

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Stavba třífázového měniče kmitočtu

Vedoucí práce: Ing. Jan Molnár Ph.D.

Autor: Bc. Pavel Táborský

2014

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Pavel TÁBORSKÝ**
Osobní číslo: **E12N0094P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Stavba třífázového měniče kmitočtu**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

Bude se jednat o nepřímý měnič kmitočtu pro pohon třífázového ASM jednofázově připojený k síti o výkonu cca 1kW.

1. Provedte rešerši.
2. Definujte a stanovte parametry nepřímého měniče kmitočtu.
3. Navrhněte obvodové a konstrukční řešení výkonového obvodu včetně budičů a proveďte dimenzování.
4. Zvolte vhodný mikrokontrolér a navrhněte obvodové řešení řídicí jednotky měniče.
5. Provedte implementaci řídicího algoritmu pro řízení asynchronního motoru.



Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 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 Molnár, Ph.D.


Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: 14. října 2013

Termín odevzdání diplomové práce: 12. května 2014


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




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Tato diplomová práce je zaměřena na stavbu nepřímého měniče kmitočtu pro třífázový asynchronní motor o výkonu 1kW. Měnič bude napájen z distribuční sítě o fázovém napětí 230V/50Hz. V první části je ve formě tabulky přehled čtyř vybraných nepřímých měničů kmitočtu. Ve výkonové části je proveden výpočet ztrátového výkonu výkonových polovodičových součástek a dimenzování brzdného, přednabíjecího rezistoru a filtračního kondenzátoru v meziobvodu. Pomocí daného ztrátového výkonu je provedena volba příslušného chladiče. Dále je spočítáno oteplení těchto součástek a to se středním a okamžitým ztrátovým výkonem. V hardwarové části je popsáno přizpůsobení jednotlivých signálů mezi výkonovou a řídicí částí tzv. interface. Další část je věnována konstrukci desky plošného spoje a mechanické části celého měniče. Následně je provedena implementace skalárního řízení asynchronního motoru do mikrokontroléru.

Klíčová slova

Napět'ový střídač, usměrňovač, asynchronní motor, skalární řízení, mikrokontrolér dimenzování polovodičových součástek, oteplení, chlazení, plošný spoj

Abstract

This thesis is aimed at the construction of the indirect frequency converter for the three-phase asynchronous motor with an output of 1kW. The indirect frequency converter will be powered from the distribution network with the phase voltage 230V/50Hz. The first part is the overview in form of the summary table of four chosen indirect frequency converters. In the performance part there is made the calculation of the power dissipation in power of semiconductor devices, in the dimensioned braking and pre-charge resistor and in the DC link filtering capacitor. By using the power dissipation is picked out the appropriate cooler. There is calculated temperature rise of these components with average and instantaneous power dissipation as well. The hardware part is about the description and the adaption of individual signals between the performance and the control part, which is called interface. The next part deals with the construction of the printed circuit board and mechanical parts of the whole converter. After that is made the implementation of the scalar control of the induction motor into the microcontroller.

Key words

Voltage inverter, rectifier, induction motor, scalar control, microcontroller, dimensioning power devices, warming, cooling, printed board circuit

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 12.5.2014

Pavel Táborský

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu Ing. Janu Molnárovi Ph.D. za odborné vedení práce, cenné rady a připomínky k vypracování této diplomové práce. Dále bych rád poděkoval Ing. Tomáši Košanovi za věnovaný čas na konzultacích a pomoc při oživení měniče.

Obsah

Obsah	8
Úvod.....	10
Seznam symbolů	11
Seznam zkratk	11
1 Přehled nepřímých frekvenčních měničů na trhu	13
1.1 ABB.....	14
1.2 Moeller.....	15
1.3 Siemens.....	16
1.4 LENZE	17
2 Dimenzování výkonové části měniče kmitočtu	19
2.1 Výpočet proudů tranzistorů a zpětných diod střídače	20
2.2 Výpočet složek statorového proudu	21
2.3 Výpočet Filtračního kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu	21
2.4 Návrh rezistoru pro počáteční nabití filtrační kapacity	24
2.5 Dimenzování brzdného rezistoru.....	25
2.6 Výběr výkonového modulu měniče kmitočtu.....	27
2.7 Výpočet ztrát střídače	30
2.7.1 Propustné ztráty	30
2.7.2 Spínací státy	31
2.8 Výpočet ztrát usměrňovače	32
2.8.1 Výpočet ztrát odebíraného proudu při 1,5 násobku jmenovitého momentu	33
2.9 Přehled celkových ztrát.....	34
2.10 Návrh chladiče pro střední hodnoty ztrátového výkonu.....	34
2.11 Simulace oteplení s respektováním tepelných kapacit	36
3 HW část měniče kmitočtu.....	39
3.1 Řídící mikrokontrolér	39
3.2 volba budících obvodů k tranzistorům	41
3.3 Galvanické oddělení pomocí optočlenů	43
3.4 Měření analogových veličin	44
3.4.1 Napětí v meziobvodu	45
3.4.2 Výstupní proud střídače.....	46
3.4.3 Výstupní sdružené napětí motoru	48
3.4.4 Analogové vstupy.....	50
3.4.5 Teplota	51
3.5 Digitální vstupy a výstupy	52

3.6	Měření otáček.....	53
3.7	LCD display.....	56
3.8	Ostatní součástky ve výkonovém obvodu	56
3.9	Napájení.....	58
3.10	Konstrukce a plošný spoj	60
4	SW část měniče kmitočtu	61
4.1	Teoretický úvod	61
4.1.1	Skalární řízení bez čidla otáček.....	61
4.1.2	Skalární řízení s čidlem otáček.....	62
4.2	Implementace řízení do mikrokontroléru	63
4.2.1	Popis jednotlivých bloků	63
4.2.2	PWM periferie.....	65
4.2.3	ADC.....	66
5	Oživení a testování hotového měniče	67
5.1	Naměřené průběhy.....	68
	Závěr	71
	Seznam literatury a informačních zdrojů.....	73
	Přílohy.....	1
	Příloha A Osazovací plán plošného spoje vrstva TOP	1
	Příloha B Osazovací plán plošného spoje vrstva BOTTOM.....	1
	Příloha C Schéma plošného spoje vrstva TOP	2
	Příloha D Schéma plošného spoje vrstva BOTTOM	2
	Příloha E Seznam použitých součástek.....	3

Úvod

Asynchronní motory jsou nejpoužívanějším elektromotorem a to hlavně z hlediska jejich dobrých vlastností jako je spolehlivost, robustnost a jednoduchá konstrukce. Oproti stejnosměrným motorům mají výhodu absence komutátoru a lepší energetické využití stroje a také lepší účinnost.

Řídit otáčky asynchronního motoru je potřeba tam, kde se jedná o pohon s proměnnou zátěží nebo požadavek technologického celku na změnu otáček. Například pohony pro ventilátory, čerpadla, kompresory a trakční pohony. Dříve se daly řídit asynchronní motory s kotvou na krátko jen změnou napětím jako přepínáním hvězda/trojúhelník, předřadné reaktory na statoru nebo soft-startéry. Tyto možnosti se využívaly hlavně při rozběhu pro omezení záběrného proudu. Pro řízení otáček to postačí jen v malém rozsahu za cenu snížení tvrdosti momentové charakteristiky. Všechna řízení napětím jsou ztrátové, jediné hospodárné řízení je pomocí změny statorové frekvence. Zajistíme-li plynulý nárůst této frekvence od nuly do jmenovité hodnoty. Odpadá zde charakteristický proudový náraz, který je významný např. při spouštění motoru.

S masivností nasazování těchto měničů se musí také řešit otázka vlivu těchto měničů na distribuční síť a to zejména odběr harmonického proudu. Nebo u dřívějších tyristorových měničů účinník závislý na úhlu řízení. Použití pulzních usměrňovačů a filtrů na vyšší harmonické a kompenzátorů jalového výkonu můžeme tyto negativní vlivy na distribuční síť eliminovat.

Diplomová práce je zaměřena na stavbu třífázového nepřímého měniče kmitočtu pro asynchronní motor s kotvou na krátko. Následující kapitoly budou věnovány dimenzování polovodičových součástí a následně kontrola jejich oteplení. Další práce bude věnována přizpůsobení analogových a digitálních vstupů a výstupů tzv. interface. Tyto I/O budou sloužit k měření elektrických veličin motoru nebo k ovládní měniče. Měnič bude napájen z jednofázové sítě 230V/50Hz a bude použitelný pro motory 230 Δ /400Y zapojené do trojúhelníku. Bude vybrán mikrokontrolér a do něj bude implementováno skalární řízení asynchronního motoru. Dále zajistí a měření analogových veličin motoru jako je napětí a proud na motoru, zobrazení těchto veličin na LCD display a ovládní pomocí tlačítek.

Seznam symbolů

P	výkon
n	otáčky
ω	úhlová rychlost
η	účinnost
$\cos \varphi$	účinník
I	proud
U	napětí
M	moment
DC	stejnoseměrná hodnota
C	kapacita
R	rezistor (odpor), rozběh
τ	časová konstanta
σ	zvlnění
J	moment setrvačnosti
W_k	kinetická energie rotujících hmot

Seznam zkratk

ASM	asynchronní motor
OZ	operační zesilovač
U_{CE}	blokovací napětí tranzistoru
I_C	střední hodnota proudu tranzistoru
I_{CRM}	repeatable maximum current (opakovatelný max. proud)
U_{GES}	gate emitter source (napětí hradla tranzistoru)
T_j	temperature of junction (teplota polovodičového čipu)
U_{RRM}	reverse repeatable maximum voltage (max. závěrné opakovatelné napětí)
I_F	forward current (propustný proud)
I_{FRM}	forward repeatable maximum current (opakovatelný max. propustný proud)
I^2t	přetěžovací integrál oteplení
R_d	diferenciální odpor
$U_{CE(TO)}$	saturační napětí tranzistoru
$U_{KA(TO)}$	saturační napětí diody
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
P_{sw}	spínací ztráty
P_{fw}	propustné ztráty
f_{pwm}	spínací frekvence
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

Seznam indexů

(av)	střední hodnota
(ef)	efektivní hodnota
(max)	maximální hodnota (amplituda)
T	tranzistor
DR	zpětná dioda
DU	usměrňovací dioda
F	filtr, filtrační
d	veličina promítnutá do osy d
q	veličina promítnutá do osy q
n	jmenovitý, napájecí
s	stator, skluz, chladič (heat sink)
in	interní
ex	externí
j	junction (čip)
z	záběrný
K	katoda
A	anoda
C	kolektor
B	báze
R	relé, rezistor
b	brzda
v	vybíjecí

1 Přehled nepřímých frekvenčních měničů na trhu

Na trhu jsou dostupné mnoho typů frekvenčních měničů od různých výrobců. Široké spektrum výkonů, které se pohybuje v rozmezí od stovek wattů do jednotek megawattů. To pokrývá široké spektrum aplikací, kde můžeme použít frekvenční měnič, ať se jedná o malý ventilátor nebo pohon robustního těžebního rypadla. Výběr vhodného měniče závisí, pro jaký účel bude pohon sloužit a jak často je kladen nárok na opětovný rozběh nebo reverzaci otáček. Cena se odvíjí převážně od výkonu měniče, algoritmem řízení motoru, zařízením na odstranění negativních vlivů měniče na síť a motor, různé typy ochran měniče a v neposlední řadě také komfort obsluhy měniče.

Nízkonapěťové motory se připojují k distribuční síti 3x400V. Převážně je na vstupu jedno nebo třífázový klasický diodový usměrňovač dle výkonu měniče

Vysokonapěťové měniče se nasazují při větších výkonech v řádu 1÷10 MW. Připojují se na vyšší napěťovou hladinu. Střídač je navrhován s ohledem na kvalitu výstupního napětí a namáhání prvků střídače jako víceúrovňový. Výkonové polovodičové součástky jsou chlazené převážně vodou a to pro její dobrou tepelnou vodivost. Vstupní diodový usměrňovač se konstruuje jako neřízený více pulzní nebo se používá pulzní usměrňovač k potlačení harmonických složek vyšších řádů proudu dodávaných do sítě. Nacházejí uplatnění pro pohon těžké techniky jako válcovací stolice, drtiče, mlýny, kompresory, trakční měniče.

Průmyslové měniče jsou navrženy na nepřetržitý provoz do továren a průmyslu. A to zejména do aplikací s častou změnou zátěžného momentu, otáček či reverzace motoru. Nacházejí využití v papírnách, hutích, dolech, válcoven a těžby ropy a uhlí. V menším provedení se měnič instaluje do rozvaděče a ve větších výkonech se celý umístí do skříně.

Kompaktní měniče se používají převážně pro jednoduché aplikace pro pohon ventilátorů čerpadel, kde se předpokládá, že motor většinou pracuje s konstantní rychlostí. Je zde kladen důraz na jednoduchost ovládání, malé rozměry, rychlé uvedení do provozu a všestranné použití.

Dále budou uvedeny základní parametry nízko napěťových měničů kompaktního provedení o výkonu kolem 1kW určené pro napájení z jednofázové sítě. Tyto měniče jsou převážně určeny pro řízení ASM s klecí na krátko nebo synchronního serva.

1.1 ABB

Firma ABB nabízí nízkonapěťovou kompaktní řadu ACS55 o výkonovém rozsahu 0,18 -2,2 kW. Hlavní předností je nastavení parametrů měniče pomocí integrovaných potenciometrů a přepínačů. Možnost dokoupení příslušenství DriveConfig kit pro ovládání měniče přes počítač. Nabízí dvě varianty a to s vestavěným EMC filtrem nebo možností dokoupení externího vstupního filtru.[4]

Příklady použití:

- Ventilátory a čerpadla
- Dopravníky
- Ovládání dveří
- Vířivky

Napájecí parametry:

Výkon	0,75 kW
Napájecí napětí	1f. 230 V +10,-15%
Vstupní proud	10,8
výstupní proud/max	4,3/6,5 A(60s)
Vstupní frekvence	48 až 63 Hz
Jmenovitá frekvence	50/60 Hz
Ztráty	51 W

Možnosti řízení:

Výstupní frekvence	0÷130
Doba rozběhu/doběhu	0,1÷30/0,1÷30s
Spínací frekvence	5kHz max 16 kHz
Metoda řízení	Lineární U/f
	Kvadratická U/f

Ovládání a komunikace:

Analogové vstupy	1 pro nastavení frekvence (0 ÷ 10 V)
Digitální vstupy	3
Reléový výstup	1 AC 250V/2A, DC 30V/2A
komunikace	Sada DriveConfig,

Ostatní vlastnosti:

Stupeň krytí	IP 20
provozní teplota	-20 až + 40 °C



Obr. 1.1 ABB ACS55[4]

1.2 Moeller

Kompaktní měnič se skalárním řízením řady DF51 se dodává ve Výkonové řadě 0,25 ÷ 2,2kW. Možnost dodatečného dokoupení příslušenství pro měnič: externí LCD s klávesnicí brzdný rezistor, síťová a motorová tlumivka.[5]

Příklady použití:

- čerpadla a ventilátory
- vrtačky a frézky
- směšovací a míchací stroje
- výtahové a pásové pohony
- jeřáby, zdvihadla a dopravníky

Napájecí parametry:

Výkon	1.1 kW
Napájecí napětí	1f. 180 ÷ 264V
Vstupní/výstupní proud	14,7/6 A
Vstupní frekvence	47 až 63 Hz
cos φ	>0.95
Účinnost	>95%
Jmenovitá frekvence	50/60 Hz



Obr. 1.2 Moeller DF51 [5]

Možnosti řízení:

Výstupní frekvence	0,1 do 400 Hz
Rozlišení frekvence	0,01 Hz digitálně, 0,01 Hz po sériové lince motorpotenciometr 0,1 Hz analogově
Rezonanční frekvence	1 (programovatelná)
Doba rozběhu/doběhu	0,01 ÷ 3600/0,01 ÷ 3600s Lineární, S-křivka
Spínací frekvence	2 ÷ 14 kHz (krok 2kHz)
Metoda řízení	Lineární U/f (se zvýšením napětím)
	Kvadratická U/f
	Multibodová (programovatelná U/f)

Ovládání a komunikace:

Analogové vstupy	2 (0 ÷ 10 V) a (4 ÷ 20 mA) rozlišení 10 bit
Analogové výstupy	0 ÷ 10 V rozlišení 8bit
Digitální vstupy	6 programovatelné
Digitální výstupy	2 (27VDC, 1mA)
Sériový interface	RS485 19,2 Kbit/s
Reléový výstup	250V 2,5A (R) nebo 250V (L)
Klávesnice(volitelná)	Potenciometr, 7 segment LCD, 8 LED

Ostatní vlastnosti:

Brzda	Stejnoseměrné brzdění
Stupeň krytí	IP 20
provozní teplota	-20 až + 40 °C
Ochrany	Podpětí, přepětí, zkrat na zem, zkrat mezi fázemi, Přetížení, elektronická ochrana motoru I^2t , PTC termistor
Integrovaný regulátor	vnitřní PID

1.3 Siemens

Nízkonapěťové kompaktní řada frekvenčních měničů řady Sinamics G110 se prodává o výkonových variantách od 0,12÷3kW. Dle výkonu je také určena jeho velikost, která je ve třech variantách (A, B a C). Při koupi tohoto měniče je na výběr ze dvou možností jeho řízení a to v analogové verzi nebo s variantou se sériovou komunikací RS485. Obě varianty se prodávají s EMC filtrem nebo bez něho.[6]

Příklady použití:

- ventilátory a čerpadla
- Dopravníkové pásy
- Pohon dveří vrat

Napájecí parametry:

Výkon	1.1 kW
Napájecí napětí	1f. 230 V ±10%
Vstupní/výstupní proud	14,7/6 A
Vstupní frekvence	47 až 63 Hz
cos φ	>0.95
Účinnost	>95%
Jmenovitá frekvence	50/60 Hz



Obr. 1.3 Sinamics G110 [6]

Možnosti řízení:

Výstupní frekvence	0 do 650 Hz
Rozlišení frekvence	0,01 Hz digitálně, 0,01 Hz po sériové lince motorpotenciometr 0,1 Hz analogově
Rezonanční frekvence	1 (programovatelná)
Doba rozběhu/doběhu	0÷650/0÷650s
Spínací frekvence	2 ÷ 16 kHz (krok 2kHz)
Metoda řízení	Lineární U/f (se zvýšením napětím)
	Kvadratická U/f
	Multibodová (programovatelná U/f)

Ovládání a komunikace:

Analogové vstupy	1 pro nastavení frekvence (0 ÷ 10 V)
Digitální vstupy	3 programovatelné
Digitální výstupy	1 optočlen (24VDC, 50mA, odporová zátěž)
Sériový interface	RS485

Ostatní vlastnosti:

Brzda	Stejnoseměrné brzdění
Stupeň krytí	IP 20
provozní teplota	-20 až + 40 °C
Ochrany	Podpětí, přepětí, zkrat na zem, zkrat mezi fázemi, chod bez zátěže, ochrana motoru I2t

1.4 LENZE

Firma LENZE nabízí na trhu měnič s označením 8200 vector společnost o výkonovém rozsahu 0,25 ÷ 90 kW. Možnost dokoupení Výstupní motorové a sítové tlumivky a externího brzděného rezistoru. Měnič obsahuje také tzv. autotuning, ve kterém si měnič sám provede identifikaci připojeného motoru. Součástí měniče je také integrovaný EMC filtr a LCD display s klávesnicí.[7]

Příklady použití:

- ventilátory
- čerpadla s kvadratickou zátěží
- Pohony s měnicím se zatížením
- Pohony s těžkým rozběhem

Napájecí parametry:

Výkon	1,1 kW
Výkon	1,6 kVA
Napájecí napětí	1f. 180 ÷ 264V
Alternativní DC napájení	140-370V
Vstupní proud/se sítovou L	9/7,5A/
Výstupní proud/max	4,8 /6A(60s)
Vstupní frekvence	45 až 65 Hz
Ztráty	60 W
Momentové přetížení	1,8xM _n



Obr. 1.4 LENZE 8200 vector [7]

Možnosti řízení:

Výstupní frekvence	-480 do 480 Hz
Rozlišení frekvence	0,02 Hz
Rezonanční frekvence	3 programovatelný
Doba rozběhu/doběhu	0÷3600/0÷1300s Lineární, S-křivka
Spínací frekvence	2,4,6,8,16 kHz
Metoda řízení	Lineární U/f
	Kvadratická U/f
	Vektorové

Ovládání a komunikace:

Analogové vstupy	3 napěťový i proudový rozlišení 10 bit
Analogové výstupy	3
Digitální vstupy	10
Digitální výstupy	3
Sériový interface	CAN, RS485, INTERBUS, PROFIBUS
Releový výstup	Přepínací kontakt AC 240V/3A , DC 24/2A

Ostatní vlastnosti:

Brzda	Stejnoseměrným napětím, dynamická
Minimální brzdňý R	90
Stupeň krytí	IP 20
provozní teplota	-10 až + 40 °C
Ochrany	zkratu, zemnímu zkratu, přepětí, překročení momentu zvratu motoru, přehřátí motoru (vstup pro PTC nebo teplotní spínač, hlídání I^2t)
Pro motory	izolační pevnost: max. 1,5 kV, max. du/dt 5 kV/us
Integrovaný regulátor	vnitřní PID

2 Dimenzování výkonové části měniče kmitočtu

Pro dimenzování výkonových polovodičových součástek je nutné znát, jaký je odebíraný proud motorem při určitém zatížení či krátkodobém přetížení. K měniči bude připojen ASM typu 1LA9 od firmy Siemens, který má jmenovitý výkon 940W. Pro tento jmenovitý výkon se bude tedy celý měnič navrhovat. V Tab. 2.1 a Tab. 2.2 jsou uvedeny základní elektrické a mechanické parametry tohoto motoru.

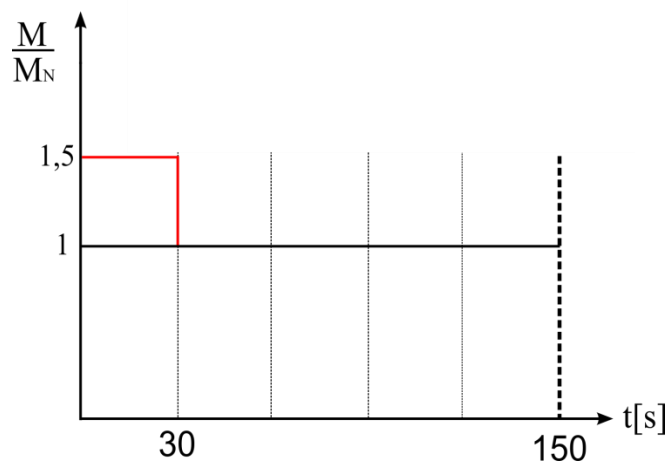
P_m [kW]	n [ot/min]	η [%]	$\cos\varphi$	I_n [A]	U_n [V]	M_n [Nm]	M_z/M_n	I_z/I_n	M_{max}/M_n
0,94	2735	73	0,82	2,3	400Y	3,3	2,5	4,8	2,4

Tab. 2.1 Elektrické parametry ASM.

krytí	chlazení	tvar	zatížení	teplota okolí	třída izolace	J [kg.m ²]
IP55	IC411	IM B3	S1	+30-40°C	F	0,0005

Tab. 2.2 Konstrukční parametry ASM.

Motor je určen pro trvalé zatížení, které se značí S1. Ve skutečnosti každý motor dokáže pracovat po nějaký čas v přetížení a to s ohledem na jeho oteplení, kdy mohou jeho ztráty ohřát vinutí stroje natolik, že může dojít například k mezi závitovému zkratu vinutí statoru. Navržené přetížení je definováno s ohledem na vlastnosti měniče, které se rovná 1,5 násobku jmenovitého momentu po dobu 30s je vidět na Obr. 2.1. Celkový periodický cyklus je navržený na 3 minuty. Problém nastává s dimenzováním polovodičových součástek, kde jsou tepelné kapacity mnohonásobně menší, než tepelná kapacita konstrukce a vinutí motoru. V měniči dochází tedy k nárůstu teploty s kratší časovou konstantou. Proto tedy bude v následujících kapitolách ověřena tepelným výpočtem hodnota teploty, která by neměla při přetížení dosáhnout maximální hodnoty polovodičového čipu.



Obr. 2.1 Přetížení ASM.

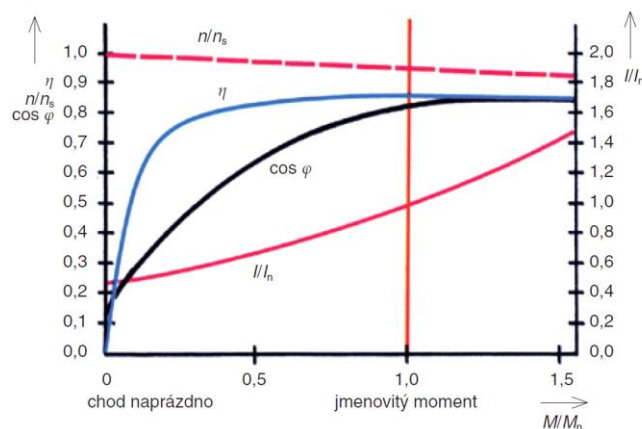
2.1 Výpočet proudů tranzistorů a zpětných diod střídače

Pro dimenzování tranzistorů se zpětnými diodami, které jsou součástí střídače, je nutné vypočítat střední a efektivní hodnotu proudu jimi procházející. Motor zapojený do trojúhelníku má o odmocninu ze tří vyšší efektivní hodnotu proudu rov. (2.1), než ve vinutí motoru. Její amplituda se spočte dle rov. (2.2). Vlivem magnetizační indukčnosti ASM a velké spínací frekvenci, která byla stanovena na 10 kHz je odebíraný proud s velkým podílem první harmonický.

$$I_{a(ef)} = I_n \cdot \sqrt{3} = 2,3 \cdot \sqrt{3} = 3,98A \quad (2.1)$$

$$I_{a(max)} = I_{a(ef)} \cdot \sqrt{2} = 3,984 \cdot \sqrt{2} = 5,634A \quad (2.2)$$

Pro určení rozložení proudu mezi zpětnou diodou a tranzistorem je potřeba znát účinník motoru, který se navíc mění se zatížením motoru. Pracuje-li motor naprázdno je jeho účinník velmi malý a činná složka proudu hradí jenom ztráty v motoru. Při zatěžování motoru roste činný rotorový proud a účinník narůstá. Naopak v okolí momentu zvratu už nemůžeme zanedbat vliv rozptylových reaktancí z náhradního schématu a účinník začne klesat. Naopak satorový proud neustále roste. Na Obr. 2.2 je vykreslena zatěžovací charakteristika ASM ve stabilní části momentové charakteristiky, ve které se snažíme vhodným řízením motor udržovat.



Obr. 2.2 Charakteristika ASM (2-5kW). [8]

Měnič bude navržen na trvalý výkon motoru 940W a proto se do výpočtu použije jmenovitá hodnota účinníku. Hloubka modulace M se mění vlivem řízení v rozsahu $0 \div 1$ a bude tedy uvažována nejnepříznivější možnost a to 1. Dále budou vypočteny střední a efektivní hodnoty proudu tranzistoru a zpětné diody. Tyto rovnice jsou podrobněji odvozené v publikaci.[2]

Střední hodnoty:

$$I_{T(av)} = I_{a(ef)} \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) = 3,984 \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 0,82 \right) = 1,474A \quad (2.3)$$

$$I_{DR(av)} = I_{a(ef)} \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{M}{4\sqrt{2}} \cos \varphi \right) = 3,984 \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 0,82 \right) = 0,319A \quad (2.4)$$

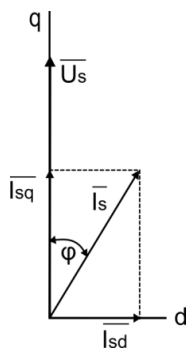
Efektivní hodnoty:

$$I_{T(av)} = I_{a(ef)} \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) = 3,984 \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 0,82 \right) = 1,474A \quad (2.5)$$

$$I_{DR(av)} = I_{a(ef)} \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{M}{4\sqrt{2}} \cos \varphi \right) = 3,984 \cdot \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 0,82 \right) = 0,319A \quad (2.6)$$

2.2 Výpočet složek statorového proudu

Pro výpočet složek statorového proudu se použije zjednodušené náhradní schéma, kde je jenom magnetizační indukčnost a rotorový odpor. Pro jednoduchost zanedbáme statorový



odpor, rozptyly rotoru a statoru. Složka I_{sq} odpovídá činnému proudu to je tzv. momentotvorná a složka I_{sd} je jalová složka proudu a odpovídá magnetizačnímu proudu. Určením obou složek proudu se spočítá hodnota I_{sq} při brzdě a pohonu při 1,5 násobném přetížení. Následující vypočtené hodnoty složek statorového proudu jsou počítány v efektivních hodnotách, ale ve skutečnosti jsou to amplitudy tedy velikost rotujícího vektoru proudu.

Obr. 2.3 Zjednodušený fázorový diagram.

$$I_{sdn(ef)} = I_{a(ef)} \cdot \sin(\varphi) = 3,984 \cdot 0,57 = 2,28A \quad (2.7)$$

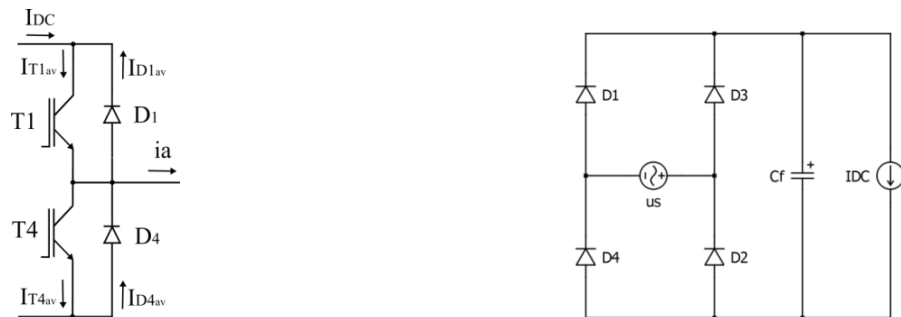
$$I_{sqn(ef)} = I_{a(ef)} \cdot \cos(\varphi) = 3,984 \cdot 0,82 = 3,267A \quad (2.8)$$

2.3 Výpočet Filtračního kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu

Problematika návrhu velikosti filtračního kondenzátoru ovlivňuje mnoho aspektů a to zejména střední hodnotu napětí v meziobvodu, proti tomu působí vliv na síť, kdy je odebrán neharmonický proud vlivem velké proudové špičky. Ta nabije vždy kondenzátor, je-li napětí na kondenzátoru menší, než hodnota okamžitého usměrněného síťového napětí. S velikostí také souvisí délka jeho přednabití po prvním připojení měniče k síťovému napájecímu napětí. Dále také větší rozměry s rostoucí kapacitou. Tento filtračního kondenzátor tvoří ideální zdroj konstantního napětí pro střídač a umožňuje výměnu jalového výkonu mezi motorem a tímto měničem.

Pro výpočet se uvažuje jednoduché schéma dle můstku. Obr. 2.5. Schéma tvoří proudový zdroj o konstantním proudu, který nahrazuje odběr celého třífázového střídače. Jeho velikost je určena dle rov. (2.9). Tato hodnota vyjadřuje střední hodnotu proudu ve stejnosměrném meziobvodu jako rozdíl střední hodnoty proudu tranzistoru a zpětné diody násobené počtem fází.

$$I_{DC} = 3 \cdot (I_{T1(av)} - I_{DR1(av)}) = 3,465A \tag{2.9}$$

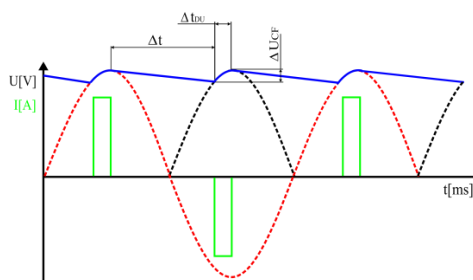


Obr. 2.4 Schéma půl můstku. Obr. 2.5 Náhradní schéma pro výpočet filtrační kapacity.

Z hodnoty odebíraného proudu dle rov. (2.10) se dá vypočíst požadovaná filtrační kapacita ve stejnosměrném meziobvodu. Je nutné znát ještě dvě hodnoty. První je velikost maximálního poklesu napětí ΔU_{CF} na kondenzátoru a druhá doba Δt po kterou hradí kondenzátor proud do zátěže. Pro řešení je nutnost zvolit jsi ΔU_{CF} . Byla zvolena hodnota 30V.

$$I_{CF} = C_F \cdot \frac{\Delta U_{CF}}{\Delta t} \tag{2.10}$$

Na Obr. 2.6 je vidět průběh síťového napětí červeně a modře je napětí v meziobvodu při nahrazení střídače konstantním zdrojem proudu. Rozdíl mezi periodou usměrněného napětí a doby Δt je čas, po který je odebírána velká proudová špička ze síťového napětí. Ta musí dodat ztracenou energii do filtračního kondenzátoru, který se nabije na amplitudu síťového napětí odečtené o úbytky na usměrňovacích diodách.



Obr. 2.6 Průběh napětí na kondenzátoru (modře) a odebíraný proud z měniče (zeleně), idealizované průběhy.

Nejprve se spočte maximální hodnota napětí na filtračním kondenzátoru, který se nabije na síťové napětí, od kterého se odečte dvojnásobek prahového napětí usměrňovací diody rov.(2.11). Hodnota prahového napětí je volena na hodnotu 0,8V.

$$U_{CF(max)} = U_{S(m)} - 2 \cdot U_{TO} = 230 \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot 0,8 = 323,67V \quad (2.11)$$

Následně se popíše matematicky harmonická funkce usměrněného napětí rov. (2.12). Z této rovnice se vyjádří hodnota Δt_{DU} , která vyjadřuje čas, za který se ideálně nabije kondenzátor na hodnotu $U_{CF(max)}$.

$$U_{CF(max)} \cdot |\cos(\omega \cdot (\Delta t_{DU}))| = U_{CF(p)} - \Delta u_{CF} \quad (2.12)$$

$$\Delta t_{DU} = \frac{T_s}{2} - \frac{\cos^{-1}\left(\frac{U_{CF(m)} - \Delta u_c}{U_{CF(m)}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 50} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2} - \frac{\cos^{-1}\left(\frac{323,67 - 30}{323,67}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 1,381ms \quad (2.13)$$

Rozdíl půl periody síťového kmitočtu 50 Hz a hodnoty Δt_{DU} se vypočítá doba Δt nutná pro výpočet filtrační kapacity.

$$\Delta t = \frac{T_s}{2} - \Delta t_{DU} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2} - 1,381 \cdot 10^{-3} = 8,619ms \quad (2.14)$$

Dosazením do rov. (2.15) se dopočítá velikost filtrační kapacity pro dané zvlnění napětí. Hodnota zvolené kapacity byla určena na hodnotu 0,940mF. Použité kondenzátory jsou dva o hodnotě 0,47mF spojené paralelně na napětí 450V. Pro hodnotu této kapacity se vypočetla skutečná hodnota zvlnění napětí na kondenzátoru rov. (2.16).

$$C_F = \frac{I_c \cdot \Delta t}{\Delta u_c} = \frac{3,465 \cdot 8,619 \cdot 10^{-3}}{30} = 0,995mF \quad (2.15)$$

$$\Delta u_{CF} = \frac{I_c \cdot \Delta t}{C_F} = \frac{3,465 \cdot 8,619 \cdot 10^{-3}}{0,940 \cdot 10^{-3}} = 31,8V \quad (2.16)$$

Střední hodnota napětí na filtračním kondenzátoru se spočte dle rov.(2.17) jako integrál plochy pod křivkou Obr. 2.6 (modrý průběh) vydělený polovinou periody síťového kmitočtu.

$$U_{CF(av)} = \frac{2}{T} \cdot \left(\int_0^{8,619 \cdot 10^{-3}} \left(U_{CF(max)} - \frac{\Delta u_c}{\Delta t} \cdot t \right) dt + \int_{8,619 \cdot 10^{-3}}^{10 \cdot 10^{-3}} -U_{CF(max)} \cdot \sin(\omega t) dt \right) \\ \frac{2}{T} \cdot \left(\left[U_{CF(max)} \cdot t - \frac{\Delta u_c}{\Delta t} \cdot \frac{t^2}{2} \right]_0^{8,619 \cdot 10^{-3}} - \frac{U_{CF(max)}}{\omega} \cdot \left[\cos\left(\omega t + \frac{T}{2}\right) \right]_0^{10 \cdot 10^{-3}} \right) = 308,8V \quad (2.17)$$

Výsledné zvlnění rov. (2.18) je definováno jako podíl poloviny rozkmitu amplitudy napětí vztažené ke střední hodnotě napětí.[3]

$$\sigma u_{CF} = \frac{\frac{\Delta u_{CF}}{2}}{U_{CF(av)}} \cdot 100 = \frac{\frac{31,8}{2}}{308,8} = 5,15\% \quad (2.18)$$

2.4 Návrh rezistoru pro počáteční nabití filtrační kapacity

Po prvním opětovném připojení měniče na napájecí síť je nutné přednabít filtrační kondenzátor. Mohlo by dojít k velké proudové špičce, která může poškodit usměrňovač či filtrační tlumivku nebo vyhodit jistič na kterém je daná zásuvka jištěna, protože proudová špička je v prvním okamžiku omezená impedancí přívodního vedení. Řešením tohoto problému se docílí sériově zařazeným nabíjecím rezistorem. Jeho velikost se volí na základě času, do kterého se požaduje nabití kondenzátoru na přibližnou hodnotu amplitudu síťového napětí. Hodnota, která se zvolila je 1,5s. Jedná se o RC obvod, který je napájený usměrněným síťovým napětím. Obvod se dá popsat diferenciální rov.(2.19) a to bez respektování úbytku na usměrňovacích diodách.

$$RC \frac{dU_{CF(t)}}{dt} + U_{CF(t)} = 230 \cdot \sqrt{2} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (2.19)$$

Ve skutečnosti tato rovnice platí jen pro podmínku, kdy napětí na filtračním kondenzátoru je menší než síťové napětí. To je způsobeno vstupním usměrňovačem, který nedovolí změnit polaritu proudu a vybit kondenzátor. Pro návrh budeme uvažovat, že vstupní napětí je stejnosměrné a to o amplitudě síťového napětí odečtené o úbytek napětí na diodách. Rov. (2.20) se dá vypočíst řešením diferenciální rov.(2.19), kdy se za pravou stranu dosadí amplituda síťového napětí.

$$U_{CF(t)} = (U_{s(max)} - 2 \cdot U_{to}) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2.20)$$

Je potřeba zohlednit, že průběh síťového napětí není konstanta tedy její amplituda, ale harmonická funkce. Dále nemůžeme zanedbat vliv usměrňovače, který způsobí, že síťové napětí připojováno k filtračnímu kondenzátoru po čím dál kratší dobu. Obě tyto omezení se pro jednoduchost zohlední nárůstem časové konstanty o 2,5 násobek její původní hodnoty. Trojnásobek časové konstanty obvodu se může považovat za ustálenou hodnotu. Přednabíjecí rezistor se spočte z rov. (2.21), kde hodnota T_n je čas po který se předpokládá již ustálená hodnota napětí na kondenzátoru.

$$R_n = \frac{T_n}{2,5 \cdot 3 \cdot C_F} = \frac{1,5}{7 \cdot 940 \cdot 10^{-6}} \doteq 220 \Omega \quad (2.21)$$

$$\tau = R_n \cdot C_F = 220 \cdot 0,94 \cdot 10^{-3} \doteq 0,2s \quad (2.22)$$

Střední ztrátový výkon rezistoru na jedno nabití rov.(2.23) se spočte jako integrál součinu napětí a proudu procházející rezistorem. Zde se už počítá s harmonickým průběhem napětí. Navýšení časové konstanty o 1,58 zohledňuje, že zdroj harmonického napětí je připojován po stále kratší dobu ke kondenzátoru.

$$P_{R(av)} = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} \frac{U_{CF(max)}^2 \cdot \sin(\omega \cdot t)^2}{R} \cdot e^{-\frac{2 \cdot t}{1,58 \cdot \tau}} dt = \frac{1 \cdot 323,67^2}{220 \cdot 1,5} \int_0^{1,5} \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{2 \cdot t}{1,58 \cdot 0,2}} dt =$$

$$= \frac{323,67^2}{220 \cdot 1,5 \cdot 2} \cdot \frac{1,58 \cdot 0,2}{2} \cdot \left[e^{-\frac{2t}{2,5 \cdot 0,2}} \right]_0^{1,5} = 25W \quad (2.23)$$

$$P_{R(max)} = \frac{U_{CF(max)}^2}{R_n} = \frac{323,67^2}{220} = 476W \quad (2.24)$$

Výkonová hodnota přednabíjecího rezistoru je vybrána na hodnotu 5W a to z důvodu, že výkonové rezistory mají značné přetížení po krátkou dobu jako podobný vybraný rezistor. [13]. Hodnota přetížení vůči střední hodnotě bude 5. Vůči maximální hodnotě ztrátového výkonu bude 95. Tato maximální hodnota bude působit jen v začátku nabíjecího procesu a rezistor se nestačí ohřát na teplotu, kdy dojde k jeho destrukci vlivem teploty.[3]

2.5 Dimenzování brzdného rezistoru

Při náhlém požadavku snížit rychlost nebo zastavit rozběhnutý motor, je dobré mechanickou energii přeměněnou na elektrickou vhodně využít. Při rekuperační brzdě je-li na vstupu měniče kmitočtu jen diodový usměrňovač, který nedovolí změnit směr proudu je nutné tedy tímto proudem nabít kondenzátor ve stejnosměrném meziobvodu. Zároveň ho vybíjet, aby napětí nepřekročilo určitou mez. Tím se dosáhne paralelně zapojeným tranzistorem a brzdným rezistorem k tomuto kondenzátoru.

Pro návrh takového brzdného rezistoru se bude vycházet z požadavku na intenzitu brždění a také doby, do které chceme motor zastavit z určité rychlosti. Jako maximální brzdný moment se zvolil jmenovitý a nejkratší čas, za který se motor zastaví je určen na hodnotu 1s. Rychlost, ze které se brzdí je jmenovitá. Rov. (2.25) popisuje momentovou rovnováhu na

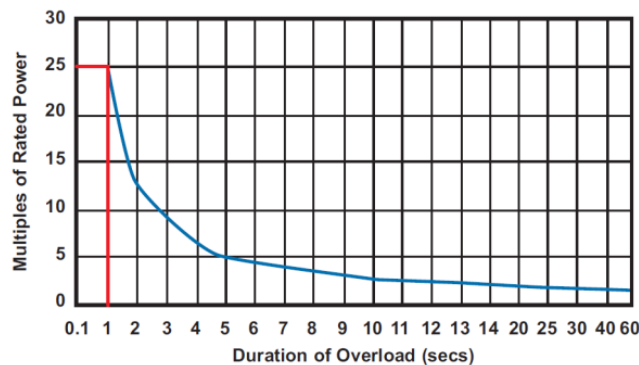
hříděli. Vyjádří-li se z této rovnice moment setrvačnosti rov. (2.26). Spočítá se, jaké zařízení s daným momentem setrvačnosti se může brzdit jmenovitým momentem. Zde se neuvažuje o zátěžném momentu, který působí ve stejném směru jako brzdňý moment motoru. Pomáhá tedy brzdit roztočený motor. Při této úvaze je vlivem řízení udržovaný konstantní brzdňý moment motoru a průběh otáček je lineární a to při zanedbání zátěžného momentu. Energie ztracená na brzdňém rezistoru je vyznačena červeně na Obr. 2.8. Ta je rovna kinetické energii rotujících hmot dle rov. (2.27).

$$M_b = -M_n = J \cdot \frac{\Delta\omega}{t_b} + M_{z(\omega)} \quad (2.25)$$

$$J = \frac{|-M_b|}{\Delta\omega} \cdot t_b = \frac{|-3,3|}{286,4} \cdot 1 = 0,01152 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (2.26)$$

$$W_k = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \Delta\omega^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,01152 \cdot 286,4^2 = 472,46 \text{ J} \quad (2.27)$$

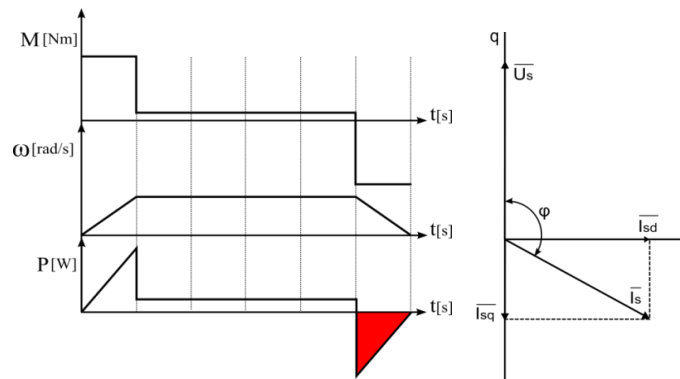
Je možné připojit externí brzdňý rezistor tak, že se zavolila 1/3 kinetické energie, která se přemění na teplo na interním brzdňém rezistoru a 2/3 na externím brzdňém rezistoru. Bez externího rezistoru se může brzdit s třetinovým jmenovitým momentem. Využije-li se dvaceti pěti násobné přetížení jmenovitého výkonu rezistoru, které se odečetlo pro jednu sekundu z grafu na Obr. 2.7.



Obr. 2.7 Graf závislosti výkonového přetížení na čase. [13]

Ve skutečnosti se jedná o podobný rezistor, než byl použit. Zjednodušeně se dá říci, že mají podobné časové konstanty oteplení. Ztracená energie na interním rezistoru se spočte podle rov.(2.28).

$$W_{kRin} = \frac{W_k}{3 \cdot 25} = \frac{472,46}{3 \cdot 25} = 6,2 \text{ J} \quad (2.28)$$



Obr. 2.8 Průběhy mechanických veličin motoru a zjednodušený fázorový diagram pro brzdu.

Pro výpočet hodnoty brzdného rezistoru bude potřeba znát velikost proudu I_{DC} , kterým je nabíjen filtrační kondenzátor a odpovídá činné složce celkového statorového proudu. Při zatížení motoru jmenovitým momentem je dle rov.(2.9) tato hodnota odebírána ze stejnosměrného meziobvodu. Pro brzdu jak ukazuje Obr. 2.8 je vidět hodnotu I_{sq} v proti fázi. Tato velikost se spočte rov (2.29). Velikosti minimálního brzdného rezistoru se spočte rov. (2.30). Použitý rezistor je tedy $330\Omega/10W$.

$$I_{DC(brzda)} = \frac{|-M_b|}{M_n} \cdot I_{sqn} = \frac{1,1}{3,3} \cdot 3,267 = -1,09A \quad (2.29)$$

$$R_{b\ in} = \frac{U_{DC(max)}}{|I_{DC(brzda)}|} = \frac{330}{1,09} \doteq 330\Omega \quad (2.30)$$

Hodnota celkového brzdného rezistoru, která se rovná paralelní kombinací externího a interního rezistoru se spočte rov.(2.31). Hodnota externího brzdného rezistoru se spočte rov. (2.32). výkonové zatížení je o 2/3 vyšší než hodnota interního brzdného rezistoru. Hodnota je tedy stanovena na minimální hodnotu 15W.[3]

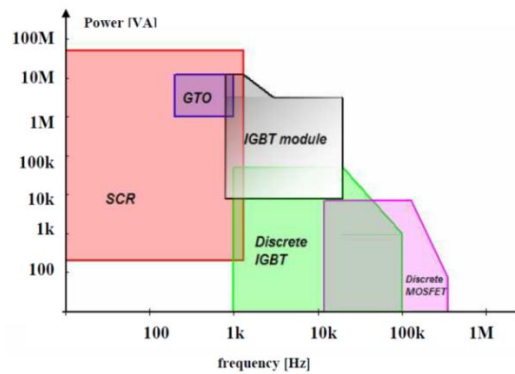
$$R_b = \frac{U_{DC(max)}}{3 \cdot |-I_{sq}|} = \frac{330}{1,07} \doteq 103\ \Omega \quad (2.31)$$

$$R_{b\ ex} = \frac{1}{\frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_{b\ in}}} = \frac{1}{\frac{1}{103} + \frac{1}{330}} \doteq 150\Omega \quad (2.32)$$

2.6 Výběr výkonového modulu měniče kmitočtu

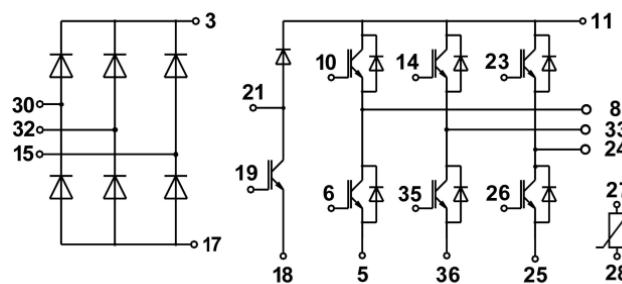
Výkonové polovodičové součástky, ze kterých se dá postavit třífázový střídač je velké množství. Pro napěťový střídač se používají součástky s vlastní komutací. Pro menší výkony v řádů stovek watů se používají tranzistory Mosfet s indukovaným kanálem N. Ty mají menší napěťovou a proudovou zatížitelnost, než bipolární tranzistory naopak mají dobré řídicí

vlastnosti, kdy stačí součástku ovládat jen napětím tedy s minimální spotřebou v řídicím obvodu. Výkonové bipolární tranzistory mají malý proudový zesilovací činitel v řádů desítek, ale velkou napěťovou a proudovou zatížitelnost. Největší zastoupení mají IGBT tranzistory, které kombinují výhody obou typů předchozích tranzistorů.



Obr. 2.9 Frekvenční a výkonové rozsahy pro jednotlivé součástky. [10]

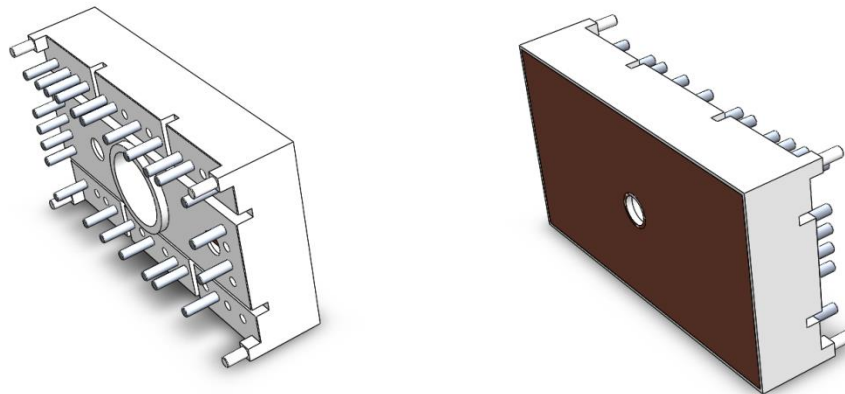
Výkonový modul *SK 20 DGD L 065 ET* od firmy Semikron, který je vybrán obsahuje jak je vidět na Obr. 2.10 vše potřebné a to 6 IGBT tranzistorů, které tvoří celý třífázový střídač. Navíc jeden IGBT tranzistor pro brzdu, ten je umístěn ve stejnosměrném meziobvodu a je napojen na diodu, která chrání tento tranzistor před přepětím. Vstupní část tvoří třífázový usměrňovač v můstkovém zapojení. Jelikož střídač je napájen jen z jednofázové sítě, není jedna fáze využita. V modulu je integrován NTC termistor, který slouží k měření teploty. Je v m modulu umístěn blízko IGBT tranzistoru a diody a měří skutečnou teplotu modulu. Celý modul je vyplněn silikonovým gelem, který slouží pro zaručení izolační pevnosti, oxidaci a omezuje hoření při poruše. [9,10]



Obr. 2.10 Vnitřní schéma zapojení výkonové části měniče. [9]

Tento modul se řadí do rodiny Semitop 3 ta se vyznačuje vysokou spolehlivostí, snadnou montáží a výškou modulu jen 12,5mm. Hlavní výhodou použití celého modulu je využití menšího místa vlivem větší integrace výkonových polovodičových součástek, než kdyby se výkonová část postavila z diskretních součástek. Vlivem menší vzdálenosti mezi

součástkami je také výrazné omezení parazitní indukčnosti přívodů, které mohou způsobovat při vypínání přepětí na těchto součástkách. [9,10]



Obr.2.9 Modul výkonové části měniče. [9]

Veličina	hodnota	Poznámka
U_{CE}	600V	-
I_C	24(17)A	$T_S=25(80)^\circ C$
I_{CRM}	40A	$I_{CRM}=2 \times I_{Cnom}$, $t_p=1ms$
U_{GES}	$\pm 20V$	-
T_j	$-40 +150^\circ C$	-

Tab. 2.3 Maximální hodnoty pro IGBT tranzistor. [9]

Veličina	hodnota	Poznámka
U_{RRM}	800V	-
I_F	30A	$T_S=80^\circ C$
I_{FSM}/I_{TSM}	240	$t_p=10ms$, $\sin 180^\circ$, $T_j=25^\circ C$
I^2t	$240A^2s$	$t_p=10ms$, $\sin 180^\circ$, $T_j=25^\circ C$
T_j	$-40 +150^\circ C$	-

Tab. 2.4 Maximální hodnoty pro usměrňovací diodu. [9]

Veličina	hodnota	Poznámka
I_F [A]	30A	$T_S=25(80)^\circ C$
I_{FRM} [A]	50A	$I_{FSM}=2 \times I_{Fnom}$, $t_p=1ms$
T_j [$^\circ C$]	$-40 +150^\circ C$	-

Tab. 2.5 Maximální hodnoty pro zpětnou diodu. [9]

Tento výkonový modul výrobce doporučuje pro motor 3kW při těchto parametrech: teplota chladiče $80^\circ C$, spínací frekvence 12kHz, napětí v meziobvodu 310 V a výstupní napětí 190 V při výstupní frekvenci 50 Hz. Přetížení 150% po dobu 60s. Na vstupu tohoto modulu je třífázový usměrňovač a blokovací napětí IGBT tranzistoru je jen 600V. Není tedy vhodný pro síť 3x400V, kde napětí dosahuje hodnot 560V. [10]

2.7 Výpočet ztrát střídače

Na každé výkonové polovodičové součástce vzniká průchodem proudu úbytek napětí. Okamžitým součinem napětí a proudu v daném časovém okamžiku vyjadřuje ztrátový výkon, který se přemění na teplo. Jeho hodnota je nutností pro určení typu chladiče či způsobu jeho chlazení. Na součástce mohou tedy vznikat tyto ztráty:

- Propustným proudem
- Spínací
- Blokovacím proudem
- Závěrným proudem
- Řídícím proudem

U IGBT tranzistoru se mohou ztráty blokovacím proudem vzhledem k velikosti propustného proudu zanedbat. Vlivem zpětné diody je tranzistor zpětně propustný a tedy ztráty závěrným proudem se nebudou uvažovat. Ztráty řídicím proudem, které vznikají při přebíjení vstupní kapacity hradla jsou také malé vzhledem k propustnému proudu. Dále se tedy budeme zabývat jen ztrátami propustnými a spínacími. [2]

2.7.1 Propustné ztráty

Propustné ztráty ukazují, kolik energie se na součástce přemění na teplo, jen na to, aby jím mohl téct proud. Vypočítají se jako okamžitý součin napětí a proudu na součástce. Pro výpočet těchto ztrát je potřeba aproximovat výstupní charakteristiky tranzistoru. Tu můžeme nahradit konstantou $U_{CE(TO)}$ a směrnici lineární přímky za kolenem této charakteristiky, která udává vodivost a její převrácená hodnota je dynamický odpor R_d . Obě hodnoty jsou zjištěny z katalogového listu výkonového modulu Tab. 2.6 a Tab. 2.7. [9]

Dosazením do rov. (2.33) a (2.34) vypočítáme tyto ztráty pro IGBT tranzistor a zpětnou diodu. Hodnoty $I_{T(av)}$ a $I_{T(ef)}$ byly vypočteny v kap.2.1. Obě tyto rovnice jsou odvozeny v publikaci. [2]

$U_{CE(TO)}$	1,1V
R_d	55m Ω

Tab. 2.6 Hodnoty pro IGBT. [9]

$U_{KA(to)}$	0,9V
R_d	33m Ω

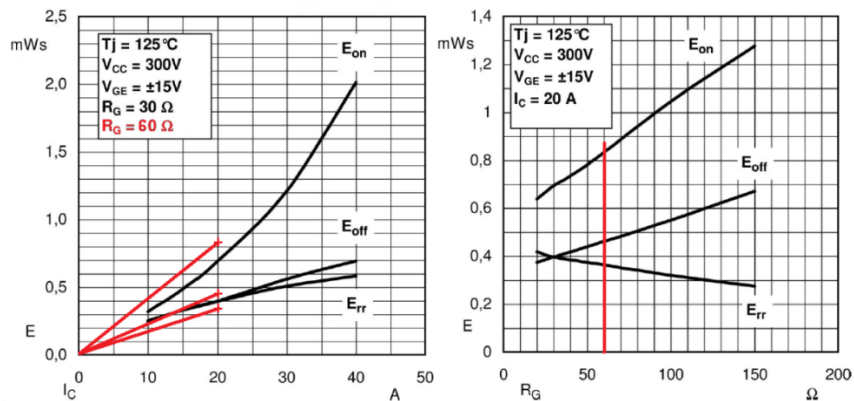
Tab. 2.7 Hodnoty pro zpětnou diodu. [9]

$$P_{Tfw(av)} = U_{CE(TO)} \cdot I_{T(av)} + R_d \cdot I_{T(ef)}^2 = 1,1 \cdot 1,474 + 55 \cdot 10^{-3} \cdot 2,594^2 = 2W \quad (2.33)$$

$$P_{DRfw(av)} = U_{KA(TO)} \cdot I_{DR(av)} + R_d \cdot I_{DR(ef)}^2 = 0,9 \cdot 0,32 + 33 \cdot 10^{-3} \cdot 1,1^2 = 0,328W \quad (2.34)$$

2.7.2 Spínací státy

Spínací ztráty závisejí převážně na spínací frekvenci střídače a doby zapnutí a vypnutí polovodičové součástky. V katalogovém listu je většinou uváděn graf závislosti potřebné energie na vypnutí a zapnutí polovodičové součástky Obr. 2.11.



Obr. 2.11 Odečet energie na zapnutí vypnutí tranzistoru a vypnutí zpětné diody. [9]

Doba zapnutí a vypnutí se dá také upravit pomocí omezovacího hradlového rezistoru pro IGBT tranzistor, který se navrhne na maximální proud hradlem, tato hodnota bude dále vypočtena na hodnotu 60Ω . Pomocí tohoto rezistoru provedeme korekci v prvním grafu zvýšením E_{on} - energie ztracená na jedno sepnutí tranzistoru. Zvýšením E_{off} - energii ztracenou na jedno vypnutí tranzistoru. Snížením E_{rr} , který udává energii na odčerpání zotavovacího náboje zpětné diody při jejím vypínání. Lineární aproximací levé části Obr. 2.11 se určí směrnice této přímky. Rov. (2.35), (2.36) a (2.37). [2]

$$K_{on} = \frac{\Delta E_{on}}{\Delta I_C} = \frac{0,8375 \cdot 10^{-3}}{20} = 0,042 \cdot 10^{-3} \quad (2.35)$$

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_C} = \frac{0,4625 \cdot 10^{-3}}{20} = 0,0231 \cdot 10^{-3} \quad (2.36)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_C} = \frac{0,3625 \cdot 10^{-3}}{20} = 0,0181 \cdot 10^{-3} \quad (2.37)$$

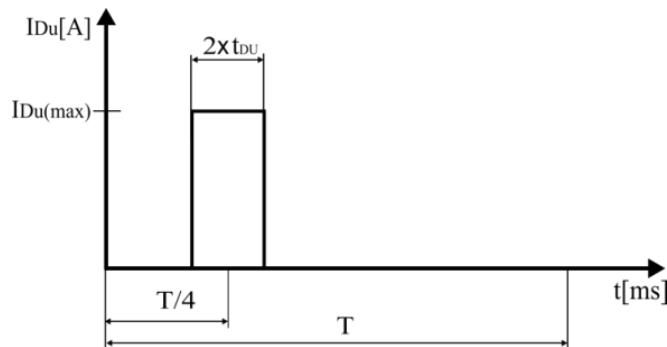
Nyní se mohou dopočítat spínací ztráty tranzistoru a zpětné diody pro danou frekvenci spínání, odebíraného proudu motoru a napětí ve stejnosměrném meziobvodu, které bylo voleno maximální usměrněné napětí rov. (2.38) a (2.39). [2]

$$\begin{aligned}
 P_{Tsw(av)} &= \frac{U_{ce} \cdot I_{a(m)} \cdot f_{pwm} \cdot (K_{on} + K_{off})}{\pi \cdot U_{ce(n)}} = \\
 &= \frac{325,27 \cdot 5,634 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (0,042 + 0,0231) \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 300} = 1,265 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

$$\begin{aligned}
 P_{DRsw(av)} &= \frac{U_{ce} \cdot I_{a(m)} \cdot f_{pwm} \cdot K_{rr}}{\pi \cdot U_{ce(n)}} = \\
 &= \frac{325,27 \cdot 3,984 \cdot \sqrt{2} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,0181}{\pi \cdot 300} = 0,3516 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

2.8 Výpočet ztrát usměrňovače

Pro výpočet ztrátového výkonu usměrňovacího můstku je nutné znát průběh odebíraného proudu tímto usměrňovačem. Uvažuje-li se účinník první harmonický síťového napětí a odebíraného proudu přibližně 1. Je doba vedení uvažována dvojnásobná oproti rovnici (2.13). Na Obr. 2.12 je idealizovaný průběh proudu jedné usměrňovací diody.



Obr. 2.12 Idealizovaný průběh usměrňovací diody.

Pro tento průběh se vypočte hodnota $I_{DU(max)}$ z rov (2.40) popisující rovnováhu odebraného náboje mezi polovinou periody síťového kmitočtu a doby vedení diody.

$$I_{DU(max)} \cdot 2 \cdot t_{DU} = I_{DC(av)} \cdot \frac{T}{2} \tag{2.40}$$

$$I_{DU(max)} = I_{DC(av)} \cdot \frac{T}{4 \cdot t_{DU}} = 3,465 \cdot \frac{20 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-3}} = 12,55 \text{ A} \tag{2.41}$$

Následně jsou spočítány střední a efektivní hodnoty tohoto proudu. Rov.(2.42) a (2.43).

$$I_{DU(av)} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{4}-t_{DU}}^{\frac{T}{4}+t_{DU}} I_{DU(m)} dt = \frac{12,55}{20 \cdot 10^{-3}} [t]_{(5-1,381)^{-3}}^{(5+1,381)^{-3}} = 1,733 \text{ A} \tag{2.42}$$

$$I_{DU(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\frac{T}{4}-t_{DU}}^{\frac{T}{4}+t_{DU}} I_{DU(max)}^2 dt} = \sqrt{\frac{12,55^2}{20 \cdot 10^{-3}} [t]_{(5-1,381)^{-3}}^{(5+1,381)^{-3}}} = 4,664 \text{ A} \quad (2.43)$$

V Tab. 2.8 jsou uvedeny hodnoty prahového napětí diody ekvivalentní dynamický odpor v propustné části výstupní V-A charakteristiky usměřovací diody.

$U_{KA(to)}$	0,8 V
R_T	20m Ω

Tab. 2.8 Hodnoty pro usměřovací diodu. [9]

$$\begin{aligned} P_{DUfw(av)} &= U_{KA(TO)} \cdot I_{DU(av)} + R_T \cdot I_{T(ef)}^2 = \\ &= 0,8 \cdot 1,733 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 4,664^2 = 1,822 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.44)$$

2.8.1 Výpočet ztát odebíraného proudu při 1,5 násobku jmenovitého momentu

Při zachování magnetizačního proudu je činná složka statorového proudu úměrná momentu. Při přetížení je tedy vynásobená jmenovitá hodnota činné složky proudu v poměru zatěžovacího a jmenovitého momentu rov (2.45).

$$I_{sq} = \frac{1,5 \cdot M_n}{M_n} \cdot I_{sqn} = 1,5 \cdot 3,267 = 4,9 \text{ A} \quad (2.45)$$

$$I_{a(ef)} = \sqrt{I_{sq}^2 + I_{sqn}^2} = \sqrt{4,9^2 + 2,28^2} = 5,41 \text{ A} \quad (2.46)$$

$$I_{a(m)} = I_{a(ef)} \cdot \sqrt{2} = 5,51 \cdot \sqrt{2} = 7,65 \text{ A} \quad (2.47)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{I_{sq}}{I_{s(ef)}} = \frac{4,9}{5,41} = 0,905 \quad (2.48)$$

Hodnoty ztrátového výkonu IGBT tranzistoru, zpětné diody a usměřovací diody jsou vypočteny stejně jako v předchozím případě pro jmenovité zatížení. Nejsou zde počítány, ale ve formě tabulky je uveden jejich přehled. Tab. 2.11.

2.9 Přehled celkových ztrát

Jmenovité zatížení:

Součástka	Střídač				Usměrňovač
	IGBT tranzistory		Zpětné diody		Usměrňovací diody
Typ ztrát	Propustné	Spínací	Propustné	spínací	Propustné
Hodnota[W]	12	7,59	1,968	2,1096	7,288
Součet obou ztrát[W]	19,59		4,0776		7,288
Měnič kmitočtu[W]	31				

Tab. 2.9 Rozdělení celkových ztrát na jednotlivé složky.

součástka	IGBT tranzistory		Zpětné diody		Usměrňovací diody
typ ztrát	Propustné	Spínací	Propustné	spínací	Propustné
hodnota[%]	38,7	24,5	6,3	6,8	23,5
celkové ztráty[%]	63,2		13,2		23,5

Tab. 2.10 Rozdělení celkových ztrát v poměrných jednotkách.

Z přehledu ztrát je vidět že nejvyšší podíl mají ztráty propustné IGBT tranzistoru. Oproti spínacím ztrátám jsou vyšší o více jak 50%. U zpětné diody jsou spínací a propustné vyrovnané. V procentním vyjádření dosahují IGBT tranzistoru skoro 2/3 celkových ztrát.

1,5x jmenovitého zatížení:

Součástka	Střídač				Usměrňovač
	IGBT tranzistory		Zpětné diody		Usměrňovací diody
Typ ztrát	Propustné	Spínací	Propustné	spínací	Propustné
Hodnota[W]	18	10,32	2,238	2,868	12,02
Součet obou ztrát[W]	28,32		5,1		12,02
Měnič kmitočtu[W]	45,62				

Tab. 2.11 Rozdělení celkových ztrát na jednotlivé složky.

Součástka	IGBT tranzistory		Zpětné diody		Usměrňovací diody
Typ ztrát	Propustné	Spínací	Propustné	spínací	Propustné
hodnota[%]	39,5	22,62	4,9	6,3	26,4
celkové ztráty [%]	62,1		11,2		26,4

Tab. 2.12 Rozdělení celkových ztrát v poměrných jednotkách.

Hodnoty pro zpětnou diodu se oproti jmenovitému zatížení nezměnily o velkou hodnotu jako u IGBT tranzistoru. To je dáno lepším účínkem i přes vyšší odebíraný proud.

2.10 Návrh chladiče pro střední hodnoty ztrátového výkonu

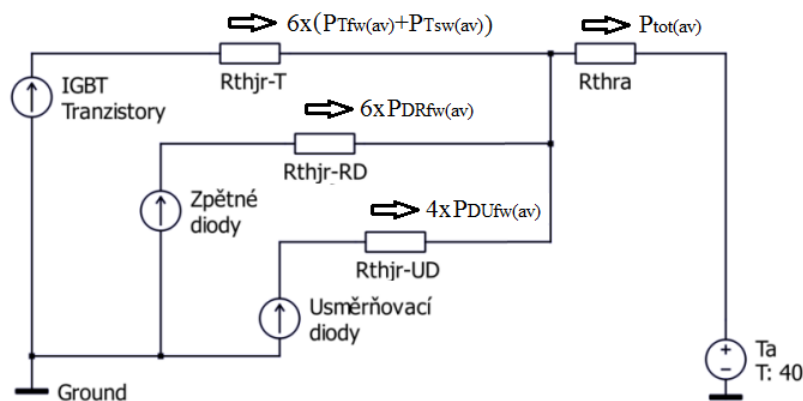
Pro výpočet maximálního tepelného odporu chladiče je nutné znát tepelné odpory jednotlivých polovodičových součástek a jejich maximální teplotu čipu. Tepelné schéma

teplného toku je analogií s elektrickým obvodem, kde napětí představuje teplotu, proud ztrátový výkon a tepelný odpor představuje odpor. V Tab. 2.13 jsou uvedeny tepelné odpory pro jednu součástku a její maximální teplotu.

	IGBT Tranzistor	Zpětná dioda	Usměrňovací dioda
R_{thjr} [K/w]	1,7	1,7	2
T_{jmax} [°C]	150	150	150

Tab. 2.13 Tepelné odpory a maximální teplota čipu dané polovodičové součástky. [9]

Rov. (2.49) popisuje tepelný obvod, který je na Obr. 2.13 pro ustálený stav bez respektování tepelných kapacit. Tento obvod je ve skutečnosti rozsáhlejší a obsahoval by 6 IGBT tranzistorů, 6 zpětných diod a 4 usměrňovací diody. Zjednodušení výpočtu se dosáhlo tím, že ztrátový výkon jednoho typu součástky byl sečten do jednoho a tepelný odpor byl vydělený počtem těchto součástek. Z této rovnice se vyjádří R_{thra} a představuje maximální tepelný odpor chladiče, který může být použitý, aby se polovodičová součástka ohřála na teplotu T_{jmax} . Ve skutečnosti musí být použitý tepelný odpor menší, aby zde byla nějaká rezerva. Při různých tepelných odporech a jiných ztrátových výkonech součástky je nutné určit takovou, která má součin tepelného odporu a ztrátového výkonu největší a to je IGBT tranzistor, jak je vidět z Tab. 2.9 a Tab. 2.13. K této součástce se bude tedy počítat tepelný odpor chladiče rov (2.50). Hodnota teploty okolí byla uvažována 40°C.



Obr. 2.13 Tepelné schéma.

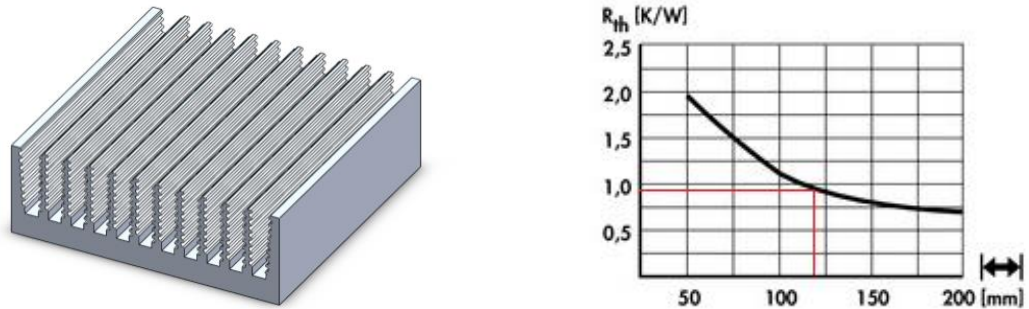
$$T_a + R_{thra} \cdot P_{tot(av)} + R_{thjr} \cdot P_{T(av)} = T_{jmax} \quad (2.49)$$

$$R_{thra} = \frac{T_{jmax} - T_a - R_{thjr} \cdot (P_{Tfw(av)} + P_{Tsw(av)})}{P_{tot(av)}} = \frac{150 - 40 - 1,7 \cdot 3,265}{31} \quad (2.50)$$

$$= 3,37 \text{ k/w}$$

Maximální vypočítaná hodnota tepelného odporu je 3,37 K/W. Vybraný chladič je vidět na Obr. 2.14. Tento žebrovaný chladič má šířku 120mm a délku také 120mm. Je vybrán

z důvodu už dříve zakoupeného a nařezaného na tuto délku. Ačkoli je tepelný odpor pro tuto délku více jak 3x menší, bude alespoň vyšší rezerva z hlediska maximálního oteplení.



Obr. 2.14 Vybraný chladič a jeho závislost tepelného odporu na délce. [12]

Následně byly spočteny teploty pro tento typ chladiče ve středních hodnotách pro IGBT tranzistor rov. (2.51), zpětnou diodu rov.(2.52), usměrňovací diodu rov.(2.53) a chladič rov.(2.54).

$$T_{jT(av)} = T_a + R_{thra} \cdot P_{tot(av)} + R_{thjr} \cdot P_{T(av)} = 40 + 0,9 \cdot 31 + 1,7 \cdot 3,2 = 73,45^{\circ}\text{C} \quad (2.51)$$

$$T_{jDR(av)} = T_a + R_{thra} \cdot P_{tot(av)} + R_{thjr} \cdot P_{DR(av)} = 40 + 0,9 \cdot 31 + 1,7 \cdot 0,68 = 69,1^{\circ}\text{C} \quad (2.52)$$

$$T_{jDU(av)} = T_a + R_{thra} \cdot P_{tot(av)} + R_{thjr} \cdot P_{DU(av)} = 40 + 0,9 \cdot 31 + 2 \cdot 1,82 = 71,54^{\circ}\text{C} \quad (2.53)$$

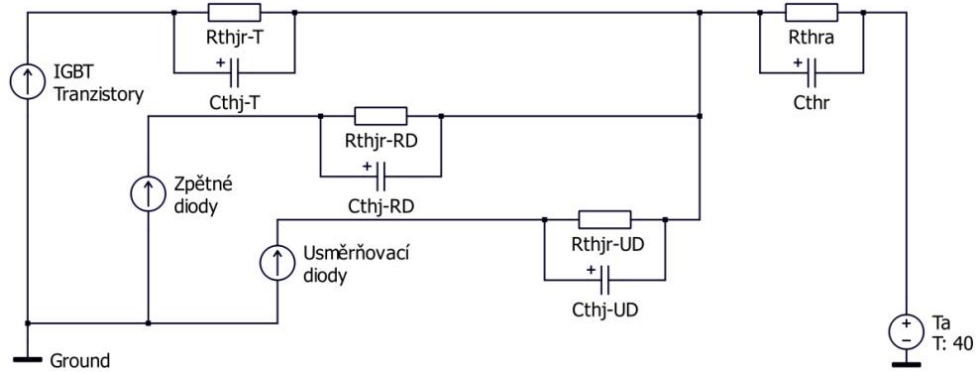
$$T_{ch(av)} = T_a + R_{thra} \cdot P_{tot(av)} + R_{thjr} \cdot P_{DU(av)} = 40 + 0,9 \cdot 31 = 67,9^{\circ}\text{C} \quad (2.54)$$

2.11 Simulace oteplení s respektováním tepelných kapacit

Předchozí návrh chladiče byl počítán jen pro střední hodnoty ztrátových výkonů v rámci výstupního kmitočtu střídače pro jmenovité zatížení. Zde bude provedena simulace pro střední hodnoty ztrátových výkonů v rámci spínacího kmitočtu. Simulace bude provedena pro jmenovité zatížení, tak pro přetížení $1,5xM_n$. V náhradním transformovaném tepelném schématu, které je vidět na Obr. 2.15 je nutné počítat s tepelnými kapacitami jednotlivých součástek a chladiče, které jsou uvedeny v Tab. 2.14. Ty představují, kolik tepla se dokáže akumulovat do určité části řetězce. Vlivem těchto kapacit má teplota spojitý průběh. Střední hodnota této teploty je stejná jako hodnota, která byla počítána bez respektování tepelných kapacit. Z důvodu absence tranzientní tepelné impedance v katalogovém listu[5] byla zde uvažována časová konstanta oteplení 0,5s pro všechny výkonové součástky. Tepelná kapacita chladiče je spočítána jako součin měrné tepelné kapacity hliníku a hmotnosti chladiče

	IGBT Tranzistor	Zpětná dioda	Usměřňovací dioda	chladič
R_{th} [K/w]	1,7	1,7	2	0,9
C_{th} [w.s/K]	0,29	0,29	0,25	662,76
τ [s]	0,5	0,5	0,5	596,48

Tab. 2.14 Parametry hodnot do tepelného schématu. [9]



Obr. 2.15 Tepelné schéma měniče kmitočtu pro přechodné jevy.

Pro výpočet teploty v čase je nutné řešit diferenciální rov. (2.55), která obecně popisuje vztah mezi rozdílem teploty mezi dvěma přechody a ztrátovým výkonem $P_{tot(t)}$. Tato rovnice se odvodí jako součet proudů v jednom uzlu, kde se tepelný tok rozvětčuje mezi tepelný odpor a tepelnou kapacitu.

$$P_{tot(t)} = C_{thr} \cdot \frac{d(\Delta T_{jr(t)})}{\Delta t} + \frac{\Delta T_{jr(t)}}{R_{thra}} \quad (2.55)$$

Tato rovnice je analogií jednoduchému RC článku, jejíž odezva na jednotkový skok je exponenciální funkce. Pro simulaci byl zvolen software Matlab, kde je naprogramováno numerické řešení této metody eulorovým vztahem 1 řádů s krokem Δt rov.(2.56)

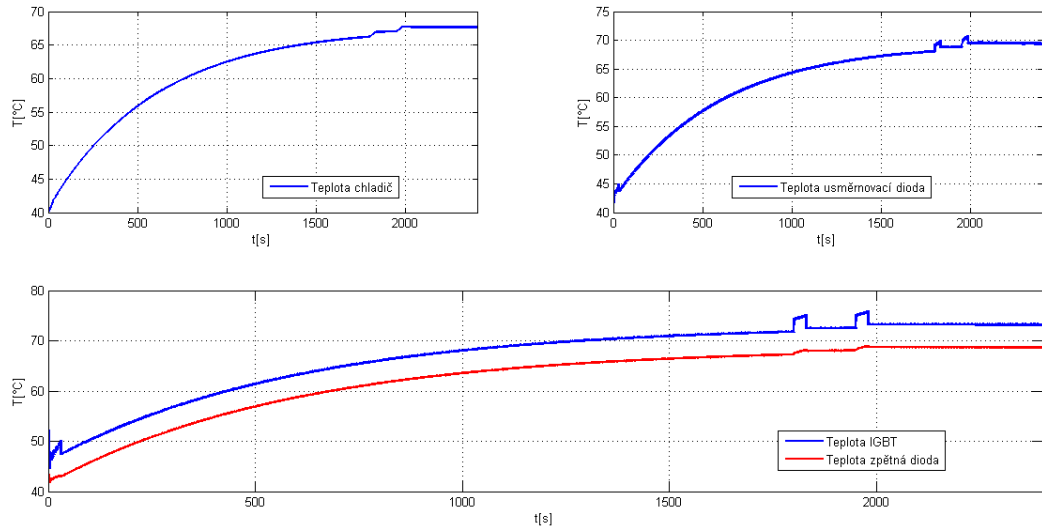
$$\Delta T_{jr} = \left(\frac{P_{tot(t)}}{C_{th}} - \frac{\Delta T_{jr}}{C_{th} \cdot R_{th}} \right) \cdot \Delta t + \Delta T_{jr} \quad (2.56)$$

$$T_j = \Delta T_{jr} + \Delta T_{ra} + T_a \quad (2.57)$$

$$T_r = \Delta T_{ra} + T_a \quad (2.58)$$

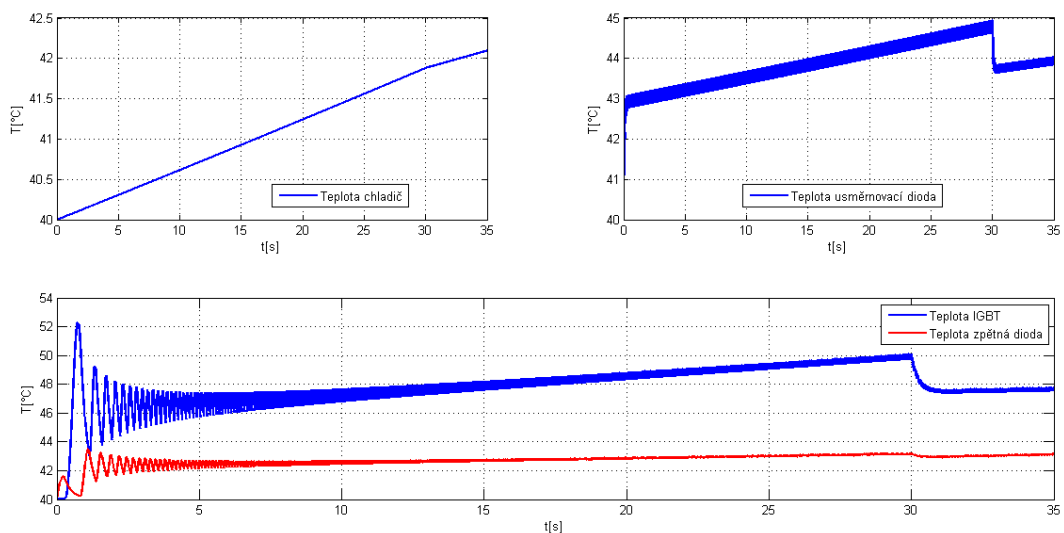
Výsledné teploty jsou dány jako přírůstky jednotlivých rozdílů teplot mezi dvěma uzly z tepelného schématu. Pro IGBT tranzistor a zpětnou diodu jsou tyto hodnoty okamžitého ztrátového výkonu v rámci střední hodnoty spínacího kmitočtu odvozeny v publikaci.[2] Hodnoty maximálního ztrátového výkonu pro usměřňovací diodu se spočte rov.(2.59).

$$\begin{aligned} P_{DUfW(max)} &= U_{KA(TO)} \cdot I_{DU(max)} + R_T \cdot I_{T(max)}^2 = \\ &= 0,8 \cdot 12,55 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 12,55^2 = 13,2w \end{aligned} \quad (2.59)$$



Obr. 2.16 Oteplení jednotlivých komponent měniče kmitočtu.

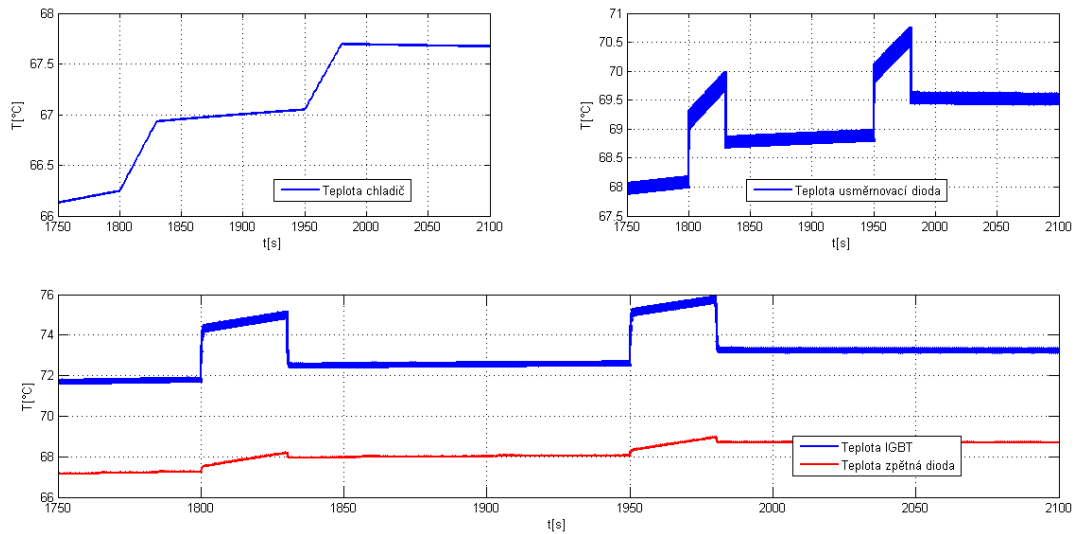
V čase od 0s do 30s byl uvažován rozběh s přetížením 1,5 násobku jmenovitého momentu. Tento případ simuloval těžký rozběh s velkým momentem setrvačnosti soustrojí. Rozdíl přetěžovaného momentu a jmenovitého momentu se využije na zrychlení na jmenovitou rychlost. V době od 30 minut do 30min a 30s bylo zvednuto zatížení na 1,5 násobek jmenovitého momentu a toto zatížení se zopakovalo za dobu 2 min. Celý tento děj je vypočítáván po dobu 40 minut. Tato hodnota by měla stačit i na ustálení teploty chladiče, který má největší tepelnou časovou konstantu a to skoro 600s a tedy celý děj trvá 4 tyto časové konstanty.



Obr. 2.17 Zoom oteplení při rozběhu.

Obr. 2.17 zobrazuje detail oteplení v počátku rozběhu na jmenovitou rychlost. Je zde patrné, že při nízké statorové frekvenci při počátku rozběhu dochází k velkému nárůstu a

zvlnění této teploty a to převážně u IGBT tranzistoru a to vlivem delšího působení ztrátového výkonu a také delší doby ochlazování než při vyšších statorových frekvencích.



Obr. 2.18 Zoom oteplení při přetížení.

Obr. 2.18 je nasimulováno 2x přetížení po dobu 30 sekund s periodou 2 minut. Je vidět, že tato hodnota přetížení zvedne teplotu nejvíce u IGBT tranzistoru o méně než 5°C a neohrozí tak maximální teplotu polovodiče.

3 HW část měniče kmitočtu

3.1 Řídící mikrokontrolér

Důležité periferie, které jsou zvláště potřebné pro řízení střídače je PWM jednotka s minimálně třemi komplementárními výstupy. Výhoda je, obsahuje-li hardwarově generátor mrtvých časů. Pro měření analogových veličin je nutné mít A/D převodník, u něj je kladen požadavek na vzorkovací frekvenci, počet bitů které reprezentuje převedené číslo a počet kanálů. Pro měření času či čítání impulsů je dobré mít dostatek čítačů/časovačů. Je-li kladen požadavek na komunikaci měniče s okolím např. s externí periferií nebo jenom odesílání a příjem dat se používají různé druhy sériové komunikace, která šetří počet vodičů. V nedílné součásti dostatek GPIO pro ovládání či spínání nějakého koncového čidla.

Pro řízení celého pohonu je vybrán vývojový kit Tiva C Series LaunchPad s procesorem TM4C123GH6PM. Tento procesor s architekturou ARM (Advanced RISC Machine) a patří do rodiny Cortex s jádrem M4F se 65nm výrobní technologií, která poskytuje vyváženost mezi vysokým výpočetním výkonem při nízké spotřebě. Na vývojové desce jsou dvě uživatelská tlačítka a jedna RGB dioda. Obě tyto komponenty slouží k rychlejšímu seznámení

s procesorem. K programování a emulování slouží ICDI (In-Circuit Debug Interface) Jednotka FPU (Floating-Point Unit) slouží k rychlejšímu počítání rovnic v plovoucí řádové čárce. Tento procesor obsahuje interní teplotní senzor, který může měřit teplotu okolí. Jako režim snížené spotřeby slouží uspání a hibernace. Oba módy se dají využít hlavně pro napájení z baterie. Jeho základní specifikace je uvedena v Tab. 3.1. [11]

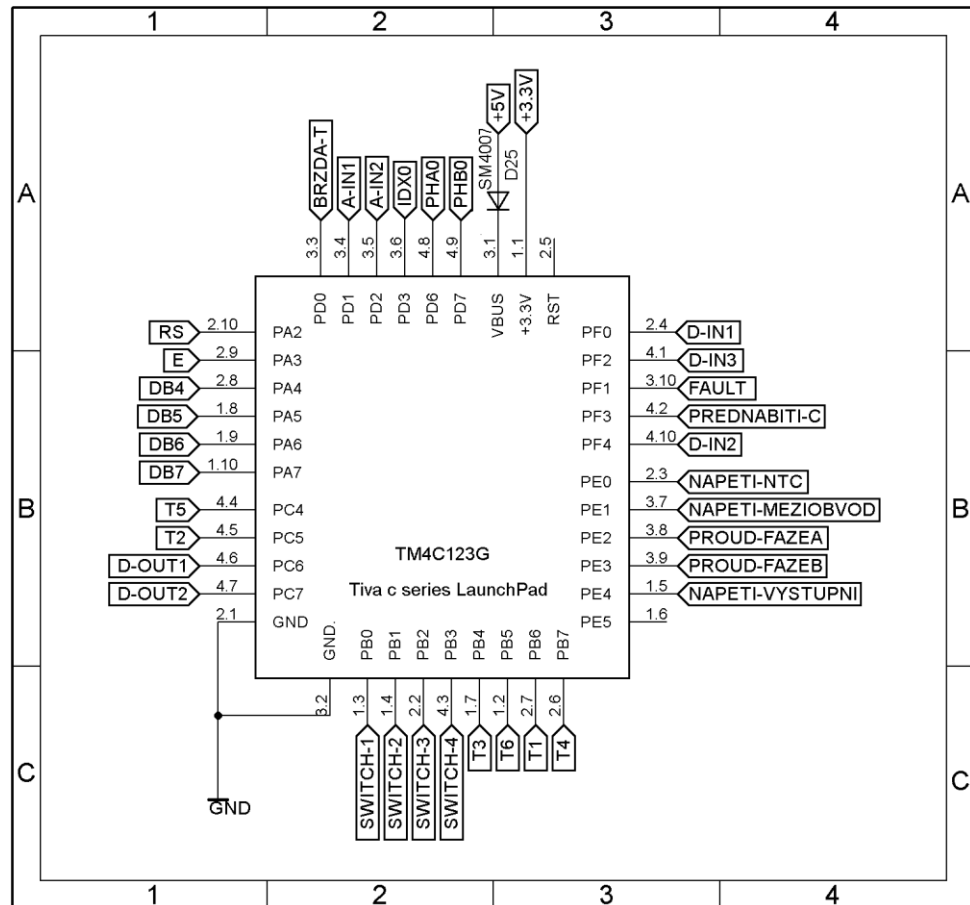
Flash	256 KB
SRAM	32 KB
EEPROM	2 KB
Taktovací frekvence	80 Mhz
Výpočetní výkon	100 DMIPS
PWM	16 výstupů
ADC	2X 12 kanálů 12 bitů, 1MSPS
Sériové komunikace	8xUART, 4xSSI/SPI, 6xI ² C, 2xCAN, 1xUSB
Inkrementální dekodér	2xQEI
Čítače/Časovače	6x32bit, 6x64bit
Watchdog čítač	2x
Analogové komparátory	3x

Tab. 3.1 Základní specifikace procesoru TM4C123GH6PM. [11]

V Tab. 3.2 jsou ukázány použité periferie, měřené veličiny a jedná-li se o vstup či výstup a součet všech potřebných pinů. Celkový počet na liště je 40. Nevyužité piny jsou: RST,+5V, +3,3V,2x GND. Jeden pin není použitý a slouží k budoucímu rozšíření o další funkci.

Funkce	použitá periferie	Vstup		výstup		označení brány a pinu	
		analog.	digit.	Analog	digit.		
Řízení střídače	PWM	-	-	-	6	PB4,5; PB6,7; PC4,5	
Přednabití filt. kapacity	GPIO	-	-	-	1	PF3	
Řízení brzdy	GPIO	-	-	-	1	PD0	
Měření výst. Proudů	ADC	2	-	-	-	PE2,3	
Měření nap. v meziobvodu	ADC	1	-	-	-	PE1	
Měření napětí na motoru	ADC	1	-	-	-	PE4	
IRC čidlo otáček	QEI	-	3	-	-	PD3,6,7	
Chyba od driveru	GPIO	-	1	-	-	PF1	
Měření teploty modul	ADC	1	-	-	-	PE0	
LCD display	GPIO	-	-	-	6	PA2,3,4,5,6,7	
Tlačítka	GPIO	-	4	-	-	PB0,1,2,3	
Analogové vstupy	ADC	2	-	-	-	PD1, PD2	
Digitální vstupy	GPIO	-	3	-	-	PF0,2,4	
Digitální výstupy	GPIO	-	-	-	2	PC6, PC7	
		Σ vstupy	18	Σ výstupy	16	Σ celkem	34

Tab. 3.2 Seznam použitých periférií a označení pinu připojení.



Obr. 3.1 Zapojení jednotlivých pinů mikrokontroléru.

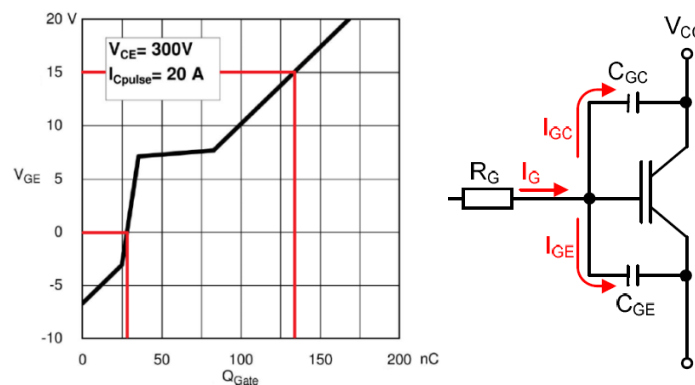
3.2 volba budících obvodů k tranzistorům

Pro proudové posílení a napěťové přizpůsobení řídicího signálu na hradla IGBT tranzistorů je použitý obvod IR 2130, který v sobě skrývá budiče pro celý třífázový napěťový střídač. Jeho předností je, že má integrovanou logiku na vstupu, která nedovolí sepnout dva tranzistory v jednom půl můstku. Pevně nastavené mrtvé časy na hodnotu 2,5 μ s. Ty zohledňují skutečnost, že tranzistoru trvá určitou dobu, než vypne a obnoví svoje blokovací schopnosti. Horní tranzistor každého půl můstku má emitor připojený na plovoucí zem proto jsou v budiči integrovány tři nábojové pumpy, které zajistí napájení pro tyto tranzistory. Stačí připojit kondenzátor s diodou připojenou na napájení. Kondenzátor se nabije vždy, je-li sepnut spodní tranzistor půl můstku a vybijí-li sepnut horní. Nevýhoda je, že se kondenzátor nemusí stihnout nabít na hodnotu napájení budiče a tím dochází k prodloužení otevření tranzistorů a navýšení spínacích ztrát. Naštěstí je budič vybaven podpěťovou ochranou, která zajistí blokování pulsů na tranzistory a to klesne-li napájecí napětí pod 8,9V.[14]

Velikost předřadného rezistoru musí omezit hodnotu maximálního nabíjecího proudu hradla tranzistoru. Jeho velikost se spočte dle rov. (3.2). Čím vyšší hodnota proudu je, tím

dochází k rychlejšímu otevření tranzistoru a klesají spínací ztráty. Oproti tomu dochází k zvýšení di/dt tranzistoru a tím při jeho vypínání k přepětí. Je-li hodnota předřadného rezistoru vyšší, je to naopak. Hodnota maximálního proudu budiče je 0,25A.[14]

Výpočet střední hodnoty nabíjecího proudu pro hradla tranzistoru se provede dle Obr. 3.2, ten uvádí závislost napětí na dodaném náboji do hradla. Vstupní kapacita hradla je kombinací C_{GE} a C_{GC} (Millerova). Ve skutečnosti jsou tyto kapacity nelineární a to hlavně C_{GC} , to je vidět na Obr. 3.2 jako pokles strmosti kolem 7V. Výpočet se provede dle datového listu Semikron. [15]



Obr. 3.2 Nabíjecí charakteristika hradla a znázornění vnitřních kapacit. [9,15]

Červeně ohraničená oblast na ose x značí potřebný dodaný náboj do hradla tranzistoru při napájení 0-15V, které je vyznačeno na ose y. Hodnota odečteného náboje Q_G je 98,4nC. Střední hodnota proudu IGBT tranzistoru v rámci spínacího kmitočtu se vypočte dle rov.(3.1).

$$I_{G(av)} = \frac{Q_{GE} + Q_{GC}}{T_{pwm}} = Q_G \cdot f_{pwm} = 98,4 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^3 \doteq 1 \text{ mA} \quad (3.1)$$

$$R_G = \frac{U_{GE(max)}}{I_{G(max)}} = \frac{15}{0,25} = 60 \Omega \quad (3.2)$$

Hodnota byla zvolena nejbližší vyšší a to 62Ω. Napájení celého budiče je 15V. Napájení zajistí galvanicky oddělený DC/DC měnič. Jeho výkon je určen na hodnotu 2W. Ve skutečnosti při řízení všech 7 tranzistorů je hodnota potřebného výkonu kolem 0,1W. Proudové špičky při nabíjení hradla dosahují hodnoty až 0,25A. Ty jsou hrazeny převážně z kondenzátorů umístěných blízko budiče. Hodnota 2W zohledňuje výkonovou rezervu návrhu DC/DC měniče.

Budič MCP1403 zajišťuje dodání potřebného náboje do kapacity hradla IGBT tranzistoru, který řídí brzdový rezistor. Hodnota rezistoru pro omezení proudu je spočítána v rov. (3.2). Napájení je stejné jako v případě budiče IR2130.[16]

3.3 Galvanické oddělení pomocí optočlenů

Pro galvanické oddělení řídicích signálů z mikrokontroléru jsou zvoleny optočleny ACPL-K54L s izolační pevností mezi vstupem a výstupem 1140V. Výstupní tranzistor má otevřený kolektor, ke kterému je dle rov. (3.6) navržený vhodný pull-up rezistor. Budiče IR2130 a MC1403 mají invertovaný výstup to je zvoleno z hlediska optočlenů, které jsou zapojené se společným emitorem a také negují vstupní signál. Optočlen ACPL-M50L je identický s ACPLP-L54L, akorát v jednom pouzdře je umístěn jen jeden optočlen. Ty jsou použité pro chybové hlášení z budiče a pro galvanické oddělení řízení brzdy.

Výpočet omezovacího rezistoru před LED diody optočlenu se provede dle rov. (3.3). Je zvolena topologie, kdy je katoda diody uzemňována přes pin mikrokontroléru. Napájení je zvoleno 3,3V a to z důvodu, že při napájení 5V by i při vypnutém výstupním tranzistoru LED dioda svítila. Hodnota proudu pro diodu je zvolena podle katalogového listu na hodnotu 3mA. Pro tuto hodnotu bylo odečteno z výstupní V-A charakteristiky této diody napětí rov.(3.3) a následně spočítán předřadný rezistor rov. (3.4). [17]

$$U_{F(I_F)} = 1,44V \quad (3.3)$$

$$R_A = \frac{U_n - U_F}{I_F} = \frac{3,3 - 1,44}{3 \cdot 10^{-3}} = 620\Omega \quad (3.4)$$

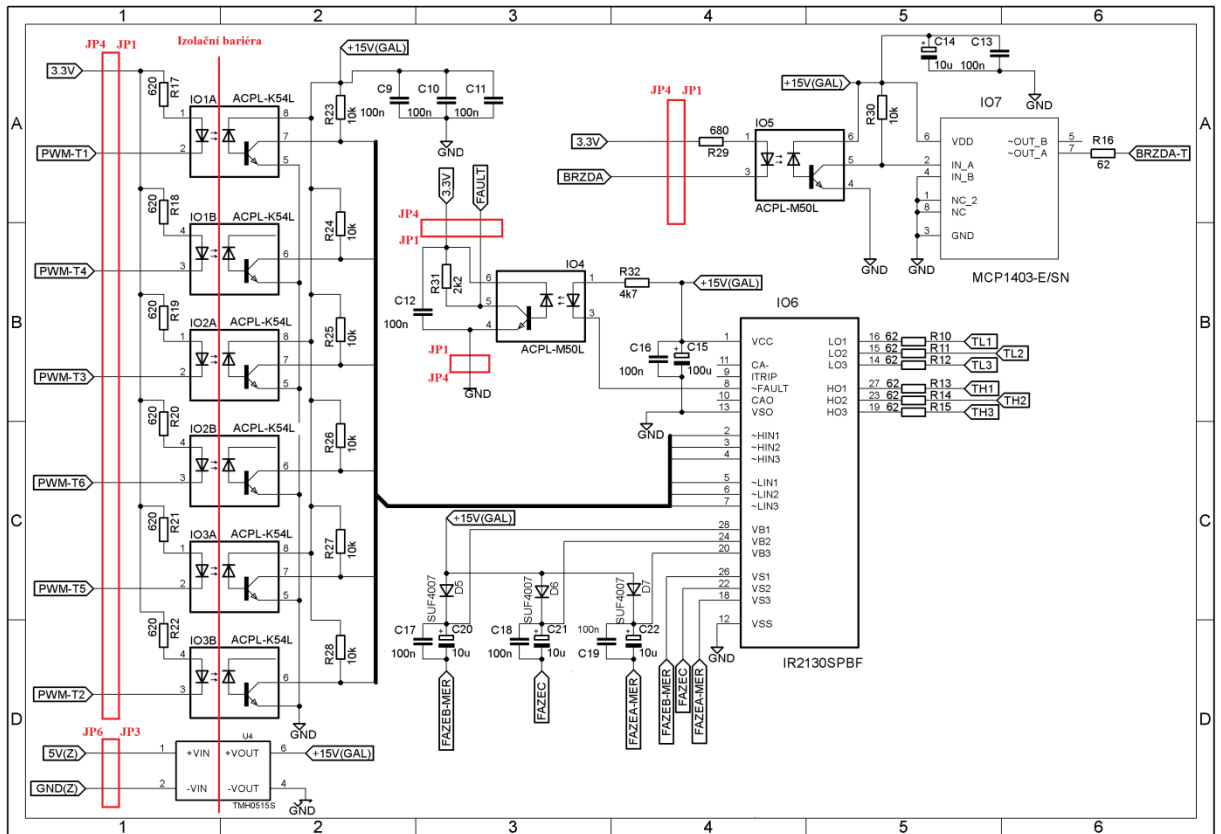
Výstupní rezistor je navržen pro proud kolektorem 1,5mA, dle této hodnoty je saturační napětí 0,2V. Hodnota rezistoru se spočte jako úbytek napětí na tomto rezistoru vydělený navrženým proudem rov. (3.6).

$$U_{sat} = 0,2V \quad (3.5)$$

$$R_C = \frac{U_n - U_{sat}}{I_C} = \frac{15 - 0,2}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 10k\Omega \quad (3.6)$$

Rezistory k optočlenu pro řízení brzdy a chyby z driveru jsou navrženy stejně jako v předchozím případě. Kondenzátory C17 a C20 tvoří akumulací člen pro nábojovou pumpu. Dioda D5, jejíž závěrné napětí musí vydržet minimálně napětí v meziobvodu a to vždy je-li sepnutý horní tranzistor půl můstku. Jsou použité rychlé křemíkové diody SUF 4007, které mají menší zotavovací náboj než usměrňovací diody.

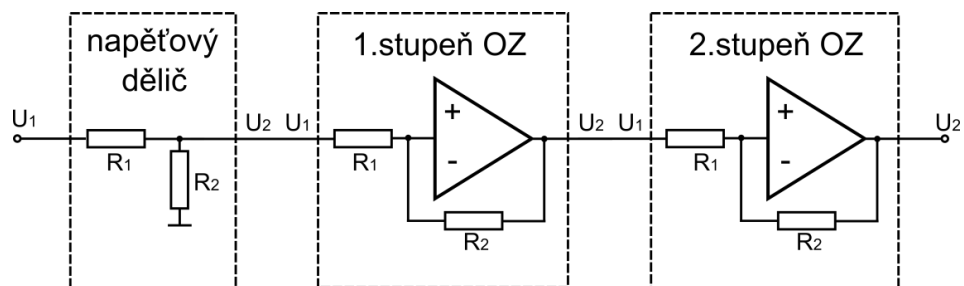
Celkové obvodové schéma je na Obr. 3.3. Červeně izolační čára naznačuje galvanické oddělení výkonové části od řídicí. Červeně obdélníky s označením JP ukazují přechod mezi dvěma plošnými spoji.



Obr. 3.3 Schéma zapojení budících obvodů a jejich galvanické oddělení.

3.4 Měření analogových veličin

Pro ovládání celého měniče nebo měření analogových veličin napětí a proudu je potřeba vhodně tento signál upravit či zesílit na požadovanou hodnotu reference A/D převodníku vybraného mikrokontroléru. Pro měření bipolárního signálu je nutné oproti unipolárnímu napětí posunout toto napětí o offset, který je polovina referenčního napětí A/D převodníku. Celkových analogových veličin je tedy dle Tab. 3.2 sedm. Na Obr. 3.4 je vidět struktura úpravy signálu. Je-li na vstupu dělič je všude počítán pro hodnoty rezistorů R_1 a R_2 . Operační zesilovače jsou použity většinou dva, kde R_2 je v záporné zpětné vazbě a R_1 je na vstupu. Výstup U_2 jednoho bloku tvoří zároveň vstup U_1 pro následující blok.



Obr. 3.4 Blokové schéma zapojení jednotlivých stupňů.

3.4.1 Napětí v meziobvodu

Měření napětí ve stejnosměrné meziobvodu je důležité z hlediska řízení ASM, kdy se pomocí tohoto napětí vypočítá výstupní napětí motoru. Vlivem velkého zvlnění napětí v meziobvodu, které je dáno součtem zvlnění od usměrňovače s frekvencí 100Hz je na toto zvlnění superponováno zvlnění od střídače, které je rovno modulačnímu indexu, který byl stanoven 10kHz. Proto se toto zvlnění musí vhodně filtrovat dolní propustí s vhodně nastavenou časovou konstantou. Další možností je softwarově implementovat filtr jako např. klouzavý průměr. Nevýhoda každé filtrace signálu je, že dochází k fázovému posuvu signálu a ke snížení amplitudy a to tím více, je-li časová konstanta filtru delší.

Pro měření byl vybrán obvod IL300 se dvěma fotodiodami a jednou LED diodou. Na primární straně je LED dioda, která svítí na dvě fotodiody jedna je na primární straně a je vyvedena do zpětné vazby OZ, který napájí LED diodu. To je z důvodu linearizace přenosu mezi primární a sekundární stranou optočlenu, která je důležitá protože led dioda má nelineární V-A vstupní charakteristiku. Druhá fotodioda, která je na sekundární straně, slouží k samotnému měření výstupního napětí pomocí napěťového děliče.[18]

Výpočet napěťového děliče pro omezení napětí na vstupu je popsána rov. (3.8). Hodnota proudu, která byla volena pro všechny napěťové děliče je určena na 1mA. Součin C_{41} s R_{71} a R_{70} je časová konstanta dolní propusti filtru se zlomem okolo 1 kHz. Ta má za úkol potlačit o 20 dB spínací frekvenci, která je v měřeném signálu obsažena.

Napěťový dělič:

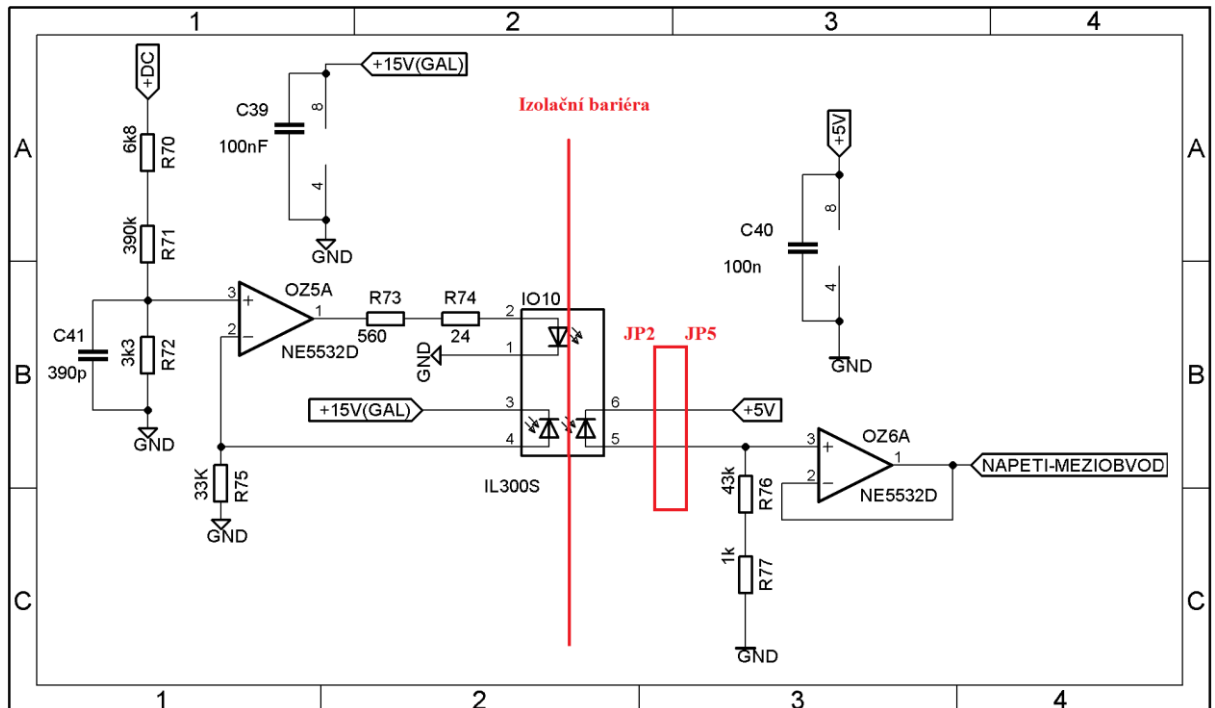
$$R_1 + R_2 = \frac{U_1}{1 \cdot 10^{-3}} = \frac{400}{1 \cdot 10^{-3}} = 400 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.7)$$

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3,3 = 400 \cdot \frac{R_2}{400 \cdot 10^3} \quad (3.8)$$

$$R_2 = \frac{3,3 \cdot 400 \cdot 10^3}{400} = 3,3 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.9)$$

Hodnoty rezistorů pro obvod IL300 byly stanoveny experimentálně pro jednotkový přenos mezi vstupní a výstupní stranou tohoto obvodu. Blokovací kondenzátory 100nF slouží k omezení parazitní indukčnosti napájecích přívodů plošného spoje a tím nezpůsobí pokles napájecího napětí při rychlé změně odebíraného proudu.

Použité operační zesilovače jsou NE5532. Ty se vyznačují nízkým šumem, vysokou rychlostí přeběhu a šířkou pásma a malým vstupním napěťovým offsetem. Je zvolena varianta pouzdra kde jsou umístěny dva operační zesilovače.[19]



Obr. 3.5 Schéma měření napětí v meziobvodu.

3.4.2 Výstupní proud střídače

Pro měření výstupního proudu střídače je vybráno čidlo LEM FHS P SP 600. Jeho základní parametry jsou uvedeny v Tab. 3.3. Je to převodník proudu na napětí pomocí hallova jevu. Každý vodič protékaný proudem vytváří kolem sebe kruhové magnetické pole. Intenzita tohoto magnetického pole, klesá hyperbolicky ze vzdáleností od vodiče procházejícího proudem. Citlivost je tedy dána vzdáleností čidla od místa procházejícího proudem. Je zvolena varianta, kdy snímaný proud protéká pod tímto čidlem, a to ve stejné vrstvě plošného spoje jako tento obvod. Jeho citlivost je 68,7mV/A a to pro přesně definovanou vzdálenost, která je zjištěna z katalogového listu. [20]

Rozsah	0-100A
výstupní offset	±10 mV
linearita	1,50%
offset drift	±0,15 mV/K
BW	105 KHz
přesnost (při kalibraci)	< 4%

Tab. 3.3 Parametry čidla proudu. [20,21]

Pro úpravu výstupního signálu byl použit pomalejší výstup, který oproti rychlému výstupu nemá překmit výstupního napětí, ale má delší zpoždění na odezvu obdélníkového proudu, které se pohybuje okolo 4 μ s. Rozsah měřeného proudu musí být větší než maximální

amplituda při přetížení plus rezerva. Hodnota rozsahu je stanovena na $\pm 10\text{A}$ amplitudy výstupního proudu. Převodní tabulka čidla proudu Tab. 3.4 ukazuje hodnoty výstupního napětí pro měřený rozsah proudu. Tyto hodnoty jsou vypočteny pro citlivost $68,7\text{mV/A}$.

I[A]	U[V]
+10A	3,187
0A	2,5
-10	1,823

Tab. 3.4 Převodní tabula čidla při citlivosti $68,7\text{mV/A}$.

Obvod obsahuje interní referenci $2,5\text{V}$. Pomocí rozdílového zesilovače OZ4A se provede rozdíl obou signálů. Tím posuneme výstupní napětí na nulovou hodnotu při nulovém proudu. Dalším stupněm se posune tento bipolární signál pomocí offsetu na unipolární se středem v $1,65\text{V}$. Následně bude proveden výpočet potřebného zesílení obou stupňů. OZ4B je zapojen jako invertující rov. (3.10) a neinvertující rov. (3.11) zároveň.

Druhý stupeň - neinvertující zapojení:

$$A_{U+} = \frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{62 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3} + 1 \doteq 3,3 \quad (3.10)$$

$$U_{2+} = A_{U+} \cdot 0,5 = 1,65\text{V} \quad (3.11)$$

Druhý stupeň - inverující zapojení:

$$A_{U-} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{62 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3} = -2,3 \quad (3.12)$$

$$U_{2-} = A_{U-} \cdot U_1 \quad (3.13)$$

Výsledné výstupní napětí je dáno superpozicí invertujícího a neinvertujícího zapojení rov. (3.14).

$$U_2 = U_{2+} + U_{2-} = 1,65 - 2,3 \cdot U_1 \quad (3.14)$$

První stupeň - diferenciální zesilovač

$$A_U = \frac{R_2}{R_1} = \frac{21 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3} = 1,05 \quad (3.15)$$

$$U_2 = A_U(U_1 - U_{ref}) = 1,05 \cdot (U_1 - 2,5) \quad (3.16)$$

Celková závislost výstupního napětí na vstupním je dána součinem obou stupňů OZ. rov.(3.17).

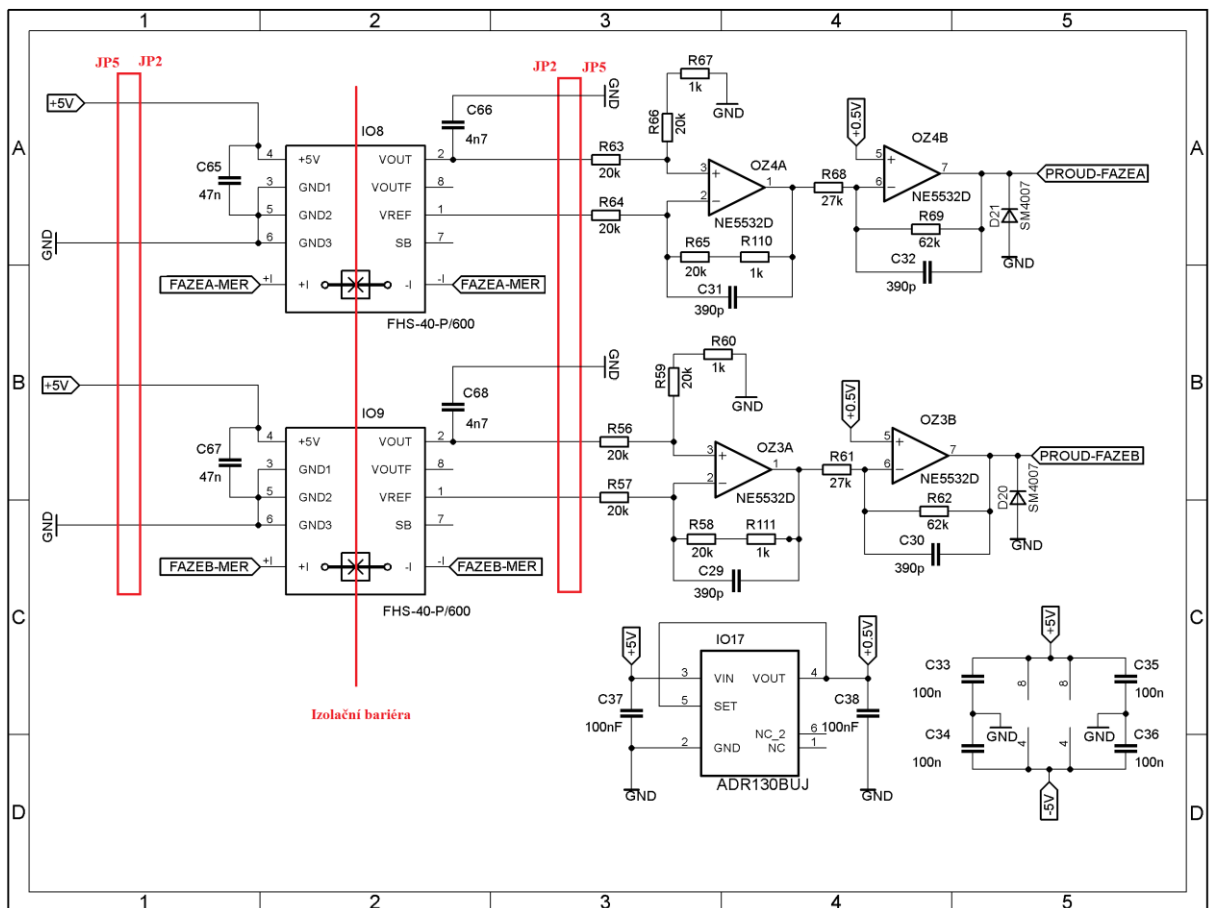
$$U_2 = 1,65 - 2,3 \cdot (1,05 \cdot (U_1 - 2,5)) \quad (3.17)$$

I[A]	U ₁ [V]	U ₂ [mV]
+10A	3,187	-9
0A	2,5	1650
-10	1,823	3285

Tab. 3.5 Závislost výstupního napětí OZ na výstupním napětí čidla proudu.

Obvod ADR130 tvoří napěťovou referenci 0,5V dle zapojení pinu *set* se může zvolit výstupní napětí 0,5V nebo 1V. Výstupní napětí má toleranci: $\pm 0,35\%$ a malou teplotní závislost: 25 ppm/°C. [22]

Celkové schéma je uvedeno na Obr. 3.6. Diody D₂₀ a D₂₁ omezují záporné na výstupu OZ. Kondenzátory C₂₉₋₃₂ omezují zesílení OZ. a tím zabráňují vysokofrekvenčním zákmitům na výstupu.



Obr. 3.6 Schéma zapojení pro měřený proud motoru.

3.4.3 Výstupní sdružené napětí motoru

Výstupní napětí motoru je velmi obtížné měřit a to hlavně z důvodu nespojitého průběhu v amplitudě, které je příkládáno na motor. Při zapojeném vinutí motoru do trojúhelníku je výstupní amplituda pulsů napětí rovna napětí v meziobvodu. Toto pulsní

napětí tvoří jen tři hladiny a to aktuální kladné napětí v meziobvodu, záporné napětí v meziobvodu a nula. Toto napětí je tedy značně deformované a bez výstupního sinusového filtru s velkým obsahem harmonických vyšších řádů. Časová konstanta jednoduchého RC filtru je dána součinem C_{47} a R_{78-80} . Zlomová frekvence je nastavena kolem hodnoty 100Hz.

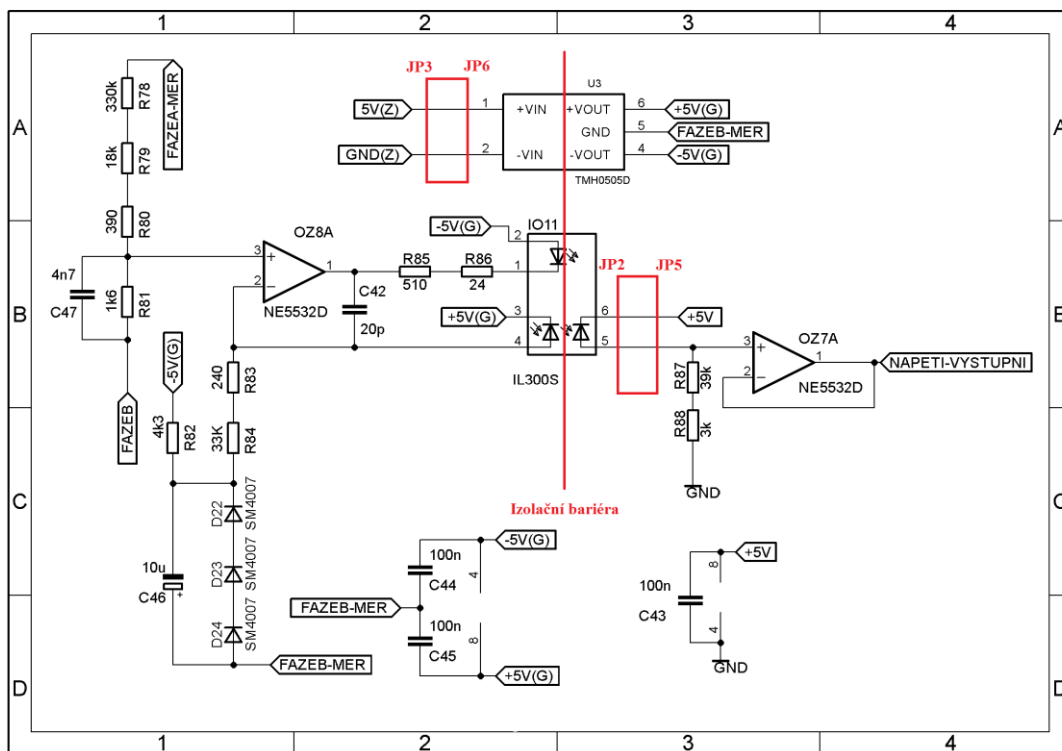
Pro měření byl zvolen stejný obvod jako pro měření napětí v meziobvodu. Navíc je tento obvod upraven pomocí externí reference, která dovolí měřit i záporné napětí a to do amplitudy této reference. Referenci tvoří tři diody, které mají vhodně nastavený pracovní bod. Potřebná reference je tedy 1,65V a je nastavena rezistorem R_{82} . Nevýhoda této varianty spočívá v malé teplotní stabilitě. OZ. je napájen DC/DC měničem se symetrickým napětím o rozsahu $\pm 5V$, které je galvanicky oddělené od sekundární strany napájení. Pro výpočet děliče napětí je uvedena rov (3.19).

Napět'ový dělič:

$$R_1 + R_2 = \frac{U_1}{1 \cdot 10^{-3}} = \frac{350}{1 \cdot 10^{-3}} = 350 \cdot 10^3 \Omega \tag{3.18}$$

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1,65 = 350 \cdot \frac{R_2}{350 \cdot 10^3} \tag{3.19}$$

$$R_2 = \frac{1,65 \cdot 350 \cdot 10^3}{350} = 1,65 \cdot 10^3 \Omega \tag{3.20}$$



Obr. 3.7 Schéma zapojení pro měření napětí motoru.

3.4.4 Analogové vstupy

Počet navržených analogových vstupů pro nastavení požadované frekvence, otáček dobu rozběhu, doběhu nebo snímání nějaké technologické veličiny jako je teplota, výška hladiny vody, tlak v potrubí s tekutinou či otáčky z tachodynamu je určen na dva. Hodnota maximální amplitudy analogového signálu je bipolární o hodnotě $\pm 5V$. Toto napětí je zvoleno z důvodu vyvedení této úrovně napětí na svorkovnici. Tím se dá pomocí externího potenciometru jednoduše nastavit požadovaný signál. Další napěťová hodnota je $\pm 10V$. Toto napětí je určené pro řízení měniče například pomocí PLC automatu, který má analogové výstupy o této hodnotě. Následně je proveden návrh napěťového děliče pro tyto dvě napěťové hladiny.

Výpočet napěťového děliče pro $\pm 10V$:

$$R_{1(10V)} + R_2 = \frac{10}{1 \cdot 10^{-3}} = 10 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.21)$$

$$R_2 = \frac{0,717}{1 \cdot 10^{-3}} = 716 \Omega \quad (3.22)$$

$$R_{1(10V)} = (R_{1(10V)} + R_2) - R_2 = 10 \cdot 10^3 - 716 = 9208 \Omega \quad (3.23)$$

Výpočet napěťového děliče pro $\pm 5V$:

$$R_{1(5V)} + R_2 = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.24)$$

$$R_2 = \frac{0,717}{1 \cdot 10^{-3}} = 716 \Omega \quad (3.25)$$

$$R_{1(5V)} = (R_{1(5V)} + R_2) - R_2 = 5 \cdot 10^3 - 716 = 4284 \Omega \quad (3.26)$$

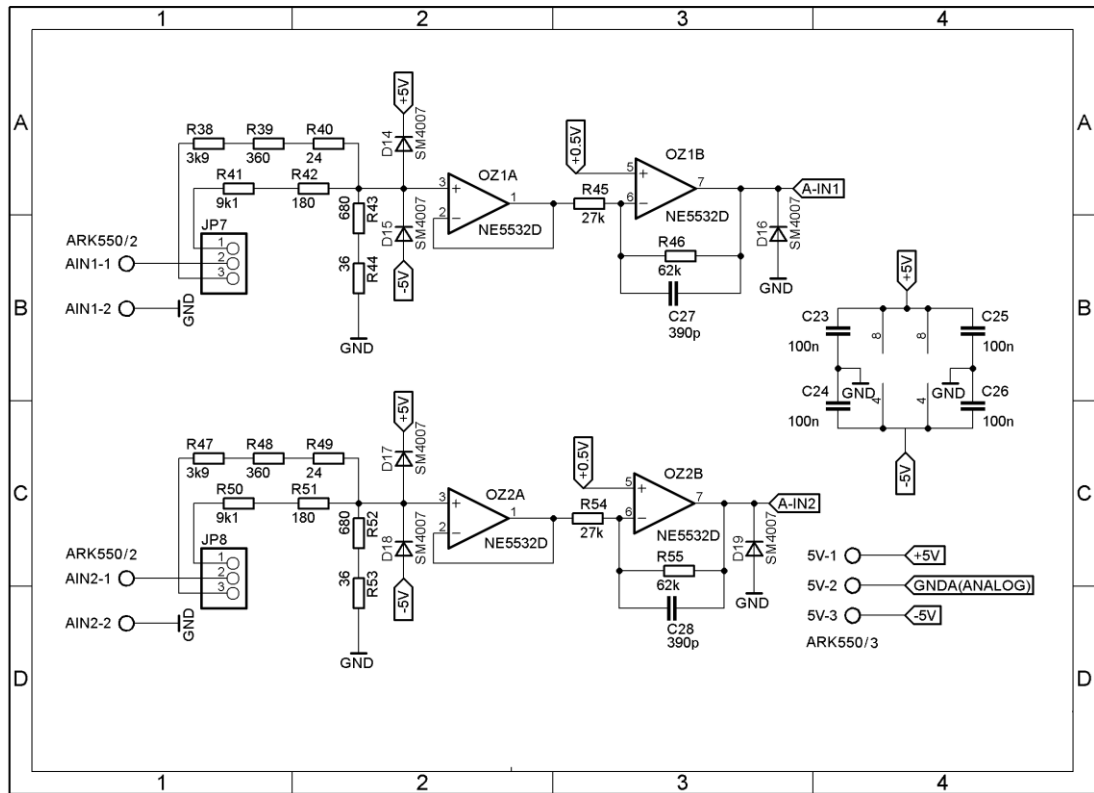
První OZ. je zapotřebí k impedančnímu přizpůsobení, aby napěťový dělič nebyl zatěžován odebíraným proudem. Druhý OZ. slouží k posunutí napětí o hodnotu 1,65V rov. (3.28). Výstupní napětí je dáno součtem invertujícího a neinvertujícího zapojení rov. (3.29).

$$U_{2-} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_1 = \left(-\frac{62 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3}\right) \cdot U_1 \quad (3.27)$$

$$U_{2+} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{ref} = \left(1 + \frac{62 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3}\right) \cdot 0,5 \doteq 1,65V \quad (3.28)$$

$$U_{2(U_1)} = U_{2-} + U_{2+} = -2,3 \cdot U_1 + 1,65 \quad (3.29)$$

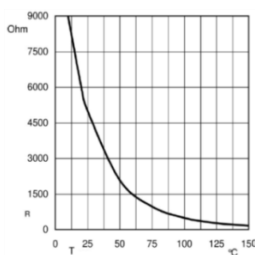
Schéma zapojení je na Obr. 3.8. Jupery JP7,8 slouží k přepínání napěťové hladiny vstupu. Diody chrání vstupy OZ. před vyšším napětím, než je napětí napájecí. Výstupní dioda chrání vstup mikrokontroléru před záporným napětím. Kondenzátor v zpětné vazbě zmenšuje zesílení pro vysokofrekvenční signály a zabraňuje kmitům na výstupu.



Obr. 3.8 Schéma zapojení analogových vstupů.

3.4.5 Teplota

Ve výkonovém modulu je také integrovaný NTC (Negative Thermistor Coefficient) termistor a slouží k měření skutečné teploty chladiče. Vlivem jeho značně nelineární závislosti odporu na teplotě se pomocí odečtou hodnoty po 12,5°C dvě sousední hodnoty se interpolují přímkou. Rozsah měření bude od 12,5°C do 150°C. Nejvyšší hodnota odporu je pro minimální měřenou teplotu. Tím se určí maximální konstantní napájecí proud. Pro úbytek napětí 3,3V. Je použitý proudový zdroj LM334M jehož hodnota se dá nastavit dle příslušného rezistoru.[23]



T [°C]	0	12,5	25	37,5	50	62,5	75
R [KΩ]	12,15	8,265	5	3,52	2,22	1,45	1,04
T [°C]	87,5	100	112,5	125	137,5	150	
R [KΩ]	0,688	0,5	0,382	0,275	0,229	0,153	

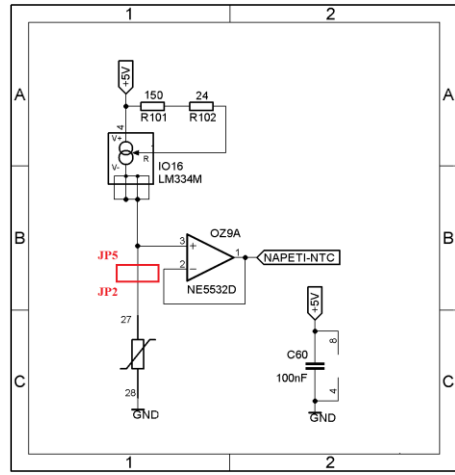
Obr.3.9 Závislost NTC termistoru na teplotě. [9]

Tab. 3.6 Odečtené hodnoty z charakteristiky NTC termistoru.

Z katalogového listu je převzatá rov. (3.30). Ta popisuje závislost předřadného rezistoru pro nastavení požadovaného proudu. Jelikož referenční napětí je závislé na teplotě, je zde

počítáno pro 313°K. To odpovídá teplotě 40°C

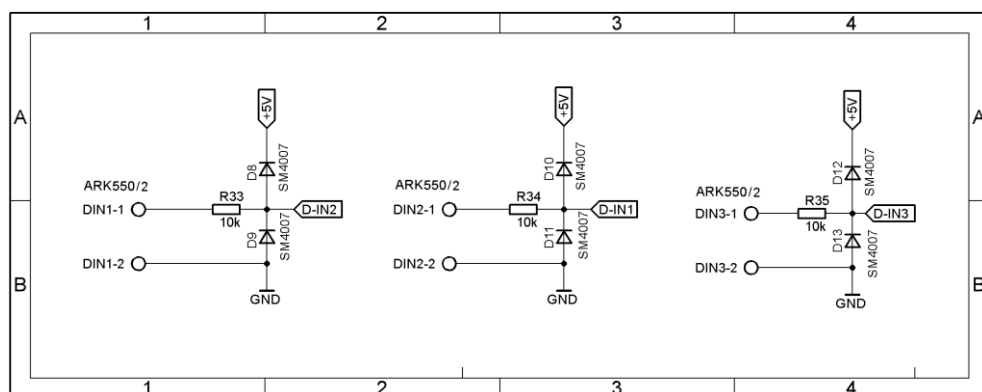
$$R = \frac{227\mu V/^{\circ}K \cdot 313}{\frac{U_{ref}}{R(12,5^{\circ}C)}} = \frac{71,051 \cdot 10^{-3}}{\frac{3,3}{8,265 \cdot 10^3}} \doteq 177\Omega \quad (3.30)$$



Obr. 3.10 Schéma zapojení NTC termistoru

3.5 Digitální vstupy a výstupy

Digitální vstupy, které jsou stanoveny na tři a slouží k dálkovému ovládání jednoduchých povelů pro řízení měniče jako je rozběh reverzace nebo stop. Další využití může být stav sepnutého koncového spínače. Počet vstupů je stanoven na tři. Všechny tři vstupy nemají galvanické oddělení od procesoru. Diody D8-13 slouží jako ochrana proti případnému přepětí či vyššímu napětí než 5V. Rezistor R33-35 slouží k omezení proudu při otevření těchto diod. Hodnota, na kterou reagují vstupy je log 0. Při maximální logické úrovni 5V.



Obr. 3.11 Zapojení digitálních vstupů

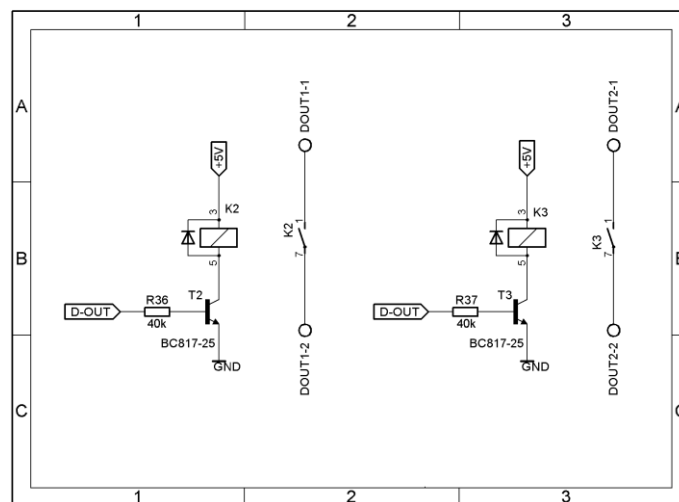
Digitální výstupy slouží k signalizaci nějakého stavu definovaného či zapnutí nebo vypnutí nějakého spotřebiče. Počet těchto výstupů je stanoven na dva. Pro zajištění galvanického oddělení jsou použité dvě jazýčkové relé. Ovládací napětí cívky je 5V a ztracený výkon je 50mW. Jmenovitý proud je 1A. Maximální spínaný výkon je 10VA. Hodnota proudu, který musí zdroj poskytnout na sepnutí relé se vypočítá dle rov. (3.31).[24]

$$I_R = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{5} = 10mA \quad (3.31)$$

Aby se proudově nepřetěžoval pin procesoru je použitý NPN tranzistor BC358-25 zapojený se společným emitorem. Hodnota bázevého rezistoru se spočte dle rov.(3.32). Proudový zesilovací činitel tohoto tranzistoru je roven 250. Hodnota napětí 0,7 představuje úbytek napětí na přechodu báze emitor. Skutečná hodnota byla použita menší a to z důvodu, aby tranzistor byl v saturaci a celé napětí bylo na jazýčkovém relé.

$$R_B = \frac{3,3 - 0,7}{\frac{10 \cdot 10^{-3}}{250}} = 65k\Omega \quad (3.32)$$

Je-li relé vypnuto, antiparalelní dioda přebírá proud z cívky relé. To zabrání destrukci tranzistoru. Schéma je uvedeno na Obr. 3.12.



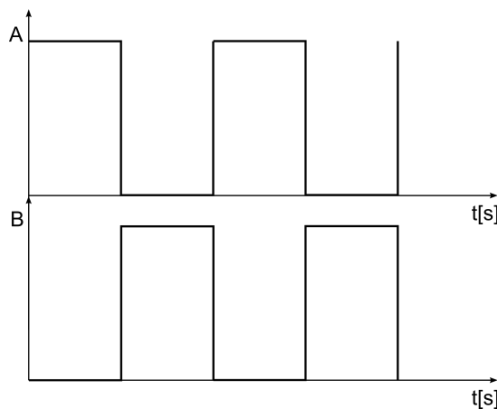
Obr. 3.12 Zapojení digitálních výstupů.

3.6 Měření otáček

V zásadě můžou být čidla otáček různého typu např. tachodynamo nebo čidla na principu hallova jevu. Největší zastoupení mají IRC čidla. Zpracováváný signál je ve formě obdélníkových pulsů, kde frekvence je úměrná rychlosti otáčení. Je-li motor daleko od měniče, vzniká problém s rušením tohoto signálu. To odstraňuje diferenciální výstup signálů

Obr. 3.13, které jsou tři. První a druhý jsou od sebe posunuté o 90° a slouží k větší rozlišovací schopnosti, kdy jsou brány náběžné a sestupné hrany signálu. Třetí signál je tzv. nulovací a proběhne jednou za otáčku. Může sloužit ke kalibraci při použití IRC jako čidlo polohy.

Pro dekódování signálu z Obr. 3.13, který může být zarušený, což se se projeví jako falešný impulz. Tab. 3.7 ukazuje všechny možné kombinace vstupů signálu A, B a Y_p . Signál Y_p představuje předcházející stav. Černě vyznačená kombinace je ta, která je vybrána pro výstup. První červeně podbarvená kombinace simuluje zarušení, které se projeví jako pokles log. úrovně kanálu A na nulu při zachování předchozího stavu ($B=0, Y_p=1$). Druhé zarušení znázorňuje vzrůst log- úrovně na kanálu B při zachování předchozího stavu ($A=1, Y_p=1$). Ostatní kombinace nejsou přípustné.



A	B	Y_p	Y
0	0	1	1
0	0	0	0
0	1	1	0
0	1	0	0
1	0	1	1
1	0	0	0
1	1	1	1
1	1	0	0

Obr. 3.13 Diferenciální průběh jednoho kanálu.

Tab. 3.7 Pravdivostní tabulka.

Z Tab. 3.7 se vyčtou tři log. funkce (3.33), (3.34) a (3.35). Jejich součet je výstupní logickou funkcí, ale nejprve se provede minimalizace této funkce pomocí Karnaughovy mapy (3.33), která popisuje všechny možné kombinace. Zakroužkováním hodnot logické 1 do 2^N hodnot se zpátky vyčte minimalizovaná funkce jako součet jednotlivých funkcí rov.(3.39). Aby se mohla výsledná funkce poskládat z jednoho typu hradel, je vhodné pomocí DE Morganových zákonů upravit logickou funkci do součinnového tvaru.

$$y_1 = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot Y_p \tag{3.33}$$

$$y_2 = A \cdot \bar{B} \cdot Y_p \tag{3.34}$$

$$y_3 = A \cdot B \cdot Y_p \tag{3.35}$$

Y_p	AB	00	10	11	01
0		0	1	0	0
1		1	1	1	0

Tab. 3.8 Minimalizace log. funkce pomocí Karnaughovy mapy.

$$y_1 = A \cdot \overline{B} \tag{3.36}$$

$$y_2 = Y_p \cdot \overline{B} \tag{3.37}$$

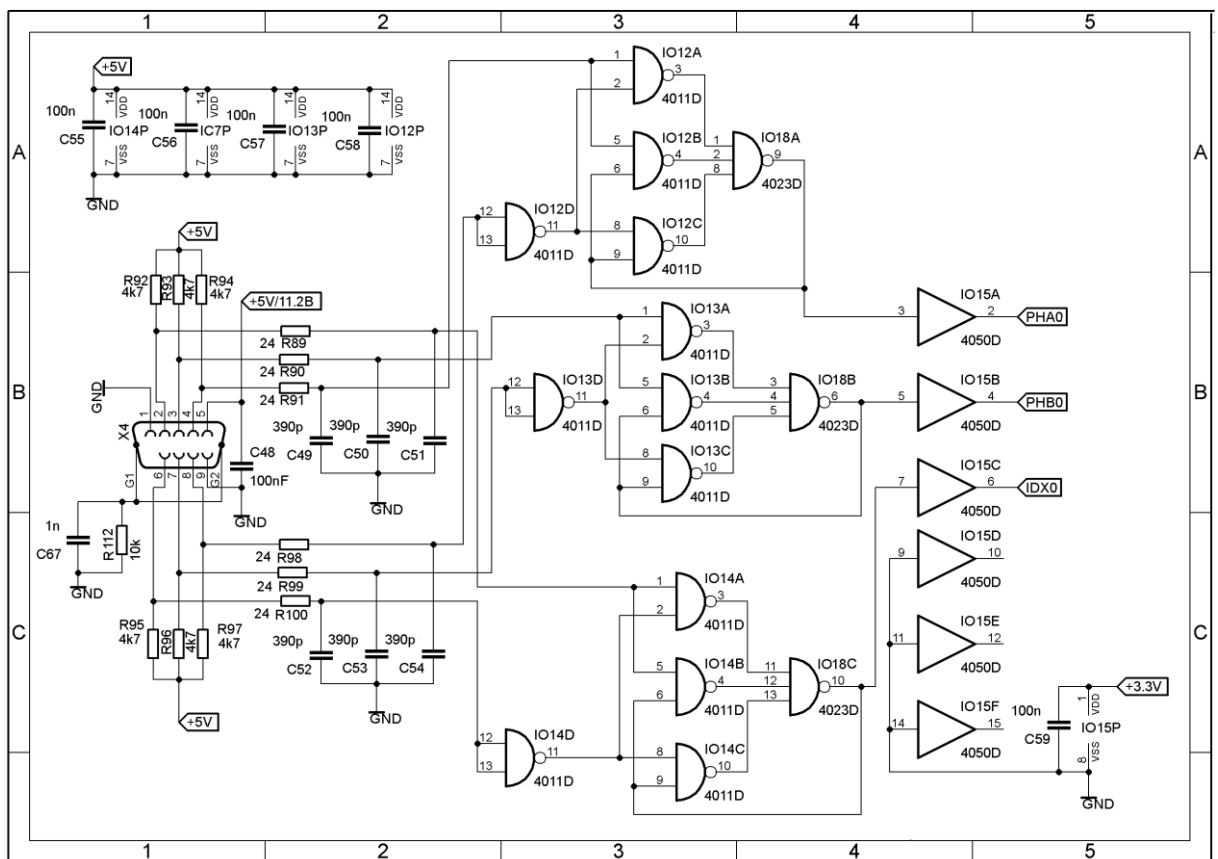
$$y_3 = Y_p \cdot A \tag{3.38}$$

$$Y = y_1 + y_2 + y_3 = A \cdot \overline{B} + Y_p \cdot \overline{B} + Y_p \cdot A \tag{3.39}$$

$$\overline{\overline{Y}} = \overline{A \cdot \overline{B} + Y_p \cdot \overline{B} + Y_p \cdot A} \tag{3.40}$$

$$Y = \overline{A \cdot \overline{B} \cdot Y_p \cdot \overline{B} \cdot Y_p \cdot A} \tag{3.41}$$

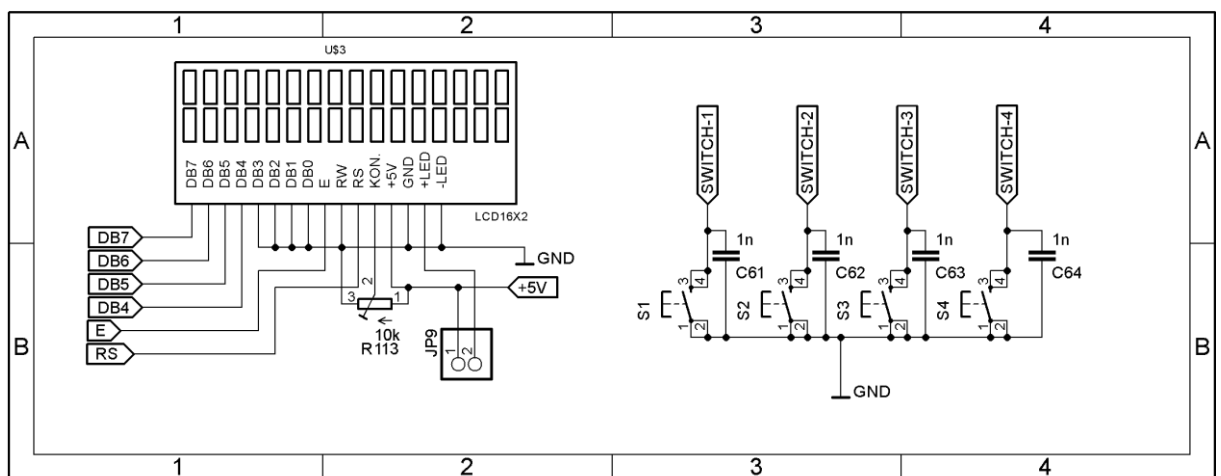
Výsledná funkce se poskládá ze čtyř hradel dvou vstupových typu NAND s technologií CMOS a jednoho třívstupového. Toto uspořádání dekóduje jeden signál a jsou tedy použité tři tyto uspořádání. Celkové schéma je uvedeno na Obr. 3.14. Konektor Canon 9 slouží k připojení IRC čidla. Má-li IRC čidlo otevřený kolektor, jsou zde navrženy pull-up rezistory o hodnotě 4,7kΩ. Na každý výstup je připojen RC filtr, který zkratuje vysokofrekvenční rušení. Obvod 4050 slouží k změně napěťové úrovně z 5V na 3,3V.



Obr. 3.14 Schéma zapojení pro dekódování IRC čidla otáček

3.7 LCD display

Na obsluhu měniče kmitočtu a zobrazení veličin je použitý 2X16 znakový LCD display. K ovládání budou sloužit čtyři tlačítka, která jsou umístěna pod tímto displayem. Ke každému je paralelně připojen kondenzátor o hodnotě 1nF a zabraňuje zákmitům na tomto tlačítku. Pro úsporu vodičů je zvolena čtyř bitová datová komunikace. Nejprve se pošlou čtyři nejvíce významné bity a poté čtyři nejméně významné bity jednoho bajtu, který se rovná jednomu znaku. Další vodič RS slouží k rozeznání, jedná-li se o data nebo příkaz. Poslední vodič E slouží k potvrzení platnosti dat. K nastavení kontrastu je použitý trimr o hodnotě 10k. Jumper JP9 slouží k zapínání či vypínání podsvícení.[25]



Obr. 3.15 Zapojení LCD a tlačítek

3.8 Ostatní součástky ve výkonovém obvodu

Relé, které přemostňuje přednabíjecí rezistor má ztrátový výkon 250mW při odporu cívky 100Ω. Potřebný proud, který musí dodat tranzistor je spočten dle rov. (3.42). Potřebný bázevý odpor je spočten stejně jako v případě digitálních výstupů rov.(3.43)[26]

$$I_R = \sqrt{\frac{0,25}{100}} = 50 \text{ mA} \quad (3.42)$$

$$R_B = \frac{3,3 - 0,7}{\frac{50 \cdot 10^{-3}}{250}} \doteq 10 \text{ k}\Omega \quad (3.43)$$

Rezistory $R_{103} \div R_{109}$ zajišťují bezpečné vybití filtračních kondenzátorů po odpojení měniče od síťového napájení. Jejich velikost je určena hodnotou požadované doby vybití. Zvolený čas je dvě minuty. Hodnota za kterou se může počítat vybitý kondenzátor je tři časové konstanty obvodu celkový vybíjecí rezistor se spočte dle rov.(3.44). Výsledně je

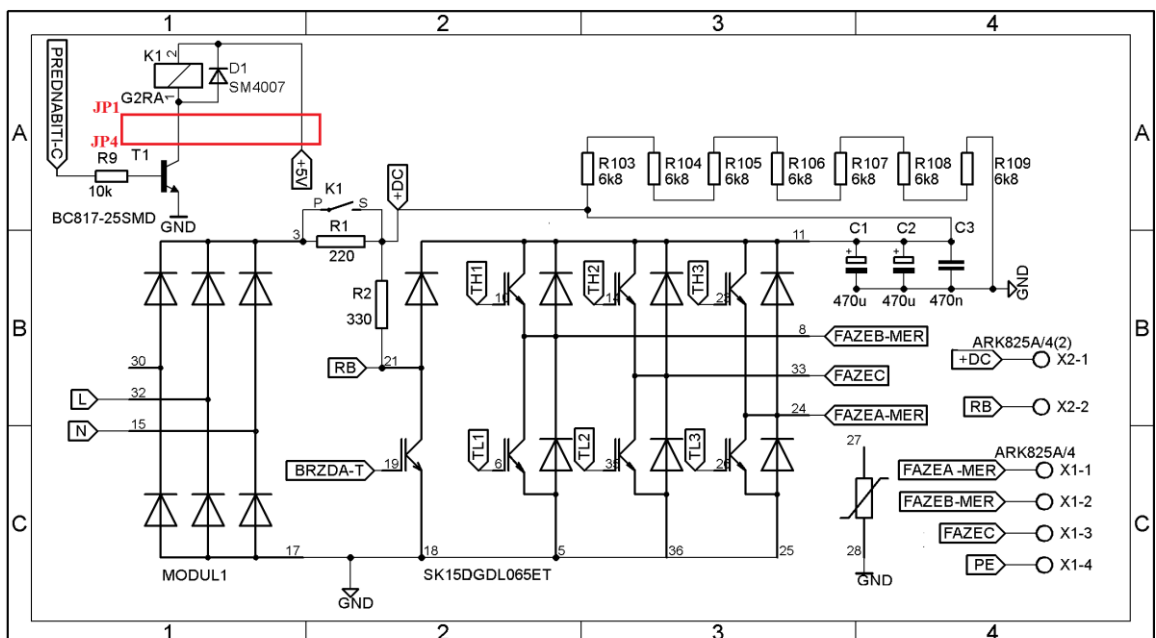
použito sedm rezistorů o hodnotě 6,8kΩ seřazených sériově.

$$R_V = \frac{t_v}{3 \cdot C_F} = \frac{120}{2 \cdot 0,94 \cdot 10^{-3}} = 42,5 \text{ k}\Omega \quad (3.44)$$

Ztrátový výkon při vybíjení se spočte dle rov.(3.45). Tento ztrátový výkon je bohužel odebírán neustále. Vybíjecí rezistory byly zvoleny v SMD pouzdru o velikosti 1206 a ztrátovém výkonu 0,25W. Ve skutečnosti bude ztrátový výkon nižší a to vlivem: střední hodnoty napětí v meziobvodu jen 308V a dalším napěťovým děličem v meziobvodu pro měření tohoto napětí.

$$P_R = \frac{U_{CF(max)}^2}{7 \cdot R_V} = \frac{323,67^2}{7 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 2,2W \quad (3.45)$$

Kondenzátor C3 je svitkový a je napájen přímo na výkonový modul měniče. Důvod použití tohoto kondenzátoru spočívá v omezení parazitní indukčnosti přívodu mezi elektrolytickým kondenzátorem a IGBT tranzistory. Průběh odebíraného proudu ve stejnosměrném meziobvodu je pulsní a odpovídá spínací frekvenci. Každá přídavná parazitní indukčnost způsobí při odběru proudu pokles napětí a naopak při vypnutí přepětí ve stejnosměrném meziobvodu.



Obr. 3.16 Schéma nepřímého měniče kmitočtu.

3.9 Napájení

Hardwarová část je napájena pomocí transformátoru s usměrňovačem a filtračním kondenzátorem. Aby se mohly určit parametry jako výkon a sekundární napětí tohoto transformátoru je nutné udělat odhad odebíraného proudu. V Tab. 3.9 je uveden přehled nejvíc významných odběratelů proudu. Pro oba DC/DC měniče je proveden odhad odebíraného proudu jen střední hodnoty s účinností každého měniče 80%. Jeho podrobnější specifikace je uvedena v katalogovém listu. [27]

zařízení	I [mA]	Poznámka
vývojový kit	60	2x30mA
LCD	5+65	65mA podsvícení
Relé	50	5V/100Ω (přednabití C _F)
DC/DC	190	15V/2W
DC/DC	80	± 5V/1W
Relé	2x10	5V/500Ω (dig. Výstup)
IRC	100	-
OZ	72	9x8mA
LEM	30	2x15mA
	celkem [mA]	672

Tab. 3.9. Přehled odebíraného proudu.

Stabilizování tohoto výstupního napětí je zajišťováno spínaným stabilizátorem LM2575 nastaveným na 5V. Oproti lineárním stabilizátorům má spínaný vyšší účinnost, protože výstupní tranzistor pracuje jen v režimu zapnuto a vypnuto a úbytek napětí v sepnutém stavu je jen saturační napětí. Nevýhoda je nutnost použití výstupního filtru, který odfiltruje ideálně všechny střídavé složky výstupního napětí.

Minimální napětí na vstupu pro výstupní napětí 5V se vypočte jako součet výstupního napětí a úbytku napětí v saturaci, které je dle katalogového listu tohoto stabilizátoru rovno 0,9V. Minimální výstupní napětí transformátoru se spočte dle rov. (3.46). S ohledem určité na zvlnění napětí na filtračním kondenzátoru musí být zvolena vyšší hodnota. Zvolila se hodnota 9V. Součin odebíraného proudu a výstupního napětí je výkon transformátoru. Je zvolen nejbližší vyšší z jmenovité řady. Hodnota je tedy 7VA. [28]

$$U_{TR} = \frac{U_{out} + U_{sat} + 2 \cdot U_{d(to)}}{\sqrt{2}} = \frac{5 + 0,9 + 2 \cdot 0,7}{\sqrt{2}} = 5,2V \quad (3.46)$$

Výsledné zvlnění napětí na filtračním kondenzátoru se spočte dle rov. (3.47) a hodnota filtrační kapacity rov. (3.48).

$$\Delta U_{CF} = \sqrt{2} \cdot U_{TR} - 2 \cdot U_{d(to)} - U_{out} - U_{sat} = \sqrt{2} \cdot 9 - 2 \cdot 0,7 - 5 - 0,9 = 5,43V \quad (3.47)$$

$$C_F = I_{out} \frac{\Delta t}{\Delta U_{CF}} = 0,67 \cdot \frac{10 \cdot 10^{-3}}{5,43} \doteq 1,33mF \quad (3.48)$$

Reálná hodnota je zvolena 1mF a to z důvodu že kondenzátor ve skutečnosti nehradí po celých 10ms proud. Dále u každého napěťového stabilizátoru je připojen na vstupu elektrolytický kondenzátor o hodnotě 100uF. Navíc hodnota odebíraného proudu se může snížit vypnutím podsvícení pro LCD display.

Hodnoty napájecího napětí jsou $\pm 5V$. Záporná polarita je důležitá pro symetrické napájení operačních zesilovačů, které zpracovávají bipolární signál. Z napěťové hladiny +5V jsou napájeny i dva DC/DC měniče. Tento stabilizátor má v sobě integrovanou ochranu proti přetížení a překročení teploty pouzdra. Jeho základní specifikace je uvedena v Tab. 3.10.

$U_{in}[V]$	$U_{out}[V]$	$I_{out}[A]$	$\eta[\%]$	$f_{osc}[Khz]$
4,75-40	1,23-37	1	88%	52

Tab. 3.10 Základní specifikace stabilizátoru. [25]

Výsledné schéma je na Obr. 3.17. Výstupní filtr tvoří L1 D3 a C7, který je navržen dle katalogového listu[28]. Hodnoty filtrační tlumivky se spočítají z napěťového množství přikládané na tuto tlumivku a filtrační kondenzátor z hodnoty požadovaného výstupního zvlnění. Shotkyho dioda přebírá proud, je-li tranzistor vypnutý a proud je hrazen do zátěže. Rezistory R7 a R8 slouží k propojení analogové a digitální země. K ochraně přepětí slouží varistor se spínacím napětím 30V. Pojistky F1 a F2 slouží k ochraně proti přetížení nebo zkratu.

Hodnoty R_4 a R_3 určují výstupní napětí. Dle katalogového listu se volí R_4 mezi 1÷5k Ω . Pro zvolenou hodnotu 2k Ω se dopočte rezistor R_3 z rov.(3.49). [28]

$$U_2 = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \quad (3.49)$$

$$R_3 = \left(\frac{U_2}{U_{ref}} - 1\right) \cdot R_4 = \left(\frac{5}{1,23} - 1\right) \cdot 2 \cdot 10^3 \doteq 6,2k\Omega \quad (3.50)$$

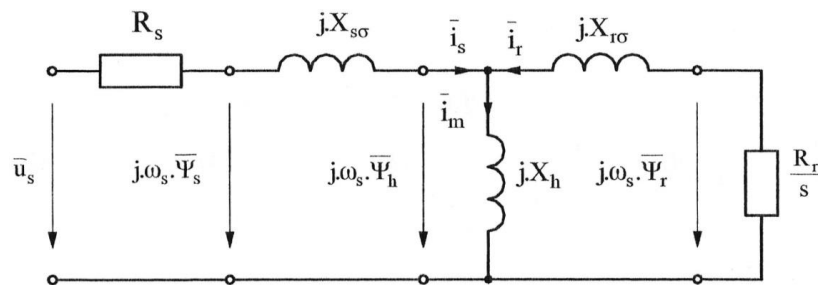
Z důvodu možnosti externího napájení bez transformátoru je vyvedena svorkovnice pro připojení napětí. Výstupní filtr je navržen pro hodnotu amplitudy výstupního napětí transformátoru, které se přibližně rovná 12V. Z horní části je výstupní napětí omezené varistorem na 30V. Hodnota maximálního napětí může tedy být 24V a to pro snížení kvality výstupního napětí jako je jeho zvlnění.

4 SW část měniče kmitočtu

4.1 Teoretický úvod

Pro řízení ASM se využívá různých způsobů. Nejjednodušší je skalární řízení, kdy není potřeba žádný matematický model motoru a nemusí se měřit žádná charakteristická veličina motoru. V řízení tedy ani nemusí být žádné regulátory, které regulují měřenou veličinu. Mluvíme tedy o ovládání bez využití zpětné vazby veličin motoru. Pomocí statorové frekvence se spočte velikost amplitudy napětí statoru. Vylepšením tohoto řízení přidáním čidla otáček a jeho regulátoru dosáhneme podstatného zlepšení dynamiky. Další vylepšení může být snižování napětí nebo statorové frekvence při přetížení motoru.

Moderní způsob řízení jako je vektorové řízení, které pracuje s vektory veličin motoru a využívá matematický model stroje. Důležité je znát dle náhradního schématu jeho parametry. Obr. 4.1. Dle varianty vektorového řízení se měří veličiny motoru jako je proud, napětí a otáčky. Regulační struktura obsahuje regulátor otáček, napětí a složek proudu statoru úměrné točivému momentu a magnetickému toku. Svými vlastnostmi je hodně přibližuje stejnosměrnému stroji, kde se dá také odděleně řídit buzení na statoru a moment (proud rotoru).

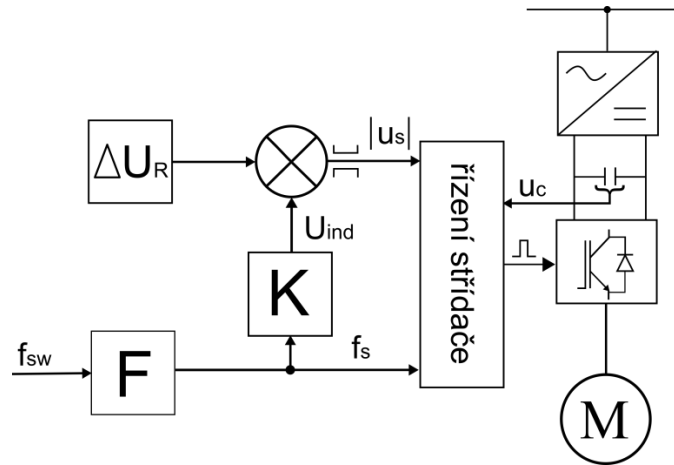


Obr. 4.1 Náhradní schéma ASM pro ustálené stavy. [1]

4.1.1 Skalární řízení bez čidla otáček

Skalární řízení bez zpětné vazby je jednoduchá varianta řízení ASM. Hlavní nevýhoda je, že nezadávané požadované otáčky, ale požadovanou statorovou frekvenci. V ideálním případě v motoru beze ztrát budou mechanické otáčky stejné jako synchronní rychlost. Ve skutečnosti budou otáčky nižší o skluzové otáčky a budou dokonce ještě klesat se zátěžným momentem na hřídeli. Při rozběhu se nemůže skokem změnit statorová frekvence od nuly do jmenovité hodnoty, jelikož by vznikl nadproud jako při přímém připojení motoru na síť. Musíme tedy zařadit za požadovanou statorovou frekvenci filtr, který zajistí plynulý rozběh motoru do požadované hodnoty. To může být po tzv. rampě, kdy lineárně narůstá statorová

frekvence nebo po exponenciále použijeme-li aperiodický blok 1. řádu. Jeho časová konstanta se volí s ohledem rychlosti rozběhu a velikosti maximálního proudu statoru.



Obr. 4.2 Blokové schéma skalárního řízení bez zpětné vazby. [1]

Statorová frekvence je vynásobena konstantou K rov. (4.1), jehož výstup je indukované napětí. Sečte-li se s kompenzací úbytku na odporu statoru ΔU_R je jejich výsledek úměrný velikosti napětí statoru. Kompenzace odporu statoru je hlavně důležitá při rozběhu, kdy je malé indukované napětí a většina napětí by byla právě na odporu statoru.

$$K = \frac{U_{sn(ef)} \cdot \sqrt{2}}{f_{sn}} \quad (4.1)$$

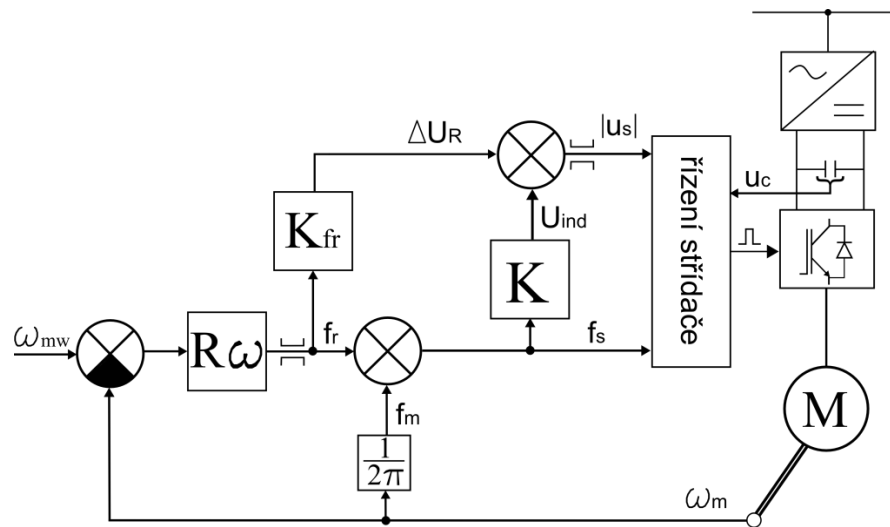
Konstanta K vychází z druhého Kirchhoffova zákona pro obvod statoru v náhradním schématu ASM. Je zde kladen požadavek na konstantní magnetický tok statoru a to hlavně z důvodů zamezení přesycení statorových plechů, kdy se dostane pracovní bod na magnetizační charakteristice za koleno a dojde k velkému zvýšení proudu oproti malému nárůstu magnetického toku a účinnost motoru klesá. Naopak při požadavku na statorovou frekvenci větší než je jmenovitá, nebude už možné zvyšovat napětí na statoru a motor se začne odbuzovat a hyperbolicky mu bude klesat moment. Omezovač zajistí, že napětí zadávané do bloku řízení střídače nebude vyšší, než je napětí v stejnosměrném meziobvodu, aby nedocházelo k přemodulování. Není zde žádná informace o zatížení motoru momentem a tedy následný pokles jeho otáček.[1]

4.1.2 Skalární řízení s čidlem otáček

Je zpětnovazební regulace, kdy měříme mechanické otáčky a porovnáváme s požadovanými otáčkami. Regulátor otáček bývá nejčastěji typu PI. Jeho výstup je úměrný momentu ASM ve stabilní části momentové charakteristiky a tedy i rotorové frekvenci.

Omezovačem se může nastavit maximální rotorovou frekvenci, kterou motor nepřekročí. To je důležité z hlediska dynamické změny otáček a rozběhu, kdy se motor rozbíhá v lineární části momentové charakteristiky a má tedy omezený i rozběhový proud. Tato regulace otáček motoru tedy nepotřebuje filtr na vstupu, jelikož motor nebude nikdy pracovat v nestabilní části momentové charakteristiky. Z rotorové frekvence se dopočte dle vztahu (4.2) kompenzace úbytku na odporu. Součet rotorové a mechanické frekvence je synchronní frekvence. Dále jsou už bloky stejné jako u řízení bez čidla otáček.[1]

$$K_{fr} = \frac{(U_{sN})_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot R_s}{R_r \cdot f_{sN}} \quad (4.2)$$



Obr. 4.3 Blokové schéma skalárního řízení s čidlem otáček. [1]

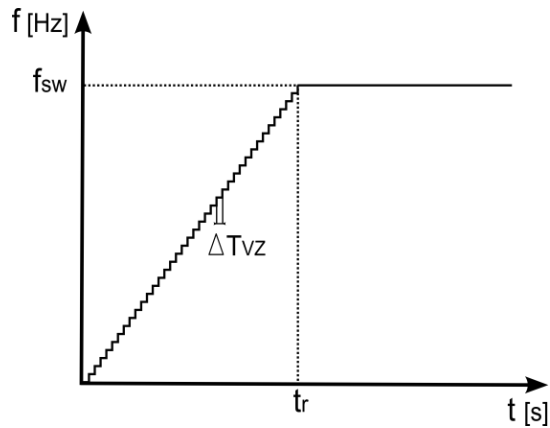
4.2 Implementace řízení do mikrokontroléru

V následující kapitole je proveden popis implementace bloků skalárního řízení bez čidla otáček a použitých a periférií mikrokontroléru. Řízení je napsáno v jazyce C. Vývojové prostředí, které je použito k programování je program Code Composer Studio 5.5.0.

4.2.1 Popis jednotlivých bloků

Rampa (filtr) pomocí, které se zvyšuje statorová frekvence je zobrazen na Obr. 4.3. Rozběh na požadovanou frekvenci f_{sw} je po přímce jejíž strmost je dána podílem mezi f_{sw} a t_r . Integrál z této strmosti přejde v diskretní oblasti na sumaci s periodou vzorkování ΔT_{vz} . Dosáhne-li statorová frekvence požadované je výstup omezen na požadovanou frekvenci

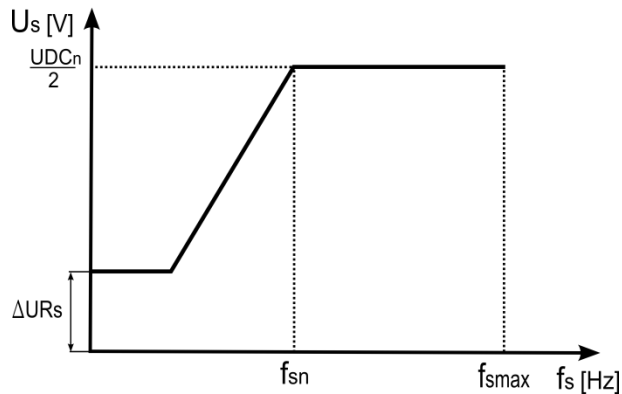
Rovnice (4.3) popisuje sumaci jednotlivých přírůstků. Ty jsou vždy sečteny v přerušení, které nastává pokaždé za dobu $\Delta T_{vz}=0,001$.



Obr. 4.4 Rampa rozběhu.

$$f_s = \sum \frac{f_{sw}}{t_r} \cdot T_{vz} \quad (4.3)$$

Konstanta dle rov. (4.1) pro výpočet napětí statoru popisuje Obr. 4.5. Je zde i zavedena kompenzace odporu statoru. Ta je vidět na počátku při malých statorových frekvencích jako navýšení napětí o ΔU_{Rs} . Další část je hodnota pro výpočet napětí pro zachování konstantního statorového magnetického toku. Při zvyšování hodnoty statorové frekvence nad jmenovitou je vidět omezení maximálním napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Hodnota maximální statorové frekvence je omezena na hodnotu f_{smax} .

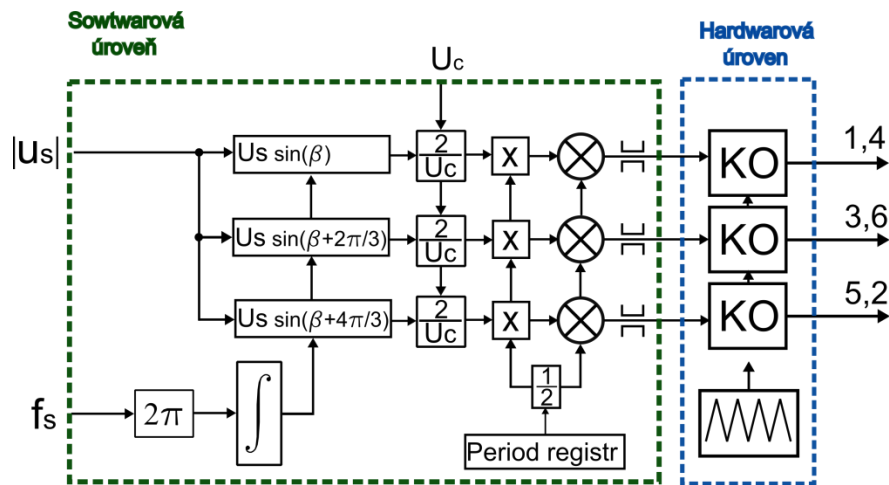


Obr. 4.5 Převodní funkce pro výpočet napětí.

Blok řízení střídače v sobě skrývá PWM modulátor, jeho vstupem je požadovaná statorová frekvence a statorové napětí motoru. Na začátku je provedena integrace (sumace) úhlové rychlosti ω , která je důležitá z hlediska plynulé změny úhlu β rov. (4.4). Tento úhel je přiveden do argumentu funkce sinus a představuje pohyb vektoru napětí statoru po kružnici.

$$\beta = \sum 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta T_{vz} \quad (4.4)$$

Celkové blokové schéma je na Obr. 4.5. Zeleně vyznačená část je softwarově naprogramovaná. Výstupní hodnota funkce sinus je vynásobena požadovaným statorovým napětím U_s . Poté je amplituda statorového napětí vydělena polovinou napětí na filtračním kondenzátoru ve stejnosměrné meziobvodu. Vynásobením a přičtením poloviny period registru PWM generátoru se zajistí offset na polovinu period registru a také plný rozsah výstupní harmonické funkce. Výstupní amplituda napětí je omezena na hodnotu poloviny period registru. Modře vyznačená část představuje PWM periferii. Ta v komparačním obvodu porovnává registr čítače PWM a komparační registr, který je vypočítáván. V okamžiku shody obou registrů dojde k překlopení výstupní log úrovně.



Obr. 4.6 Blok řízení střídače.

4.2.2 PWM periferie

Pro řízení střídače je použitý modul PWM0 jsou využity tři generátory s dvěma komplementárními výstupy s hloubkou registru 16b. Každý z generátorů má nastavené mrtvé časy na $2\mu s$. Period registr každého z generátorů je nastaven dle požadované frekvence PWM. Využita byla symetrická pila s před děličkou jedna od hodin procesoru

$$P_R = \frac{f_{osc}}{2 \cdot f_{PWM}} = \frac{80 \cdot 10^6}{2 \cdot 10 \cdot 10^6} = 4000 \tag{4.5}$$

Dále jsou nastavené mrtvé časy mezi vypnutím a sepnutím IGBT tranzistoru každého půl můstku na hodnotu $3 \mu s$. Přerušeni od GEN0 je generováno vždy ve vrcholu pily. V obsluze tohoto přerušeni se odehrává celé řízení ASM a je vyvoláváno každých $100\mu s$.

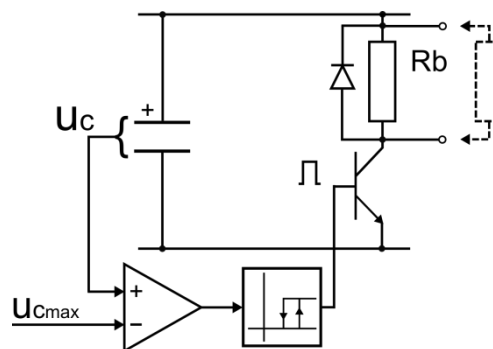
4.2.3 ADC

Jsou použité dva ADC moduly se sdílenými vstupy. Jeden ADC je nastaven pro měření výstupních proudů střídače. Je zde inicializován čítač, kde po dosažení nastavené hodnoty period registru spouští převod tohoto převodníku. Po dokončení převodu je vyvoláváno přerušení, ve kterém jsou vyčteny oba proudy a zkontrolovány na mezifázový zkratový proud střídače. Perioda, která je spouští A/D převod je nastavena na 20us.

Druhý ADC převodník měří ostatní veličiny (dva analogové vstupy, napětí v meziobvodu, napětí na motoru teplotu okolní a teplotu chladiče). Převod je spouštěn při podtečení čítače pily PWM generátoru. V obsluze přerušení po dokončení převodu jsou vyčteny všechny hodnoty.

Po změření napětí v meziobvodu je poté tato hodnota zkontrolována na maximální hodnotu 325V. Je-li rozdíl z rozdílového zesilovače vyšší než 5V plus šířka hysterezního pásma 5V je sepnut trvale brzdňý tranzistor. Vlivem sepnutého tranzistoru začne klesat napětí. Klesne-li rozdíl napětí pod šířku hysterezního pásma tranzistor je vypnut. Jednoduché principiální schéma je na Obr. 4.7. Hodnota měření napětí je každých 100us. Za tuto hodnotu by napětí na kondenzátoru ve střední hodnotě nemělo vzrůst nad hodnotu vypočítanou dle rov. (4.6) při brždění třetinovým jmenovitým momentem.

$$\Delta U_{CF} = \frac{1}{C_F} \int_0^{\Delta T_{vz}} I_{DC(brzda)} dt = \frac{1,09}{0,94 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 0,12V \quad (4.6)$$

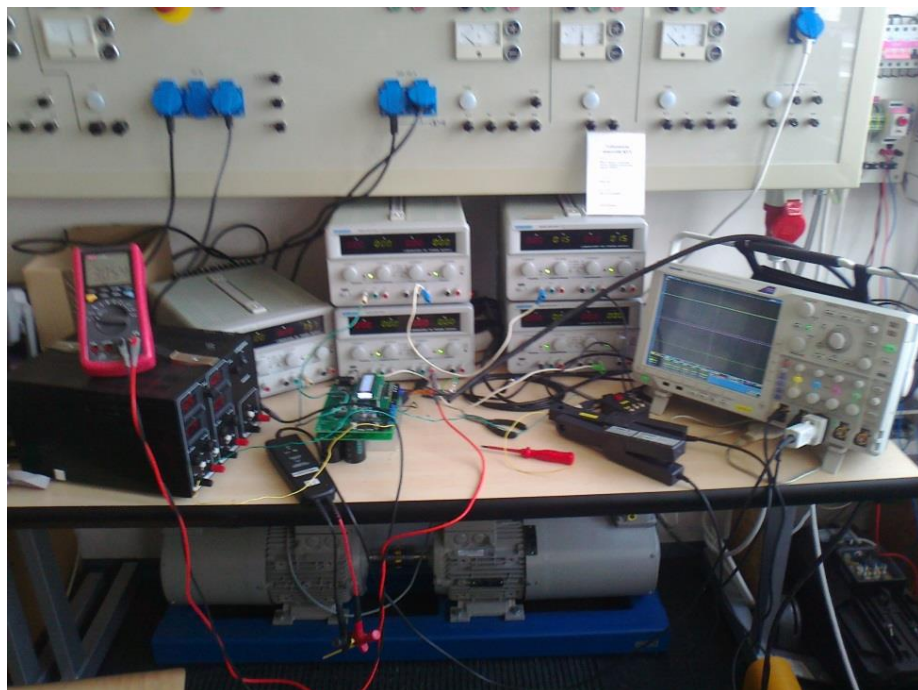


Obr. 4.7 Blokové schéma řízení brzdňého tranzistoru.

5 Oživení a testování hotového měniče

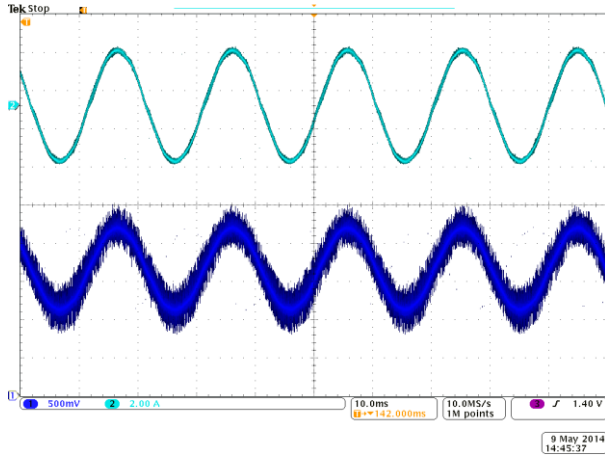
Při ožívování hotového měniče se nejprve měnič napájel z laboratorního zdroje o parametrech 60V/5A. Připojený motor byl o výkonu 250W zapojený do Y při jmenovitém napětí 86V. Na tomto napětí se vyzkoušelo skalární řízení a přednabití filtrační kapacity v meziobvodu. Poté bylo totéž vyzkoušeno při stejnosměrné napětí caa 312V. Tohoto napětí se dosáhlo sériovým zapojením pěti laboratorních zdrojů. Dále byl použit motor o vyšším jmenovitém napětí Y380V/4kW. Nakonec byl měnič otestován při napájení při napájení z jednofázové sítě 230V/50Hz a to přes regulovatelný střídavý zdroj napětí. Nastavené napětí se postupně zvyšovalo až na jmenovitou hodnotu 230V. Použitý motor byl stejný jako v předchozím případě. Všechna měření byla provedena při nezatížení motoru. Motor o výkonu 4kW měl na hřídeli připojený další motor, a proto byla při testování zvolena vyšší hodnota rampy rozběhu motoru, než při malém motoru o výkonu 250W s malou hodnotou momentu setrvačnosti.

V následující kapitole jsou vidět naměřené grafy různých průběhů elektrických veličin motoru pro různé velikosti napájecího napětí měniče.

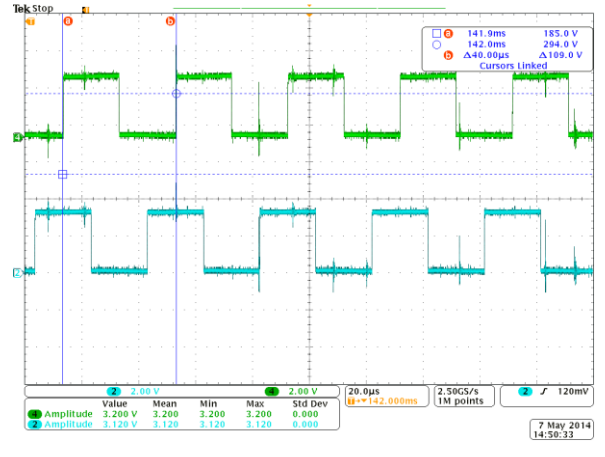


Obr. 5.1 Zapojení testovacího stanoviště při testování měniče.

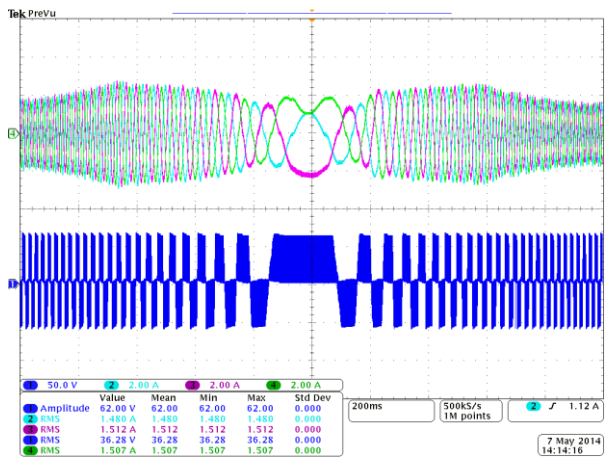
5.1 Naměřené průběhy



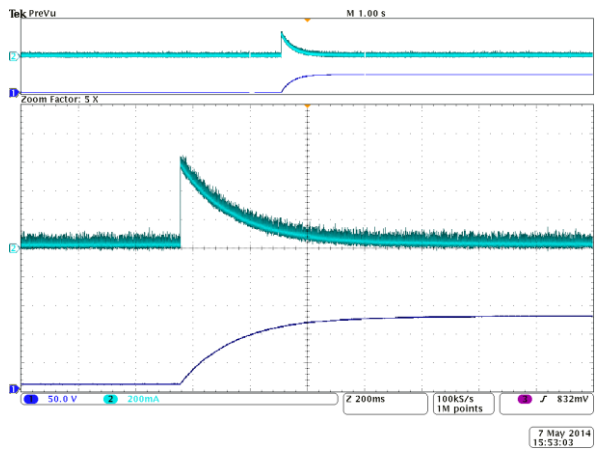
Obr. 5.2 Průběh fázového proudu motoru (světle modrá) a napětí z čidla LEM tohoto proudu (tmavě modrá). při f_s 50Hz, U_{DC} -60V.



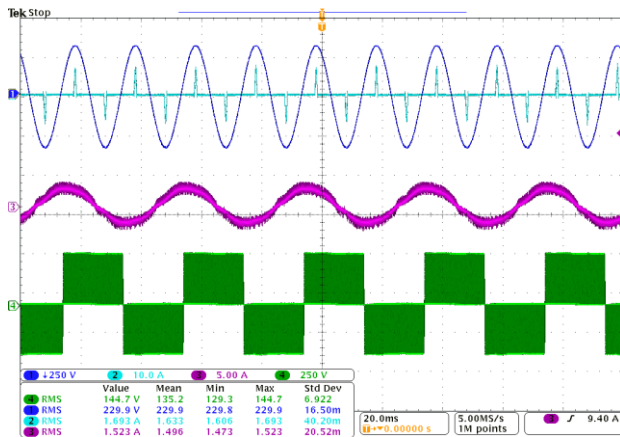
Obr. 5.3 Průběhy z výstupu dekodéru IRC čidla otáček PHA0(zelená) a PHB0(modrá) při f_s -50Hz.



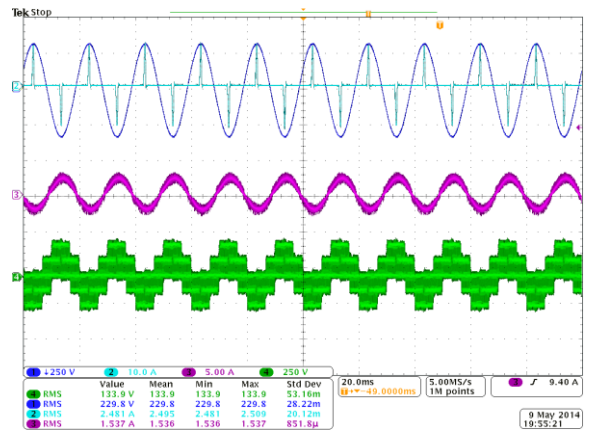
Obr. 5.4 Reverzace z f_s -50Hz na 50Hz, rampa 1s. U_{DC} -60V. Nahoře fázové proudy motoru. Sdružené napětí motoru (modře).



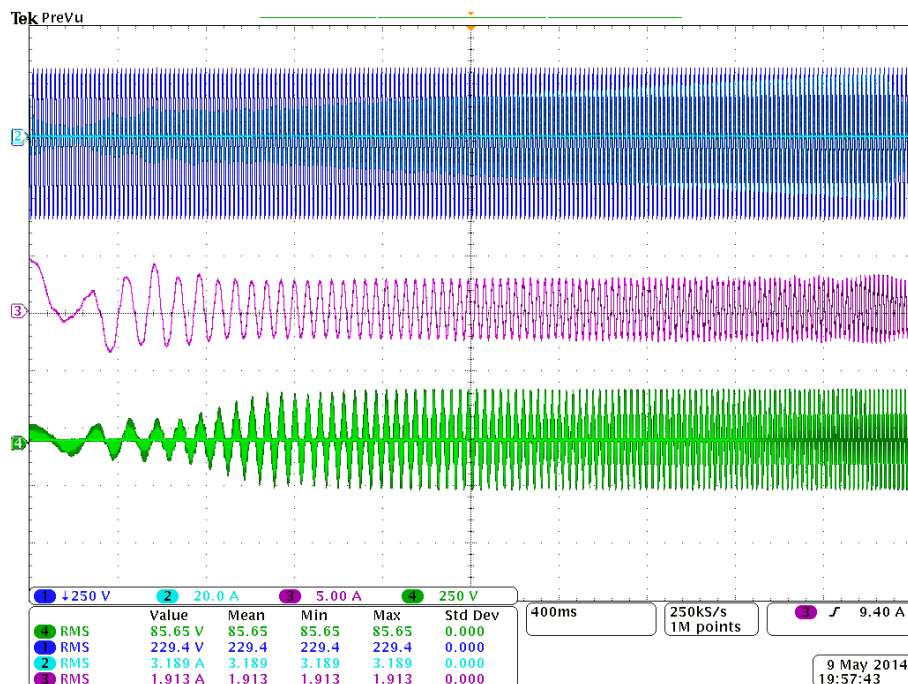
Obr. 5.5 Přednabití filtračního kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu při U_{DC} -120V a času přednabití 1,5s. Napětí U_{CF} (tmavě modrá), Proud I_{CF} (světle modrá).



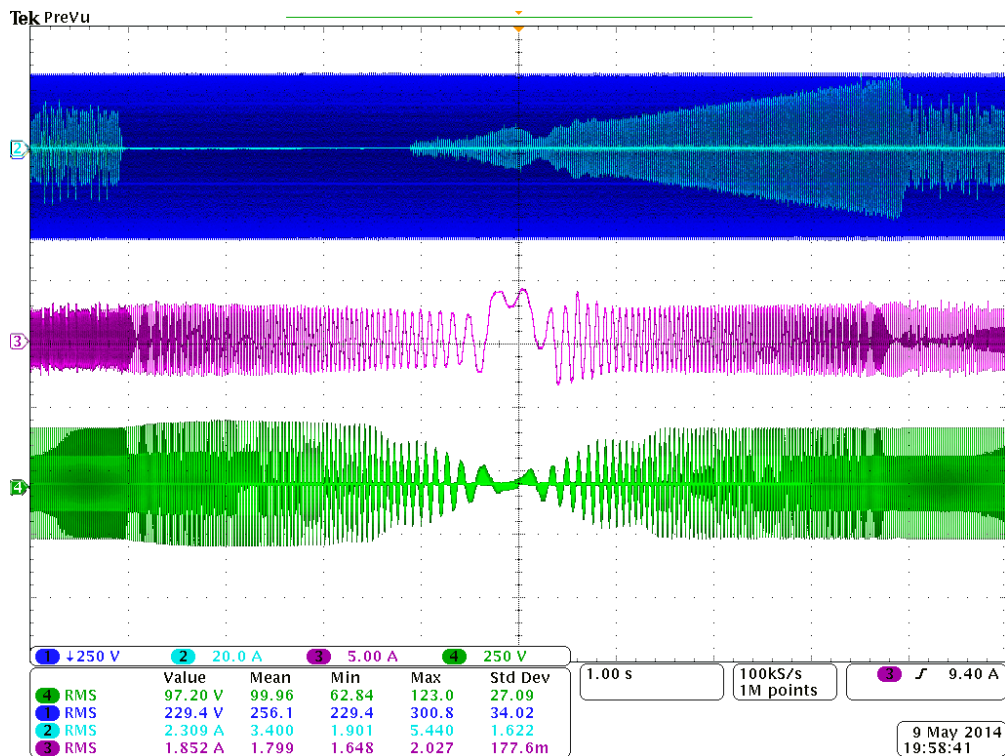
Obr. 5.6 Průběhy napětí a proudů měniče při $f_s=25\text{Hz}$, $U_{in}=230\text{V}/50\text{Hz}$. Odebíraný síťový proud (světle modrá), síťové napětí (tmavě modrá), fázový proud motoru (fialová), sdružené napětí motoru(zelená).



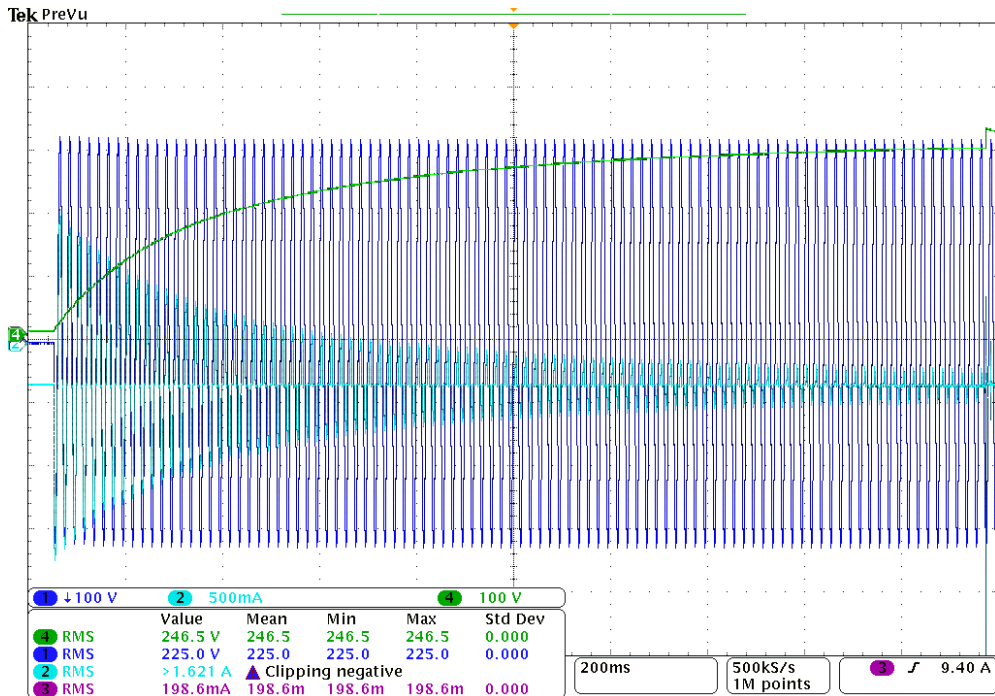
Obr. 5.7 Průběhy napětí a proudů měniče při $f_s=25\text{Hz}$, $U_{in}=230\text{V}/50\text{Hz}$. Odebíraný síťový proud (světle modrá), síťové napětí (tmavě modrá), fázový proud motoru (fialová), fázové napětí motoru(zelená).



Obr. 5.8 Rozběh z $f_s=0\text{Hz}$ na 50Hz , rampa 4s . $U_{in}=230\text{V}/50\text{Hz}$. Odebíraný síťový proud (světle modrá), síťové napětí (tmavě modrá), fázový proud motoru(fialová), sdružené napětí motoru (zelená).



Obr. 5.9 Reverzace z f_s -50Hz na 50Hz, rampa 4s. U_{in} -230V/50Hz. Odebíraný síťový proud (světle modrá), síťové napětí (tmavě modrá), fázový proud motoru (fialová), sdružené napětí motoru (zelená).



Obr. 5.10 Přednabití filtračního kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu při U_{in} -230V/50Hz a času přednabití 1,5s. Napětí U_{CF} (zelená), Proud I_{CF} (světle modrá) U_{site} (tmavě modrá).

Závěr

Cíl této diplomové práce byl navrhnout a postavit jednoduchý frekvenční měnič pro pohon jednoduchých aplikací jako je např. ventilátor, čerpadlo, dopravníkový pás. Napájení je zajištěno z jednofázové sítě o jmenovitém napětí 230V/50Hz. Trvalý mechanický výkon, na který je tento měnič dimenzován je 1kW. Pohon je možné přetížít až 1,5 násobkem jmenovitého momentu po dobu 30s s periodou 150s. Pro brzdění je měnič vybaven tzv. "chopperem" ve stejnosměrném meziobvodu. Vlivem vysokého ztrátového výkonu na interním rezistoru při brzdění jmenovitým momentem je nutnost připojit externí rezistor. Přednabíjecí rezistor pro první připojení měniče na síť je navrhnoutý na dobu jeho přemostění na hodnotu 1,5s. Po odpojení měniče ze síťového napájení je zajištěno vybití filtrační kapacity ve stejnosměrném meziobvodu za 2min. Pro řízení motoru, a jeho obsluhu byl použit vývojový kit Tiva C Series LaunchPad s procesorem TM4C123GH6PM, který se nasazuje jako modul na hotový měnič.

Pro vybraný ASM o výkonu 1kW jsem provedl analýzu potřebných veličin napětí a proudu pro určení celkového ztrátového výkonu měniče. Dále odvození střední hodnoty proudu ve stejnosměrném meziobvodu a následně odběr proudu ze síťového napájení. Všechny tyto veličiny jsem použil k určení rozložení středních tepelných ztrát na výkonových polovodičových prvcích měniče. Poté jsem provedl návrh chladiče pro střední hodnotu celkových ztrát. Následně provedl simulaci s okamžitými hodnotami ztrátového výkonu. Simulací jsem zjistil, že žádná z teplot v okamžité hodnotě nepřesáhne maximální teplotu polovodičového čipu a to ani při rozběhu ASM při velmi nízkých statorových frekvencích. Filtrační kondenzátor v meziobvodu jsem navrhl pro střední hodnotu proudu odebíraného střídačem. Výpočet střední hodnoty napětí na tomto kondenzátoru při jmenovitém výkonu měniče jsem počítal se zvlněním jen od usměrňovače. Zvlnění od střídače má menší účinek na stejnosměrný meziobvod vlivem vyšší frekvence tohoto zvlnění než u usměrňovače.

V další části jsem provedl výběr součástek pro interface měniče mezi procesorem a výkonovým modulem. Veškeré přizpůsobení signálů či jejich potřebné galvanické oddělení procesoru od výkonové části měniče pomocí optočlenů. Pro analogové veličiny jsem provedl návrh operačních sítí pro přizpůsobení signálu pro A/D převodník procesoru a to jak bipolárního i unipolárního signálu. Pro napájení procesoru a ostatní elektroniky jsem navrhl zdroj se spínaným stabilizátorem o výstupním napětí $\pm 5V$. Pomocí logických hradel CMOS jsem navrhnul obvody zpracování diferenciálního signálu z IRC čidla otáček. Pro komunikaci měniče s okolím jsem použil tři digitální vstupy, dva galvanicky oddělené výstupy a dva

analogové vstupy s možností přepínání vstupního napětí mezi $\pm 5V$ a $\pm 10V$. Ruční ovládání měniče jsem je realizováno čtyřmi tlačítky a zobrazení veličin pomocí LCD displaye.

Následně jsem navrhnul dva oboustranné plošné spoje, které se nasazují na sebe pomocí konektorů. Oživení a sestavení měniče jsem po částech a ověřil jeho správnou funkci. Do procesoru jsem implementoval skalární řízení bez čidla otáček. Funkčnost celého měniče jsem ověřil na asynchronním motoru o výkonu 4kW, který běžel naprázdno. Napájení měniče jsem testoval od 60V do 312V ve stejnosměrném meziobvodu a na závěr při jmenovitých parametrech vstupního napětí 230V/50Hz. Požadovaná statorová frekvence se dá zadávat pomocí externího potenciometru nebo pomocí tlačítek umístěných na měniči. Na LCD display se zobrazují otáčky, požadovaná statorová frekvence a napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Správná funkce měniče je doložena měřeními a oscilogramy v závěru práce.

Do budoucna by bylo vhodné doplnit zejména SW vybavení měniče o sériovou komunikaci přes USB nebo CAN, které zvolený mikrokontrolér podporuje. Co se týká řízení motoru, doplnit funkci skalárního řízení o zpětnovazební skalární řízení otáček ASM a vektorové řízení ASM.

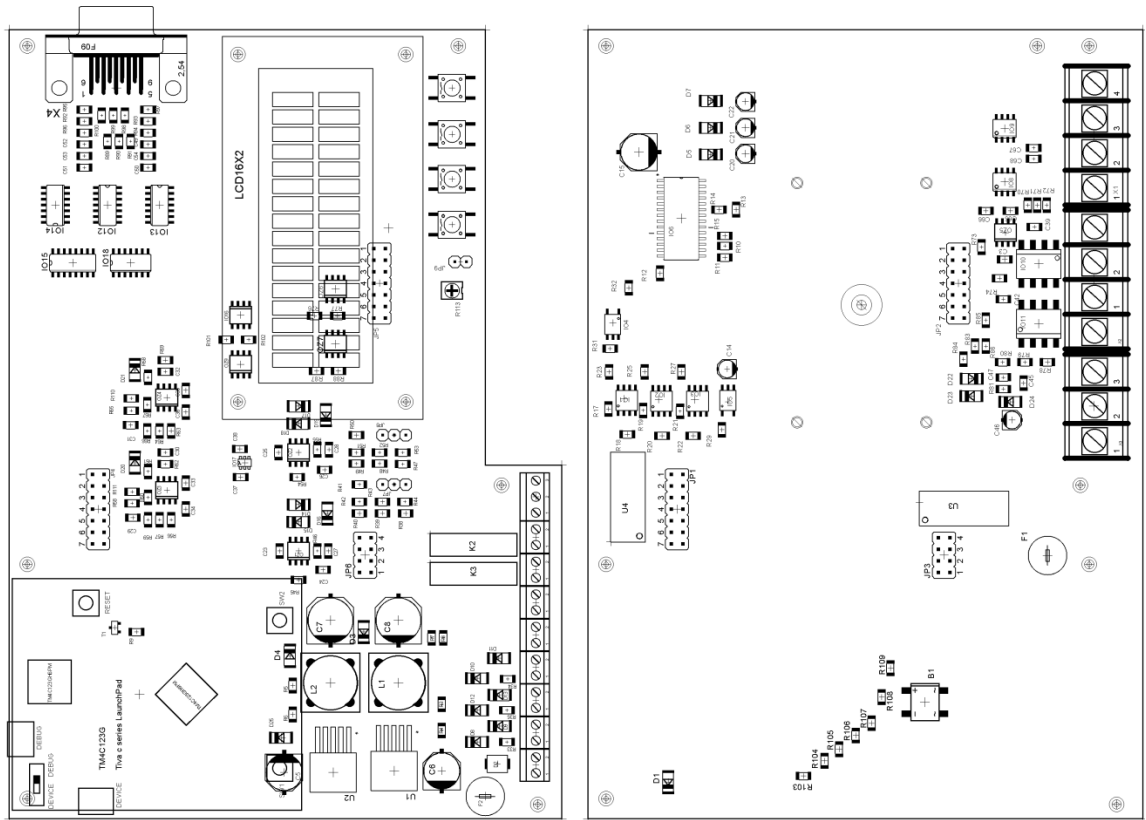
Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] K. Zeman, Z. Peroutka, M. Janda, *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*, Západočeská univerzita v Plzni, 2004.
- [2] F. Vondráček, J. Langhammer, A. Peroutka, J. Molnár, *Projektování výkonových polovodičových měničů- vybrané stati*, Západočeská univerzita v Plzni, 2008.
- [3] J. Flajtingr, L. Kule, *Elektrické pohony se střídavými polovodičovými měniči*, Západočeská univerzita v Plzni, 2005
- [4] ABB ACS55 [online].[cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
[http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/9ffc1fd4879ef179c1257712577ed04e/\\$file/ACS55_UG_Multilingual_C_screenres.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/9ffc1fd4879ef179c1257712577ed04e/$file/ACS55_UG_Multilingual_C_screenres.pdf)
- [5] moeller DF51 [online].[cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
<http://www.inverter.co.uk/applications/manuals&datasheets/moeller-df51-quickstart.pdf>
- [6] SINAMICS G110 [online].[cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
<http://www.elprim.cz/katalogy/g110.pdf>
- [7] Lenze 8200 [online].[cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
<http://www.elprim.cz/katalogy/g110.pdf>
- [8] MAJDA, Freantišek. Jmenovitý a skutečný výkon asynchronního motoru versus řešení přívodu. [online]. s. 3 [cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
<http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/39461.pdf>
- [9] SK 20 DGDL 065 ET [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SK_20_DGDL_065_ET_24909940.pdf
- [10] SEMITOP [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
http://www.semikron.com/skcompub/en/semitop_complete_data_sheet.pdf
- [11] TM4C123GH6PM [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tm4c123gh6pm.pdf>
- [12] Chladič SK 442 [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
[http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20lisovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/PR/SK442_/\\$productCard/dimensionParameters/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20lisovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/PR/SK442_/$productCard/dimensionParameters/index.xhtml)
- [13] Power resistors [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z:
<http://www.farnell.com/datasheets/51710.pdf>

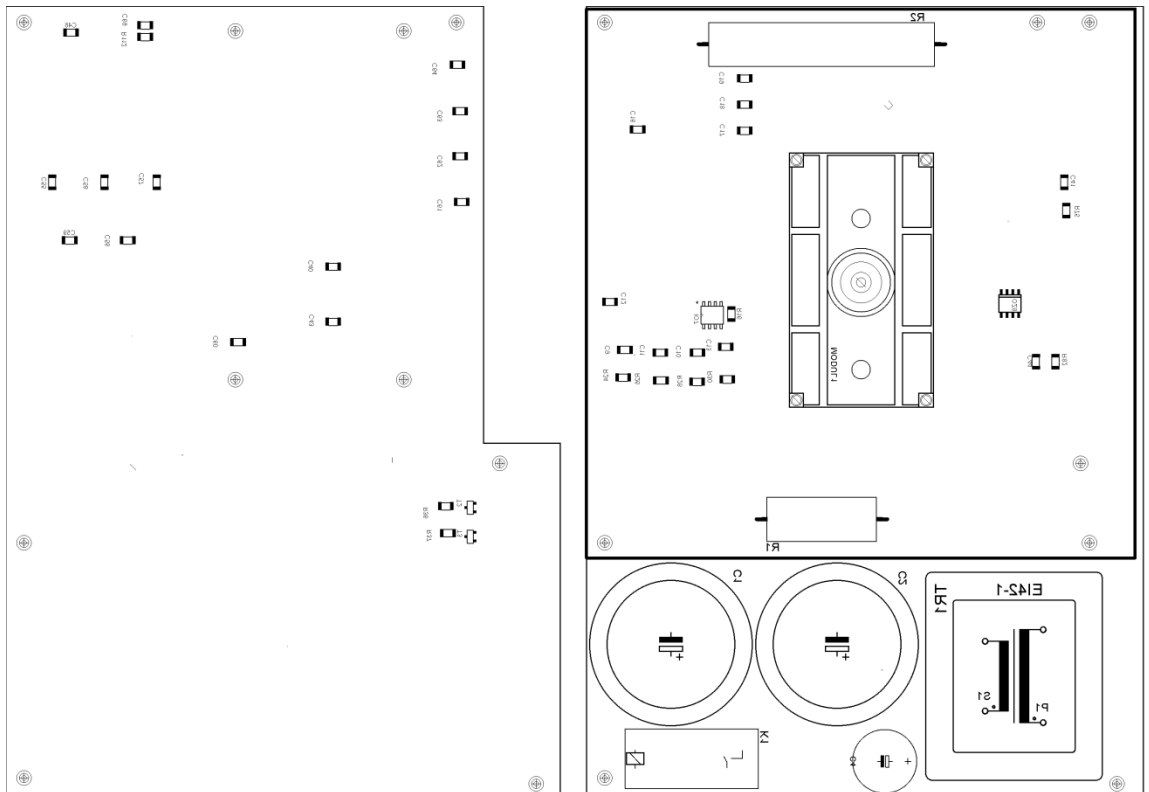
- [14] IR2130 [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/59989.pdf>
- [15] IGBT Driver Calculation [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: http://www.semikron.com/skcompub/en/AN-7004_IGBT_Driver_Calculation_rev00.pdf
- [16] MCP1403 [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/130202.pdf>
- [17] ACPL-054L, ACPL-M50L [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1500266.pdf>
- [18] IL300 [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1009632.pdf>
- [19] NE5532AD [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1803461.pdf>
- [20] FHS-40-P/600 [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/fhs%2040-p%20sp600.pdf>
- [21] [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://files.vogel.de/vogelonline/vogelonline/files/220.pdf> //lem
- [22] ADR130BUJZ [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADR130.pdf
- [23] LM334M [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1769109.pdf>
- [24] R1-D1A0500 [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/details/r1-d1a0500/elektromagneticka-rele-jazyckove/rayex-electronic/#>
- [25] LCD WH1602A [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/513/220/lcd-alfanumericky-displej-winstar-wh1602a-tti-et-datasheet-1.pdf>
- [26] G2RL-1A-H DC5. [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/419217.pdf>
- [27] TMH 0505D, TMH 0515S. [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1648746.pdf>
- [28] LM2575. [online]. [cit. 2014-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/51279.pdf>

Přílohy

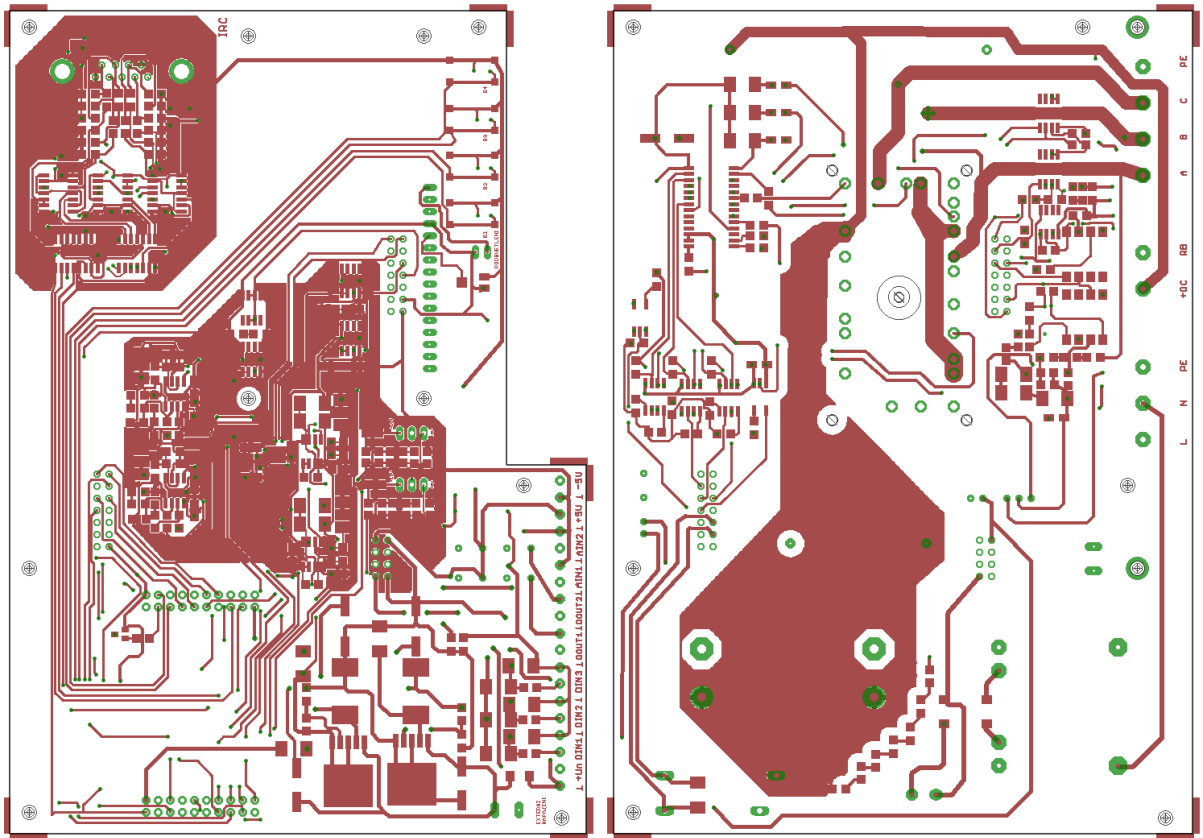
Příloha A Osazovací plán plošného spoje vrstva TOP



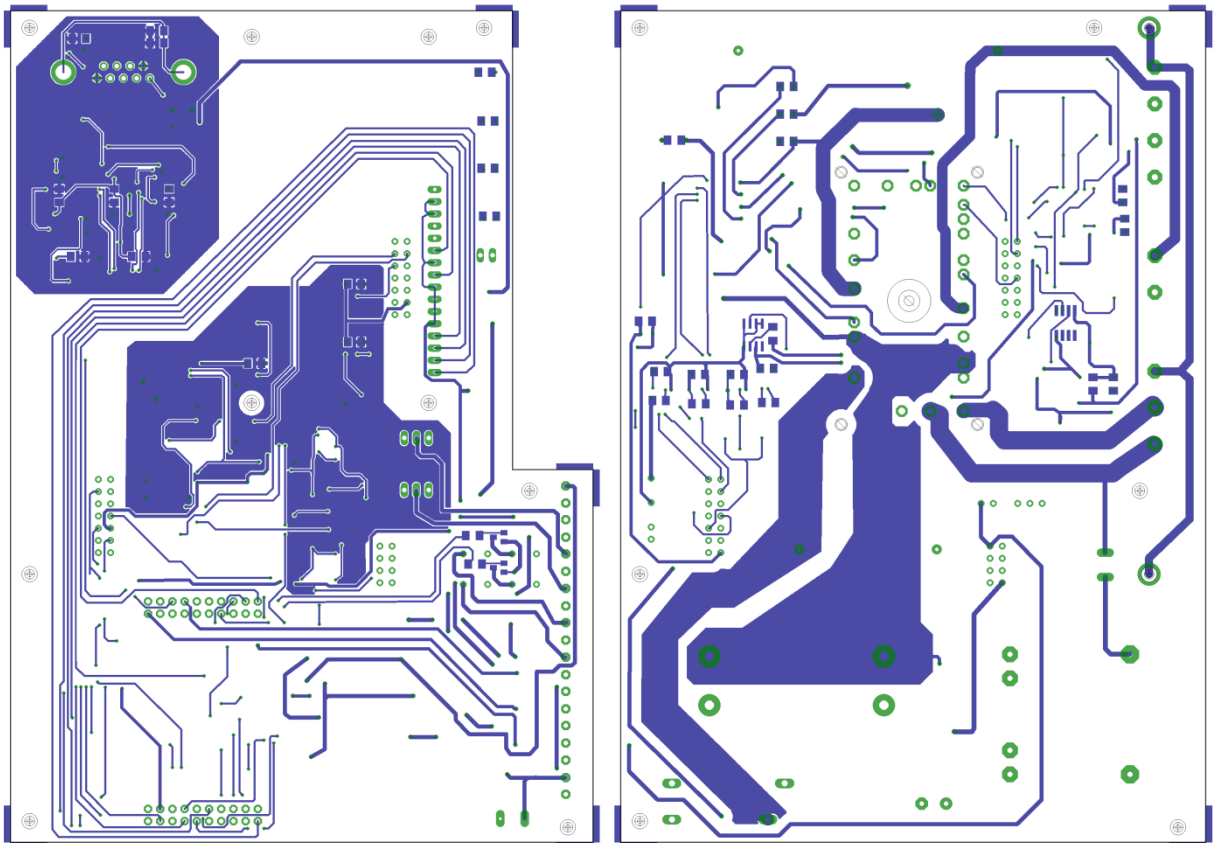
Příloha B Osazovací plán plošného spoje vrstva BOTTOM



Příloha C Schéma plošného spoje vrstva TOP



Příloha D Schéma plošného spoje vrstva BOTTOM



Příloha E Seznam použitých součástek.

Součástka	hodnota	Obchod	obj. číslo
kondenzátory			
C1,C2	470uF	GES	GES05402727
C3	470nF	Farnell	1413841
C14,C20,C21,C22,C46	10uF	Farnell	2326128
C15,C5,C6	100uF	Farnell	2102437
C9-13,C16-19,C23-26,	100nF	GME	905-081
C33,C40,C34-39,C43-45,C48,C55-60	100nF	GME	905-081
C7,C8	680uF	Farnell	1850132
C4	1mF	Farnell	2326392
C27-32,C41,C49-54	390pF	GME	905-035
C65,C67	47nF	GME	905-082
C66,C68,C47	4,7nF	GME	905-119
C42	22pF	GME	905-099
C61,C62,C63,C64,C69	1nF	GME	905-070
tlumivky			
L1,L2	470uH	Farnell	2062849
rezistory			
R1	220	GME	114-025
R2	330	GME	114-520
R103-R109	6k8	GME	900-378
R17-R22	620	GME	900-343
R23-R28,R30, R33,R34,R35,R112,R9	10k	GME	900-179
R29	680	GME	900-283
R31	2k2	GME	900-197
R32	4k7	GME	900-248
R10-R16	62	GME	900-267
R3,R5	6k2	GME	900-221
R4,R6	2k	GME	900-215
R7,R8	0	GME	900-001
R36,R37	39k	GME	900-200
R38,R47	3k9	GME	900-208
R39,R48	360	GME	900-199
R40,R49,R74,R86,R102,R89-91,R98-100	24	GME	900-399
R41,R50	9k1	GME	900-291
R42,R51	180	GME	900-229
R43,R52	680	GME	900-283
R44,R53	36	GME	900-287
R45,R54,R68,R61	27k	GME	900-196
R46,R55,R69,R62	62k	GME	900-201

R56,R57,R58,R59,R63,R64,R65,R66	20k	GME	900-195
R60,R67,R110,R111,R77	1k	GME	900-191
R70	6k8	GME	900-378
R71	390k	GME	900-333
R72	3k3	GME	900-185
R75	33k	GME	900-223
R73	560	GME	900-202
R76	43k	GME	900-247
R78	330k	GME	900-244
R79	18k	GME	900-190
R80	390	GME	900-332
R81	1k6	GME	900-301
R82	4k3	GME	900-219
R83	240	GME	900-324
R84	33K	GME	900-223
R85	510	GME	900-288
R87	39k	GME	900-200
R88	3k	GME	900-217
R92,R93,R94,R95,R96,R97	4k7	GME	900-248
R113	10k	GME	900-179
R101	150	GME	900-330

diody

D5,D6,D7	SUF4007	GME	917-024
D1,D8-25	SM4007	GME	917-005
D2	P6SMB30A	TME	
D3,D4	1N5819	GME	920-121

integrované obvody

IO1,IO2,IO3	ACPL-K54L	Farnell	2070246
IO4,IO5	ACPL-M50L	Farnell	1829773
IO6	IR2130	Farnell	9101845
IO7	MCP1403	Farnell	1332075
IO8,IO9	FHS-40-P/600	LEM	-
IO10,IO11	IL300	Farnell	1469498
IO12-14	4011	Farnell	1085279
IO15	4050	GME	953-067
IO16	LM334M	Farnell	9488057
IO17	ADR130BUJ	Farnell	1498662
IO18	4023	TME	-

operační zesilovače

OZ1-9	NE5532D	Farnell	1103060
-------	---------	---------	---------

tranzistory

T1-3	BC817-25	Farnell	1798079
------	----------	---------	---------

stabilizátory a DC/DC měniče

U1,U2	LM2575S-ADJ	Farnell	9489878
U3	TMH0505D	Farnell	1007514
U4	TMH0515S	Farnell	1007553

mechanické relé

K1	G2RL-1A-H DC5	Farnell	2065796
K2,K3	R1-D1A0500	TME	-

Modul měniče

Modul1	SK15DGDL065ET	Semikron	-
--------	---------------	----------	---

mikrokontrolér

Tiva s series LaunchPad	TM4C123G	Farnell	2314937
-------------------------	----------	---------	---------

konektory

JP1,JP2	Dutinková lišta (2x7)	GME	832-212
JP4,JP5	Oboustranný kolík přímý (2x7)	GME	832-027
JP3	Dutinková lišta (2x4)	GES	GES06615473
JP6	Oboustranný kolík přímý (2x4)	GME	832-017
JP7-8	Oboustranný kolík přímý (1x3)	GME	
JP9	Oboustranný kolík přímý (1x2)	GME	
Tiva s series LaunchPad	Oboustranný kolík přímý (2x10)	GME	832-023
LCD	Oboustranný kolík přímý (1x16)	GME	832-017
X4	CAN 9	GME	801-177

svorkovnice

X1,X2	AKR825A/4	GME	821-127
X3	AKR825A/3	GME	821-126
DIN1,DIN2,DIN3,AIN1,AIN2,UIN	ARK550/2	GME	821-038
±5V (UOUT)	ARK550/3	GME	821-039

tlačítka

S ₁₋₄	TD-03XE (6mm)	GME	630-301
------------------	---------------	-----	---------

pojistky

F ₁	50mA-T	GME	633-187
F ₂	630mA-F	GME	633-185

transformátor

TR ₁	9V/7VA	GES	GES07506852
-----------------	--------	-----	-------------

usměrňovací můstek

B ₁	B250C1000	GME	924-009
----------------	-----------	-----	---------

LCD

LCD 16x2	WINSTAR WH1602A	GME	513-220
----------	-----------------	-----	---------

ostatní

chladič	SK 442 (120x120x40mm)	Fischerelektronik	-
Distanční sloupky	M3 10mm	GME	623-010