

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Výkonový měnič pro aplikace s asynchronním motorem do
výkonu 2,5kW**

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

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

Jméno a příjmení: **Bc. Michal SOUKUP**
Osobní číslo: **E16N0061P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Výkonový měnič pro aplikace s asynchronním motorem do výkonu 2,5kW**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Diplomová práce se zabývá návrhem výkonového měniče pro aplikace s asynchronním strojem do výkonu 2,5kW.

1. Porovnejte základní výkonové měniče vhodné pro použití u asynchronních strojů.
2. Porovnejte výkonové polovodičové součástky a vyberte vhodné polovodiče pro stavbu samotného výkonového měniče.
3. Navrhněte obvodové zapojení výkonového měniče a jeho chlazení.
4. Realizujte prototyp výkonového měniče pro asynchronní motor.
5. Ověřte experimentálně funkčnost výkonového měniče.

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. Jan Štěpánek


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 návrh a konstrukci výkonového měniče pro asynchronní motor s výkonem 1,1 kW. Tento motor pohání stojaté leštící zařízení kovů. V první části se práce zabývá popisem výkonových měničů a výkonových polovodičových součástek. Dále je práce zaměřena na návrh obvodového schéma a výběr součástek. V poslední části se práce zabývá popisem a aplikací řízení motoru.

Klíčová slova

Výkonový měnič, asynchronní motor, tranzistor, vektorové řízení, dimenzování součástek

Abstract

This diploma thesis is focused on the design and construction of a power converter for an asynchronous motor with a power of 1.1 kW. This motor drives a standing metal polishing plant. The first part deals with the description of power transducers and power semiconductor components. Furthermore, the work is focused on the design of circuit diagram and selection of components. In the last part the thesis deals with description and application of motor control.

Keywords

Power converter, asynchronous motor, transistor, vector control, component designing

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 1.6.2018 Michal Soukup

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Štěpánkovi, Ing. Tomášovi Košanovi Ph.D. a Ing. Jakubovi Tallovi Ph.D za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Práce byla zpracována s podporou grantu SGS-2018-009.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
ÚVOD.....	12
1 VÝKONOVÉ MĚNIČE VHODNÉ PRO POUŽITÍ U ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ	13
1.1 NEPŘÍMÉ MĚNIČE KMITOČTU	13
1.1.1 <i>Napěťové nepřímé měniče kmitočtu.....</i>	<i>13</i>
1.1.2 <i>Proudové nepřímé měniče kmitočtu.....</i>	<i>15</i>
1.2 PŘÍMÉ MĚNIČE KMITOČTU.....	16
1.2.1 <i>Maticový měnič.....</i>	<i>16</i>
2 DRUHY VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK	17
2.1 MOSFET TRANZISTOR	17
2.2 IGBT TRANZISTOR	18
2.3 SiC MOSFET TRANZISTOR	19
3 HARDWARE VÝKONOVÉHO MĚNIČE	20
3.1 APLIKACE.....	20
3.2 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI MĚNIČE	21
3.2.2 <i>Napěťové dimenzování součástek</i>	<i>22</i>
3.2.3 <i>Výběr výkonových součástek.....</i>	<i>23</i>
3.3 DIMENZOVÁNÍ STEJNOSMĚRNÉHO MEZIOBVODU	24
3.3.1 <i>Dimenzování filtračního kondenzátoru.....</i>	<i>24</i>
3.3.2 <i>Dimenzování přednabíjecího rezistoru.....</i>	<i>25</i>
3.3.3 <i>Simulace.....</i>	<i>26</i>
3.4 ZTRÁTY	27
3.4.1 <i>Ztráty na střídači</i>	<i>28</i>
3.4.2 <i>Ztráty na usměrňovači</i>	<i>29</i>

3.4.3	<i>Celkové ztráty</i>	31
3.5	TEPELNÉ DIMENZOVÁNÍ.....	32
3.6	VÝBĚR VHODNÉHO ŘÍDÍČÍHO MIKROKONTOLÉRU	33
3.7	NÁVRH OBVODOVÉHO ZAPOJENÍ MĚNIČE.....	34
3.7.1	<i>Základní deska</i>	35
3.7.2	<i>Prostřední deska</i>	45
3.7.3	<i>Čidlo otáček</i>	48
4	SOFTWARE VÝKONOVÉHO MĚNIČE.....	49
4.1	PRINCIP VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ.....	49
4.2	VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ S NAPĚŤOVÝM STRÍDAČEM	50
4.3	REALIZACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ	51
4.3.1	<i>Měření proudů</i>	51
4.3.2	<i>Měření otáček</i>	52
4.3.3	<i>Model vektorového řízení asynchronního motoru</i>	52
4.3.4	<i>Nastavení periferie PWM</i>	53
4.3.5	<i>Výstupní průběhy z vektorového řízení</i>	54
5	REALIZACE A TESTOVÁNÍ PROTOTYPU VÝKONOVÉHO MĚNIČE	55
	ZÁVĚR	57
	SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	59
	SEZNAM OBRÁZKŮ	63
	SEZNAM TABULEK.....	65
	PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratk

P	výkon
I	proud
U	napětí
$\cos\varphi$	účinník
α	úhel řízení
φ	posunutí mezi napětím a proudem
n	otáčky
T	teplota
M	hloubka modulace
E_C	energie
t	čas
C	kapacita
U_{CE}	blokovací napětí tranzistoru
V_{out}	výstupní fázové napětí střídače
I_a	proud fáze motoru
I_T	proudu tranzistoru
I_{DR}	proud zpětnou diodou
I_{CF}	proud filtrační kapacitou
U_{GES}	napětí hradla tranzistoru
T_j	teplota polovodičového čipu
T_a	teplota okolí
U_{RRM}	max. závěrné opakovatelné napětí
R	rezistor (odpor)
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
P_{cond}	propustné ztráty
P_{sw}	spínací ztráty
P_{tot}	celkový ztrátový výkon

T perioda časového průběhu

Úvod

Cílem celého projektu je navrhnout, zkonstruovat a připravit řízení asynchronního motoru o výkonu 1,1 kW. Tento motor pohání stojaté leštící zařízení, které slouží k leštění kovových součástek. Zařízení je napájeno z třífázové soustavy 3x400V. V této aplikaci je kladen důraz na udržování otáček motoru při přítlaku součástky na leštící kotouč, aby docházelo ke správnému leštění součástky.

Diplomová práce je rozdělena na 5 hlavních částí. V první části se práce zabývá popisem výkonových měničů vhodných pro použití u asynchronních motorů. Zde jsou popsány nepřímé měniče kmitočtu a přímé měniče kmitočtu. Dále se práce věnuje výkonovým polovodičovým součástkám, kde jsou popsány MOSFET a IGBT tranzistory.

Třetí část práce se zaměřuje na hardware výkonového měniče, kde je podrobněji popsáno leštící zařízení. V této části se nachází dimenzování a výběr vhodných výkonových součástek a následně výpočet jejich ztrát a jejich tepelné dimenzování. Dále je popsán řídicí mikrokontrolér a návrh koncepce celého měniče.

Čtvrtá část práce je zaměřena na princip vektorového řízení asynchronního motoru a následně jeho praktická realizace.

Poslední částí je realizace a testování prototypu výkonového měniče, ve které je popsáno postupné sestavování a ožívování měniče.

1 Výkonové měniče vhodné pro použití u asynchronních motorů

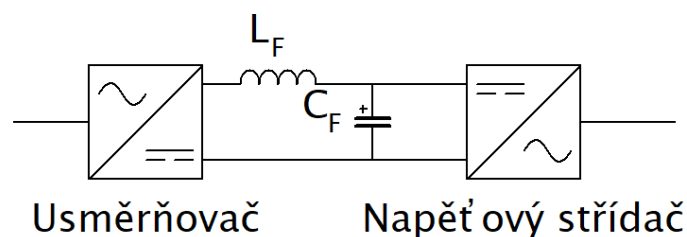
Výkonové měniče pro asynchronní stroje je možné rozdělit podle typu napájecí soustavy. Napájení výkonového měniče může být ze stejnosměrné soustavy. V tomto případě je potřeba k řízení asynchronního motoru střídač. Pokud je napájení ze střídavé soustavy je nutné použít nepřímý měnič kmitočtu nebo přímý měnič kmitočtu. Aplikace k diplomové práci je měnič napájený ze střídavé soustavy 3x400V, tak proto se dále práce zabývá pouze měniči napájených ze střídavé soustavy.

1.1 Nepřímé měniče kmitočtu

Nepřímý měnič kmitočtu může být napět'ového a proudového typu, je složen z usměrňovače a střídače. Usměrňovač je připojený ke střídavé síti a usměrňuje střídavé napětí a střídavý proud. Potom jsou usměrněné veličiny rozstřídány pomocí střídače na požadovaný kmitočet. Výstupní kmitočet je řízený nezávisle na vstupním kmitočtu. Vstupní usměrňovač nebo výstupní střídač může být jedno fázový nebo tři fázový. Je možné například mít na vstupu jednofázový usměrňovač a na výstupu měniče třífázový střídač. Tím pádem pomocí nepřímého měniče kmitočtu je možné měnit počet fází. [1]

1.1.1 Napět'ové nepřímé měniče kmitočtu

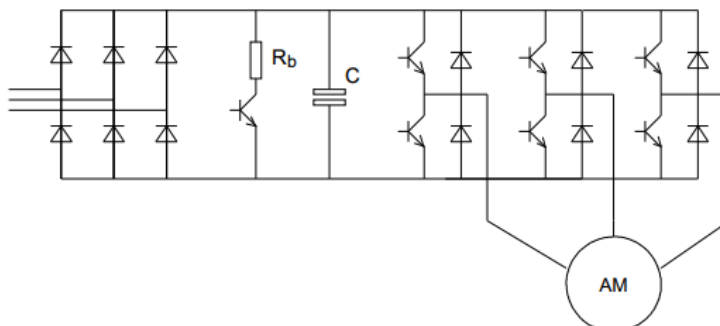
Měnič je složen z usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu a z napět'ového střídače. Obrázek 1. Ve stejnosměrném meziobvodu je filtrační kondenzátor, který plní funkci zdroje napětí pro napět'ový střídač. Tlumivka je v meziobvodu k vyhlazení proudu a spolu s kondenzátorem slouží jako vstupní filtr pro napět'ový střídač. U měničů malých výkonů se tlumivka nedává. [1]



Obrázek 1: Napět'ový nepřímý měnič kmitočtu

1.1.1.1 Varianta bez rekuperace

Na vstupu tohoto měniče je diodový usměrňovač Obrázek 2. Tento měnič není schopný vracet energii zpátky do sítě. Neumožňuje opačný smysl proudu. [1]



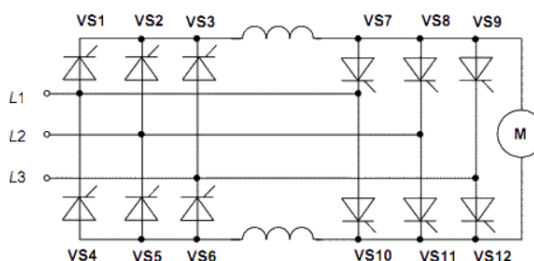
Obrázek 2: Varianta s diodovým usměrňovačem a s brzdným rezistorem [9]

1.1.1.2 Varianta s rekuperací

Varianty s rekuperací jsou antiparalelní spojení dvou usměrňovačů nebo pulsní usměrňovače. [1]

1.1.1.2.1 Antiparalelní spojení klasických usměrňovacích můstků

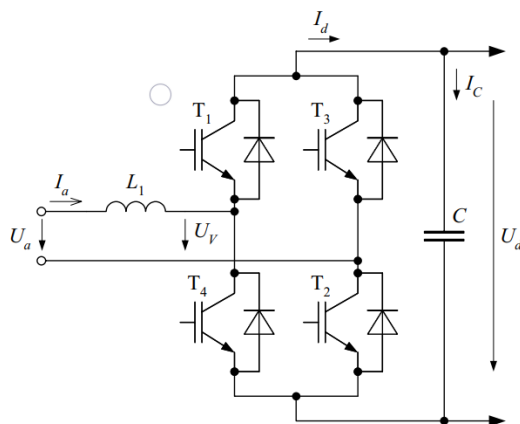
Tento typ spojení pracuje ve dvoukvadrantovém spojení s reverzací proudu. V tomto zapojení je připojený klasický diodový usměrňovací můstek a k němu antiparalelně připojený tyristorový můstek. Pro přenos energie do zátěže slouží diodový usměrňovací můstek. Tyristorový můstek je v antiparalelním spojení s diodovým, a proto je schopný vracet energii zpět do sítě. Tyristorový můstek musí být připojený na vyšší napájecí napětí než diodový. Toto zajišťuje odbočka ze sekundárního vinutí napájecího transformátoru. Na Obrázek 3 je vidět zapojení, kdy jsou oba usměrňovače plně řízené. [1]



Obrázek 3: Antiparalelní spojení usměrňovačů v aplikaci se stejnosměrným motorem [30]

1.1.1.2 Měnič s napět'ovým pulsním usměřňovačem

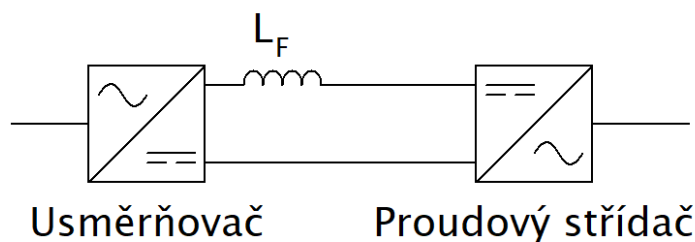
Tato moderní varianta, jejíž schéma je na Obrázek 4, umožňuje regulovat při změnách velikost i smysl proudu na stejnosměrné straně a tím je schopný regulovat velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Minimální napětí, kterého je měnič schopný dosáhnout ve stejnosměrném meziobvodu je takové napětí, které udělá diodový usměřňovač (antiparalelní diody tranzistorů). Další výhodou tohoto měniče je, že dokáže regulovat fázový posuv mezi napětím a proudem (prakticky harmonickým) na střídavé straně usměřňovače. [1]



Obrázek 4: Jednofázový napět'ový usměřňovač [27]

1.1.2 Proudové nepřímé měniče kmitočtu

Měnič se skládá z usměřňovače, stejnosměrného meziobvodu a z proudového střídače Obrázek 5. Ve stejnosměrném meziobvodu je tlumivka, která se chová ke střídači, jako zdroj napětí. Výstupní kmitočtet je řízen pomocí proudového střídače a velikost výstupního proudu je řízena usměřňovačem. Pokud je na vstupu plně řízený usměřňovač, který pracuje dvoukvadrantově s reverzací napětí, může měnič propouštět energii oběma směry. [1]



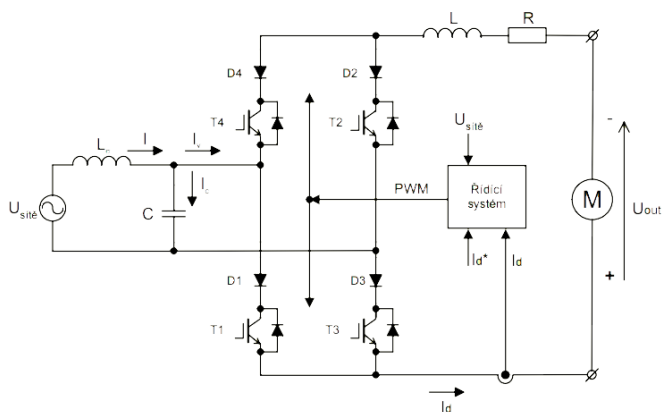
Obrázek 5: Proudový nepřímý měnič kmitočtu

1.1.2.1 Varianta s klasickým usměrňovačem

Tyto měniče s usměrňovačem (diodovým nebo tyristorovým) na vstupní straně jsou používány v jednoduchých aplikacích i v aplikacích největších výkonů. Nevýhoda těchto měničů je neharmonický proud odebíraný ze sítě. Řízení plně řízeného tyristorového usměrňovače způsobuje fázové posunutí základní harmonické složky proudu za napětím ($\alpha \approx \varphi$). [1]

1.1.2.2 Proudový pulsní usměrňovač

Proudový pulsní usměrňovač, jehož schéma je na Obrázek 6, patří mezi moderní napájecí zdroje proudových střídačů. V usměrňovači jsou používány vypínatelné součástky s pulsně šířkovou modulací. [1]

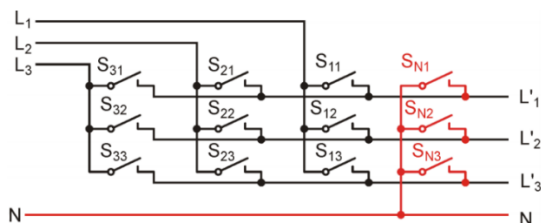


Obrázek 6: Jednofázový proudový pulsní usměrňovač [28]

1.2 Přímé měniče kmitočtu

1.2.1 Maticový měnič

Maticový měnič je přímý měnič kmitočtu Obrázek 7. Principem tohoto měniče je, že podle spínacího algoritmu se postupně propojují vstupní fáze s fázemi výstupními a tím se skládá průběh napětí výstupního ze vstupního a naopak. [1]



Obrázek 7: Zapojení maticového měniče [29]

2 Druhy výkonových polovodičových součástek

Výkonové polovodičové součástky je možné rozdělit na neřízené a řízené. Mezi neřízené součástky patří např. diody. Neřízené součástky jsou spínány přiložením napětí na součástku. Mezi řízené součástky je možné zařadit např. tyristory a tranzistory, jsou to součástky, které jsou ovladatelné. Ovládají se pomocí řídicí elektrody. [8]

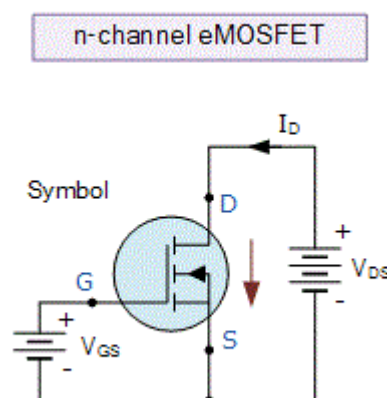
Dále se tato práce bude zabývat spínacími součástkami, které jsou vhodné pro aplikaci diplomové práce. Vzhledem k napěťovému zatížení se jedná o MOSFET a IGBT tranzistor.

2.1 MOSFET tranzistor

Nejčastějším typem tranzistorů s izolovaným hradlem (FET), který je používán v mnoha aplikacích, je Metal Oxide Semiconductor Field Effect Tranzistor nebo také zkráceně MOSFET, který je řízený polem. Liší se od ostatních tranzistorů s izolovaným hradlem tím, že je jeho řídicí elektroda z kovového materiálu a je elektricky izolována od hlavního polovodičového kanálu. Jako izolační materiál je nejčastěji používán oxid křemičitý.

MOSFET tranzistor má v určitém rozmezí kladný teplotní koeficient. Tranzistor při zvyšujícím se zahřívání omezuje procházející proud. Použitím vhodné technologie výroby může být odpor kanálu otevřeného tranzistoru snižován, tím se mohou snižovat ztráty. MOSFET tranzistory je možné velice rychle vypínat, nenastává u nich „doznívání proudu“. Rychlé vypínání snižuje spínací ztráty.

MOSFET tranzistory se nepoužívají nad 600 V, v této oblasti mají příliš vysoký odpor, a proto se musejí tranzistory zapojovat paralelně. V této napěťové oblasti je vhodnější použít IGBT tranzistory. MOSFET tranzistory se používají pro práce se signály s velkou střídou a obvody s menšími výkony. [2] [12] [13]

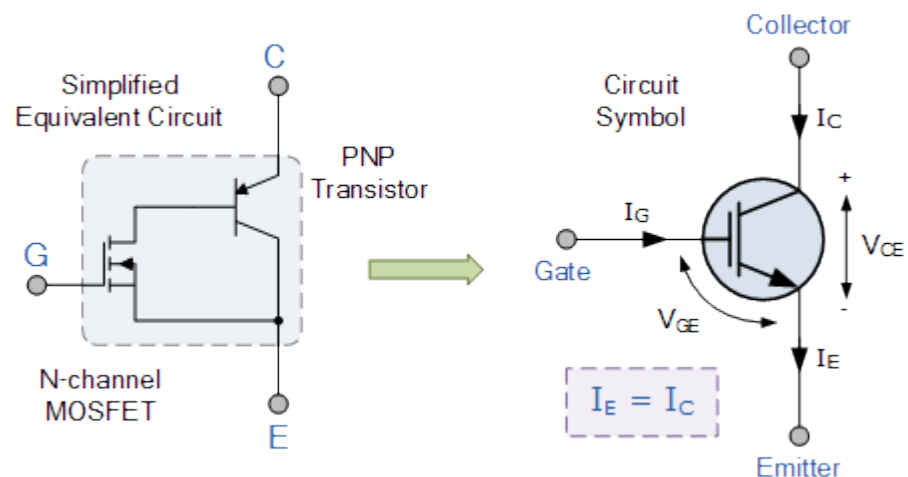


Obrázek 8: MOSFET tranzistor [14]

2.2 IGBT tranzistor

IGBT tranzistor (Insulated Gated Bipolar Transistor) je z části bipolárním tranzistorem a z části MOSFET tranzistorem, díky kombinaci jejich vlastností je ideální polovodičový spínací prvek.

Vstupní část tranzistoru má vlastnosti unipolárního tranzistoru a výstupní část má vlastnosti bipolárního tranzistoru. IGBT tranzistory jsou schopny spínat vysoké proudy. Objevuje se u nich doznívání proudu při vypínání tranzistoru, což znamená, že proud kolektoru zaniká pomalu. Vysokou spínací frekvenci získávají od MOSFET tranzistoru a nízké saturační napětí od bipolárního tranzistoru. IGBT tranzistor je schopen pracovat s vysokým proudem kolektoru a emitoru, je možné tranzistor uvést do nasycení, proto má proud kolektoru malé působení na úbytek napětí na součástce v sepnutém stavu. IGBT tranzistory se používají pro aplikace s menší střídou a větším výkonem. [3] [13]



Obrázek 9: Ekvivalentní obvod IGBT tranzistoru a značka IGBT tranzistoru [3]

Tabulka 1: Porovnání výkonových tranzistorů [3]

Device Characteristic	Power Bipolar	Power MOSFET	IGBT
Voltage Rating	High<1kV	High<1kV	Very High>1kV
Current Rating	High<500A	Low<200A	High>500A
Input Drive	Current, h_{FE} 20 - 200	Voltage, V_{GS} 3 -10V	Voltage, V_{GE} 4-8V
Input Impedance	Low	High	High
Output impedance	Low	Medium	Low
Switching Speed	Slow (μs)	Fast (ns)	Medium
Cost	Low	Medium	High

2.3 SiC MOSFET tranzistor

MOSFET tranzistory na bázi silikon – karbidu (SiC) mají vyšší blokovací napětí, nižší odpor a vyšší teplotní odolnost. Oproti křemíkovým součástkám se jeví jako dokonalé spínací prvky. Jejich spínací frekvence může dosahovat až MHz. Výhody plynoucí z fyziky silikon – karbidu zlepšují výkon těchto součástek. Tyto součástky jsou dobrou náhradou za silikonové MOSFET a IGBT tranzistory, a to díky jejich jednoduché struktuře, snadnému návrhu a nízkým ztrátám. [10] [11]

3 Hardware výkonového měniče

3.1 Aplikace

Tento měnič je stavěn k řízení asynchronního motoru Siemens 1LA7096 – 6AA10, jehož parametry jsou vypsány v Tabulka 2. Motor je osazený ve stojatém leštícím zařízení, které je zobrazeno na Obrázek 10. Zařízení slouží k leštění kovových materiálů. Nejvíce bude zařízení používáno k renovaci zašlých součástí při renovaci motocyklových veteránů. Motor je připevněný ve vertikální poloze k rámu leštícího zařízení. Motor je spojen s leštícím kotoučem, mezi nimi se nenachází žádná spojka. Kotouč je tedy přímo spojen s hřídelí motoru. Nároky na dynamiku řízení tohoto motoru jsou minimální. U této aplikace je důležitá změna rychlosti a udržení momentu. Rychlost se mění v závislosti na typu materiálu a členitosti leštěné součástky. Moment musí udržovat konstantní hodnotu, a to z důvodu, aby při přitlaku součástky k leštícímu kotouči nedošlo k velkému poklesu otáček a tím pádem by leštička nepracovala, tak jak je potřebné.



Obrázek 10: Stojaté leštící zařízení

Tabulka 2: Štítek motoru

IP55	90L	IMB3
50 Hz		230/400 V Δ/Y
1,1 kW		5,0/2,9 A
cosφ 0,77		915 /min
220-240/380-420 V		
5,2-5,1/3,0-2,95 A		
32144	8001	

3.2 Dimenzování výkonové části měniče

3.2.1.1 Výpočet proudů tranzistorů při jmenovitém proudu motoru

Pro dimenzování výkonových součástek, tedy tranzistorů a zpětných diod, je důležité znát velikost proudu, který bude součástkami procházet. V této aplikaci je motor zapojený do hvězdy. Dimenzování bylo provedeno pro zapojení do trojúhelníka, a to proto, aby byl měnič dimenzován i pro tento stav. Při výpočtech bylo vycházeno z publikace [4].

$$I_{a(ef)} = I_N \cdot \sqrt{3} = 2,9 \cdot \sqrt{3} = 5.0229 \text{ A} \quad 3.1$$

$$I_{a(max)} = I_{a(ef)} \cdot \sqrt{2} = 5.0229 \cdot \sqrt{2} = 7.1035 \text{ A} \quad 3.2$$

$$I_{TMAX} = I_{D0MAX} = I_{UMAX} = \sqrt{2} \cdot 2,9 = 4.1012 \text{ A} \quad 3.3$$

Pro výpočet střední a efektivní hodnoty proudu tranzistoru a zpětné diody je potřeba znát velikost účinníku a hloubku modulace. Účinník byl zvolen ze štítkových hodnot motoru a tedy $\cos\phi = 0,77$ (viz. Tabulka 2), hloubka modulace byla uvažována pro nejnepříznivější případ $m=1$.

3.2.1.2 Střední hodnoty pro jmenovitý proud

Výpočet střední hodnoty jmenovitého proudu tranzistorem:

$$I_{T(av)} = I_{a(ef)} \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} + \frac{m}{4\sqrt{2}} \cdot \cos\varphi \right) = 5,0229 \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} + \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 0,77 \right) = 1,8143A \quad 3.4$$

Výpočet střední hodnoty jmenovitého proudu zpětné diody:

$$\begin{aligned} I_{DR(av)} &= I_{a(ef)} \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} - \frac{m}{4\sqrt{2}} \cdot \cos\varphi \right) = & 3.5 \\ &= 5,0229 \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} - \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 0,77 \right) = 0,4468A \end{aligned}$$

3.2.1.3 Efektivní hodnoty pro jmenovitý proud

Výpočet efektivní hodnoty jmenovitého proudu tranzistorem:

$$I_{T(ef)} = I_{a(ef)} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos\varphi} = 5,0229 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2}{3\pi} \cdot 0,77} = 3,23A \quad 3.6$$

Výpočet efektivní hodnoty jmenovitého proudu zpětné diody:

$$I_{DR(ef)} = I_{a(ef)} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos\varphi} = 5,0229 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2}{3\pi} \cdot 0,77} = 1,48A \quad 3.7$$

3.2.2 Napěťové dimenzování součástek

Nejdříve bylo potřeba zjistit velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Měnič bude napájen z třífázové soustavy.

Výpočet napětí ve stejnosměrném meziobvodu výkonového měniče:

$$U_{DC} = U_{f(ef)} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 = 400 \cdot \sqrt{2} = 565,7 V \quad 3.8$$

$$U_{DC} = U_{f(ef)} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 = 400 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 = 537,4 V \quad 3.9$$

Výpočet maximálního opakovatelného závěrného a blokovacího napětí tranzistoru:

$$U_{CE} = U_{DC} \cdot (1,5 \div 2,5) = 561 \cdot (1,5 \div 2,5) = 841,5 \div 1402,5 V \quad 3.10$$

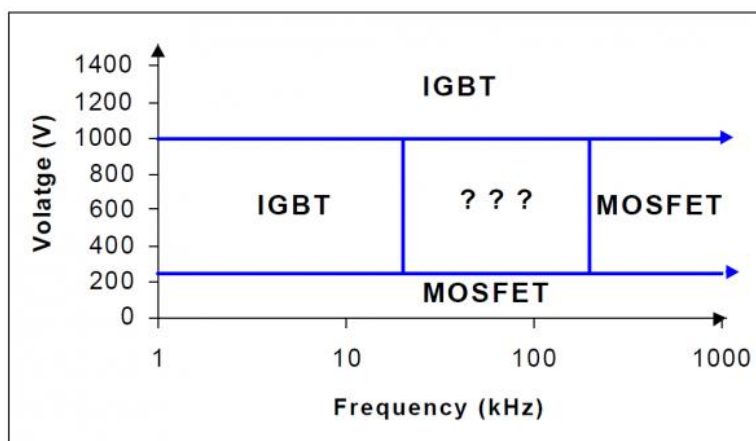
Výpočet maximálního opakovatelného závěrného a blokovacího napětí diody:

$$U_{RRM} = U_{DC} \cdot (1,5 \div 2,5) = 561 \cdot (1,5 \div 2,5) = 841,5 \div 1402,5 V \quad 3.11$$

3.2.3 Výběr výkonových součástek

Podle vypočtených hodnot mohly být vybrány výkonové součástky. V první řadě se musel zvolit typ spínací součástky.

Při výběru součástky bylo vycházeno z Obrázek 11. Prvním kritériem výběru bylo pracovní napětí. Z obrázku je patrné, že pro napětíovou hladinu 560 V a spínací frekvenci 15 kHz jsou vhodnější IGBT tranzistory. MOSFET tranzistory jsou používány do 600 V, a to by v této aplikaci nebylo vhodné, a proto byly vybrány IGBT tranzistory, které se běžně vyrábějí i na vyšší napětí.




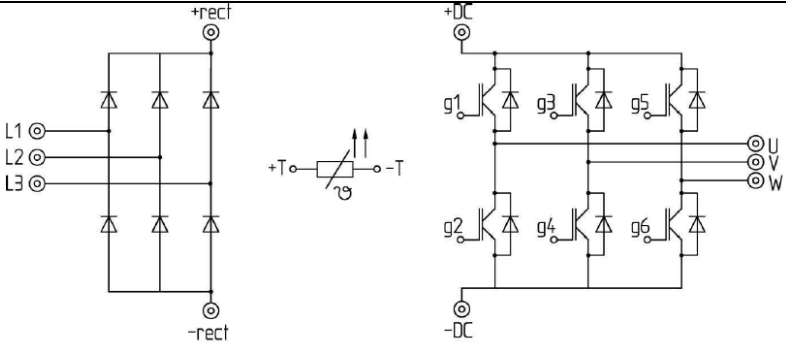
Obrázek 11: Porovnání IGBT a MOSFET tranzistorů [13]

Nakonec bylo vybráno kompaktní řešení, a to IGBT modul MiniSkiip 03NAC126V1 od firmy Semikron. Jedná se o malý modul, který v sobě má třífázový diodový můstkový usměrňovač, třífázový můstkový střídač a PTC k měření teploty modulu. Základní parametry modulu jsou rozepsány v Tabulka 3. Modul má vyvedené kontakty pro přívodní napájení (L1, L2, L3), výstupní fáze (U, V, W), kontakty na stejnosměrné straně usměrňovače (+ rect, - rect), kontakty pro stejnosměrnou stranu střídače (+DC, -DC) a kontakty pro měření teploty modulu (+T, -T). Tento modul se připevňuje přímo na chladič, a to pomocí teplo vodivé pasty. Jeho kontakty jsou pružinové, a proto se tento modul pouze přitlačuje k vodivé plošce na desce, ke spodní straně desky. Přitahuje se pomocí horního dílu, který se nachází na horní straně desky. [5]

Tabulka 3: IGBT modul Semikron 03NAC126V1 [5]

IBGT-Inverter		
V _{CES}	1200	V
I _C	16(15)	A
I _{CRM}	16	A
V _{GES}	±20	V
T _J	-40...+150	°C
Diode-Inverter		
I _F	14(11)	A
I _{FRM}	16	A
T _J	-40...+150	°C
Diode-Rectifier		
V _{RRM}	1600	V
I _F	35	A
I _{FSM}	220	A
i ² t	240	A ² s
T _J	-40...+150	°C





3.3 Dimenzování stejnosměrného meziobvodu

3.3.1 Dimenzování filtračního kondenzátoru

Kondenzátor ve stejnosměrném meziobvodu slouží jako napěťový zdroj pro střídač. Tento kondenzátor je napájený z diodového usměrňovače, pokud je napětí na kondenzátoru menší než napětí sítě, je kondenzátor nabíjen. Při tomto dobíjení kondenzátoru vznikají proudové špičky. Problém vzniká při rozběhu měniče, kdy je na kondenzátoru nulové napětí. Proud dobíjející kondenzátor musí být omezen, a to pomocí přednabíjecího rezistoru. Aby bylo možné určit velikost proudu střední hodnoty proudu tekoucím kondenzátorem, je nutno zjistit střední hodnotu proudu střídače. Tyto proudy mají stejnou velikost.

Výpočet proudu odebíraného střídačem:

$$I_{DC} = 3 \cdot (I_{T1(av)} - I_{DR1(av)}) = 3 \cdot (1.8143 - 0.4468) = 4.1023 \text{ A} \quad 3.12$$

Bylo nutné si předem určit, v jakém rozmezí se bude pohybovat velikost napětí na kondenzátoru, tedy hodnotu ΔU_{CF} . Bylo zvoleno $\Delta U_{CF} = 5 \text{ V}$:

$$I_{CF} = C_F \cdot \frac{\Delta U_{CF}}{\Delta t} \quad 3.13$$

Maximální hodnota napětí na kondenzátoru je rovna maximálnímu napětí, které dokáže diodový usměrňovač:

$$U_{CFmax} = U_{DC} = 565,7 \text{ V} \quad 3.14$$

Dále byl zjištěn Δt , pomocí rovnic (3.15), (3.16), (3.17):

$$U_{CFmax} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t_{DU}) = U_{CFmax} - \Delta U_{CF} \quad 3.15$$

$$\Delta t = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{U_{CFmax} - \Delta U_{CF}}{U_{CFmax}}\right)}{\omega} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{565,7 - 5}{565,7}\right)}{2\pi \cdot 50} = 0,4235 \text{ ms} \quad 3.16$$

$$\Delta t_{DU} = \frac{T_S}{2} - \Delta t_{DU} = \frac{0,02}{2} - 0,0014 = 8,96 \text{ ms} \quad 3.17$$

Výpočet kapacity filtračního kondenzátoru:

$$C_F = I_{CF} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_{CF}} = 4,1023 \cdot \frac{0,0004235}{5} = 347 \text{ } \mu\text{F} \quad 3.18$$

Z těchto hodnot mohl být vybrán kondenzátor. Z vypočtených hodnot tedy bylo potřeba vybrat kondenzátor s kapacitou 347 μF a na napětí 565,7 V. Nakonec byl vybrán kondenzátor s kapacitou 470 μF a na napětí 450 V. Aby bylo docíleno napěťového dimenzování kondenzátoru, muselo se použít sério-paralelní spojení 4 kusů. V tomto spojení se celková kapacita nezmění, ale napětí na jeden kondenzátor bude poloviční, přibližně 283 V.

Při dané hodnotě kapacity kondenzátoru v meziobvodu mohlo být vypočteno skutečné zvlnění napětí:

$$\Delta U_{CF} = I_{CF} \cdot \frac{\Delta t}{C_F \text{ vybrané z katalogu}} = 4,1023 \cdot \frac{0,0004235}{470 \cdot 10^{-6}} = 3,69 \text{ V} \quad 3.19$$

3.3.2 Dimenzování přednabíjecího rezistoru

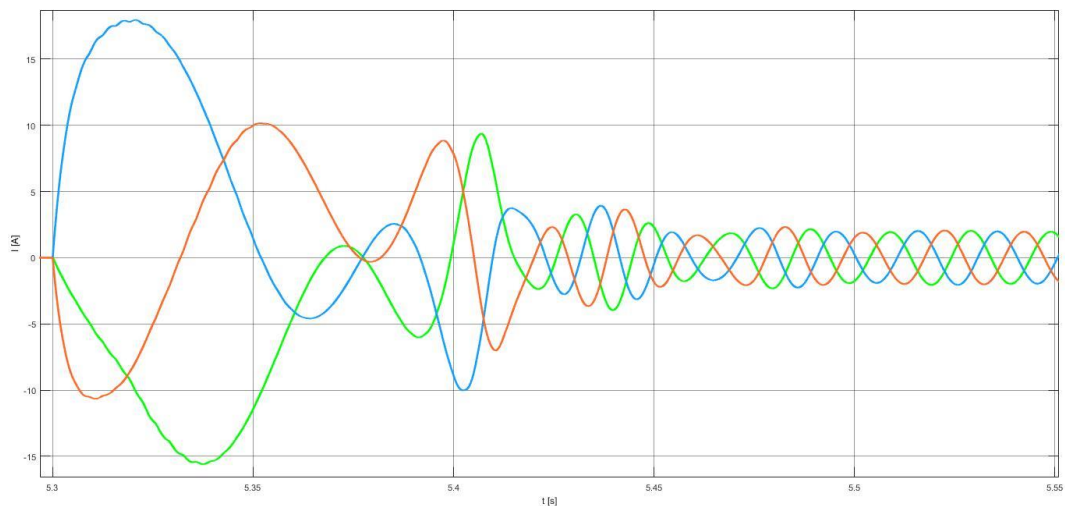
Tento rezistor se uplatňuje při spouštění měniče, kdy je na filtračních kondenzátorech v meziobvodu nulové nebo nízké napětí. Tento rezistor je zařazený v sérii s kondenzátory v meziobvodu. Úkolem rezistoru je omezit nárůst proudu při prvním nabíjení kondenzátoru. Nabíjení kondenzátoru bylo odhadnuto přibližně na 1,5 s, poté se přednabíjecí rezistor přemostí pomocí relé. Pro dimenzování bylo potřeba zjistit energii kondenzátorů ve stejnosměrném meziobvodu.

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 565,7^2 = 75 \text{ W} \quad 3.20$$

Byl vybrán výkonový rezistor s jmenovitým výkonem 50 W a odporem 220 Ω . Tento rezistor je schopen vydržet přetížení po předpokládanou dobu.

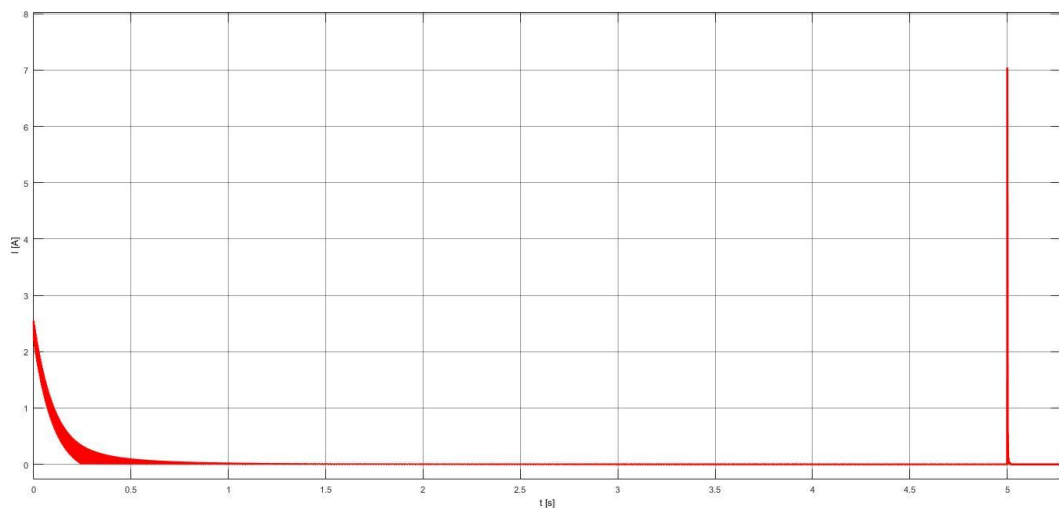
3.3.3 Simulace

Pro ověření vypočtených hodnot byla vytvořena simulace v programu Matlab/Simulink. Tato simulace byla vytvořena pro skalární řízení s čidlem otáček. Cílem bylo ověřit součástky, zda budou schopny vydržet proudové a napěťové působení a omezení proudové špičky při prvotním nabíjení kondenzátoru. Mezi sledované problémy patřilo přednabíjení kondenzátoru a odběr proudu asynchronním motorem.

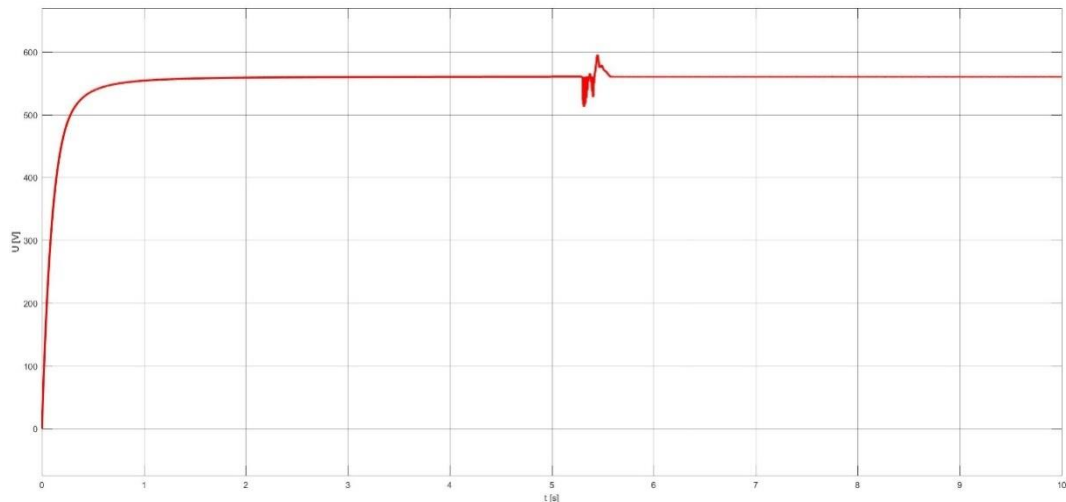


Obrázek 12: Fázové proudy odebírané asynchronním motorem

Z průběhů proudů odebíraných motorem je vidět oObrázek 12, že při rozběhu motoru na maximální otáčky, je maximální hodnota rozběhových proudů přibližně 16 A a v ustáleném stavu je velikost proudů přibližně 2 A. IGBT modul je dimenzován na 16 A. Modul bude proudové namáhání motoru zvládat.



Obrázek 13: Nabíjecí proud filtračního kondenzátoru



Obrázek 14: Napětí na filtračním kondenzátoru

Z počátku je kondenzátor nabíjen přes výkonový rezistor ($220\ \Omega$). Kondenzátor je postupně nabíjen, zvedá se napětí na kondenzátoru Obrázek 14 a nabíjecí proud kondenzátoru klesá Obrázek 13. Po čase 5 sekund je výkonový rezistor překlenut pomocí relé. V tomto čase je vidět proudový impuls dosahující hodnoty 7 A. Tento impuls vzniká, protože v tomto okamžiku není kondenzátor plně nabitý, a tak si vezme potřebný proud k nabití. Větší zvlnění napětí na kondenzátoru vzniká v čase 5,3 sekundy, kdy je spouštěn střídač.

3.4 Ztráty

Průchodem proudu výkonovou součástí jsou způsobeny výkonové ztráty, které se projevují jako ztrátový výkon. Tento výkon je dán součinem napětí a proudu v daném časovém okamžiku, projevuje se jako teplo. Na součástkách vznikají tyto ztráty:

- Propustným proudem
- Spínací
- Blokovacím proudem
- Závěrným proudem
- Řídícím (hradlovým) proudem

U IGBT tranzistoru se ztráty blokovacím proudem zanedbávají, blokovací proud je mnohem menší než propustný. Zpětná dioda tranzistoru umožňuje tranzistoru být zpětně propustný, proto je možné zanedbat ztráty závěrným proudem. Ztráty řídicím proudem vznikají při přebíjení vstupní kapacity hradla tranzistoru, jsou malé v porovnání s propustným proudem. Při výpočtu ztrát IGBT tranzistoru jsou počítány ztráty propustné a ztráty spínací. [4]

3.4.1 Ztráty na střídači

K výpočtu bylo potřeba hodnot z datasheetu a výstupního proudu ze střídače. Dále byla spočítána hloubka modulace m :

$$m = \frac{\hat{V}_{out(1)}}{\frac{V_d}{2}} = \frac{230}{\frac{565}{2}} = 0,81 \quad 3.21$$

Při výpočtech byl zvažován nejméně příznivý stav, a to $m = 1$. Ztráty byly počítány podle postupu z manuálu od firmy Semikron. [7]

3.4.1.1.1 Propustné ztráty tranzistoru

$$P_{cond(T)} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{CE0}(T_j) \cdot \hat{I}_1 + \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE}(T_j) \cdot \hat{I}_1^2 \quad 3.22$$

$$P_{cond(T)} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1 \cdot \cos(0,77)}{8} \right) \cdot 1 \cdot \sqrt{2} \cdot 2,1 + \left(\frac{1}{8} + \frac{1 \cdot \cos(0,77)}{3\pi} \right) \cdot 0,087 \cdot (\sqrt{2} \cdot 2,1)^2 = 0,9 \text{ W} \quad 3.23$$

3.4.1.1.2 Spínací ztráty tranzistoru

$$P_{sw(T)} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{out}}{I_{ref}} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{ESW} \cdot (T_j - T_{ref})) \quad 3.24$$

$$P_{sw(T)} = 15 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{2,1}{8} \cdot \left(\frac{565}{600} \right)^{1,4} \cdot (1 + 0,0030 \cdot (125 - 150)) = 2,7 \text{ W} \quad 3.25$$

Hodnota K_v byla zvolena dle návodu. [7]

3.4.1.1.3 Propustné ztráty zpětné diody

$$P_{cond(D)} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{F0}(T_j) \cdot \hat{I}_1 + \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_F(T_j) \cdot \hat{I}_1^2 \quad 3.26$$

$$P_{cond(T)} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1 \cdot \cos(0,77)}{8} \right) \cdot 1,9 \cdot \sqrt{2} \cdot 2,1 + \left(\frac{1}{8} - \frac{1 \cdot \cos(0,77)}{3\pi} \right) \cdot 0,112 \cdot (\sqrt{2} \cdot 2,1)^2 = 0,42 \text{ W} \quad 3.27$$

3.4.1.1.4 Spínací ztráty zpětné diody

$$P_{sw(D)} = f_{sw} \cdot E_{err} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{ref}}\right)^{Kv} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}}\right)^{Kv} \cdot (1 + TC_{Err} \cdot (T_j - T_{ref})) \quad 3.28$$

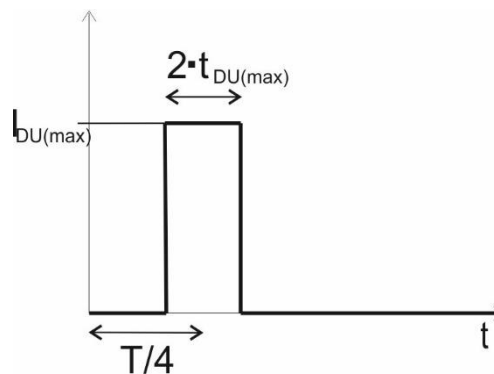
$$P_{sw(D)} = 15 \cdot 10^3 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(\frac{2,1}{8}\right)^{0,6} \cdot \left(\frac{565}{600}\right)^{0,6} \cdot (1 + 0,006 \cdot (125 - 150)) \quad 3.29$$

$$= 1,3W$$

Hodnota K_v byla zvolena dle návodu. [7]

3.4.2 Ztráty na usměrňovači

Obrázek 15 zobrazuje ekvivalentní průběh proudu usměrňovačem při kapacitní zátěži. Skutečný proud je odlišný, z toho důvodu se počítá dvojnásobný $t_{DU(max)}$.



Obrázek 15: Průběh proudu usměrňovačem

$$I_{DU(max)} \cdot 2 \cdot t_{DU} = I_{DC} \cdot \frac{T}{2} \quad 3.30$$

$$I_{DU(max)} = I_{DC} \cdot \frac{T}{4 \cdot \Delta t_{DU}} = 4,1023 \cdot \frac{0,02}{4 \cdot 0,0011} = 19.1151A \quad 3.31$$

Z průběhu proudu usměrňovačem je možné vypočítat střední a efektivní hodnotu proudu.

3.4.2.1 Výpočet střední hodnoty proudu usměrňovací diodou

$$\begin{aligned}
 I_{DU(av)} &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{T}{4}-\Delta t_{DU}}^{\frac{T}{4}+\Delta t_{DU}} I_{DU(max)} dt = & 3.32 \\
 &= I_{DU(max)} \cdot \frac{1}{T} \cdot [t]_{\frac{T}{4}-\Delta t_{DU}}^{\frac{T}{4}+\Delta t_{DU}} = I_{DU(max)} \cdot \frac{1}{T} \cdot \left(\left(\frac{T}{4} + \Delta t_{DU} \right) - \left(\frac{T}{4} - \Delta t_{DU} \right) \right) = \\
 &= 19,1151 \cdot \frac{1}{0,02} \cdot \left(\left(\frac{0,02}{4} + 0,0011 \right) - \left(\frac{0,02}{4} - 0,0011 \right) \right) = 2.0511A
 \end{aligned}$$

3.4.2.2 Výpočet efektivní hodnoty proudu usměrňovací diodou

$$\begin{aligned}
 I_{DU(ef)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{T}{4}-\Delta t_{DU}}^{\frac{T}{4}+\Delta t_{DU}} (I_{DU(max)})^2 dt} = & 3.33 \\
 &= I_{CF} \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [t]_{\frac{T}{4}-\Delta t_{DU}}^{\frac{T}{4}+\Delta t_{DU}}} = I_{DU(max)} \sqrt{\frac{1}{T} \cdot 2 \cdot \Delta t_{DU}} = 19.1151 \cdot \sqrt{\frac{1}{0,02} \cdot 2 \cdot 0,0011} \\
 &= 1.4322 A
 \end{aligned}$$

3.4.2.3 Výpočet propustných ztrát na usměrňovací diodě

$$\begin{aligned}
 P_{DUfw(av)} &= U_{KA(TO)} \cdot I_{DU(av)} + \Delta R_T \cdot I_{DU(ef)}^2 = & 3.34 \\
 &= 0,8 \cdot 2,0511 + 0,02 \cdot 1,4322^2 = 1,6819W
 \end{aligned}$$

3.4.3 Celkové ztráty

Všechny vypočtené ztráty byly ověřeny ve firemním software od firmy Semikron v programu Semisel, při výpočtu musel být celý IGBT modul rozdělen na usměřovač a střídač. Výsledné hodnoty jsou zobrazeny v následujících tabulkách Tabulka 4 Tabulka 5 Tabulka 6 Tabulka 7:

Tabulka 4: Ztráty na střídači

	P_{tr} [W]	P_{dr} [W]	Střídač [W]
Propustné	0,9	0,4	32
Spínací	2,7	1,3	

Tabulka 5: Ztráty na usměřovači

	P_d [W]	Usm. [W]
Propustné	1,7	10
Spínací	0	

Tabulka 6: Ztráty na střídači v Semiselu

	P_{tr} [W]	P_{dr} [W]	Střídač [W]
Propustné	1,14	0,21	31
Spínací	2,45	1,29	

Tabulka 7: Ztráty na usměřovači v Semiselu

	P_d [W]	Usm. [W]
Propustné	1,54	9,2
Spínací	0	

Vypočtené a simulované hodnoty ztrát se příliš neliší. Rozdíl je pravděpodobně v tom, že se Semisel počítá s hloubkou modulace 0,81. Pro tepelné dimenzování byl považován celkový ztrátový výkon modulu 40,2 W.

3.5 Tepelné dimenzování

Z datasheetu IGBT modulu bylo zjištěno, že maximální teplota (T_{jmax}) součástek je 150 °C. Teplotní odpor čip-pouzdro tranzistoru a usměrňovací diody je 1,5 K/W a zpětné diody je 2,5 K/W.

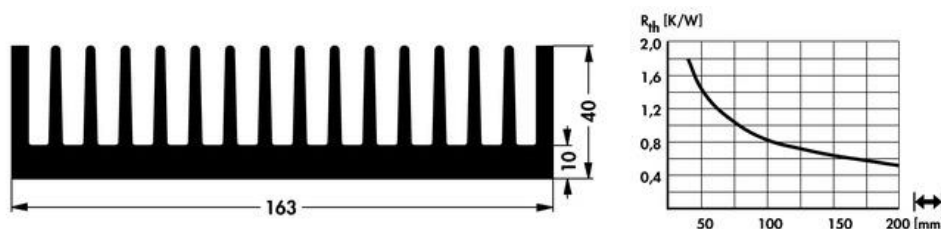
Při navrhování tepelného odporu chladiče bylo vycházeno z toho, že nejvíce se bude zahřívat tranzistor. Tranzistor má nejvyšší součet tepelného odporu a ztrátového výkonu.

$$T_a + R_{thra} \cdot P_{tot} + R_{thjr} \cdot P_{tot} = T_{jmax} \quad 3.35$$

$$R_{thra} = \frac{T_{jmax} - T_a - R_{thjr} \cdot (P_{con(T)} + P_{sw(T)})}{P_{tot}} \quad 3.36$$

$$R_{thra} = \frac{150 - 40 - 1,5 \cdot 3,6}{40,2} = 2,6 \text{ K/W} \quad 3.37$$

Tepelný odpor chladiče určený výpočtem je 2,6 K/W. Byl vybrán chladič od firmy Fischer typ SK 412 Obrázek 16 Hodnota tepelného odporu chladiče je přibližně 0,5 K/W. Na obrázku č. 16 je hodnota odporu pro největší délku 200 mm. Tento chladič je dlouhý 230 mm a je použit z jiné aplikace.



Obrázek 16: Chladič, hodnota tepelného odporu chladiče [15]

Po určení tepelného odporu chladiče bylo možné dopočítat teploty jednotlivých součástek: tranzistoru (3.38), zpětné diody (3.39), usměrňovací diody (3.40) a chladiče (3.41):

$$T_{jT} = P_T \cdot R_{thjr} + P_{tot} \cdot R_{thra} + T_a = 3,5 \cdot 1,5 + 40,2 \cdot 0,5 + 40 = 65,5 \text{ °C} \quad 3.38$$

$$T_{jDR} = P_{DR} \cdot R_{thjr} + P_{tot} \cdot R_{thra} + T_a = 1,7 \cdot 2,5 + 40,2 \cdot 0,5 + 40 = 64,4 \text{ °C} \quad 3.39$$

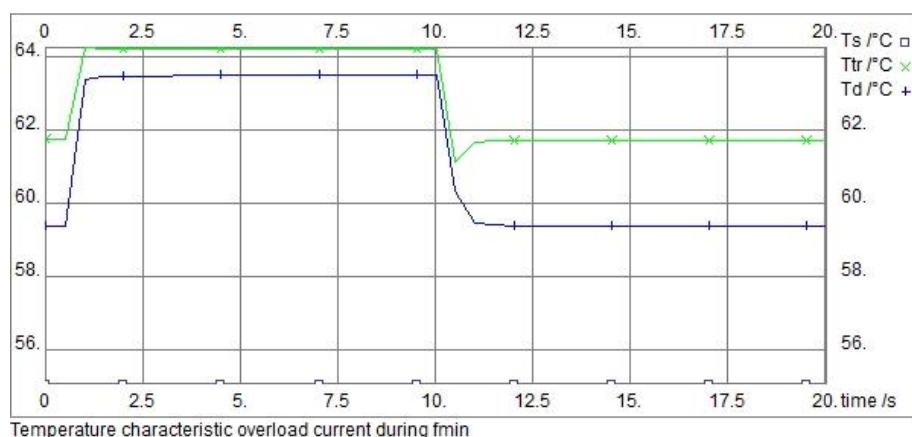
$$T_{jD} = P_D \cdot R_{thjr} + P_{tot} \cdot R_{thra} + T_a = 1,54 \cdot 1,5 + 40,2 \cdot 0,5 + 40 = 63,95 \text{ °C} \quad 3.40$$

$$T_{jr} = P_{tot} \cdot R_{thra} + T_a = 40,2 \cdot 0,5 + 40 = 60,1 \text{ °C} \quad 3.41$$

Veškeré výpočty byly ověřeny v programu Semisel. Simulace byla provedena pro střídač. Hodnoty simulace jsou v Tabulka 8 a průběh oteplení na Obrázek 17.

Tabulka 8: Teploty součástek vypočtené v Semiselu

$T_{jr}[^{\circ}\text{C}]$	55
$T_{jc}[^{\circ}\text{C}]$	55
$T_{jT}[^{\circ}\text{C}]$	60
$T_{jDR}[^{\circ}\text{C}]$	59



Obrázek 17: Průběh teploty ze simulace v Semiselu.

Simulace se přibližně rovnají vypočteným hodnotám. Při použití chladiče SK 412 bude maximální teplota pouzdra 55 °C. Maximální teplota daná od výrobce modulu je 150 °C, chlazení modulu je dostačující.

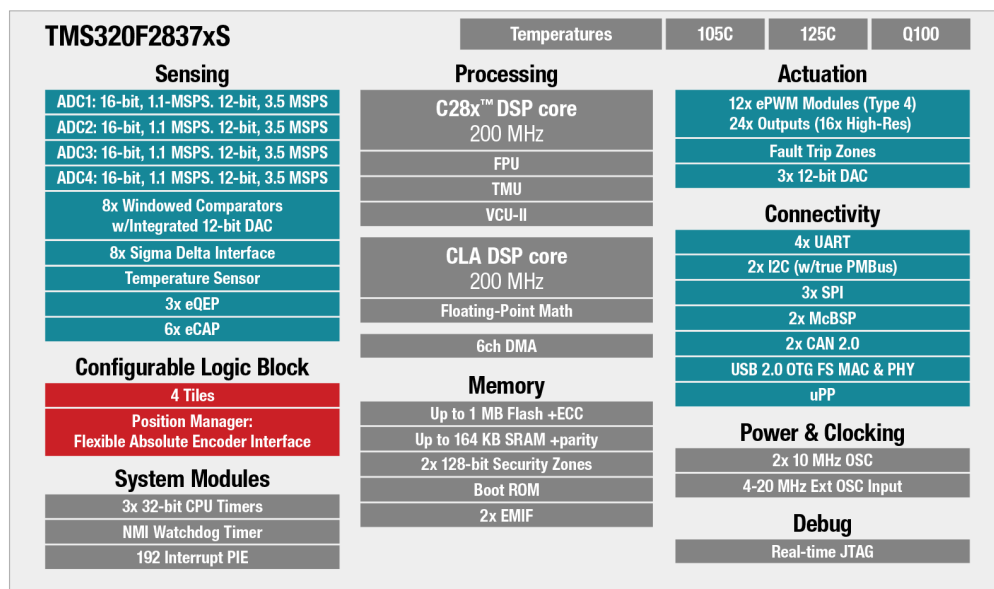
3.6 Výběr vhodného řídicího mikrokontroléru

Při výběru řídicího mikrokontroléru je důležité nejdříve si určit náročnost aplikace a periferie, které jsou důležité pro danou aplikaci.

U této aplikace je potřeba řídit asynchronní motor, respektive napěťový střídač, k tomu je potřeba PWM periferie. Pro třífázový střídač bude potřeba tři PWM jednotek se dvěma komplementárními výstupy. V aplikaci je potřebné měřit analogové veličiny, a to napětí ve stejnosměrném meziobvodu, výstupní proudy ze střídače, teplotu IGBT modulu a hodnotu z potenciometru, kterým se zadává hodnota rychlosti motoru. Dále jsou měřeny otáčky motoru, k tomu je potřeba QEP periferie. Pro ovládání a vypisování hodnot na displeji je důležité mít dostatečné množství volných vstupů a výstupů GPIO.

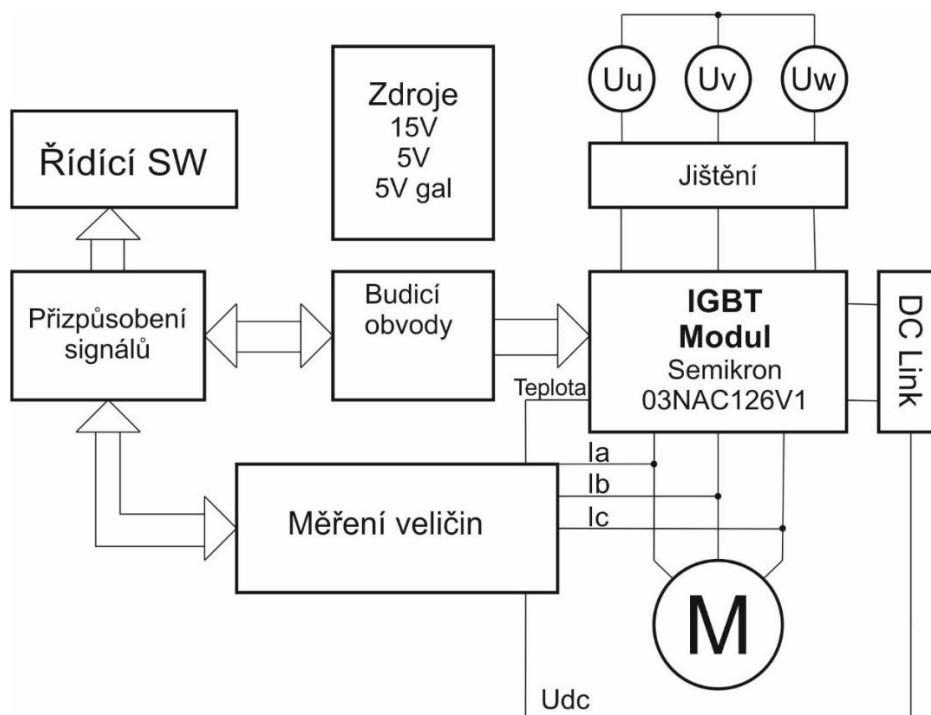
Pro řízení dané aplikace byl vybrán LAUNCHPADXL – F28377S od firmy

Texas Instruments. Launchpad v sobě obsahuje TMS320F2837xS Delfino Microcontrollers. Tento mikrokontroler je přímo určený pro pohonařské aplikace. Procesor je signálový a 32 bitový s plovoucí řádovou čárkou (Floating-point Unit). Procesor má 12 bitové ADC převodníky, ostatní parametry jsou zobrazeny na Obrázek 18 [16]



Obrázek 18: Diagram TMS320F2837xS [17]

3.7 Návrh obvodového zapojení měniče



Obrázek 19: Blokové schéma výkonového měniče

Celý měnič je rozdělen na tři desky.

Základní (spodní) deska má rozměry 163 mm na 226 mm. Na této desce se nachází výkonový modul, stejnosměrný meziobvod, budicí obvody tranzistorů, jistící prvky, 15 V zdroj, 5 V spínaný zdroj, 5 V galvanicky oddělený zdroj, měření napětí meziobvodu a výstupních proudů střídače, svorkovnice silových kabelů a konektor pro čidlo otáček.

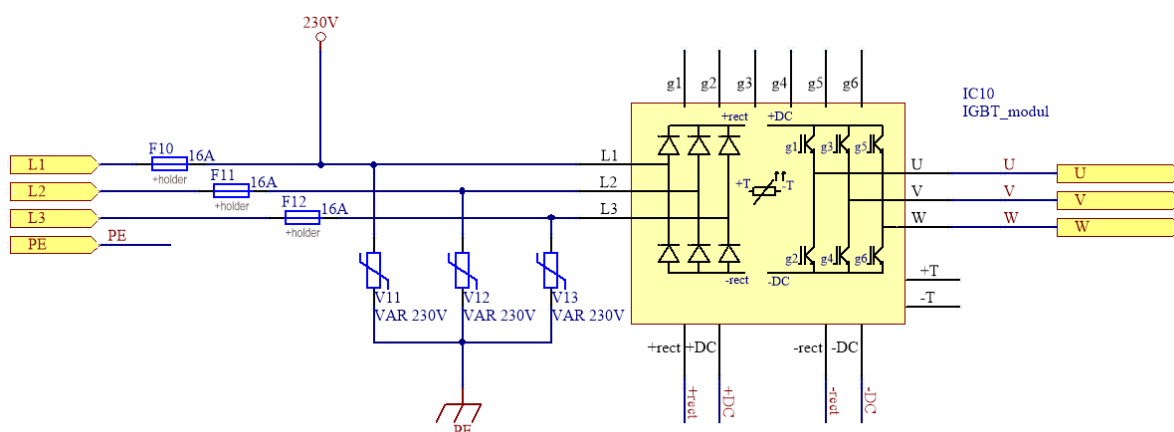
Prostřední deska má rozměry 83 mm na 163 mm. Zde se nachází přizpůsobení analogových a digitálních veličin pro řídicí mikrokontrolér, konektory pro připojení displeje, ovládacích tlačítek a potenciometru, obvody pro přizpůsobení tlačítek a potenciometru. Dále se zde nachází signalizační LED diody pro zobrazení sepnutých tranzistorů a diagnostické LED diody.

Řídicí deska (horní) je samotný Launchpad, který na sobě nese řídicí mikrokontrolér.

3.7.1 Základní deska

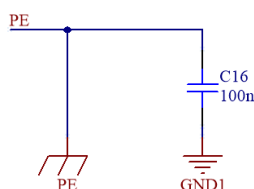
3.7.1.1.1 Silová část

Silová část Obrázek 20 se týká zapojení IGBT modulu. Přívodní vodiče jsou připojeny ke svorkovnici a poté jsou jednotlivě přivedeny přes jistící prvky na kontakty IGBT modulu. Je zde pojistka, jako proudová ochrana. Pojistka je 16 A, protože IGBT modul je dimenzován na maximální proud 16 A. Nachází se zde přepětěová ochrana, a to varistory. Výstupní fáze střídače jsou přímo vedeny ke svorkovnici, ke které budou připojeny vodiče vedoucí k asynchronnímu motoru.



Obrázek 20: Schéma silové části

Nachází se zde také oddělení ochranného vodiče PE od GND1 desky Obrázek 21, a to přes ochranný kondenzátor o hodnotě 100 nC.



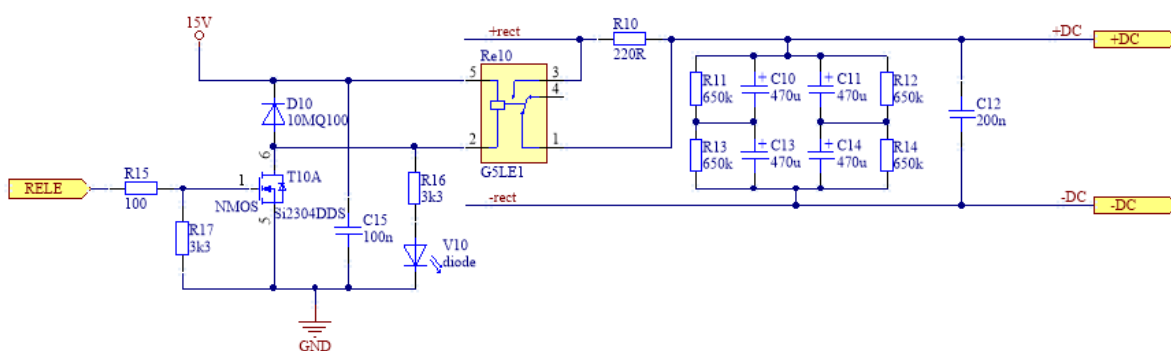
Obrázek 21: Schéma oddělení PE od GND1

3.7.1.1.2 Stejnoseměrný meziobvod

Ve stejnosměrném meziobvodu, jehož schéma je na obrázek 22, je kondenzátorová baterie sloužící jako zdroj napětí pro střídač. Kondenzátorová baterie je složena ze čtyř elektrolytických kondenzátorů (C10, C13, C11 a C14). Tyto kondenzátory jsou zapojeny dva v sérii a tyto dvě série jsou k sobě paralelně. Celková kapacita této sestavy je 470 μF . Ke každému kondenzátoru je připojený vybíjecí rezistor a to proto, aby se kondenzátor mohl vybit a nezůstávalo na něm napětí.

Mezi vstupy +DC a -DC střídače se nachází snubber (C12).

V silové části je zakomponovaný i přednabíjecí rezistor, který slouží k omezení proudové špičky do kondenzátorové baterie při rozběhu měniče, kdy je na baterii nulové napětí. Tento rezistor je po rozběhu měniče překlenut pomocí elektromagnetického relé GSLE1. Relé je spínáno pomocí MOSFET tranzistoru. Tento tranzistor je v zapojení jako spínač. Tranzistor je spínán 3 V přímo z řídicího mikrokontroléru. Sepnutím tranzistoru pak dochází k sepnutí relé. K relé je připojena signalizační LED dioda, která se rozsvítí při sepnutí relé.



Obrázek 22: Schéma stejnosměrného meziobvodu

3.7.1.1.3 Budicí obvody IGBT tranzistorů


Budicí obvody tranzistorů jsou důležité pro jejich spínání a vypínání. Obvody slouží ke galvanickému oddělení řídicí částí a výkonové části a k tvarování signálu pro IGBT tranzistor.

Byl vybrán driver 2SC0108T2B0, jehož základní parametry jsou popsány v Tabulka 9. Výhodou tohoto driveru je, že je schopný ovládat půl můstek, z tohoto důvodu pro celý

třífázový střídač stačí použít pouze tři tyto drivery. [18]

Tabulka 9: Driver [18]

Parametr		
Nominal supply voltage	15	V
Supply current ($f_{IN}=0\text{Hz}$)	31	mA
Supply current (full load)	240	mA
Output power per channel	1	W
Gate voltage	+15/-8	V
Peak output current	-8...+8	A
Switching frequency	0...50	kHz
Duty cycle	0...100	ns
Turn - on delay	90	
Turn - off - delay	75	ns



Budicí obvody je možné rozdělit na tzv. Low side a High side. Low side je vstupní (primární) strana driveru, kde jsou přivedeny signály od řídicího mikrokontroléru. Seznam pinů na primární straně je rozepsán v Tabulka 10 a v Tabulka 11 jsou logické úrovně pinů pro nastavení požadované funkce driveru. High side je tedy přes driver galvanicky oddělena, což je výstupní (sekundární) strana driveru, která je připojena k tranzistorům. Seznam pinů High side je v Tabulka 12.

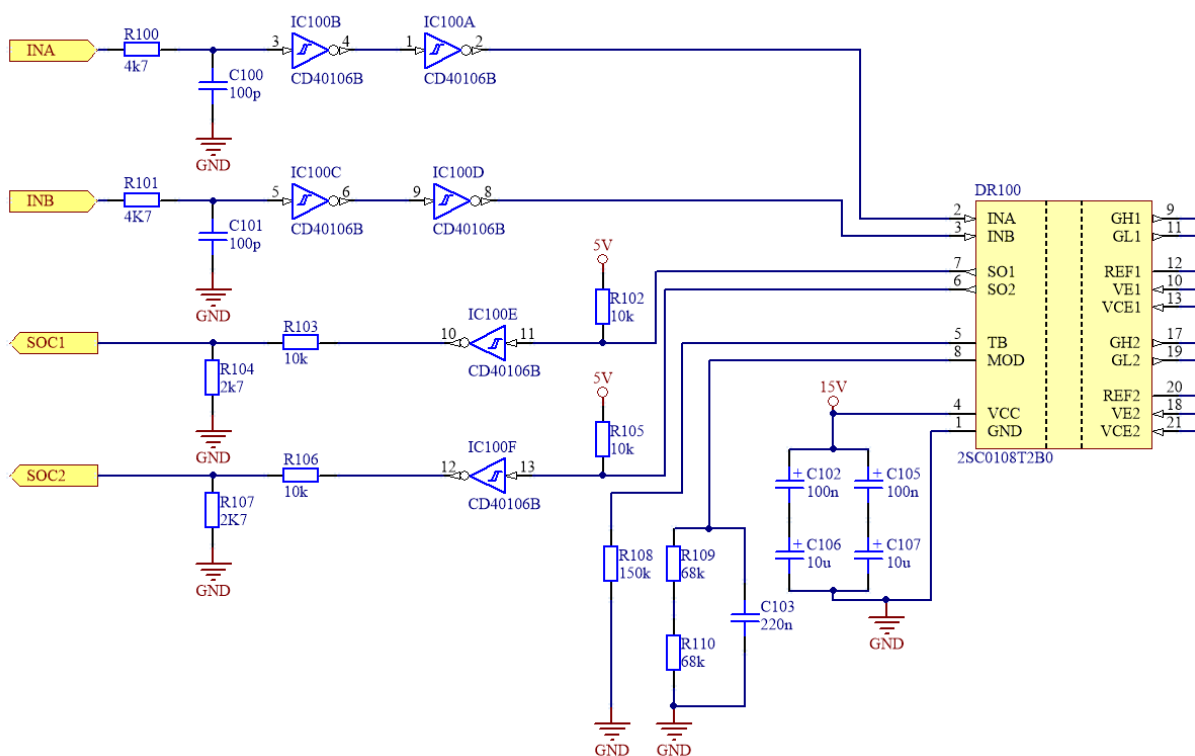
Tabulka 10: Seznam pinů na primární straně [18]

Číslo	PIN	Popis pinu
1	GND	Ground
2	INA	Signal input A, non-inverting input relative to GND
3	INB	Signal input B, non-inverting input relative to GND
4	VCC	Supply voltage
5	TB	Set blockingtime
6	SO2	Status output channel 2
7	SO1	Status output channel 1
8	MOD	Mode selection (direct/half-bridge mode)

Tabulka 11: Logické úrovně nastavení driveru [18]

Volba režimu	Direct mode	MOD zapojen do GND
	Halfbridge mode	MOD zapojen do GND přes rezistor ($71\text{ k}\Omega < R < 181\text{ k}\Omega$)
Logické úrovně vstupních signálů	INA, INB	3,3 – 15 V
Nastavení mrtvých časů	TB	TB zapojen do GND přes rezistor R_b $R_b[\text{k}\Omega] = 1.0 \cdot T_b[\text{ms}] + 51$

Schéma primární strany driveru je na Obrázek 23. Vstupy INA a INB jsou signály pro spínání tranzistorů Tabulka 10. Signály jsou posíleny pomocí Schmittových obvodů na 5 V a přivedeny na driver. Výstupy SOC1 a SOC2 jsou informace o stavu tranzistoru. Driver je nastavený, aby pracoval v modu Half-Bridge pomocí dvou sériově spojených rezistorů o hodnotách 68 k Ω , celková hodnota spojení rezistorů je 136 k Ω nastavení mrtvého času 90 ms byl určen rezistor dle výpočtu o hodně 141 k Ω , viz. Tabulka 11. Rezistory byly vybírány z řady E12 a nejbližší hodnota v této řadě, která byla vybrána, je 150 k Ω . [18]

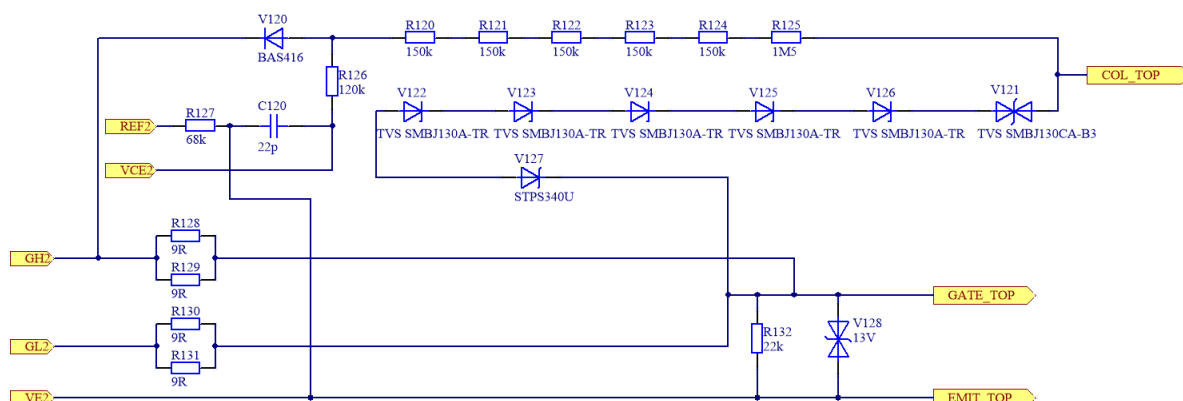


Obrázek 23: Slaboproudá část budiče

Tabulka 12: Seznam pinů na sekundární straně

Číslo	PIN	Popis pinu
9	GH1	Gate high channel 1
10	VE1	Emitter channel 1
11	GL1	Gate low channel 1; pulls gate low through turn-off resistor
12	REF1	Set V_{CE} detection threshold voltage channel 1
13	VCE1	V_{CE} sense channel 1
14	Free	
15	Free	
16	Free	
17	GH2	Gate high channel 2
18	VE2	Emitter channel 2
19	GL2	Gate low channel 2; pulls gate low through turn-off resistor
20	REF2	Set V_{CE} detection threshold voltage channel 2
21	VCE2	V_{CE} sense channel 2

Výstupní strana driveru oObrázek 24 je připojena na gate, kolektor a emitor tranzistoru. Výstupní signál z driveru (GH1 nebo GL1) je připojen přes gatové rezistory na gate tranzistoru, které jsou doporučeny na minimální hodnotu 4 Ω . Rezistory byly vybrány z řady určené pro pulzní namáhání (pulse proof resistor) a jsou zapojeny paralelně kvůli proudovému zatížení při sepnutí tranzistoru . Připojení driveru ke kolektoru tranzistoru je přes tzv. Active-Clamping, který má za úkol snížit napětí na kolektoru a slouží také jako ochrana proti přepětí. Hodnoty rezistorů jsou navrženy podle manuálu návrhu z datasheetu, kde je doporučeno, že při napětí 1200 V má mít rezistor hodnotu 1,2 až 1,8 M Ω a proud v této větvi se musí pohybovat v rozmezí 0,6 až 1 mA. Rezistory v popisované aplikaci jsou dimenzovány na napětí 600 V, tedy jejich celková hodnota činí 0,9 M Ω . Tato hodnota je rozdělena do šestice sériově spojených rezistorů. Rezistory jsou takto spojeny z důvodů napěťové přetížitelnosti. [18]

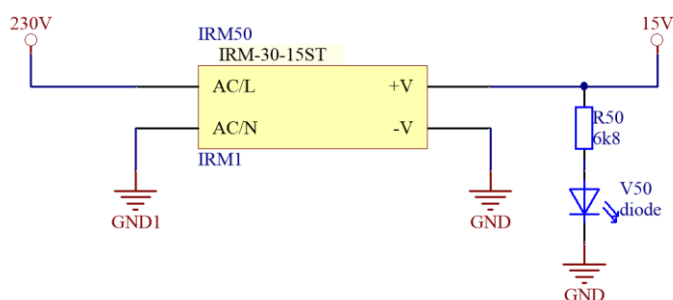


Obrázek 24:High side

3.7.1.1.4 Zdroje napětí 15 V

Byl vybrán typ IRM-30-15ST od firmy MeanWell. Jedná se o průmyslový zdroj s galvanickým oddělením. Vstupní napětí zdroje se může pohybovat od 85 do 264 V AC. Výstupní napětí je 15 V DC a výstupní proud je 2 A. Zdroj je napájen z jedné fáze přívodu a může být připojen přímo bez dalších součástek oObrázek 25. Pouze je připojena signalizační LED dioda. Zdroj je umístěn přímo na základní desce.

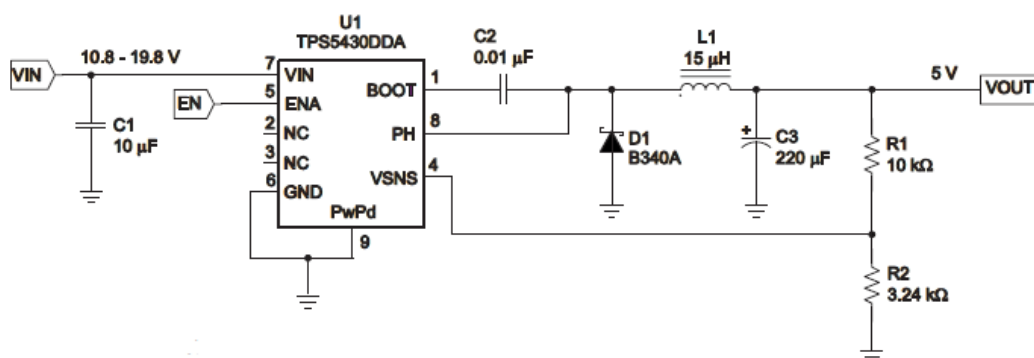
15 V zdroj napětí slouží jako napájení budících obvodů, relé pro přednabíjecí rezistor a napájení 5 V zdrojů. [19]



Obrázek 25: Schéma 15 V zdroje

3.7.1.1.5 Zdroj napětí 5 V

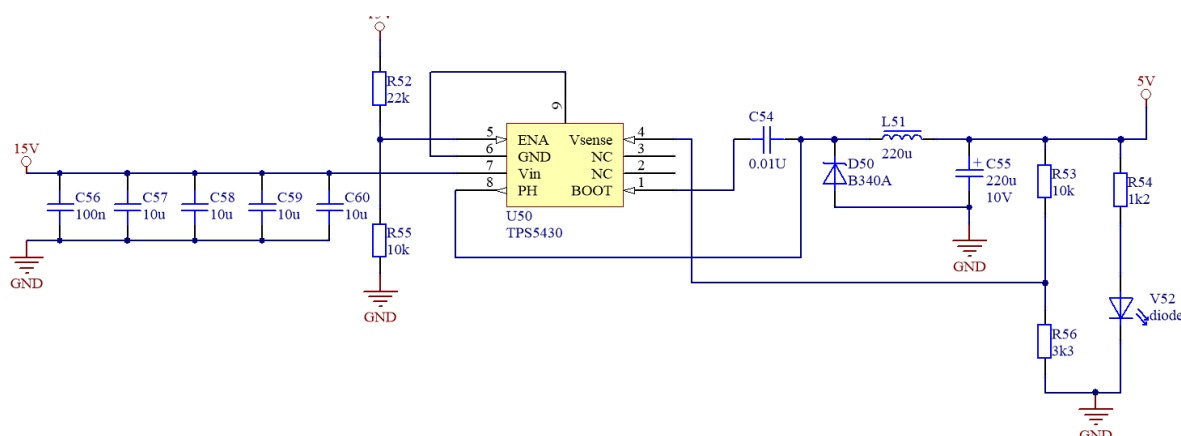
Zde byl vybrán spínaný zdroj TPS5430 od firmy Texas Instrument. Dle datasheetu k obvodu TPS5430 bylo realizováno obvodové schéma oObrázek 26, jehož parametry jsou zapsány v Tabulka 13. Tento zdroj není galvanicky oddělený. [20]



Obrázek 26: Doporučené zapojení TPS5430 [20]

Tabulka 13: Parametry TPS340 s obvodovým schématem [20]

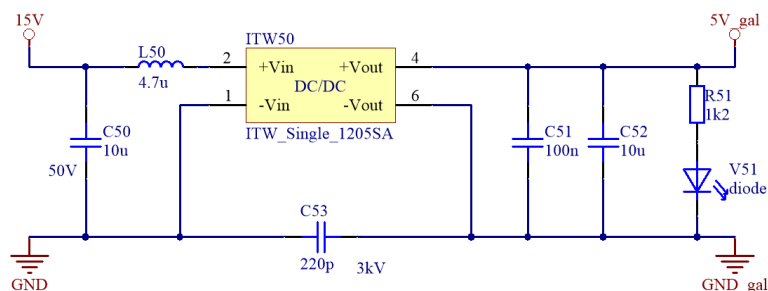
Parametr	Hodnota
Vstupní napětí	10,8-19,8 V
Výstupní napětí	5 V
Zvlnění vstupního napětí	300 mV
Zvlnění výstupního napětí	30 mV
Výstupní proud	3 A
Operační frekvence	500 kHz



Obrázek 27: Schéma 5 V zdroje

3.7.1.1.6 Zdroj napětí 5 V galvanicky oddělený

Pro měření napětí bylo potřeba galvanicky oddělit řídicí část a výkonovou část. Proto bylo potřeba vybrat galvanicky oddělený 5 V zdroj. Byl vybrán DC/DC měnič ITW1205SA, který má galvanické oddělení. Parametry ITW1205SA jsou vypsány v Tabulka 14. Obvodové schéma měniče je podle doporučení z datasheetu v Obrázek 28. [21]



Obrázek 28: Schéma 5 V galvanicky odděleného zdroje

Tabulka 14: Parametry ITW1025SA [21]

Parametr	Hodnota
Vstupní napětí	9-18 V
Výstupní napětí	5 V
Vstupní proud	20 mA (nezatížený)
	108 mA (plně zatížený)

3.7.1.1.7 Měření napětí

K měření napětí ve stejnosměrném meziobvodu byl vybrán obvod HCPL – 7520. Jedná se o izolované proudové čidlo. Průchodem proudu přes součástku dojde k poklesu napětí a tím HCPL - 7520 snímá hodnotu tohoto poklesu. Blokový diagram HCPL – 7520 je na Obrázek 29. Obvodové schéma bylo připraveno podle doporučení výrobce o Obrázek 30, ale vstupní dělič bylo potřeba dimenzovat na velikost napětí v meziobvodu (3.43). Bylo předpokládáno, že maximální napětí v meziobvodu U_{DC} je 600V (3.42).

Tabulka 15: Parametry HCPL-7520 [22]

Parametr	Hodnota
Operační teplota	-40 – 85 °C
Napájení (Vdd)	4,5 - 5,5 V
Vstupní napětí	-200 – 200 mV
Referenční napětí	4,0 -Vdd

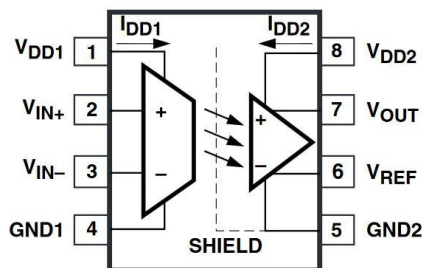
V této aplikaci není možné, aby bylo v meziobvodu záporné napětí. Bylo uvažováno, aby napětí V_{IN} bylo přibližně 150 mV. Rezistor R_2 byl zvolen 330 Ω .

Výpočet vstupního děliče R_1 :

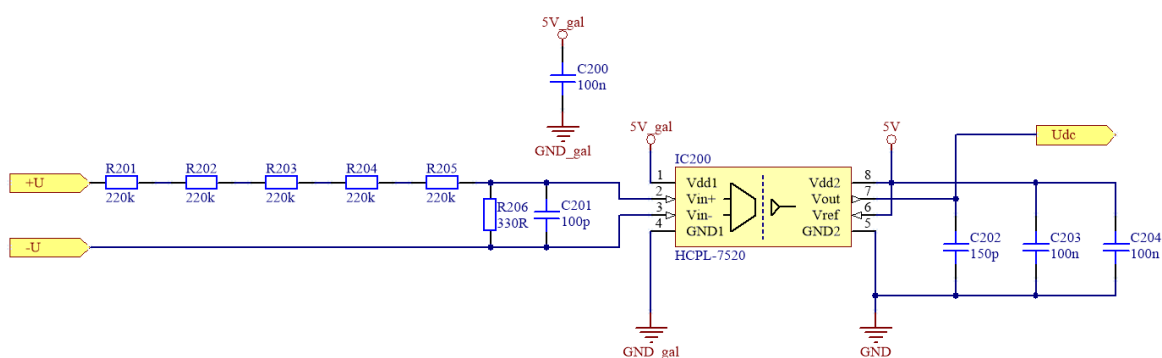
$$V_{IN} = U_{DC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad 3.42$$

$$R_1 = \frac{U_{DC} \cdot R_2 - V_{IN} \cdot R_2}{V_{IN}} = \frac{600 \cdot 330 - 150 \cdot 10^{-3} \cdot 330}{150 \cdot 10^{-3}} = 959\,760 \, \Omega \quad 3.43$$

Z vypočtené hodnoty bylo vybráno 5 rezistorů o hodnotě $R = 220 \, \text{k}\Omega$ a zapojených do série, aby bylo docíleno i správného napěťového dimenzování jednotlivých rezistorů. Při celkové hodnotě děliče $R = 1,1 \, \text{M}\Omega$, je vstupní napětí $V_{IN} = 180 \, \text{mV}$. [22]



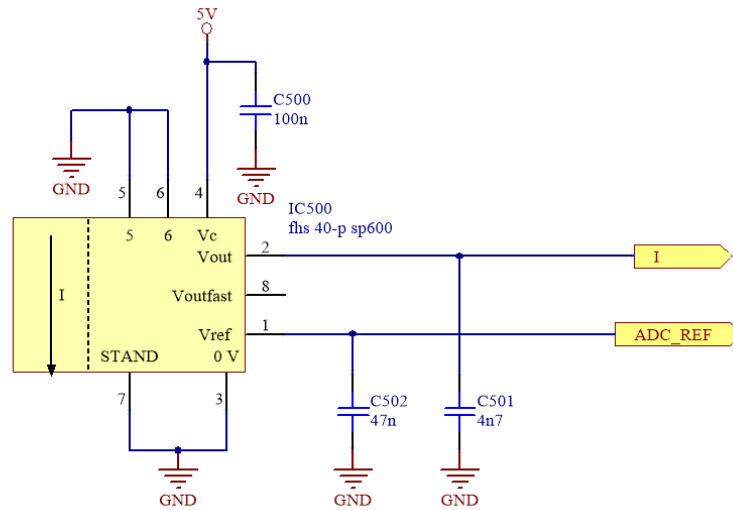
Obrázek 29: Blokový diagram HCPL – 7520 [22]



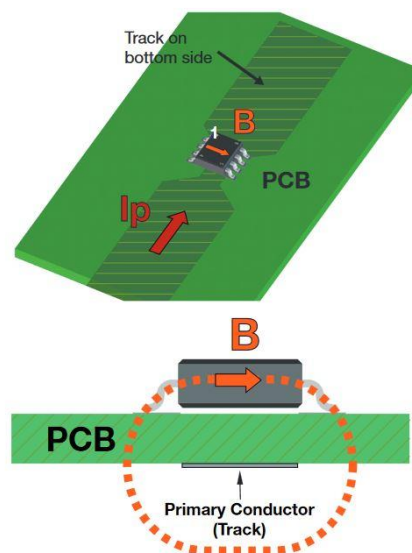
Obrázek 30: Schéma zapojení měření napětí v meziobvodu

3.7.1.1.8 Měření proudů

Pro správné řízení měniče je potřeba měřit výstupní proudy ze střídače. Pro měření těchto proudů byl vybrán obvod Fhs40-p sp600. Toto proudové čidlo funguje na principu Hallova jevu. Princip měření proudu je zobrazen na Obrázek 32. Zajímavostí tohoto čidla je, že se přikládá na desku plošného spoje a přímo nad cestu procházejícího proudu. Výhoda toho čidla je, že je galvanicky odděleno a tím pádem nemusí být napájeno z galvanicky odděleného zdroje. Zapojení tohoto čidla je podle doporučení z datasheetu součástky Obrázek 31. Výstupem je hodnota napětí v rozsahu 0-5 V. [23]



Obrázek 31: Schéma zapojení měřená výstupního proudu



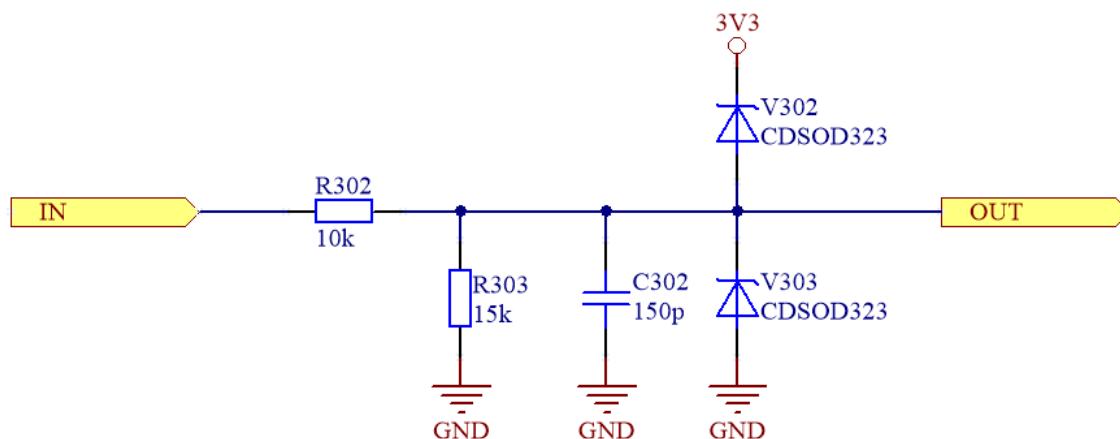
Obrázek 32: Princip měření proudu [23]

3.7.2 Prostřední deska

Na prostřední (slaboproudé) desce se především nachází přizpůsobení signálu pro řídicí mikrokontrolér, obvody pro přizpůsobení tlačítek a potenciometru k řízení aplikace, signalizační a diagnostické LED diody a konektory pro LCD displej a tlačítka.

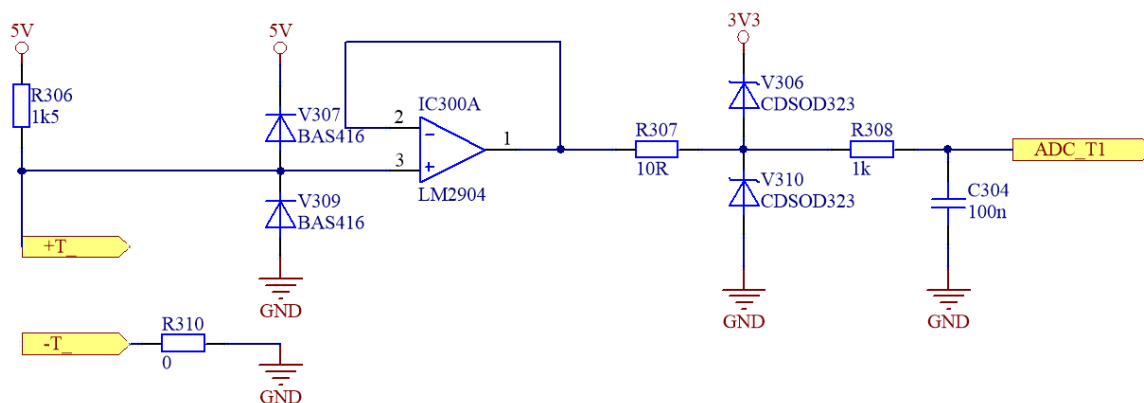
3.7.2.1.1 Analogové přizpůsobení signálu

Veškeré analogové signály musely být přizpůsobeny referenci řídicího mikrokontroléru. Jedná se o měření napětí v meziobvodu, výstupních proudů střídače a teploty IGBT modulu a hodnota potenciometru udávajícího rychlost motoru. Schéma upravující analogové signály je na Obrázek 33. Tyto analogové signály jsou v rozsahu 0 až 5 V, ale řídicí mikrokontrolér má referenční napětí 0 až 3 V. Proto musely být tyto signály sníženy na odpovídající napěťovou hladinu, toho bylo docíleno pomocí napěťového děliče. Kondenzátor paralelně spojený s analogovým signálem plní funkci filtru. Do cesty signálu jsou připojeny dvě diody, které slouží jako ochranné prvky.



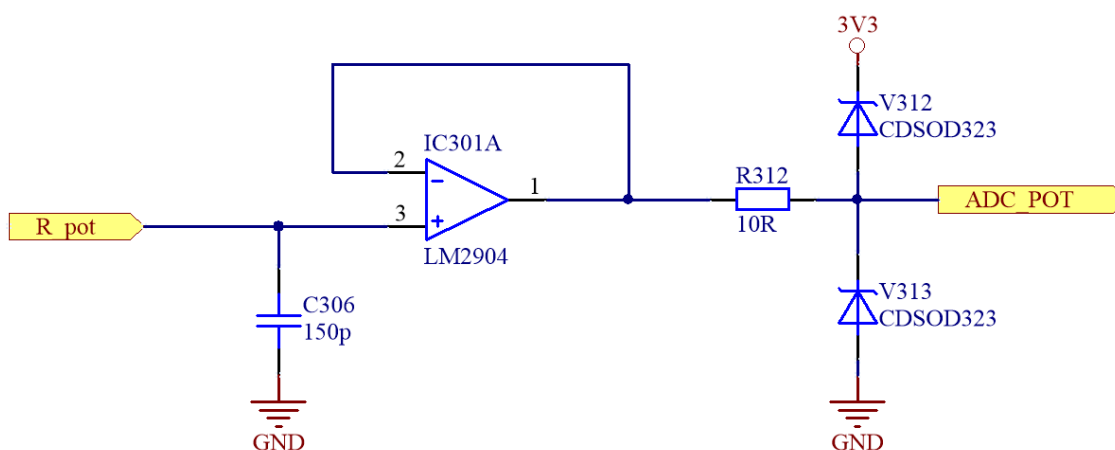
Obrázek 33: Schéma analogového přizpůsobení měřeného signálu

U měření teploty Obrázek 34 je obvod analogového přizpůsobení doplněn o operační zesilovač LM2904, v zapojení jako napěťový sledovač, který slouží k úpravě signálu. Před tímto zesilovačem jsou další ochranné diody. Vstupy T a -T jsou připojeny na IGBT modul. [24]



Obrázek 34: Schéma měření teploty

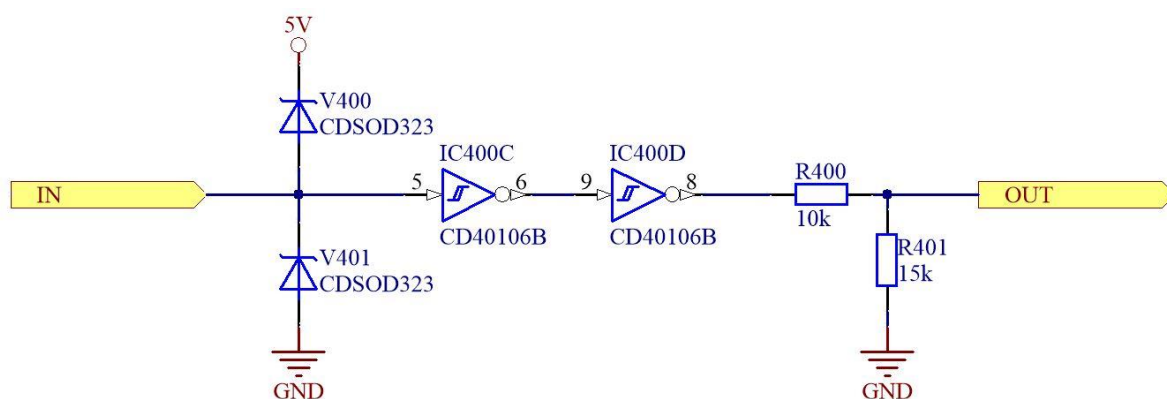
Signál od potenciometru Obrázek 35 je upravený na napětěovou hladinu 3,3 V. Napětěové přizpůsobení se nachází přímo u konektoru k potenciometru. V obvodu tohoto signálu je filtrační kondenzátor, napětěový sledovač a ochranné diody.



Obrázek 35: Schéma přizpůsobení ovládacího potenciometru

3.7.2.1.2 Přizpůsobení digitálních signálů

Toto přizpůsobení se týká signálů od čidla otáček. Signály, které přímá mikrokontrolér, nejdříve prochází přes ochranné diody. Diody jsou připojeny na napětěovou hladinu 5 V, potom jsou signály posíleny pomocí dvou Schmittových obvodů typu CD40160B. Tyto obvody jsou rail-to-rail a jsou napájeny 5 V. Tento signál musí být opět snížen na referenční napětí mikrokontroleru. K tomuto snížení dochází díky napětěovému děliči z rezistorů R400 a R401. Schéma je zobrazeno na Obrázek 36 [25]

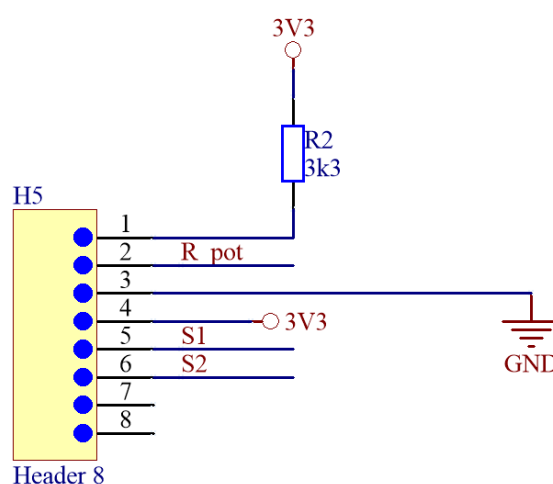


Obrázek 36: Schéma přizpůsobení digitálního signálu

3.7.2.1.3 Ovládání rychlosti a směru otáčení

K ovládání rychlosti motoru slouží potenciometr. Tento potenciometr se nenachází přímo na desce, ale bude připevněn k přednímu panelu skříně, v které bude měnič uložen a chráněn před okolním prostředím. Veškeré obvody k potenciometru budou přímo na desce, to je z důvodu snazší výměny potenciometru, kdy se pouze přes vodiče připojí nový potenciometr Obrázek 37. K ovládání je vybrán 10 k Ω potenciometr. Je napájený z napěťové hladiny 3,3 V. Pro přizpůsobení napětí pro řídicí mikrokontrolér (reference 3 V) je potenciometr zapojen v sérii s rezistorem R2 o hodnotě 3,3 k Ω . Výsledné napětí na potenciometru při plném záběru 2,5 V.

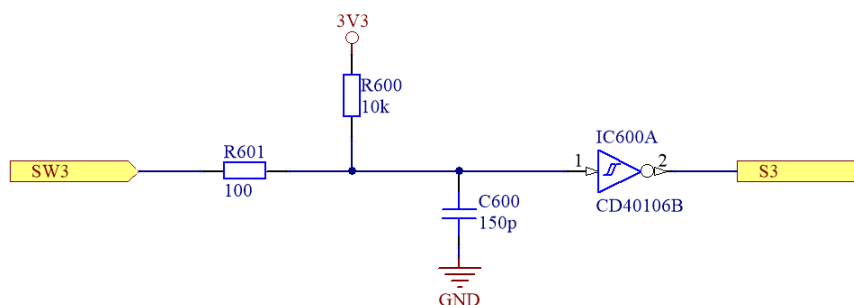
K ovládání jsou připojeny ještě dvě tlačítka, které jsou s aretací a připojeny přímo na řídicí mikrokontrolér. První tlačítko slouží jako START a STOP a druhé tlačítko slouží k přepínání směru otáčení.



Obrázek 37: Připojení ovládání rychlosti

3.7.2.1.4 Tlačítka o ovládání LCD displeje

K ovládání LCD je připraveno 6 tlačítek. Na Obrázek 38 je schéma zapojení jednoho tlačítka. Tlačítka jsou spínána napětovou hladinou 3,3 V. K odrušení slouží filtrační kondenzátor zapojený paralelně k cestě signálu. Zde zapojený Schmittův obvod CD40160B zesiluje signál, ale je napájený 3,3 V, a proto není potřeba signál snižovat na referenční hodnotu mikrokontroléru.



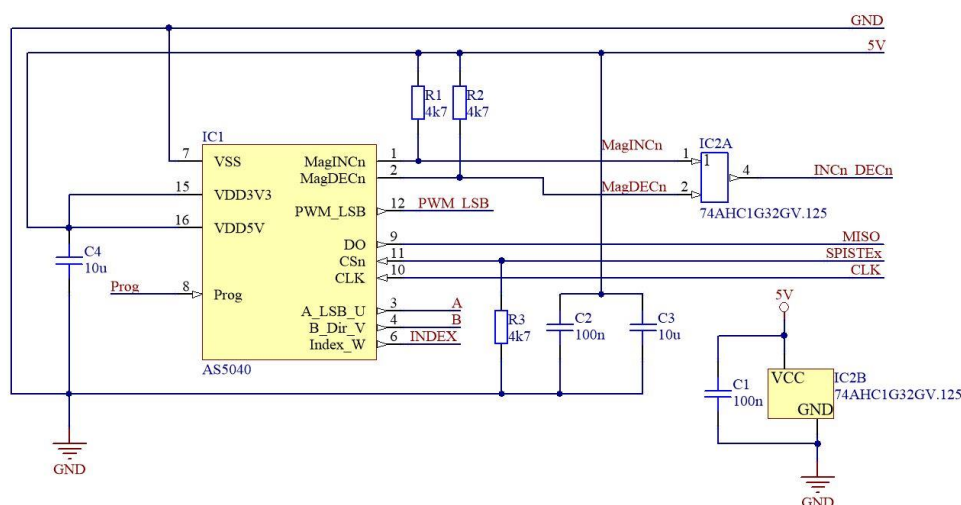
Obrázek 38: Schéma zapojení tlačítka

3.7.3 Čidlo otáček

K měření otáček asynchronního motoru je využit AS5040. Jedná se 10-ti bitový magnetický snímač. Snímač je schopen měřit přesné úhlové pootočení o 360°. K měření polohy rotoru se využívá dvoupólového magnetu, který může být umístěn na střed čipu a buď nad nebo pod snímačem. K měření absolutního úhlu se využívá úhlová poloha magnetu s rozlišením 0,35°, tedy 1024 pozic na otáčku.

Interní regulátor napětí umožňuje čipu pracovat na napájení buď 3,3 V nebo na 5 V.

Z čidla lze získávat informaci několika způsoby. Dle schéma Obrázek 39 je využívána sériová komunikace a je také možné posílat informaci pomocí QEP.

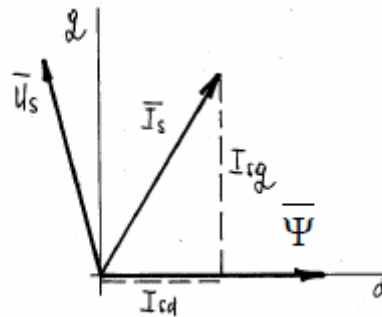


Obrázek 39: Obvodové schéma AS5040

4 Software výkonového měniče

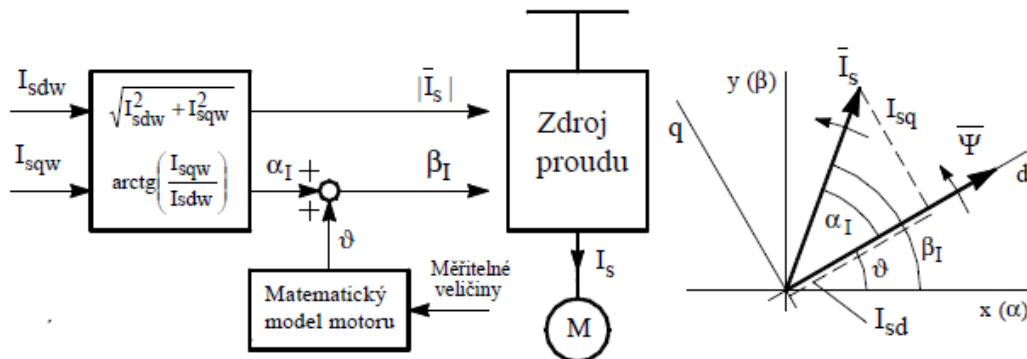
4.1 Princip vektorového řízení

Při řízení asynchronního motoru je magnetický tok určen poměrem napětí a kmitočtu. Napájecí napětí, respektive jeho kmitočet určuje otáčky naprázdno. Principem vektorového řízení je rozdělit vektor proudu Obrázek 40 do složek I_{sd} a I_{sq} . Složka proudu I_{sd} je tzv. tokotvorná a složka proudu I_{sq} je tzv. momentotvorná. [26]



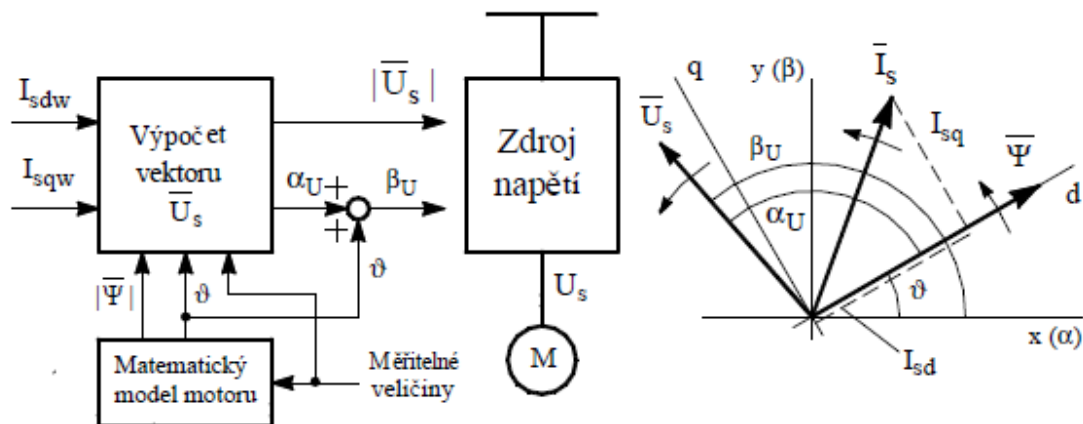
Obrázek 40: Rozdělení proudu [26]

V případě, že je asynchronní motor napájený zdrojem proudu Obrázek 41 je vnučování složek proudu I_{sq} a I_{sd} jednoduché. [26]



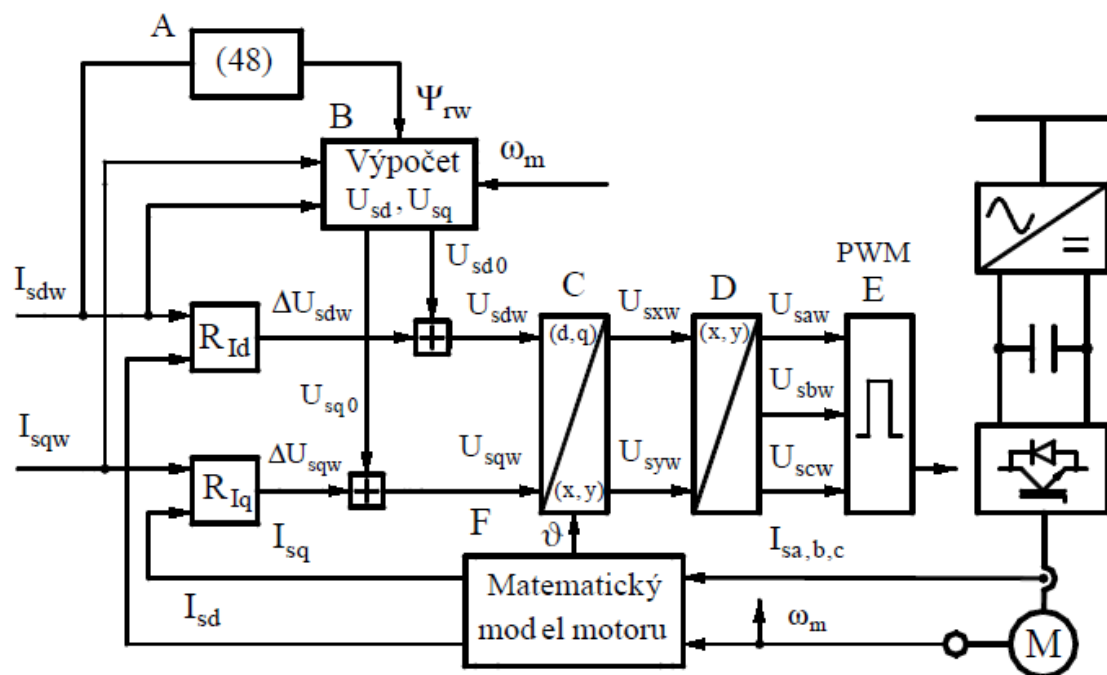
Obrázek 41: Vektroové řízení se zdrojem proudu [26]

Menší problém nastává, pokud je asynchronní motor napájený zdrojem napětí (Obrázek 42). Oddělené složky proudu se musí přepočítat pomocí řídicích algoritmů na napětí. Potom vypočtené napětí protlačí motorem požadovaný proud.



Obrázek 42 Vektorové řízení se zdrojem napětí [26]

4.2 Vektorové řízení s napěťovým střídačem



Obrázek 43: Vektorové řízení [26]

Požadované proudy I_{sdw} a I_{sqw} jsou v regulátorech R_{Id} a R_{Iq} vyhodnocovány a upravovány na složky v souřadném systému rotorového magnetického toku U_{sdw} a U_{sqw} . Bloky A, B pomáhají regulátorům s vyhodnocením požadovaných proudů. Dále musejí být složky napětí přepočítány ze souřadného systému (d, q) do systému stojícího (x, y) (4.1), (4.2): [26]

$$U_{sxw} = U_{sdw} \cdot \cos(\vartheta) - U_{sqw} \cdot \sin(\vartheta) \quad 4.1$$

$$U_{syw} = U_{sdw} \cdot \sin(\vartheta) + U_{sqw} \cdot \cos(\vartheta) \quad 4.2$$

Potom se musí složky ze stojícího souřadného systému (x, y) přepočítat na požadovaná napětí U_{saw} , U_{sbw} a U_{scw} :

$$U_{saw} = U_{sxw} \quad 4.3$$

$$U_{sbw} = -\frac{1}{2} \cdot U_{sxw} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{syw} \quad 4.4$$

$$U_{scw} = -\frac{1}{2} \cdot U_{sxw} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{syw} \quad 4.5$$

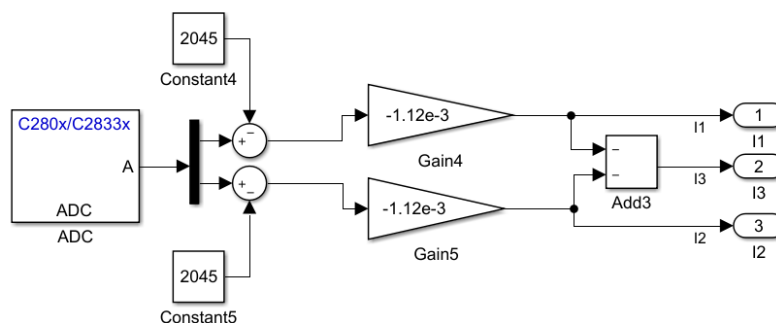
Pokud jsou vypočteny jednotlivá harmonická napětí, tak algoritmus může generovat spínací pulsy pro napěťový střídač. Matematický model motoru slouží k výpočtu složek proudu I_{sd} a I_{sq} ze skutečných naměřených hodnot a přepočítává úhel pootočení magnetického toku ϑ . [26]

4.3 Realizace vektorového řízení

Vektorové řízení bylo připravováno souběžně s přípravou hardware (HW), ale na asynchronním motoru o výkonu 0,25 kW a procesoru C2000 F28335 do Texas Instrument. Řízení bylo realizováno v prostředí Matlab/Simulink, který je schopen generovat kód pro prostředí Code Composer Studio. Toto prostředí je určeno přímo pro procesory od firmy Texas Instrument. Programování v Simulinku je mnohem rychlejší, a to díky snazšímu nastavení periferií. Nevýhodou je vygenerovaný kód pro Code Composer Studio, který je méně přehledný.

4.3.1 Měření proudů

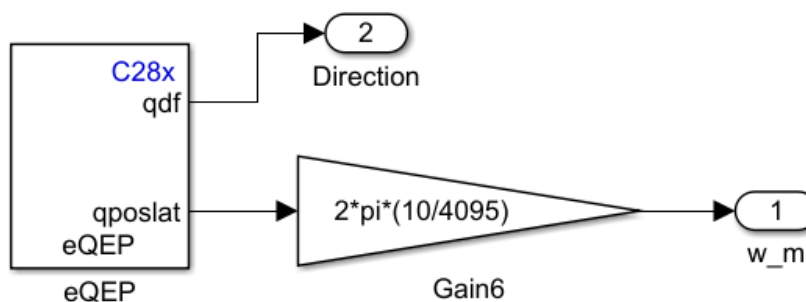
Ke správné funkci vektorového řízení je důležité měření výstupních proudů střídače. Simulační schéma je na Obrázek 44. K měření je využíván 10 bitový ADC převodník procesoru. Při měření se zapisuje do registru převodníku hodnota od 0 do 4095. Aby bylo možné měřit obě polarity proudu bylo potřeba posunout nulovou hodnotu proudu do hodnoty 2045 v registru. Potom je hodnota registru rekonstruována na aktuální hodnotu proudu. Ověření správnosti hodnoty proudu se provedlo tak, že se nastavilo proudové omezení na zdroji stejnosměrného napětí a sepnuly se tranzistory v jedné větvi střídače. Potom se proudovou sondou změřila hodnota proudu a porovnála s rekonstruovanou hodnotou.



Obrázek 44: Měření proudů

4.3.2 Měření otáček

K vyhodnocení otáček je použit modul eQEP (kvadrurní enkodér). Otáčky jsou měřeny IRC čidlem, které má 1024 pulzů za otáčku. Z čidla jsou posílány 2 signály, které mají 1024 pulzů za otáčku a jsou od sebe posunuty o 90 stupňů. Třetí posílaný signál je nulovací pulz (index pulz), tento signál posílá jeden pulz za otáčku. Aby signály byly odolnější vůči rušení jsou posílány i negace těchto signálů. QEP modul reaguje na každou hranu signálu, z čehož vyplývá, že je modul přijme 4095 pulzů za otáčku. Modul má v sobě čítač, který počítá do hodnoty 4095, poté se vynuluje. Rychlost je vyhodnocována počtem pulzů za určitý čas. Výsledná rychlost je přepočtena na $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$, simulační obvod k měření otáček je na Obrázek 45

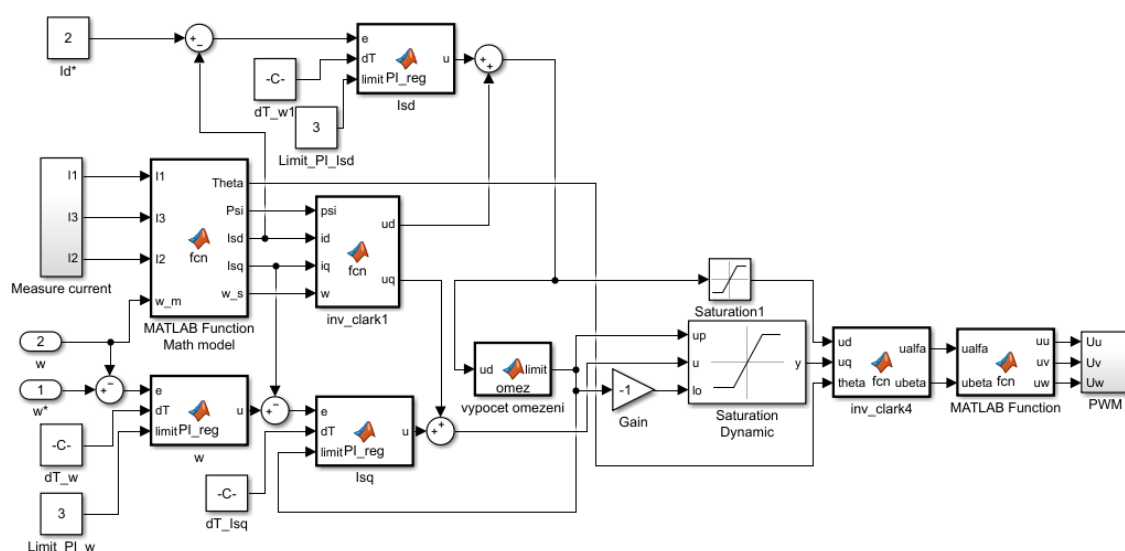


Obrázek 45: Měření otáček

4.3.3 Model vektorového řízení asynchronního motoru

Dále popisovaný model vektorového řízení se nachází na Obrázek 46. Měřené proudy a otáčky vstupují do matematického modelu asynchronního motoru. V matematickém modelu jsou vypočteny proudy I_{sq} a I_{sd} , statorový tok (Ψ), statorová úhlová rychlost a úhel pootočení magnetického toku (Θ). Do regulátoru otáček vstupuje odchylka, která je rovna rozdílu měřené rychlosti a požadované rychlosti. Výstupem regulátoru otáček je požadavek na

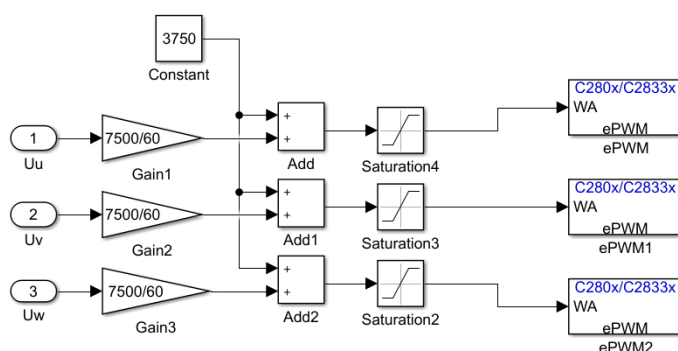
momentotvornou složku proudu. Vstupem do regulátoru I_{sq} je odchylka, která je rozdílem požadovaného proudu (z regulátoru rychlosti) a skutečného proudu (přepočteného z matematického modelu) a výstupem je požadované napětí U_q . Regulátor I_{sd} je obdobný, akorát požadavek na I_d je dán buzením motoru. Výstupy z regulátorů U_q a U_d jsou přepočítány ze souřadného systému (d, q) do stojícího systému (alfa, beta) a následně pak přepočteny na požadovaná napětí.



Obrázek 46: Model vektorového řízení

4.3.4 Nastavení periferie PWM

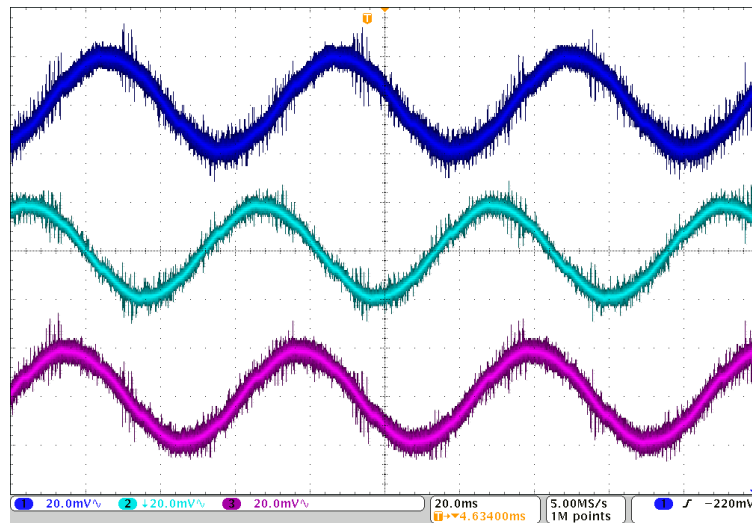
Obrázek 47 zobrazuje schéma periferie PWM. Nosným signálem je symetrická pila, která je v procesoru řešena pomocí čítače, který čítá od 0 do hodnoty 7500 a po dosažení této hodnoty čítá směrem k 0. Důležité je posunutí řídicího signálu o 3750, tedy do poloviny. Tím je vytvořena virtuální nula a je možné mít kladné i záporné řídicí napětí. Hodnota požadovaného napětí na vstupu do PWM modulu, se pohybuje v rozsahu -30 až 30 V, je rozsahově upravena na hodnoty nosného signálu, který má rozsah 0 až 7500.



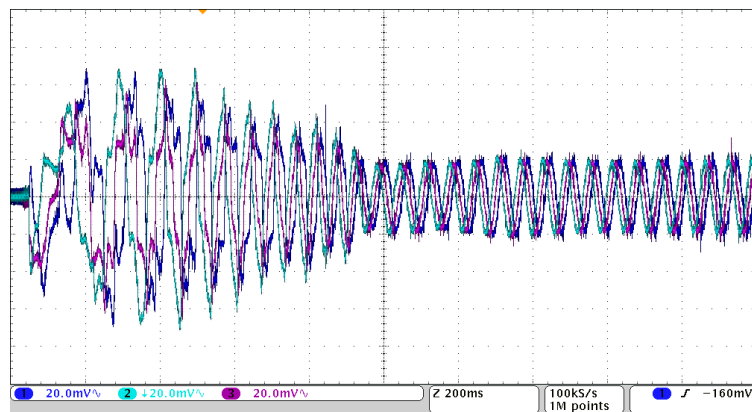
Obrázek 47: Periferie PWM

4.3.5 Výstupní průběhy z vektorového řízení

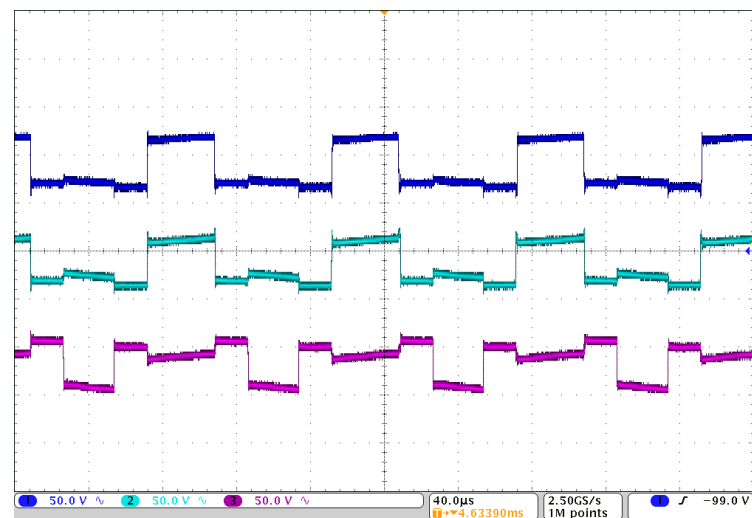
Změřené výstupní veličiny z vektorového řízení jsou zobrazeny na obrázcích: Obrázek 48, Obrázek 49, Obrázek 50.



Obrázek 48: Výstupní proudy střídače při otáčkách $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$



Obrázek 49: Fázové proudy při rozběhu motoru na otáčky $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$



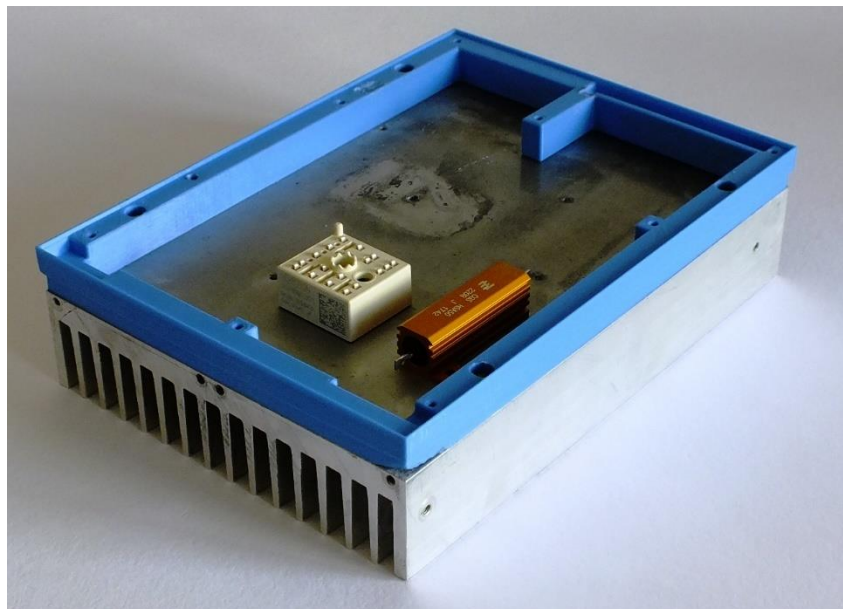
Obrázek 50: Fázová napětí střídače

5 Realizace a testování prototypu výkonového měniče

V první fázi se začaly osazovat součástky na základní desku. Veškeré osazování součástek se provádělo ručně. Nejprve se osazovaly zdroje, aby se vyzkoušela jejich funkčnost, poté se pokračovalo s ostatními součástkami od nejmenších po největší na obou deskách. Jejichž funkčnost se postupně zkoušela při osazování.

Následně bylo potřeba připevnit IGBT modul se základní deskou a přednabíjecí rezistor k chladiči. K připevnění byl připraven na 3D tiskárně rámec, který je připevněn k chladiči pomocí čtyřech šroubů M4. Rámec podepírá základní desku po celém jejím obvodu a v místě pod drivery zasahuje i do středu desky.

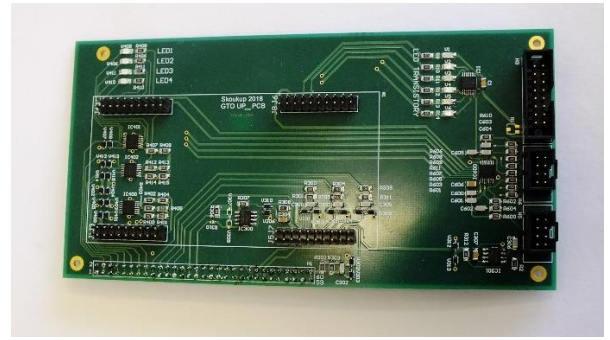
Při spouštění procesoru se objevila chyba. Problém byl se špatně zapojeným pinem procesoru. Jednalo se o Boot Pin, na který je připojeno jedno z tlačítek. Signál od tlačítka je posílen Schmittovým obvodem, který signál neguje. Pokud je tlačítko rozpojené Schmittův obvod posílá na pin procesoru logickou 1 a tím se zapíná „bootování“ procesoru, tedy procesor čeká na nahrávání kódu. Tato chyba byla odstraněna tím, že se tlačítko trvale sepnulo. V tomto stavu je na Schmittův obvod přiveden signál o hodnotě 3,3 V a signál jdoucí na bootovací pin je v logické 0.



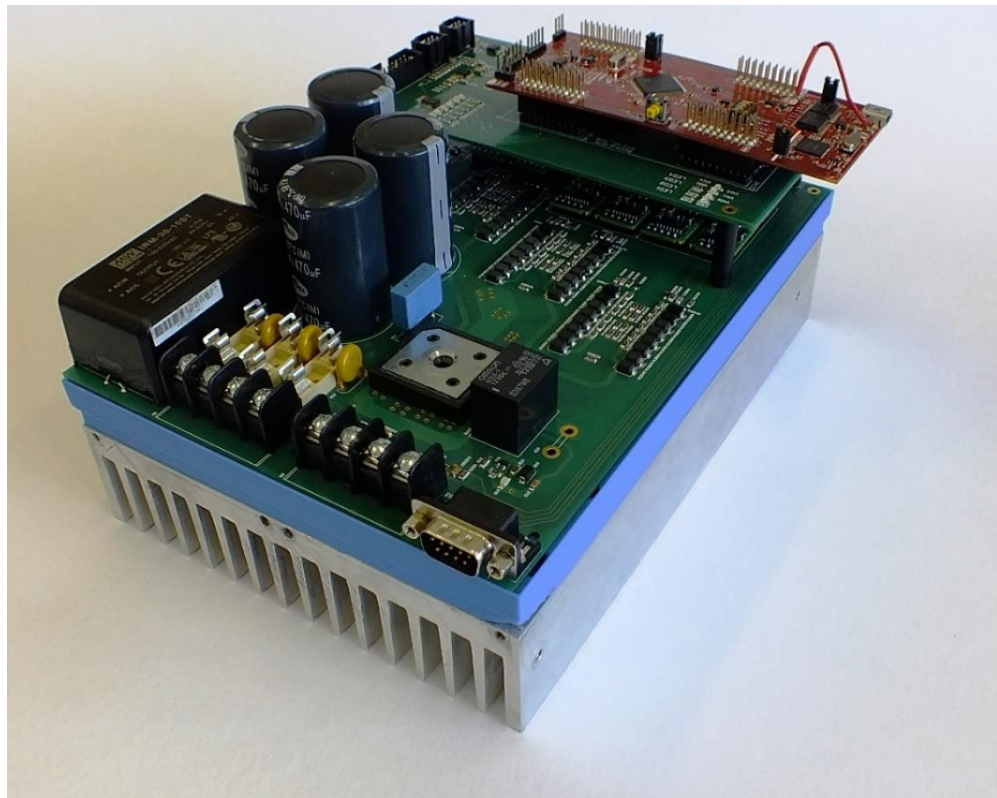
Obrázek 51: Připevnění plastového rámce k chladiči



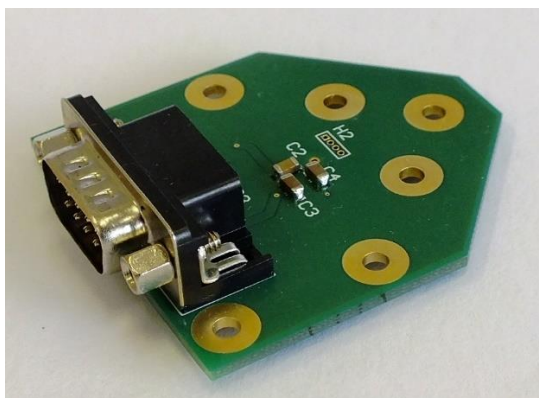
Obrázek 52: Základní deska



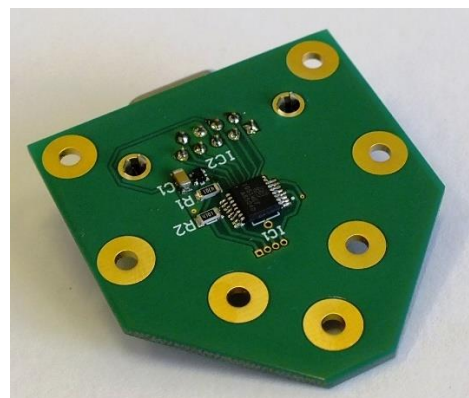
Obrázek 53: Prostřední deska



Obrázek 54: Výkonový měnič



Obrázek 55: Čidlo otáček



Obrázek 56: Čidlo otáček

Závěr

Hlavním cílem diplomové práce bylo realizovat výkonový měnič vhodný pro aplikace s asynchronními motory. Tento měnič je napájený z třífázové soustavy 3x400 V. Výkonový měnič je navrhnuto pro asynchronní motor o výkonu 1,1 kW. Hlavní výkonovou částí měniče je IGBT modul 03NAC126V1 od firmy Semikron, který je dimenzovaný na kolektorový proud 16 A a napětí 1200 V. Dále je v práci vypočten celkový ztrátový výkon tohoto modulu, který má hodnotu 40,2 W. Následně bylo navrhnuto chlazení IGBT modulu, byl vybrán chladič SK 412 s tepelným odporem 0,5 K/W. Hodnota teploty tranzistoru v modulu při jmenovitém proudu 2 A je 65,5 °C. Filtrační kondenzátor byl navrhnuto dle střední hodnoty proudu odebíraného střídačem. Jeho hodnota činí 470 µF. V meziobvodu jsou použity čtyři kondenzátory o kapacitě 470 µF a napětí 450 V. Filtrační kondenzátory jsou použity čtyři a jsou řazeny sério-paralelně, tím zůstala zachována celková kapacita 470 µF, ale bylo zvýšeno napěťové přetížení. Při prvotním nabíjení kondenzátorové baterie ve stejnosměrném meziobvodu je proudový impuls omezen výkonovým přednabíjecím rezistorem 220 Ω. Při vypnutí výkonového měniče je zajištěno vybíjení filtračních kondenzátorů, které se vybíjejí do čtyřech rezistorů 650 kΩ. K řízení výkonového měniče byl vybrán vývojový kit od firmy Texas Instrument LAUNCHPADXL – F28377S, který je vhodný pro pohonářské aplikace. Dále byl vybrán driver 2SC0108T2B0. V měniči jsou použity tyto drivery tři, protože jeden driver je schopen ovládat půlmůstek. K napájení těchto driverů slouží 15 V zdroj napětí IRM-30-15ST. Tento zdroj dále napájí 5 V spínaný zdroj napětí TPS5430 a 5 V zdroj ITW1205SA, který je galvanicky oddělený. ITW1205SA slouží k napájení obvodu pro měření napětí ve stejnosměrném meziobvodu HCPL-750. Řídící mikrokontrolér, měření výstupních proudů, Schmittovy obvody a operační zesilovače jsou napájeny ze spínaného 5 V zdroje napětí. Měření proudů se provádí pomocí fhs40-p sp600, které pracuje na principu Hallova jevu. Ke všem těmto vybraným komponentům bylo nutné navrhnout obvodové schéma. Při tomto návrhu bylo vycházeno z doporučení od výrobce, ale bylo potřeba upravit signály pro referenci řídicího mikrokontroléru (3 V). Po návrhu všech schémat byly navrhnuty desky plošného spoje. Základní i prostřední deska je čtyř vrstvá. Základní deska je spojena s chladičem přes plastový rám. Prostřední deska je spojena konektorem a pomocí distančních sloupků. Vývojový kit je připojen na prostřední desku pomocí čtyř konektorů. Součástky byly osazeny ručně a při osazování se objevily chyby. Některé footprinty měli menší rozměry než součástky, tyto chyby se ale bez problémů opravily. Při osazování se postupně zkušela funkčnost napěťových zdrojů, které pracují správně. Po opravě chyby se špatně připojeným pinem procesoru (Boot Pin), byl

nahrán jednoduchý kód k otestování PWM periférii. Na nosné signály byla posílána konstantní komparační hodnota a byly sledovány pulsy posílané z procesoru na drivery. Další testování výkonového měniče se z časových důvodů nestihlo

K měření otáček slouží obvod AS5040, který je osazen na univerzální dvouvrstvé desce. Tuto desku je možno připevnit k jakémukoliv motoru.

Z důvodu prodlevy doručení součástí bylo řízení asynchronního motoru připraveno na jiném zařízení. Software se vytvářel v programu Matlab/Simulink.

Dalším cílem této práce je vylepšení funkcí tohoto měniče pro snadnější užívání. Do řízení by bylo vhodné zakomponovat různé režimy udržování momentu. Dále je připraven konektor k připojení LCD displeje, na který je v plánu zobrazovat otáčky motoru, teplotu IGBT modulu a režim, ve kterém motor pracuje.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. *Výkonová elektronika*. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [2] The MOSFET. *ElectronicsTutorials* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: https://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran_6.html
- [3] InsulatedGateBipolar Transistor. *ElectronicsTutorials* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws/power/insulated-gate-bipolar-transistor.html>
- [4] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [5] SKiiP 03NAC126V1. *Semikron* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skiip-03nac126v1-25230870/>
- [6] FLAJTINGR, Jiří a Lumír KULE. *Elektrické pohony se střídavými motory a polovodičovými měniči*. 2., upr. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2005. ISBN 80-704-3354-X.
- [7] WINTRICH, Arendt, Ulrich NICOLAI, Werner TURSKY a Tobias REIMANN. *ApplicationManualPowerSemiconductors*. 2. doplněné vydání. Ilmenau: ISLE Verlag, 2015. ISBN 978-3-938843-83-3.
- [8] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994. ISBN 80-708-2136-1.
- [9] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické servopohony* [online]. [cit. 2018-05-21]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=33400

- [10] SiC Transistor Basics. *PowerElectronics* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.powerelectronics.com/discrete-power-semis/sic-transistor-basics-faqs>
- [11] Aplikace z pohledu SiC. *DPS Elektronika od A do Z* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.dps-az.cz/soucastky/id:3287/aplikace-z-pohledu-sic>
- [12] Moderní výkonové polovodičové prvky a jejich aplikační možnosti. *ELEKTRO časopis pro elektroniku* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/moderni-vykonove-polovodicove-prvky-a-jejich-aplikacni-moznosti--14473>
- [13] MOSFET vs. IGBT: vědomá volba. *Vyvoj.hw.cz profesionální elektronika* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/vykonove-obvody/mosfet-vs-igbt-vedoma-volba.html>
- [14] MOSFET Amplifier. *ElectronicsTutorials* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/mosfet-amplifier.html>
- [15] SK 412. *Fischer elektronik* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: [http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20lisovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/PR/SK412_/\\$productCard/parameters/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20lisovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/PR/SK412_/$productCard/parameters/index.xhtml)
- [16] LAUNCHXL - F288377SOVeriew. *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/sprui25c/sprui25c.pdf>
- [17] TMS320F2837xS. In: *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/content/dam/ticom/images/products/ic/microcontrollers/performance/diagram/TMS320F2837xS-block-diagram-25080.png>

- [18] 2SC0108T Description&ApplicationManual. *CONCEPT* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/575530.pdf>
- [19] IRM - 30 - 15ST. *MEAN WELL* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/510a351cf6a8defa7e3d6314c455c389/Mean%20Well%20FULL.pdf>
- [20] TPS 543x. *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps5430.pdf>
- [21] ITW 1205SA. *XP Power* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: https://www.xppower.com/portals/0/pdfs/SF_ITW.pdf
- [22] HCPL - 7520. *Agilent* [online]. [cit. 2018-05-20]. 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
- [23] FHS 40 - P/SP600. *LEM* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/fhs%2040-p%20sp600.pdf
- [24] LM 2904. *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2904.pdf>
- [25] CD40160B. *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/schs103c/schs103c.pdf>
- [26] ZEMAN, Karel. *Automatická regulace pohonů: Výtah z přednášek*. 2013.

- [27] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu* [online]. 1. BEN, 2002, s. 184 [cit. 2018-05-27]. ISBN http://www.ben.cz/_d/ukazka/121106u.pdf. Dostupné z: http://www.ben.cz/_d/ukazka/121106u.pdf
- [28] PEROUTKA, Zdeněk a Jan MICHALÍK. *Proudový pulzní usměrňovač: Fyzikální princip, obvodové řešení a algoritmy regulace* [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://courseware.zcu.cz/portal/studium/courseware/kev/ves/cviceni.html>
- [29] ČERNÍK, Martin. *Výkonová elektronika*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2014. ISBN 978-80-7494-160-3.
- [30] AC/DC Converters - Rectifiers. *DAENotes* [online]. [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <https://www.daenotes.com/electronics/basic-electronics/ac-dc-converters-rectifiers>

Seznam obrázků

OBRÁZEK 1: NAPĚŤOVÝ NEPŘÍMÝ MĚNIČ KMITOČTU	13
OBRÁZEK 2: VARIANTA S DIODOVÝM USMĚRŇOVAČEM A S BRZDNÝM REZISTOREM [9]	14
OBRÁZEK 3: ANTIPARALELNÍ SPOJENÍ USMĚRŇOVAČŮ V APLIKACI SE STEJNOSMĚRNÝM MOTOREM [30]	14
OBRÁZEK 4: JEDNOFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ USMĚRŇOVAČ [27].....	15
OBRÁZEK 5: PROUDOVÝ NEPŘÍMÝ MĚNIČ KMITOČTU.....	15
OBRÁZEK 6: JEDNOFÁZOVÝ PROUDOVÝ PULSNÍ USMĚRŇOVAČ [28]	16
OBRÁZEK 7: ZAPOJENÍ MATICOVÉHO MĚNIČE [29]	16
OBRÁZEK 8: MOSFET TRANZISTOR [14]	17
OBRÁZEK 9: EKVIVALENTNÍ OBVOD IGBT TRANZISTORU A ZNAČKA IGBT TRANZISTORU [3]..	18
OBRÁZEK 10: STOJATÉ LEŠTÍCÍ ZAŘÍZENÍ	20
OBRÁZEK 11: POROVNÁNÍ IGBT A MOSFET TRANZISTORŮ [13]	23
OBRÁZEK 12: FÁZOVÉ PROUDY ODEBÍRANÉ ASYNCHRONNÍM MOTOREM.....	26
OBRÁZEK 13: NABÍJECÍ PROUD FILTRAČNÍHO KONDENZÁTORU	26
OBRÁZEK 14: NAPĚTÍ NA FILTRAČNÍM KONDENZÁTORU	27
OBRÁZEK 15: PRŮBĚH PROUDU USMĚRŇOVAČEM.....	29
OBRÁZEK 16:CHLADIČ, HODNOTA TEPelnÉHO ODPORU CHLADIČE [15].....	32
OBRÁZEK 17:PRŮBĚH TEPLoty ZE SIMULACE V SEMISELU.....	33
OBRÁZEK 18:DIAGRAM TMS320F2837xS[17].....	34
OBRÁZEK 19: BLOKOVÉ SCHÉMA VÝKONOVÉHO MĚNIČE	34
OBRÁZEK 20: SCHÉMA SILOVÉ ČÁSTI.....	35
OBRÁZEK 21: SCHÉMA ODDĚLENÍ PE OD GND1	36
OBRÁZEK 22: SCHÉMA STEJNOSMĚRNÉHO MEZIOBVODU.....	36
OBRÁZEK 23: SLABOPROUDÁ ČÁST BUDIČE	38
OBRÁZEK 24:HIGH SIDE.....	39
OBRÁZEK 25: SCHÉMA 15 V ZDROJE	40
OBRÁZEK 26: DOPORUČENÉ ZAPOJENÍ TPS5430 [20].....	40
OBRÁZEK 27: SCHÉMA 5 V ZDROJE	41
OBRÁZEK 28: SCHÉMA 5 V GALVANICKY ODDĚLENÉHO ZDROJE	41
OBRÁZEK 29: BLOKOVÝ DIAGRAM HCPL – 7520 [22]	43

OBRÁZEK 30: SCHÉMA ZAPOJENÍ MĚŘENÍ NAPĚTÍ V MEZIIOBVODU	43
OBRÁZEK 31: SCHÉMA ZAPOJENÍ MĚŘENÁ VÝSTUPNÍHO PROUDU	44
OBRÁZEK 32: PRINCIP MĚŘENÍ PROUDU [23]	44
OBRÁZEK 33: SCHÉMA ANALOGOVÉHO PŘIZPŮSOBENÍ MĚŘENÉHO SIGNÁLU	45
OBRÁZEK 34: SCHÉMA MĚŘENÍ TEPLoty	46
OBRÁZEK 35: SCHÉMA PŘIZPŮSOBENÍ OVLÁDACÍHO POTENCIOMETRU	46
OBRÁZEK 36: SCHÉMA PŘIZPŮSOBENÍ DIGITÁLNÍHO SIGNÁLU	47
OBRÁZEK 37: PŘIPOJENÍ OVLÁDÁNÍ RYCHLOSTI	47
OBRÁZEK 38: SCHÉMA ZAPOJENÍ TLAČÍTKA	48
OBRÁZEK 39: OBVODOVÉ SCHÉMA AS5040	48
OBRÁZEK 40: ROZDĚLENÍ PROUDU [26].....	49
OBRÁZEK 41: VEKTROVOÉ ŘÍZENÍ SE ZDROJEM PROUDU [26]	49
OBRÁZEK 42 VEKTROVOÉ ŘÍZENÍ SE ZDROJEM NAPĚTÍ [26].....	50
OBRÁZEK 43:VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ [26]	50
OBRÁZEK 44: MĚŘENÍ PROUDŮ	52
OBRÁZEK 45: MĚŘENÍ OTÁČEK.....	52
OBRÁZEK 46: MODEL VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ	53
OBRÁZEK 47: PERIFERIE PWM.....	53
OBRÁZEK 48: VÝSTUPNÍ PROUDY STRÍDAČE PŘI OTÁČKÁCH $50 \text{ RAD} \cdot \text{S}^{-1}$	54
OBRÁZEK 49: FÁZOVÉ PROUDY PŘI ROZBĚHU MOTORU NA OTÁČKY $50 \text{ RAD} \cdot \text{S}^{-1}$	54
OBRÁZEK 50: FÁZOVÁ NAPĚTÍ STRÍDAČE.....	54
OBRÁZEK 51: PŘIPEVNĚNÍ PLASTOVÉHO RÁMCE K CHLADIČI	55
OBRÁZEK 52: ZÁKLADNÍ DESKA	56
OBRÁZEK 53: PROSTŘEDNÍ DESKA	56
OBRÁZEK 54: VÝKONOVÝ MĚNIČ	56
OBRÁZEK 55: ČIDLO OTÁČEK	56
OBRÁZEK 56: ČIDLO OTÁČEK	56

Seznam tabulek

TABULKA 1: POROVNÁNÍ VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ [3]	19
TABULKA 2: ŠTÍTEK MOTORU	21
TABULKA 3: IGBT MODUL SEMIKRON 03NAC126V1 [5]	24
TABULKA 4: ZTRÁTY NA STRÍDAČI	31
TABULKA 5: ZTRÁTY NA USMĚRŇOVAČI.....	31
TABULKA 6: ZTRÁTY NA STRÍDAČI V SEMISELU.....	31
TABULKA 7: ZTRÁTY NA USMĚRŇOVAČI V SEMISELU	31
TABULKA 8: TEPLoty SOUČÁSTEK VYPOČTENÉ V SEMISELU.....	33
TABULKA 9: DRIVER [18]	37
TABULKA 10: SEZNAM PINŮ NA PRIMÁRNÍ STRANĚ [18]	37
TABULKA 11: LOGICKÉ ÚROVNĚ NASTAVENÍ DRIVERU [18].....	38
TABULKA 12: SEZNAM PINŮ NA SEKUNDÁRNÍ STRANĚ.....	39
TABULKA 13: PARAMETRY TPS340 S OBVODOVÝM SCHÉMATEM [20]	41
TABULKA 14: PARAMETRY ITW1025SA [21]	42
TABULKA 15: PARAMETRY HCPL-7520 [22]	42

Přílohy

Příloha A - Seznam součástek obvodového schéma čidla otáček

Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
100n	capacitor	C1, C2	sm_cap_1206	2
10u	capacitor	C3, C4	sm_cap_1206	2
DSUB_9F	Receptacle Assembly, 9 Position, Right Angle	H1	DSUB1.385-2H9	1
Header 4	Header, 4-Pin	H2	MHDR1X4	1
AS5040	Programmable Magnetic Rotary Encoder (10Bit 360°)	IC1	sm_io_ssop16_pit26_w210	1
74AHC1G32GV.125	OR	IC2	sm_io_sot353	1
4k7	resistor	R1, R2, R3	sm_res_1206	3

Příloha B - Seznam součástek základní desky

No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
1	470u	capacitor electrolyt	C10, C11, C13, C14	kondenzator	4
2	200n	capacitor	C12	TH_CAP_pit590_W236_L708_H472	1
3	100n	capacitor, capacitor electrolyt	C15, C51, C56, C102D1, C102D2, C102D3, C104D1, C104D2, C104D3, C105D1, C105D2, C105D3, C200, C203, C204, C500I1, C500I2, C500I3	sm_cap_1206	18
4	100n	capacitor	C16	TH_CAP_PIT295_d435	1
5	10u	capacitor, capacitor electrolyt	C50, C52, C57, C58, C59, C60, C106D1, C106D2, C106D3, C107D1, C107D2, C107D3	sm_cap_1206	12
6	220p	capacitor	C53	sm_cap_1812_H73	1
7	0.01U	capacitor	C54	sm_cap_1206	1
8	220u	capacitor electrolyt	C55	sm_cap_1206	1
9	100p	capacitor	C100D1, C100D2, C100D3, C101D1, C101D2, C101D3, C201	sm_cap_1206	7
10	220n	capacitor	C103D1, C103D2, C103D3	sm_cap_1206	3
11	22p	capacitor	C120H1, C120H2, C120H3, C121H1, C121H2, C121H3	sm_cap_1206	6
12	150p	capacitor	C202	sm_cap_1206	1
13	4n7	capacitor	C501I1, C501I2, C501I3	sm_cap_1206	3
14	47n	capacitor	C502I1, C502I2, C502I3	sm_cap_1206	3
15	10MQ100	Diode	D10	sm_dio_SMA	1
16	B340A	Diode schottky	D50	sm_dio_SMA	1
17	2SC0108T2B0-17	Dual channel driver core (CONCEPT)	DR100D1, DR100D2, DR100D3	2SC0108T2B0-17	3
18	16A	fuse with holder	F10, F11, F12	th_pdv_htc15m	3
19	Header 30x2	Header, 30-Pin, Dual row	H1	HDR2X30	1

No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
20	Header 4	Header, 4-Pin	H2, H3	TH_CON_4PIN_PIT375_TE_6P CV	2
21	DSUB_9 F	Receptacle Assembly, 9 Position, Right Angle	H4	DSUB1.385-2H9	1
22	Heatsink_ 2p	Heatsink 2- pads	HS10	Chladic	1
23	IGBT_m odul		IC10	IGBT_modul	1
24	CD40106 B	Six high-to- low level logic converters, single supply	IC100D1, IC100D2, IC100D3	sm_IO_TSSOP1 4_pit26_w170	3
25	HCPL- 7520		IC200	SM_OPT_DIP8_ PIT100_W250_1 385	1
26	fhs 40-p sp600		IC500I1, IC500I2, IC500I3	fhs-40-p	3
27	IRM1		IRM50	Zdroj_15V	1
28	ITW_Sin gle_1205 SA	XP Power ITW Series Single 1W DC/DC Module	ITW50	TH_MOD_DCD C_ITW	1
29	4.7u	inductor	L50	SM_IND_74403 1220	1
30	220u	inductor	L51	sm_ind_1210	1
31	220R	resistor	R10	Vykonovy rezistor	1
32	650k	resistor	R11, R12, R13, R14	SM_RES_2512	4
33	100	resistor	R15	sm_res_1206	1
34	3k3	resistor	R16, R17, R56	sm_res_1206	3
35	6k8	resistor	R50	sm_res_1206	1
36	1k2	resistor	R51, R54	sm_res_1206	2
37	22k	resistor	R52, R132H1, R132H2, R132H3, R146H1, R146H2, R146H3	sm_res_1206	7
38	10k	resistor	R53, R55, R102D1, R102D2, R102D3, R103D1, R103D2, R103D3, R105D1, R105D2, R105D3,	sm_res_1206	14

No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
			R106D1, R106D2, R106D3		
39	4k7	resistor	R100D1, R100D2, R100D3, R101D1, R101D2, R101D3	sm_res_1206	6
40	2k7	resistor	R104D1, R104D2, R104D3, R107D1, R107D2, R107D3	sm_res_1206	6
41	150k	resistor	R108D1, R108D2, R108D3, R120H1, R120H2, R120H3, R121H1, R121H2, R121H3, R122H1, R122H2, R122H3, R123H1, R123H2, R123H3, R124H1, R124H2, R124H3, R134H1, R134H2, R134H3, R135H1, R135H2, R135H3, R136H1, R136H2, R136H3, R137H1, R137H2, R137H3, R138H1, R138H2, R138H3, R139H1, R139H2, R139H3	sm_res_1206	36
42	68k	resistor	R109D1, R109D2, R109D3, R110D1, R110D2, R110D3, R127H1, R127H2, R127H3, R141H1, R141H2, R141H3	sm_res_1206	12
43	1M5	resistor	R125H1, R125H2, R125H3	sm_res_1206	3
44	120k	resistor	R126H1, R126H2, R126H3, R140H1, R140H2, R140H3	sm_res_1206	6
45	9R	resistor	R128H1, R128H2, R128H3, R129H1, R129H2, R129H3, R130H1, R130H2, R130H3, R131H1, R131H2, R131H3, R142H1, R142H2, R142H3, R143H1,	sm_res_1206	24

No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
			R143H2, R143H3, R144H1, R144H2, R144H3, R145H1, R145H2, R145H3		
46	0R	resistor	R133H1, R133H2, R133H3	sm_res_1206	3
47	10	resistor	R200	sm_res_1206	1
48	220k	resistor	R201, R202, R203, R204, R205	sm_res_1206	5
49	330R	resistor	R206	sm_res_1206	1
50	G5LE1	relay_1switch _5pin	Re10	TH_REL_G5LE -1	1
51	Si2304D DS		T10	SM_TRA_SOT2 3	1
52	TPS5430	Step down DC-DC converter	U50	SM_IO_SOIC8_ PIT50	1
53	diode	Diode LED	V10, V50, V51, V52	sm_dio_1206_w	4
54	VAR 230V	varistor	V11, V12, V13	TH_PDV_VAR_ PIT75m_D100m _H180m	3
55	BAS416	Diode	V120H1, V120H2, V120H3, V129H1, V129H2, V129H3	sm_dio_SOD323	6
56	TVS SMBJ130 CA-B3	Diode transil bidir	V121H1, V121H2, V121H3, V130H1, V130H2, V130H3	SM_DIO_SMB	6
57	TVS SMBJ130 A-TR	Diode zener	V122H1, V122H2, V122H3, V123H1, V123H2, V123H3, V124H1, V124H2, V124H3, V125H1, V125H2, V125H3, V126H1, V126H2, V126H3, V131H1, V131H2, V131H3, V132H1, V132H2, V132H3, V133H1, V133H2, V133H3, V134H1, V134H2, V134H3, V135H1, V135H2, V135H3	SM_DIO_SMB	30

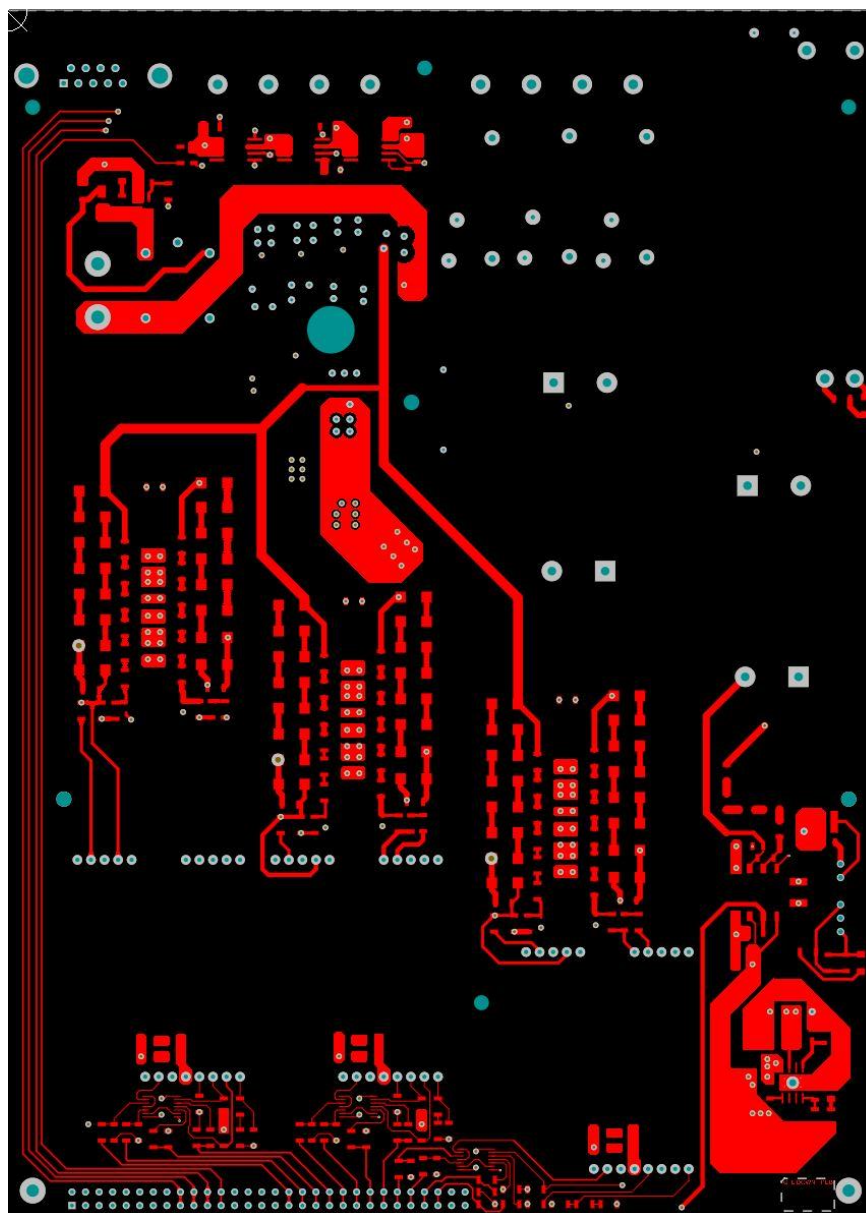
No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
58	STPS340 U	Diode schottky	V127H1, V127H2, V127H3, V136H1, V136H2, V136H3	SM_DIO_SMB	6
59	13V	Diode transil bidir	V128H1, V128H2, V128H3, V137H1, V137H2, V137H3	SM_DIO_SMB	6

Příloha C - Seznam součástek prostřední desky

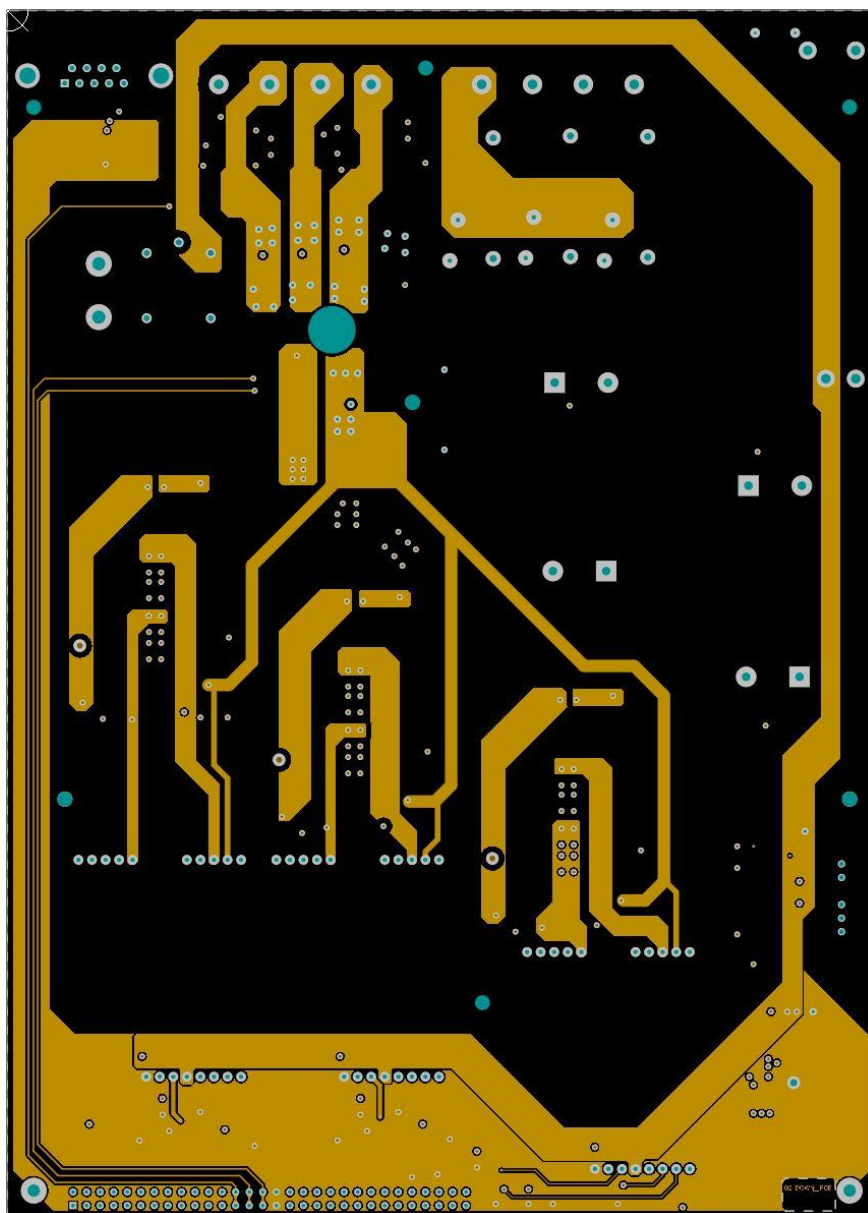
No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
1	Delfino_TMS 320F28377S		IC1	Launchpad - duplicate	1
2	100n	capacitor electrolyt, capacitor	C1, C301, C304, C307, C400, C401, C402, C606	sm_cap_1206	8
3	150p	capacitor	C300, C302, C303, C305, C306, C600, C601, C602, C603, C604, C605	sm_cap_1206	11
4	Header 30x2	Header, 30- Pin, Dual row	H1	HDR2X30	1
5	Header 16	Header, 16- Pin	H3	TH_CON_head er_T821x16xx S1	1
6	Header 8	Header, 8- Pin	H5, H6	TH_CON_head er_T821x08xx S1	2
7	CD40106B	Six high-to- low level logic converters, single supply	IC1, IC400, IC401, IC402, IC600	sm_IO_TSSOP 14_pit26_w170	5
8	LM2904	Opamp	IC300, IC301	SM_IO_SOIC8 _PIT50	2
9	10k	resistor	R1	sm_res_trim_p vz3a	1
10	3k3	resistor	R2	sm_res_1206	1
11	0	resistor	R3, R4, R5, R6, R7, R8, R15, R310	sm_res_0603	8
12	1k2	resistor	R9, R10, R11, R12, R13, R14	sm_res_1206	6

No.	Comment	Description	Designator	Footprint	Quantity
13	10k	resistor	R300, R302, R304, R309, R400, R402, R403, R407, R412, R414, R600, R602, R604, R606, R608, R610	sm_res_1206	16
14	15k	resistor	R301, R303, R305, R311, R401, R404, R405, R409, R413, R415	sm_res_1206	10
15	1k5	resistor	R306, R406, R408, R410, R411	sm_res_1206	5
16	10R	resistor	R307, R312	sm_res_1206	2
17	1k	resistor	R308	sm_res_1206	1
18	100	resistor	R601, R603, R605, R607, R609, R611	sm_res_1206	6
19	diode	Diode LED	V1, V2, V3, V4, V5, V6, V406, V408, V410, V411	sm_dio_1206_ w	10
20	CDSOD323	Diode schottky	V300, V301, V302, V303, V304, V305, V306, V308, V310, V311, V312, V313, V400, V401, V402, V403, V404, V405, V407, V409, V412, V413, V414, V415	sm_dio_SOD3 23	24
21	BAS416	Diode	V307, V309	sm_dio_SOD3 23	2

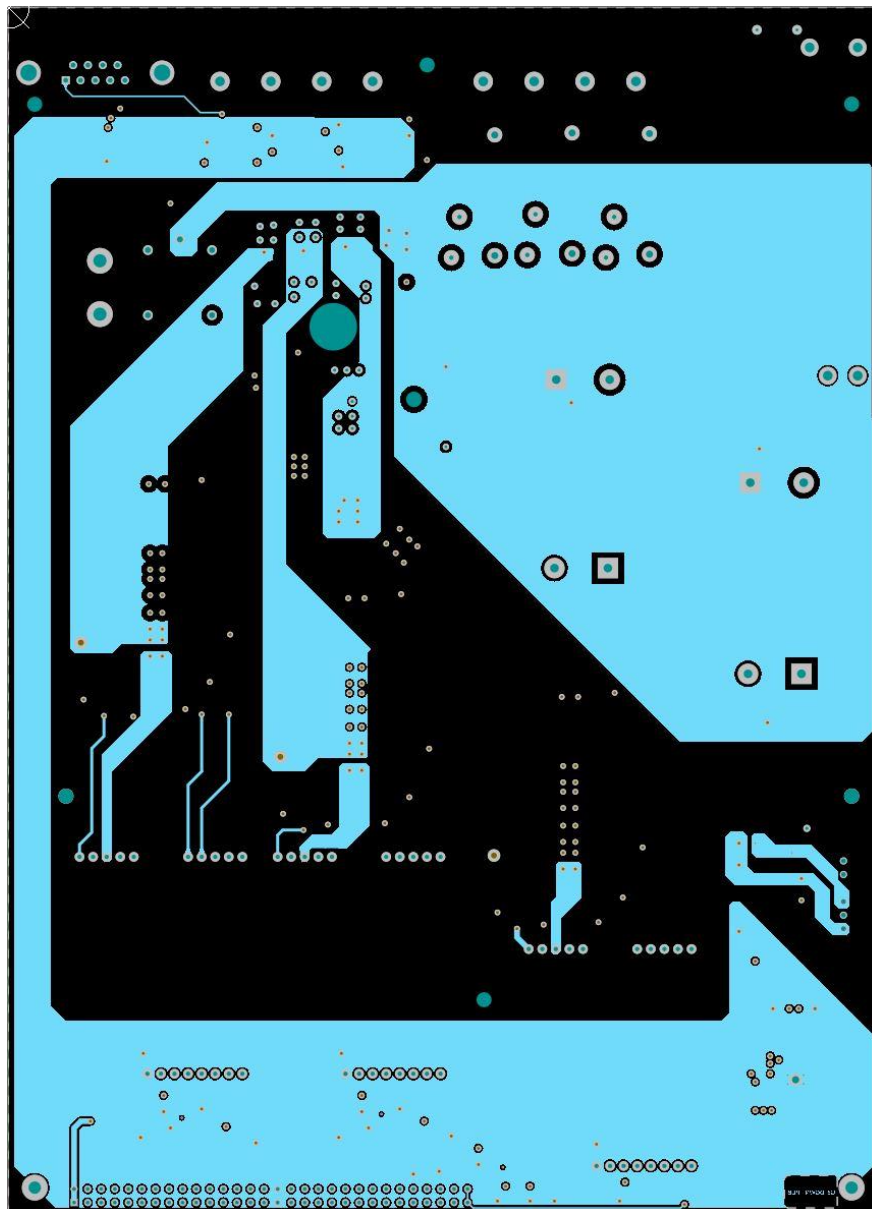
Příloha D – Základní deska horní vrstva



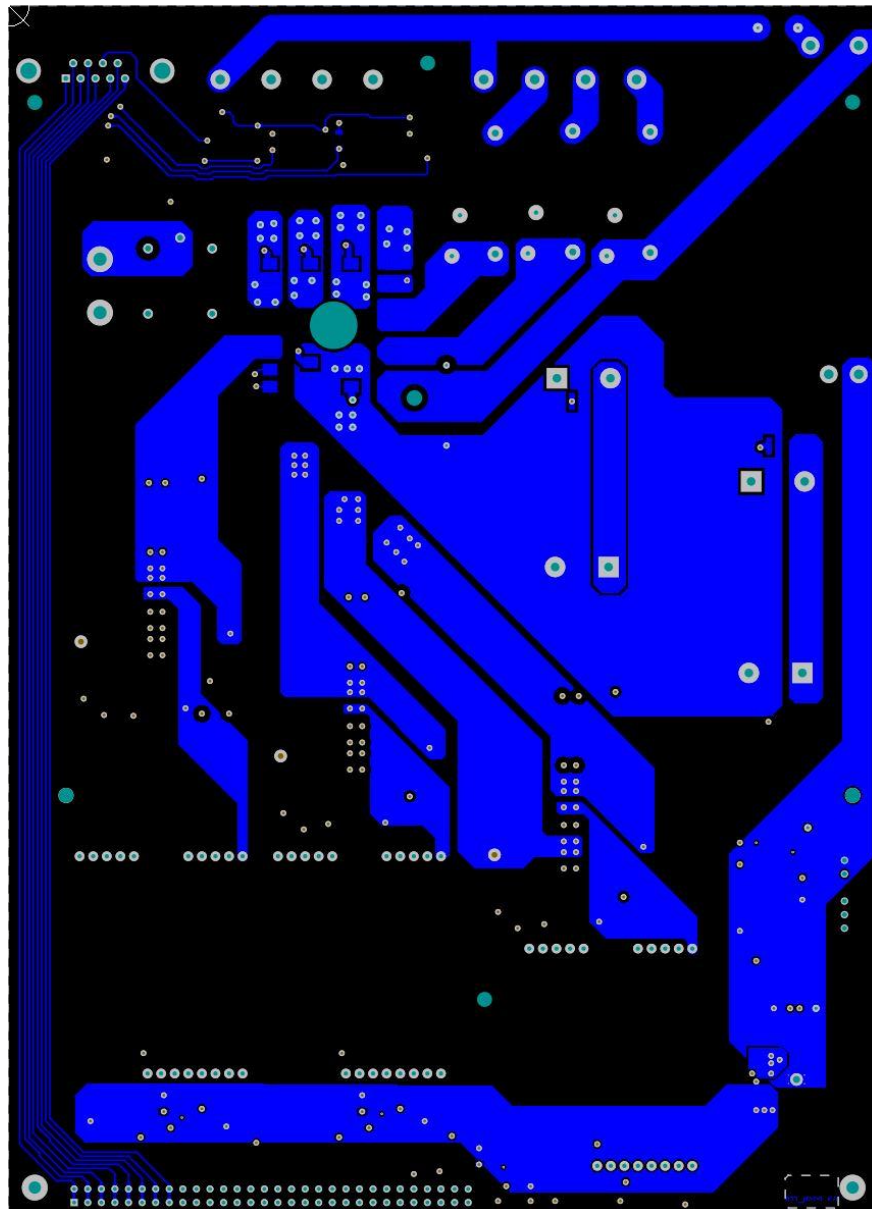
Příloha E – Základní deska vrstva 1



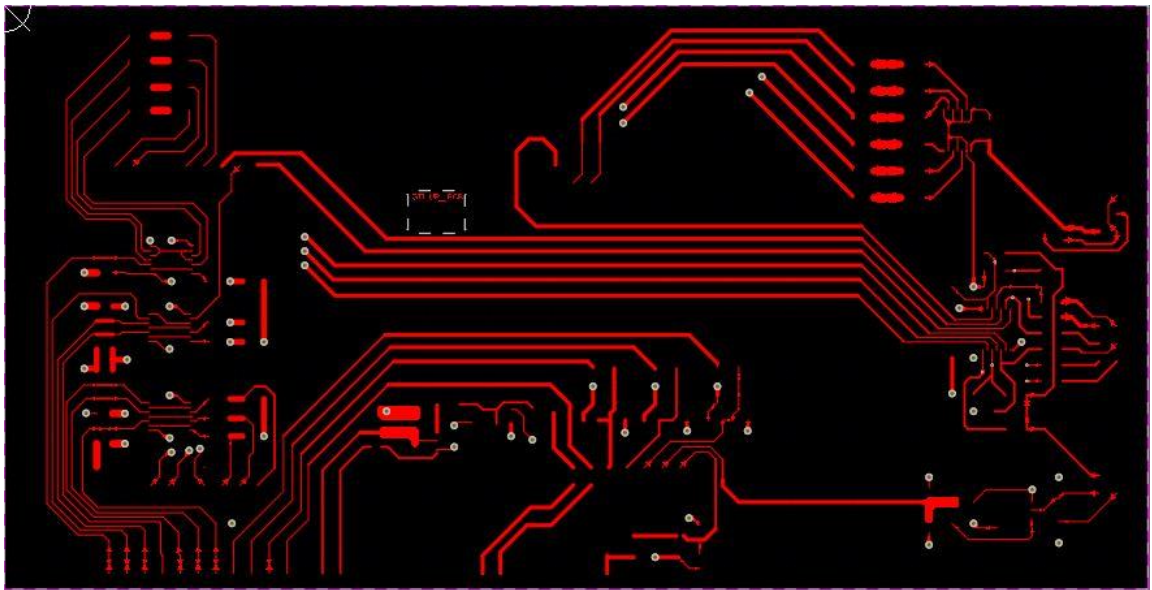
Příloha F – Základní deska vrstva 2



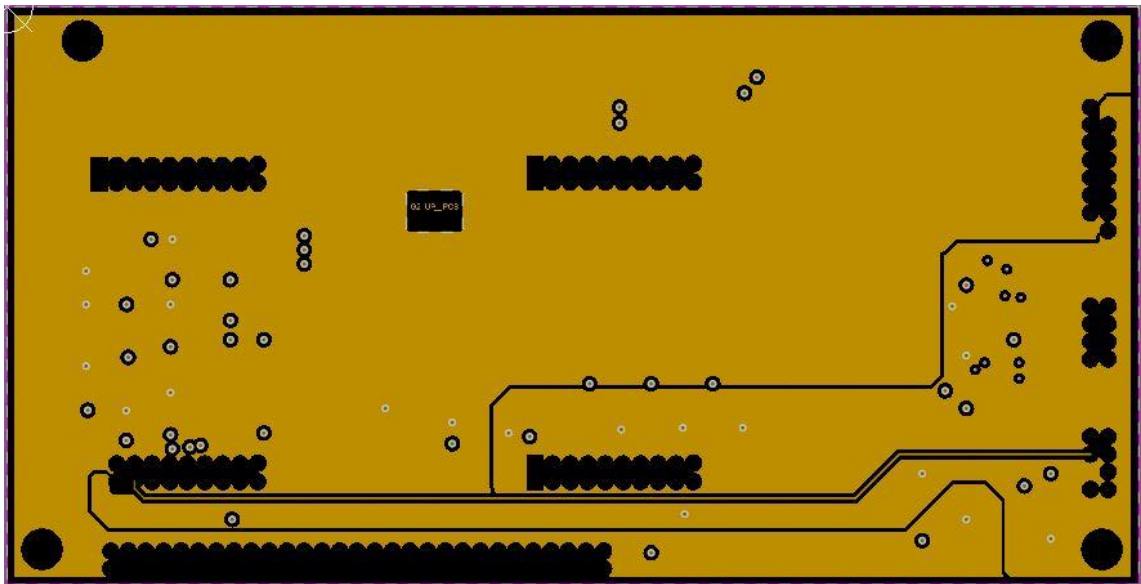
Příloha G – Základní deska spodní vrstva



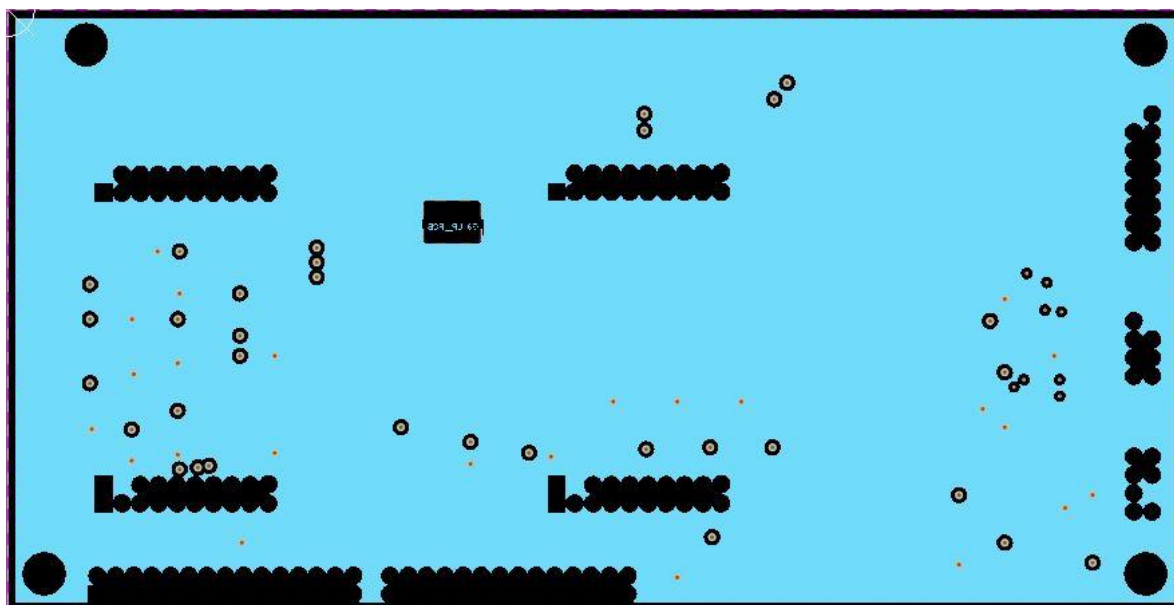
Příloha H – Prostřední deska horní vrstva



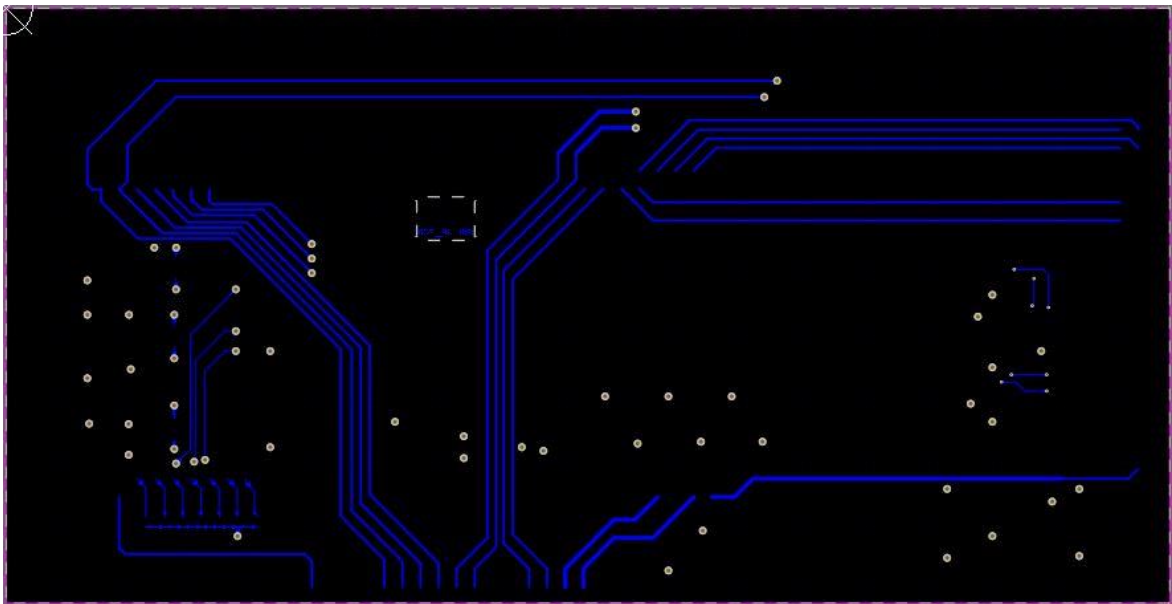
Příloha CH – Prostřední deska prostřední vrstva 1



Příloha I – Prostřední deska prostřední vrstva 2



Příloha J – Prostřední deska spodní vrstva



Příloha K – Čidlo otáček (horní a spodní vrstva)

