

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

Konstrukce měniče pro výukový model synchronního motoru

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2017/2018

**ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan PAŠEK**  
Osobní číslo: **E16N0058P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Název tématu: **Konstrukce měniče pro výukový model synchronního motoru**  
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Zásady pro vypracování:

1. Popište stručně základní druhy měničů a jejich využití.
2. Sestavte vhodnou topologii měniče a vyberte polovodičové prvky.
3. Navrhněte silové a řídicí schéma měniče.
4. Implementujte řízení synchronního motoru.
5. Ověřte experimentálně funkci měniče s motorem.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

**Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Luboš Streit, Ph.D.**

Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **10. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2018**

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

## **Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na řešení konstrukce měniče pro výukový model synchronního motoru a na jeho řízení.

## **Klíčová slova**

Měnič, synchronní motor, střídač, tranzistor, zdroj, vektorové řízení, PI regulátor, plošný spoj, dimenzování.

## **Abstract**

This diploma thesis is focused on the design of the inverter construction for the training model of the synchronous motor and on its control.

## **Keywords**

Converter, synchronous motor, inverter, transistor, source, vector control, PI controller, circuit board, sizing.

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 30.5.2018

Jan Pašek

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Lubošovi Streitovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Práce byla zpracována s podporou grantu SGS-2018-009.

# Obsah

<b>OBSAH.....</b>	<b>8</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>10</b>
<b>ÚVOD.....</b>	<b>11</b>
<b>1 ZÁKLADNÍ DRUHY MĚNIČŮ.....</b>	<b>12</b>
1.1 USMĚRŇOVAČE.....	12
1.2 STŘÍDAČE.....	12
<b>2 TOPOLOGIE MĚNIČE .....</b>	<b>13</b>
2.1 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK.....	14
2.1.1 Proudové dimenzování tranzistorů a zpětných diod.....	14
2.1.2 Napětové dimenzování tranzistorů a zpětných diod.....	15
2.1.3 Výsledek výběru dle vypočteného napětí a proudu.....	16
<b>3 NÁVRH VÝKONOVÉ ČÁSTI .....</b>	<b>17</b>
3.1 VÝBĚR CHLADIČE .....	18
3.1.1 Výpočet propustných ztrát tranzistoru a zpětné diody.....	19
3.1.2 Výpočet spínacích ztrát tranzistoru a zpětné diody.....	21
3.1.3 Ztráty na usměrňovači.....	23
3.1.4 Výpočet ztrát usměrňovače.....	24
3.1.5 Celkové ztráty bezpotenciálového modulu.....	25
3.1.6 Tepelné výpočty a volba chlazení bezpotenciálového modulu.....	26
3.1.7 Ověření tepelného návrhu pomocí simulace .....	28
3.2 NÁVRH KONDENZÁTORU V MEZIOBVODU.....	31
3.3 NÁVRH PŘEDNABÍJEJÍCÍHO REZISTORU .....	32
3.4 VSTUPNÍ FILTR.....	33
3.5 MĚŘENÍ NAPĚTÍ.....	35
3.6 MĚŘENÍ PROUDU.....	36
<b>4 NÁVRH ŘÍDICÍ ČÁSTI.....</b>	<b>37</b>
4.1 VÝBĚR MIKROKONTROLÉRU .....	38
4.2 BUDIČ .....	39
4.3 ZDROJE.....	41
4.4 MĚŘENÍ TEPLoty.....	42
4.5 ČIDLO POLOHY .....	43
<b>5 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ.....</b>	<b>44</b>
5.1 SYNCHRONNÍ MOTOR.....	44
5.2 CLARKOVA TRANSFORMACE.....	46
5.3 PARKOVA TRANSFORMACE.....	47
5.4 PRAKTICKÁ REALIZACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ .....	48
5.5 NASTAVENÍ PI REGULÁTORU.....	48
<b>6 IMPLEMENTACE POMOCÍ METODY “RAPID PROTOTYPING“ .....</b>	<b>51</b>
<b>7 EXPERIMENTÁLNÍ OŽIVENÍ .....</b>	<b>56</b>
<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>57</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ .....</b>	<b>58</b>



**PŘÍLOHY .....1**

## Seznam symbolů a zkratk

P	výkon
I	proud
U	napětí
$\cos \varphi$	účinník
n	otáčky
T	teplota
M	hloubka modulace
E	energie
T	čas
c	tepelná kapacita
C	kapacita
L	indukčnost
$\Phi$	magnetický tok
$\Psi$	elektrický tok
J	moment setrvačnosti
T	časová konstanta
$I_T$	proud tekoucí tranzistorem
$I_{DR}$	proud tekoucí zpětnou diodou
$U_{CE}$	blokovací napětí tranzistoru
$I_C$	střední hodnota proudu tranzistoru
$I_{CRM}$	(opakovatelný max. proud)
$U_{GES}$	napětí hradla tranzistoru
$T_j$	teplota polovodičového čipu
$U_{RRM}$	max. závěrné opakovatelné napětí
$I_F$	propustný proud
$I_{FRM}$	opakovatelný max. propustný proud
$R_d$	diferenciální odpor
$K_{on}$	směrnice ztrát na zapnutí tranzistoru
$K_{off}$	směrnice ztrát na vypnutí tranzistoru
$K_{rr}$	směrnice ztrát na vypnutí diody
$E_{on}$	energie na zapnutí tranzistoru
$E_{off}$	energie na vypnutí tranzistoru
$E_{rr}$	energie na vypnutí diody
$R_{thjr}$	tepelný odpor mezi čipem a chladičem
$R_{thra}$	tepelný odpor mezi chladičem a okolím
$C_{thj}$	tepelná kapacita čipu
$C_{thr}$	tepelná kapacita chladiče
$P_{tot}$	celkový ztrátový výkon
$T_a$	teplota okolí

## Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na návrh napěťového střídače pro výukový model synchronního motoru. Text je rozdělen do pěti částí. V první části je popisováno základní rozdělení měničů. V druhé části je popsán výběr bezpotenciálového modulu. V následujících dvou částech je popsán postup výběru zbývajících součástek a praktická realizace plošných spojů. V poslední kapitole je rozebráno vektorové řízení synchronního motoru a praktická realizace. Většina rovnic byla převzata z literatury [2], [3] a [6].

# 1 Základní druhy měničů

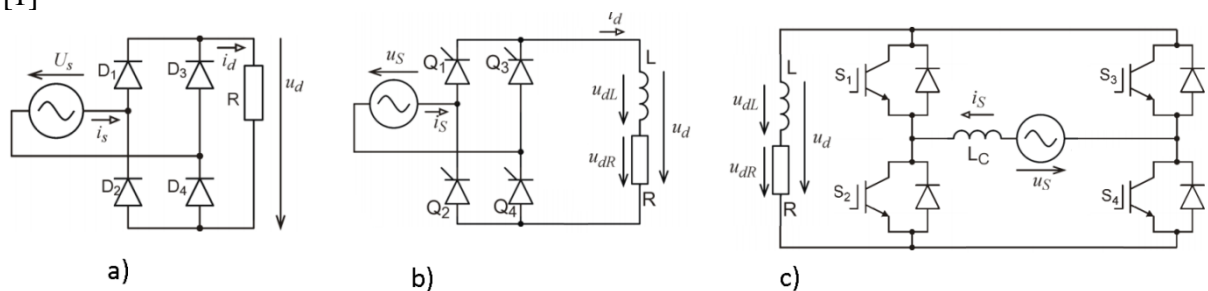
## 1.1 Usměrňovače

Usměrňovač je zařízení, které převádí střídavý proud na stejnosměrný.

Základní rozdělení usměrňovačů:

- Komutované ze sítě
  - neřízené
  - fázově řízené
- Pulzní
  - napět'ové
  - proudové

[1]



Obr. 1: Usměrňovač a) neřízený b) řízený c) pulzní [1]

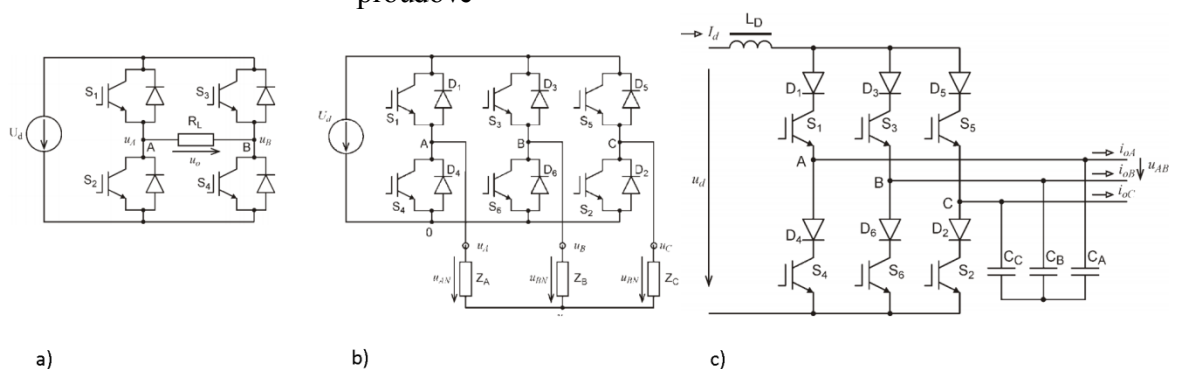
Usměrňovače se využívají ve většině elektrických zařízení.

## 1.2 Střídače

Zpravidla jsou to čtyř-kvadrantové měniče. Umí přenášet energii ze stejnosměrné strany na střídavou a naopak. Mohou tedy pracovat jako střídače nebo usměrňovače. [1]

Základní rozdělení střídačů:

- Podle počtu fází
  - jednofázové
  - třífázové
  - vícefázové
- Podle typu napájení
  - napět'ové
  - proudové



Obr. 2: Střídač a) jednofázový b) třífázový c) proudový [1]

Střídače se nejčastěji využívají v elektrických pohonech.

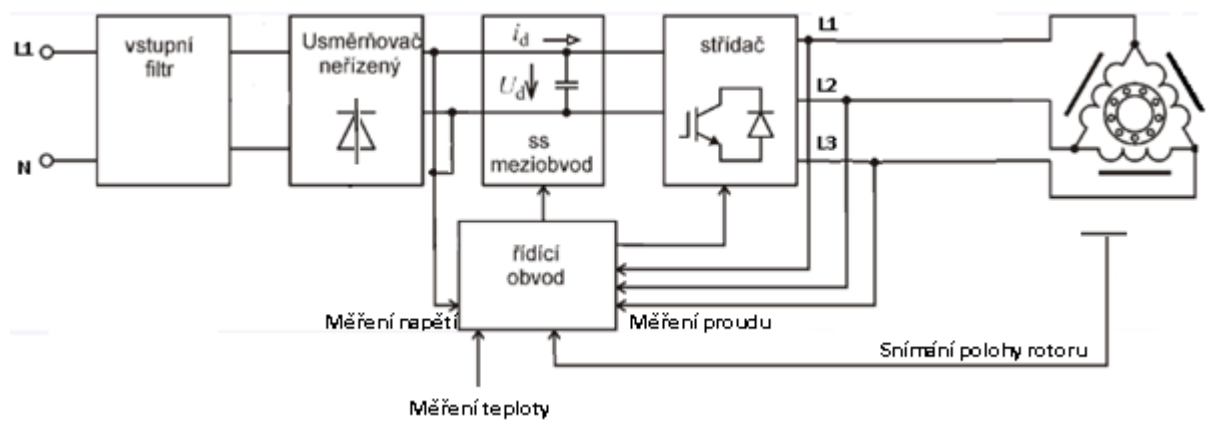
## 2 Topologie měniče

Tento měnič bude primárně využíván pro napájení výukového modelu synchronního motoru o výkonu 800 W. Dále může být tento měnič využíván také pro napájení jiných typů motorů a zátěží. Parametry motoru vidíme v následující tabulce.

Tab. 1: Štítek motoru

P[W]	800
Y/D[V]	400/230
$I_N$ [A]	1,2
$\cos \varphi$	0,95
n [ot/min]	1000

Od tohoto měniče je požadováno, aby byla možnost napájet jej nejen z jednofázové zásuvky, ale také z dynama přímo na vstup střídače. Pro splnění všech požadavků na pohon byla navržena následující topologie pohonu.



Obr. 3: Topologie měniče [1]

## 2.1 Dimenzování výkonových polovodičových součástek

Při dimenzování polovodičových součástek bylo nejdříve nutno vypočítat napětí v meziobvodu následující rovnicí.

$$U_{DC} = U_{f(ef)} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 = 230 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 = 309 \text{ V} \quad (2.1)$$

Od tohoto napětí se musí odečíst úbytky na diodách v propustném směru.

$$U_{DC} = 309 - 2 \cdot V_F = 309 - 2 \cdot 2 = 305 \text{ V} \quad (2.2)$$

Výukový model synchronního motoru je řízen vektorově. Z toho důvodu musí být vypočítáno výstupní napětí střídače pro toto řízení.

$$U_{U1} = U_{DC} \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} = 305 \cdot 0,408 = 124 \text{ V} \quad (2.3)$$

$$U_{UV1} = \sqrt{3} \cdot U_{U1} = \sqrt{3} \cdot 124 = 215 \text{ V} \quad (2.4)$$

Rovnice (2.3) je výpočet fázového napětí. Rovnice (2.4) je výpočet sdruženého napětí.

Výstupní frekvence měniče je 50 Hz a tranzistory se spínají frekvencí 15 kHz. Po provedení několika výpočtových iterací návrhu výkonové části, byl maximální výstupní proud odhadnut na 18A.

### 2.1.1 Proudové dimenzování tranzistorů a zpětných diod

Proudové dimenzování je uvažováno pro nejnepříznivější režim střídače. Z tohoto důvodu musí být ověřeno, že byl maximální proud odhadnut správně. Polovodičové součástky nelze dlouhodobě přetěžovat jako je tomu u motorů, proto musí být součástky dimenzovány na maximální proud (jak pro tranzistor, tak i pro nulové diody).[2]

$$I_{TMAX} = I_{DRMAX} = I_{UMAX} = \sqrt{2} \cdot 18 = 25,5 \text{ A} \quad (2.5)$$

Další důležitou informací jsou propustné ztráty těchto součástek. Přesná znalost jejich hodnot je důležitá pro určení hodnot oteplení součástek. Pro výpočet propustných ztrát se využívají střední a efektivní hodnoty proudu protékajícího těmito součástkami. Dále je pro tyto proudy potřeba znát hloubku modulace  $M$ . Tato hloubka modulace bude nabývat hodnot od 0 do 1 podle toho, jak bude regulován pohon. Nejhorším možným výchozím stavem při dimenzování součástek je situace, kdy  $M = 1$  [2]

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{UV1}}{U_{DC}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 215}{305} \approx \frac{305}{305} = 1 \quad (2.6)$$

Účinník byl zvolen v hodnotě 0,8 z toho důvodu, že většina motorů, na které bude tento měnič využíván, má  $\cos\varphi = 0,8$ .

$$\begin{aligned}
 I_{T(av)} &= I_{U(ef)} \cdot \left( \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} + \frac{M}{4\sqrt{2}} \right) \cdot \cos\varphi & (2.7) \\
 &= 18 \cdot \left( \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} + \frac{1}{4\sqrt{2}} \right) \cdot 0,8 = 6,6 \text{ A}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{DR(av)} &= I_{U(ef)} \cdot \left( \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} - \frac{M}{4\sqrt{2}} \right) \cdot \cos\varphi & (2.8) \\
 &= 18 \cdot \left( \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} - \frac{1}{4\sqrt{2}} \right) \cdot 1 = 1,5 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Rovnice (2.7) a (2.8) zobrazují výpočet střední hodnoty pro jmenovitý proud střídače.

$$I_{T(ef)} = I_{U(ef)} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos\varphi} = 18 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2}{3\pi} \cdot 0,8} = 11,7 \text{ A} \quad (2.9)$$

$$I_{DR(ef)} = I_{U(ef)} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos\varphi} = 18 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2}{3\pi} \cdot 0,8} = 5,1 \text{ A} \quad (2.10)$$

Rovnice (2.9) a (2.10) zobrazují výpočet efektivní hodnoty pro jmenovitý proud střídače.

### 2.1.2 Napět'ové dimenzování tranzistorů a zpětných diod

Na vstup střídače je přivedeno napětí  $U_{DC} = 305 \text{ V}$

$$\begin{aligned}
 U_{CE} &= U_{DC} \cdot (1,5 \div 2,5) = 305 \cdot (1,5 \div 2,5) & (2.11) \\
 &= 457,5 \div 762,5 \text{ V}
 \end{aligned}$$

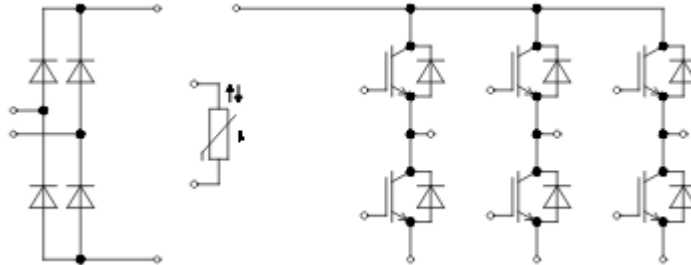
Pomocí rovnice (2.11) bylo vypočteno doporučené maximální opakovatelné závěrné a blokovací napětí tranzistoru.

$$\begin{aligned}
 U_{RRM} &= U_{DC} \cdot (1,5 \div 2,5) = 305 \cdot (1,5 \div 2,5) & (2.12) \\
 &= 457,5 \div 762,5 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Pomocí rovnice (2.12) bylo vypočteno doporučené maximální opakovatelné závěrné a blokovací napětí diody.

### 2.1.3 Výsledek výběru dle vypočteného napětí a proudu

Na základě požadovaných parametrů měniče byl vybrán bezpotenciálový modul FP20R06W1E3 od firmy Infineon s IGBT tranzistory. Výhoda bezpotenciálových modulů spočívá v tom, že všechny součástky pro silovou část měniče jsou umístěny v jednom pouzdře.



Obr. 4: Vnitřní zapojení modulu [5]

Z katalogového listu (dále jen datasheet) byly zjištěny parametry modulu.

Tab. 2: Parametry IGBT tranzistoru [6]

IGBT		poznámka
$V_{CES}$	600V	$T_{vj}=20^{\circ}\text{C}$
$I_{Cnom}$	20A	$T_{vj\ max}=175^{\circ}\text{C}$
$I_{CRM}$	40A	$t_p=1\text{ms}$
$V_{GES}$		-
$T_{vj}$	150°C	-

Tab. 3: Parametry zpětné diody [6]

VDR		poznámka
$V_{RRM}$	600V	$T_{vj}=25^{\circ}\text{C}$
$I_F$	20A	-
$I_{FRM}$	40A	$t_p=1\text{ms}$
$T_{vj}$	150°C	-

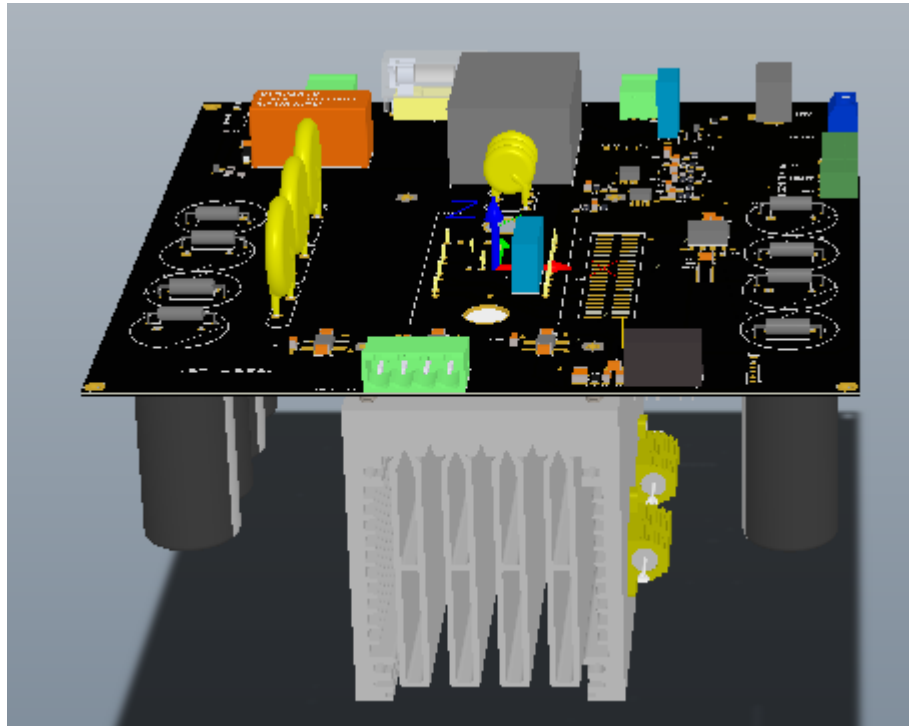
Tab. 4: Parametry usměrňovací diody [6]

VDU		Poznámka
$V_{RRM}$	1600V	$T_{vj}=25^{\circ}\text{C}$
$I_{FRMSM}$	30A	$T_c=80^{\circ}\text{C}$
$I_{RMSM}$	30A	$T_c=80^{\circ}\text{C}$



### 3 Návrh výkonové části

Výkonová část měniče je napájena z jednofázové zásuvky nebo z dynama přímo na vstup střídače, kde jsou pro tuto možnost vyvedené svorky. V příloze A je celkové schéma výkonové části.



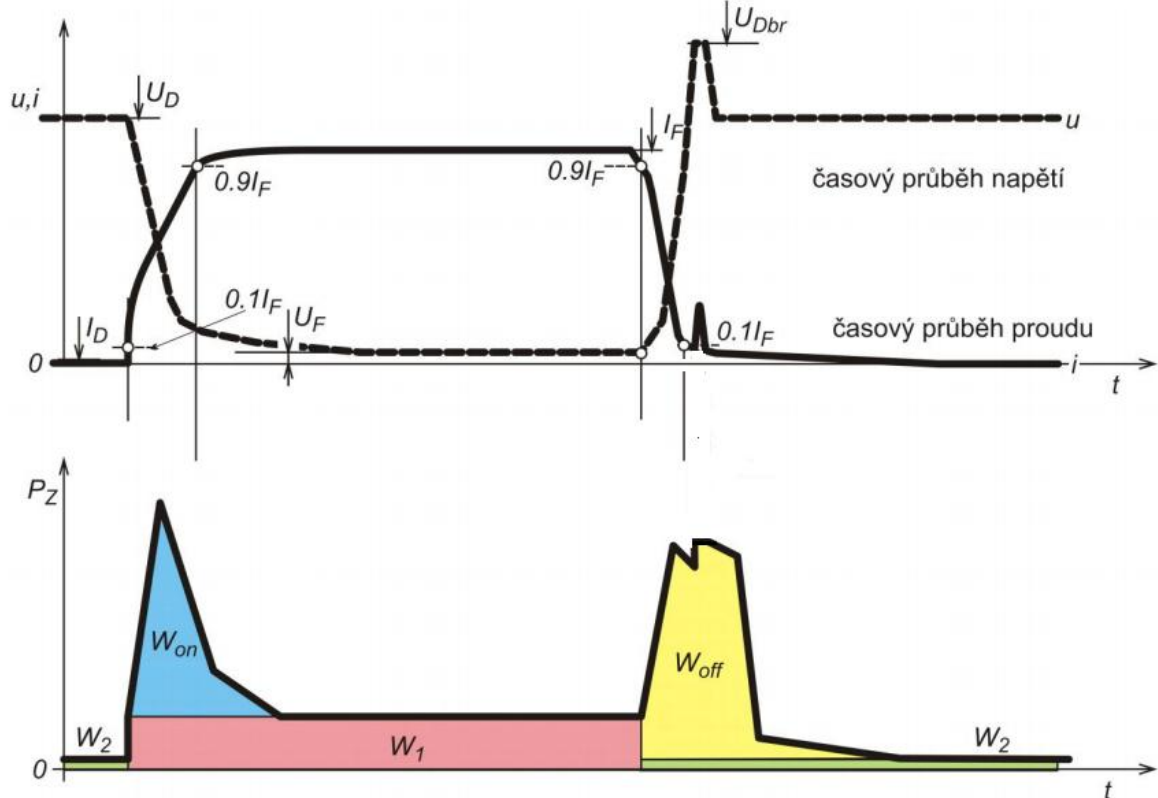
Obr. 5: 3D model výkonové části

### 3.1 Výběr chladiče

Pro správný výběr chladiče musí být spočítány ztráty na měniči. Nejdůležitější druhy ztrát na polovodičovém spínači jsou:

- propustné ztráty
- spínací ztráty

Propustné ztráty jsou způsobeny protékajícím proudem součástí. Spínací ztráty jsou způsobeny spínáním a vypínáním polovodičového prvku.[2]

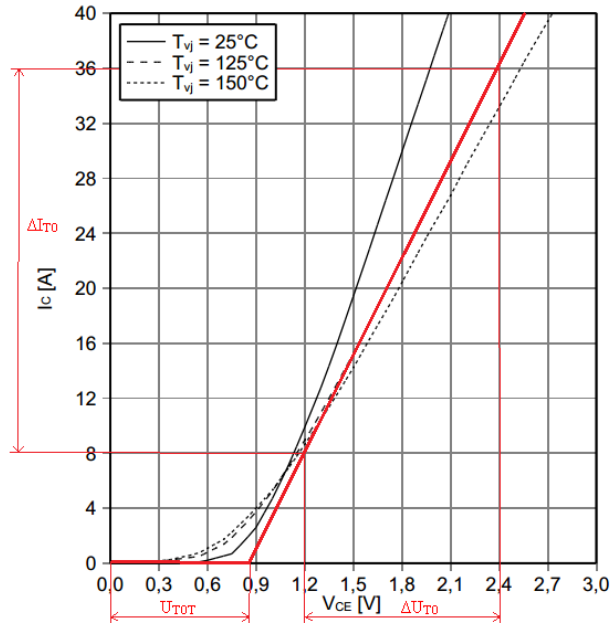


Obr. 6: Dominantní ztráty na polovodičovém prvku [1]

Jelikož tento měnič bude využíván pro různé motory, musí být vypočteny ztráty modulu pro jmenovitý proud.

### 3.1.1 Výpočet propustných ztrát tranzistoru a zpětné diody

Pro výpočet propustných ztrát tranzistoru je potřeba znát střední a efektivní hodnoty proudu, které byly určeny v předchozí kapitole. Dále je potřeba zjistit dynamický odpor součástky a prahové napětí součástky. Tyto hodnoty jsou odečteny z katalogového listu.



Obr. 7: V-A charakteristika tranzistoru [7]

Z katalogového listu bylo odečteno prahové napětí tranzistoru  $U_{TOT} = 0,8 \text{ V}$

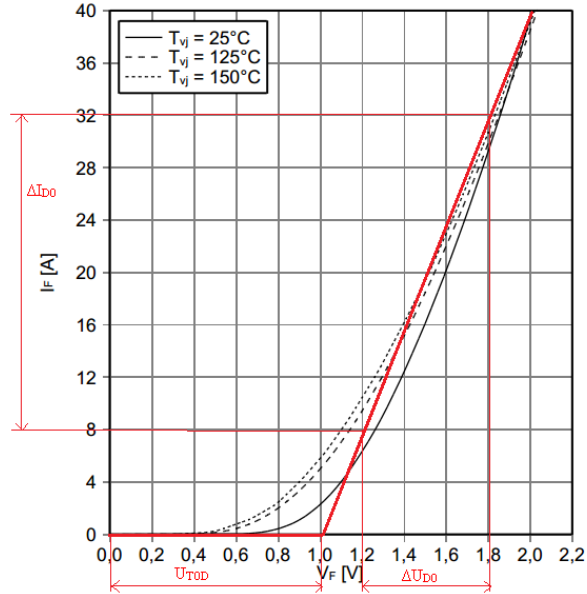
$$\Delta R_{DT} = \frac{\Delta U_{T0}}{\Delta I_{T0}} = \frac{1,2}{28} = 42,8 \text{ m}\Omega \quad (3.1)$$

Diferenciální odpor byl vypočten pomocí vztahu (3.1).

Ze zjištěných informací může být vypočítán ztrátový výkon propustným proudem na tranzistoru.

$$P_{FWT(av)} = U_{TOT} \cdot I_{T(av)} + \Delta R_{DT} \cdot I_{Tef}^2 = 0,8 \cdot 6,6 + 0,0428 \cdot 11,7^2 = 11,1 \text{ W} \quad (3.2)$$

U zpětné diody bude postupováno analogicky k tranzistoru.



Obr. 8: V-A charakteristika zpětné diody [7]

Z katalogového listu bylo odečteno prahové napětí diody  $U_{TOD} = 1 \text{ V}$ . Dále byl vypočten diferenciální odpor.

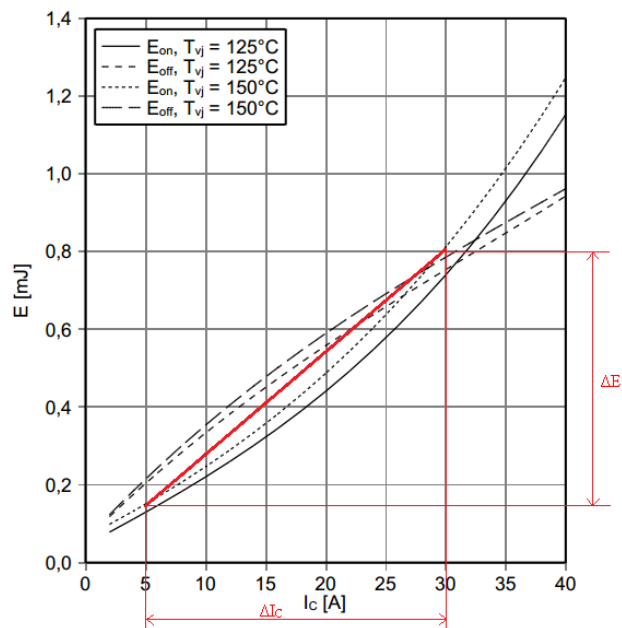
$$\Delta R_{DD} = \frac{\Delta U_{D0}}{\Delta I_{D0}} = \frac{0,6}{24} = 25 \text{ m}\Omega \quad (3.3)$$

Ze zjištěných informací může být vypočítán ztrátový výkon propustným proudem na zpětné diodě.

$$\begin{aligned} P_{FWD(av)} &= U_{TOD} \cdot I_{DR(av)} + \Delta R_{DD} \cdot I_{DRef}^2 \\ &= 1 \cdot 1,5 + 0,025 \cdot 5,1^2 = 2,2 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.4)$$

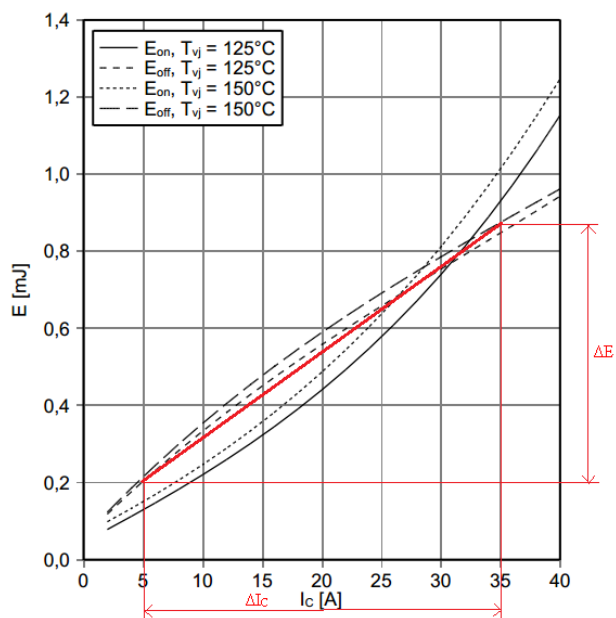
### 3.1.2 Výpočet spínacích ztrát tranzistoru a zpětné diody

Z katalogového listu byly odečteny spínací ztráty součástek.



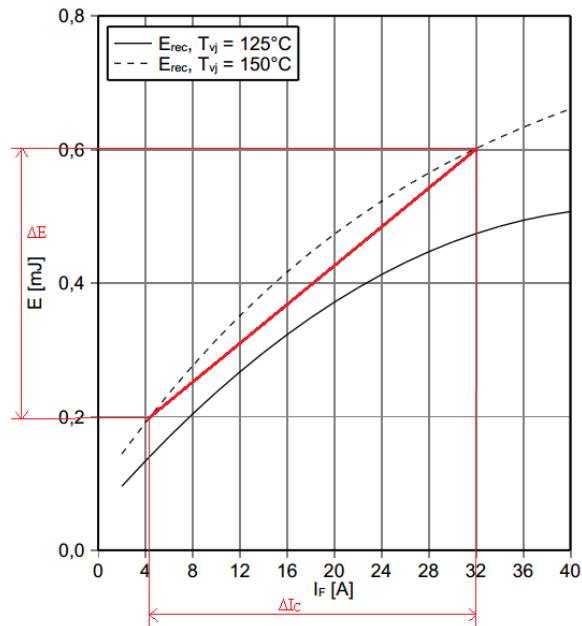
Obr. 9: Spínací ztráty tranzistoru [7]

$$K_{on} = \frac{\Delta E}{I_c} = \frac{0,00065}{25} = 0,000026 \text{ [-]} \quad (3.5)$$



Obr. 10: Vypínací ztráty tranzistoru [7]

$$K_{off} = \frac{\Delta E}{I_c} = \frac{0,00065}{30} = 0,000022 \text{ [-]} \quad (3.6)$$



Obr. 11: Vypínací ztráty zpětné diody [7]

$$K_{rr} = \frac{\Delta E}{I_F} = \frac{0,0004}{28} = 0,000014 [-] \quad (3.7)$$

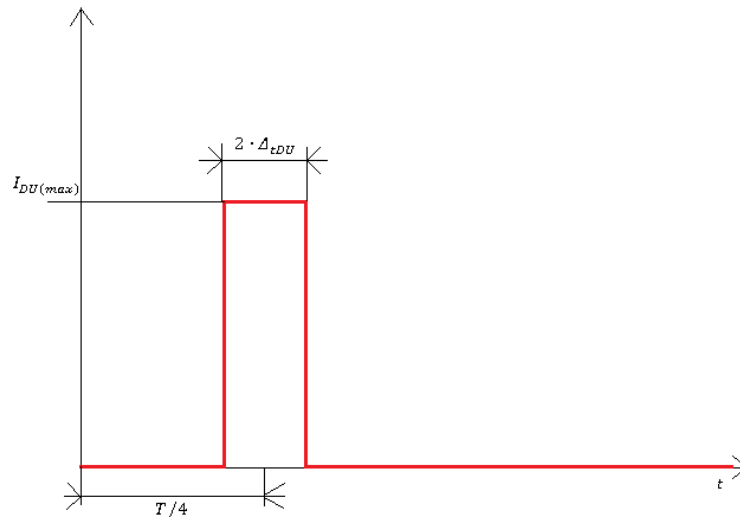
Pomocí zjištěných informací mohou být vypočteny spínací ztráty tranzistoru pomocí vztahu (3.8)

$$\begin{aligned} P_{SWT(av)} &= \frac{U_{DC} \cdot I_{ZM} \cdot f_p \cdot (K_{on} + K_{off})}{\pi \cdot U_V} \quad (3.8) \\ &= \frac{305 \cdot 25,5 \cdot 15000 \cdot (0,000026 + 0,000022)}{\pi \cdot 300} \\ &= 5,9 \text{ W} \end{aligned}$$

A zpětné diody pomocí vztahu (3.9).

$$\begin{aligned} P_{SWD(av)} &= \frac{U_{DC} \cdot I_{ZM} \cdot f_p \cdot K_{rr}}{\pi \cdot U_V} = \frac{305 \cdot 25,5 \cdot 15000 \cdot 0,000014}{\pi \cdot 300} \quad (3.9) \\ &= 1,7 \text{ W} \end{aligned}$$

### 3.1.3 Ztráty na usměrňovači



Obr. 12: Průběh proudu usměrňovače

Na obrázku je znázorněn ekvivalentní průběh proudu usměrňovače do kapacitní zátěže. Ve skutečnosti tento proud takto vypadat nebude. Z toho důvodu je čas  $\Delta_{tDU}$  dvojnásobný. Rovnice (3.10) popisuje rovnováhu odebraného náboje mezi polovinou periody kmitočtu a doby vedení diody. Podrobněji je výpočet vysvětlen. [2]

$$I_{DU(max)} \cdot 2 \cdot \Delta_{tDU} = I_{CF} \cdot \frac{T}{2} \quad (3.10)$$

$$I_{DU(max)} = I_{CF} \cdot \frac{T}{4 \cdot \Delta_{tDU}} = 15,3 \cdot \frac{0,02}{4 \cdot 0,0014} = 53,6 \text{ A} \quad (3.11)$$

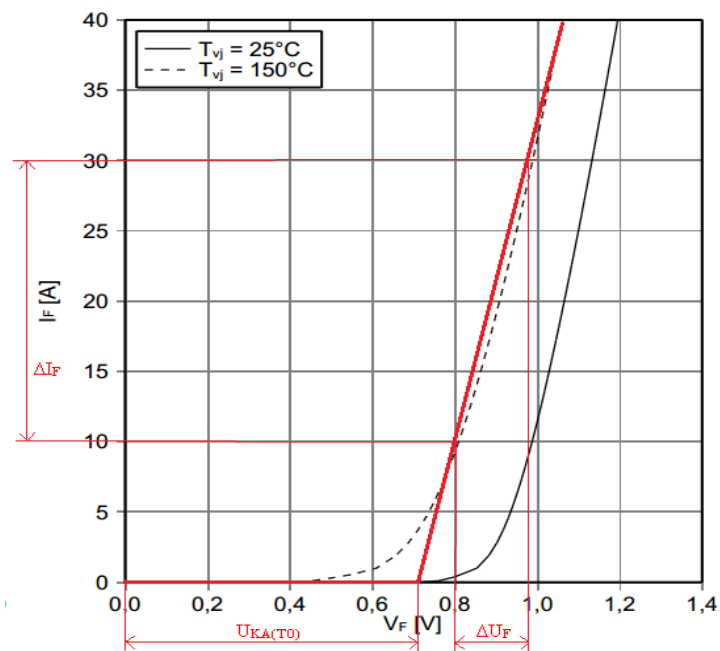
Z tohoto proudu může být spočtena střední hodnota.

$$\begin{aligned} I_{DU(av)} &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{T}{4}-\Delta_{tDU}}^{\frac{T}{4}+\Delta_{tDU}} I_{DU(max)} dt = I_{DU(max)} \cdot \frac{1}{T} \cdot [t]_{\frac{T}{4}-\Delta_{tDU}}^{\frac{T}{4}+\Delta_{tDU}} \\ &= I_{DU(max)} \cdot \frac{1}{T} \cdot 2 \cdot \Delta_{tDU} = 53,6 \cdot 0,02 \cdot 2 \cdot 0,0014 = 7,6 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Dále může být z tohoto proudu spočtena efektivní hodnota.

$$\begin{aligned} I_{DU(ef)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{T}{4}-\Delta_{tDU}}^{\frac{T}{4}+\Delta_{tDU}} (I_{DU(max)})^2 dt} \\ &= I_{CF} \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [t]_{\frac{T}{4}-\Delta_{tDU}}^{\frac{T}{4}+\Delta_{tDU}}} = I_{DU(max)} \sqrt{\frac{1}{T} \cdot 2 \cdot \Delta_{tDU}} \\ &= 53,6 \cdot \sqrt{0,02 \cdot 2 \cdot 0,0014} = 20,2 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.13)$$

### 3.1.4 Výpočet ztrát usměrňovače



Obr. 13: V-A charakteristika usměrňovací diody [7]

Výpočet diferenciálního odporu pro usměrňovač:

$$\Delta R_{KA} = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{0,19}{20} = 9,5 \text{ m}\Omega \quad (3.14)$$

Výpočet propustných ztrát usměrňovače:

$$\begin{aligned} P_{FWKA} &= U_{KA(T0)} \cdot I_{DU(av)} + \Delta R_{KA} \cdot I_{DU(ef)}^2 \\ &= 0,7 \cdot 7,6 + 0,0095 \cdot 20,2^2 = 9,2 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.15)$$



### 3.1.5 Celkové ztráty bezpotenciálového modulu

V předchozích kapitolách byly vypočítány ztráty vždy pro jednu součástku, a z toho důvodu musí být tyto hodnoty vynásobeny počtem součástek, které budou v modulu využívány.

Tab. 5: Přehled ztrát modulu

	propustné ztráty [W]	spínací ztráty [W]	součet ztrát prvku v modulu [W]	celkové ztráty modulu [W]
IGBT	11,1	5,9	102	162
Zpětná dioda	2,2	1,7	23,4	
Usměrňovací dioda	9,2	0	36,8	

Pomocí firemního softwaru (Iposim) byla ověřena správnost dosažených výsledků

Tab. 6: Vstupní parametry simulace

Control Algorithm	Space Vector Modulation
Modulation Type	Standard
DC Link Voltage	350 [V]
Blocking Voltage	600 [V]
Output Current(rms)	18 [A]
Output Frequency	50 [Hz]
Switching Frequency	15000 [Hz]
Modulation Index	1
Power Factor	0.8
$R_{G,on;off}$	18 $\Omega$
Theatsink	50°C

Tab. 7: Přehled ztrát (Iposim)

	propustné ztráty [W]	spínací ztráty [W]
IGBT	11,1	6,01
Zpětná dioda	2,21	1,57

Tento software nemohl být bohužel využit pro návrh chladiče, protože neumožňuje zahrnout usměrňovač do simulace.

### 3.1.6 Tepelné výpočty a volba chlazení bezpotenciálového modulu

Tab. 8: Parametry IGBT tranzistoru

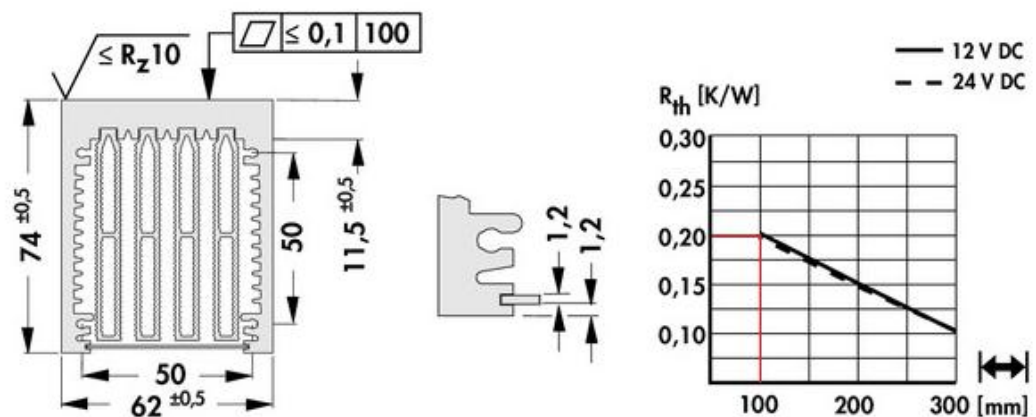
	$T_{jmax}$ [°C]	$R_{thJC}$ [K/W]	$R_{thCrA}$ [K/W]
IGBT	150	1,45	1,25
Zpětná dioda	150	1,95	1,35
Usměrňovací dioda	150	1,2	1,15

Z přehledu ztrát je patrné, že nejvíce se bude zahřívat tranzistor. Z toho vyplývá, že odpor chladiče bude vypočítán na tranzistor.

$$R_{thra} = \frac{(T_{jmax} - T_a - R_{thJC} \cdot P_{tot(av)} - R_{thCr} \cdot P_{tot(av)})}{P_{tot}} \quad (3.16)$$

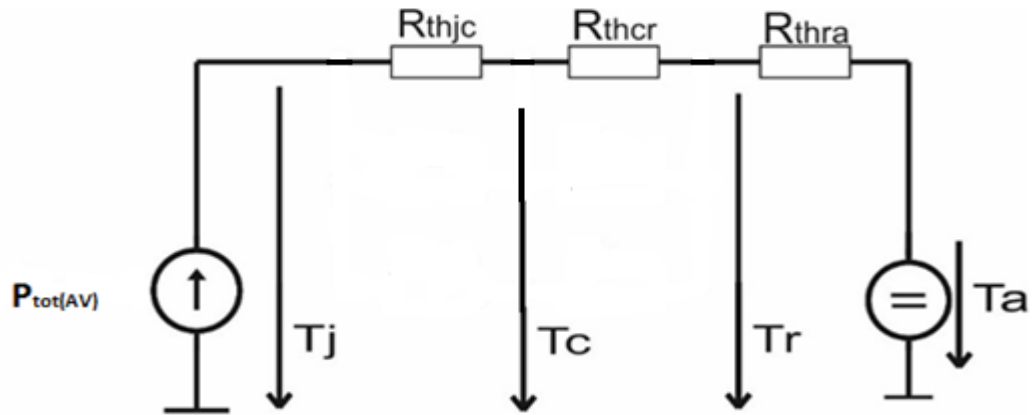
$$= \frac{(150 - 40 - (0,24 \cdot 102) - (0,2 \cdot 102))}{162} = 0,4 \left[ \frac{K}{W} \right]$$

Byl vybrán chladič LA6 s axiálním ventilátorem od firmy Fischer Elektronik.



Obr. 14: Chladič LA6[14]

Bylo vybráno provedení délky 100mm. V datasheetu vidíme, že tato délka má teplotní odpor  $R_{thra} = 0,2$  [K/W].



Obr. 15: Náhradní teplotní schéma[2]

Teplota čipu tranzistoru:

$$\begin{aligned} T_{jT(av)} &= P_{totT(av)} \cdot (R_{thjc} + R_{thcr}) + P_{tot(av)} \cdot R_{thra} + T_a \\ &= 102 \cdot (0,24 + 0,2) + 162 \cdot 0,2 + 40 = 117 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Teplota čipu zpětné diody:

$$\begin{aligned} T_{jDR(av)} &= P_{totDR(av)} \cdot (R_{thjc} + R_{thcr}) + P_{tot(av)} \cdot R_{thra} + T_a \\ &= 23,4 \cdot (0,33 + 0,23) + 162 \cdot 0,2 + 40 \\ &= 85 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Teplota čipu usměrňovací diody:

$$\begin{aligned} T_{jDU(av)} &= P_{totDU(av)} \cdot (R_{thjc} + R_{thcr}) + P_{tot(av)} \cdot R_{thra} + T_a \\ &= 36,8 \cdot (0,3 + 0,29) + 162 \cdot 0,2 + 40 = 94 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Teplota chladiče:

$$T_r = P_{tot(av)} \cdot R_{thra} + T_a = 162 \cdot 0,2 + 40 = 72,5 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.20)$$

Odpory  $R_{thJC}$ ,  $R_{thCr}$  byly vyděleny počtem součástek v pouzdře. Takto předimenzovaný chladič byl vybrán z důvodu možnosti využití bez připojeného ventilátoru a dále z důvodu možnosti využití jeho variability ve výuce.

### 3.1.7 Ověření tepelného návrhu pomocí simulace

Tab. 9: Tranzientní impedance pro IGBT tranzistor

$R_{thnT}$ [°C/W]	0,1901	0,4681	1,003	1,039
$\tau_{nT}$ [s]	0,0005	0,005	0,05	0,2

Tab. 10: Tranzientní impedance pro zpětnou diodu

$R_{thnDR}$ [°C/W]	0,3013	0,7006	1,3873	0,9109
$\tau_{nDR}$ [s]	0,0005	0,005	0,05	0,2

Tepelná kapacita u tranzistorů a zpětných diod nemusí být odhadnuta přesně, z důvodu vysoké spínací frekvence. Jelikož je tato frekvence vysoká, bude rozkmít teploty na kapacitě zanedbatelný.

$$\tau_n = R_{thn} \cdot C_{thn} \quad (3.21)$$

Tab. 11: Tranzientní impedance pro usměrňovací diodu

$R_{thnDR}$ [°C/W]	0,3013	0,7006	1,3873	0,9109
$\tau_{nDR}$ [s]	0,0005	0,005	0,05	0,2
$C_{thnDR}$ [J/K]	0,0016	0,0071	0,036	0,22

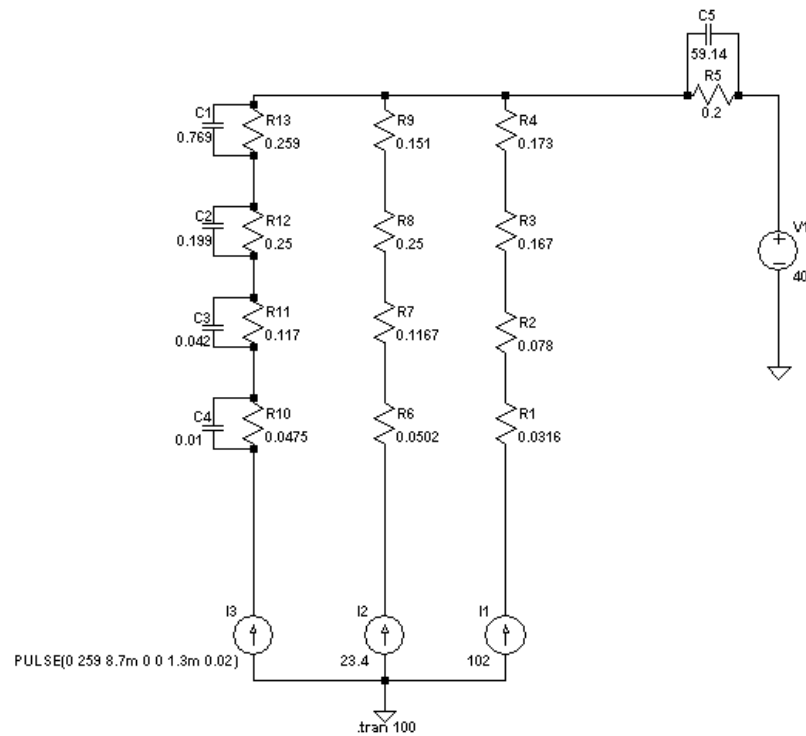
Tepelná kapacita chladiče:

$$C = m \cdot c = 0,066 \cdot 896 = 59,14 \text{ J/K} \quad (3.22)$$

Kde  $m$  se rovná hmotnosti chladiče a  $c$  se rovná tepelné kapacitě hliníku.

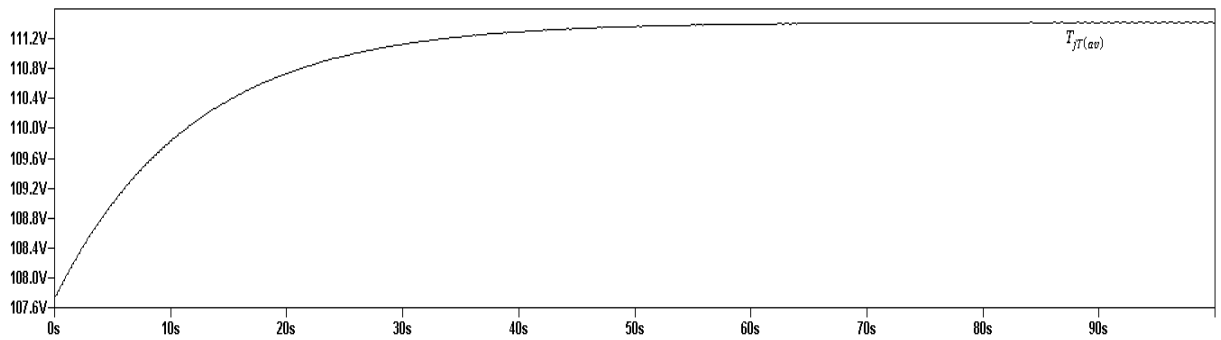
Okamžitá ztráta usměrňovače:

$$\begin{aligned} P_{tot(max)V} &= 4 \cdot (U_{KA(TO)} \cdot I_{DU(max)} + \Delta R \cdot I_{DU(max)}^2) \\ &= 4 \cdot (0,7 \cdot 53,6 + 9,5 \cdot 10^{-3} \cdot 53,6^2) = 259 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.23)$$

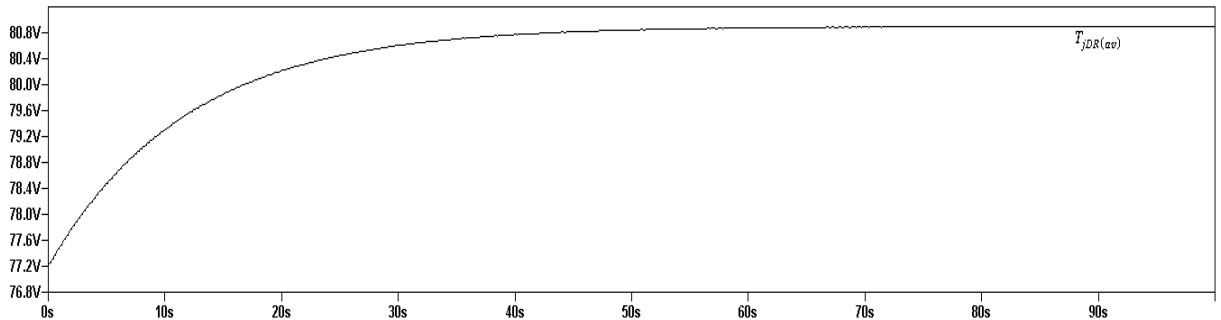


Obr. 16: Simulace v programu LTSpice

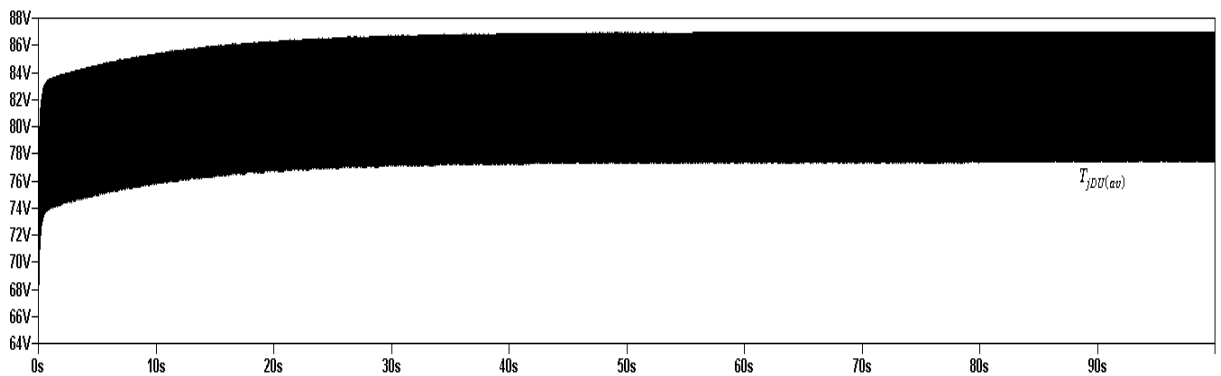
Předchozí schéma zobrazuje náhradní tepelné schéma pro výkonový modul. Větev napájená ze zdroje I1 znázorňuje tepelný odpor pro tranzistor. Větev napájená ze zdroje I2 znázorňuje tepelný odpor pro zpětnou diodu. V těchto dvou větvích se neuvažuje tepelná kapacita z důvodu vysoké spínací frekvence. Hodnota tranzientního tepelného odporu, která je uvedena v datasheetu, musí být vydělena počtem součástek v pouzdře. Větev napájená z I3 znázorňuje tepelný odpor usměrňovače a je zde uvažována tepelná kapacita. Odpor R5 a kapacita C5 jsou náhradní hodnoty pro zvolený chladič.



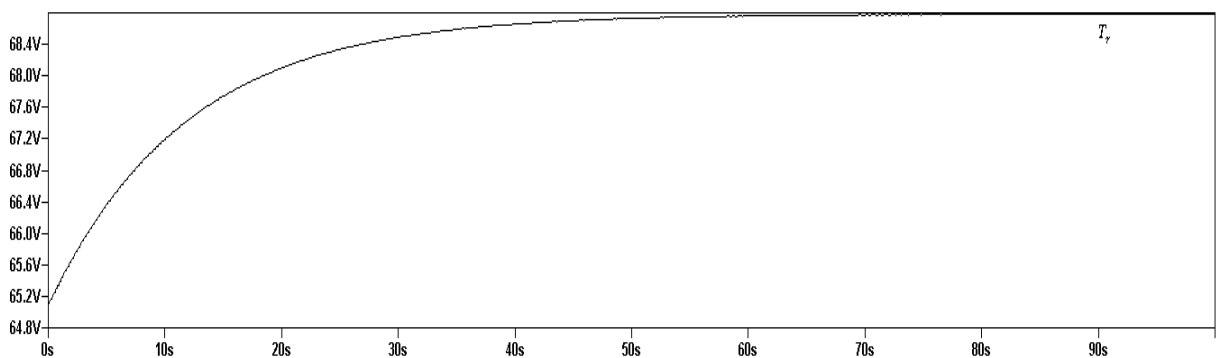
Obr. 17: Teplota čipu tranzistoru



Obr. 18: Teplota čipu zpětné diody



Obr. 19: Teplota čipu usměrňovací diody



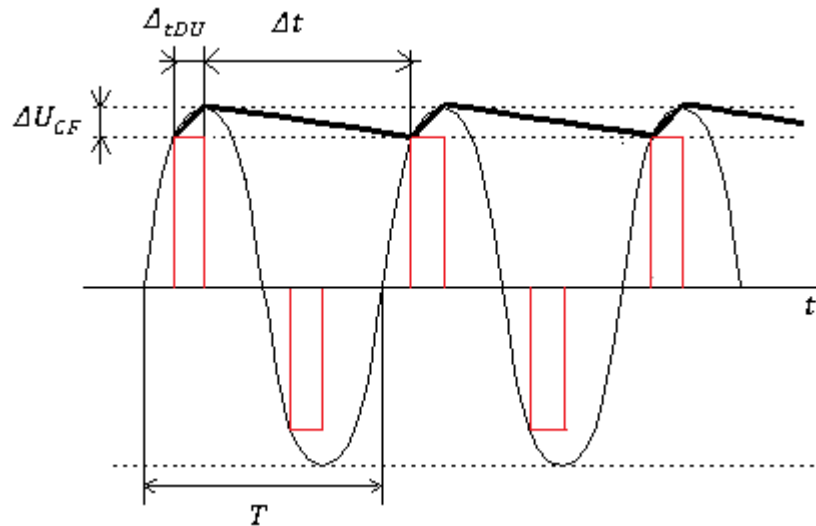
Obr. 20: Teplota chladiče

Simulace se téměř shodují s teoretickými výpočty. Menší odchylky jsou způsobeny zaokrouhlováním výpočtů a nepřesným odečítáním parametrů z datasheetu.

### 3.2 Návrh kondenzátoru v meziobvodu

Tento kondenzátor tvoří zdroj konstantního napětí pro střídač a také dovoluje výměnu jalového výkonu mezi motorem a měničem. Pro dimenzování tohoto kondenzátoru musíme určit střední hodnotu proudu tekoucího kondenzátorem. Tato hodnota je rovna střední hodnotě proudu odebíraného střídačem.

$$I_{CF} = 3 \cdot (I_{T(av)} - I_{DR(av)}) = 3 \cdot (6,6 - 1,5) = 15,3A \quad (3.24)$$



Obr. 21: Průběh napětí a proudu usměrňovačem

Dále bylo určeno, o jakou hodnotu může být na kondenzátoru napětí sníženo. V tomto případě bylo určeno  $\Delta U_{CF} = 5V$ . Následně byl určen čas, po který bude kondenzátor napájet střídač  $\Delta t$ . Z těchto hodnot byl vypočítán proud usměrňovačem  $I_{CF}$ .

$$I_{CF} = C_F \cdot \frac{\Delta U_{CF}}{\Delta t} \quad (3.25)$$

Kondenzátor bude nabit na maximální hodnotu napětí:

$$U_{CFmax} = U_{DC} = 305V$$

Poté byl zjištěn čas  $\Delta t$ , po který bude kondenzátor dodávat energii do střídače:

$$U_{CFmax} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t) = U_{CFmax} - \Delta U_{CF} \quad (3.26)$$

$$\Delta t = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{U_{CFmax} - \Delta U_{CF}}{U_{CFmax}}\right)}{\omega} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{305 - 5}{305}\right)}{2\pi \cdot 50} = 0,33 \text{ ms}$$

$$\Delta_{tDU} = \frac{T_S}{2} - \Delta_{tDU} = \frac{0,02}{2} - 0,00033 = 9,67 \text{ ms}$$

Dále byla vypočtena kapacita kondenzátoru pomocí vztahu: (3.27).

$$C_F = I_{CF} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_{CF}} = 15,3 \cdot \frac{0,00033}{5} = 1 \text{ mF} \quad (3.27)$$

Byla vybrána serioparalelní kombinace s kondenzátorem 470  $\mu\text{F}$  a 250 V. S tímto zapojením byla získána kondenzátorová baterie na 500V a kapacitě 0,94 mF.

$$\Delta U_{CF} = I_{CF} \cdot \frac{\Delta t}{C_F \text{ vybrané z katalogu}} = 15,3 \cdot \frac{0,00033}{0,00094} = 5,4V \quad (3.28)$$

Skutečné zvlhnutí na kondenzátoru vypočteme pomocí rovnice (3.28).

### 3.3 Návrh přednabíjecího rezistoru

Tento přednabíjecí odpor je v obvodu zařazen z důvodu velkého proudového rázu při prvním nabití kondenzátoru. Rezistor je dimenzován na energii uloženou v kondenzátoru. Podrobněji je výpočet vysvětlen.[14]

Energie v kondenzátoru se vypočítá za použití rovnice:

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,00094 \cdot 305^2 = 43,7 J \quad (3.29)$$

Doba nabíjení kondenzátoru byla odhadnuta na 1 s. Vybraný rezistor musí být schopen tuto energii pohltit za určený čas. Rezistor musí být dále schopen omezit odebíraný proud ze zásuvky, jelikož měnič je připojen na jednofázovou zásuvku. Proto byla určena maximální hodnota odebíraného proudu 5 A.

Pro tento účel byly vybrány dva výkonové rezistory RH10-100 od firmy Vishay. Tyto rezistory budou zapojeny do série. Tímto zapojením bude dosaženo hodnoty 200  $\Omega$ . Každý rezistor má výkon 10 W. Tyto rezistory mají čtyřikrát zesílené cesty, díky čemuž mohou být až čtyřikrát přetíženy. Podrobněji je výpočet vysvětlen.[14]

Dle Ohmova zákona bylo zjištěno, že nejvyšší odebíraný proud ze sítě během přednabíjení bude:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{305}{200} = 1,5 A \quad (3.30)$$

Jelikož jsou tyto rezistory schopny vyzářit 80 W za 1 s, jsou pro tuto aplikaci dostatečné. Rezistory budou po nabití kondenzátoru překlenuty pomocí relé RTB-74012.

Z důvodu bezpečnosti je potřeba ke kondenzátoru paralelně zařadit vybíjecí rezistory, aby při vypnutí zařízení nebylo na kondenzátorové baterii po dlouhou dobu nebezpečné napětí. Doba vybití byla určena na 60 s.

Energie jednoho kondenzátoru:

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,00047 \cdot 200^2 = 9,4 J \quad (3.31)$$

Tuto energii je potřeba vyzářit na vybíjecím rezistoru.

$$E_r = P \cdot t \Rightarrow P = \frac{E_r}{t} = \frac{9,4}{60} = 0,15 W \quad (3.32)$$

Z předchozího vztahu vyplývá, že je potřeba použít rezistor o výkonu 0,15 W. Z důvodu napěťové odolnosti byl vybrán 1 W THT rezistor, který je dimenzován na napětí 200 V.

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{200^2}{1} = 40 k\Omega \quad (3.33)$$



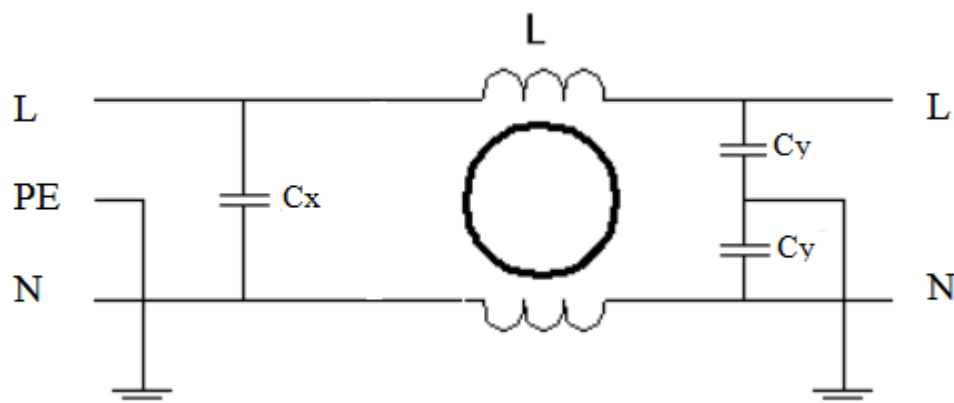
### 3.4 Vstupní filtr

Jako hlavní část vstupního obvodu je použit vstupní filtr, který bude zabraňovat šíření emisí od měniče. Tento vstupní filtr je složen z LC článku. Vstupní filtr se musí dimenzovat na proud, který jím bude protékat, a na napětí, na které bude připojen. Filtr bude umístěn na vstupu měniče, tudíž vstupní napětí bude mít hodnotu 230 V. Filtrem poteče proud o maximální hodnotě 5 A. Na základě výše uvedených hodnot byl vybrán sériově vyráběný filtr FYF06T6 od firmy QLT Power.

Hodnoty součástek pro tento filtr jsou následující:

Tab. 12: Parametry FYF06T6 [16]

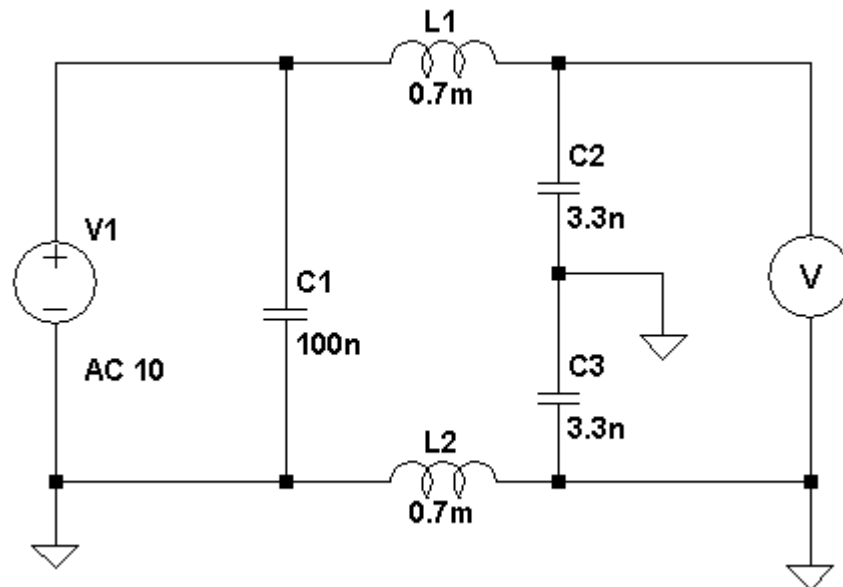
U	230	[V]
Cx	100	[nF]
Cy	3,3	[nF]
I	6	[A]
L	0,7	[mF]



Obr. 22: Schéma zapojení filtru [16]

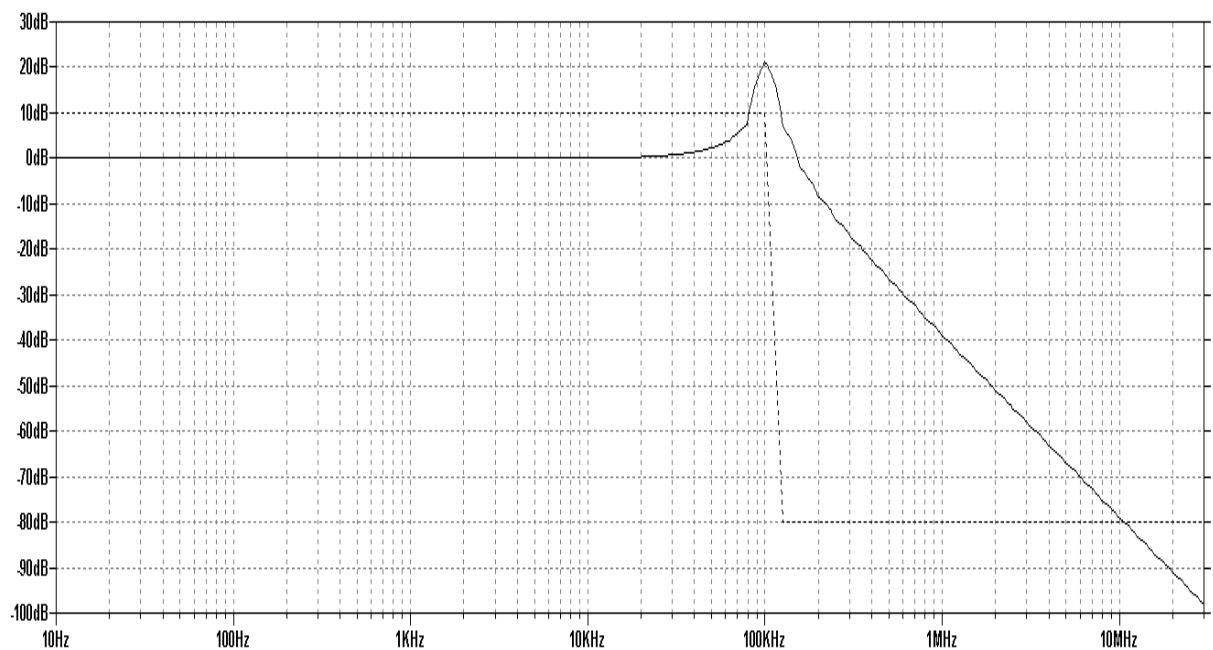
Ze schématu je patrné, že filtr obsahuje proudově kompenzovanou tlumivku, která zajišťuje odstranění protifázového rušení. Filtr dále obsahuje kondenzátory Cx, které slouží k potlačení protifázové složky. Kondenzátor nesmí být, z důvodu únikového proudu, větší než 10 nF.

Tento filtr bude simulován v programu LT Spice. Simulaci bude možno provést pouze na nesymetrickou složku rušení, z důvodu absence dalších součástek, které jsou součástí projektu, v knihovně LT spice. Tato simulace bude provedena v kmitočtovém rozsahu 10 kHz-30 MHz.



Obr. 23: Schéma zapojení filtru v programu LT Spice

Výsledek simulace je zobrazen na následujícím grafu.

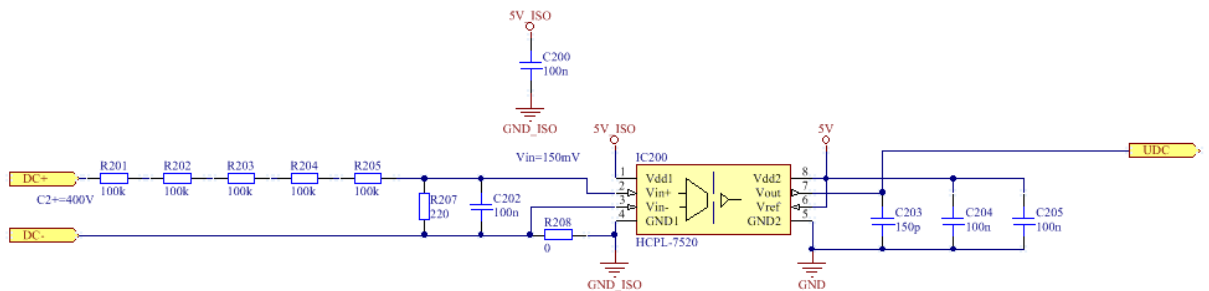


Obr. 24: Útlumová charakteristika filtru

Z grafu je patrné, že filtr filtruje v rozmezí od 30 kHz do 145 kHz. Při vyšších frekvencích vychází záporná útlumová charakteristika, což není fyzikálně možné. Nejvyšší útlum filtru je 20 dB na 100 kHz. Na tuto simulaci je nutno nahlížet jako na čistě orientační, z důvodu použití ideálních součástek a dalších zjednodušení.

### 3.5 Měření napětí

Pro správnou funkci měniče je potřeba měřit napětí v meziobvodu. Toto napětí je měřeno pomocí součástky HCPL-7520.



Obr. 25: Schéma zapojení HCPL-7520

Tento obvod je lineárním proudovým čidlem. V tomto případě bylo určeno, že maximální napětí, které se může na vstupu děliče objevit, je 400 V.

#### Recommended Operating Conditions

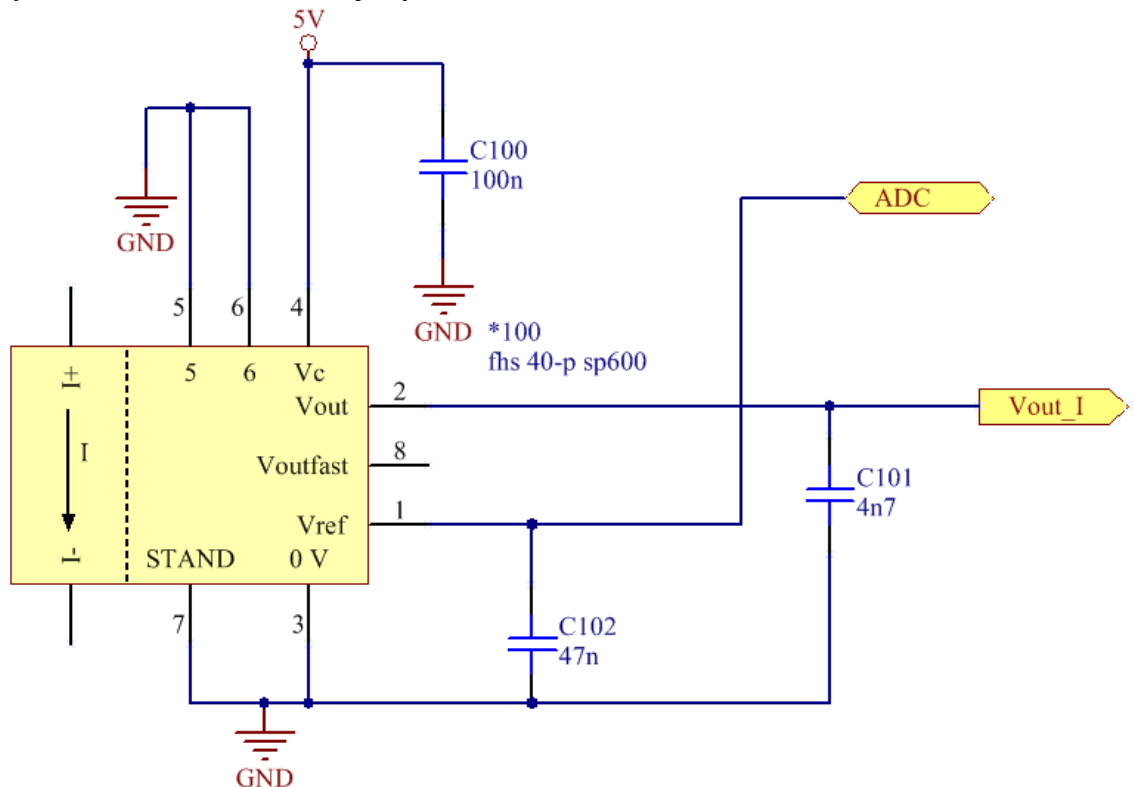
Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Operating Temperature	$T_A$	-40	85	°C	
Supply Voltage	$V_{DD1}, V_{DD2}$	4.5	5.5	V	
Input Voltage (accurate and linear)	$V_{IN+}, V_{IN-}$	-200	200	mV	
Input Voltage (functional)	$V_{IN+}, V_{IN-}$	-2.0	2.0	V	
Reference Input Voltage	$V_{REF}$	4.0	$V_{DD2}$	V	

Obr. 26: Parametry HCPL\_7520[8]

Z datasheetu bylo zjištěno maximální vstupní napětí, které činí 200 mV. Z toho důvodu byl vstupní dělič nastaven tak, aby na vstupu čidla bylo při maximálním napětí 170 mV.

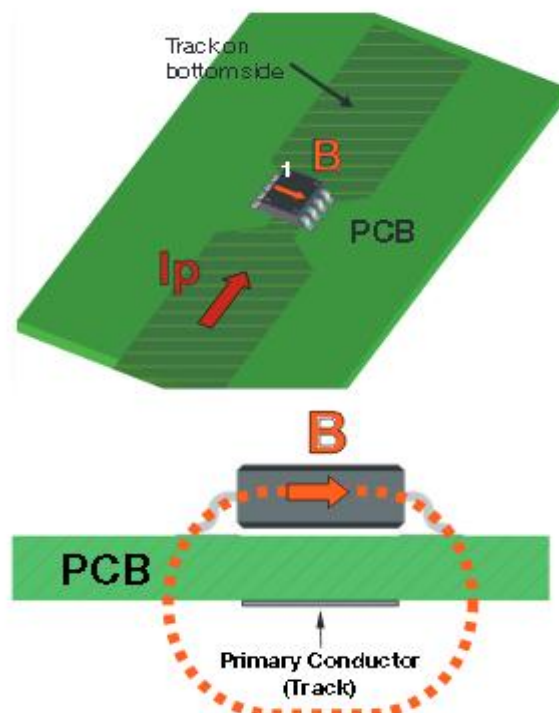
### 3.6 Měření proudu

Dále je potřeba pro řízení pohonu měřit výstupní proudy. V tomto případě budou měřeny všechny tři fáze. Pro toto měření je využit obvod FHS 40-P SP600.



Obr. 27: Schéma zapojení FHS 40-P SP600

Snímač měří magnetické pole vytvořené protékáním proudu vodičem. Rozsah tohoto čidla je 0-30 A, což je pro účely projektu dostatečné. Výstupní napětí z čidla je úměrné protékajícímu proudu.

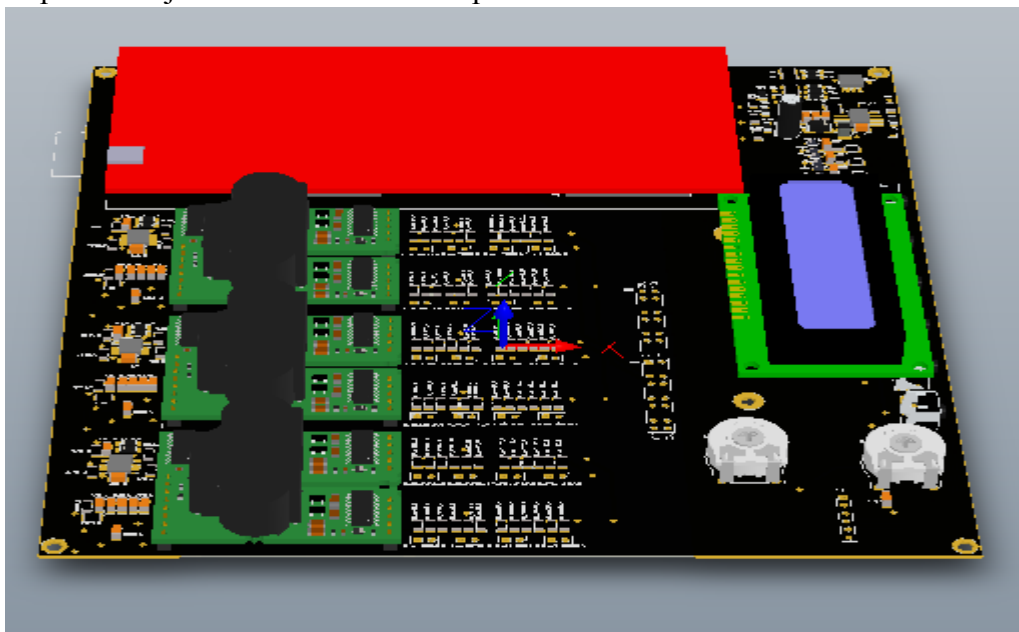


Obr. 28: Měření proudu [9]

## 4 Návrh řídicí části

Řídicí část měniče je umístěna na čtyřvrstvé desce plošného spoje.

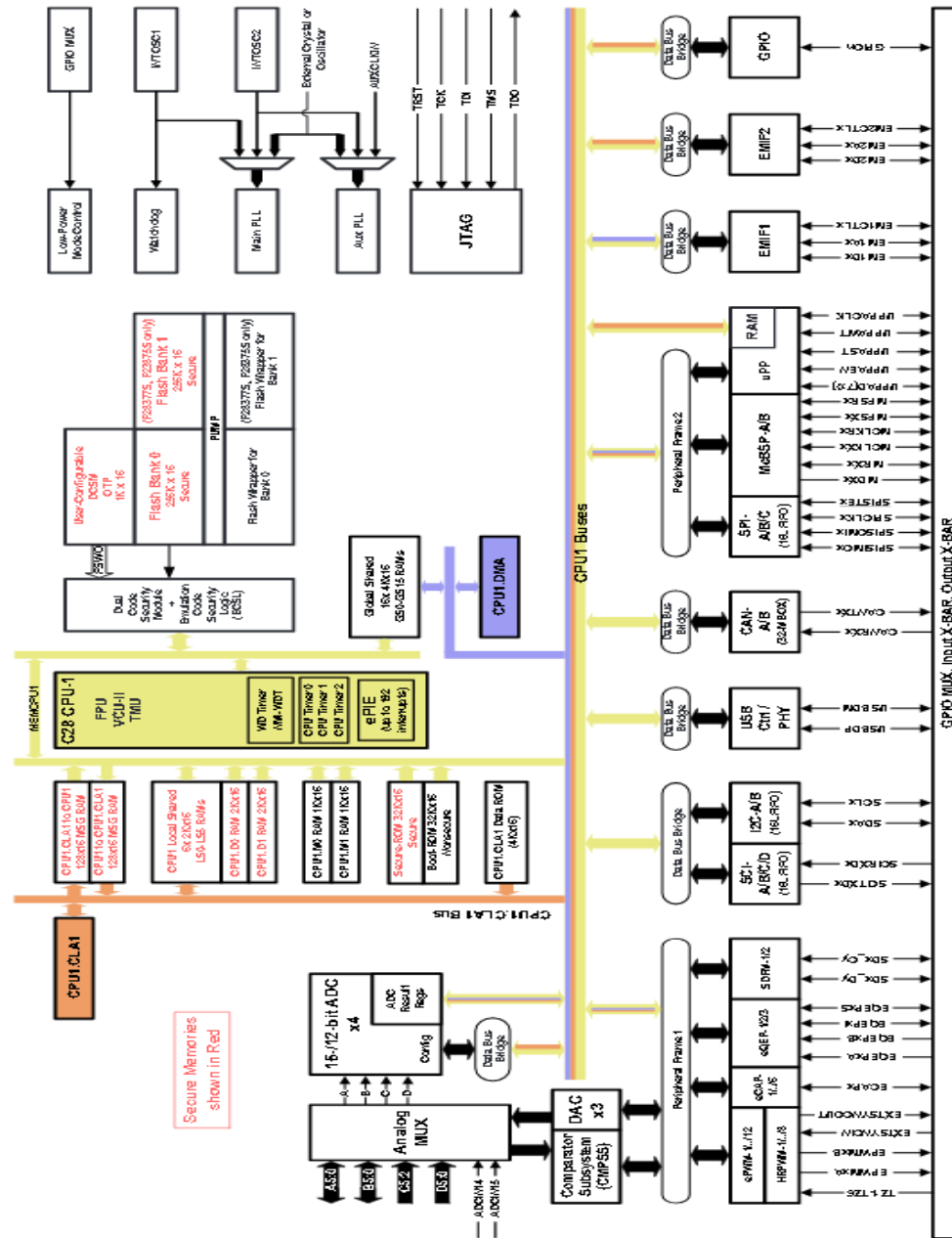
Ze schématu je patrné, že je propojena s výkonovou deskou. K řídicí desce je také připojeno čidlo polohy. Dále je zde možnost ovládní rychlosti motoru pomocí potenciometru. Údaje o rychlosti a teplotě jsou vypisovány na LCD display. Pro lepší představu byl vygenerován 3D model. V příloze B je celkové schéma slaboproudé části.



Obr. 29: 3D model řídicí desky

## 4.1 Výběr mikrokontroléru

Pro řízení celého měniče byl vybrán mikrokontrolér C2000 Delfino MCUs F28377S. Tento 32bitový signálový procesor s plovoucí řádkovou čárkou se nejčastěji využívá pro aplikace průmyslových pohonů.



Obr. 30: Funkční blokové schéma [10]

Z předchozího obrázku mohou být vyčteny nejdůležitější informace o mikrokontroléru. Tato řídicí jednotka má čtyři 12bit ADC převodníky, PWM výstupy, GPIO piny a přímý přístup do paměti.

## 4.2 Budič

Budič slouží k oddělení výkonové části od řídicí části. Tento budič musí být navržen podle výkonového modulu. Nejdříve musí být spočítán výkon, který musí driver dodat do tranzistoru, aby se otevřel. Podrobněji je výpočet vysvětlen. [2]

$$P_{DR} = Q_{Gate} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate} = 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 40 = 0,12 \text{ W} \quad (4.1)$$

Dalším nezbytným údajem je potřebný proud.

$$I_{OUT} = \frac{\Delta V_{Gate}}{R_{Gate\_Min}} = \frac{23}{18} = 1,3 \text{ A} \quad (4.2)$$

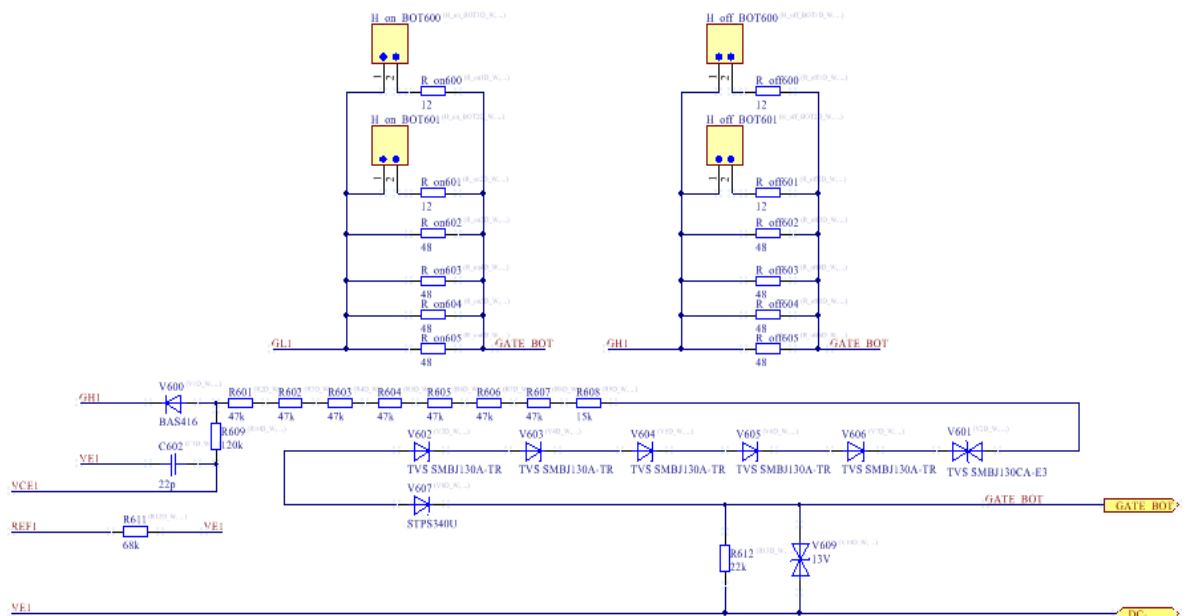
$R_{Gate\_Min}$  byl zvolen dle doporučení výrobce na  $18 \Omega$ .

Pro tento měnič byl vybrán driver 2SC0108T2B0. Podrobněji je výpočet vysvětlen. [4]



Obr. 31: Budič 2SC0108T2B [11]

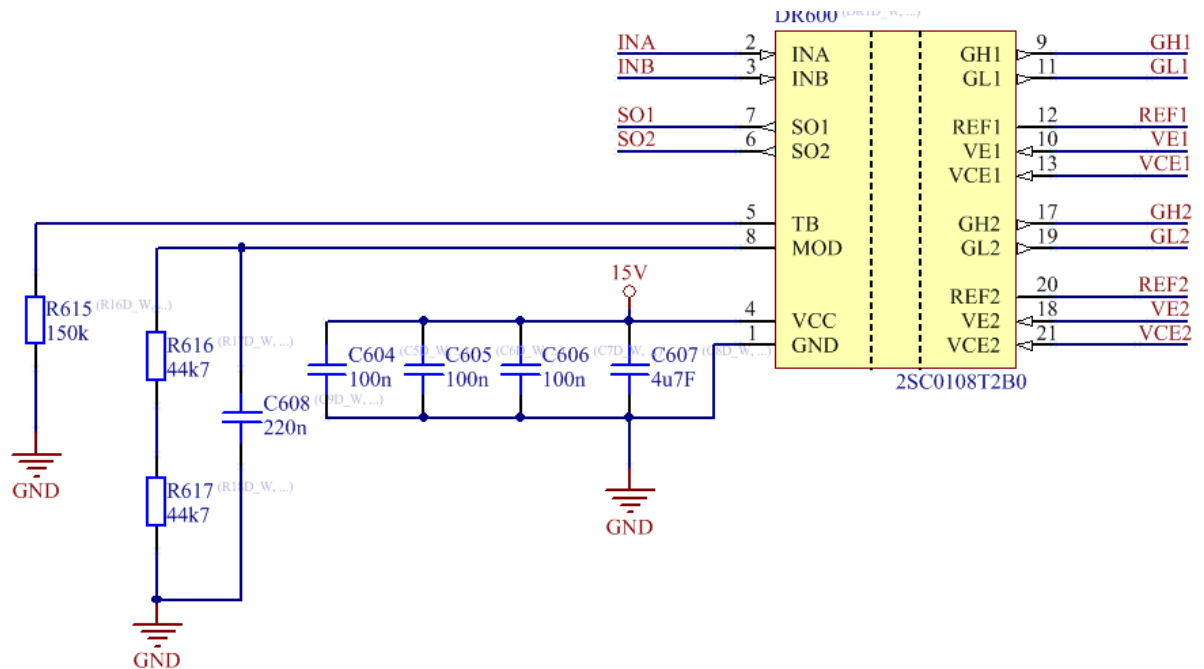
Tento budič má výstupní výkon 1 W a výstupní proud 8 A. Pro buzení bezpotenciálového modulu FB20R06W1E3 by vyhovoval i výkonově slabší budič. Z důvodu skladových zásob byl však zvolen tento.



Obr. 32: Výstupní zapojení budiče (High Side)

Tento budič dokáže současně budít dva tranzistory. Z důvodu přehlednosti je na předchozím obrázku zobrazeno pouze zapojení výstupu pro jeden kanál. Na obrázku lze vidět zapojení gatových odporů. Tyto odpory jsou zapojeny paralelně přes propojovací svorky tak, aby se

dala hodnota gatového odporu měnit. Dále je z obrázku patrné ochranné zapojení, tzv. Active-clamping, mezi svorkou gate a emitorem. Toto zapojení slouží jako ochrana proti přepětí mezi těmito svorkami. Hodnoty odporu R601 až R608 byly vybrány tak, aby maximální výstupní proud ze svorky GH nepřesáhl 1 mA dle doporučení v [4].



Obr. 33: Vstupní zapojení budiče

Pomocí rezistorů připojených ke svorce MOD lze nastavit, v jakém režimu bude budič fungovat. Pro účely tohoto projektu byl budič nastaven tak, aby pracoval v režimu Half-bridge.

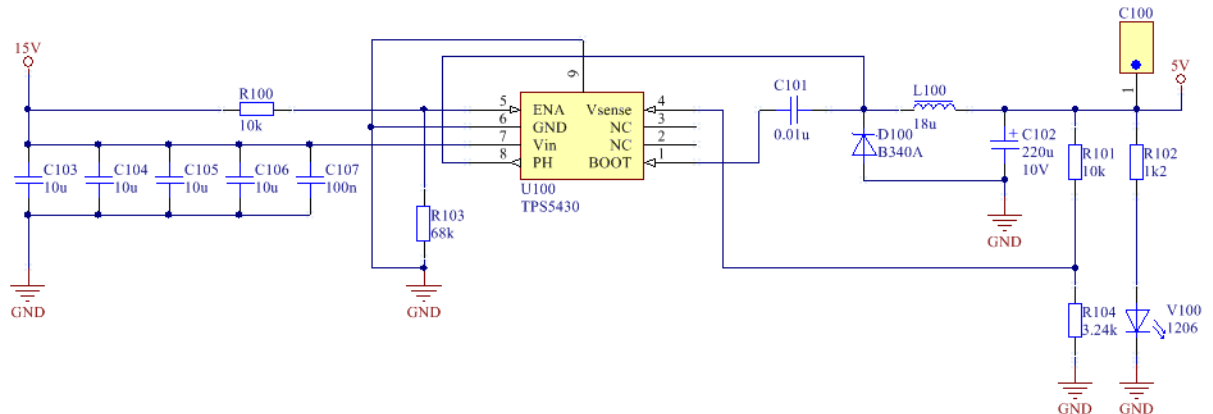
Rezistorem připojeným na svorku TB se nastavuje doba blokování spínání po chybě budiče. V tomto případě byla nastavena na délku 90ms. Na vstupy INA a INB budou přivedeny výstupy PWM z mikrokontroléru.

Výstupy SO1 a SO2 slouží k diagnostice poruch na tranzistoru.



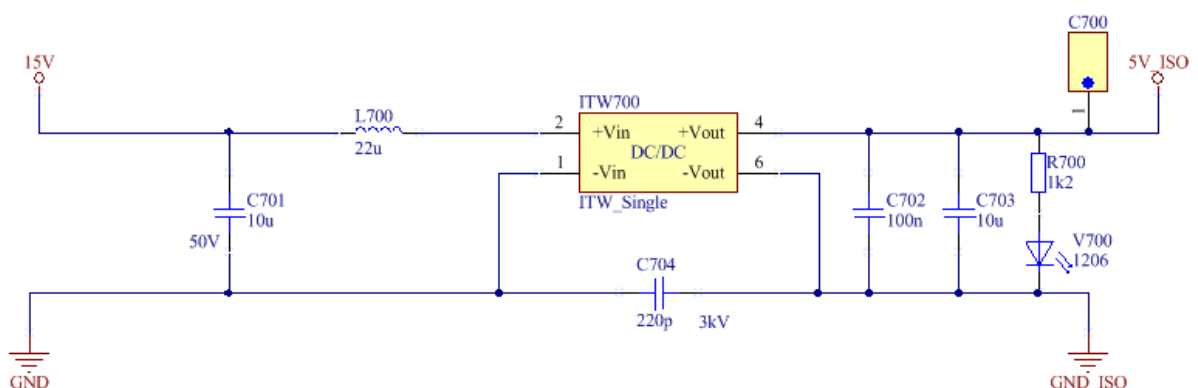
### 4.3 Zdroje

Samozřejmě nesmí chybět napájení celé desky. Pro tento účel byl vybrán 15 V zdroj, který bude umístěn mimo měnič a k měniči bude připojen přes konektor. Napětí 15 V je využito k napájení budičů, relé a k měření teploty. Dále bude potřeba získat napětí 5 V. Toto napětí je získáno pomocí obvodu TPS5430.



Obr. 34: Zapojení zdroje 5V

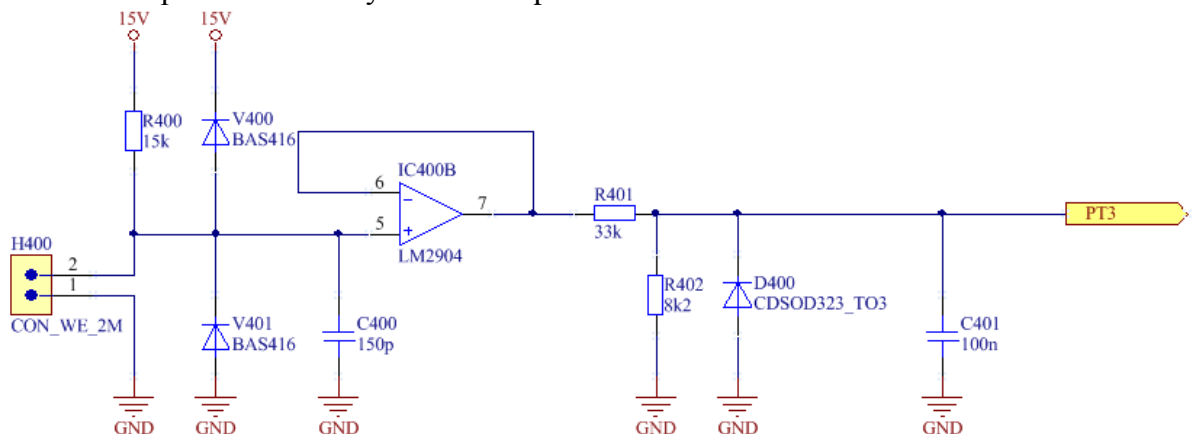
Zapojení tohoto obvodu bylo realizováno dle doporučení výrobce. Kvůli bezpečnosti při měření napětí v meziobvodu bude potřeba zdroj na 5V galvanicky oddělit od řídicí části měniče. Pro tento účel byl vybrán DC/DC měnič ITW700.



Obr. 35: Zapojení DC/DC měniče

## 4.4 Měření teploty

Z důvodu bezpečnosti musí být snímána teplota zařízení.

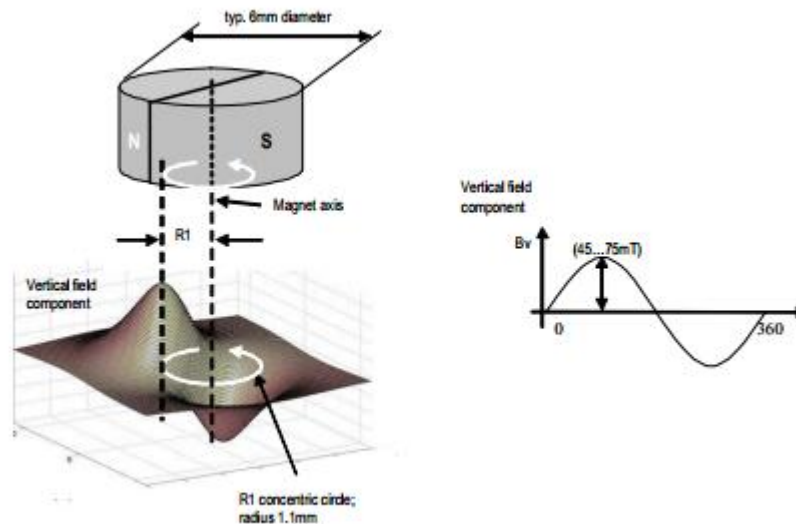


Obr. 36: Měření teploty

Teplota zařízení bude snímána na čtyřech místech. Tři místa budou na synchronním motoru. Teplota motoru bude sledována pomocí termistoru PT100. Ze schématu je patrné, že termistor PT100 je napájen napětím o hodnotě 15V. Tato velikost napětí byla zvolena z důvodu horší zaručitelnosti, než by tomu bylo v případě použití napětí o hodnotě 5V. Jako ochrana proti rušení jsou využity ořezávací diody, které oříznou nežádoucí přepětí. Na schématu je také napěťový dělič, který přizpůsobí napěťovou hladinu pro ADC mikrokontrolér. Výhodou termistoru PT100 je jeho linearita. Poslední měření teploty probíhá přímo ve výkonovém modulu za pomoci NTC, jehož zapojení pro poslední měření je identické, jako v případě PT100. Nevýhodou NTC je jeho nelinearita, která bude odstraněna softwarově.

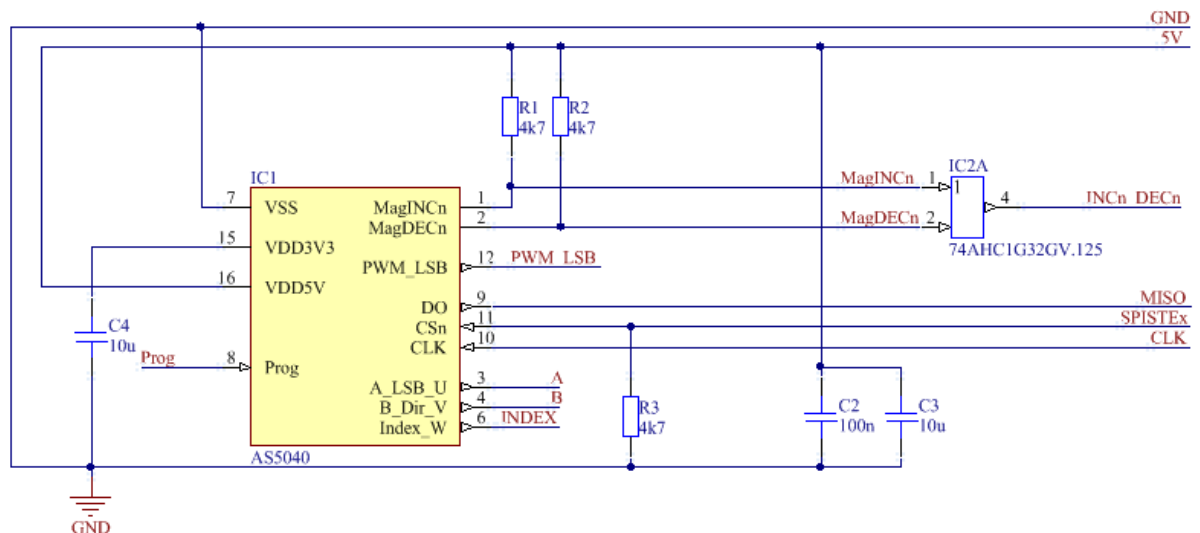
## 4.5 Čidlo polohy

Pro měření polohy byl využit 10bitový rotační snímač polohy AS5040. Tento snímač je bezdotykový a využívá magnetické pole permanentního magnetu, který je připevněn na ose motoru.



Obr. 37: Princip fungování čidla polohy [13]

Z obrázku je patrný princip fungování čidla, kdy se podle natočení magnetu na hřídeli mění velikost magnetické indukce. Z této změny je možné vypočítat polohu rotoru.



Obr. 38: Schéma zapojení AS5040

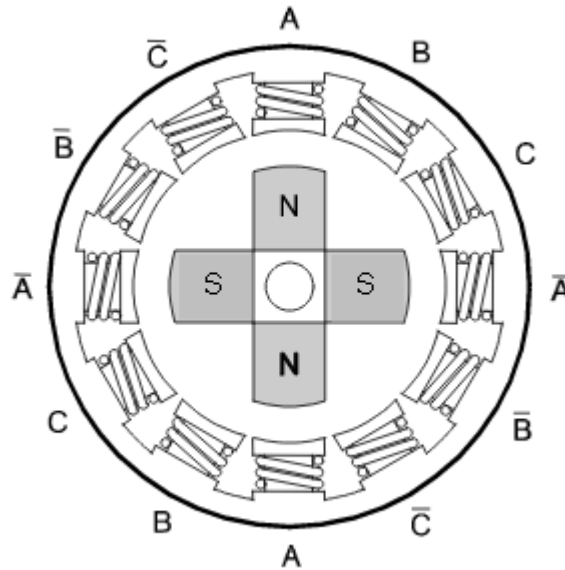
Ze schématu je patrné, že z čidla je možné posílat informaci o poloze několika způsoby. V tomto případě byla zvolena sériová komunikace. Pro univerzálnost zařízení byla ponechána možnost posílání informace pomocí QEP.

## 5 Vektorové řízení

Vektorové řízení se používá pro nejnáročnější aplikace. Značnou výhodou vektorového řízení je fakt, že bere v potaz i řízení v průběhu přechodových stavů stroje. Pro představu se vektorové řízení přirovnává k řízení stejnosměrného stroje tak, že rozdělujeme statorový proud na tokotvornou složku a momentotvornou složku.

### 5.1 Synchronní motor

Pro potřeby tohoto projektu je motor cize buzený, a toto buzení bude nastaveno na konstantní hodnotu. Z toho důvodu bude motor řízen jako motor s permanentními magnety.



Obr. 39: Řez motoru[5]

Elektrická poloha rotoru je spojena s mechanickou polohou rotoru dle vztahu.

$$\phi_m = \phi_e \cdot p \quad (5.1)$$

Kde  $p$  je počet pólů.

Protože rychlost se vztahuje k poloze, můžeme napsat.

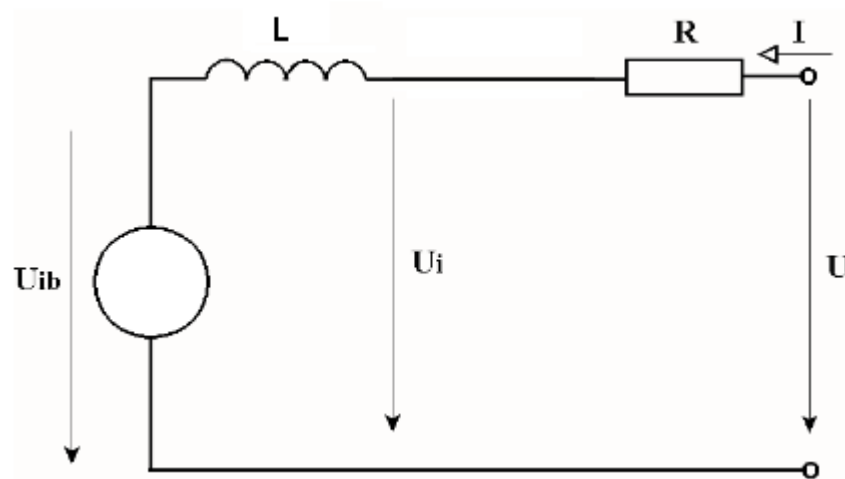
$$\omega_e = \omega_m \cdot p \quad (5.2)$$

Pro vytvoření magnetického pole musí být na stator připojeno třífázové napětí, které musí být vzájemně posunuto o  $120^\circ$ .

$$U_a = U \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (5.3)$$

$$U_b = U \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.4)$$

$$U_c = U \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (5.5)$$



Obr. 40: Náhradní schéma synchronního motoru[4]

Pro amplitudu napětí je možné napsat.

$$U = Z \cdot i = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt} = R \cdot i + \frac{d}{dt} (L + \Psi_m(\theta)) \quad (5.6)$$

Kde

$$\frac{d\Psi(\theta)}{dt} \quad (5.7)$$

je indukované napětí.

Pro proudy je možné napsat.

$$I_a = I_s \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (5.8)$$

$$I_b = I_s \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.9)$$

$$I_c = I_s \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (5.10)$$

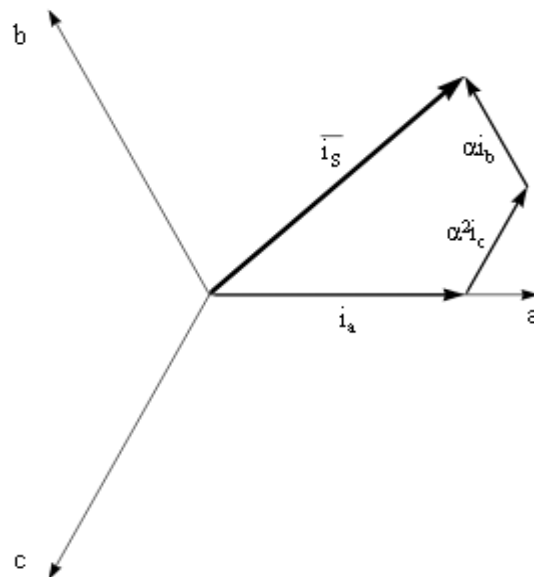
Pro statorový proud je možné napsat.

$$I_s = I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5.11)$$

Pro moment platí.

$$M = p \cdot \Psi_m \cdot I_s \left( \sin^2 \cdot \omega t + \sin^2 \cdot \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin^2 \cdot \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right) = \frac{3}{2} p \cdot \Psi_m \cdot I_s \quad (5.12)$$

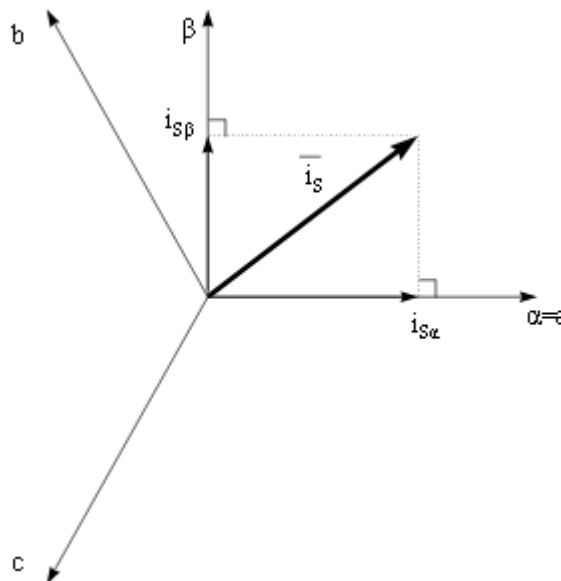
Podrobněji je výpočet vysvětlen.[6]



Obr. 41: Vektor statorového proudu [6]

## 5.2 Clarkova transformace

Myšlenkou Clarkovy transformace je, že rotující vektor statorového proudu, který je složen z fázových proudů, může být vyjádřen dvojfázovým systémem umístěným na osách  $\alpha$ ,  $\beta$ . Podrobněji je tato transformace vysvětlena.[6]



Obr. 42: Clarkova transformace [6]

Statorový proud můžeme v tomto systému vyjádřit.

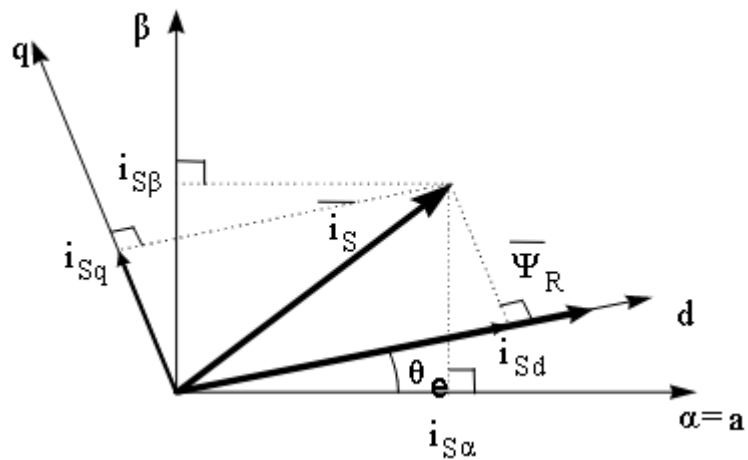
$$i_{s\alpha} = i_a \quad (5.13)$$

$$i_{s\beta} = i_a \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} + i_b \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (5.14)$$

V tomto souřadném systému je moment stále závislý na pozici rotorového toku. Tento tok zabraňuje snadnému řešení diferenciálních rovnic. Proto využíváme Parkovu transformaci.

### 5.3 Parkova transformace

Tato transformace spočívá v tom, že převádíme statorový vektor v souřadném systému  $\alpha, \beta$  do souřadného systému  $d, q$ . Podrobněji je tato transformace vysvětlena.[6]



Obr. 43: Parkova transformace[6]

Rovnice odpovídající této transformaci.

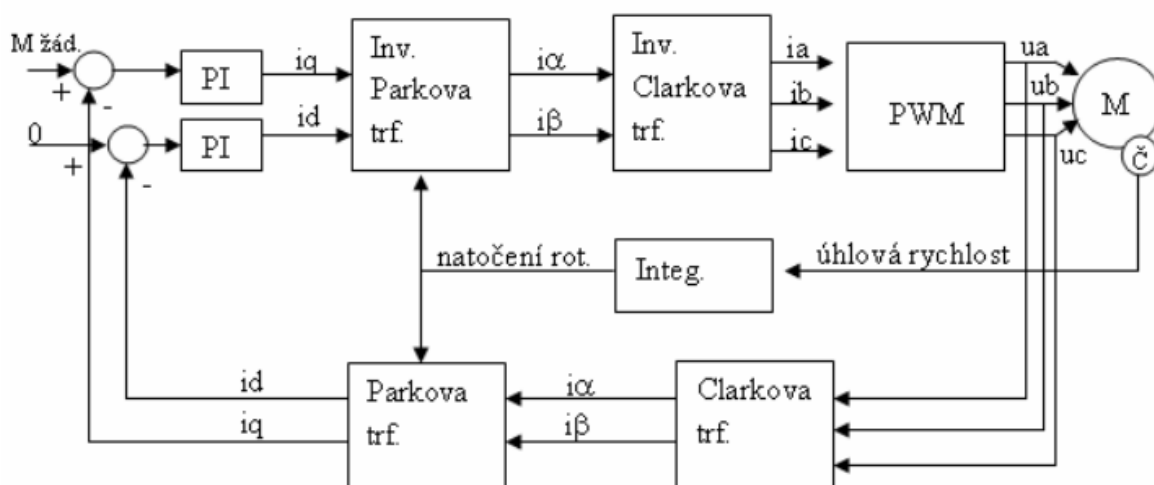
$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos(\theta) + i_{s\beta} \cdot \sin(\theta) \quad (5.15)$$

$$i_{sq} = i_{s\beta} \cdot \cos(\theta) - i_{s\alpha} \cdot \sin(\theta) \quad (5.16)$$

V tomto novém systému jsou rovnice pro synchronní motor značně zjednodušeny.

$$M = \frac{3}{2} \cdot p(\Psi_{rd} \cdot i_{sq} - \Psi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (5.17)$$

## 5.4 Praktická realizace vektorového řízení



Obr. 44: Blokové schéma vektorového řízení PMSM[5]

## 5.5 Nastavení PI regulátoru

Pro nastavení PI regulátorů byla využita simulace v prostředí Matlab-Simulink. Pro první hrubé nastavení PI regulátorů byla sestrojena frekvenčně amplitudová charakteristika pro určení proporční a integrační složky PI regulátorů. Pro tuto charakteristiku je potřeba určit přenosové funkce synchronního motoru. Pro elektrickou část motoru platí, že odpor vinutí  $R=26 \Omega$  a indukčnost  $L=0,1 \text{ H}$ . Pro zjednodušení je tato indukčnost ve všech směrech stejná. Pro přenos elektrické části motoru platí:

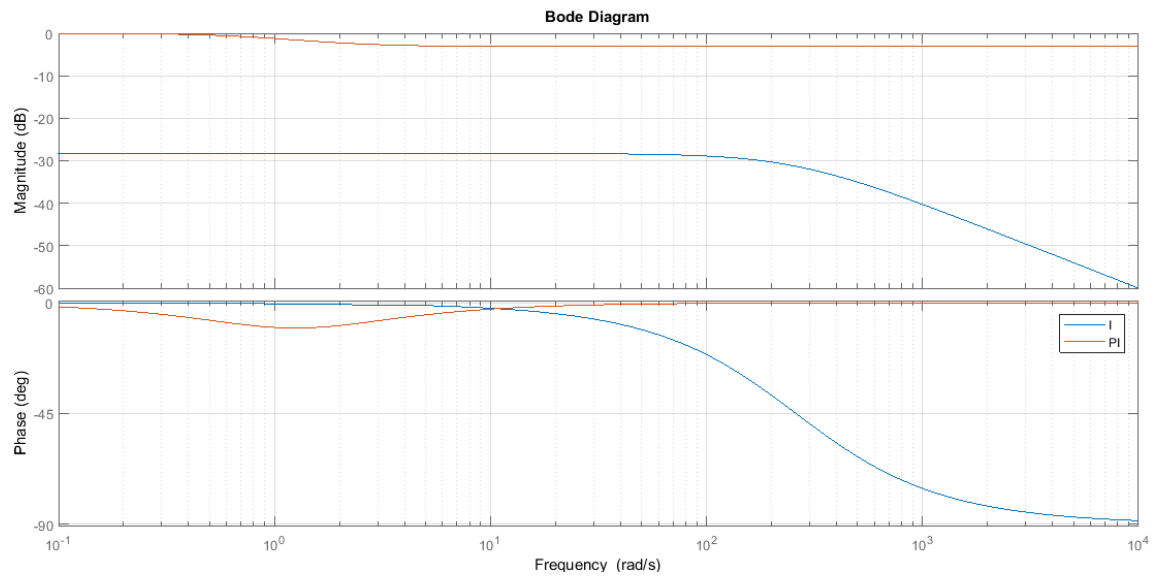
$$F_{(p)} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R}p} \quad (5.18)$$

Nyní je zaveden přenos PI regulátoru pro proudovou smyčku:

$$F_{(p)} = \frac{\frac{1}{R} \cdot (K_p \cdot p + K_i)}{\left(\frac{1}{R} \cdot K_p + 1\right)p + \frac{1}{R} \cdot K_i} \quad (5.19)$$

Proporcionální zesílení PI regulátoru bylo odhadnuto na 60 a integrační zesílení bylo odhadnuto na 90.





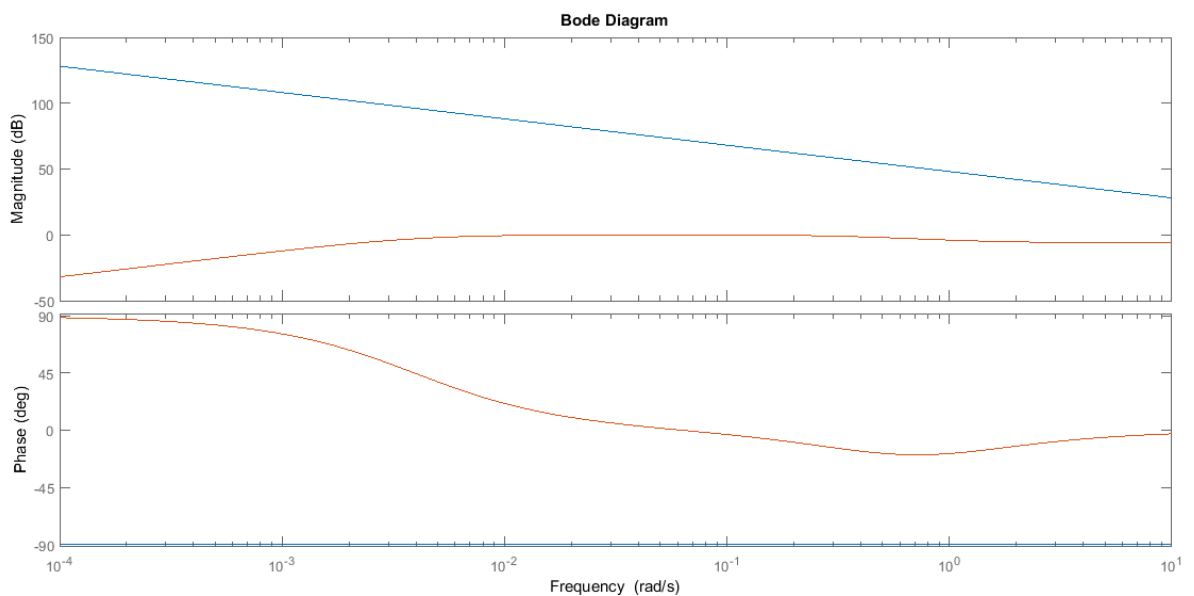
Obr. 45: Nastavení PI regulátoru pro proud

Pro přenos mechanické části motoru platí:

$$F_{(p)} = \frac{1}{Jp} \quad (5.20)$$

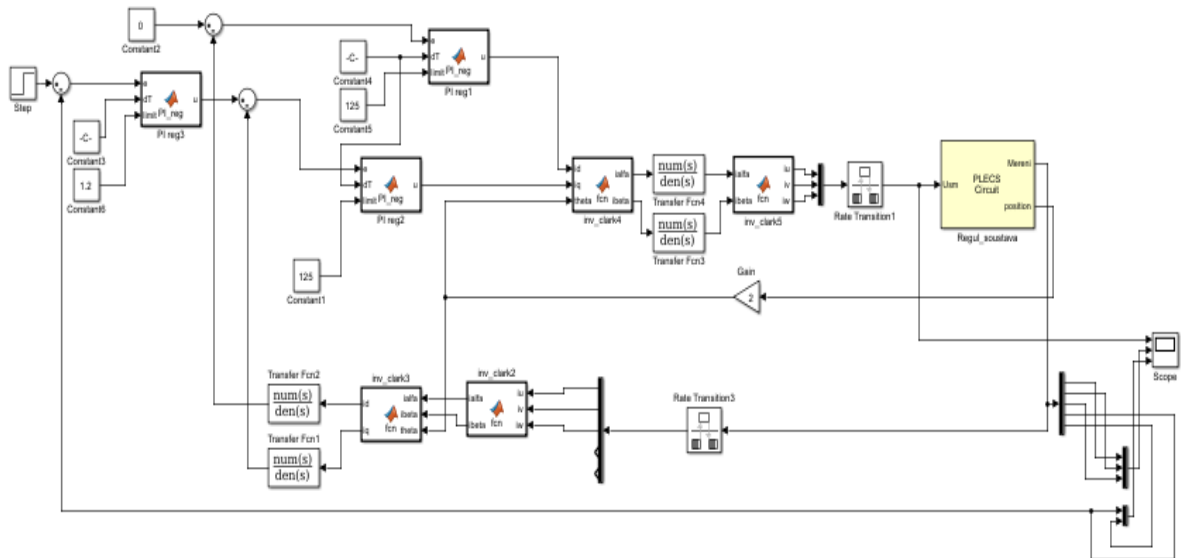
Kde moment setrvačnosti byl určen na 0,00393 kg·m<sup>2</sup>. Tento přenos pro mechanickou část musí být sečten s přenosem pro proudový regulátor, aby bylo možno nastavit nadřazený regulátor otáček.

$$F_{(p)} = \frac{\left(\frac{K_p}{R \cdot J} p^2 + \frac{K_i}{R \cdot J} p\right)}{\left(\left(\frac{1}{R} \cdot K_p + 1\right) \frac{1}{J} p^2 + \frac{1}{R \cdot J} p \cdot K_i\right) + 1} \quad (5.21)$$

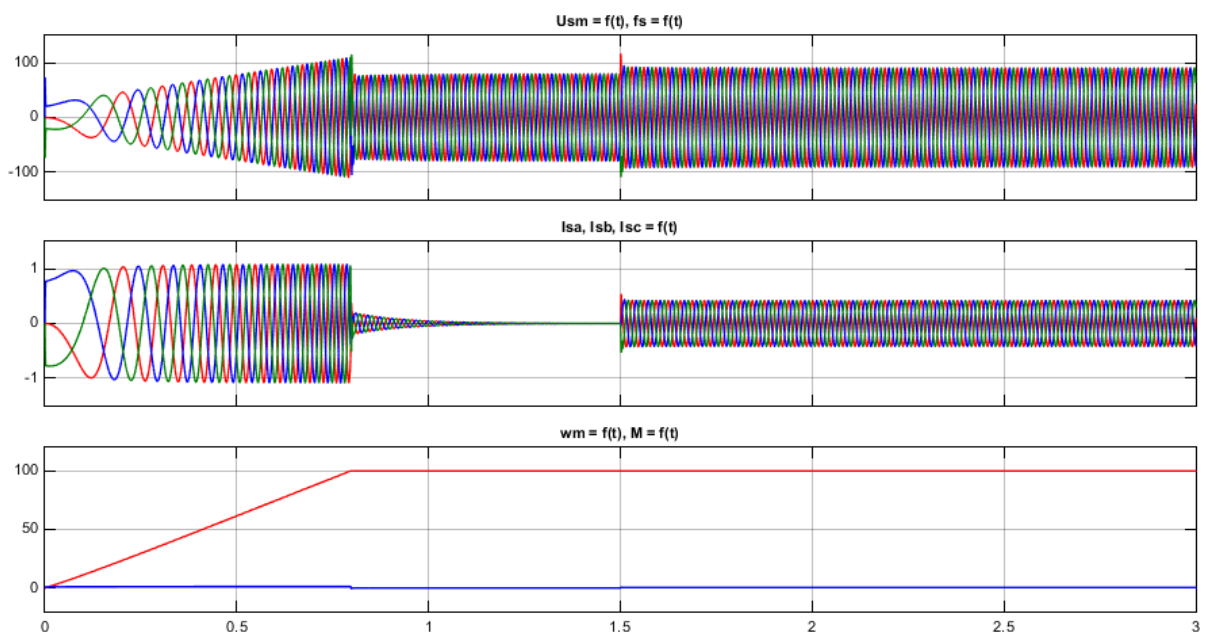


Obr. 46: Přenos J a součtu momentu s proudovým PI reg.

Pro PI regulátor rychlosti byla odhadnuta doporuční složka na 15 a integrační složka na 1. Tyto odhady jsou čistě orientační a pro přesnější nastavení je na následujícím obrázku nastavena simulace celého pohonu.



Obr. 47: Simulační schéma pohonu



Obr. 48: Výsledky simulace

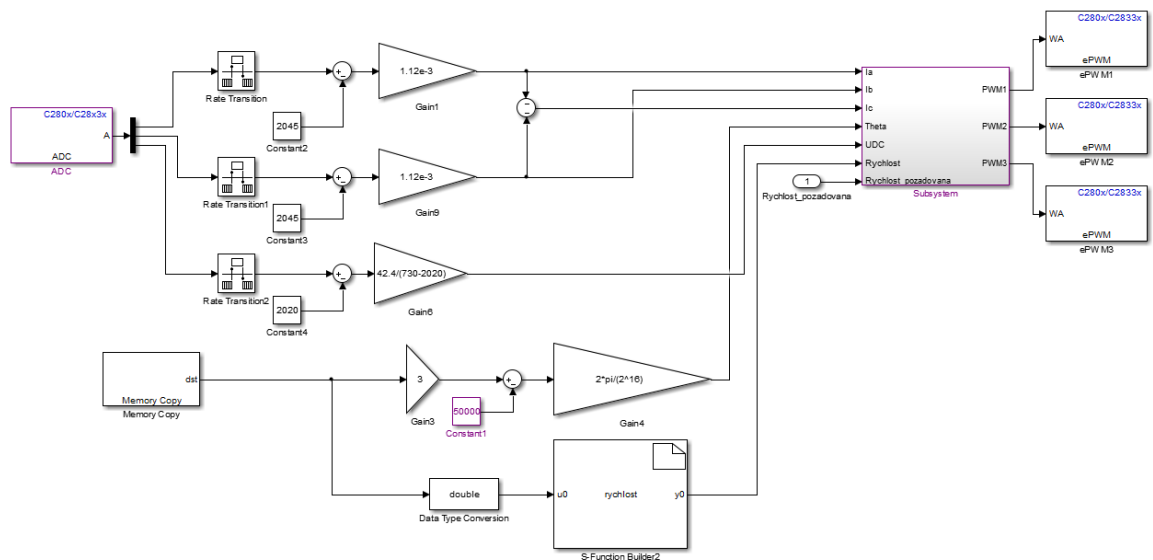
Pomocí této simulace jsou regulátory odladěny. Proudový regulátor byl nastaven na  $K_p=70$ ,  $K_i=100$ .

Rychlostní regulátor byl nastaven na  $K_p=20$ ,  $K_i=20$ .

Simulace v této kapitole byly vytvořeny pro výukový model synchronního motoru.

## 6 Implementace pomocí metody “Rapid Prototyping“

Vektorové řízení bylo realizováno v programu Matlab-Simulink. Funkčnost vektorového řízení musela být odzkoušena na jiném zařízení, z důvodu časové náročnosti oživení celého měniče s modelem motoru. Na následujícím obrázku lze pozorovat měření vstupních veličin. Těmi jsou výstupní proudy tekoucí do motoru a hodnota napětí v meziobvodu. Dále je snímána poloha rotoru, která je zapisována do paměti mikrokontroléru. Tato hodnota je následně dále zpracovávána. Mechanická poloha hřídele musí být přepočtena na elektrickou polohu hřídele. Z toho důvodu je tato hodnota násobena třemi, jelikož motor, na kterém je vektorové řízení zkoušeno, je šestipólový.



Obr. 49: Měření vstupních veličin

Jelikož je potřeba řídit rychlost motoru, musí být zjištěna skutečná rychlost motoru. Tato rychlost byla vypočtena z polohy rotoru. Výpočet je realizován pomocí S-funkce.

```
float fiil,rozdil_fii, aktualni_l, rozdil_l, rozdil_sum, rychlost_l,n_skutecny_motor;
static float fii2, po_l;
static float buffer[100];
int i;

    fiil=u0[0];
    rozdil_fii=(fii2-fii1);
    fii2=fiil;

    if (rozdil_fii>30000)
        po_l=fii2-65536;
    else if (rozdil_fii<-30000)
        po_l=fii2+65536;

    aktualni_l=fiil;
    rozdil_l=(aktualni_l-po_l);
    po_l=aktualni_l;

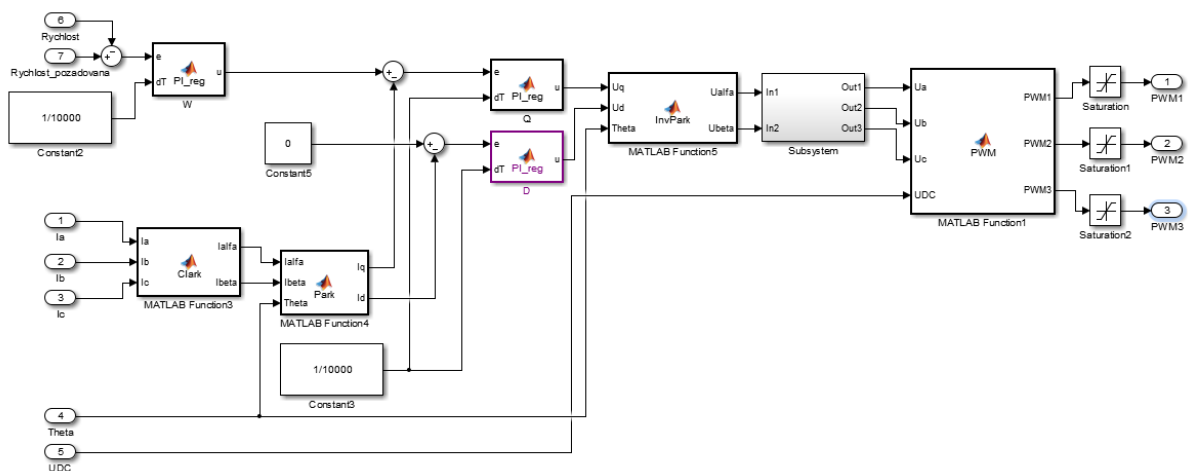
    buffer[99]=rozdil_l;
    rozdil_sum=0;
    for(i=0;i<99;i++)
    {
        buffer[i]=buffer[i+1];
        rozdil_sum=rozdil_sum+buffer[i];
    }

    rychlost_l=(rozdil_sum)*(0.0916);
    n_skutecny_motor=rychlost_l;

    y0[0]=n_skutecny_motor;
```

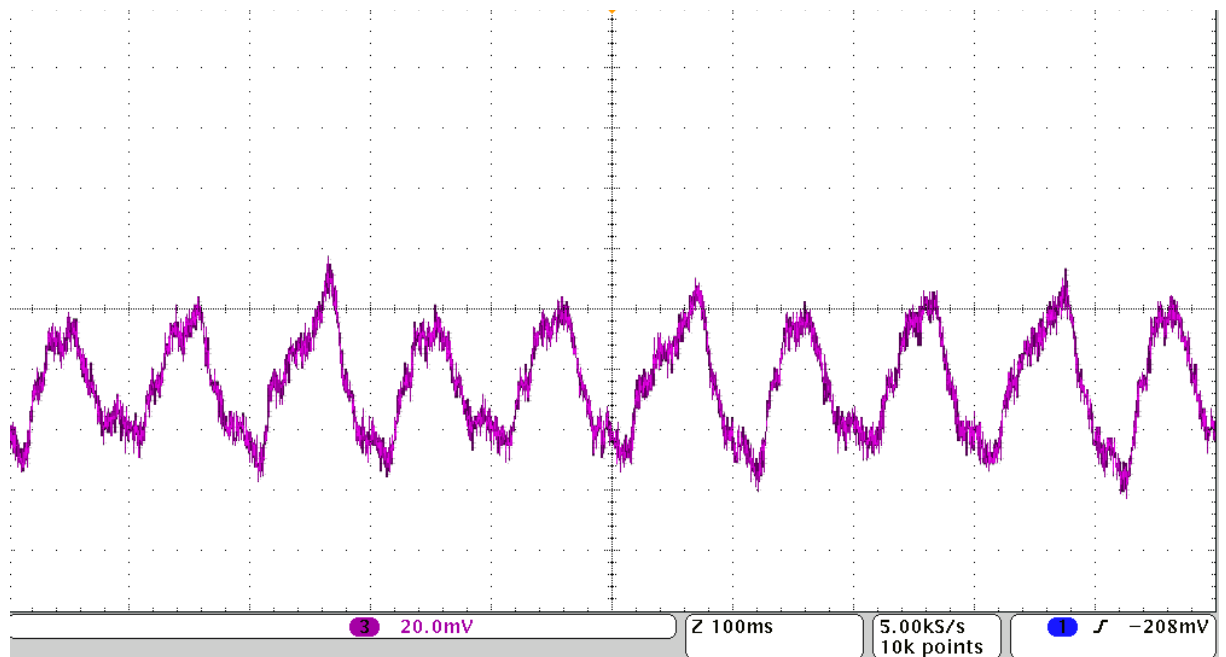
Obr. 50: Výpočet rychlosti

Zjištěná rychlost je odečtena od požadované rychlosti a tato odchylka je přivedena na PI regulátor rychlosti. Výstup z regulátoru rychlosti je požadavkem na proud. Tento proud je odečten od skutečného proudu. Tato hodnota je dále převezena na požadavek napětí, které by měl střídač dodat na motor.

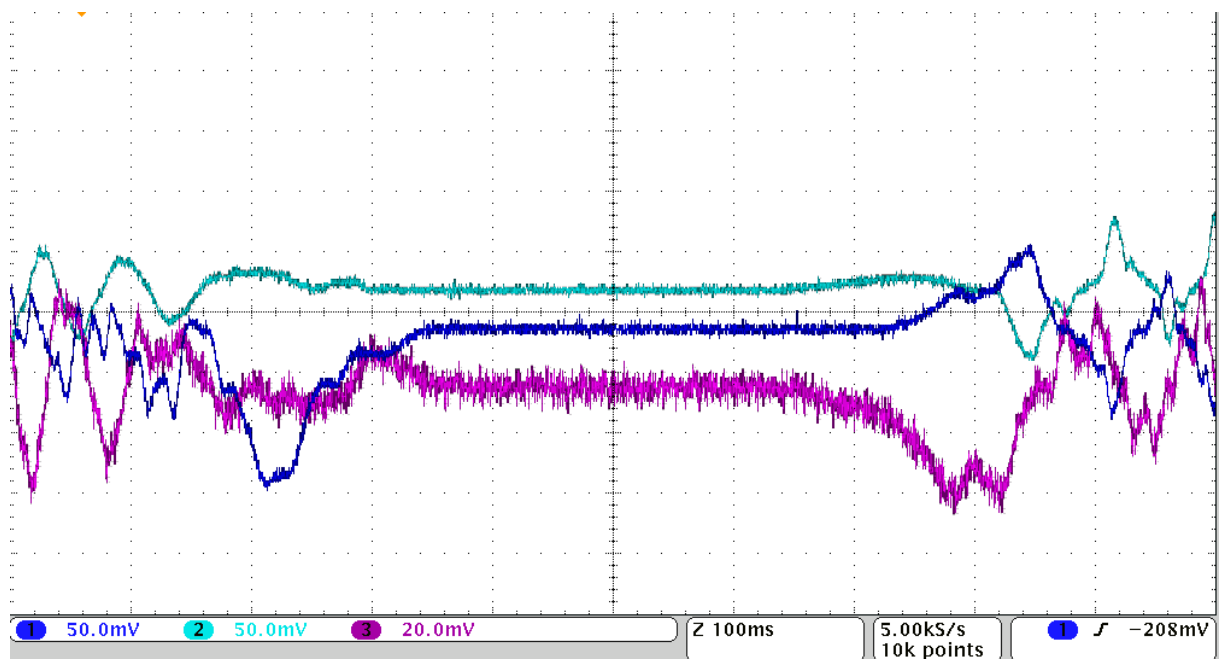


Obr. 51: Simulační model vektorového řízení

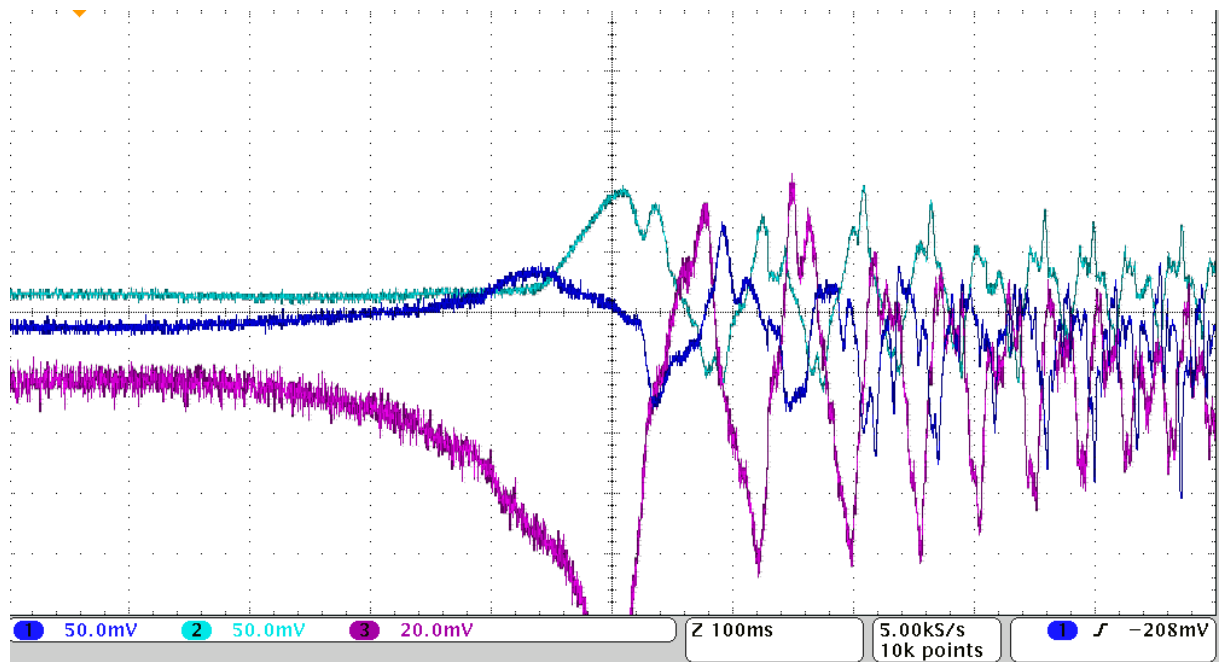
Na následujících obrázcích jsou zobrazeny výstupní proudy a napětí na měniči. Tyto průběhy jsou značně zdeformovány z toho důvodu, že motor, na kterém bylo vektorové řízení zkoušeno, neodebírá sinusový proud díky nesymetrii indukčností v ose d a ose q.



Obr. 52: Průběh fázového proudu motoru



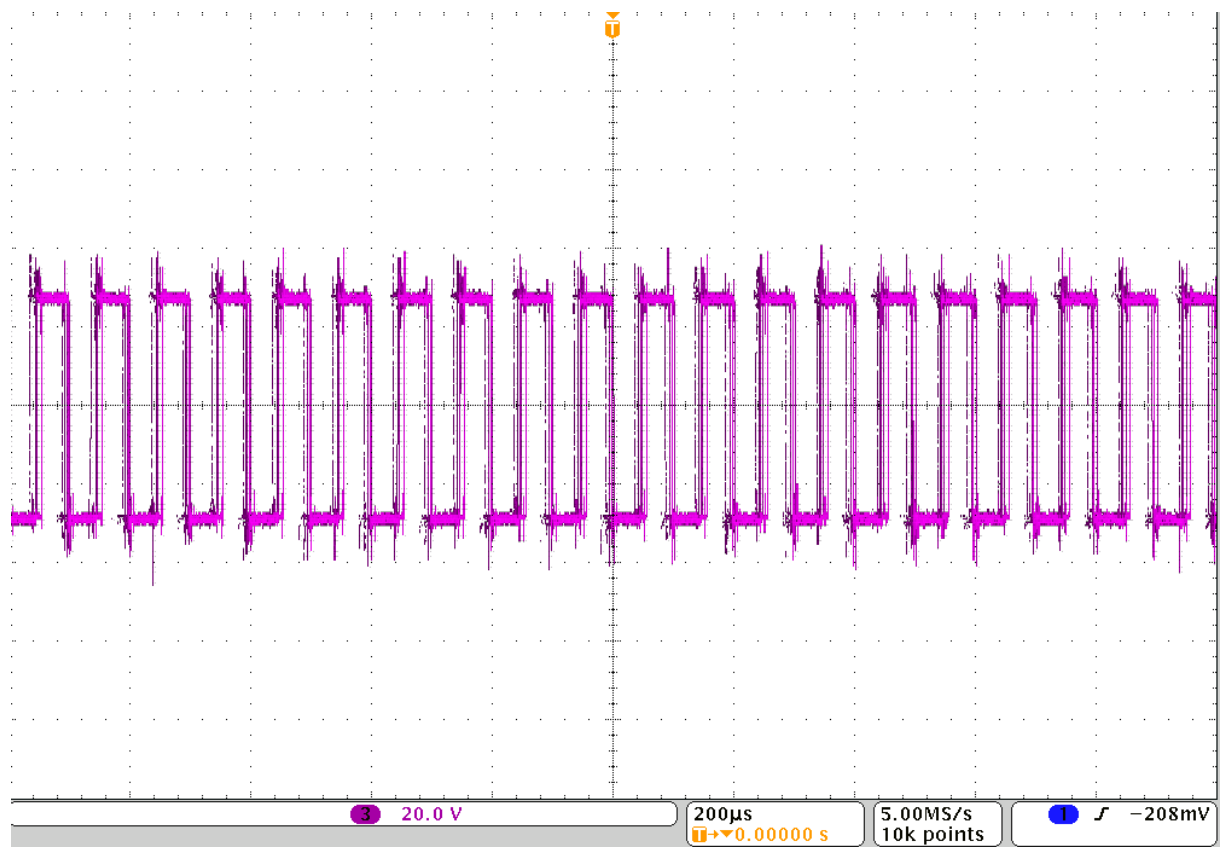
Obr. 53: Průběh fázových proudů při reverzaci z 1000 [ot/min] na -1000 [ot/min]



Obr. 54: Rozběh na 1000[ot/min]



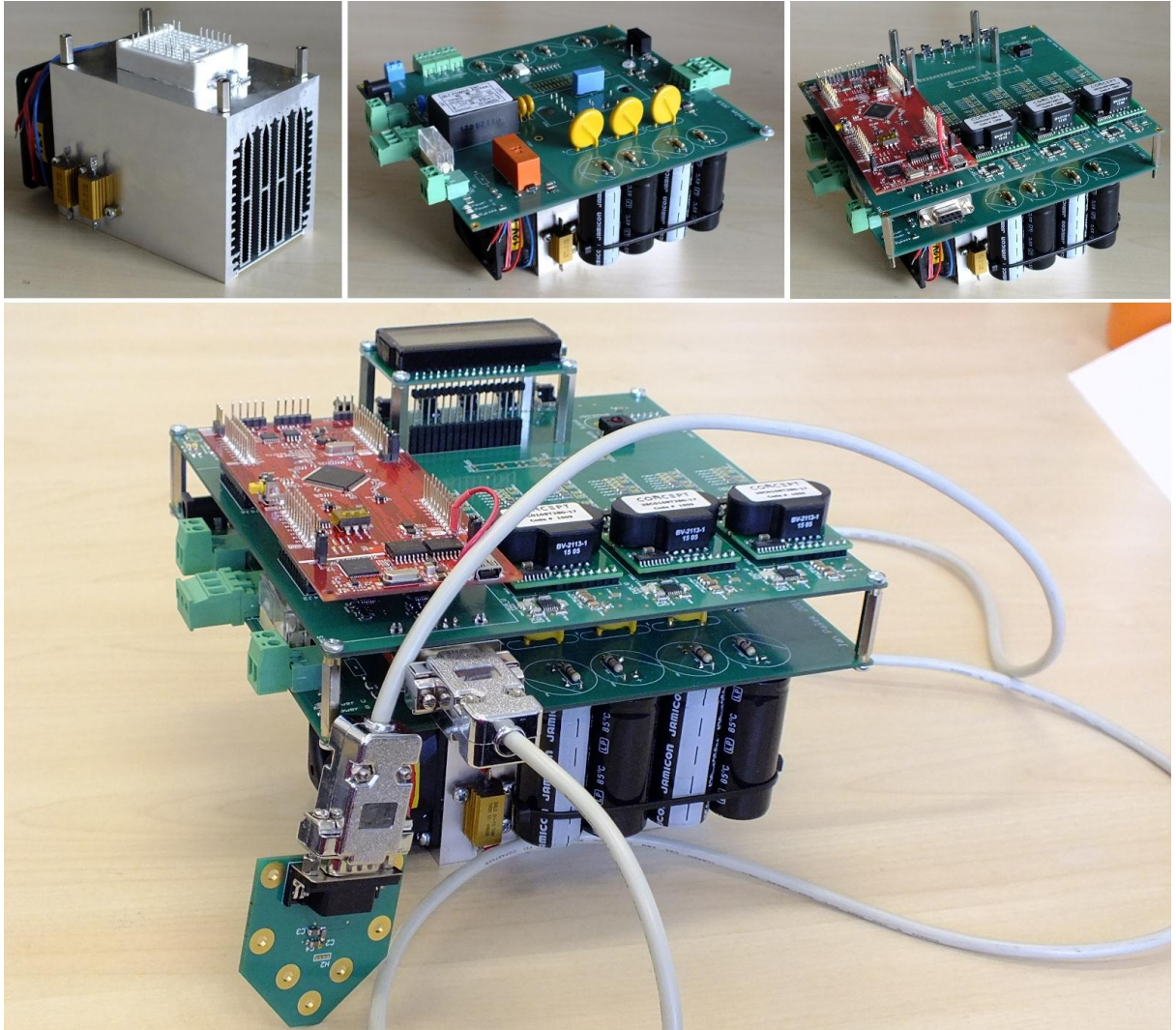
Obr. 55: Sdružené napětí střídače



Obr. 56: Fázové napětí střídače

## 7 Experimentální oživení

Při stavbě celého zařízení bylo postupováno následovně. Začalo se s mechanickými prvky. Do chladiče byly vyměřeny a namontovány distanční sloupky o velikosti závitu M3. Dále byl na chladič umístěn bezpotenciálový modul. Na tento modul byla umístěna výkonová deska měniče. Tato výkonová deska byla pomocí konektorů propojena s řídicí deskou.



Obr. 57: Praktická realizace měniče

Při ožívání se nejdříve vyzkoušela funkčnost všech zdrojů. Dále se pokračovalo s ožíváním ostatních funkcí měniče.



## Závěr

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout a postavit výkonový měnič pro řízení výukového modelu synchronního motoru. Měnič byl, z důvodu jeho variability, dimenzován na jmenovitý výkon bezpotenciálového modulu 2,3 kW. Napájení měniče je zajištěno z jednofázové zásuvky 230V/50 Hz nebo z dynamu přímo do stejnosměrného meziobvodu. Z důvodu vysokého proudu při připojení měniče do sítě je připojen přednabíjecí rezistor. Z důvodu vyšší bezpečnosti je při odpojení měniče ze sítě zajištěno vybití kondenzátorové baterie. Pro řízení pohonu a jeho obsluhu je využíván vývojový kit C2000 Delfino MCUs F28377S, který se nasazuje jako modul na měnič.

Pro jmenovité hodnoty modulu byla provedena celková analýza pro určení celkového ztrátového výkonu a následně bylo provedeno rozložení těchto ztrát na jednotlivých prvcích bezpotenciálového modulu. Pomocí těchto údajů byl navržen chladič a pomocí simulace bylo ověřeno, že teplota čipu nepřesáhne povolenou mez. Kondenzátor v meziobvodu byl navržen pro střední hodnotu proudu odebíraného střídačem.

V další části diplomové práce byl proveden návrh slaboproudé části měniče. Nejdříve bylo navrženo veškeré přizpůsobení signálů, případně jejich galvanické oddělení výkonové části od mikrokontroléru. Analogové signály byly přizpůsobeny pro A/D vstupy mikrokontroléru. Napájení slaboproudé části je realizováno externím zdrojem. Pro ruční ovládání měniče je využíváno šest tlačítek a potenciometr je použit k ovládání rychlosti motoru. K zobrazení veličin je využíván LCD displej. Pro snímání rychlosti motoru je využíváno absolutní čidlo polohy AS5040. Dále je snímána teplota na čtyřech místech.

V další části práce byly navrženy čtyřvrstvé desky plošného spoje, které jsou mezi sebou propojeny pomocí konektorů. Tyto desky byly postupně osazeny potřebnými součástkami.

Pro tento měnič bylo navrženo vektorové řízení, které vyniká svými dynamickými vlastnostmi. Toto řízení bylo vytvořeno v programu Matlab-Simulink. Funkčnost SW měniče byla odzkoušena na jiném zařízení, z důvodu vysoké časové náročnosti kompletního oživení měniče a modelu motoru.

Do budoucna lze doporučit doplnění měniče o další SW funkce pro jeho širší využití.

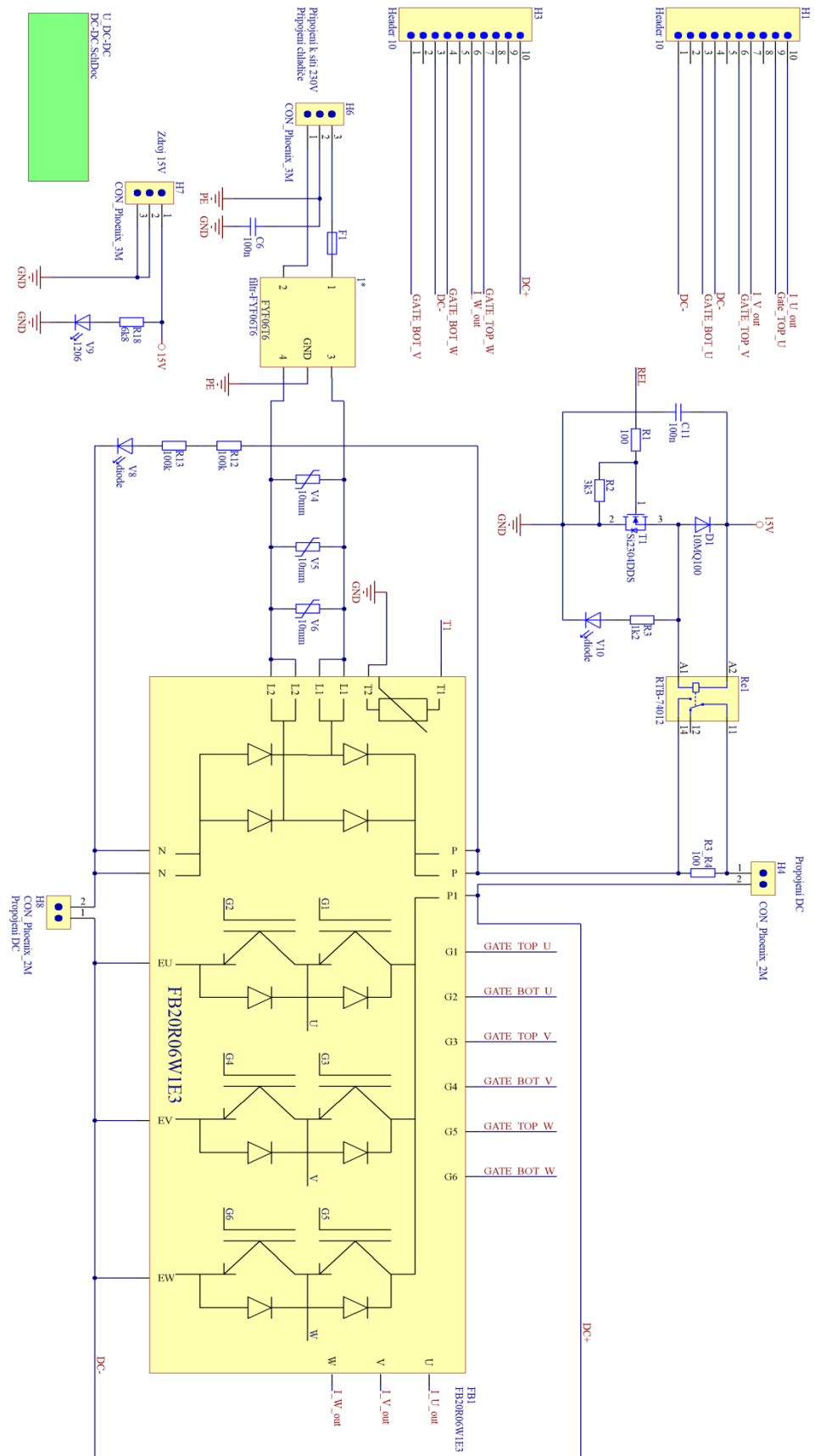
## Seznam literatury a informačních zdrojů

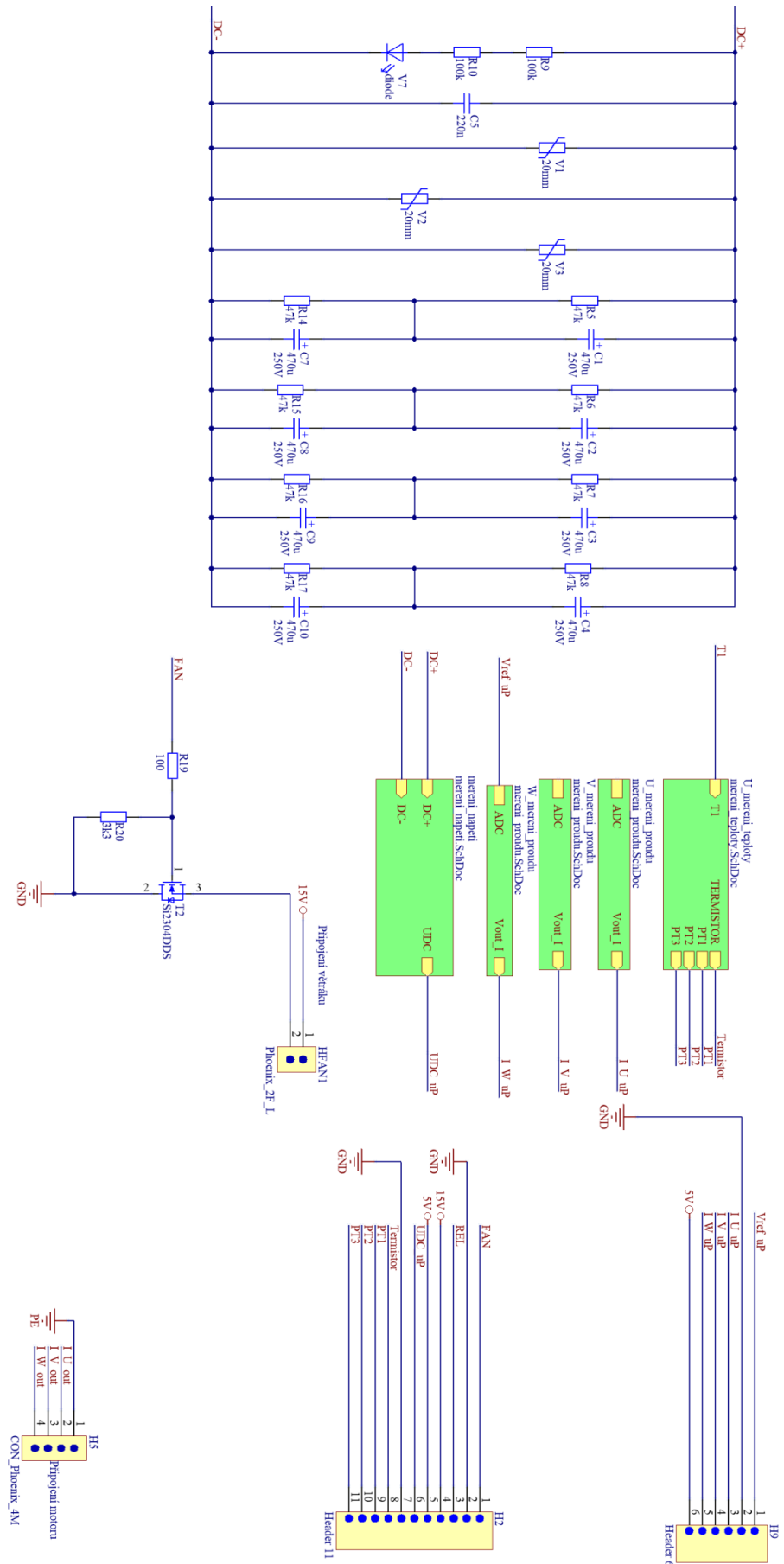
- [1] M. Černík, Výkonová elektronika, Liberec 2014
- [2] F. Vondráček, J. Langhammer, A. Peroutka, J. Molnár, Projektování výkonových polovodičových měničů- vybrané stati, Západočeská univerzita v Plzni, 2008.
- [3] K. Zeman, Z. Peroutka, M. Janda, Automatická regulace pohonů s asynchronními motory, Západočeská univerzita v Plzni, 2004.
- [4] Drivers Correctly Calculated [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z: [https://gate-driver.power.com/products/application\\_notes/an-1001-igbt-and-mosfet-drivers-correctly-calculated/](https://gate-driver.power.com/products/application_notes/an-1001-igbt-and-mosfet-drivers-correctly-calculated/)
- [5] Vektorové řízení [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z [https://www.researchgate.net/publication/318093246\\_Research\\_Setup\\_for\\_Special\\_Purpose\\_Permanent\\_Magnet\\_Synchronous\\_Machines](https://www.researchgate.net/publication/318093246_Research_Setup_for_Special_Purpose_Permanent_Magnet_Synchronous_Machines)
- [6] Vektorové řízení [Online]. [cit.2018-6-5] Dostupné z. <https://www.ti.com/lit/an/spra588/spra588.pdf>
- [7] FB20R06W1E3 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FB20R06W1E3-DS-v02\\_01-en\\_de.pdf?fileId=db3a3043163797a6011638837d580126](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FB20R06W1E3-DS-v02_01-en_de.pdf?fileId=db3a3043163797a6011638837d580126)
- [8] HCPL-7520 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z [https://people.ece.cornell.edu/land/courses/ece4760/FinalProjects/s2010/jps89\\_cdq2\\_mam584/jps89\\_cdq2\\_mam584/HCPL-7520-300E-Avago-datasheet-7803.pdf](https://people.ece.cornell.edu/land/courses/ece4760/FinalProjects/s2010/jps89_cdq2_mam584/jps89_cdq2_mam584/HCPL-7520-300E-Avago-datasheet-7803.pdf)
- [9] FHS 40-P/SP600 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/0f55/0900766b80f55d06.pdf>
- [10] TMS320F28377S[Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z <http://www.ti.com/lit/an/sprt720/sprt720.pdf>
- [11] 2SC0108T [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z: <https://gate-driver.power.com/products/scale-2-driver-cores/2sc0108t/>
- [12] TPS5430 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps5430.pdf>
- [13] AS5040 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z: <http://ams.com/eng/Products/Magnetic-Position-Sensors/Angle-Position-On-Axis/AS5040>
- [14] Chladič LA6 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z: [http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/D04/Cooling%20aggregates%20with%20axial%20fan/PR/LA6\\_/datasheet.xhtml;jsessionid=458BEBE59C14FF465A74405175B39526](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/D04/Cooling%20aggregates%20with%20axial%20fan/PR/LA6_/datasheet.xhtml;jsessionid=458BEBE59C14FF465A74405175B39526)

- [15] Power resistors [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z [https://webmail.zcu.cz/SOGo/so/paseja/Mail/0/folderINBOX/631/2/\\_wirewound\\_resistors\\_pulse\\_handling\\_capabilities\\_vmn\\_pl0396\\_1604.pdf](https://webmail.zcu.cz/SOGo/so/paseja/Mail/0/folderINBOX/631/2/_wirewound_resistors_pulse_handling_capabilities_vmn_pl0396_1604.pdf)
- [16] FYF06T6 [Online]. [cit.2018-6-5]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/fyf06t6/odrusovaci-filtry-tht/qlt-power/>
- [17] P. Táborský, DP-Stavba třífázového měniče kmitočtu , ZČU v Plzni 2014

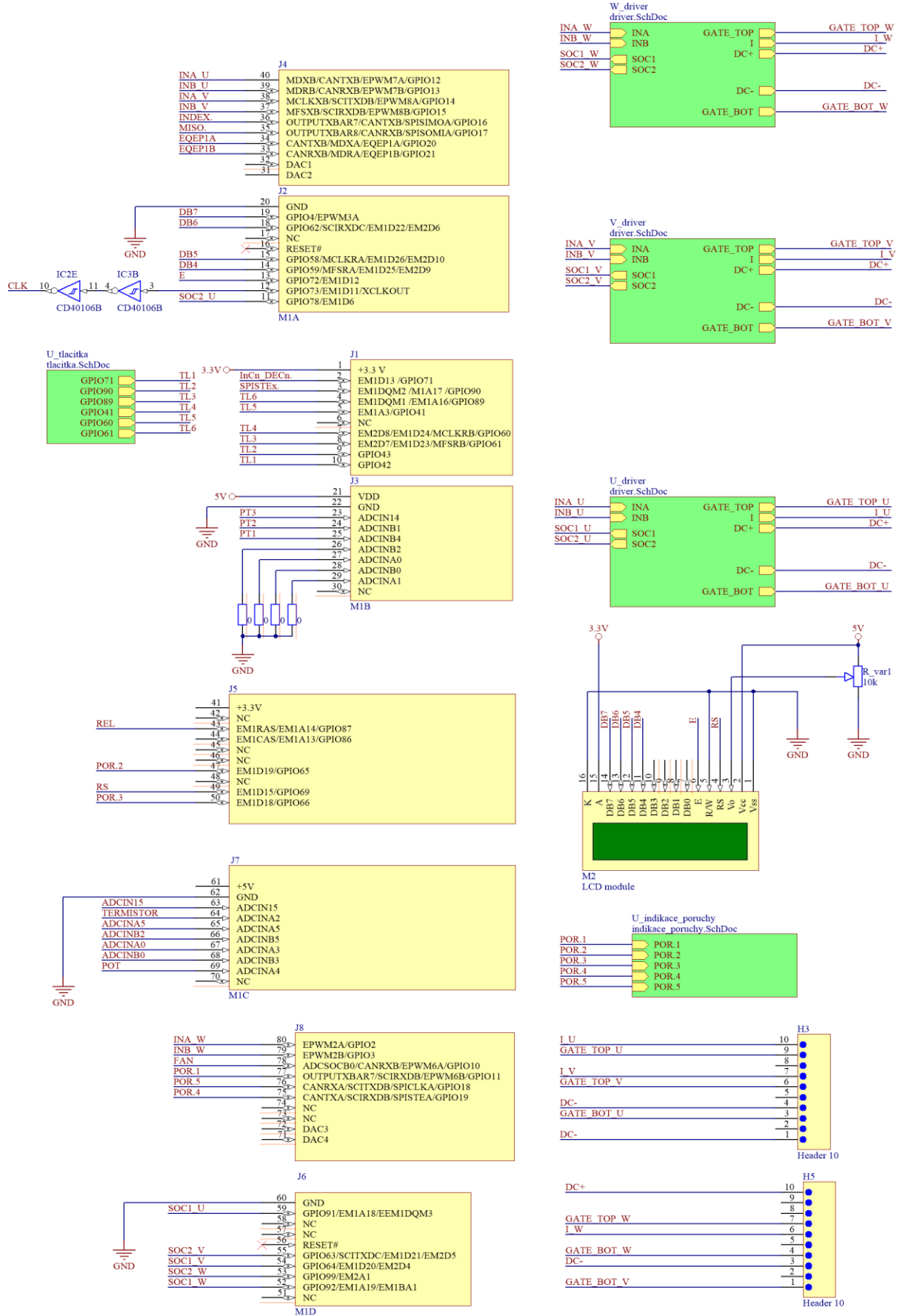
# Přílohy

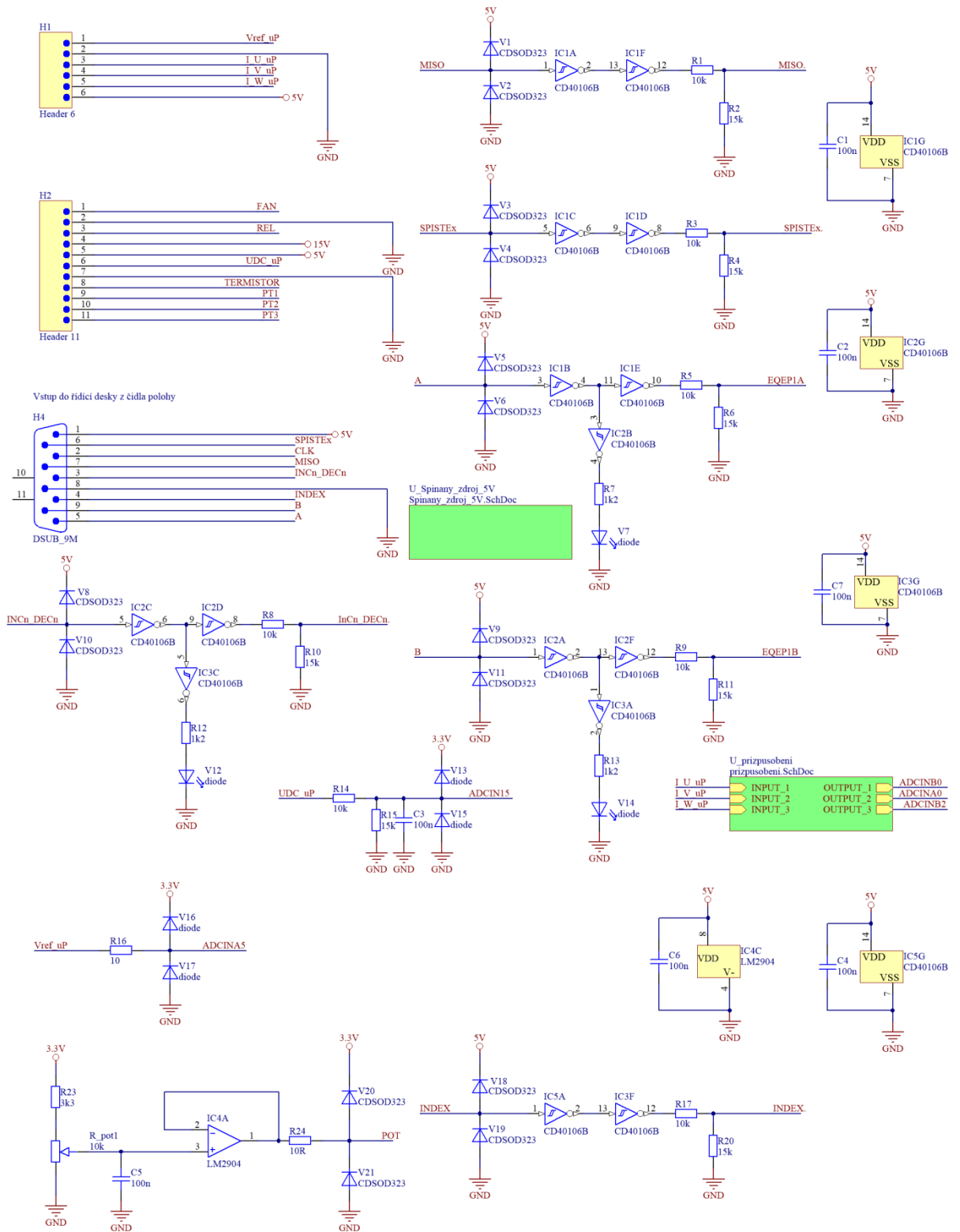
## Příloha A: Celkové schéma výkonové části



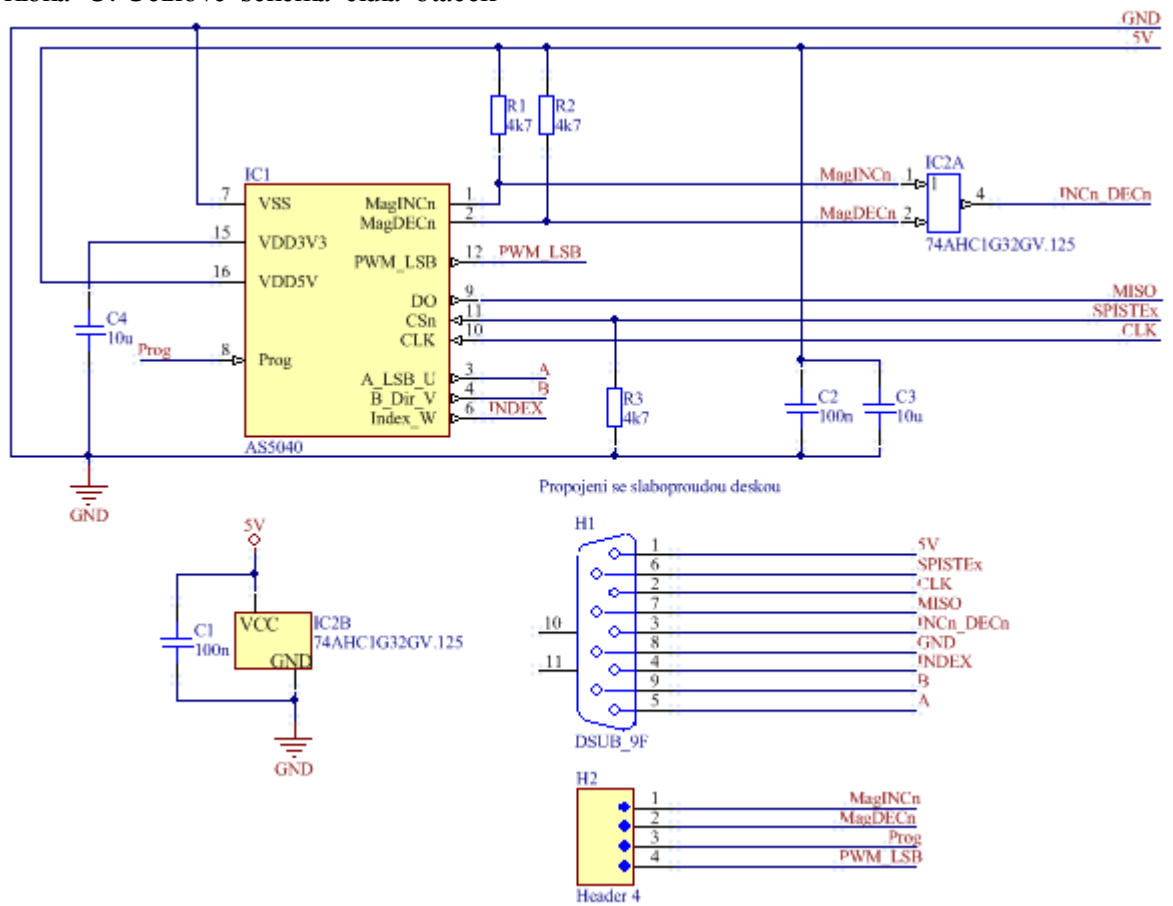


Příloha B: Celkové schéma řídicí části





Příloha C: Celkové schéma čidla otáček





## Příloha D: Seznam součástek

## Čidlo polohy

Součástka	Hodnota	Množství
C1, C2	100n	2
C3, C4	10u	2
H1	DSUB_9F	1
H2	4 pin	1
IC1	AS5040	1
IC2	74AHC1G32GV.125	1
R1, R2, R3	4k7	3

## Silová část

Součástka	Hodnota	Množství
*300M_W, *400M_V, *500M_U	fhs 40-p sp600	3
1V	filtr-FYF06T6	1
C1DC		1
C1MT, C4MT, C6MT, C9MT, C602M	150p	5
C1V, C2MT, C3DC, C3MT, C5MT, C7MT, C8MT, C10MT, C300M_W, C400M_V, C500M_U, C600M, C601M, C603M, C604M	100n	15
C2DC, C4DC	10u	2
C2V, C3V, C4V, C5V, C8V, C9V, C10V, C11V	470u	8
C5DC	220p	1
C6V	200n	1
C7V	47n	1
C301M_W, C401M_V, C501M_U	4n7	3
C302M_W, C402M_V, C502M_U	47n	3
D1MT, D3MT	CDSOD323_TO3	2
D1V	10MQ100	1
D2MT	CDSOD323-T03	1
D4MT	CDSOD323-TO3	1
F1V		1
FB1V	FB20R06W1E3	1
H1MT, H2MT, H3MT	CON_WE_2M	3
H1V	Header 6	1
H2V, H11V	Header 10	2
H4, H8	CON_Phoenix_2M	2
H4V	Header 11	1
H5	CON_Phoenix_4M	1
H5V	CON_Phoenix_3M	1
H6	CON_Phoenix_3M	1
HFAN1V	Phoenix_2F_L	1
HS1V	Heatsink_2p	1
IC1MT, IC2MT	LM2904	2
IC600M	HCPL-7520	1
ITW1DC	ITW_Single	1
L1DC	22u	1

R1DC	1k4	1
R1MT, R4MT, R7MT	7k7	3
R1V	100	1
R2MT, R5MT, R8MT, R11MT	20k	4
R2V, R18V	100	2
R3MT, R6MT, R9MT, R12MT	5k	4
R3V, R17V	6k4	2
R4V, R19V	3k3	2
R5V, R6V, R7V, R8V, R13V, R14V, R15V, R16V	50k	8
R9V, R10V, R11V, R12V	99k5	4
R10MT	67k	1
R600M, R601M, R602M, R603M, R604M	100k	5
R605M	220	1
R606M	0	1
Re1V	G5LE1	1
T1V, T2V	Si2304DDS	2
V1DC, V10V	1206	2
V1MT, V2MT, V3MT, V4MT, V5MT, V6MT, V7MT, V8MT	BAS416	8
V1V, V8V, V9V	diode	3
V2V, V3V, V4V	20mm	3
V5V, V6V, V7V	10mm	3

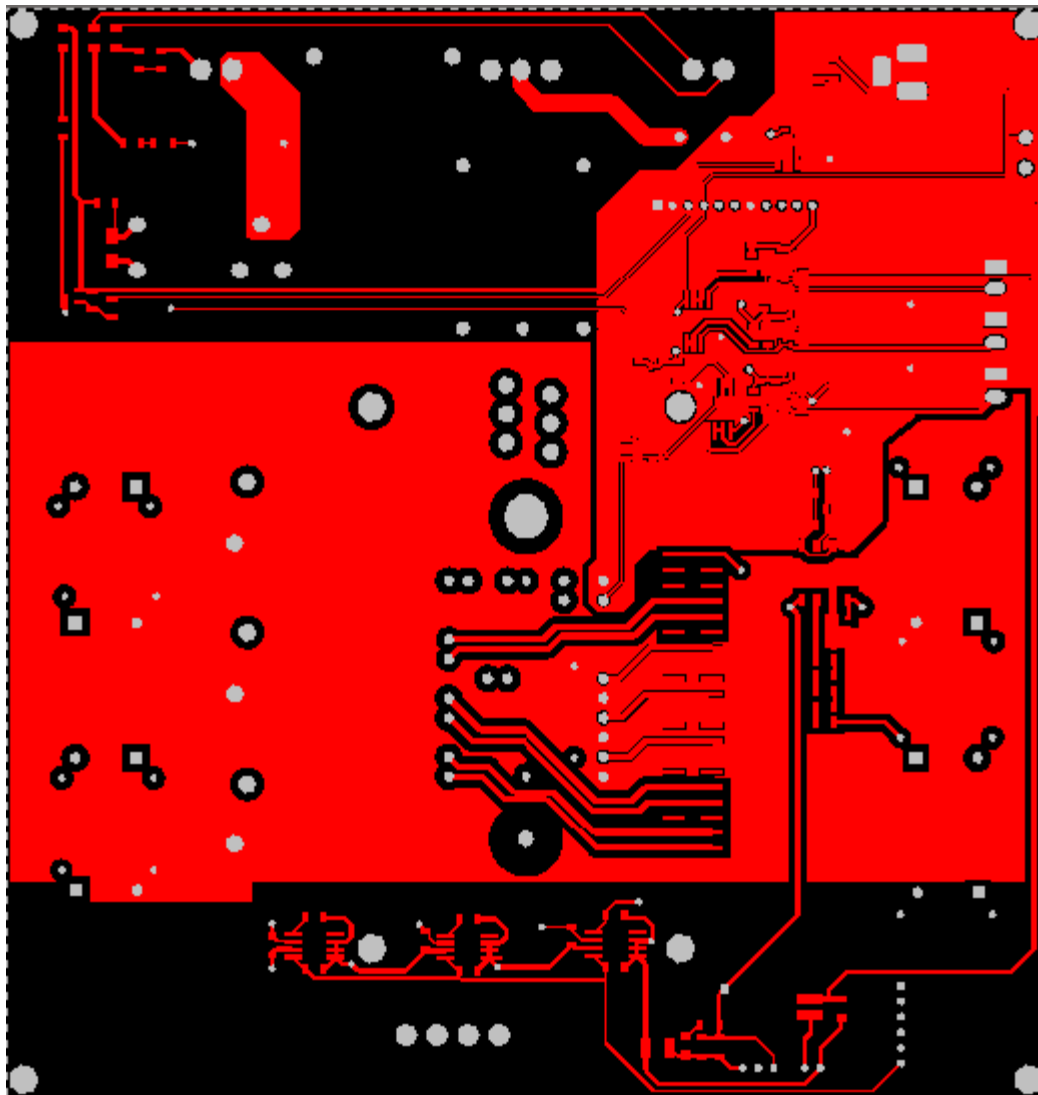
## Slaboproudá část

Součástka	Hodnota	Množství
C1		1
C1D_U, C1D_V, C1D_W	100p	3
C1p, C1S, C2D_U, C2D_V, C2D_W, C2S, C3S, C4S, C5D_U, C5D_V, C5D_W, C5S, C5TI, C6D_U	100n	25
C1pr, C1TI, C2pr, C2TI, C3pr, C3TI, C4D_U, C4D_V, C4D_W, C4TI, C6TI, C7TI	150p	12
C2	0.01u	1
C3	220u	1
C3D_U, C3D_V, C3D_W, C11D_U, C11D_V, C11D_W	22p	6
C4, C5, C6, C7	10u	4
C8D_U, C8D_V, C8D_W	4u7F	3
C9D_U, C9D_V, C9D_W	220n	3
D1	B340A	1
DR1D_U, DR1D_V, DR1D_W	2SC0108T2B0-17	3
H1S	Header 6	1
H2S	Header 11	1
H3S, H5S	Header 10	2
H4S	DSUB_9M	1
H_off_BOT1D_U, H_off_BOT1D_V, H_off_BOT1D_W, H_off_BOT2D_U,		24
IC1D_U, IC1D_V, IC1D_W, IC1p, IC1S, IC1TI, IC2D_U, IC2D_V, IC2D_W, IC2S, IC3S, IC4S	CD40106B	12
IC6S	LM2904	1
L1	18u	1
M1S	Value	1

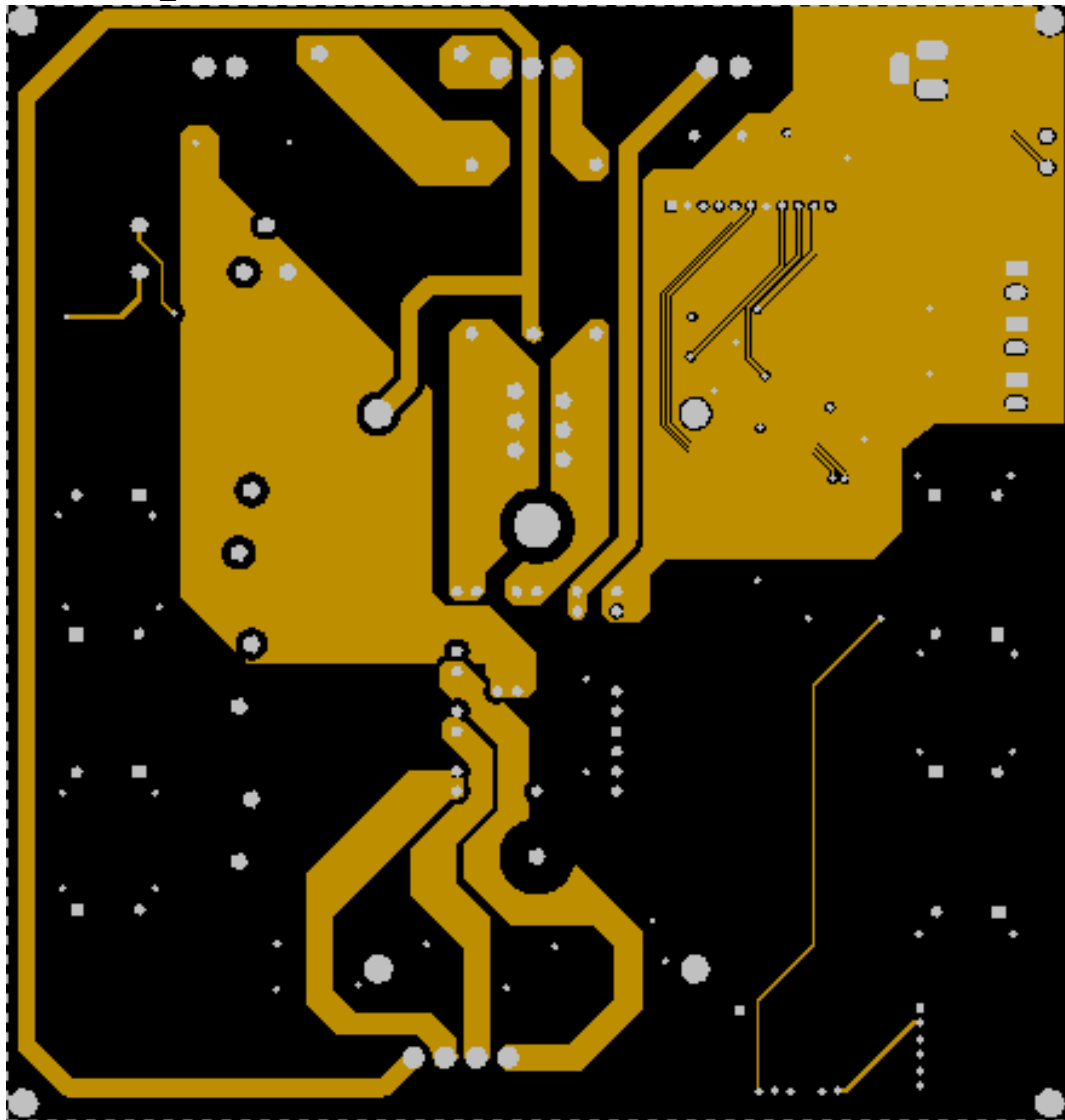
M2S	LCD module	1
R1, R1TI, R2, R3TI, R5TI, R7TI, R9TI, R11TI, R19D_U, R19D_V, R19D_W, R22D_U	10k	14
R1D_U, R1D_V, R1D_W, R14D_U, R14D_V, R14D_W	4K7	6
R1p, R2p, R3p, R4p, R5p	1k65	5
R1pr, R1S, R3pr, R3S, R5pr, R5S, R8S, R9S, R14S, R17S, R19S, R20D_U, R20D_V, R20D_W	3k3	17
R2D_U, R2D_V, R2D_W, R3D_U, R3D_V, R3D_W, R4D_U, R4D_V, R4D_W, R5D_U, R5D_V	43k	48
R2pr, R2S, R4pr, R4S, R6pr, R6S, R10S, R11S, R15S, R18S, R21D_U, R21D_V, R21D_W	1k8	16
R2TI, R4TI, R6TI, R8TI, R10TI, R12TI	100	6
R3, R7S, R11D_U, R11D_V, R11D_W, R12S, R13S, R15D_U, R15D_V, R15D_W	1k4	10
R4, R12D_U, R12D_V, R12D_W, R34D_U, R34D_V, R34D_W	68k	7
R5	3.24k	1
R10D_U, R10D_V, R10D_W, R33D_U, R33D_V, R33D_W	120k	6
R13D_U, R13D_V, R13D_W, R35D_U, R35D_V, R35D_W	22k	6
R16D_U, R16D_V, R16D_W	150k	3
R16S	10	1
R17D_U, R17D_V, R17D_W, R18D_U, R18D_V, R18D_W	44k7	6
R20S	10R	1
R21S, R22S, R23S, R24S	1k	4
R_off1D_U, R_off1D_V, R_off1D_W, R_off2D_U, R_off2D_V, R_off2D_W	12	24
R_off3D_U, R_off3D_V, R_off3D_W, R_off4D_U, R_off4D_V, R_off4D_W, R_off5D_U	48	48
R_pot1	10k	1
R_var1S	10k	1
S1TI, S2TI, S3TI, S4TI, S5TI, S6TI	#NAME?	6
U1	TPS5430	1
V1, V9D_U, V9D_V, V9D_W, V11D_U, V11D_V, V11D_W	1206	7
V1D_U, V1D_V, V1D_W, V12D_U, V12D_V, V12D_W	BAS416	6
V1p, V2p, V3p, V4p, V5p, V7S, V12S, V14S	diode	8
V1pr, V1S, V2pr, V2S, V3pr, V3S, V4pr, V4S, V5pr, V5S, V6pr, V6S, V8S	CDSOD323	20
V2D_U, V2D_V, V2D_W	TVS SMBJ130CA-E3	3
V3D_U, V3D_V, V3D_W, V4D_U, V4D_V, V4D_W, V5D_U, V5D_V, V5D_W, V6D_U, V6D_V	TVS SMBJ130A-TR	30
V8D_U, V8D_V, V8D_W, V19D_U, V19D_V, V19D_W	STPS340U	6
V10D_U, V10D_V, V10D_W, V20D_U, V20D_V, V20D_W	13V	6
V13D_U, V13D_V, V13D_W	TVS SMBJ130A-E3	3
V13S, V15S, V16S, V17S	diode	4

Příloha E: Návrh cest výkonné části

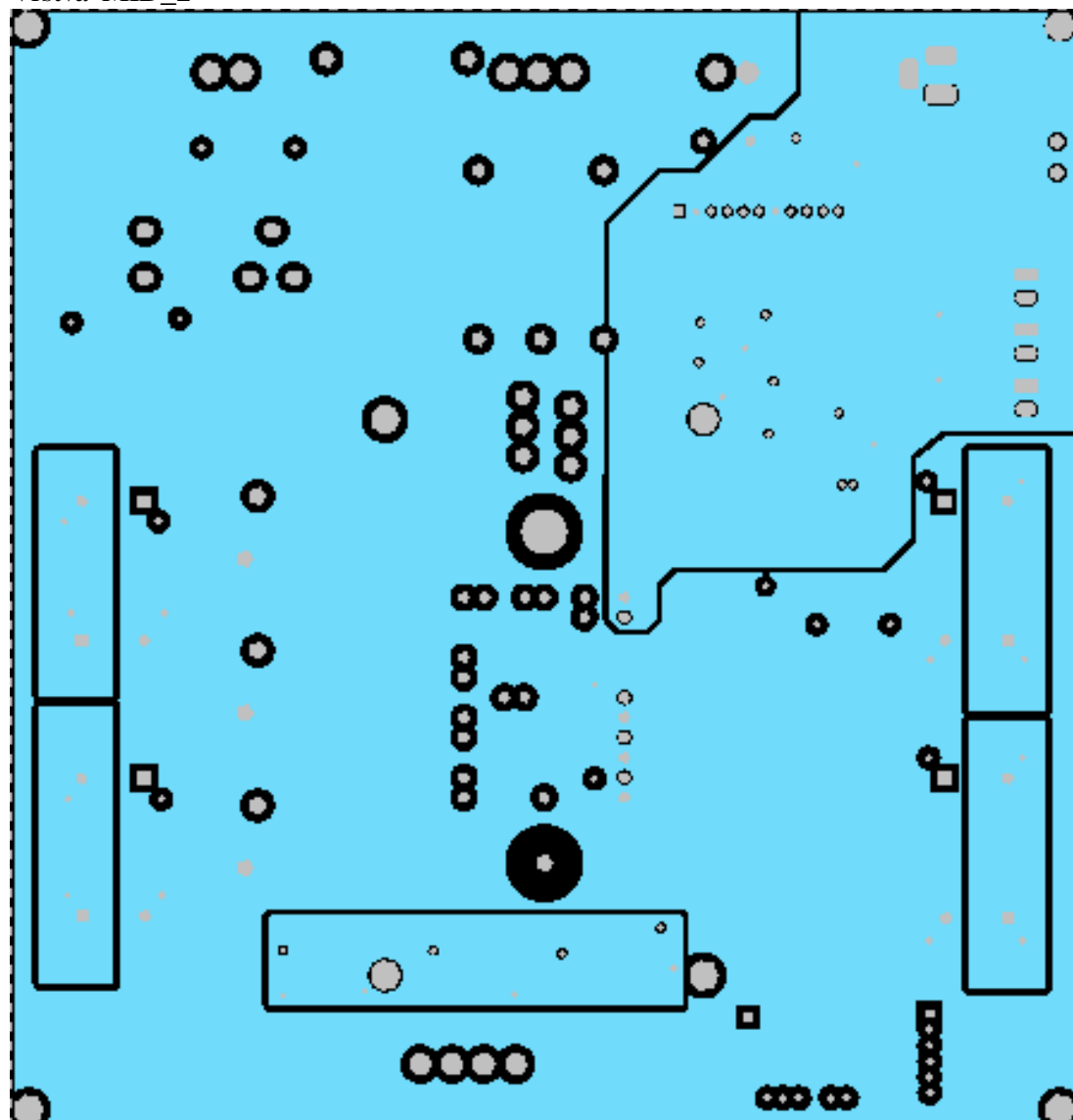
Vrstva TOP



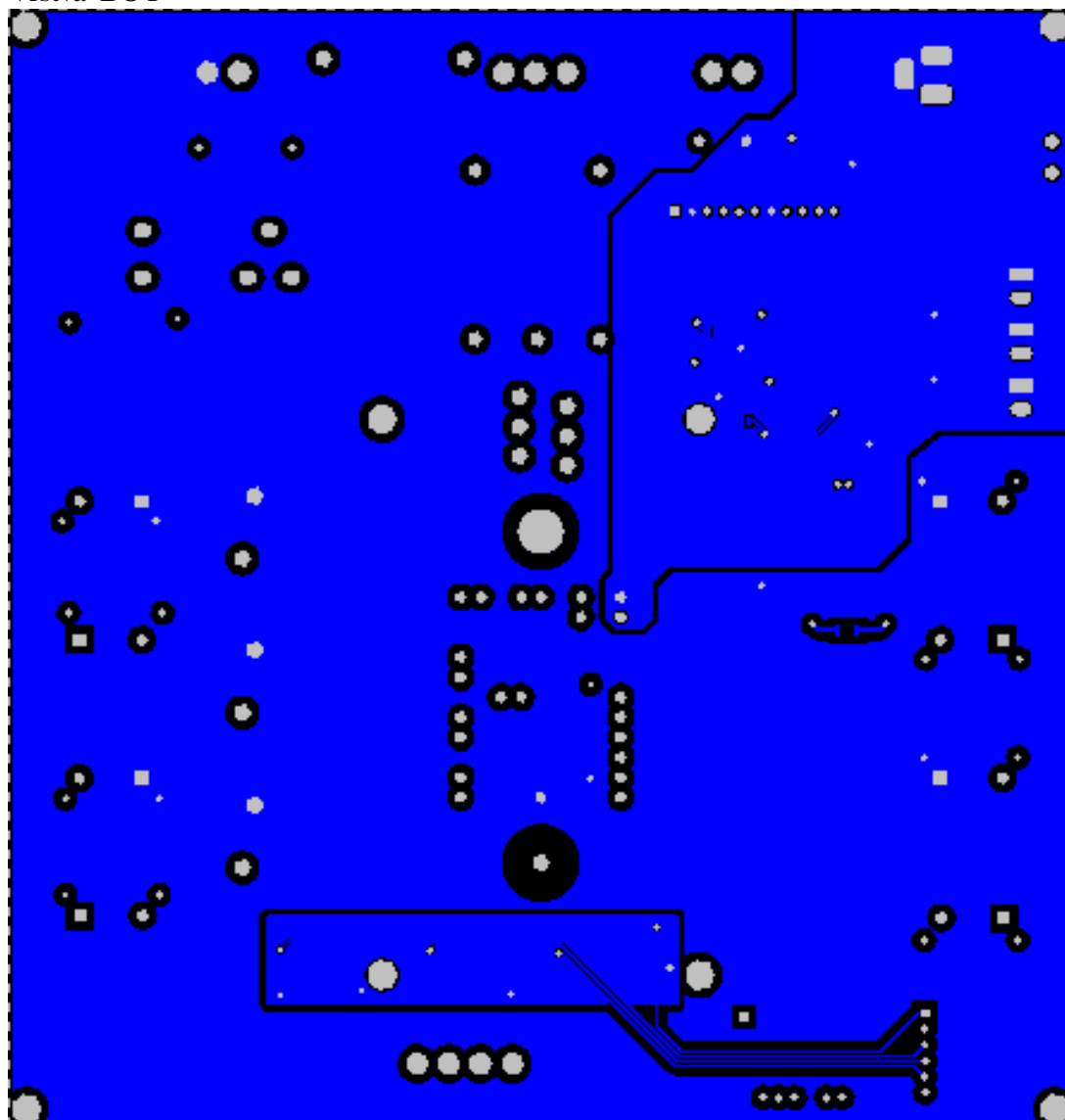
Vrstva MID\_1



Vrstva MID\_2

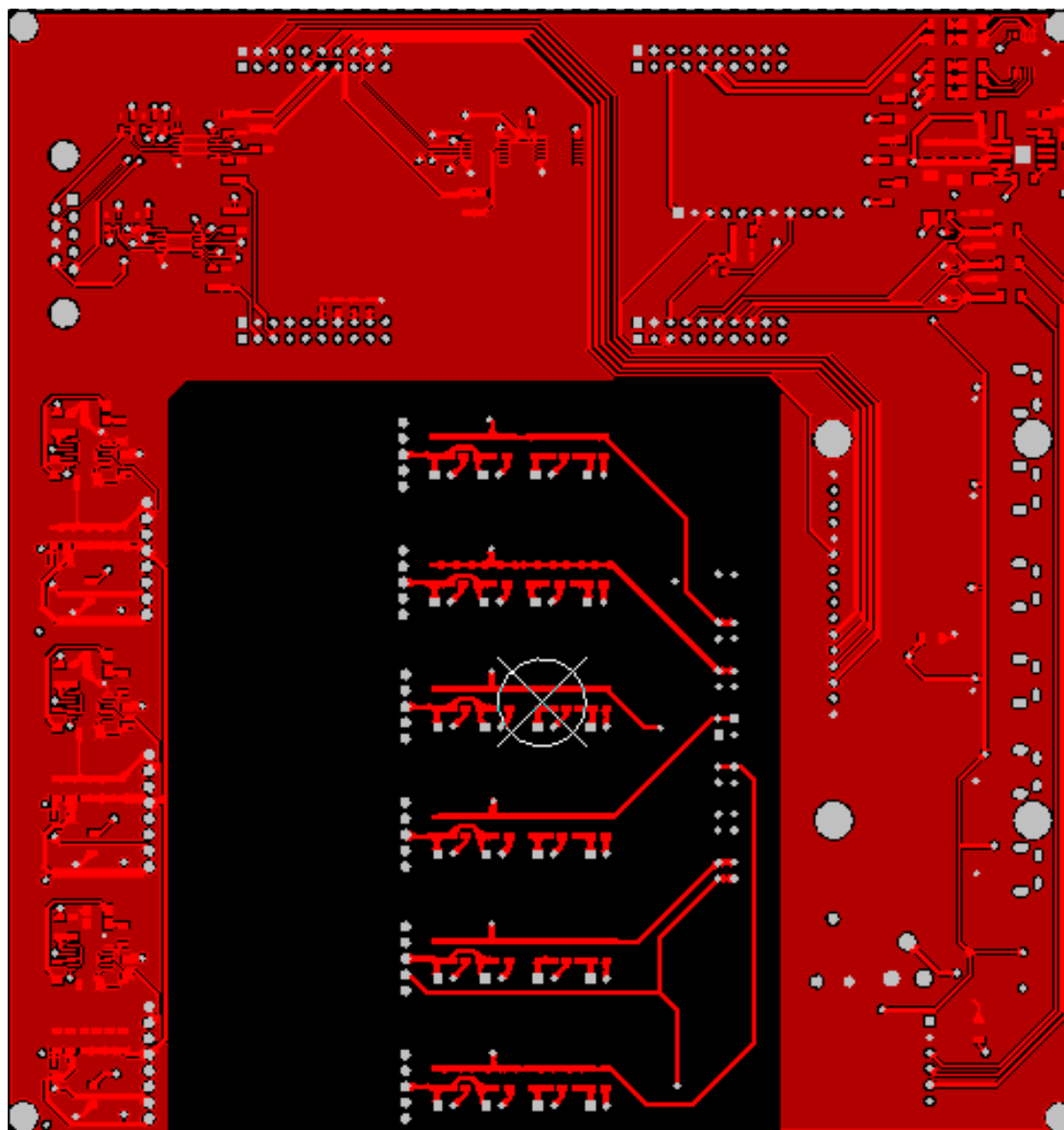


Vrstva BOT



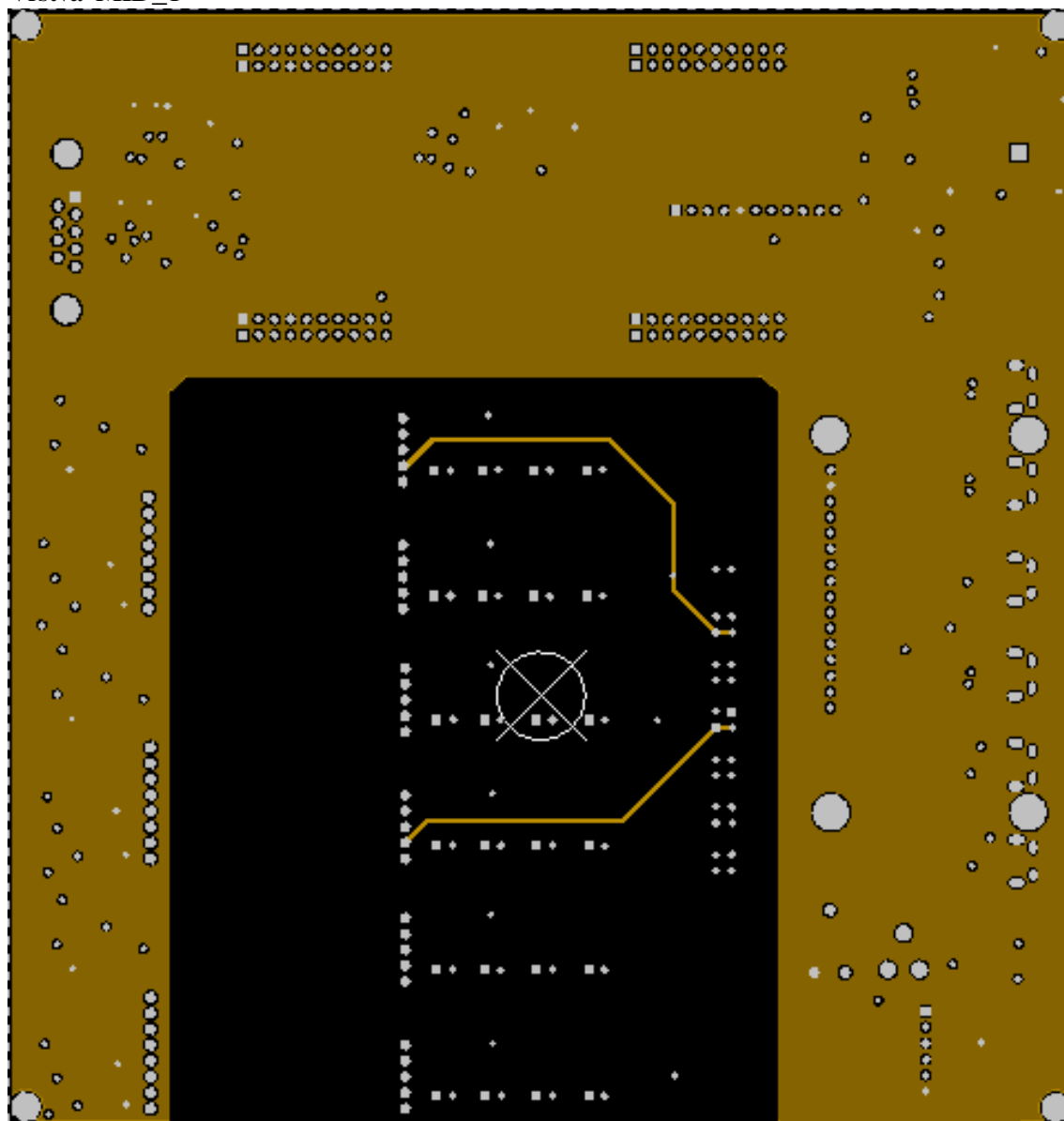
## Příloha F: Návrh cest řídicí části

Vrstva TOP

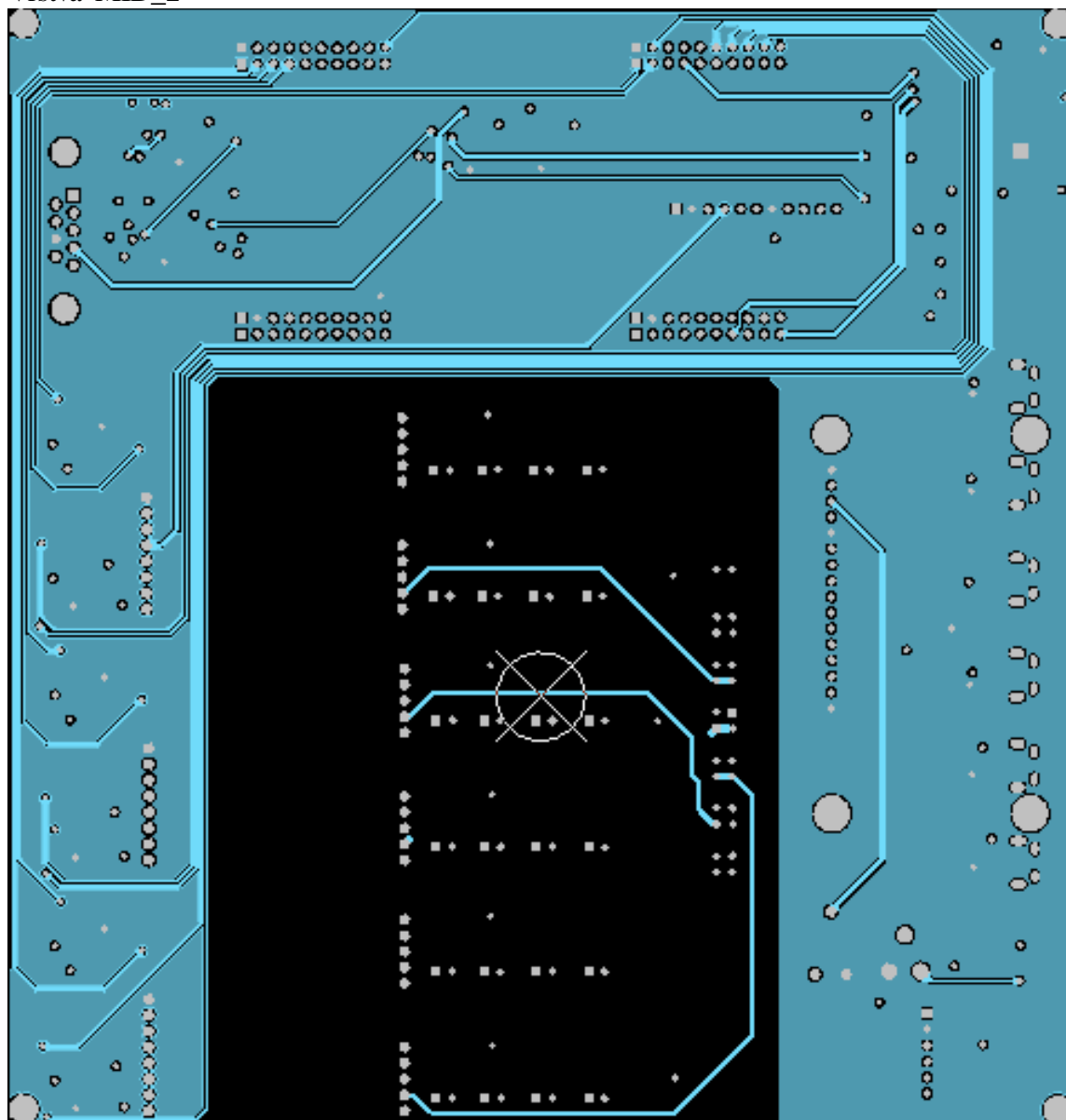




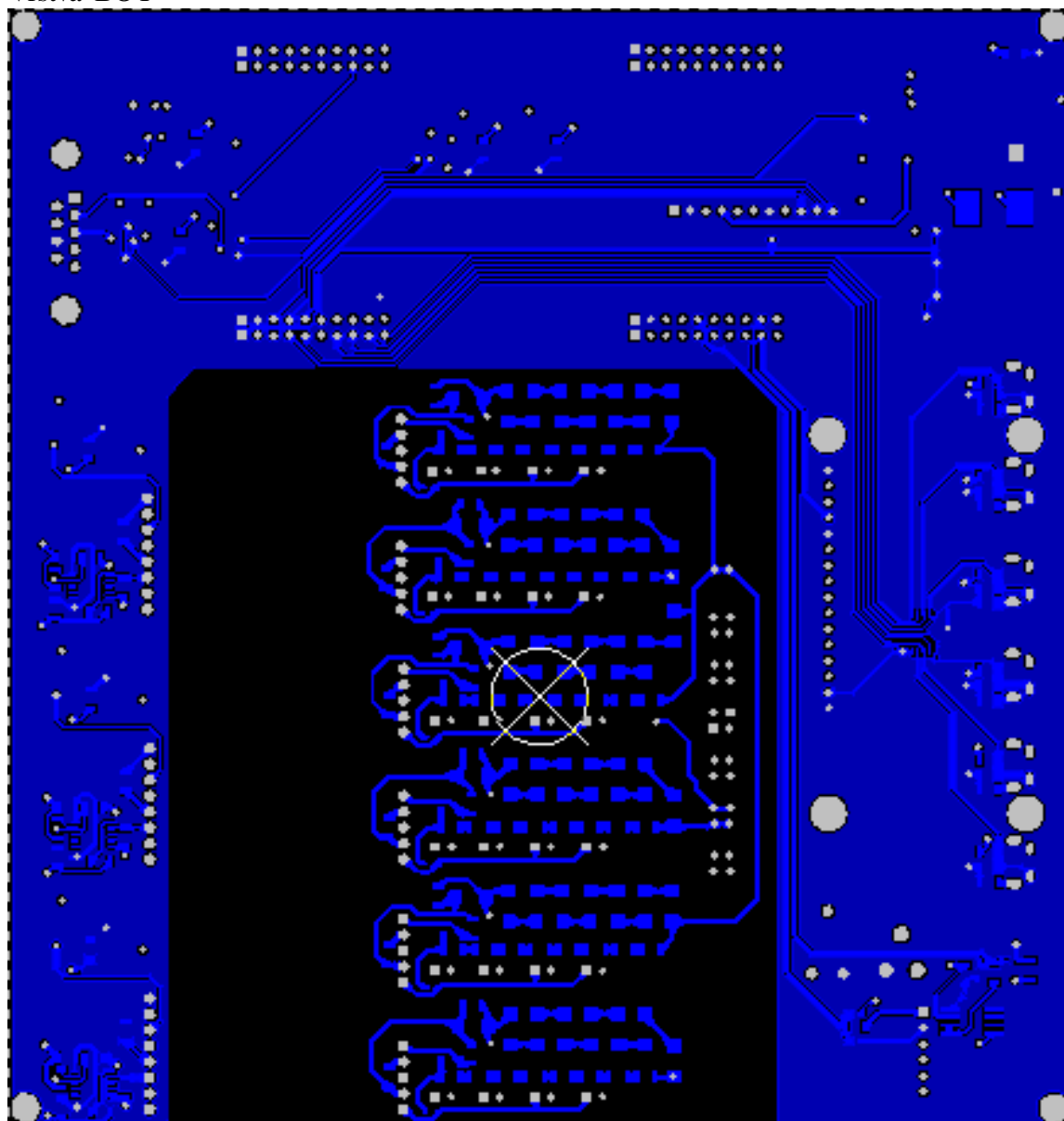
Vrstva MID\_1



Vrstva MID\_2



Vrstva BOT



Příloha D: Návrh cest čidla polohy

Vrstva TOP a BOT

