdot \frac{8 \cdot 10^{-3}}{60} = 477,3 \mu F \quad (4.5)$$

Druhý způsob výpočtu kapacity spočívá v přesném výpočtu délky vybíjecího intervalu. Odvození je uvedeno v [6]. Potom tedy pro kapacitu kondenzátoru lze psát:

$$C_{E,2.zp} = \frac{1}{2 \cdot f} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \cdot \cos^{-1}(1 - \delta) \right] \quad (4.6)$$

kde  $\delta$  je relativní pokles napětí a vypočítá se následovně:

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_{max}} = \frac{60}{325,26} = 1,1845 \quad (4.7)$$

Pak lze číselně určit kapacitu kondenzátoru:

$$C_{E,2.zp} = \frac{1}{2 \cdot 50} \cdot \frac{3,58}{60} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \cdot \cos^{-1}(1 - 1,1845) \right] = 479,4 \mu F$$

Jak je z výsledků patrné, obě metody výpočtu přinesly téměř shodný výsledek. Nyní je tedy možné určit konkrétní typ kondenzátoru. Jelikož se kondenzátor se spočítanou kapacitou nevyrábí, je třeba vybrat nejbližší z vhodné řady. Napěťové dimenzování kondenzátoru závisí na maximálním napětí usměrněného meziobvodu, čili 325,26 V. Pro bezpečný provoz je vhodné zvolit kondenzátor s provozním napětím alespoň 350 V. Z těchto důvodů byl vybrán elektrolytický kondenzátor výrobce VISHAY se jmenovitou kapacitou 470  $\mu F$  s pracovním napětím 400 V. [9]

### 4.1.3 Návrh usměrňovacího můstku

Jelikož při usměrňování jsou v činnosti za jednu periodu sítě pouze dvě diody, lze střední proud diodou vypočítat takto:

$$I_{D,stř} = \frac{I_d}{2} = \frac{3,58}{2} = 1,79 A \quad (4.8)$$

Maximální proud diody je shodný se středním proudem v meziobvodu:

$$I_{D,max} = I_d = 3,58 A$$

Z napěťového hlediska je nutné diodu dimenzovat minimálně na amplitudu fázového napětí  $U_{max}$ . Ovšem pro bezpečný provoz je vhodné uvažovat napěťovou rezervu a to na 400 V, respektive 600 V. [6]

Vzhledem k výše uvedeným faktům byl zvolen usměrňovací můstek typu GBU8J-E3/51 se závěrným napětím 600 V, středním proudem 8 A a maximálním proudem 200 A. Prahové napětí diod uvádí výrobce na  $U_f = 1$  V. Pro jistotu bude proveden výpočet ztrátového výkonu můstku. Ten se spočítá takto (v činnosti jsou pouze dvě diody během jedné periody):

$$P_{ztr,D} = 2 \cdot U_f \cdot I_{D,stř} = 2 \cdot 1 \cdot 1,79 = 3,58 W \quad (4.9)$$

Výrobce uvádí, že tepelný odpor mezi pouzdrem usměrňovače a okolním vzduchem je  $R_{\theta,JA} = 20 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Maximální pracovní teplota čipu je  $T_{j,D} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ . Tepelný odpor při konkrétním ztrátovém výkonu a teplotě okolí  $T_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$  tedy je:

$$R_{\theta,D} = \frac{T_{j,D} - T_0}{P_{ztr,D}} = \frac{150 - 40}{3,58} = 30,73 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.10)$$

Z výsledku je tedy patrné, že protékající proud způsobí takové tepelné ztráty, které je usměrňovač schopen uchládit pouze svým pouzdrem. Není tedy nutné můstek osazovat chladičem. [10]

#### 4.1.4 Návrh nabíjecího rezistoru

Nabíjecí rezistor  $R_{nab}$  slouží k omezení proudové špičky při prvotním nabíjení kondenzátoru  $C_E$ . Vybitý kondenzátor se totiž jeví jako zkrat, proto se důrazně nedoporučuje ho nabíjet přes polovodičové prvky, jelikož hrozí jejich zničení. Je nutné také zmínit, že maximální hodnota nabíjecího proudu může dosáhnout až desetinásobku proudu mezilehlého obvodu. Po nabití kondenzátoru je vhodné zkratovat  $R_{nab}$  přes relé, aby na něm nedocházelo k napěťovým a výkonovým ztrátám. Obvod se jeví jako obyčejný RC článek, proto čas nabití kondenzátoru určuje z časové konstanty  $\tau$ :

$$\tau = R_{nab} \cdot C_E \quad (4.11)$$

Hodnota odporu rezistoru je určena empiricky a to na  $100 \text{ } \Omega$ . Jedná se o běžně používanou hodnotu pro nabíjecí rezistor. Pokud by odpor dosahoval hodnot blízkých se řádově  $\text{k}\Omega$ , docházelo by k nežádoucím přepětím na kontaktech relé. Navíc by trvalo dlouho, než se nabije kondenzátor, což je nežádoucí z hlediska výkonového dimenzování. Proto je hodnota  $100 \text{ } \Omega$  optimální. Nyní lze vypočítat nabíjecí dobu kondenzátoru:

$$\tau = 100 \cdot 470 \cdot 10^{-6} = 0,047 \text{ s}$$

Kondenzátor dosáhne 95 % své kapacity během doby  $3 \cdot \tau$ . Nabití na 95 % tedy bude trvat 0,141 sekund. Po uplynutí této doby, lze vyzkratovat nabíjecí rezistor pomocí relé. Na řídicí jednotku bude kladen požadavek, aby výkon z meziobvodu nebyl odebíráný dříve, než dojde k plnému nabití kondenzátoru. To znamená, že tranzistorový střídač musí být blokován alespoň do doby zkratování rezistoru  $R_{nab}$  pomocí relé. [6]



Výkonové dimenzování se odvíjí od myšlenky, že rezistorem poteče proud velmi krátkou dobu. Rezistor se tedy nestihne zahřát na svou provozní teplotu a nebude docházet k velkým výkonovým ztrátám na něm. Proto bude vyhovovat rezistor s tepelnými ztrátami v řádu desítek wattů.

Vzhledem k uvedeným skutečnostem byl vybrán rezistor AP836-100R-J 100PPM od firmy Arcol. Jedná se o výkonový rezistor v pouzdře TO-220 s maximálním ztrátovým výkonem 35 W za předpokladu, že je pouzdro umístěno na chladiči. [11]

#### **4.1.5 Návrh pojistky**

Pojistka je s ohledem na maximální možný efektivní proud relé (součástka s nejmenší hodnotou proudu) zvolena na 10 A. Pojistka proto nebude chránit proti nadproudu, ale převážně proti zkratu. Vzhledem k tomu, že bude požadavek co nejrychleji přerušit případný zkrat, bude pojistka rychlá.

#### **4.1.6 Brzdňý rezistor**

Jelikož se jedná o usměrňovač neumožňující vracení energie do sítě, je nutné jej osadit brzdňým rezistorem. Může nastat situace, že se asynchronní motor otáčí rychleji než synchronními otáčkami (jsou dány frekvencí napájecího napětí). Motor se dostane do tzv. generátorického režimu, při němž je energie vracena střídačem zpět do stejnosměrného meziobvodu. Energie se však nemůže dostat dále do sítě kvůli pasivním diodám. Přebytek energie se projeví zvýšením napětí v meziobvodu, čímž může dojít k poškození všech aktivních či pasivních prvků. Dále je brzdňý rezistor schopen zabránit nežádoucímu přepětí ze strany napájecí sítě. [12]

Jelikož se nepředpokládá dlouhá doba brždění, je odhad parametrů brzdňého rezistoru proveden empiricky. Při úvaze maximálního proudu odebíraného (vraceného) motorem a maximálním napětí v meziobvodu bude vhodná hodnota odporu kolem 50  $\Omega$ . Nepředpokládá se, že by byl rezistor připojen na dlouhý časový úsek a proto lze výkonově rezistor dimenzovat na desítky wattů.

Dle těchto kritérií byl zvolen rezistor WMHP35-47RF výrobce TT Electronics. Jedná se o výkonový rezistor v pouzdře TO-220 s odporem 47  $\Omega$  a maximálním ztrátovým výkonem 35 W za předpokladu, že je rezistor umístěn na chladiči [13].

#### 4.1.6.1 Spínání brzdného rezistoru

Spínání brzdného rezistoru je vhodné řešit polovodičovým aktivním prvkem, jako je například výkonový unipolární tranzistor. Obvod bude dále osazen nulovou diodou  $D_0$ , která bude antiparalelně k brzdnému rezistoru  $R_{br}$ . Proudové dimenzování lze určit z maximálního napětí v meziobvodu a velikosti odporu brzdného rezistoru takto:

$$I_{T_{br}} = \frac{U_{d,max}}{R_{br}}, \quad (4.12)$$

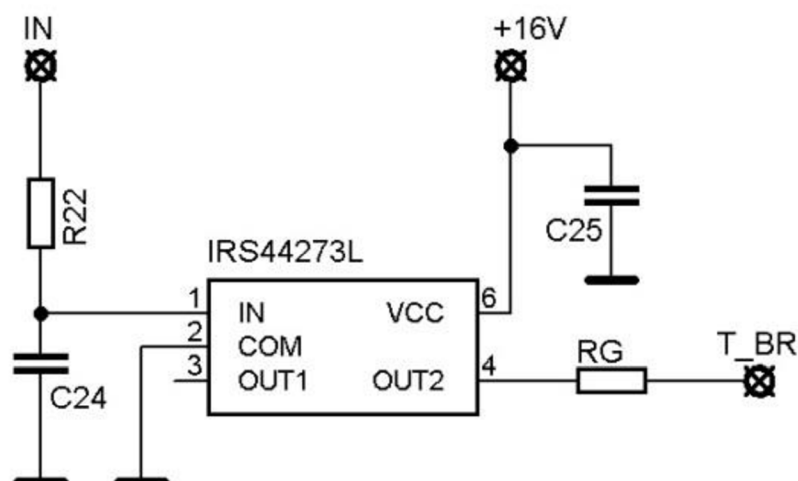
kde  $U_{d,max}$  je maximální dovolené napětí v meziobvodu. Tato hodnota byla určena na 400 V. Číselně tedy platí:

$$I_{T_{br}} = \frac{400}{47} = 8,51 \text{ A}$$

Napětově je nutné tranzistor předdimenzovat, aby byl schopný vydržet krátkodobá přepětí způsobená parazitní indukčností v době přepínání. [6]

Podle uvedených kritérií byl zvolen unipolární tranzistor MOS-FET typu N. Konkrétně se jedná o typ STP10NK60Z firmy ST Microelectronics. Tento tranzistor je schopný vést proud o velikosti 10 A. Při vypnutí je schopen vydržet závěrné napětí až 600 V. [14]

Logický povel pro sepnutí tranzistoru  $T_{br}$  a tedy zařazení brzdného rezistoru  $R_{br}$  do obvodu bude zadáván z procesoru. Nicméně procesor neposkytuje na svém výstupu vhodnou úroveň pro plnohodnotné buzení tranzistoru. Pro tyto účely byl vybrán integrovaný obvod IRS44273LPBF výrobce Internation Rectifier. Tento obvod je vhodný pro buzení tranzistorů typu MOS-FET, jejichž emitor je připojen na zem (popř. minusovou sběrnici). Logický vstup je přizpůsoben pro signály o velikosti 3,3 V, což je výhodné s ohledem na použití procesoru. Dále je výstup schopný dodávat tranzistoru napětí velikosti napájecího napětí obvodu (maximálně 20 V) a proudové velikosti až 1,5 A. Zapojení obvodu je na Obr. 4-3. [15]



**Obr. 4-3: Zapojení obvodu IRS44273L.**

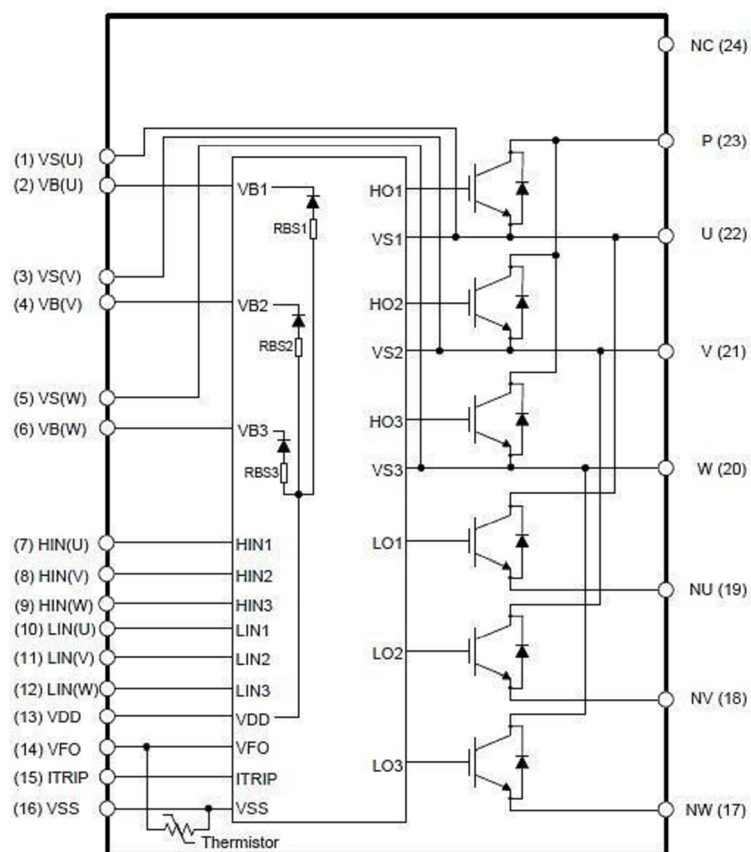
Rezistor  $R_{22}$  a kondenzátor  $C_{24}$  tvoří RC filtr, který slouží k potlačení rušení vstupního signálu z procesoru. Kondenzátor  $C_{25}$  slouží jako blokovací kondenzátor k stabilizaci napájecího napětí. Rezistorem  $R_G$  je pak dále výstupní signál veden k tranzistoru  $T_{br}$ .

## 4.2 Integrovaný modul IKCM10H60GA

Jedná se o integrovaný modul z rodiny *CIPOS<sup>TM</sup> Mini IPM* od společnosti *INFINEON*. Svým designem je předurčen k řízení otáček třífázových asynchronních motorů nebo synchronních motorů s permanentními magnety se spínací frekvencí až 20 kHz. Modul obsahuje šest tranzistorů IGBT a šestici antiparalelních diod. Modul je navržen tak, aby měl co nejmenší přepínací ztráty, dobrou tepelnou vodivost a nízké rušení z hlediska EMC. Dále modul obsahuje:

- integrovaný obvod nábojové pumpy
- ochranu proti proudovému přetížení
- termistor pro snímání teploty
- podpět'ovou ochranu
- možnost snímání fázových proudů pomocí bočníku na emitorech dolních tranzistorů (režim otevřeného emitoru)

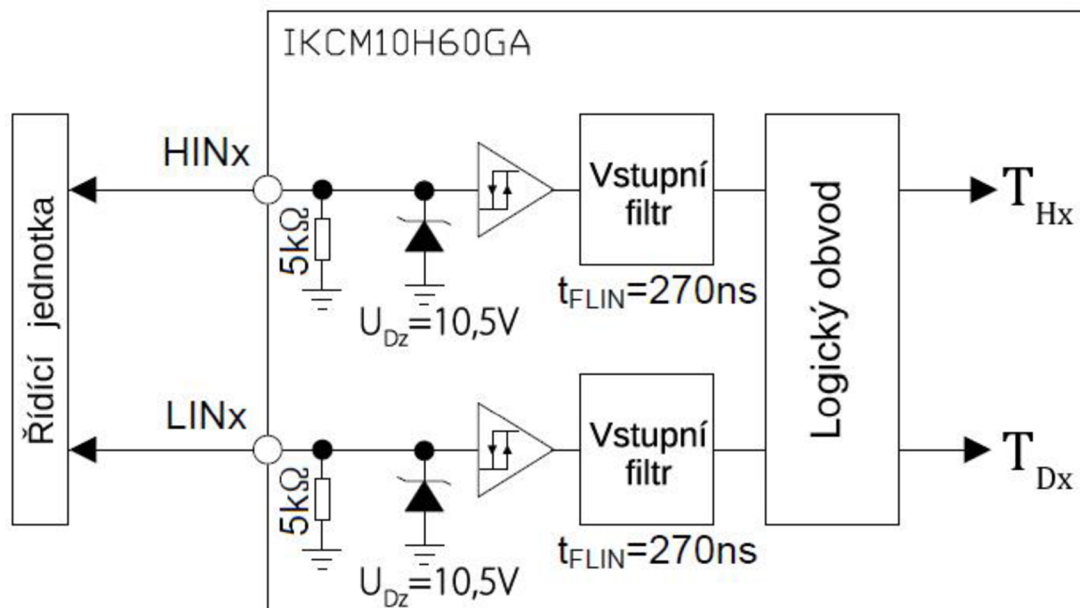
Zjednodušené schéma vnitřního zapojení je na Obr.4-4. Pin VDD (13) slouží jako napájení pro řídicí obvody čipu. Výrobce doporučuje nepřesáhnout hodnotu napájecího napětí 20 V. Pin VSS (16) slouží jako potenciálová zem čipu a pin NC (24) nezastává žádnou funkci. [16] Důkladný popis ostatních pinů bude proveden v následujících podkapitolách.



Obr. 4-4: Schéma vnitřního zapojení čipu IKCM10H60GA. Převzato z [16].

#### 4.2.1 Obvody vstupních řídicích signálů

Pro přivedení řídicího signálu k tranzistorům jsou v čipu přizpůsobeny piny LIN(x) a HIN(x) (piny 7 – 12). Čip je kompatibilní se vstupními úrovněmi typu TTL a CMOS. Minimální hodnota pro překlopení do logické jedničky je 2,1 V. Naopak maximální hodnota vstupního napětí je 10,5 V a je omezena vnitřní zenerovou diodou. Výrobce nicméně doporučuje použít pro logickou jedničku napětí 5 V a vyšší.



**Obr. 4-5: Vstupní obvod pro řídicí signály s „pull-down“ rezistorem, zenerovou diodou, Schmittovým klopným obvodem, vstupním filtrem a logickým obvodem. Převzato z [17], [16] a upraveno autorem.**

Piny jsou na vstupu vybaveny vnitřním „pull-down“ rezistorem o nominální hodnotě  $5\text{ k}\Omega$ . Dále se v obvodu nachází vstupní filtr, který potlačuje krátké parazitní impulsy a zabraňuje nechtěnému sepnutí tranzistorů. Tento vstupní filtr má časovou konstantu  $\tau_{FLIN} = 270\text{ ns}$ . To znamená, že vstupní signál musí být delší než uvedená časová konstanta. Potom čip detekuje správný PWM signál a tranzistory jsou spínány korektně. I když čip IKCM obsahuje integrovaný vstupní filtr, je vhodné signál ještě před vstupem filtrovat externím RC filtrem. Dále se v obvodu nachází logický obvod, jenž mimo jiné plní funkci ochrany proti sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi. Pokud vlivem poruchy řídicí jednotky přijde signál pro otevření obou tranzistorů ve větvi, sepne se pouze ten tranzistor, ke kterému přišel signál o otevření jako první. Druhý tranzistor ve větvi je bezpečně vypnut. Logický obvod také zabezpečuje ochranu proti tzv. prohořívání větve. Tento stav je nežádoucí a dochází k němu, pokud není jeden z tranzistorů ve větvi zcela vypnut a druhý tranzistor se začíná otvírat. Logický obvod má v sobě integrovanou ochrannou dobu pro bezpečně vypnutí jednoho tranzistoru a zapnutí druhého definovanou na  $380\text{ ns}$ . Schéma vstupního obvodu je naznačeno na Obr. 4-5. [16], [17]

## 4.2.2 Výpočet celkových ztrát

Ztráty na tranzistoru vznikají dvojím způsobem. Při vedení proudu a to proto, že dráha kolektor - emitor má v sepnutém stavu určitý odpor. Tyto ztráty se nazývají ztráty vedením. Druhým typem ztrát jsou ztráty přepínací, které vznikají při zapínání a vypínání tranzistoru. Podle velikosti ztrátového výkonu tranzistorů se pak následně dimenzuje chladič. [18]

### 4.2.2.1 Ztráty vedením

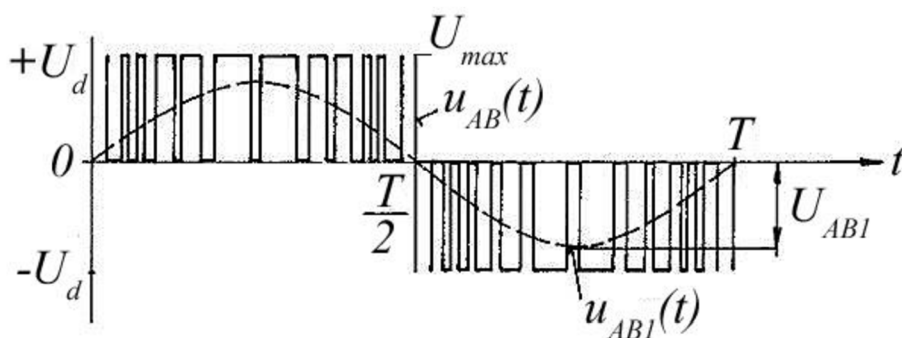
Jelikož modul pracuje na bázi IGBT tranzistorů, je vhodné jeho VA charakteristiku aproximovat pomocí tzv. lomené přímky. Pak vztah pro výpočet ztrát vedením na jednom tranzistoru (diodě) vypadá následovně:

$$P_{ved} = U_p \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2, \quad (4.13)$$

kde  $U_p$  je prahové napětí prvku,  $I_{stř}$  je střední proud procházející prvkem,  $R_d$  je dynamický odpor prvku a  $I_{ef}$  je efektivní hodnota proudu procházející prvkem. [19]

#### Určení středního a efektivního proudu tranzistorem i diodou

Zpracovávání kladné půlperiody fázového proudu zajišťuje horní spínač (horní tranzistor a dolní dioda v jedné větvi). Zápornou půlperiodu ovšem principiálně vést neumí a proto ji zpracovává dolní spínač. Z Obr. 4-6 je patrné, že kolektorový proud tranzistoru a nulové diody má určitou proměnnou výšku a určitou proměnnou šířku. Výška je ovlivněna tvarem fázového proudu a šířka (střída) je ovlivňována fázovým napětím. Dále existuje fázový posun mezi první harmonickou napětí a proudu.



**Obr. 4-6: K určení efektivní hodnoty sdruženého napětí. Převzato z [19] a upraveno autorem.**

Odvození výpočtu střední a efektivní hodnoty proudu procházejícího tranzistorem a diodou je uvedeno v [19], zde je uveden jen výsledek. Pro střední hodnotu proudu tranzistoru platí:

$$I_{stř,T} = I_{A1} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos \varphi \right), \quad (4.14)$$

kde  $I_{A1}$  je maximální hodnota proudu a  $\cos \varphi$  je fázový posun mezi první harmonickou napětí a proudu. Hodnota  $\cos \varphi$  je uvedena na štítku motoru a maximální hodnota proudu se spočítá takto:

$$I_{A1} = I_{ef,\Delta} \cdot \sqrt{2}, \quad (4.15)$$

kde  $I_{ef,\Delta}$  je proud odebíraný motorem zapojeným do trojúhelníku a jeho hodnota je uvedena na štítku motoru. Číselně je tedy maximální hodnota proudu rovna:

$$I_{A1} = 3,8 \cdot \sqrt{2} = 5,37 \text{ A}$$

Sřední proud nulové diody:

$$I_{stř,D0} = I_{A1} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos \varphi \right) \quad (4.16)$$

V obou rovnicích se vyskytuje tzv. modulační činitel  $M$ . Ten může nabývat hodnot 0 až 1 a jeho definice je vidět na Obr. 4-6.

$$M = \frac{U_{AB1}}{U_{max}} \quad (4.17)$$

Hodnota  $U_{AB1}$  souvisí s rychlostí otáčení (řízení  $U/f$ ) asynchronního motoru. Jelikož rychlost otáčení není přesně určena, může být hodnota  $U_{AB1}$  mírně pozměněna. Nyní je určena na hodnotu 260 V. Číselně je pak modulační činitel:

$$M = \frac{260}{325,27} = 0,8$$

Efektivní hodnoty proudů tranzistorem a nulovou diodou lze určit takto:

$$I_{ef,T} = I_{A1} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot M}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \varphi} \quad (4.18)$$

$$I_{ef,D0} = I_{A1} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot M}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \varphi} \quad (4.19)$$

Nyní lze přistoupit k číselnému řešení:

$$I_{stř,T} = 5,37 \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{0,8}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot 0,73 \right) = 1,3 \text{ A}$$

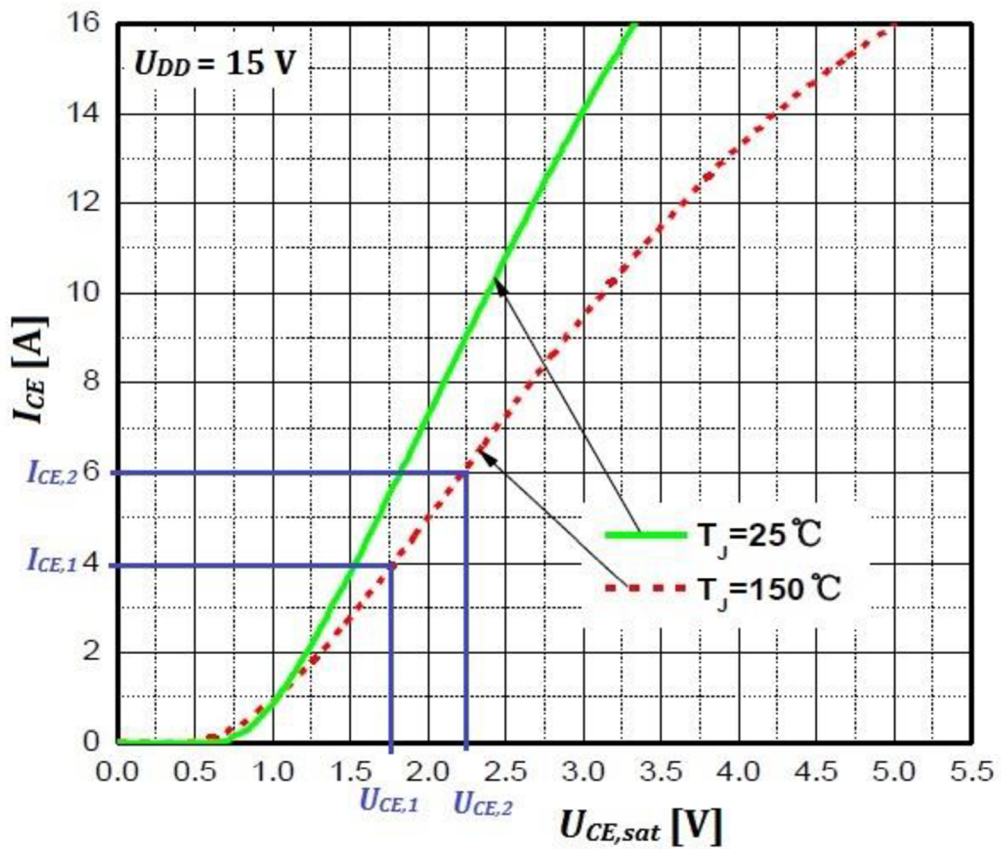
$$I_{stř,D0} = 5,37 \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,8}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot 0,73 \right) = 0,4 \text{ A}$$

$$I_{ef,T} = 5,37 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 0,8}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot 0,73} = 2,38 \text{ A}$$

$$I_{ef,D0} = 5,37 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 0,8}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot 0,73} = 1,24 \text{ A}$$

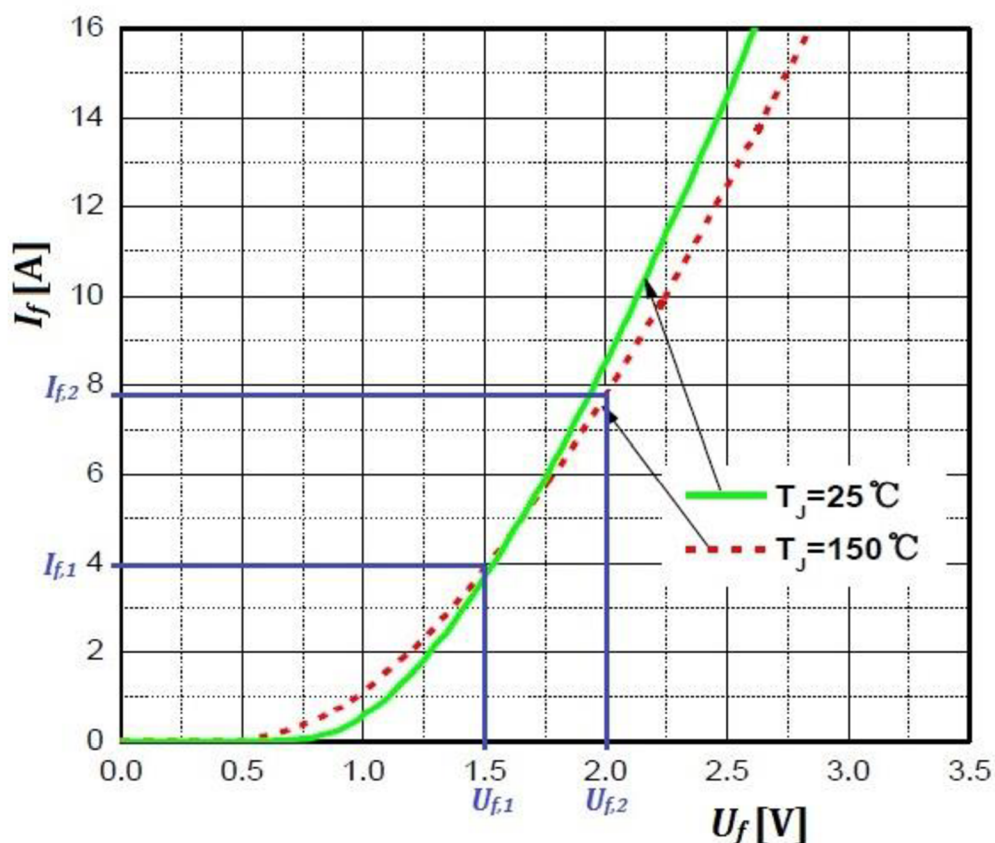
### Určení prahového napětí tranzistoru a diody

Další neznámou v rovnici 4.13 je hodnota prahového napětí tranzistoru i diody.



Obr. 4-7: Volt - Ampérová charakteristika tranzistoru. Převzato z [16] a upraveno autorem.





**Obr. 4-8: Volt - Ampérová charakteristika nulové diody. Převzato z [16] a upraveno autorem.**

V tomto případě udává výrobce v katalogu VA charakteristiky jak pro tranzistor, tak i pro diodu. Z obr. 4-7 lze citlivě odhadnout prahové napětí tranzistoru  $U_{p,T} = 1 \text{ V}$  a z Obr. 4-8 prahové napětí diody  $U_{p,DO} = 1 \text{ V}$ .

#### Určení dynamického odporu tranzistoru a diody

Poslední neznámou je v rovnici 4.13 dynamický odpor  $R_d$ . Jelikož v katalogu výrobce není uveden, je nutné jej vypočítat. Z charakteristiky na Obr. 4-7 a Obr. 4-8 je možné určit dynamický odpor součástek jako podíl diferenciálu prahového napětí a tomu odpovídajícímu diferenciálu kolektorového proudu. Konkrétně pro tranzistor platí:

$$R_{d,T} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{U_{CE,2} - U_{CE,1}}{I_{C,2} - I_{C,1}} \quad (4.20)$$

Po dosazení vhodně zvolených hodnot z charakteristiky na Obr. 4-7 a Obr. 4-8 lze vypočítat dynamický odpor tranzistoru číselně:

$$R_{d,T} = \frac{2,25 - 1,75}{6 - 4} = 0,25 \Omega$$

Pro diodu lze podobně jako pro tranzistor psát tento vztah:

$$R_{d,D0} = \frac{\Delta U_f}{\Delta I_f} = \frac{U_{f,2} - U_{f,1}}{I_{f,2} - I_{f,1}} \quad (4.21)$$

Číselně je pak dynamický odpor nulové diody roven:

$$R_{d,D0} = \frac{2 - 1,5}{7,75 - 4} = 0,13 \Omega$$

Nyní již lze určit ztráty vedením číselně. Pro jeden tranzistor a diodu platí:

$$P_{ved,T} = U_{p,T} \cdot I_{stř,T} + R_{d,T} \cdot I_{ef,T}^2 \quad (4.22)$$

$$P_{ved,D0} = U_{p,D0} \cdot I_{stř,D0} + R_{d,D0} \cdot I_{ef,D0}^2 \quad (4.23)$$

Po dosazení:

$$P_{ved,T} = 1 \cdot 1,3 + 0,25 \cdot 2,38^2 = 2,72 \text{ W}$$

$$P_{ved,D0} = 1 \cdot 0,4 + 0,13 \cdot 1,24^2 = 0,79 \text{ W}$$

Celkové ztráty vedením lze tedy určit jako součet vodivostních ztrát tranzistoru a diody. Jelikož je v modulu šestice tranzistorů a diod, je nutné tento součet vynásobit šesti. [19] Pak platí:

$$P_{ved} = 6 \cdot (P_{ved,T} + P_{ved,D0}) \quad (4.24)$$

Číselně pak:

$$P_{ved} = 6 \cdot (2,72 + 0,79) = 21,06 \text{ W}$$

#### 4.2.2.2 Přepínací ztráty

Nejprve je nutné definovat činitel proudového zatížení jako poměr maximální hodnoty proudu  $I_{A1}$  a typového proudu tranzistoru  $I_C$ :

$$k = \frac{I_{A1}}{I_C} \quad k \in \langle 0; 1 \rangle \quad (4.25)$$

Z katalogu výrobce je uvažována hodnota  $I_C = 6 \text{ A}$  při teplotě čipu  $T_j = 150 \text{ °C}$  (předpokládá se nejnepříznivější stav).

Výpočet přepínacích ztrát vychází ze závislosti ztrátové přepínací energie na proudu. Aproximací oné závislosti lze obdržet vztah pro přepínací ztráty jednoho tranzistoru a jedné diody [19]:

$$P_{přep} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{PWM} \cdot E_{max} \cdot k, \quad (4.26)$$

kde  $f_{PWM}$  je spínací frekvence a  $E_{max}$  je součet přepínacích ztrát tranzistoru  $E_{IGBT}$  a diody  $E_D$ . Výrobce udává v katalogu tyto hodnoty (při  $I_c = 6 \text{ A}$  a  $T_j = 150 \text{ °C}$ )  $E_{IGBT} = 135 \text{ μJ}$  a  $E_D = 50 \text{ μJ}$ . Platí tedy:

$$E_{max} = E_{IGBT} + E_D \quad (4.27)$$

Číselně tedy přepínací ztráty lze vyjádřit:

$$P_{přep} = \frac{1}{\pi} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot (135 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6}) \cdot \frac{3,8 \cdot \sqrt{2}}{6} = 1,05 \text{ W}$$

Jelikož se v modulu nachází šestice prvků, je nutné pro výpočet celkových přepínacích ztrát v modulu vynásobit přepínací ztráty šesti [19]:

$$P_{přep,celk} = 6 \cdot P_{přep} = 6 \cdot 1,05 = 6,3 \text{ W} \quad (4.28)$$

#### 4.2.2.3 Celkové ztráty na modulu

Celkové ztráty na modulu IKCM10H60GA jsou dány součtem vodivostních ztrát tranzistorů a diod a přepínacími ztrátami.

$$P_{ztr} = P_{ved} + P_{přep,celk} = 21,06 + 6,3 = 27,36 \text{ W} \quad (4.29)$$

#### 4.2.2.4 Návrh chladiče

Všechny prvky, které generují teplo, jsou umístěny ve společném bezpotenciálovém modulu. Proto je možno jednotlivé uzly myšlenkově propojit zkratem a to z důvodu stejných teplot v uzlech. Touto úvahou se výpočet potřebného chladičícího odporu značně zjednoduší. Tepelné odpory mezi čipem a pouzdrem jsou tedy paralelně zapojeny a výsledný tepelný odpor jednotlivých součástí tedy bude:

$$R_{\theta,JC,T} = \frac{R_{\theta,JC,1T}}{6} \quad R_{\theta,JC,D} = \frac{R_{\theta,JC,1D}}{6} \quad (4.30 \text{ a, b})$$

Hodnoty  $R_{\theta,JC,1T}$  a  $R_{\theta,JC,1D}$  jsou tepelné odpory připadající na jeden tranzistor (diodu) a jsou uvedeny v katalogu výrobce. Hodnoty tedy jsou  $R_{\theta,JC,IGBT} = 5,42 \text{ °C/W}$  a  $R_{\theta,JC,D} = 6,88 \text{ °C/W}$ . Číselně tedy lze psát:

$$R_{\theta,JC,T} = \frac{5,42}{6} = 0,9 \text{ °C/W} \quad R_{\theta,JC,D} = \frac{6,88}{6} = 1,15 \text{ °C/W}$$

Výsledný tepelný odpor všech součástí mezi čipem a pouzdrem chladiče je možné vypočítat ze známého vztahu pro zapojení dvou rezistorů paralelně:

$$R_{\theta,JC} = \frac{R_{\theta,JC,T} \cdot R_{\theta,JC,D}}{R_{\theta,JC,T} + R_{\theta,JC,D}} = \frac{0,9 \cdot 1,15}{0,9 + 1,15} = 0,5 \text{ °C/W} \quad (4.31)$$

Nyní lze vypočítat potřebný tepelný odpor chladiče:

$$R_{\theta,H} = \frac{T_j - T_0}{P_{ztr}} - R_{\theta,JC}, \quad (4.32)$$

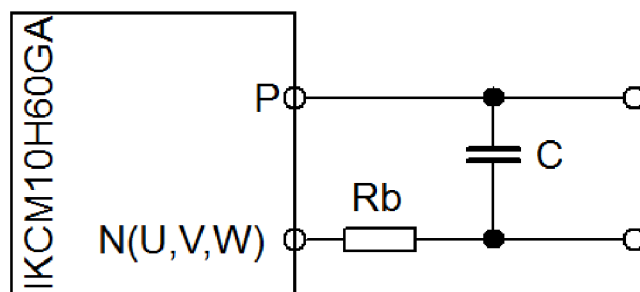
kde  $T_j$  je maximální teplota čipu (výrobce udává hodnota je 150 °C) a  $T_0$  je maximální teplota okolí (nepředpokládá se vyšší teplota než 40 °C). Tepelný odpor chladiče je tedy číselně roven:

$$R_{\theta,H} = \frac{150 - 40}{27,36} - 0,5 = 3,25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Z výsledku je patrné, že modul je potřeba osadit chladičem s tepelným odporem rovným nebo nižším než 3,25 °C/W. [16], [19]

### 4.2.3 Kondenzátor pro potlačení parazitní indukčnosti

V anglické literatuře se tento kondenzátor nazývá „Snubber Capacitor“. Jedná se o bezindukční kondenzátor, který má zamezit nežádoucí indukčnosti v blízkosti tranzistorů. Pokud by kondenzátor nebyl umístěn, docházelo by k nebezpečným přepětovým špičkám, které by mohli poškodit tranzistory. Výrobce jednak doporučuje velikost kapacity, která se pohybuje v rozmezí od 0,1 µF až do 0,22 µF. Dále také doporučuje přesné umístění, jak naznačuje Obr. 4-9. [19]



**Obr. 4-9: Umístění bezindukčního ("Snubber") kondenzátoru.**

**Převzato z [17] a upraveno autorem.**

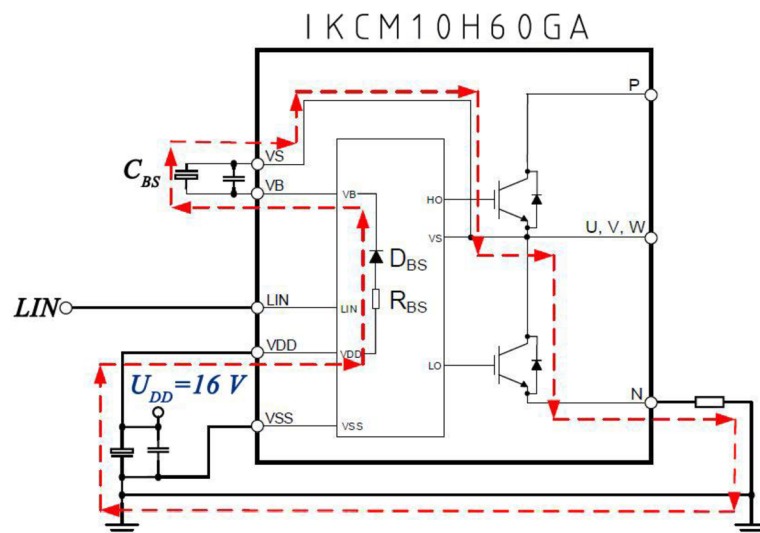
Výrobce doporučuje umístit kondenzátor co nejbližší čipu IKCM10H60GA jedním koncem přímo na sběrnici kladného napájecího napětí (P) a druhým koncem do uzlu spojení všech tří bočniců z fází U, V a W. Tímto opatřením se dosáhne nejlepšího možného účinku kondenzátoru.

Pro tuto aplikaci byl zvolen kondenzátor typu B32774D4106K000 od výrobce EPCOS. Jedná se o svitkový bezindukční polypropylenový kondenzátor

se jmenovitou kapacitou 10  $\mu\text{F}$  a provozním napětím 450 V. Kapacita kondenzátoru je zvolena záměrně vyšší, aby byl provoz měniče co nejspolehlivější. [20]

#### 4.2.4 Obvod nábojové pumpy

Napětí  $U_{VB}$ , které se nachází mezi piny  $V_{B(U,V,W)}$  a  $V_{S(U,V,W)}$ , zajišťuje napájení horních tranzistorů integrovaného obvodu. Toto napětí musí být v rozmezí 13,5 až 18,5 V aby byl obvod schopen kvalitně budít horní tranzistory. Dále je v obvodu zakomponována podpěťová ochrana, která zajistí odpojení horních tranzistorů v případě detekce napětí  $U_{VB}$  nižší než je hodnota 10,4 V. Tato funkce ochrání tranzistory větve před nežádoucím provozem s vysokými ztrátami. Důležité je také poznamenat, že funkce ochrany proti podpěti působí pouze na jednu větev nezávisle na ostatních a bez jakékoli zpětné vazby k řídicí jednotce.



**Obr. 4-10: Nabíjení kondenzátoru nábojové pumpy  $C_{BS}$ . Znázorněno pro jednu větev. Převzato z [17] a upraveno autorem.**

Jedna z velmi levných a jednoduchých variant, jak vytvořit potřebné napětí  $U_{VB}$ , je použití nábojové pumpy (v originále „bootstrap circuit“). Problémem tohoto řešení je, že spodní tranzistor ve větvi musí být sepnut dostatečně dlouho, aby bylo zajištěno plné nabití kondenzátoru. Proto je nutné ke spínání zvolit vhodný algoritmus. Obvod nábojové pumpy je integrován přímo v čipu a skládá se z interní diody  $D_{BS}$  a rezistoru  $R_{BS}$ . Jak probíhá napájení externího kondenzátoru je naznačeno na Obr. 4-10. V případě připojení pinu  $V_{S(U,V,W)}$  na zem (skrz spodní tranzistor a zátěž) je nabíjen kondenzátor nábojové pumpy a to přes vnitřní diodu  $D_{BS}$  a rezistoru  $R_{BS}$  ze zdroje napětí  $U_{DD}$ .

Integrovaný obvod obsahuje tři obvody nábojových pump. Typická hodnota odporu vnitřních rezistorů při pokojové teplotě 25 °C je 40 Ω. Při pracovní teplotě 125 °C je odpor již 65 Ω.

Pokud je nutné snížit hodnotu odporu vnitřního rezistoru, může se vytvořit externí obvod nábojové pumpy. Výrobce proto doporučuje použít diodu typu 1N4937 a rezistor s hodnotou odporu 25 Ω.

V případě této práce bude použit vnitřní obvod nábojové pumpy. Výrobce doporučuje při použití vnitřního obvodu nábojové pumpy velikost napájecího napětí  $U_{DD} = 16$  V. [17]

#### 4.2.4.1 Kapacita kondenzátoru nábojové pumpy

Výrobce udává rovnici pro výpočet kapacity kondenzátoru nábojové pumpy:

$$C_{BS} = \frac{i_{vyb} \cdot \Delta t_h}{\Delta U_{BS}}, \quad (4.33)$$

kde:

- $\Delta t_h$  je maximální čas, kdy je sepnut horní tranzistor
- $\Delta U_{BS}$  je dovolený napěťový pokles při vybíjení kondenzátoru  $C_{BS}$
- $i_{vyb}$  je proud vybíjející kondenzátor  $C_{BS}$  a to následujícími mechanismy:
  - nabíjení vstupní kapacity na svorce „gate“ při spínání horního tranzistoru
  - parazitní závěrný proud vnitřní diody nábojové pumpy
  - svodový proud kondenzátoru  $C_{BS}$  (lze zanedbat, pokud není použit elektrolytický kondenzátor)

Z hlediska praktického návrhu výrobce doporučuje zvolit hodnoty  $i_{vyb} = 1$  mA a napěťový pokles  $\Delta U_{BS} = 0,1$  V. Maximální čas sepnutí horního tranzistoru lze chápat jako převrácenou hodnotu spínací frekvence  $f_{PWM}$ . Pak potřebná kapacita  $C_{BS}$  vyjde:

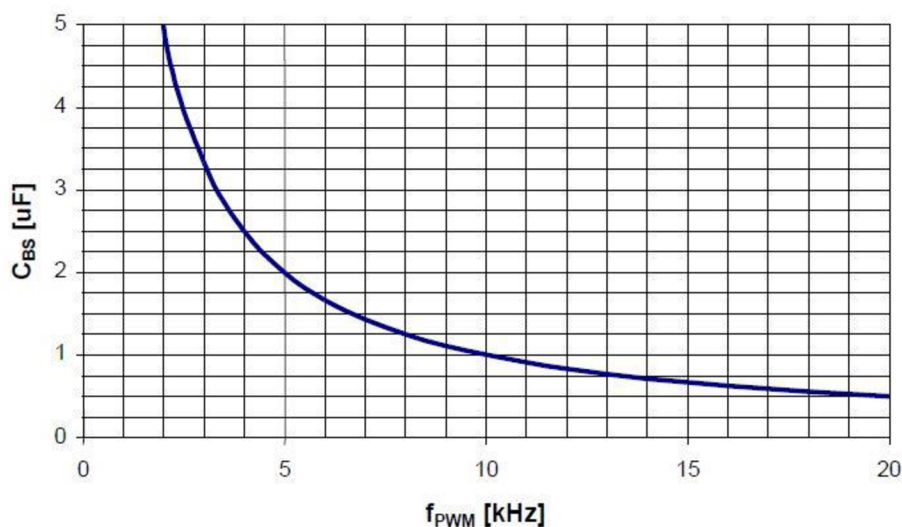
$$C_{BS} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,5 \mu F \quad (4.34)$$

Z hlediska spolehlivosti výrobce doporučuje zvolit hodnotu kapacity kondenzátoru  $C_{BS}$  zhruba tři krát větší, než hodnota je vypočtená.

Pro výběr potřebné kapacity udává výrobce grafickou závislost kapacity na spínací frekvenci při výše zmíněných hodnotách, která je uvedena na Obr. 4-11.

Výrobce udává, že pro téměř všechny spínací frekvence stačí použít kondenzátor o kapacitě 4,7  $\mu\text{F}$ . Nicméně z důvodů bezpečnosti a spolehlivosti je v této aplikaci použit kondenzátor o kapacitě 22  $\mu\text{F}$ .

Při návrhu desky plošného spoje je žádoucí umístit kondenzátor  $C_{BS}$  co nejbližší čipu. Ve schématu jsou tyto kondenzátory označeny  $C_{10}$  až  $C_{12}$ . Pokud je použit elektrolytický kondenzátor, je vhodné jej paralelně spojit s keramickým kondenzátorem s nulovou parazitní indukčností (ve schématu  $C_7$  až  $C_9$ ). Keramický kondenzátor je vhodné umístit těsně k pinům  $V_{B(U,V,W)}$  a  $V_{S(U,V,W)}$ . [21]



**Obr. 4-11: Kapacita kondenzátoru nábojové pumpy  $C_{BS}$  jako funkce spínací frekvence  $f_{PWM}$ . Převzato z [17].**

#### 4.2.4.2 Počáteční nabití kondenzátoru nábojové pumpy $C_{BS}$

Pro správnou funkčnost je nutné nejprve nabít na maximální kapacitu kondenzátor  $C_{BS}$ . Nabití se provede tak, že je určitou periodicky spínán dolní tranzistor ve větvi. Čas prvotního nabití lze vypočítat dle vzorce uváděné výrobcem:

$$t_{nab} = C_{BS} \cdot R_{BS} \cdot \frac{1}{d} \cdot \ln \left( \frac{U_{DD}}{U_{DD} - U_{BS,min} - U_{FD} - U_{LS}} \right), \quad (4.35)$$

kde:

- $d$  je střída spínání spodního tranzistoru při zapnutí obvodu ( $s = 0,5$ )
- $U_{BS,min}$  je minimální hodnota napětí na kondenzátoru  $C_{BS}$  (číselně 13,5 V)
- $U_{FD}$  je úbytek napětí na vnitřní diodě obvodu nábojové pumpy, výrobce udává hodnotu 0,9 V

- $U_{LS}$  je úbytek napětí na spodním tranzistoru větve, výrobce udává hodnotu 0,1 V
- $R_{BS}$  je odpor vnitřního rezistoru obvodu nábojové pumpy (zvolená hodnota je 40  $\Omega$ )

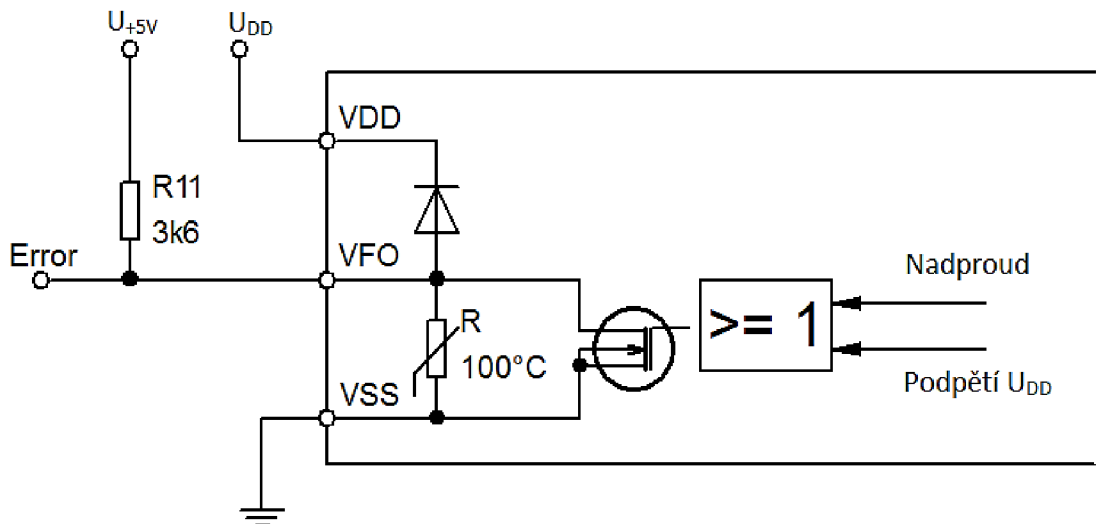
Nyní lze čas pro první nabití kondenzátoru nábojové pumpy vypočítat číselně:

$$t_{nab} = 22 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot \frac{1}{0,5} \cdot \ln\left(\frac{16}{16 - 13,5 - 0,9 - 0,1}\right) = 4,166 \text{ ms}$$

Pro zaručení bezpečného prvotního nabití kondenzátoru  $C_{BS}$  výrobce doporučuje vypočtenou hodnotu vynásobit třemi. Dále je také nutné zmínit, že nabíjení kondenzátorů by šlo urychlit zvýšením středy spínání spodního tranzistoru. [17]

#### 4.2.5 Pin VFO

Pin VFO (14) indikuje nežádoucí stav čipu a to při detekci nadproudu z pinu ITRIP a nebo při poklesu řídicího napětí  $U_{DD}$  na hodnotu 14,5 V. Jelikož je pin VFO typu „otevřený kolektor“, je nutné pro funkčnost připojit k pinu externí „pull-up“ rezistor  $R_{11}$ . Ten je připojen na napájecí hladinu 5 V, aby bylo možno snímaný signál rovnou přenášet do řídicího procesoru. Princip funkce pinu VFO je na Obr. 4-12. [21]



Obr. 4-12: Funkce pinu VFO. Převzato z [17], [21] a upraveno autorem.



Pokud přijde informace o nežádoucím stavu, ať již od podpět'ové ochrany napětí  $U_{DD}$  nebo od detekce nadproudu, tranzistor sepne. Jeho odpor v sepnutém stavu  $R_{DS,on}$  vytvoří na výstupní svorce „Error“ napětí 0,5 V proti zemi. [21]

#### 4.2.5.1 Ochrana proti tepelnému přetížení

Další funkci, kterou zajišťuje pin VFO, je indikace stavu tepelného přetížení. Jak je vidět z Obr. 4-12, je termistor připojen paralelně k tranzistoru chybové detekce. Součinnost externího „pull-up“ rezistoru  $R_{11}$  a termistoru tvoří napět'ový dělič, jehož výstupní napětí je ovlivněno právě termistorem. Jelikož se jedná o termistor typu NTC, při zvyšující se teplotě čipu, bude klesat jeho odpor. Výrobce garantuje odpor termistoru při teplotě čipu  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$   $R_{T,100^{\circ}\text{C}} = 5,388\text{ k}\Omega$ . Pokud dojde k nárůstu teploty čipu na  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pak vznikne na výstupní svorce „Error“ takové napětí (pro výpočet je užít obyčejný vzorec pro napět'ový dělič):

$$U_{TO} = U_{+3,3V} \cdot \frac{R_{T,100^{\circ}\text{C}}}{R_{T,100^{\circ}\text{C}} + R_{11}} = 3,3 \cdot \frac{5388}{5388 + 3600} = 1,978\text{ V} \quad (4.36)$$

Při poklesu napětí pod vypočítanou hodnotu dojde k tepelnému namáhání čipu teplotou vyšší než  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Výrobce dále zmiňuje chybu měření a doporučuje nastavit práh citlivosti na 1,95 V. [17]

#### 4.2.6 Snímání proudu a nadproudová ochrana

Ochrana proti proudovému přetížení je v případě čipu IKCM10H60GA realizování snímáním napět'ového úbytku na bočnicích v obvodu emitoru spodních tranzistorů. Tento signál je dále veden do pinu ITRIP (pin 15). V obvodu je také umístěn filtrační člen, který zabraňuje falešné detekci nadproudu vlivem šumu. Minimální časovou konstantu filtru doporučuje výrobce nastavit na hodnotu  $\tau_{ITRIP,min} = 530\text{ ns}$ . Aby pin ITRIP zaregistroval nadproud, musí napětí překročit prahovou hodnotu  $U_{th,ITRIP} = 0,47\text{ V}$ . Dále je obvod vybaven diodami, které mají prahové napětí  $U_{th,D} = 0,62\text{ V}$  (jedná se o typ diod 1N4148). Při detekci nadproudu vnitřní ochrany čipu uzavřou všechny tranzistory a na pinu VFO se objeví napětí hlásící chybu.

V prvé řadě je třeba vypočítat potřebnou velikost odporu bočnicku tak, aby pin ITRIP zaregistroval nadproud:

$$R_b = \frac{U_{th,ITRIP} + U_{th,D}}{I_{zkr}}, \quad (4.37)$$

kde  $I_{zkr}$  je maximální hodnota nadproudu, který je čip schopný vydržet při maximální teplotě po dobu 5  $\mu$ s. Výrobce udává hodnotu  $I_{zkr} = 6$  A. Číselně pak:

$$R_b = \frac{0,47 + 0,62}{6} = 0,182 \Omega$$

Výrobce dále udává poznámku, že konečná hodnota odporu bočníku by měla být nižší, než je hodnota vypočtená. Pokud by došlo k situaci, že by hodnota byla menší než vypočtená, došlo by k proudovému rázu, který by čip pravděpodobně nevydržel. Dále je potřeba bočníky dimenzovat výkonově. Výrobce udává tento vztah:

$$P_{Rb} = \frac{I_{ef,\Delta}^2 \cdot R_b \cdot k_b}{D_r}, \quad (4.38)$$

kde  $k_b$  je koeficient bezpečnosti (výrobce doporučuje hodnotu 130 %) a  $D_r$  je faktor respektující zvýšení odporu vlivem zvýšení teploty zapříčiněné průchodem proudem. Hodnotu faktoru doporučuje výrobce zvolit 80 %. Pak tedy platí:

$$P_{Rb} = \frac{3,8^2 \cdot 0,182 \cdot 130}{80} = 4,27 \text{ W}$$

Nyní je tedy úkolem nalézt vhodnou kombinaci rezistorů tak, aby splňovala požadavky na odpor a výkon. Jako nejvýhodnější se proto jeví paralelní spojení tří rezistorů každý o hodnotě  $R_{b1} = 0,56 \Omega$ . Celkový odpor kombinace lze vypočítat takto:

$$R_{b,sk} = \frac{R_{b1}}{3} = \frac{0,56}{3} = 0,186 \Omega \quad (4.39)$$

Výsledný odpor je vyšší, než původní vypočítaná hodnota  $R_b$ , což je žádoucí. Omezí se tím výsledný výstupní maximální proud, který čip snese, pod hranici 6 A. [17]

#### 4.2.6.1 Zpoždění signálu

Dalším důležitým parametrem je celkové zpoždění signálu od bočníků do pinu ITRIP. Jelikož výrobce udává, že čip je schopný vydržet nadproud po dobu 5  $\mu$ s, je vhodné, aby celkové zpoždění bylo výrazně kratší. Zpoždění především závisí na filtračním členu signálu z bočníků a zpoždění v pinu ITRIP. Zpoždění pinu ITRIP udává výrobce  $t_{ITRIP} = 1250$  ns.

Zpoždění filtračního členu závisí především na časové konstantě RC filtru. Ta se vypočítá takto:

$$\tau = R_f \cdot C_f, \quad (4.40)$$

kde  $R_f$  je hodnota odporu filtru  $C_f$  hodnota kapacity filtru. Hodnoty těchto prvků jsou zvoleny dle doporučení výrobce a to takto:  $R_f = 100\Omega$  a  $C_f = 1\text{nF}$  (ve schématu jsou rezistory  $R_f$  označeny  $R_{17} - R_{19}$  a kondenzátory  $C_f$   $C_{20} - C_{22}$ ). Pak pro časovou konstantu platí:

$$\tau = 100 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 1 \cdot 10^{-7}$$

Výrobce udává výpočet doby zpoždění filtru takto:

$$t_{Filtr} = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{U_{th,ITRIP}}{R_{b,sk} \cdot I_{max}}\right) = -1 \cdot 10^{-7} \ln\left(1 - \frac{0,47}{0,186 \cdot 6}\right) = 54,67 \text{ ns} \quad (4.41)$$

Výsledek lze pro jistotu zaokrouhlit na 60 ns. Pak pro výsledné zpoždění platí:

$$t_{Total} = t_{ITRIP} \cdot t_{Filtr} = 1250 + 60 = 1310 \text{ ns} = 1,31 \mu\text{s} \quad (4.42)$$

Výsledné zpoždění je tedy výrazně menší, než doba, po kterou je čip schopen vydržet nadproud. [17]

### 4.3 Návrh desky plošného spoje

Návrh je vytvořen podle schématu uvedeném v příloze 1. Výrobce doporučuje při návrhu dodržet několik pravidel, které jsou zde uvedeny:

- Vodivé spojení mezi emitory čipu IKCM (piny NU, NV, NW) a proudovými bočníky by měli být krátké a široké jak jen to je možné.
- Doporučuje se, aby země řídicí jednotky byla spojena s pinem VSS (16). Signálová zem a silová zem by měly být spojeny pouze jednou širokou cestou.
- Všechny blokové kondenzátory by měly být umístěny co nejbližší čipu IKCM.
- Kondenzátor  $C_{17}$ , který slouží k vyhlazení napěťového signálu z bočníků, by měl být umístěn co nejbližší pinům ITRIP (14) a VSS (16).
- „Snubber“ kondenzátor by měl být umístěn co nejbližší čipu.
- Je vhodné desku navrhnout a vyrobit jako dvouvrstvou s tím, že je vhodnější umístit součástky na opačnou stranu, než je samotný čip IKCM.
- Výkonové cesty by měli být co největší, aby došlo k lepšímu rozložení proudů. Minimální izolační vzdálenost mezi vysokonapěťovými cestami by neměla být menší než 2,54 mm.
- Pro dodržení izolačních vzdáleností je doporučeno vyfrézovat drážku mezi vysokonapěťovými cestami (označeny červeně).

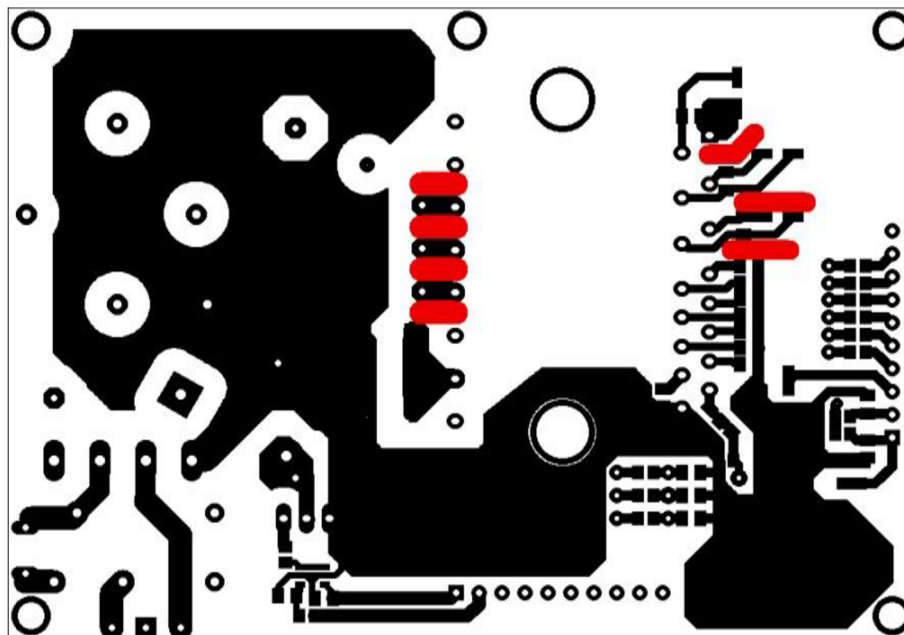
Dle těchto pravidel byla navržena silová deska plošných spojů. [21]

### 4.3.1 Popis DPS

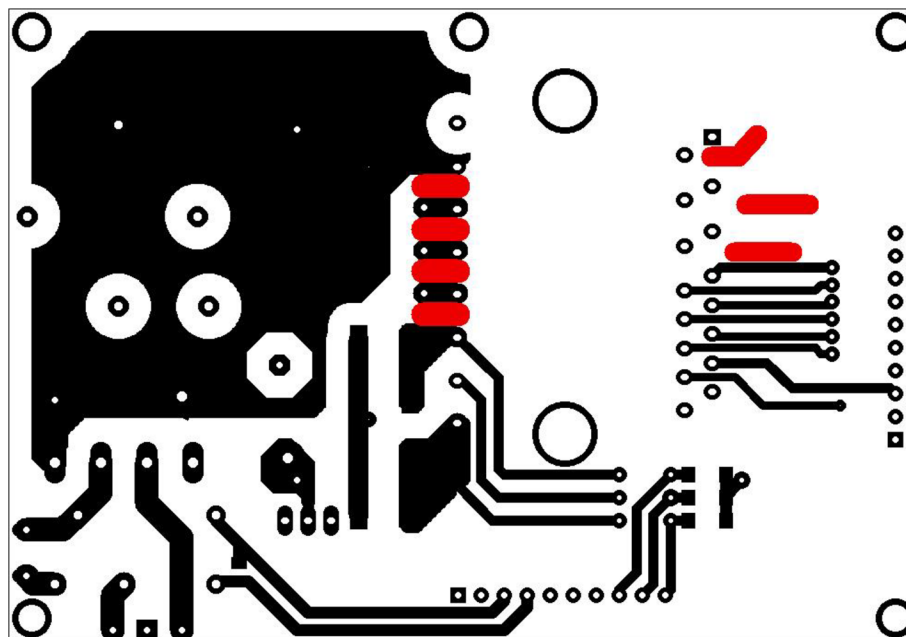
Návrh DPS byl proveden v programu Eagle. Návrh cest DPS je k vidění na Obr. 4-13 a Obr. 4-14. Dle doporučení výrobce bylo přistoupeno k vytvoření dvouvrstvé desky. Drtivá většina součástek je v provedení SMD. Avšak výkonové součástky, jako například oba kondenzátory ve stejnosměrném meziobvodu, nabíjecí a brzdný rezistor i tranzistor pro spínání brzdného odporu jsou v klasickém drátovém provedení. Pozornost je věnována zajištění co nejmasivnější cesty mezi výkonovou zemí a signálovou zemí.

Na desce nacházejí dvě sady konektorů. Jeden konektor (umístěn v pravé části desky) slouží převážně pro propojení signálu z řídicí jednotky do čipu IKCM a naopak. Dále napájí čip pomocným galvanicky oddělenými kladnými napěťovými hladinami 16 V a 3,3 V. Druhý konektor (umístěn v dolní části desky) zajišťuje především snímání signálu z proudových bočníků. Dále konektor spojuje ovládací obvod relé a spínání brzdného tranzistoru. Svorky A3 a A4 (viz. Příloha 1) umístěny ve stejnosměrném meziobvodu slouží k napájení zdroje galvanicky odděleného napětí. Také se těmito svorkami bude monitorovat napětí stejnosměrného meziobvodu.

Pro dodržení bezpečné izolační vzdálenosti je přistoupeno k vyfrézování desky mezi některými cestami. Na obrázcích jsou označeny červenou barvou.



Obr. 4-13: Návrh spodní strany (bottom) DPS. Červeně označeny frézované plochy.



Obr. 4-14: Návrh horní strany (top) DPS. Červeně označeny frézované plochy.

Vzhledem k nutnosti frézování bude deska vyrobena firmou zabývající se výrobou DPS.

## 5 ŘÍDÍCÍ ČÁST MĚNIČE

Pro potřeby přenosu signálu z mikroprocesoru na integrovaný obvod IKCM10H60GA je vhodné měnič opatřit řídicí deskou. Dále budou její obvody zajišťovat napájení pro mikroprocesor, silovou desku a pro vlastní spotřebu. V neposlední řadě bude zajišťovat komunikaci mezi uživatelem a procesorem a také zajištění správného chodu bezpečnostní optické závory. Jedním z požadavků také je, zajistit galvanické oddělení některých částí obvodu od silových částí obvodu.

### 5.1 Zdroj pomocného napájecího napětí

Jako zdroj napájení pomocných obvodů a také mikroprocesoru se nejlépe jeví použití spínaného zdroje. Jelikož se bude jednat o výkon v řádech jednotek wattů, nabízí se jako nejvýhodnější řešení použití jednočinného blokujícího měniče.

#### 5.1.1 Potřebné napěťové hladiny

První část návrhu spočívá v určení maximálního výkonu spínaného zdroje. Procesorová deska bude odebírat při napětí 12 V maximálně 250 mA, jak je uvedeno v [31]. Silová deska vyžaduje napájení napětím 16 V pro čip IKCM10H60GA, 12 V pro relé a 3,3 V pro chybový pin VFO. Proudový odběr výkonového čipu bude maximálně 60 mA a u relé 33,33 mA. Odběr chybového pinu VFO je zhruba 60  $\mu$ A. Dále se na řídicí desce budou vyskytovat obvody s napěťovou hladinou 3,3 V při maximálním odhadovaném odběru 100 mA. Optická závora bude napájena napětím 12 V (3,3 V) a bude odebírat 40 mA. Pro lepší přehlednost je zde uvedena tabulka napěťových hladin, odběrů a výkonů.

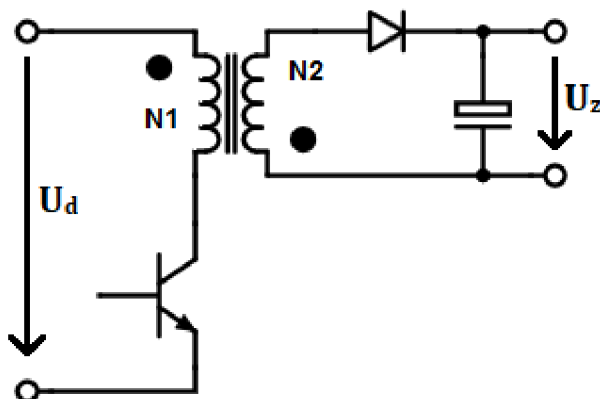
**Tabulka 5-1: Napěťové hladiny a jejich odběry**

Obvody	Napětí [V]	Proud [mA]	Příkon [W]
<i>Napájení IKCM</i>	16	60	1
<i>Procesorová deska</i>	12	250	3
<i>Relé</i>	12	33,33	0,4
<i>Optická závora</i>	12	40	0,5
<i>Pin VFO</i>	3,3	0,06	$0,2 \cdot 10^{-3}$
<i>Ostatní obvody</i>	3,3	100	0,33

Součet všech příkonů je dohromady zhruba 5 W. Nicméně je vhodné, aby byl měnič dimenzován na větší výkonovou zatížitelnost z hlediska bezpečného provozu. Proto bude jednočinný blokující měnič dimenzován na výkon 10 W.

### 5.1.2 Jednočinný blokující měnič s integrovaným obvodem Viper16HD

Jak již bylo zmíněno, měnič bude realizován jako jednočinný blokující v režimu přerušovaných proudů. Základní schéma měniče je uvedeno na Obr. 5-1.



**Obr. 5-1: Princip činnosti jednočinného blokujícího měniče. Převzato z [22] a upraveno autorem.**

Podrobná analýza měniče je uvedena v [22].

V dnešní době je možné využití speciálních integrovaných čipů, které mají v sobě zabudovaný výkonový tranzistor a obvody pro jeho řízení. Takto je možné realizovat měnič pouze s několika externími součástkami. Pro tyto účely byl vybrán integrovaný obvod Viper16HD od firmy ST Microelectronics.

Tento čip v sobě integruje výkonový tranzistor typu MOS-FET se závěrným napětím 800 V. Maximální dosažitelný výkon je 10 W a pracovní spínací frekvence činní 115 kHz. Dále čip disponuje proudovou limitací s nastavením maximálního proudu, teplotní ochranu s hysterezí a obvodem pro měkký start zařízení. Regulaci napětí zajišťuje zpětná vazba, kterou je možné realizovat buďto přímo, nebo pomocí optočlenu pro galvanické oddělení. Čip je možno napájet přímo z primárního vinutí měniče nebo ze zvláštního pomocného napájecího vinutí. Zvláštním případem je napájení ze sekundárního vinutí a to z důvodu toho, že dojde k propojení primární a sekundární minusové sběrnice. V tom případě se již nedá hovořit o galvanicky

odděleném zdroji napájení. Nejvyšší účinnosti měnič dosahuje při napájení z pomocného nebo sekundárního vinutí. [23]

### 5.1.3 Návrh transformátoru

V první řadě je nutné, zvolit vhodný materiál jádra transformátoru. Jelikož jde o měnič s pracovní frekvencí v řádu stovek kHz, je nezbytné použít feritové jádro. Pro tento měnič se jako nevhodnější zdá jádro typu ETD 2910 s kruhovým průřezem středního sloupku, který zajistí snadné vinutí vodičů.

Transformátor bude mít jedno primární a dvě sekundární vinutí. Jedno sekundární vinutí bude použito, jak již bylo zmíněno výše, pro napájení samotného čipu Viper16HD, zajištění zpětné vazby, pro napájení čipu IKCM10H60GA (včetně pinu VFO) a relé. Pro tyto obvody není potřeba galvanicky oddělené napájecí napětí, protože silová mínusová sběrnice je spojena s mínusovou sběrnicí obvodů čipu IKCM10H60GA. Druhé vinutí již bude galvanicky oddělené a bude zajišťovat napájení mikroprocesoru, optické závory a další pomocných obvodů.

Při návrhu je v první řadě nutné zvolit střidu spínání tranzistor. Je vhodné, aby střida byla menší než maximální a to pro zajištění regulační rezervy. Střida tedy je  $s_{max} = 0,33$  z čehož vyplývá délka sepnutí tranzistoru  $T_{zap}$ :

$$T_{zap} = s_{max} \cdot \frac{1}{f_{sw}}, \quad (5.1)$$

kde  $f_{sw}$  je frekvence spínání čipu Viper16HD. Číselně pak:

$$T_{zap} = 0,33 \cdot \frac{1}{115 \cdot 10^3} = 2,9 \mu s$$

Počet závitů primárního vinutí lze vypočítat ze vzorce:

$$N_1 = \frac{U_d \cdot T_{zap}}{\Delta B \cdot S_{Fe}}, \quad (5.2)$$

kde  $U_d$  je napětí stejnosměrného meziobvodu. Maximální hodnota magnetické indukce  $\Delta B$  byla zvolena s rezervou vůči maximální hodnotě a to na 0,2 T.  $S_{Fe}$  je průřez středního sloupku použitého jádra, konkrétně 71 mm<sup>2</sup>. [24] Po dosazení:

$$N_1 = \frac{295,26 \cdot 2,9 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 71 \cdot 10^{-6}} = 60,29 \doteq 61 \text{ závitů}$$

Dalším důležitým parametrem je maximální hodnota proudu primárním vinutím. Nejdříve je nutné znát střední proud primárním vinutím. Ten se spočítá takto:



$$I_{stř,1} = \frac{P_{zmax}}{U_d}, \quad (5.3)$$

kde  $P_{zmax}$  je maximální výkon měniče, tedy 10 W. Pak je tedy střední proud číselně roven:

$$I_{stř,1} = \frac{10}{295,26} = 0,033 \text{ A}$$

Pak tedy pro maximální velikost primárního magnetizačního proudu lze psát:

$$I_{\mu 1max} = 2 \cdot I_{stř,1} \cdot \frac{1}{s_{bm}} = 2 \cdot 0,033 \cdot \frac{1}{0,3} = 0,2 \text{ A} \quad (5.4)$$

Nyní lze vypočítat primární indukčnost:

$$L_1 = U_d \cdot \frac{T_{zap}}{I_{\mu 1max}} = 295,26 \cdot \frac{2,9 \cdot 10^{-6}}{0,2} = 4,3 \text{ mH} \quad (5.5)$$

Vypočítaná hodnota indukčnosti by neměla přesáhnout maximální hodnotu indukčnosti zvoleného jádra. Ověření lze provést tímto výpočtem:

$$L_{1max} = N_1^2 \cdot \Lambda, \quad (5.6)$$

kde  $\Lambda$  je materiálová konstanta, která je uvedena v dokumentaci jádra. [24] Hodnota činní  $\Lambda = 2,35 \text{ nH} \cdot \text{závit}^2$ . Číselně tedy:

$$L_{1max} = 61^2 \cdot 2,35 \cdot 10^{-6} = 8,75 \text{ mH}$$

Nutno podotknout, že maximální indukčnost jádra nabývá této hodnoty při nulové vzduchové mezeře. Magnetický obvod bez vzduchové mezery je v tomto případě nevýhodný, jelikož je obvod nelineární. Vzduchová mezera je zvolena 0,1 mm. Nyní lze vypočítat nový počet primárních závitů s ohledem na zvolenou vzduchovou mezeru:

$$N_{1K} = \sqrt{\frac{L_1}{\Lambda_1}} \quad (5.7)$$

Katalog výrobce udává hodnota materiálové konstanty při zvolené vzduchové mezeře  $\Lambda_l = 0,621 \text{ nH} \cdot \text{závit}^2$ . Po dosazení:

$$N_{1K} = \sqrt{\frac{4,3 \cdot 10^{-3}}{0,621 \cdot 10^{-6}}} = 83,21 \doteq 84 \text{ závitů}$$

Počet sekundárních závitů se určí takto:

$$N_2 = N_{1K} \cdot \frac{U_z + U_f}{U_d} \cdot \frac{1 - s_{max}}{s_{max}}, \quad (5.8)$$

kde  $U_z$  je napětí na výstupu měniče a  $U_f$  je napěťový úbytek na diodě při nejhorším stavu a to 1 V. První vinutí  $A$ , které bude napájet obvody na silové desce, bude maximální výstupní napětí  $U_z = 16$  V. Číselně lze tedy psát:

$$N_{2,A} = 84 \cdot \frac{16 + 1}{295,26} \cdot \frac{1 - 0,33}{0,33} = 9,81 \doteq 10 \text{ závitů}$$

Na druhém sekundárním vinutí  $B$  je nejvyšší potřebná napěťová hladina  $U_z = 12$  V. Pak tedy:

$$N_{2,B} = 84 \cdot \frac{12 + 1}{295,26} \cdot \frac{1 - 0,33}{0,33} = 7,4 \doteq 8 \text{ závitů}$$

Nyní je nutné zjistit minimální průřez vodičů tak, aby snesly požadované proudové zatížení. K tomu je nutné znát efektivní hodnotu primárního magnetizačního proudu, pro který platí:

$$I_{\mu 1ef} = I_{\mu 1max} \cdot \sqrt{\frac{S_{max}}{3}} = 0,2 \cdot \sqrt{\frac{0,33}{3}} = 0,066A \quad (5.9)$$

Nyní lze určit průměr vodiče primárního vinutí:

$$d_{Cu1} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{\mu 1ef}}{\pi \cdot J}}, \quad (5.10)$$

kde  $J$  je zvolená dovolená proudová hustota měděným vodič, která dosahuje hodnoty  $3 \text{ A/mm}^2$ . Pak číselně platí:

$$d_{Cu1} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,066}{\pi \cdot 3 \cdot 10^{-6}}} = 0,167 \text{ mm}$$

Jelikož vodič tohoto průměru není běžně k dostání, proto je vhodné zvolit drát o průměru 0,25 mm.

Pro výpočet průměru sekundárního vinutí  $A$  je nutné znát efektivní hodnotu sekundárního proudu, která se zjistí pomocí převodu:

$$I_{\mu 2ef,A} = I_{\mu 1ef} \cdot \frac{N_1}{N_{2,A}} = 0,066 \cdot \frac{84}{10} = 0,554 \text{ A} \quad (5.11)$$

Pro průměr vodiče  $d_{Cu2,A}$  tedy platí:

$$d_{Cu2,A} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{\mu 2ef,A}}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,554}{\pi \cdot 3 \cdot 10^{-6}}} = 0,48 \text{ mm}$$

Obdobně pro druhé sekundární vinutí  $B$ :

$$I_{\mu 2ef,B} = I_{\mu 1ef} \cdot \frac{N_1}{N_{2,B}} = 0,066 \cdot \frac{84}{8} = 0,693 \text{ A} \quad (5.12)$$

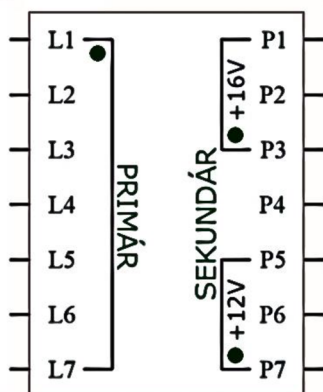
Pro průměr vodiče  $d_{Cu2,B}$  tedy platí:

$$d_{Cu2,B} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{\mu 2ef,B}}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,693}{\pi \cdot 3 \cdot 10^{-6}}} = 0,54 \text{ mm} \quad (5.13)$$

Uvedené průměry vodičů sekundárních vinutí jsou minimální. Jelikož průřez okna je dostatečný, lze obě vinutí navinout lakovaný, drátem o průměru 1,05 mm a průřezu  $0,39 \text{ mm}^2$ . [22], [24]

### 5.1.3.1 Realizace transformátoru

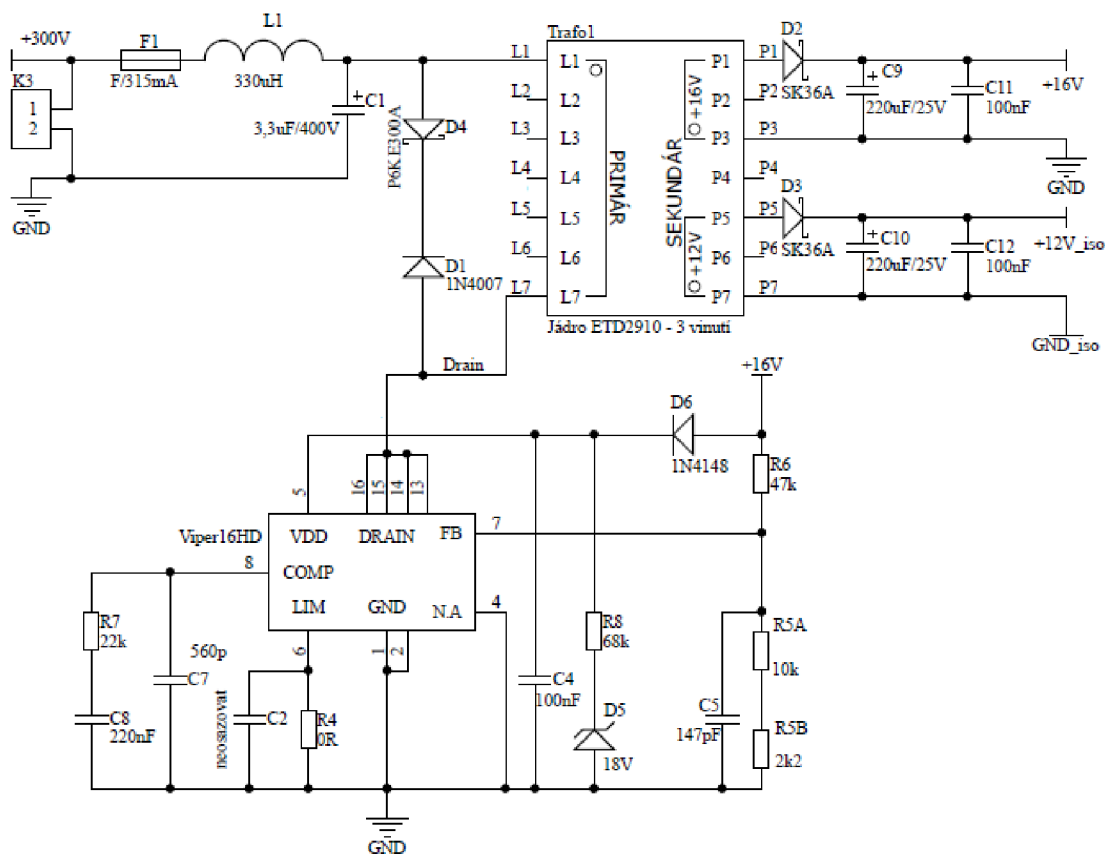
Vodiče byly navinuty na plastovou kostru pro jádro ETD2910. Nejbližše jádru bylo navinuto 84 závitů primárního vinutí o průměru 0,25 mm. Mezi primární a sekundární vinutí byla navinuta vrstva izolační pásky, aby transformátor splňoval požadavky na galvanické oddělení. Následně bylo navinuto 8 závitů sekundárního vinutí  $B$  a na konec 10 závitů sekundárního vinutí  $A$ . Mezi sekundární vinutí  $A$  a  $B$  bylo taktéž vložena menší vrstva izolační pásky. Návrh zapojení jednotlivých začátků a konců vinutí na kostře je k vidění na Obr. 5-2.



**Obr. 5-2: Zapojení jednotlivých začátků a konců vinutí na kostře.**

### 5.1.3.2 Schéma blokující měniče s pomocnými regulátory

Na Obr. 5-3 je k vidění obvod blokující měniče s pomocnými obvody. Na vstupní části se nachází pojistka se jmenovitým proudem 315 mA. Dále je dle doporučení výrobce do obvodu zařazena tlumivka. Hodnoty tlumivky a elektrolytického kondenzátoru jsou voleny tak, aby tyto dva prvky nevytvořily rezonanční obvod.



**Obr. 5-3: Schéma zapojení blokujícího měniče s čipem Viper16HD.**

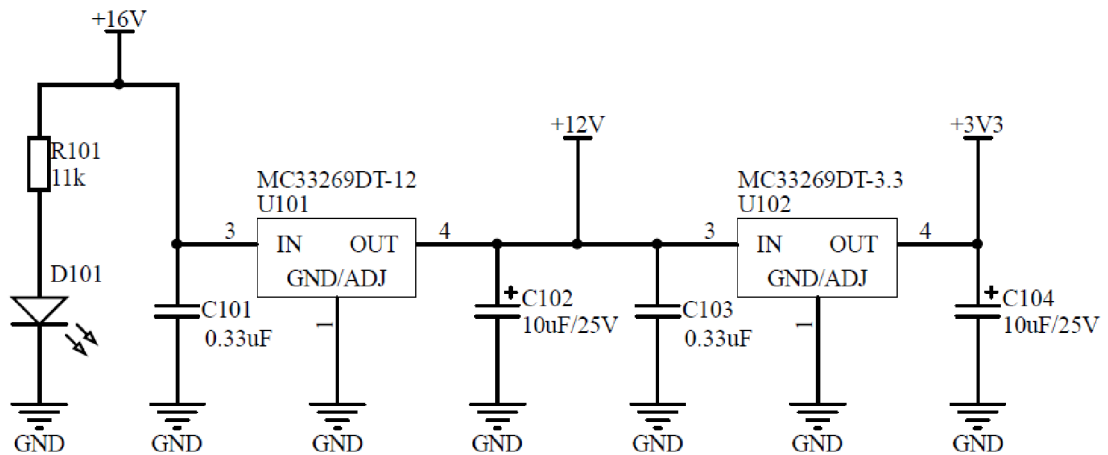
K primárnímu vinutí je paralelně připojena kombinace transilu  $D_4$  a diody  $D_1$ . Transformátor obsahuje parazitní rozptylovou indukčnost, která způsobuje nežádoucí napěťový překmit na tranzistoru při vypínání. Velikost napěťového překmitu roste s přenášeným výkonem. Aby nebyl tranzistor poškozen vlivem překmitu, je vhodné energii během vypínání přeměnit na teplo v transilu. Pro správnou funkci ochrany proti překmitu je nutné zajistit, aby součet napětí meziobvodu a prahového napětí transilu nepřekročil maximální hodnotu závěrného napětí na tranzistoru. V případě transilu typu P6KE300 je prahové napětí 300 V a napětí meziobvodu je 295,26 V. Součet napětí je tedy zhruba 600 V. Závěrné napětí tranzistoru je 800 V, z čeho vyplývá, že podmínka je splněna. [22]

Čip je napájen ze sekundárního vinutí A (16 V) přes pin VDD. V obvodu přívodu je umístěna dioda  $D_6$  typu 1N4148 (dle doporučení výrobce), která zajišťuje žádaný směr proudu. Proti případnému přepětí je obvod chráněn zenerovou diodou  $D_5$  s prahovým napětím 18 V.

Regulace výstupního napětí je zajištěna zpětnou vazbou ze sekundárního vinutí A (vinutí 16 V). Rezistory  $R_6$ ,  $R_{5A}$  a  $R_{5B}$  tvoří napěťový dělič. Hodnoty odporů jsou voleny tak, aby na pinu FB bylo napětí přibližně 3,3 V. Přesně tato hodnota napětí odpovídá referenčnímu napětí v čipu ViperHD 16. Při změně zátěže dojde k změně napětí, tato změna napětí se přenesse přes zmíněný dělič na pin FB. Čip pak dále upraví střidu tak, aby výstupní napětí odpovídalo požadovanému.

Paralelní kombinace rezistoru  $R_4$  a kondenzátoru  $C_2$  na pinu LIM zajišťuje proudové omezení čipu. Výrobce udává, že nejmenší možné proudové omezení je 0,4 A při připojení pinu na zem. Jelikož maximální proud dosáhne sotva poloviny nejmenší hodnoty proudového omezení, je pin připojen přes rezistor s nulovým odporem na zem.

Pin COMP je výstup rozdílového zesilovače zajišťujícího napěťovou zpětnou vazbu. Připojený obvod mezi pin COMP a zem slouží k zajištění stability a dobrých dynamických vlastností regulátoru napětí. Hodnoty součástek  $C_7$ ,  $C_8$  a  $R_7$  jsou zvoleny empiricky. [23], [25]

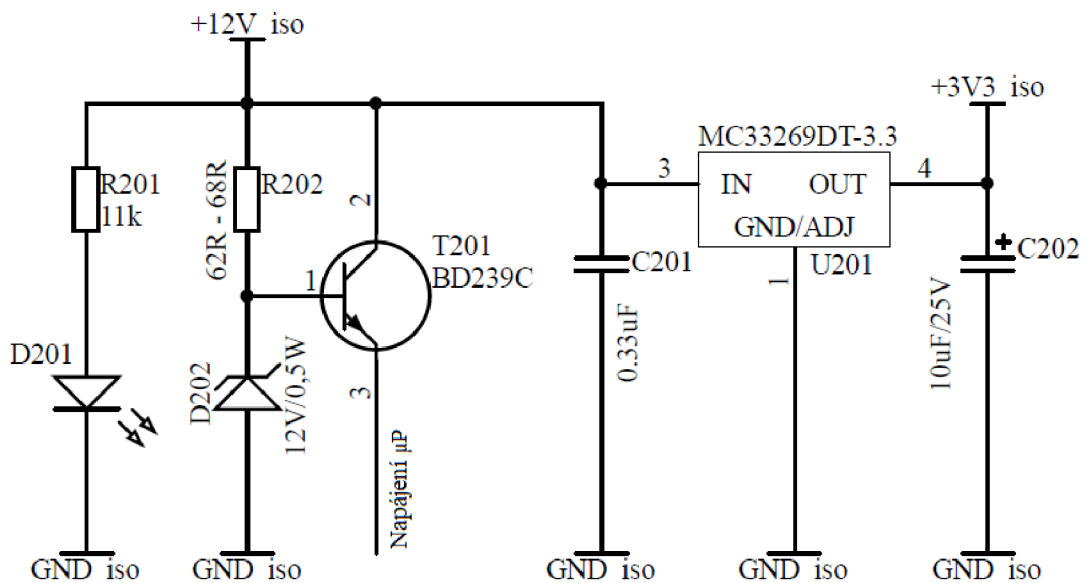


**Obr. 5-4: Schéma zapojení regulátorů na sekundární straně vinutí A.**

Výstupní obvody sekundárních vinutí jsou opatřeny rychlými usměrňovacími Shottkyho dioda ( $D_2$  a  $D_3$ ), elektrolytickými a keramickými kondenzátory.

Zapojení regulátorů na sekundárním vinutí A je na Obr. 5-4. Nejprve je napětí 16 V sníženo na hodnotu 12 V. Toto napětí je použito k ovládní relé a k napájení stabilizátoru s výstupním napětím 3,3 V. Oba stabilizátory jsou typu MC33269DT v pouzdře TO252. Jedná se o spínané stabilizátory s pevnou hodnotou výstupního napětí. Lze je proudově zatěžovat až 0,8 A. [26]

Zapojení stabilizátorů na výstupu sekundárního vinutí *B* je k vidění na Obr. 5-5.



**Obr. 5-5 Schéma zapojení regulátorů na sekundární straně vinutí *B*.**

Nevětší odběr na sekundárním vinutí *B* bude mít mikroprocesor. Jeho stabilizátory nesnesou větší napětí než 12 V. Protože se na tomto vinutí nenachází zpětná vazba s informací o napětí, je přistoupeno ke snížení napětí sériovým stabilizátorem s bipolárním tranzistorem  $T_{201}$  a zenerovou diodou  $D_{202}$  s prahovým napětím 12 V. Předpokládá se, že napětí za stabilizátorem bude dosahovat hodnoty 11,4 V vlivem úbytku napětí 0,6 V na tranzistoru. Dále se v obvodu nachází stabilizátor MC33269DT pro vytvoření napěťové hladiny 3,3 V. Toto napětí bude napájet digitální oddělovače, operační zesilovače a tlačítka.

## 5.2 Obvody pro měření analogových veličin

Pro měření spojitých průběhů určitých veličin bylo přistoupeno realizace měřících obvodů s využitím diferenčních zesilovačů. Konkrétně se jedná o měření proudů, měření napětí v meziobvodu a měření teploty výkonového čipu IKCM10H60GA. Pro tyto účely bylo zvoleno řešení s operačním zesilovačem OPA4340 od firmy Texas Instrument. Ten v sobě sdružuje čtyři operační zesilovače typu rail – to – rail, což je v případě napájení napěťovou hladinou 3,3 V nezbytná vlastnost. Výstup operačního zesilovače bude přiveden přímo na vstup AD převodníku procesoru. Jelikož procesor vyžaduje oddělené napětí od napájecího, je operační zesilovač napájen napěťovou hladinou AVDD (+3,3 V) oproti AGND (0 V). [27]

Všechny provedené výpočty byly úspěšně ověřeny v programu TINA od firmy Texas Instrument.

### 5.2.1 Měření napětí

Nejprve je nutné snížit napětí v meziobvodu na měřitelnou velikost. K tomuto účelu slouží napěťový dělič s filtračním kondenzátorem. Zapojení je realizováno jako plovoucí, tudíž nedochází k přímému spojení zemí GND a AGND. Celé schéma zapojení měření napětí je na Obr. 5-6.

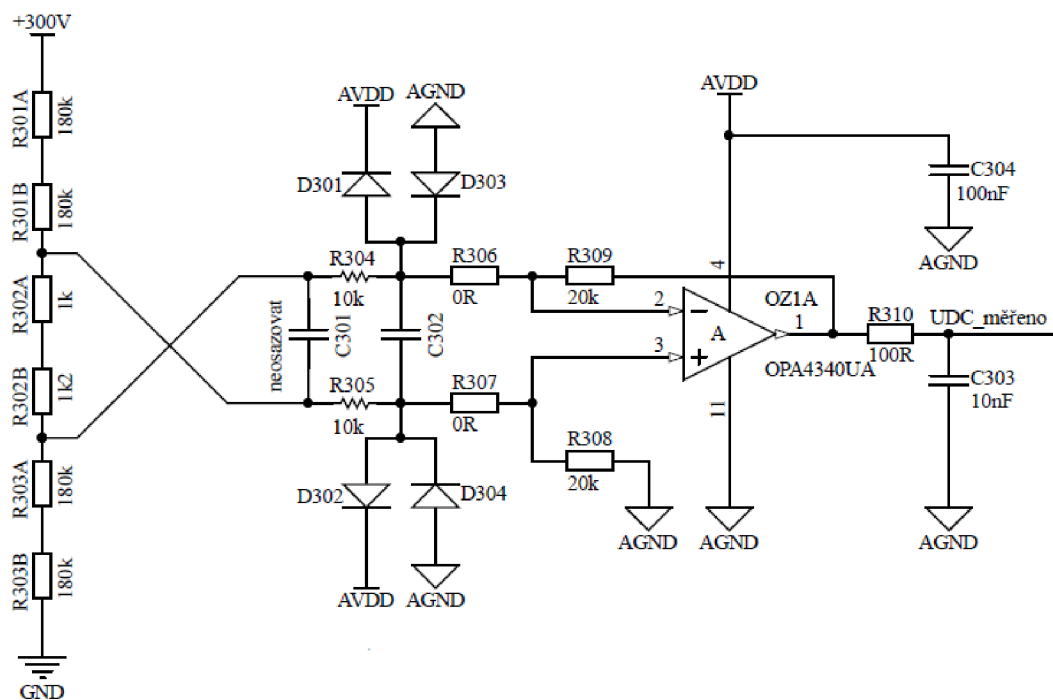
Hodnoty rezistorů jsou zvoleny tak, aby při maximálním dovoleném napětí meziobvodu 500 V bylo na výstupu děliče 1,5 V. Hodnoty odporů rezistorů  $R_{301A}$ ,  $R_{301B}$ ,  $R_{303A}$  a  $R_{303B}$  jsou zvoleny na 180 k $\Omega$ . Vysoká hodnota odporu zajišťuje nedokonalé galvanické oddělení silového obvodu od měřicího. Kombinace šestice rezistorů zapojených do série je zvolena záměrně kvůli lepšímu rozložení ztrátového výkonu. Další výhodou je relativně vyšší přesnost rezistorů s menší hodnotou odporu oproti rezistorům s větší hodnotou odporu. Nyní lze vypočítat hodnotu odporu  $R_{302}$ :

$$R_{302} = \frac{U_{DC,měř} \cdot (R_{301} + R_{303})}{U_{DC,max} - U_{DC,měř}}, \quad (5.14)$$

kde  $U_{DC,max}$  je maximálního dovoleného napětí meziobvodu a  $U_{DC,měř}$  je výstupní hodnota napětí děliče při maximálním napětí. Po dosazení:

$$R_{302} = \frac{1,5 \cdot (360 \cdot 10^3 + 360 \cdot 10^3)}{500 - 1,5} = 2166 \Omega$$

Hodnota odporu rezistoru  $R_{302A}$  byla zvolena na 1 k $\Omega$  a hodnota odporu rezistoru  $R_{302B}$  byla zvolena na 1,2 k $\Omega$ . Všechny rezistory v napěťovém děliči ( $R_{301A}$  až  $R_{303B}$ ) jsou v pouzdře SMD 1206.



**Obr. 5-6: Analogový obvod pro měření napětí.**

Rezistory  $R_{304}$  a  $R_{305}$  jsou v provedení s drátovými vývody kvůli zajištění přepětové ochrany v kombinaci s diodami  $D_{301}$ ,  $D_{302}$ ,  $D_{303}$  a  $D_{304}$ . Diody  $D_{301}$  a  $D_{302}$  jsou zapojená do napájecího napětí AVDD a dioda  $D_{303}$  a  $D_{304}$  do AGND. Případné přepětí zůstane na drátovém rezistoru, některá z diod se otevře a začne ji téct proud, čímž dojde k omezení napětí.

Přímo ke vstupním svorkám diferenčního zesilovače jsou připojeny čtyři rezistory, které tvoří párové dvojice ( $R_{306} - R_{309}$  a  $R_{307} - R_{308}$ ). Přesnost odporů by měla být do 1% a to kvůli zajištění imunity výstupního napětí diferenčního zesilovače proti vstupnímu potenciálu (tzv. součtovému napětí). Jelikož napětí v meziobvodu nemůže dosáhnout záporné hodnoty, je rezistor  $R_{308}$  zapojen na potenciál AGND.

Na výstupu zesilovače se nachází dolní propust, která má za úkol filtrovat výstupní signál. Je vhodné, aby filtr byl fyzicky co nejbližší vstupnímu pinu AD převodníku procesoru.

Jelikož zapojení diferenčního zesilovače pracuje jako invertující (obrací polaritu výstupního napětí oproti vstupnímu), je nutné prohodit přívodní vodiče od napětového děliče. V případě, že by nedošlo k prohození, bylo by na výstupu diferenčního zesilovače nulové napětí. Operační zesilovač by se snažil vytvořit



na výstupu záporné napětí, to mu ovšem neumožní napájecí napětí, které se pohybuje v rozmezí od 0 V do + 3,3 V.

V případě maximálního dovoleného napětí meziobvodu se objeví na invertujícím vstupu zesilovače napětí 1,5 V vůči AGND a na neinvertujícím vstupu potenciál AGND. Z výše uvedeného vyplývá, že hodnota napětí mezi rezistory  $R_{304}$  ( $R_{305}$ ) a  $R_{306}$  ( $R_{304}$ ) nesmí překročit rozdíl napětí AVDD (AGND) a prahového napětí diody. V případě diody 1N4148 je nutné počítat s nejhorším případem prahového napětí 1 V. Číselně jde tedy o hodnotu 2,3 V (1 V), která v tomto případě není překročena.

Nyní je vhodné určit zesílení diferenčního zesilovače tak, aby na výstupu byl co největší rozsah napětí. Jelikož napětí při maximálním dovoleném napětí meziobvodu je 1,5 V, lze zvolit dvojnásobné zesílení. Výpočet zesílení vychází ze zvolené hodnoty odporu rezistoru  $R_{304}$  ( $R_{305}$ ) a to 10 k $\Omega$ . Pak lze vypočítat odpor rezistoru  $R_{309}$  ( $R_{308}$ ):

$$R_{309} = k_{U,DC} \cdot R_{304}, \quad (5.15)$$

kde  $k_{U,DC}$  je zesílení diferenčního zesilovače pro měření napětí v meziobvodu. Číselně tedy:

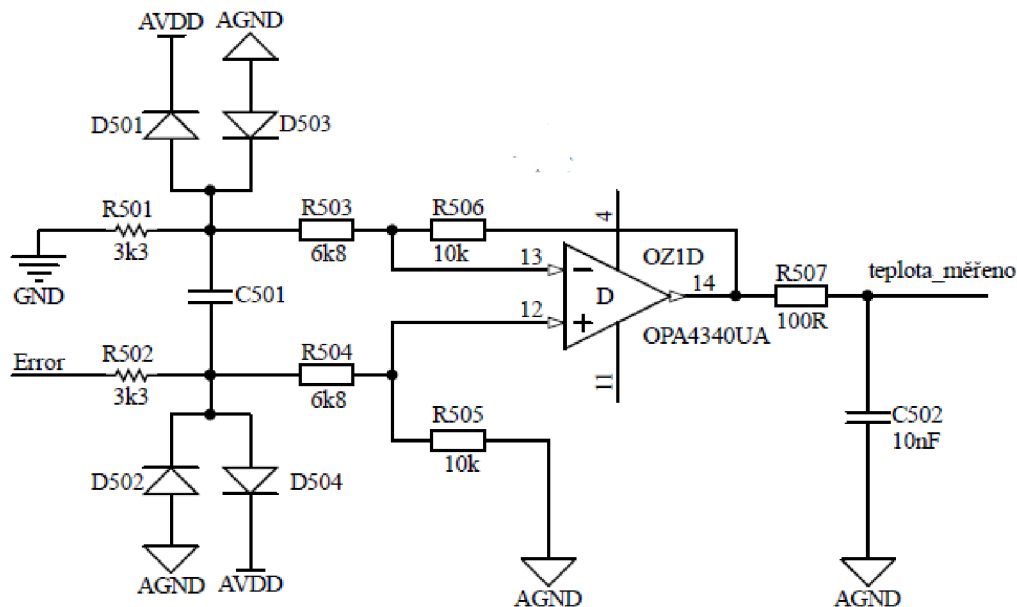
$$R_{309} = 2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 20 \text{ k}\Omega$$

Hodnoty odporu rezistorů  $R_{308}$  a  $R_{309}$  tedy budou 20 k $\Omega$ .

## 5.2.2 Měření teploty

Měření teploty čipu IKCM10H60GA je uzpůsobeno tak, že při teplotě 0 °C je napětí 3,3 V a při teplotě 100 °C je napětí 1,95 V. Zároveň je při napětí 0 V indikován stav nadproudu nebo podpětí v obvodech výkonového čipu (viz kapitola 4.2.5).

V případě měření teploty je situace podobná, jako u měření napětí meziobvodu. Obdobně jsou zapojeny přepět'ové ochrany (drátové rezistory  $R_{501}$  a  $R_{502}$  a diod  $D_{501}$   $D_{502}$   $D_{503}$  a  $D_{504}$ ). Na výstupu zesilovače je opět filtrační dolní propust prvního řádu. Zapojení diferenčního zesilovače je opět invertující. Schéma je na Obr. 5-7.



**Obr. 5-7: Analogový obvod pro měření teploty a detekce poruchy.**

Rozdílné je ovšem přiváděné napětí, které se pohybuje v rozmezí od 0 V do 3,3 V. Aby nedošlo k omezení napětí přepětí ochranou, je nutné rozložit vstupní napětí na oba vstupní odpory v každé větvi. Neinvertující vstup je připojen přes rezistor  $R_{506}$  k potenciálu AGND. Z toho vyplývá, že při vstupním napětí 3,3 V bude na neinvertujícím vstupu plné napětí  $U_{TO}$  napětí 3,3 V. Napětí mezi vstupními rezistory  $R_{501}$  a  $R_{503}$  nesmí překročit hodnotu 2,3 V oproti AGND, jinak by došlo k omezení napětí diodami. Je tedy zřejmé, že na rezistoru  $R_{501}$  ( $R_{502}$ ) musí ležet úbytek napětí 1 V a na rezistoru  $R_{503}$  ( $R_{504}$ ) musí ležet 2,3 V. Vstupní odpor  $R_{50x}$  byl zvolen 10 k $\Omega$ . Pak hodnotu odporu rezistoru  $R_{501}$  určit následovně:

$$R_{501} = \frac{\Delta U_{R501} \cdot R_{50x}}{U_{TO}} = \frac{1 \cdot 10 \cdot 10^3}{3,3} = 3,03 \text{ k}\Omega \quad (5.16)$$

Odpor rezistoru  $R_{503}$  tedy je:

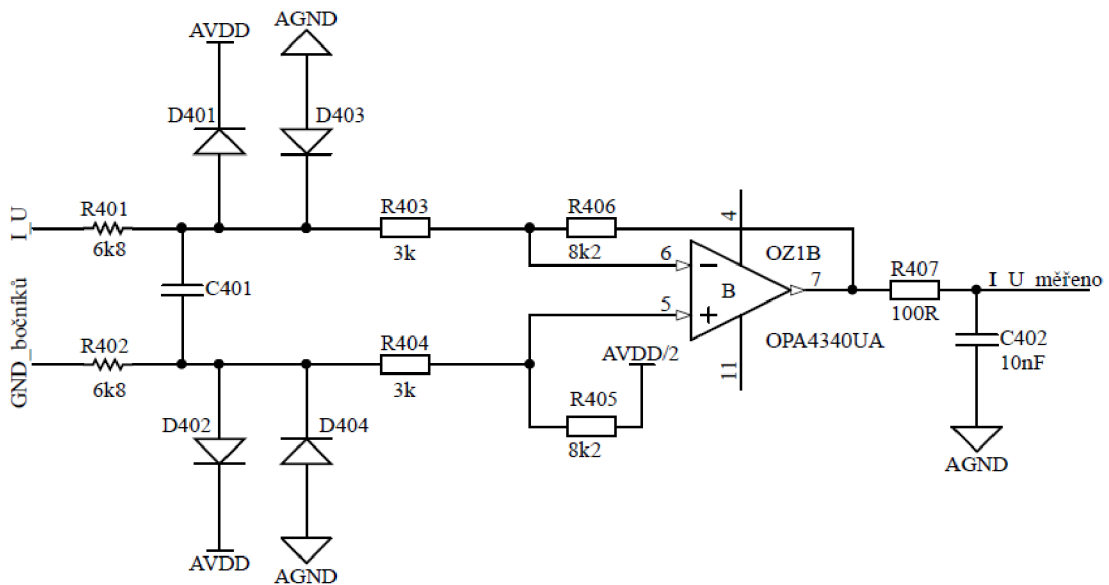
$$R_{503} = \frac{\Delta U_{R503} \cdot R_{50x}}{U_{TO}} = \frac{2,3 \cdot 10 \cdot 10^3}{3,3} = 6,969 \text{ k}\Omega \quad (5.17)$$

Hodnoty odporů jsou zvoleny dle nejbližší odporové řady a to u rezistoru  $R_{501}$  ( $R_{502}$ ) na 3,3 k $\Omega$  a u rezistoru  $R_{503}$  ( $R_{504}$ ) 6,8 k $\Omega$ .

Posledním krokem je určení zesílení diferenčního zesilovače. Jelikož je požadován plný rozsah měřeného napětí na výstupu, je zvoleno zesílení rovno jedné.

### 5.2.3 Měření proudu

Signál z bočníků je přiveden na drátové rezistory  $R_{401}$  a  $R_{402}$ . Ty v kombinaci s diodami tvoří přepětovou ochranu. Jelikož může signál z bočníku dosahovat i záporných hodnot, je každá větev opatřena dvojicí diod zapojených buď katodou do potenciálu AVDD nebo anodou do potenciálu AGND. Dále jsou v obvodu dvě párové dvojice rezistorů. Výstup diferenčního zesilovače je opatřen filtračním RC členem. Schéma snímání napěťového signálu z bočníku pro větev U je na Obr. 5-8.



**Obr. 5-8: Analogový obvod pro měření proudu ve větvi U.**

Pokud bude bočníkem protékat kladný maximální dovolený proud ( $I_{zkr} = 6 \text{ A}$ ), vznikne na bočníku kladný úbytek napětí o hodnotě 1,09 V. Je ovšem vhodné, měřicí obvod přizpůsobit vyššímu proudu a to  $I_{měř} = 10 \text{ A}$ . Při tomto proudu bude úbytek na bočníku roven:

$$\Delta U_{10A} = R_{b,sk} \cdot I_{měř} = 0,186 \cdot 10 = 1,86 \text{ V} \quad (5.18)$$

Na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače se nachází napětí  $AVDD/2$ , tedy + 1,65 V. Na invertujícím vstupu se potom nachází součet napětí  $AVDD/2$  a napětí z bočníku, tedy + 3,51 V. V případě záporného maximálního proudu bočníkem bude součet napětí roven – 1,86 V. Na invertujícím vstupu se opět objeví součet napětí  $AVDD/2$  a napětí z bočníku, tedy - 0,21 V. Použití diod jako přepětových ochran zapříčiní snížení rozkmitu signálu. Napětí mezi rezistory  $R_{401}$  a  $R_{403}$  ( $R_{402}$  a  $R_{404}$ ) musí být v rozmezí od + 1 V do + 2,3 V. Tato podmínka ovšem není splněna. Proto je v obvodu umístěna v každé větvi dvojice rezistorů, které tvoří napěťový dělič.

Aby nedošlo k omezení napěťového signálu diodami, je nutné jej správně rozložit na oba rezistory. Vstupní odpor diferenčního zesilovače je zvolen na 10 kΩ. Na rezistoru R<sub>403</sub> by měl ležet úbytek napětí:

$$\Delta U_{R403} = U_{d1} - U_{ref}, \quad (5.19)$$

kde  $U_{d1}$  je maximální přípustné napětí, při kterém nedojde k omezení signálu vlivem přepěťové ochrany a  $U_{ref}$  je polovina napájecího napětí AVDD, tedy + 1,65 V. Po dosazení:

$$\Delta U_{R403} = 2,3 - 1,65 = 0,65 \text{ V}$$

Nyní lze vypočítat hodnotu odporu rezistoru R<sub>403</sub>:

$$R_{403} = R_{40x} \cdot \frac{\Delta U_{R403}}{\Delta U_{10A}}, \quad (5.20)$$

kde  $R_{40x}$  je celkový vstupní odpor diferenčního zesilovače, tedy 10 kΩ. Po vyčíslení:

$$R_{403} = 10 \cdot 10^3 \cdot \frac{0,65}{1,86} = 3,494 \text{ k}\Omega$$

Dále pak na vstupním rezistoru s drátovými vývody R<sub>401</sub> musí ležet zbylé napětí:

$$\Delta U_{R401} = \Delta U_{10A} - \Delta U_{R403} = 1,86 - 0,65 = 1,21 \text{ V} \quad (5.21)$$

Hodnota odporu rezistoru R<sub>401</sub> se pak určí takto:

$$R_{401} = R_{40x} \cdot \frac{\Delta U_{R401}}{\Delta U_{10A}} = 10 \cdot 10^3 \cdot \frac{1,21}{1,86} = 6,505 \text{ k}\Omega \quad (5.22)$$

Finální odpory rezistorů jsou zvoleny dle dostupné odporové řady. Rezistor R<sub>401</sub> má zvolenou hodnotu odporu na 6,8 kΩ a rezistor R<sub>403</sub> na 3,3 kΩ.

Další krok spočívá ve zvolení zesílení diferenčního zesilovače. Jelikož má operační zesilovač na svém neinvertujícím vstupu přivedeno napětí AVDD/2 (+ 1,65 V) přes rezistor R<sub>405</sub>, odpovídá nulový proud polovině napájecího napětí na výstupu operačního zesilovače. Jelikož je zapojení invertující, je navrhované výstupní napětí diferenčního zesilovače + 3,15 V pro záporný proud  $I_{měř}$  a + 0,15 V pro kladný proud  $I_{měř}$ . Je zřejmé, že napětí bude oscilovat v rozsahu 1,5 V okolo referenční hodnoty napětí při průchodu  $I_{měř}$ . Požadované zesílení lze tedy vypočítat takto:

$$K_I = \frac{\Delta U_{výst}}{\Delta U_{10A}}, \quad (5.23)$$

kde  $\Delta U_{výst}$  je rozsah výstupního napětí diferenčního zesilovače okolo referenční hodnoty. Číselně tedy:

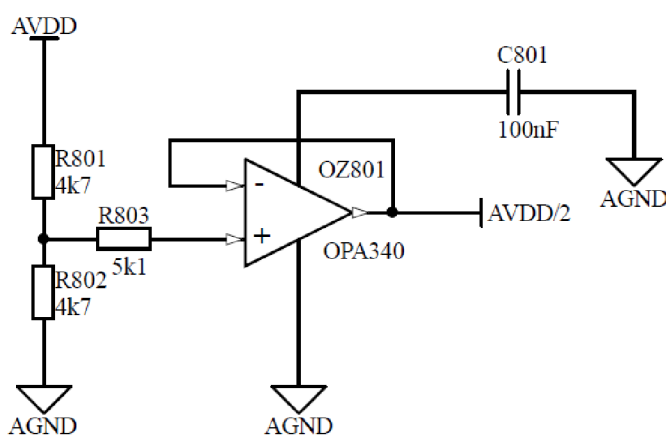
$$K_I = \frac{1,5}{1,86} = 0,8$$

Velikost odporu rezistoru  $R_{406}$  se spočítá takto:

$$R_{406} = K_I \cdot (R_{401} + R_{403}) = 0,8 \cdot (6800 + 3300) = 8,08 \text{ k}\Omega \quad (5.24)$$

Nejbližší hodnota z odporové řady činí 8,2 k $\Omega$ . Výsledné zesílení se změní jenom nepatrně.

Pro správnou funkci je nutné vytvořit napěťovou referenci AVDD/2 tedy napětí 1,65 V. Vhodným řešením je odporový dělič, který má na svém výstupu operační zesilovač ve funkci sledovače. Sledovač zajistí stabilitu výstupního napětí i při zvýšeném proudovém odběru. Pro této účel by vybrán operační zesilovač OPA340 firmy Texas Instrument. Jedná se o operační zesilovač typu rail-to-rail, který je vhodný pro zamýšlenou funkci. Zapojení je k vidění na Obr. 5-9. [27]



**Obr. 5-9: Zapojení napěťová reference AVDD/2.**

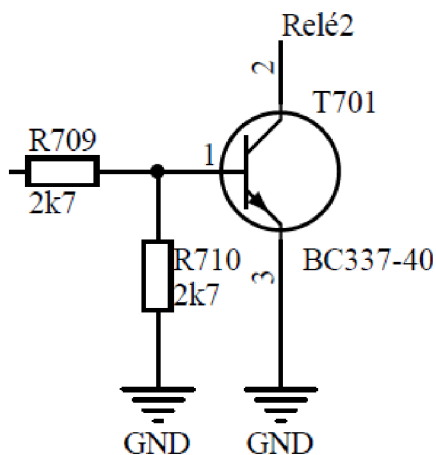
### 5.3 Digitální oddělovače

Pro galvanické oddělení řídicího signálu pro spínání tranzistorů, relé a brzdného tranzistoru jsou zvoleny digitální oddělovače typu Si8600AC a Si8660BB od firmy Silicon Labs. Oba čipy se vyznačují krátkým zpožděním přenášeného signálu, nízkou spotřebou a velmi dobrou teplotní stabilitou oproti optickým či jiným digitálním oddělovačům. Oba čipy mají rozsah napájení od 3 V do 5 V. V případě čipu Si8600AC jde o oddělovač s izolačním napětím 3,75 kV a dvojicí obousměrných kanálů v pouzdře SOIC-8N. Čip Si8660BB disponuje izolačním napětím 2,5 kV a šesticí jednosměrných kanálů pro přenos informace. Výrobce

doporučuje umístit v blízkosti napájecího pinu odrušovací keramický kondenzátor, pro zajištění vyšší stability. Schéma zapojení je k vidění v příloze 2. Rezistory R<sub>701</sub> – R<sub>706</sub> jsou umístěny za výstupem z procesoru a to kvůli ochraně silového obvodu v době po restartu procesoru. Než se inicializují všechny výstupní periferie, nachází se výstupy z procesoru ve vysoké impedanci, což by mohlo zapříčinit nežádoucí sepnutí tranzistorů. [28], [29]

## 5.4 Návrh obvodu pro ovládání relé

Spínání relé pro zkratování nabíjecího rezistoru je provedeno pomocí bipolárního tranzistoru ve spínacím režimu. Odebíraný proud kotvou relé je přibližně 33,33 mA, pro jistotu je zvoleno 40 mA. Typ tranzistoru byl zvolen BC337-40 s maximálním kolektorovým proudem až 800 mA a proudovým zesilovacím činitelem 250. Napětí na přechodu báze - emitor výrobce udává  $U_{BE} = 0,7$  V. Schéma zapojení je na Obr. 5-10. [30]



Obr. 5-10: Spínání relé pomocí bipolárního tranzistoru.

Při návrhu bipolárního tranzistoru ve spínacím režimu je nejprve nutné vypočítat nejnižší možnou hodnotu bázevého proudu, aby došlo k spolehlivému sepnutí relé. Platí tedy:

$$I_{\beta, \min} = \frac{I_c}{\beta}, \quad (5.25)$$

kde  $I_c$  je kolektorový proud, v tomto případě proud pro sepnutí relé (40 mA) a  $\beta$  je stejnosměrný proudový zesilovací činitel tranzistoru BC337-40. Po odsazení:

$$I_{\beta, \min} = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{250} = 0,16 \text{ mA}$$

Pro zajištění bezpečného otevření tranzistoru je vhodné zvýšit minimální hodnotu bázevého proudu šestkrát.

$$I_{\beta} = I_{\beta, \min} \cdot 6 = 0,16 \cdot 6 = 0,96 \text{ mA} \quad (5.26)$$

Výsledek lze zaokrouhlit na 1 mA.

Výpočet rezistoru  $R_{501}$  lze provést tak, že od napětí výstupního pinu řídicí jednotky se odečte napětí na přechodu báze – emitor a následně se tato hodnota podělí požadovaným bázevým proudem:

$$R_{709} = \frac{U_{sig} - U_{BE}}{I_{\beta}}, \quad (5.27)$$

kde  $U_{sig}$  je napětí na řídicím pinu, tedy 3,3 V. Číselně tedy:

$$R_{709} = \frac{3,3 - 0,7}{1 \cdot 10^{-3}} = 2600 \Omega$$

Hodnota se nenachází ve standardizované řadě, a proto byla vybrána hodnota 2,7 k $\Omega$ . Tím, že se hodnota odporu zvýší, se sníží proud do báze a to takto:

$$I'_{\beta} = \frac{U_{sig} - U_{BE}}{R_{709}} = \frac{3,3 - 0,7}{2700} = 0,963 \text{ mA} \quad (5.28)$$

Dále je před bází tranzistoru umístěn rezistor  $R_{710}$ , který je zapojený jedním koncem na zem. Tento rezistor je v obvodu z důvodu ochrany v době krátce po restartu procesoru. Výstupní pin se nachází ve vysoké impedanci, které by mohlo způsobit nechtěné otevření tranzistoru. Hodnota odporu tohoto rezistoru je zvolena stejná, jako je hodnota odporu rezistoru  $R_{709}$ . Proto je vhodné ověřit skutečný proud tekoucí do báze:

$$I_{\beta, sk} = I'_{\beta} - I_{R710} = I'_{\beta} - \frac{U_{BE}}{R_{710}}, \quad (5.29)$$

kde  $I_{R710}$  je proud tekoucí rezistorem  $R_{710}$ . Po dosazení:

$$I_{\beta, sk} = 0,963 - \frac{0,7}{2700} = 0,703 \text{ mA}$$

Ověření skutečného kolektorového proudu při skutečném bázevém proudu lze provést takto:

$$I_{c, sk} = \beta \cdot I_{\beta, sk} = 250 \cdot 0,703 = 175,75 \text{ mA} \quad (5.30)$$

Z výsledku je patrné, že zvolený bázevý proud bude s rezervou stačit pro napájení kotvy magnetického relé.

## 5.5 Ostatní obvody

Zapojení všech ostatních obvodů je uvedeno v příloze 2.

### 5.5.1 Ovládací tlačítka

Pro zajištění ovládání měniče je deska opatřena obvody pro zpracování signálu pomocí tlačítek. Tlačítko spíná proti napětí 3,3 V oproti zemi přes rezistor. Na výstupu se nachází malý filtrační kondenzátor pro případné potlačení nežádoucích záskmitů. Tímto způsobem jsou vyřešeny všechny ovládací tlačítka i zpracování signálu z koncových spínačů.

### 5.5.2 Optická závora

Optická závora slouží k detekci překážky v prostoru vrat. Princip spočívá v generování světelného paprsku na jedné straně a přijímacího zařízení paprsku na straně druhé. Pokud se paprsek přeruší (překážka v prostoru vrat), optická závora vyšle signál pro přerušování chodu. Pro správnou funkci optické závory je nutné zajistit napájecí napětí na straně vysílače i na straně přijímače a také přívod signálu z optické závory. Výstup je opatřen RC filtrem pro případné potlačení nežádoucího rušení. Obvod je opatřen jumpery  $J_{601}$  a  $J_{602}$ , které slouží k případné změně napájecího napětí.

## 5.6 Návrh desky plošného spoje

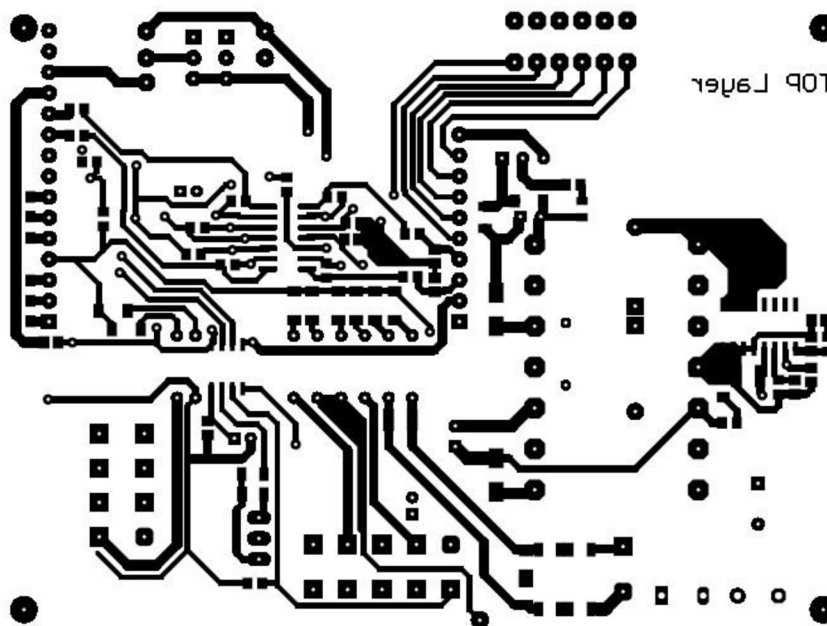
Návrh je vytvořen dle schématu v příloze 2. Pro ověření funkčnosti a správnosti návrhu DPS bylo přistoupeno k vyrobení pokusné desky. Ta například neobsahuje porty pro přímé připojení procesorové desky Nucelo.

Při návrhu byly vzaty v úvahu doporučení pro čip Viper16HD od výrobce ST Microelectronics. Jedná se především o rozdělení signálových cest zemního potenciálu od silových cest zemního potenciálu. Dále by se měli všechny signálové cesty zemního potenciálu spojit v jednom bodě v blízkosti pinu GND. Tepelné ztráty se odvádějí přes piny DRAIN, proto se doporučuje velká plocha mědi v blízkosti tohoto pinu. Pin 4 by měl být připojen k pinu GND samostatnou cestou. Dále byl kladen důraz na dodržení větší vzdálenosti mezi obvody napájené z vinutí A a z vinutí B. Signálové cesty k operačnímu zesilovači byly vedeny co nejbliže

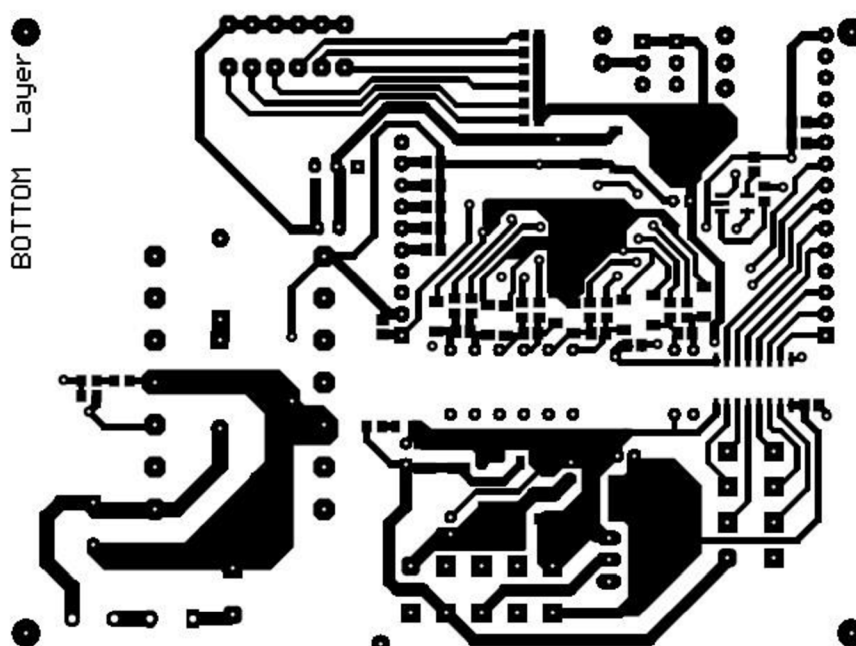


k sobě, aby se případné rušení přenášelo do obou větví zároveň. Pro připojení k silové desce byly použity konektory Mini-fit. [23]

Návrh DPS byl proveden v programu Altium Designer. Většina součástek je v provedení SMD, avšak některé součástky jsou v drátovém provedení. Návrh obou vrstev desky jsou k vidění na Obr. 5-11 a Obr. 5-12.



Obr. 5-11: Návrh horní strany (top) řídicí desky.



Obr. 5-12: Návrh spodní strany (bottom) řídicí desky.

## 6 PROCESOROVÁ DESKA STM32 NUCLEO

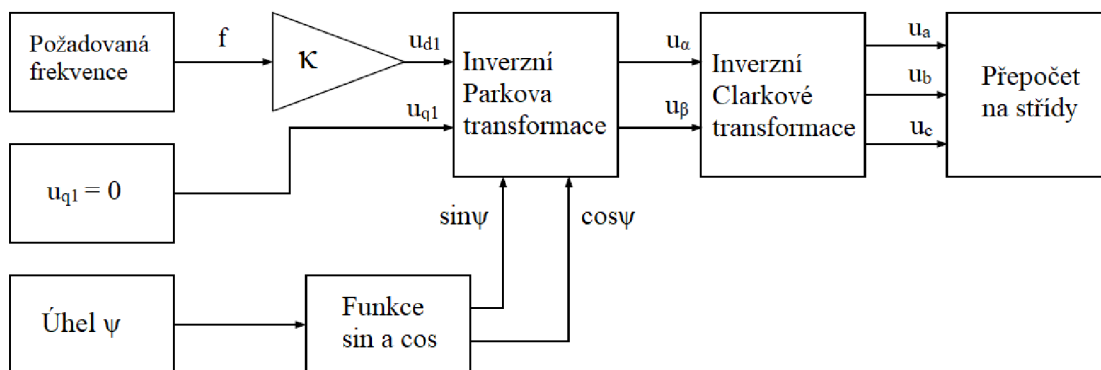
Pro řízení a generování sinusové pulsní šířkové modulace byla zvolena procesorová deska STM32 Nucleo - 64 s integrovaným mikrokontrolérem typu STM32F303RE od výrobce ST Microelectronics. Deska se skládá ze dvou funkčních celků, které lze od sebe oddělit. Na první se nachází samotný mikroprocesor s výstupními piny a na druhé části je umístěn programátor ST-LINK/V2, který zastává i funkci debuggeru. Komunikaci s PC zajišťuje konektor USB Mini. Velkou výhodou desky Nucleo - 64 je velmi příznivá pořizovací cena. [31]

### 6.1 Mikroprocesor STM32F303RE

Jedná se o mikroprocesor s jádrem ARM® Cortex® M4 o pracovní frekvenci 72 MHz v pouzdře LQFP64. Čip disponuje Flash pamětí o velikosti 512 kByte a pamětí SRAM o velikosti 64kByte. Dále je vybaven množstvím periférií vhodných pro řízení motorů. Časovače obsahují tři komplementární kanály s pulsní šířkovou modulací, generátorem ochranné doby „dead-time“ a možností rychlého přerušení vlivem poruchy. Pro snímání analogových veličin jsou v čipu integrovány čtyři velmi rychlé AD převodníky s možností spouštění pomocí časovačů. Samozřejmě jsou nastavitelné piny typu GPIO (general purpose input output), které lze využít například pro přivedení signálu z tlačítka, nebo pro signalizaci poruchového stavu. K ovládání všech periférií jsou s oblibou používány knihovny typu HAL. Generování kódu lze provádět v několika vývojových prostředích, například Keil, IAR, IDE nebo Attollic True Studio. [32]

### 6.2 Struktura kódu pro generování sinusové PWM

Pro správně řízení asynchronního motoru je nutné generování sinusové pulsní šířkové modulace. Jelikož aplikace není náročná z pohledu regulační techniky, je přistoupeno ke skalárnímu řízení, kdy napětí na motoru je přímo úměrné jeho frekvenci. Blokovaný popis schématu se nachází na Obr. 6-1.



**Obr. 6-1: Blokové schéma řízení asynchronního motoru.**

Vstupním parametrem je požadovaná frekvence, ze které se následně vypočítá pomocí konstanty  $\kappa$  napětí  $u_{d1}$ . Napětí  $u_{q1}$  je uvažováno jako nulové. Přes inverzní Parkovu transformaci a inverzní transformaci Clarkové jsou vypočítány střidy pro jednotlivé tranzistory. Inverzní parkova transformace pracuje s funkcemi sinus a cosinus, které jsou vytvořeny speciální funkcí z úhlu  $\psi$ .

Veškerý kód je generován ve vývojovém prostředí Attolic True Studio.

### 6.2.1 Napětí $u_{d1}$ a $u_{q1}$

Velmi jednoduchá struktura řízení bez zpětnovazebního snímání veličin umožňuje položit napětí v ose  $q$  rovno nule. Napětí v ose  $d$  lze určit jako frekvenci vynásobenou konstantou  $\kappa$ . Ta byla definována z poměru maximálního amplitudového napětí vůči maximální frekvenci následovně:

$$\kappa = \frac{U_{max}}{f} = \frac{325,26}{50} = 6,5 \quad (6.1)$$

Tato napětí jsou vstupními hodnotami pro inverzní Parkovu transformaci.

### 6.2.2 Inverzní Parkova transformace a inverzní transformace Clarkové

Funkce inverzní Parkovy a inverzní Clarkové transformace jsou ke stažení z [33]. Jedná se o knihovny určené pro procesory s jádrem ARM Cortex. Funkce zajišťují převedení napětí ze systému  $dq$  do systému  $\alpha\beta$  a poté do třífázového systému  $abc$ .

### 6.2.3 Funkce sinus a cosinus

Pro funkčnost knihovny inverzní Parkovy transformace je nutné generovat funkce sinus a cosinus. Frekvence funkcí pak přímo odpovídá frekvenci napětí na motoru. Knihovny funkcí jsou dostupné v [33]. Vstupním parametrem je úhel  $\psi$ , výstupními pak přímo funkce sinus a cosinus.

Generování úhlu  $\psi$  probíhá následujícím způsobem. Počáteční hodnota je nastavena na  $-180$ , což odpovídá úhlu  $-180^\circ$ . Časovač je nastaven tak, aby za jednu periodu vyvolal 359 přerušení. V obsluze přerušení dojde k přičtení jedničky k počáteční hodnotě úhlu  $\psi$ . Pro tento nový úhel jsou vygenerovány nové hodnoty funkcí sinus a cosinus. Postup se dále opakuje, dokud nedosáhne úhel hodnoty 180, kdy dojde k překlopení do počáteční hodnoty. Počet přerušení je zvolen tak, aby docházelo k aktualizaci goniometrických funkcí po jednom stupni v rozsahu  $360^\circ$ . Frekvenci funkcí sinus a cosinus lze měnit nastavením frekvence přerušení časovače.

### 6.2.4 Generování stříd pro tranzistory

Funkce inverzní transformace Clarkové obsahuje pouze výstup  $u_a$  a  $u_b$ . Napětí  $u_c$  lze dopočítat takto:

$$u_c = -u_a - u_b \quad (6.2)$$

Makro pro zadávání střídý umí pracovat pouze s čísly nezápornými ve formátu *int32*. Nejprve je nutné přetypovat všechny napětí z formátu *float32* na formát *int32*. Následně se musí provést posun všech napětí, aby hodnoty nenabývali záporných hodnot (k napětí je přičtena hodnota 325,27). V posledním kroku je nutné posunuté hodnoty napětí správně naškálovat na maximální hodnotu „Counter Period“ registru (výšku trojúhelníku) v časovači.

Výrobci dnešních procesorů vyvíjí také své knihovny pro řízení motorů. Bohužel v případě výrobce ST Microelectronics nejsou kvalitní knihovny pro řízení asynchronních motorů dostupné. Proto není použita modulace prostorového vektoru napětí pro generování stříd tranzistorů. Z toho vyplývá, že střídač nemůže dosáhnout maximálního modulačního činitele  $M$  (viz kapitola 4.2.2.1). V případě této aplikace ovšem nižší dosažené napětí nevádí, jelikož se nepředpokládá provoz na kmitočtu 50 Hz.

## 6.2.5 Rozběhová rampa

Aplikace vyžaduje rozběh motoru postupně po časové rampě. Vytvoření rozběhové rampy je provedeno pomocí dalšího časovače, jenž vyvolává přerušení po 100 ms. V obsluze přerušení dojde k přičtení určité hodnoty frekvence (setina maximální frekvence) k počáteční frekvenci, která je nulová. Následně se provede výpočet nové hodnoty „*Counter Period*“ registru pro časovač, který obsluhuje generování goniometrických funkcí. Tím dojde ke změně frekvence napájecího napětí. Po překročení maximální nastavené frekvence se frekvence ustálí na požadované hodnotě.

Pro účely pokusného měření byl čas rozběhu motoru do plné rychlosti nastaven na 10 sekund.

## 6.2.6 Ovládání zařízení

Spouštění měniče je provedeno tlačítkem umístěným na desce Nucleo. Pokud je na pin přivedeno napětí pomocí tlačítka, dojde k přerušení. V obsluze přerušení dojde k inicializaci všech časovačů, čímž se uvede do provozu rozběhová rampa. Druhé tlačítko slouží k uvedení veškerého nastavení do původních hodnot (deinicializace časovačů), čímž dojde k vypnutí měniče.

## 6.2.7 Spínání relé

Sepnutí relé, které zkratuje nabíjecí odpor, je realizováno systémovým časovačem *SysTick*, který obsahují všechny procesory STM s jádrem Cortex. Nejdůležitější vlastností tohoto časovače je vyvolání přerušení každou 1 ms. V obsluze přerušení je tedy proměnná inkrementována po jedničce až dosáhne hodnoty 150 (odpovídá 150 ms). Poté dojde k sepnutí relé a vyzkratování nabíjecího rezistoru.

## 6.3 Nastavení potřebných periférií

Nejdůležitější částí pro správné generování stříd pro tranzistory jsou časovače. V této aplikaci jsou použity tři časovače. Výkonný časovač TIM1 umožňuje generování tří signálů pulsní šířkové modulace v komplementárním režimu s nastavitelnou ochrannou dobou „*dead-time*“. Časovač TIM3 se využívá ke generování goniometrických funkcí sinus a cosinus. Časovač TIM2 je použit

pro rozběhovou rampu. V následujícím textu jsou blíže popsány specifika nastavení jednotlivých časovačů.

Jednotlivé nastavení periferií bylo provedeno v rozhraní CubeMX. Jedná se o grafickou aplikaci vyvinutou speciálně pro procesory STM32, která umožňuje přímý přístup k registrům procesoru.

Kompletní nastavení časovačů se nachází v příloze 3.

### 6.3.1 Časovač TIM1

Jak bylo zmíněno výše, je tento pokročilý časovač použit ke generování signálů s komplementárními výstupy. Položku „*Clock Source*“ je nutné změnit na „*Internal Clock*“. Tím je zaručeno, že frekvence časovače se bude odvíjet od frekvence krystalu umístěnému na desce Nucleo. Komplementární spínání kanálu 1 se zajistí přepnutím položky „*Channel1*“ do stavu „*PWM Generation CH1 CH1N*“. Podobně se nastaví zbylé dva kanály „*Channel2*“ a „*Channel3*“. Následně se v nastavení časovače provede změna módu čítače a to na středově zarovnaný. To znamená, že čítač bude nejprve počítat od nuly do hodnoty  $CP$  a následně z hodnoty  $CP$  do nuly. Hodnota  $CP$  tedy určuje, při jaké hodnotě dojde k přetečení časovače. Nastavení spínací frekvence  $f_{PWM}$  se provádí nastavením položky „*Prescaler*“, která slouží k snížení frekvence časovače:

$$Prescaler = \frac{f_{sys}}{\frac{f_{PWM} \cdot CP}{2}} - 1, \quad (6.3)$$

kde  $CP$  je hodnota Auto-reload registru („*Counter Period*“), která je zvolena na 2000. Hodnota  $f_{sys}$  je nastavena na 144MHz a spínací frekvence střídače  $f_{PWM}$  je zvolena na 18 kHz. Číselně tedy:

$$Prescaler = \frac{144 \cdot 10^6}{\frac{18 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^2}{2}} - 1 = 1$$

Do pole „*Prescaler*“ se zapíše 1 a do pole „*Counter Period*“ se zapíše 1999, tedy hodnota  $CP$  ponížena o jedničku. Je to z důvodu počátku číslování od 0 a ne od 1.

Délku ochranné doby „*dead-time*“ lze vypočítat pomocí vzorce na straně 592 v [34]:

$$DTG[5:0] = \frac{f_{sys} \cdot t_{DT}}{2} - 64, \quad (6.4)$$

kde  $DTG[5:0]$  je posledních 6 bitů v registru „*Dead-time*“ (první 2 jsou  $DTG[7:5] = 10$ ) a  $t_{DT}$  je požadovaná ochranná doba, tedy 1  $\mu$ s. Číselně tedy:

$$DTG[5:0] = \frac{144 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{2} - 64 = 8$$

Ve dvojkové soustavě lze číslo 8 zapsat jako 001000. Do registru se tedy musí zapsat součet  $DTG[5:0]$  a  $DTG[7:5]$ , tedy 10001000. Toto číslo lze v desítkové soustavě zapsat jako 136. Do pole „*Dead Time*“ byla zapsána tato hodnota, čímž se ochranný čas „*dead-time*“ definoval na hodnotu 1  $\mu$ s.

### 6.3.2 Časovač TIM3

Nastavení požadované frekvence vyvolání přerušení lze určit z rovnice (6.3). V obsluze přerušení se budou generovat goniometrické funkce a to pokaždé s jinou četností přerušení. Počáteční nastavení je pro frekvenci 0,5 Hz. Pak položka „*Prescaler*“ je 200 a položka „*Counter Period*“ 2001. Mód čítání časovače je vybrán jako vzestupný, proto je položka „*Counter Mode*“ nastavena na „*Up*“. Kvůli zvolenému nastavení módu časovače je nutné uvažovat frekvenci  $f_{sys}$  dvojnásobnou. Aby časovač vyvolal globální přerušení, je nutné v záložce „*NVIC Settings*“ zaškrtnout políčko „*TIM3 Global Interrupt: Enable*“.

### 6.3.3 Časovač TIM2

Požadovaná doba mezi jednotlivými přerušeními je 100 ms. Do pole „*Prescaler*“ je zapsána hodnota 360 a do pole „*Counter Period*“ hodnota 19999. Mód čítání časovače „*Counter Mode*“ je opět vybrán „*Up*“. Opět je nutné v záložce „*NVIC Settings*“ povolit globální přerušení zaškrtnutím políčka „*TIM2 Global Interrupt: Enable*“.

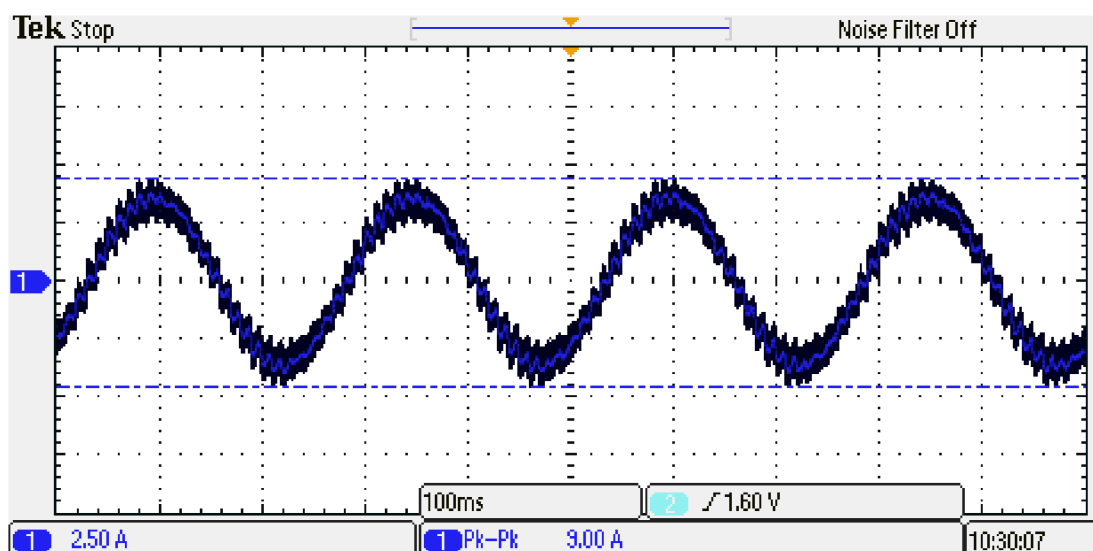
### 6.3.4 Ostatní periferie

Jde především o AD převodníky, které byly zamýšleny ke snímání napětí v meziobvodu, snímání signálu z bočníků a snímání teploty čipu. Vzhledem k náročnosti nastavení těchto periférií a časové tísní nebyly tyto periferie konfigurovány. Tyto periferie ovšem nejsou podmínkou k fungování měniče.

## 7 MĚŘENÍ NA ZHOTOVENÉM MĚNIČI

Na zhotoveném měniči bylo provedeno kontrolní ověření funkčnosti. Ověření funkčnosti blokujícího měniče bylo provedeno pro maximální proudový odběr z obou vinutí transformátoru. Při proudovém odběru 200 mA z vinutí A bylo naměřeno napětí 15,6 V. Vinutí B bylo zatíženo proudem 400 mA, přičemž napětí dosahovalo hodnoty 11,8 V.

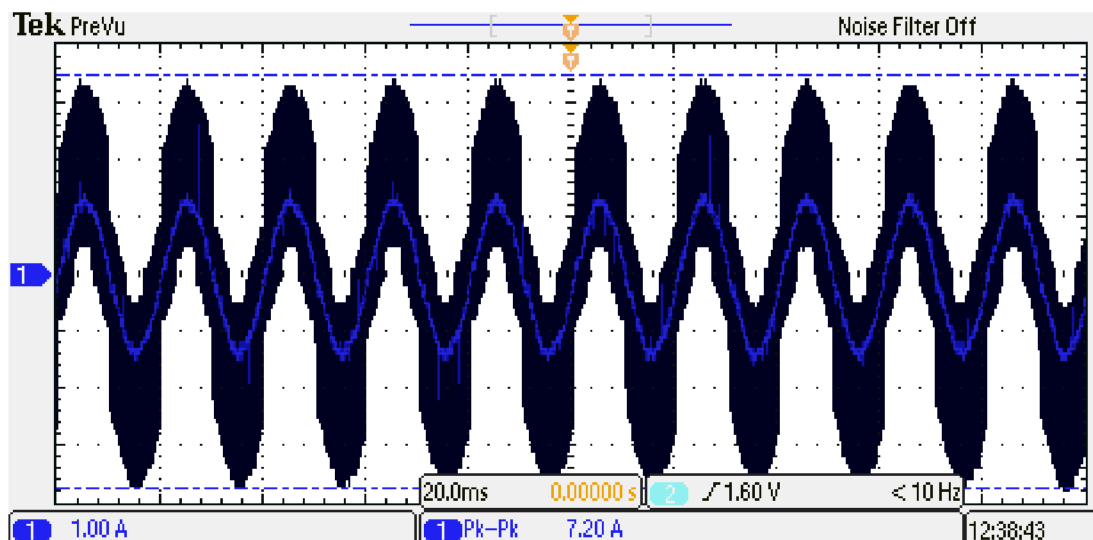
Jelikož bylo složité zmiňovaný motor přivést na měřicí pracoviště, byl měnič odzkoušen na jiném motoru s podobnými vlastnostmi. Nejprve byl ověřen chod při frekvenci 4 Hz a napětí meziobvodu 50 V. Průběh proudu zaznamenává Obr. 7-1.



**Obr. 7-1: Odebíraný proud motorem při frekvenci 4 Hz. Na dílek připadá ve svislé ose 2,5 A a na vodorovné 100 ms.**

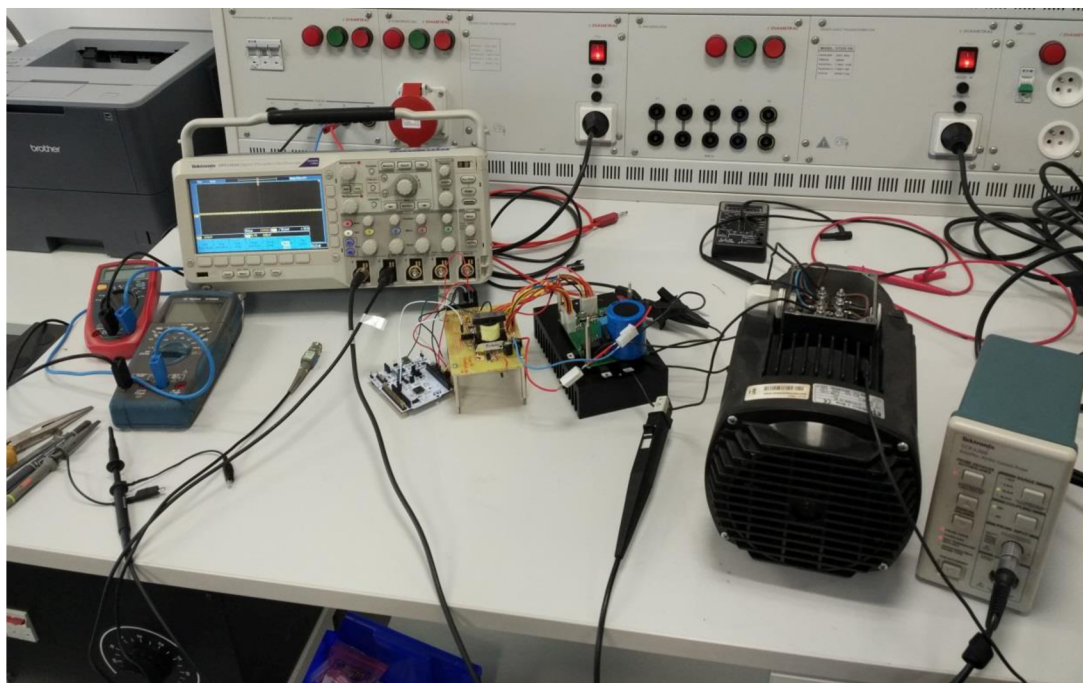
Zároveň bylo provedeno i odzkoušení rozběhové rampy, která opravdu trvala 10 s. Poté byla funkčnost měniče ověřena při frekvenci 50 Hz a maximálním napětí v meziobvodu. Průběh proudu při této frekvenci je zaznamenán Obr. 7-2.





**Obr. 7-2: Odebíraný proud motorem při frekvenci 50 Hz. Na dílek připadá ve svislé ose 1 A a na vodorovné 20 ms.**

Oba průběhy proudu jsou sinusového tvaru, čímž lze tvrdit, že střídač je v provozuschopném stavu. Některé nedostatky střídače ovšem nebyly zjištěny proto, že byl použit pro ověření funkčnosti jiný asynchronní motor. Odzkoušení na uvažovaném motoru a případné odstranění nedostatků bude předmětem dalšího vývoje.



**Obr. 7-3: Měřící pracoviště.**

## 8 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout, zkonstruovat a oživit měnič pro asynchronní motor, jenž bude pohánět bočně posuvná vrata.

Nejprve bylo nutné specifikovat parametry bočně posuvných garážových vrat. Jelikož jako pohon bude užit asynchronní motor (ve vlastnictví zákazníka), byl dále vybrán vhodný způsob řízení motoru.

Další kapitoly pojednávají o konkrétním návrhu a realizaci jednotlivých částí měniče. Silová deska je opatřena jednofázovým usměrňovačem se sběracím kondenzátorem. Vstup je opatřen nabíjecím rezistorem s možností jeho zkratování pomocí relé. Pro jistotu je stejnosměrný meziobvod vybaven brzdovým rezistorem. Spínací část měniče je realizována pomocí výkonového modulu s šesticí tranzistorů IGBT typu IKC10H60GA od firmy Infineon. Stěžejní úkol spočíval ve výpočtu celkových ztrát modulu, návrhu chladiče a návrhu bočniců a nadproudové ochrany. Ztráty modulu byly určeny na několik desítek wattů, což se pozitivně projeví na ceně potřebného chladiče.

Řídící deska slouží k přivedení řídicích signálů z procesoru na silovou desku. Dále bude zajišťovat napájení nízkým napětím pro různé obvody a to na řídicí i silové desce. Jako zdroj napětí byl zvolen jednočinný blokující měnič s transformátorem, který byl navinut na jádro ETD2910 (typ EI). Pro galvanické oddělení signálu jsou použity digitální oddělovače. Měření analogových veličin využívá diferenčních zesilovačů. Deska dále obsahuje obvody pro nezbytné součásti měniče.

Pro řízení měniče byla zvolena procesorová deska STM32 Nucleo - 64 s čipem F303RE od výrobce ST Microelectronics. V této kapitole je popsán princip generování sinusové PWM pro skalární řízení motoru. Dále jsou popsány některé důležité periferie procesoru.

Měnič byl oživen a odzkoušen na motoru s jinými parametry, nicméně lze považovat měnič za provozuschopný, neboť fungoval bez závad.

Z důvodu náročnosti a časové tísně nebyly všechny zamýšlené funkce měniče uvedeny do provozu a to především na straně procesoru. Jde o snímání napětí, proudu, teploty a optickou závoru. V neposlední řadě bude vhodné nechat vyrobít finální řídicí desku u profesionálního výrobce DPS.

# Literatura

- [1] Posuvná vrata. *TRIDO* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
<http://www.trido.cz/posuvna-vrata>
- [2] KOLÁČNÝ, Josef. *Elektrické pohony*. Skriptum VUT Brno, 2003.
- [3] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické regulované pohony*. Skriptum VUT Brno, 2007.
- [4] KLÍMA, Bohumil. *Střídavé pohony*. Skriptum VUT Brno, 2014.
- [5] VELTMAN, André, Duco PULLE a Rik DE DONCKER. *Fundamentals of Electrical Drives*. Springer, 2007. ISBN 978-1-4020-5503-4.
- [6] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek II. Skriptum VUT Brno, 2005.
- [7] PATOČKA, Miroslav. Výkonová elektronika: 1. část - usměrňovače, střídavé měniče napětí. Skriptum VUT Brno, 2010.
- [8] 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..
- [9] *VISHAY: Aluminum Capacitors Power Economic Printed Wiring* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[http://www.farnell.com/datasheets/2047384.pdf?\\_ga=2.265081161.713905290.1546512976-364663794.1546512976](http://www.farnell.com/datasheets/2047384.pdf?_ga=2.265081161.713905290.1546512976-364663794.1546512976)
- [10] *VISHAY: Glass Passivated Single-P hase Bridge Rectifier* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[http://www.farnell.com/datasheets/2614036.pdf?\\_ga=2.21707005.713905290.1546512976-364663794.1546512976](http://www.farnell.com/datasheets/2614036.pdf?_ga=2.21707005.713905290.1546512976-364663794.1546512976)
- [11] *ARCOL: AP836* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[http://www.farnell.com/datasheets/2026268.pdf?\\_ga=2.231528793.713905290.1546512976-364663794.1546512976](http://www.farnell.com/datasheets/2026268.pdf?_ga=2.231528793.713905290.1546512976-364663794.1546512976)
- [12] ŠANDERA, T. *Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 78 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..
- [13] *TT ELECTRONICS: Resistors* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[http://www.farnell.com/datasheets/2710536.pdf?\\_ga=2.198482537.713905290.1546512976-364663794.1546512976](http://www.farnell.com/datasheets/2710536.pdf?_ga=2.198482537.713905290.1546512976-364663794.1546512976)
- [14] *STMicroelectronics: STP10NK60Z/FP, STB10NK60Z/-1 STW10NK60Z* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/sheets/s/stp10nk6.pdf>
- [15] *INTERNATION RECTIFIER: Single Low - Side Driver IC* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[http://www.farnell.com/datasheets/2064151.pdf?\\_ga=2.22083965.713905290.1546512976-](http://www.farnell.com/datasheets/2064151.pdf?_ga=2.22083965.713905290.1546512976-364663794.1546512976)

- 364663794.1546512976&\_gac=1.242355766.1546513892.EAIaIQobChMIpLD0  
 0Y\_13gIVT-h3Ch1Stgx0EAAYAiAAEgLDEPD\_BwE
- [16] *INFINEON: IKCM10H60GA* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKCM10H60GA-DS-v02\\_04-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014fcb43a49a78bb](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKCM10H60GA-DS-v02_04-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014fcb43a49a78bb)
- [17] *INFINEON: Cipos Mini IPM Technical Description* [online]. [cit. 2019-01-03].  
 Dostupné z: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2016-10\\_CIPOS\\_Mini\\_Technical\\_description-AN-v02\\_41-EN.pdf?fileId=5546d462566bd0c7015674af32d5258b](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2016-10_CIPOS_Mini_Technical_description-AN-v02_41-EN.pdf?fileId=5546d462566bd0c7015674af32d5258b)
- [18] LAŽEK, T. *Realizace elektrického pohonu užitkového vozíku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 64 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ivo Pazdera, Ph.D..
- [19] PATOČKA, Miroslav. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho využití ve střídavých pohonech*. Brno: Vutium, 2000. ISBN 80-214-1646-7.
- [20] *EPCOS: Film Capacitors* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z:  
[http://www.farnell.com/datasheets/2642227.pdf?\\_ga=2.174939553.2098756071.1546532578-1697169035.1546532578](http://www.farnell.com/datasheets/2642227.pdf?_ga=2.174939553.2098756071.1546532578-1697169035.1546532578)
- [21] *INFINEON: Inverter IPM Reference Board Type 1 for 1-Shunt Resistor* [online]. [cit. 2019-01-03]. Dostupné z: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2016-11\\_CIPOS\\_Mini\\_Inverter\\_module\\_reference\\_board\\_type1\\_for\\_1-shunt\\_resistor-AN-v01\\_11-EN.pdf?fileId=5546d462566bd0c7015674af2c20258a](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2016-11_CIPOS_Mini_Inverter_module_reference_board_type1_for_1-shunt_resistor-AN-v01_11-EN.pdf?fileId=5546d462566bd0c7015674af2c20258a)
- [22] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody: ve výkonové elektronice, něřící technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [23] *STMicroelectronics: Viper16* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z:  
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/513401/STMICROELECTRONICS/VIPER16HD.html>
- [24] *Cosmo Ferrites Ltd.: Core-ETD2910* [online]. In: . [cit. 2019-05-16]. Dostupné z:  
[https://www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7167/lj-etd2910-cf139-g-0.10-193dd6.pdf](https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7167/lj-etd2910-cf139-g-0.10-193dd6.pdf)
- [25] *STMicroelectronics AN: EVLVIP16L-4WFN: 16 V / 4.5 W, 60 kHz non-isolated flyback demonstration board using the VIPer16LN* [online]. In: . [cit. 2019-05-16]. Dostupné z:  
[https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/d1/95/d2/e7/87/e9/41/ec/CD00245016.pdf/files/CD00245016.pdf/jcr:content/translations/en.CD00245016.pdf](https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/d1/95/d2/e7/87/e9/41/ec/CD00245016.pdf/files/CD00245016.pdf/jcr:content/translations/en.CD00245016.pdf)
- [26] *ON Semiconductor: MC33269* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z:  
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/513401/STMICROELECTRONICS/VIPER16HD.html>
- [27] *Texas Instrument: OPAx340Single-Supply,Rail-to-RailOperationalAmplifiers* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z:  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa340.pdf>

- [28] *Silicon Labs: Si860x Data Sheet* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si860x.pdf>
- [29] *Silicon Labs: Si8660/61/62/63 Data Sheet* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si866x.pdf>
- [30] *Diotec Semiconductor: BC337-xBK* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.210-131.1.pdf>
- [31] *STMicroelectronics: STM32 Nucleo-64 boards* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f303re.html#resource>
- [32] *STMicroelectronics: STM32F303xD STM32F303xE* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f303re.html>
- [33] *CMSIS-DSP: Controller Functions* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: [http://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/group\\_\\_groupController.html](http://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/group__groupController.html)
- [34] *STMicroelectronics: Reference manualSTM32F303xB/C/D/E* [online]. [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: [https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference\\_manual/4a/19/6e/18/9d/92/43/32/DM00043574.pdf/files/DM00043574.pdf/jcr:content/translations/en.DM00043574.pdf](https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/4a/19/6e/18/9d/92/43/32/DM00043574.pdf/files/DM00043574.pdf/jcr:content/translations/en.DM00043574.pdf)

# Seznam symbolů a zkratek

## Zkratky:

AD	...	analogově-digitální (převodník)
AM	...	asynchronní motor
ARM	...	pokročilý stroj s redukovanou instrukční sadou
DPS	...	deska plošného spoje
GPIO	...	vstupně-výstupní port
SMD	...	typ součástek pro povrchovou montáž

## Symboly:

$C_{BS}$	...	kapacita kondenzátoru nábojové pumpy	[F]
$C_E$	...	kapacita elektrolytického kondenzátoru	[F]
$d$	...	střída spínání spodního tranzistoru při nabíjení $C_{BS}$	[-]
$d_{Cu1}$	...	průměr vodiče primárního vinutí	[mm]
$d_{Cu2,A}$	...	průměr vodiče sekundárního vinutí $A$	[mm]
$d_{Cu2,B}$	...	průměr vodiče sekundárního vinutí $B$	[mm]
$D$	...	průměr pastorku	[-]
$D_r$	...	faktor respektující zvýšení odporu vlivem zvýšení teploty	[%]
$E_D$	...	přepínací ztrátová energie diod čipu IKCM	[J]
$E_{IGBT}$	...	přepínací ztrátová energie tranzistorů čipu IKCM	[J]
$E_{max}$	...	celková přepínací energie čipu IKCM	[J]
$f$	...	frekvence napájecího napětí	[Hz]
$f_{PWM}$	...	spínací frekvence střídače	[Hz]
$f_{sw}$	...	frekvence spínání čipu Viper16HD	[Hz]
$f_{sys}$	...	frekvence časovače procesoru	[Hz]
$i_{vyb}$	...	proud vybíjející kondenzátor $C_{BS}$	[A]
$I_{AI}$	...	maximální hodnota proudu	[A]
$I_C$	...	typový proud tranzistoru	[A]
$I_c$	...	kolektorový proud tranzistoru	[A]
$I_{c,sk}$	...	skutečný kolektorový proud tranzistoru	[A]

$I_d$	... střední proud meziobvodu	[A]
$I_{D,max}$	... maximální proud usměrňovací diodou	[A]
$I_{D,stř}$	... střední proud usměrňovací diodou	[A]
$I_{ef}$	... efektivní hodnota proudu tranzistoru (diody)	[A]
$I_{ef,\Delta}$	... efektivní sdružený proud odebíraný motorem v zapojení do trojúhelníka	[A]
$I_m$	... magnetizační proud AM	[A]
$I_{měř}$	... měřený proud bočником	[A]
$I_{stř}$	... střední hodnota proudu tranzistoru (diody)	[A]
$I_{stř,1}$	... střední proud primárním vinutím	[A]
$I_{Tbr}$	... maximální proud brzdým tranzistorem	[A]
$I_{zkr}$	... maximální proud čipem IKCM po dobu 5 $\mu$ s	[A]
$I_\beta$	... bázový proud	[A]
$I_\beta'$	... snížená hodnota bázového proudu	[A]
$I_{\beta,sk}$	... skutečný bázový proud	[A]
$I_{\beta,min}$	... nejnižší hodnota bázového proudu	[A]
$I_{\mu 1max}$	... amplituda primárního magnetizačního proudu	[A]
$I_{\mu 1ef}$	... efektivní hodnota primárního magnetizačního proudu	[A]
$I_{\mu 2ef,A}$	... efektivní hodnota sekundárního magnetizačního proudu vinutím A	[A]
$I_{\mu 2ef,B}$	... efektivní hodnota sekundárního magnetizačního proudu vinutím B	[A]
$J$	... proudová hustota	[A·m <sup>-2</sup> ]
$k$	... činitel proudového přetížení tranzistoru	[-]
$k_b$	... koeficient bezpečnosti	[%]
$k_I$	... zesílení diferenčního zesilovače OZ1B	[-]
$k_{U,DC}$	... zesílení diferenčního zesilovače OZ1A	[-]
$L_1$	... primární indukčnost	[H]
$L_{1max}$	... maximální indukčnost jádra	[H]
$L_h$	... hlavní indukčnost AM	[H]
$M$	... modulační činitel	[-]
$n$	... otáčky motoru	[min <sup>-1</sup> ]

$N_I$	... počet závitů primárního vinutí	[-]
$N_{IK}$	... počet primárních závitů s ohledem na zvolenou vzduchovou mezeru	[-]
$N_{2,A}$	... počet závitů sekundárního vinutí $A$	[-]
$N_{2,B}$	... počet závitů sekundárního vinutí $B$	[-]
$n_{výst}$	... otáčky na výstupní hřídeli motoru	[ $\text{min}^{-1}$ ]
$p$	... počet pólových dvojic	[-]
$P_d$	... činný výkon v meziobvodu	[W]
$P_{n2}$	... mechanický výkon na hřídeli motoru	[W]
$P_{přep}$	... přepínací ztráty tranzistoru a diody čipu IKCM	[W]
$P_{přep,celk}$	... přepínací ztráty čipu IKCM	[W]
$P_{Rb}$	... výkonová zatížitelnost bočnicku	[W]
$P_{ved}$	... ztráty vedením na tranzistoru	[W]
$P_{zmax}$	... maximální výkon blokujícího měniče	[W]
$P_{ztr}$	... ztrátový výkon čipu IKCM	[W]
$P_{ztr,D}$	... ztrátový výkon usměřňovacího můstku	[W]
$R$	... poloměr pastorku	[m]
$R_{40x}$	... vstupní odpor diferenčního zesilovače OZ1B	[ $\Omega$ ]
$R_{50x}$	... vstupní odpor diferenčního zesilovače OZ1D	[ $\Omega$ ]
$R_b$	... odpor bočnicku	[ $\Omega$ ]
$R_{br}$	... odpor brzděného rezistoru	[ $\Omega$ ]
$R_{bs}$	... vnitřní odpor v obvodu nábojové pumpy	[ $\Omega$ ]
$R_d$	... dynamický odpor tranzistoru (diody)	[ $\Omega$ ]
$R_{nab}$	... odpor nabíjecího rezistoru	[ $\Omega$ ]
$R_{v,D}$	... výsledný tepelný odpor usměřňovače	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{v,H}$	... výsledný tepelný chladiče	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{v,JA}$	... tepelný odpor mezi pouzdrem usměřňovače a vzduchem	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{v,JC}$	... tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem IKCM	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$s$	... skluz asynchronního motoru	[-]
$s_{max}$	... střída spínání blokujícího měniče	[-]
$S_{Fe}$	... průřez středního sloupku jádra ETD 2910	[ $\text{mm}^2$ ]
$t_{DT}$	... ochranná doba „dead-time“	[s]



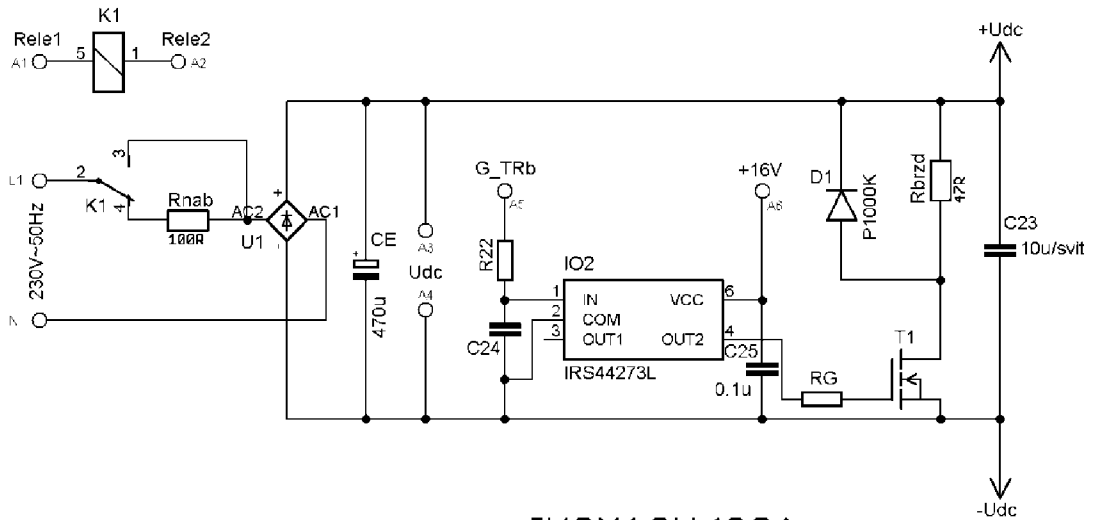
$t_{Filtr}$	... zpoždění externího RC filtru	[s]
$t_{ITRIP}$	... zpoždění pinu ITRIP čipu IKCM	[s]
$t_{nab}$	... čas prvotního nabití kondenzátoru $C_{BS}$	[s]
$t_{Total}$	... výsledné zpoždění obvodu detekce nadproudu	[s]
$T$	... perioda	[s]
$T_0$	... teplota okolí	[°C]
$T_j$	... maximální pracovní teplota čipu IKCM	[°C]
$T_{j,D}$	... maximální pracovní teplota čipu usměrňovače	[°C]
$T_{zap}$	... délka sepnutí tranzistoru blokujícího měniče	[s]
$u_c(t)$	... napětí na kondenzátoru v čase $t$	[V]
$U_{+3,3V}$	... kladné napětí 3,3 V pro pin VFO čipu IKCM	[V]
$U_1$	... statorové napětí AM	[V]
$u_a$	... napětí pro střidu ve fázi U	[V]
$U_{AB1}$	... amplituda výstupního sdruženého napětí střídače	[V]
$u_b$	... napětí pro střidu ve fázi V	[V]
$U_{BE}$	... napětí na přechodu báze - emitor	[V]
$U_{BS,min}$	... minimální hodnota napětí na kondenzátoru $C_{BS}$	[V]
$u_c$	... napětí pro střidu ve fázi W	[V]
$U_d$	... střední hodnota usměrněného napětí	[V]
$u_{d1}$	... napětí v ose $d$	[V]
$u_{q1}$	... napětí v ose $q$	[V]
$U_{d,1}$	... maximální dovolené napětí, při němž nedojde k omezení signálu přepět'ovými ochranami	[V]
$U_{d,max}$	... maximální dovolené napětí v meziobvodu	[V]
$U_{DC,max}$	... maximální dovolené napětí stejnosměrného meziobvodu	[V]
$U_{DC,měř}$	... výstupní hodnota napětí děliče při $U_{DC,max}$	[V]
$U_{DD}$	... napětí pro řídicí obvody čipu IKCM	[V]
$U_{ef}$	... efektivní hodnota fázového napětí	[V]
$U_f$	... prahové napětí diody	[V]
$U_{FD}$	... úbytek napětí na vnitřní diodě obvodu nábojové pumpy	[V]
$U_{FD}$	... úbytek napětí na spodním tranzistoru větve	[V]
$U_{max}$	... amplituda fázového napětí	[V]

$U_p$	... prahové napětí tranzistoru (diody)	[V]
$U_{ref}$	... polovina napájecího napětí AVDD	[V]
$U_{sig}$	... napětí na řídicím pinu procesoru	[V]
$U_{th,D}$	... prahové napětí diody 1N4148	[V]
$U_{th,ITRIP}$	... prahové napětí pinu ITRIP čipu IKCM	[V]
$U_{TO}$	... napětí, při kterém má čip teplotu 100 °C	[V]
$U_z$	... napětí na výstupu blokujícího měniče	[V]
$v$	... rychlost posuvu	[m·s <sup>-1</sup> ]
$\beta$	... proudový zesilovací činitel	[-]
$\delta$	... relativní pokles napětí	[-]
$\Delta B$	... magnetická indukce	[T]
$\Delta t$	... délka vybíjecího intervalu kondenzátoru	[s]
$\Delta t_h$	... čas, kdy je sepnut horní tranzistor v jedné větvi	[s]
$\Delta U$	... dovolený pokles napětí v meziobvodu	[V]
$\Delta U_{10A}$	... úbytek napětí na bočníku při průchodu proudu 10 A	[V]
$\Delta U_{BS}$	... dovolený pokles napětí při vybíjení kondenzátoru $C_{BS}$	[V]
$\Delta U_{R403}$	... úbytek napětí na rezistoru $R_{403}$	[V]
$\Delta U_{R501}$	... úbytek napětí na rezistoru $R_{501}$	[V]
$\Delta U_{R503}$	... úbytek napětí na rezistoru $R_{503}$	[V]
$\eta$	... účinnost motoru	[%]
$A$	... materiálová konstanta jádra ETD 2910	nH·závit <sup>2</sup>
$\kappa$	... konstanta pro výpočet napětí $U_d$	
$\tau$	... časová konstanta RC článku	[s]
$\tau_{FLIN}$	... časová konstanta vstupního filtru čipu IKCM	[s]
$\tau_{ITRIP,min}$	... minimální časová konstanta RC filtru obvodu detekce nadproudu	[s]
$\varphi$	... fázový posun mezi napětí a proudem	[°]
$\psi$	...	[°]
$\omega$	... elektrická úhlová rychlost hřídele motoru	[rad·s <sup>-1</sup> ]
$\omega_0$	... úhlová frekvence napájecího napětí	[rad·s <sup>-1</sup> ]
$\omega_s$	... synchronní úhlová rychlost točivého pole	[rad·s <sup>-1</sup> ]

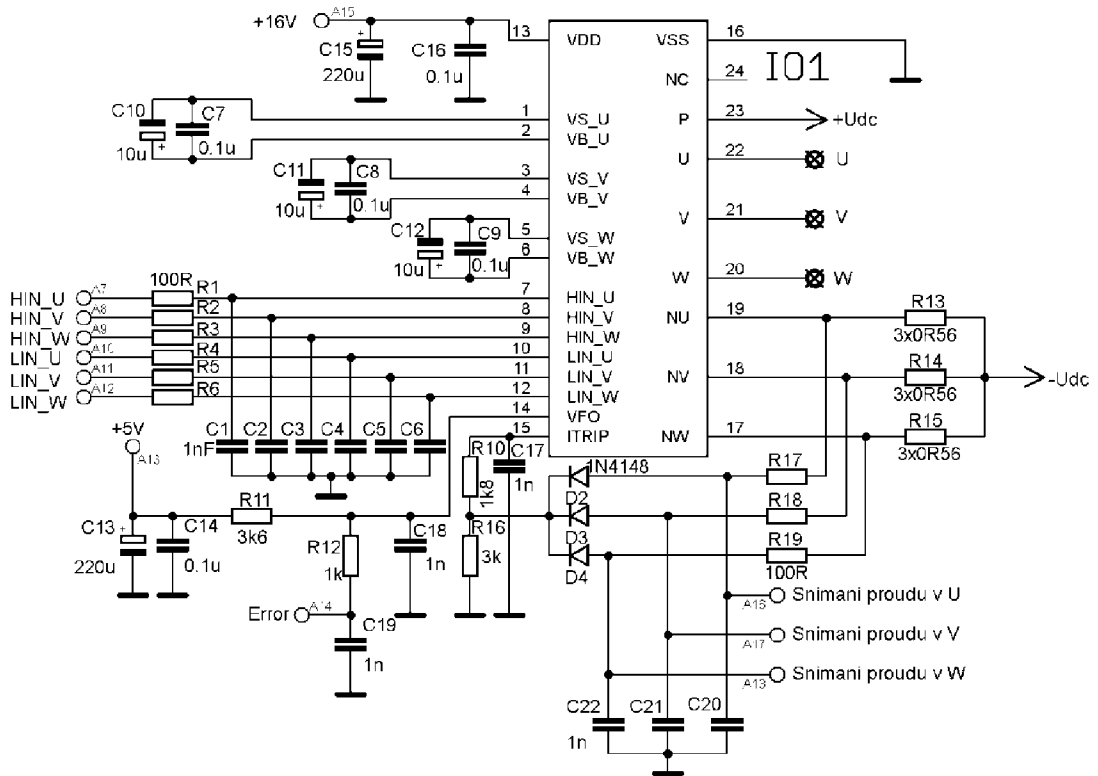
## Seznam příloh

Příloha 1 - Schéma zapojení silové desky.....	72
Příloha 2 - Schéma zapojení řídicí desky.....	73
Příloha 3 - Zdrojový kód programu je uložen na přiloženém CD .....	77

# Příloha 1 - Schéma zapojení silové desky



## IKCM10H60GA



## Příloha 2 - Schéma zapojení řídicí desky

