

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2020

Bc. Miroslav Perout



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

TŘÍFÁZOVÝ MĚNIČ PRO SYNCHRONNÍ SERVO MOTORY

THREE-PHASE CONVERTER FOR SYNCHRONOUS SERVO MOTORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Miroslav Perout

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Miroslav Perout

ID: 186159

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Třífázový měnič pro synchronní servomotory

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhnete silovou a řídicí část měniče 48 V 500 W pro synchronní servomotor.
2. Zařízení experimentálně realizujete.
3. Na realizovaném vzorku provedte příslušná měření, ověřující funkčnost.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOCKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] Vorel P., Patocka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007
- [3] SKALICKÝ, J. Navrhování elektrických pohonů. Navrhování elektrických pohonů. Brno: VUT FEKT, 2002.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

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

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá návrhem DC/AC měniče pro řízení motorů typu PMSM. V prvním kroku je zde popsán typ motoru a možnosti snímání polohy rotoru. Následně je navržena výkonová část a vypočítány ztráty, oteplení a přibližná účinnost měniče. Poté je vybrán procesor a navrhnuty jednotlivé komunikační a ochranné obvody. Současně jsou rozebrány algoritmy řízení. V poslední části je popsána realizace DPS a měniče jako celku.

KLÍČOVÁ SLOVA

PMSM, MOS-FET, DC/AC měnič, SVM, nadproudová a teplotní ochrana, resolver

ABSTRACT

This diploma thesis is dealing with the design of a DC / AC converter for the control of PMSM motors. In the first step, the type of motor and the possibilities of sensing the position of the rotor are described. Subsequently, the power section is designed and the losses, heating, and approximate efficiency of the inverter are calculated. In the following step, the processor is selected and individual communication and protection circuits are designed. At the same time, control algorithms are analyzed. The last part is describing the implementation of the PCB and the inverter as a whole.

KEYWORDS

PMSM, MOS-FET, DC/AC converter, SVM, overcurrent and temperature protection, resolver

PEROUT, Miroslav. *třífázový měnič pro synchronní servomotory*. Brno, 2020, 81 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „třífázový měnič pro synchronní servomotory“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Daliborovi Červinkovi, Ph.D. za odborné konzultace k práci. Současně bych rád poděkoval Ing. Richardu Chamrádovi za umožnění zpracovávání diplomové práce ve firmě TG Drives. A v neposlední řadě patří poděkování i mé ženě za trpělivost a psychickou podporu.

Brno

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	12
1 Servomotor	13
1.1 Konstrukce PMSM	13
1.1.1 Matematický model motoru PMSM	14
1.1.2 Snímání polohy	14
2 Výkonová část měniče	16
2.1 Topologie výkonové části	16
2.2 Výběr a dimenzování součástek	20
2.2.1 Výkonový spínací prvek	20
2.2.2 Budič tranzistorů MOS-FET	22
2.2.3 Pasivní přepětová ochrana	25
2.2.4 Filtrační kondenzátory meziobvodu	27
2.3 Výpočet ztrát na měniči	30
2.3.1 Přepínací ztráty	30
2.3.2 Ztráty vedením	31
2.3.3 Zotavovací ztráty na substrátové diodě	31
2.3.4 Účinnost měniče	32
2.4 Výpočet tepelného odporu chladiče	32
3 Řídicí část měniče	35
3.1 Procesor	35
3.1.1 Napájecí obvody procesoru	35
3.1.2 Bootovací (zaváděcí) režim	38
3.2 Napájení řídicí části	39
3.3 Komunikační obvody servozsilovače	41
3.3.1 RS-232	41
3.3.2 CAN (Controller Area Network)	42

3.3.3	Ethernet	42
3.4	Měření proudu	43
3.4.1	Čidlo proudu	44
3.4.2	Nadproudová ochrana	44
3.5	Ochrany servozsilovače a jeho komponent	45
3.5.1	Teplotní ochrana	45
3.5.2	Bezpečnostní brzda	46
3.5.3	STO (Safe Torque Off)	47
3.5.4	Vyhodnocení ochran	48
3.6	Snímače polohy	49
3.6.1	Resolver	49
3.6.2	Snímač polohy s SSI (Synchronous Serial Interface)	55
3.7	Vstupní a výstupní obvody servozsilovače	57
3.7.1	Digitální vstupy	58
3.7.2	Digitální výstupy	58
3.7.3	Analogové vstupy	60
3.8	Algoritmy řízení	61
3.8.1	Lichoběžníkové řízení	61
3.8.2	Sinusové řízení	62
3.8.3	Vektorové řízení	62
3.9	SVM (Space Vector Modulation)	64
4	Deska plošných spojů	71
4.1	Rozdělení jednotlivých vrstev	71
4.1.1	Stínění analogových nízkofrekvenčních signálů	72
4.1.2	Proudovodná dráha výkonové části	73
4.1.3	Kompletace servozsilovače	74
5	Závěr	77
	Literatura	79

Seznam obrázků

2.1	Trojfázový střídač [4]	16
2.2	Blokové schéma servozesilovače [4]	19
2.3	Porovnání pracovních oblastí tranzistorů IGBT a MOS-FET	20
2.4	Schéma jedné větve měniče s budičem	25
2.5	Konfigurace chlazení výkonových tranzistorů	34
3.1	Napájení procesoru	36
3.2	Požadovaný náběh napájení procesoru	37
3.3	Neúspěšný náběh napájení procesoru	37
3.4	Úspěšný náběh napájení procesoru	38
3.5	Bootovací pull-down a pull-up odpory	39
3.6	Vstupní napájecí konektor ovládacího napětí 24 V	40
3.7	Napájecí obvody 15 V a 5 V pro řídicí část	41
3.8	Zjednodušené blokové schéma obvodu ethernet	43
3.9	Schéma měření a vyhodnocení proudu	45
3.10	Schéma měření interní teploty	46
3.11	Schéma obvodu budiče pro bezpečnostní brzdu	47
3.12	Schéma obvodu STO	48
3.13	Schéma obvodu vyhodnocení ochran	49
3.14	Simulace napěťových signálů budícího obvodu resolveru	51
3.15	Frekvenční charakteristika budícího obvodu resolveru	51
3.16	Generátor obdélníkového signálu s pevnou střídou 50 % a nastavitel- nou amplitudou	52
3.17	Naměřené průběhy budícího signálu	53
3.18	Amplituda a frekvence výstupního signálu při vzájemném natočení o 90° mezi budící a sinovým vinutím	54
3.19	Amplitudově modulovaný signál na vstupu do AD převodníku	55
3.20	Zjednodušený diagram standardu SSI	55
3.21	Zapojení konektoru pro SSI zpětnou vazbu a schéma RS422/485	56
3.22	Obslužný kód pro vyčítání dat z SSI	57

3.23	Schéma digitálního vstupu	58
3.24	Schéma digitálního výstupu	59
3.25	Schéma elektronické ochrany napájení digitálního výstupu	60
3.26	Schéma analogového vstupu	60
3.27	Lichoběžníková komutace (six-step)	61
3.28	Blokový diagram sinusové metody řízení	62
3.29	Blokový diagram vektorového řízení	63
3.30	Rozdělení vektorového řízení	63
3.31	Přehled jednotlivých základních a nulových vektorů[21]	65
3.32	Definování maximální amplitudy napětí[21]	66
3.33	Vychylovací(černé), fázové(čárkované) a sdružená napětí(plná) [21] . .	66
3.34	Zjednodušený diagram testovacího programu	68
3.35	Průběh napětí a proudu na výstupu ze servozesilovače	69
3.36	Oteplení DPS a topného odporu	70
4.1	Vizualizace složení jednotlivých vrstev DPS	72
4.2	Stínění analogového signálu	72
4.3	Foto neosazené DPS	75
4.4	DPS s chladičem na hliníkovém profilu	76
4.5	Zakrytovaná výsledná verze servozesilovače	76

Seznam tabulek

2.1	Tabulka naměřených hodnot	32
3.1	Nastavení registru bootovacího režimu	39
3.2	Porovnání metody řízení FOC a DTC [20]	64

Úvod

V dnešní době je čím dál více kladen důraz na automatizaci průmyslu. Proto dochází k většímu využívání přesných pohonů, které by nahradily lidskou práci nebo zefektivnily již automatizovanou činnost. Z těchto důvodů se konstruuje motory různých parametrů a k nim odpovídající silové a ovládací obvody. Pro konkrétní aplikace je nutná schopnost měniče řídit nejen polohu, ale i otáčky a moment motoru. Podle přesnosti řízení a rychlosti regulace prostřednictvím použitých algoritmů se hodnotí kvalita celého mechanického polohování. Pro spojení řídicí a silové části měniče se v průmyslu zažil výraz servozsilovač.

Tato práce je zaměřena na vývoj hardwaru servozsilovače pro střídavé synchronní servopohony typu PMSM od firmy TG drives. Součástí této práce je oživení procesoru a napsání základního programu pro ověření funkčnosti jednotlivých obvodů. Typ motoru PMSM se používá pro pohony, u kterých je požadována velká přesnost řízení a plynulý chod i při nízkých otáčkách. Další výhodou těchto motorů je jejich dobrá dynamika chodu a nízké ztráty při nominálním chodu. Nevýhodou je nutnost jeho řízení střídačem, který využívá pro řízení motoru techniku vektorového řízení. Tu lze podle potřeby dané aplikace různě modifikovat. Pro korektní řízení je zapotřebí přesné čidlo pro měření polohy rotoru. U tohoto vyvíjeného typu servozsilovače je umožněno připojení zpětné vazby v podobě resolveru nebo enkodéru využívající sériové rozhraní SSI.

Tento měnič je vyvíjen jako náhrada zastaralé verze měniče s označením TGA od firmy TG drives. Parametry měniče byly zvoleny podle této předchozí verze. Bylo tedy stanoveno stejnosměrné napájecí napětí $U_n = 48 \text{ V}$ a nominální výstupní výkon $P = 500 \text{ W}$. Ovšem stanovený výstupní výkon bude umožněno i dlouhodobě přesahovat, aniž by došlo k poškození zařízení. Měniče napájené bezpečným napětím jsou vhodné pro mobilní jednotky napájené z bateriových modulů. Využití je možné v oblastech bez dostupnosti síťového napájení a to například v pohonech elektrokol, vozíků nebo samostatné robotické jednotky. Současně je vhodné jejich použití v místech, která jsou dostupná nekvalifikovanými osobami.

V této práci je rozebráno dimenzování silových obvodů. Dále rozbor jednotlivých ochran, popis vyvíjených schémat a řídicích obvodů. Následně je rozebráno ožívání procesoru a jsou naměřeny stěžejní průběhy signálů servozsilovače.

1 Servomotor

Servomotory představují obecný název pro motory, u kterých je umožněno řízení polohy rotoru. Hlavní dělení servomotorů je podle následující vlastností,

1. střídavé nebo stejnosměrné,
2. synchronní nebo asynchronní,
3. bezkartáčové nebo kartáčové.

V této práci bude vyvíjen servozesilovač pro řízení střídavého synchronního bezkartáčového motoru s permanentními magnety na rotoru. Ty se označují jako elektricky komutované motory a podle rozložení vinutí na statoru se dále dělí na BLDC (brushless DC) a PMSM (permanent magnet synchronous motor) motory. U těchto motorů se magnetické pole statoru pohybuje synchronně s magnetickým polem rotoru a nevzniká zde skluz, který je typický pro indukční motory. V případě zvyšující se zátěže na hřídeli se zvětšuje i zátěžový úhel. Ten je definován jako fázový posun magnetického toku a napětí. [1]

U BLDC motorů je vinutí statoru soustředěné. To znamená, že každá fáze je navinuta separátně a nepřekrývá se s ostatními. Tento způsob vinutí má za následek lichoběžníkový tvar zpětně generovaného napětí na statorových cívkách. Díky tomu vyžadují BLDC motory pro své řízení pouze Hallovy sondy, které svými stavy udávají komutaci statorových cívek. Nevýhodami je ovšem velké zvlnění točivého momentu, vysoké ztráty, akustický hluk a menší přesnost. Z těchto důvodů jsou pro kvalitnější a přesnější polohování používané PMSM servomotory s harmonicky rozloženým vinutím. Tento typ servozesilovače je vyvíjen výhradně na řízení PMSM servomotorů.[2]

1.1 Konstrukce PMSM

Vinutí statoru je navinuto takovým způsobem, že hustota jednotlivých vodičů se po obvodu harmonicky mění. Malý moment setrvačnosti motoru je dosažen tenkou vrstvou magnetů ze vzácných zemin (neodym a bór) umístěných na povrchu rotorové hřídele.

Další konstrukční dělení vzniká podle uspořádání permanentních magnetů. Pro nízkorychlostní motory do 3000 ot/min se umísťují magnety po povrchu rotoru. Naopak pro vysokorychlostní aplikace jsou použity vnitřní magnety.[2]

1.1.1 Matematický model motoru PMSM

Sestavení matematického modelu je nutné pro analýzu zátěže, která bude sloužit pro realizaci korektního řídicího algoritmu. Pro matematický zápis budou použity soustavy diferenciálních rovnic. Při matematickém popisu motoru PMSM je nutné stanovit zjednodušující podmínky:

1. Vinutí jednotlivých fází jsou symetricky rozložena v drážkách statoru
2. Napájení souměrným harmonickým napětím.
3. Indukčnosti jednotlivých fází statoru i rotoru jsou shodné.
4. Magnetizační charakteristika je lineární a rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické.
5. Magnetizační charakteristika je lineární a rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické.
6. Tlumící vinutí na rotoru není provedeno a rovněž jsou zanedbány tlumící účinky rotoru.

Budící vinutí u synchronního stroje s permanentními magnety je reprezentováno spřaženým magnetickým tokem permanentních magnetů Ψ_f , který má konstantní hodnotu. Na statoru je trojfázové symetrické vinutí. Tato práce se bude zabývat synchronním strojem s povrchovou montáží permanentních magnetů. Ty se vyznačují tím, že indukčnosti v příčné a podélné větvi jsou stejné. Zároveň předpokládejme relativní permeabilitu permanentních magnetů $\mu_r \approx 1$. Prostřednictvím tohoto typu montáže lze považovat vzduchovou mezeru stroje za neměnnou a platí $L_d = L_q = L_s$. Následující rovnice popisují model tohoto stroje.

$$u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega L_s i_q \quad (1.1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega L_s i_d + \omega \Psi_f \quad (1.2)$$

A pro moment stroje platí:

$$M_m = \frac{3}{2} p_p \Psi_f i_q \quad (1.3)$$

Z rovnice je zřejmé, že pro řízení momentu je zapotřebí pouze jeden statorový proud, a to i_q . [3]

1.1.2 Snímání polohy

Jelikož pro napájení motoru nejsou použity diskrétní hodnoty stejnosměrného napětí jako u BLDC motoru, ale je požadován jejich harmonický průběh, není

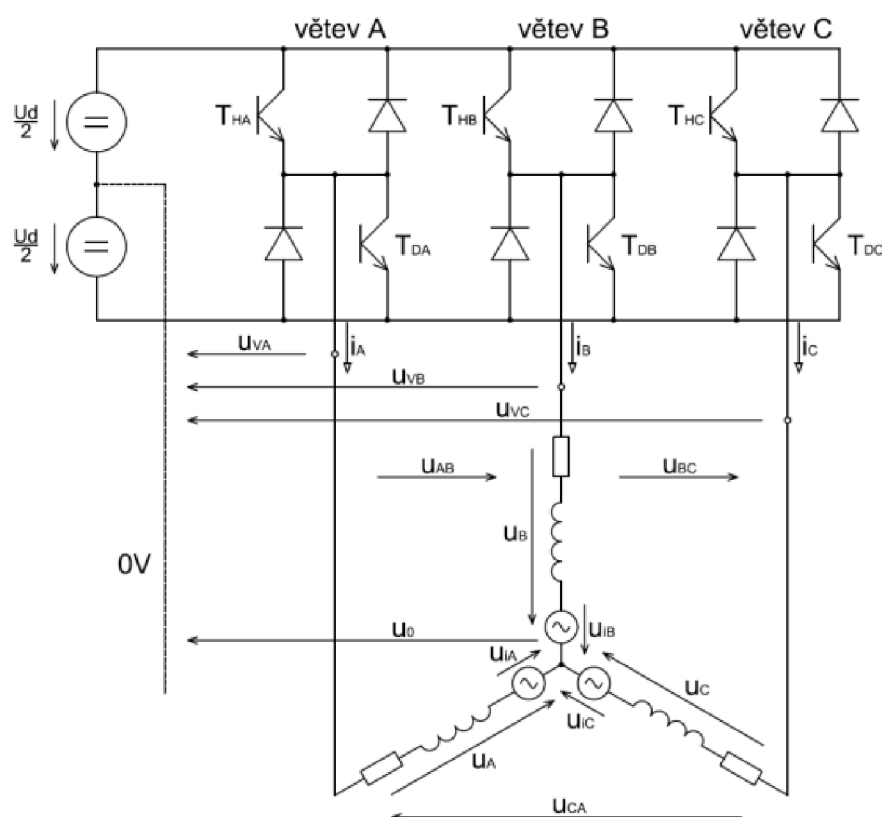
možné snímat polohu pomocí hallových snímačů. Důvodem je fakt, že pro tvorbu harmonického průběhu musíme znát ideálně polohu rotoru v každém okamžiku. Proto je potřeba použít snímač s velkým rozlišením. Lze použít buď analogové (tachogenerátor, resolver, selsyn apod.) nebo impulsní snímače polohy (indukční, kapacitní, optoelektrické). Bylo rozhodnuto, že tento typ servozsilovače bude umožňovat připojení resolveru a senzorů fungující s protokolem SSI. Důvodem pro zvolení resolveru je velká dosažitelná přesnost určení polohy a současně robustnost a odolnost tohoto řešení vůči možnému znečištění. Prostřednictvím protokolu SSI komunikují rotační enkodéry. Rozšíření enkodéru se v poslední době zvyšuje a možnost jeho připojení výrazným způsobem rozšíří možnosti nasazení výsledného servozsilovače.

Oba typy zpětné vazby motoru včetně jejich implementace budou podrobněji rozebrány v následujících kapitolách.

2 Výkonová část měniče

2.1 Topologie výkonové části

Pro řízení synchronního motoru je zapotřebí rozstředání napětí meziobvodu v jednotlivých větvích na průběhy, které budou pro motor představovat harmonické napájení. Synchronní motor, který bude řízen, představuje třífázovou zátěž. Zvolenou topologií byl proto DC/AC měnič neboli trojfázový střídač.



Obr. 2.1: Trojfázový střídač [4]

U trojfázových střídačů rozeznáváme následující druhy napětí:

- $u_{va}(t), u_{vb}(t), u_{vc}(t)$ – větvová napětí; měřená proti pomyslnému středu stejnosměrného mezilehlého napětí U_d .
- $u_{ab}(t), u_{bc}(t), u_{ca}(t)$ – sdružená napětí; měřená mezi výstupy dvou sousedních větví.

- $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ – fázová napětí; vznikají na jednotlivých ramenech zátěže zapojené do hvězdy. Při zapojení do trojúhelníku a nebo bez vyvedeného středu zátěže zapojené do hvězdy je nelze měřit.
- $u_{ia}(t), u_{ib}(t), u_{ic}(t)$ – vnitřní (rotační) indukovaná napětí stroje (zpětné EMF).

Pro odvození matematických vztahů, můžeme vycházet z větrových napětí trojfázového střídače.

$$\begin{aligned}u_{va} &= u_a + u_0 \\u_{vb} &= u_b + u_0 \\u_{vc} &= u_c + u_0\end{aligned}\tag{2.1}$$

Z rovnice 2.2 plyne, následovných vztah:

$$\begin{aligned}u_{va} + u_{vb} + u_{vc} &= u_a + u_b + u_c + 3u_0 \\u_0 &= \frac{1}{3}(u_{va} + u_{vb} + u_{vc} - u_a - u_b - u_c)\end{aligned}\tag{2.2}$$

Jednotlivá fázová napětí je možné rozepsat:

$$\begin{aligned}u_a &= R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + u_{ia} \\u_b &= R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + u_{ib} \\u_c &= R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + u_{ic}\end{aligned}\tag{2.3}$$

Pro symetrickou trojfázovou soustavu s nevyvedeným středem platí, že součet všech proudů ve společném uzlu je roven nule a současně součet všech indukovaných napětí je nulový.

$$\begin{aligned}u_a + u_b + u_c &= R(i_a + i_b + i_c) + L \frac{d}{dt}(i_a + i_b + i_c) + (u_{ia} + u_{ib} + u_{ic}) \\u_a + u_b + u_c &= 0\end{aligned}\tag{2.4}$$

Při dosazení rovnice 2.4 do 2.2 získáme vztah pro napětí plovoucího středu zátěže.

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_{va} + u_{vb} + u_{vc})\tag{2.5}$$

V posledním kroku dosadíme takto vyjádřené napětí do rovnice 2.1 a vyjádříme fázové napětí.

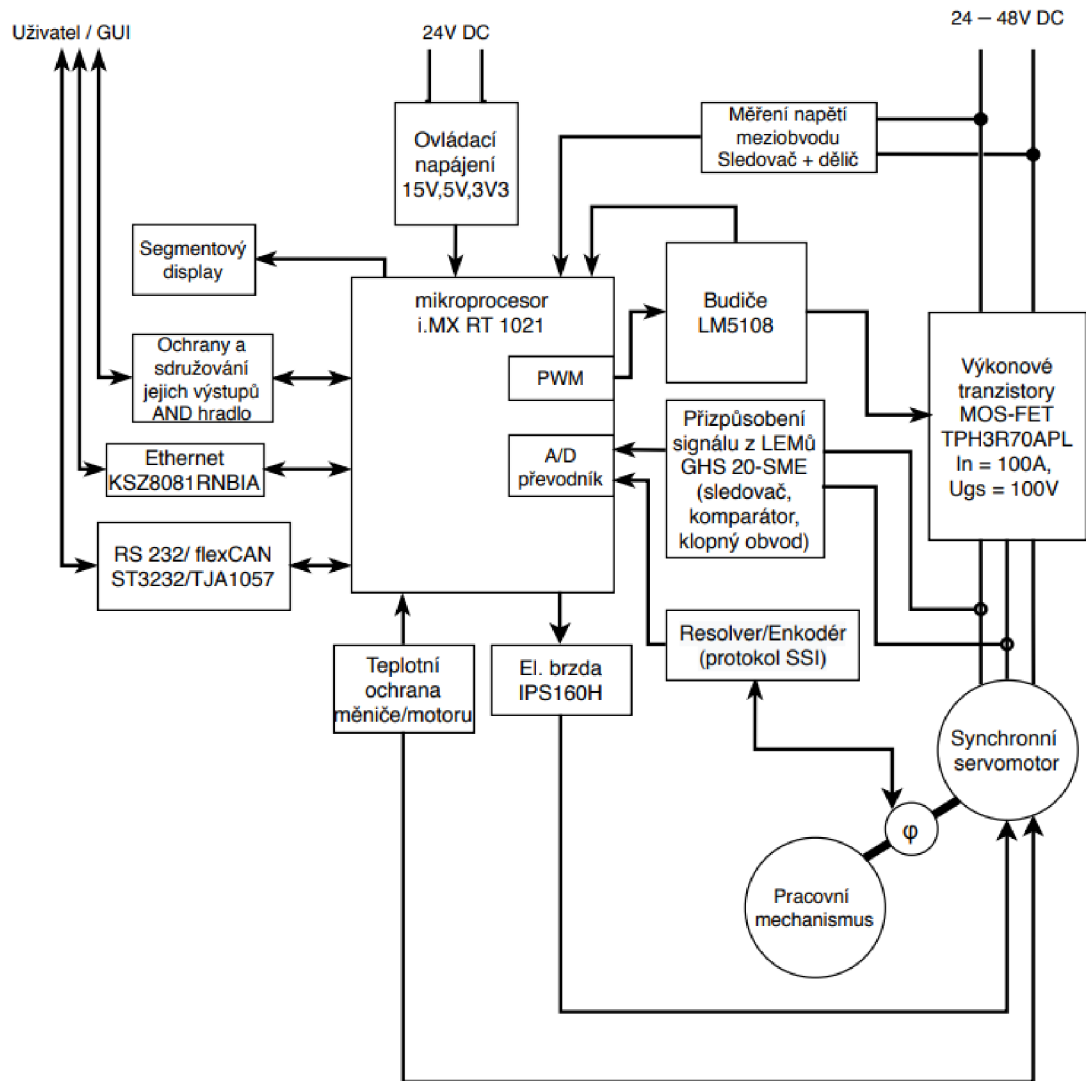
$$\begin{aligned}u_a &= \frac{2}{3}u_{va} - \frac{1}{3}u_{vb} - \frac{1}{3}u_{vc} \\u_b &= \frac{2}{3}u_{vb} - \frac{1}{3}u_{va} - \frac{1}{3}u_{vc} \\u_c &= \frac{2}{3}u_{vc} - \frac{1}{3}u_{va} - \frac{1}{3}u_{vb}\end{aligned}\tag{2.6}$$

V reálné situaci je ke střídači připojen motor přes přívodní kabely konečné délky, které vykazují určitou indukčnost, a proto zde vlivem strmé změny napětí u sinusové PWM dochází k napětovým pulzacím s amplitudou vyšší, než je napětí meziobvodu. Tento jev způsobuje nesymetrii trojfázové zátěže tím víc, čím jsou přívodní kabely delší. Negativním dopadem je namáhání izolace a rušení zpětné vazby.

Pro ustálený stav v trojfázové symetrické soustavě platí následující body:

1. Harmonické větvové a odpovídající fázové napětí mají stejnou amplitudu i fázi – jsou totožné.
2. Větvová napětí nesmí obsahovat sudé harmonické – předpokladem je kvalitní PWM modulátor.
3. Větvová napětí mohou obsahovat mimo první harmonické i třetí harmonickou a vyšší, jejichž řád je násobkem tří. Harmonické násobku tří jsou soufázové a navzájem se eliminují.
4. Sdružená napětí neobsahují harmonické násobku dvou a tří.[4]

Po výběru topologie výkonové části bylo přistoupeno k návrhu servozesilovače jako celku. Byly definovány jednotlivé pomocné měřicí a řídicí obvody, komunikace a napájecí úrovně.



Obr. 2.2: Blokové schéma servozsilovače [4]

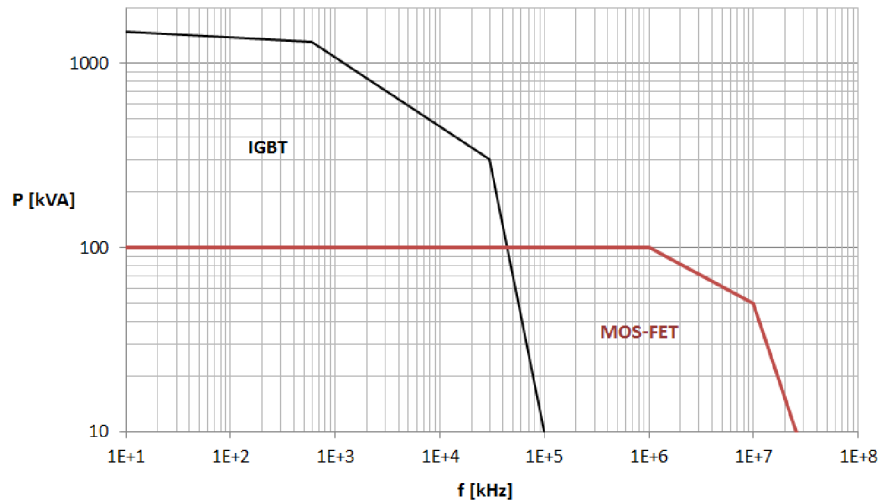
Jak lze vidět z diagramu, silové napájení bylo odděleno od napájení ovládacího. Důvodem je zvýšení bezpečnosti, ovládací napětí bude přivedeno ze spolehlivého zdroje napájení a v případě poruchy v silové části či výpadku silového napájení budou řídicí obvody pořád v provozu. Tímto krokem se zabrání dalším navazujícím poškozením zařízení a uživateli bude odeslána příslušná informace. Současně v silové části dochází k rušení vlivem spínání výkonových součástek a vzájemným oddělením zdrojů bude sníženo přenášení rušení do řídicí části.

Jednotlivé části servozsilovače budou podrobněji rozebrány v následujících kapitolách.

2.2 Výběr a dimenzování součástek

Pro daný výkon měniče $P = 500 \text{ W}$ a napětí meziobvodu $U_{dc} = 48 \text{ V}$ je nutno provést dimenzování výkonových součástek na proud a napětí. Při následném výběru spínacího prvku by měly být uvažovány i netypické situace a přechodové stavy.

V prvním kroku bylo nutné provést výběr spínacího prvku. V současnosti jsou na trhu dostupné velké množství polovodičových spínacích prvků. Pro střídače jsou nejrozšířenějšími tranzistory IGBT a MOS-FET. Byl proto proveden průzkum a pro orientační přehled byl sestaven graf, který znázorňuje, v jakých oblastech se tranzistory používají.



Obr. 2.3: Porovnání pracovních oblastí tranzistorů IGBT a MOS-FET

Mimo výše zmíněné typy tranzistorů existují ještě vysokonapěťové bipolární tranzistory, které nahradil tranzistor MOS-FET a již se pro tuto aplikaci nevyužívají. Dále je na trhu dostupný i vypínatelný tyristor GTO. Ten se ovšem využívá pro vysoce výkonovou elektroniku řádově v jednotkách kV a kA.

2.2.1 Výkonový spínací prvek

Vzhledem k relativně malému výkonu měniče byl zvolen tranzistor typu MOS-FET. Tento typ je v dnešní době nejrozšířenější čemuž odpovídají i ceny, které jsou nízké kvůli konkurenčnímu boji jednotlivých výrobců. Vybraný druh tranzistoru lze dále dělit na křemíkový MOS-FET nebo z karbidu křemíku. MOS-FETy z

karbidu křemíku jsou využívány pro přenosy větších výkonů než klasické křemíkové MOS-FETy a zároveň mají kratší vypínací dobu t_{off} . Tyto vlastnosti se odrážejí v jejich vyšší pořizovací ceně. Vzhledem k zvolené nízké spínací frekvenci 20kHz lze předpokládat, že majoritní složkou výkonových ztrát na tranzistoru budou ztráty vodivostní. Vybraný tranzistor by měl mít co nejnižší odpor v kanále drain-source, a zároveň malou hodnotu zpětného zotavovacího náboje Q_{rr} na substrátové diodě. Dále by měl být vyráběn ve vhodném pouzdře, které zajistí dobrý odvod tepla. Pro výběr tranzistoru je nutné stanovit jeho jmenovitý proud I_d a napětí U_{ds} .

Je předpokládáno, že maximální dosažitelná amplituda 1. harmonické sdruženého napětí na zátěži bude napětí meziobvodu U_{dc} a to při modulačním činiteli $M = 1$. Zároveň pro případ, že zvlnění fázového proudu je oproti jeho amplitudě zanedbatelné, tak maximální dosažitelná amplituda fázového proudu I_d je rovna jmenovitému proudu tranzistorem. Pro výpočet maximálního proudu lze použít vzorec 2.7.[4]

$$P = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc} I_d \cdot \cos\varphi \quad (2.7)$$

Kde $\cos\varphi$ je účinník zátěže, který udává poměr činného a zdánlivého výkonu. Samotné servopohony mají účinník blízký 1. Pro tento případ výpočtu bude zanedbán. Takto vzniklou chybu je možné tolerovat při správném dimenzování výkonových součástech. Z rovnice 2.7 byla vyjádřena a vypočtena amplituda fázového proudu.

$$I_d = \frac{500.2}{\sqrt{3.48}} = 12,03 \text{ A}$$

Výpočet efektivního fázového proudu je důležitý pro výpočet ztrát výkonových prvků.

$$I_{d,ef} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{12,03}{\sqrt{2}} = 8,505 \text{ A} \quad (2.8)$$

Výpočet proudu je dán typem zátěže připojené k střídači. Již v úvodu bylo řešeno, že zátěží bude střídavý synchronní motor PMSM. Nejsou ovšem známy jeho konkrétní parametry, protože měnič musí být schopen řídit celou řadu motorů TG drives o nominálním výkonu do 500 W. Současně požadované sdružené napětí těchto motorů nesmí přesáhnout napětí meziobvodu. Z toho vyplývá, že spočítané hodnoty proudu se mohou lišit podle druhu konkrétní zátěže. Pro takto určený nominální proud budou dále spočítány i ztráty měniče. Při správném dimenzování tranzistorů není problémem i krátkodobě zvýšený výstupní výkon. Jelikož zátěží bude motor a jeho jednotlivé vinutí vykazují indukčnost je zřejmé, že může nastávat při vypínání

tranzistoru k napětovým špičkám z důvodu požadavku na co nejmenší vypínací čas t_{off} . Proto se volí minimálně dvojnásobná hodnota U_{ds} , než je stanovená. Pro tento případ $U_{ds} \geq 96 \text{ V}$. Jestliže by byla zvolena menší hodnota, mohlo by dojít vlivem napětového překmitu k průrazu kanálu drain-source a tím k poruše celého střídače. I přes toto dimenzování je impulzivní přepětí způsobené indukčností vodičů a zátěže kompenzováno polypropylenovými kondenzátory, jejichž implementace je rozebrána podrobněji v kapitole 2.2.3 .

K přihlídnutí na přenášený výkon a cenu, byl vybrán křemíkový tranzistor typu MOS-FET s označením TPH3R70APL od firmy Toshiba.

2.2.2 Budič tranzistorů MOS-FET

Výběr budiče pro výkonové spínací prvky se řídí podle požadavků na bezpečnost, robustnost, a v neposlední řadě i cenu. Kvalitní budič by měl obsahovat galvanické oddělení řídicího a budícího signálu a ochranu před podpětím napájecího napětí. Dále pak saturační, přepětovou a tepelnou ochranu. Současně musí koncový stupeň budiče generovat kvalitní řídicí signál. Ten by měl mít mimo jiné dostatečnou strmost náběžných a sestupných hran pro minimalizaci přepínacích ztrát v tranzistoru. Takto vybavený měnič při správném zapojení a vyhodnocení kritických situací zajistí robustnost celého řešení, avšak v nízkovýkonových aplikacích jako je tato, je ekonomicky značně nevýhodný.

Při výběru vhodného budiče je nutné přihlídnout na fakt, že řídicí obvody není nutné z bezpečnostních důvodů uzemňovat. Proto je umožněno nepoužívat budiče s galvanickým oddělením řídicích signálů. Zápornou sběrnici napětí meziobvodu je následně možno považovat za obvodovou zem. Dolní tranzistor je tedy buzen přímo proti zemi na rozdíl od horního tranzistoru. U toho nastává situace, kdy jeho obvodová zem je spojena s výstupem jedné fáze měniče a je plovoucí s napětím proměnným od 0 V do 48 V. Proto je budící energie dodávána z kondenzátoru, který se nabíjí přes oddělovací diodu na úroveň budícího napětí. Jelikož je kondenzátor připojen mezi gate a source MOS-FETu je budící napětí oproti obvodové zemi také plovoucí. Dobíjení kondenzátoru probíhá při sepnutí dolního tranzistoru. Z tohoto důvodu může být horní tranzistor otevřen pouze po dobu schopnosti kondenzátoru dodat dostatečný náboj pro otevření tranzistoru. Budiče bez galvanického oddělení řídicího signálu jsou vhodné pro napětovou hladinu U_d maximálně do 300 V a pro výkony do 500 W.[5]

Podle výše uvedené teorie byl vybrán budič LM5108 od Texas Instruments. LM5108 umožňuje řízení dvou N-kanálových MOS-FETů při maximálním spínaném napětí 110V. Zároveň obsahuje integrovanou oddělovací diodu pro budící

kondenzátor horního tranzistoru. Uvedené doby náběžné hrany $t_r = 11 \text{ ns}$ a sestupné hrany $t_f = 8 \text{ ns}$ jsou více než dostatečné. Nabíjecí proud $I_{nab} = 1,6 \text{ A}$ a vybíjecí proud $I_{vyb} = 2,6 \text{ A}$ určuje dobu potřebnou pro sepnutí či vypnutí tranzistoru. Pro tuto aplikaci s přihlédnutím na spínací frekvenci tyto proudy vyhovují.

Budič obsahuje enable pin, kterým je umožněno povolit či zakázat chod budiče, ochranu proti současnému sepnutí tranzistorů a funkci UVLO (Under Voltage Lock Out). Pokud během provozu klesne napájecí napětí budiče pod nastavenou hranici, funkce UVLO uvede vnitřní obvody do spánkového režimu a opětovné spuštění nastane, až napětí stoupne nad povolenou mez.

Dalším krokem při realizaci budicího stupně je výběr vhodného odporu do řídicího vstupu tranzistoru. Při výpočtu gate odporu je nutné uvažovat i indukčnost, která ve spojení s kapacitou hradla tranzistoru tvoří rezonanční LC obvod. Při malém odporu se stává indukčnost dominantní a činitel jakosti je poté $Q > 1$. V takovémto obvodu následně vlivem rezonance nelze provádět vysokofrekvenční spínání tranzistoru. V případě, že by byly i nadále spínány tranzistor, může se napětí gate-source vlivem rezonance zvednout nad povolené meze a nevratně zničit gate tranzistoru.[6]

$$L_S = \frac{1}{C_{iss}(2\pi \cdot f_r)^2} \quad (2.9)$$

$$R_G = \frac{\omega \cdot L_S}{Q} \quad (2.10)$$

Je zřejmé, že neznáme indukčnost obvodu, a proto ani rezonanční frekvenci. Při návrhu desky plošných spojů (dále pouze DPS) je ovšem nutné dodržet co nejmenší dráhu cesty mezi budičem a gate, a tím snížit parazitní indukčnost. To má za následek zvýšení rezonančního kmitočtu LC obvodu a snížení činitele jakosti, což je žádoucí jev. Pokud bychom znali parazitní indukčnost a rezonanční frekvenci LC obvodu mohli bychom podle rovnice 2.10 vypočítat minimální hodnotu externího gate odporu. Tato hodnota se pohybuje řádově v jednotkách ohmů a velmi záleží na návrhu DPS. Pro výpočet gate odporu byla zvolena metoda prostřednictvím znalosti maximálního nabíjecího a vybíjecího proudu hradla MOS-FETu, který je udán výrobcem budiče. Napětí gate-source bylo vzhledem k možnostem budiče stanoveno na $U_{gs} = 15 \text{ V}$. Vzhledem k rozdílným hodnotám I_n a I_v proudu bude v zapojení paralelní gate odpor s diodou, který při vybíjení vytvoří s nabíjecím gate odporem paralelní kombinaci a umožní rychlejší vybití hradla tranzistoru.

$$R_G = \frac{U_{gs}}{I_n} = \frac{15}{1,6} = 9,375 \ \Omega \quad (2.11)$$

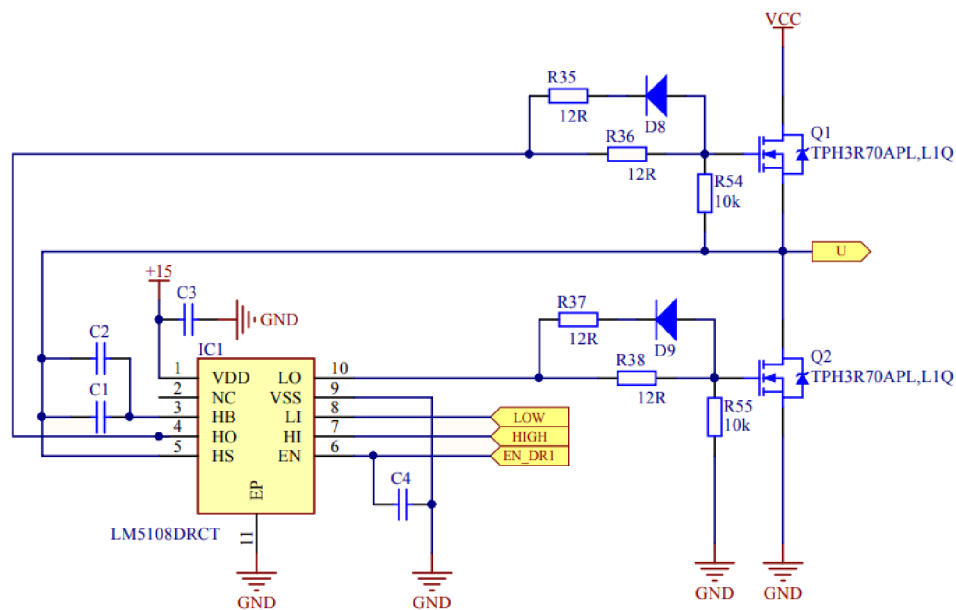
Aby nebyl výstup budiče zatěžován maximálním dovoleným proudem, byla hodnota odporu stanovena na $R_G = 12 \Omega$. V paralelní kombinaci s diodou byla zvolena stejná hodnota a při vybíjení bude dosaženo $R_{G,vyb} = 6 \Omega$. Tato hodnota umožní maximální vybíjecí proud $I_v = 2,5 A$.

V případě, že by hrozilo riziko rezonance LC obvodu, bylo by nutné zvětšit gate odpor na úkor rychlosti spínání. Tím by byly ovšem zároveň navýšeny i přepínací ztráty. Dostatečná odolnost proti rezonanci byla potvrzena na základě měření.[6]

Dále je nutné ošetřit velkou impedanci výstupu budiče do Gate tranzistoru při nedefinovaných stavech. Hrozí zde riziko přizapnutí tranzistoru vlivem indukované napěťové špičky. Proto se mezi Gate a Source vkládá pull-down rezistor, který tomuto jevu zabrání a přivede na gate tranzistoru nulový potenciál. Velikost pull-down rezistoru musí být oproti gate odporu dostatečně velká, aby při sepnutém výstupu budiče bylo napětí na gate-source v dostatečné velikosti, se kterou bylo uvažováno.[6]

$$R_{GS} < \frac{U_{TH}}{C_{GD}} \frac{dt}{dv} \quad (2.12)$$

Hodnoty $U_{TH} = 1,5 V$ a $C_{GD} = 29 pF$ udává výrobce. Určit strmost napětí je ovšem těžší. Není totiž zřejmé, jaké vlivy budou na měnič působit a jak se projeví. Rozbor této problematiky není podstatou této práce. Hodnota pull-down rezistoru se zde ve většině případů stanovuje podle empiricky získaných údajů. Pro tento měnič byla zvolena hodnota $R_{GS} = 10 k\Omega$. Platí, že čím menší hodnota tím lepší odolnost na přechodové děje. Je ale zřejmé, že při malé hodnotě odporu R_{GS} by se zpomalilo zapínání tranzistoru. Zvolená hodnota rezistoru je kompromis mezi těmito kritérii.



Obr. 2.4: Schéma jedné větve měniče s budičem

2.2.3 Pasivní přepětová ochrana

Rychlým spínáním MOS-FETu dochází k prudkým změnám proudu, které v závislosti na parazitní indukčnosti můžou mít negativní dopady na přechodové děje. Zkoumaná parazitní indukčnost je tvořena smyčkou mezi tranzistorem, nulovou (substrátovou) diodou a meziobvodem. Při vypínání tranzistoru dochází vlivem indukčnosti k přepětí a při jeho zapínání zase k napětovému úbytku. Nebezpečnou situací je překročení napětí U_{ds} , vlivem které může dojít k destrukci MOS-FETu. V této části proto budou zkoumány možnosti potlačení vlivu parazitní indukčnosti při vypínání tranzistoru.[7]

Přepětovou ochranu tranzistorů lze rozdělit na aktivní a pasivní. Do aktivní ochrany lze kromě různých pohlcovacích obvodů zařadit i přepětovou ochranu v budiči tranzistoru. Pasivní ochrany jsou jednodušší a levnější. Jejich tlumící schopnosti jsou však limitované.

Z cenových důvodů byl vybrán budič, který neobsahoval tuto ochranu a bylo proto přistoupeno k zavedení pasivní ochrany v podobě tlumícího svitkového a bezindukčního kondenzátoru. Ten je umístěn paralelně ke každé větvi střídač a pro omezení vlivu parazitní indukčnosti musí být umístěn co nejbližší k tranzistorům.

Ideální návrh kapacity kondenzátoru by probíhal až na základě naměřených průběhů a z nich určené rezonanční frekvence mezi parazitní indukčností a kapacitou. Obecně lze napsat, že energie pohlcena tlumícím kondenzátorem musí být větší než energie zprostředkována parazitní indukčností.[8]

$$\frac{1}{2} \cdot C_t \cdot V_{off}^2 > \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I^2 \quad (2.13)$$

Z této nerovnice lze určit minimální hodnotu kapacity. Hodnota napětí V_{off} určuje velikost přepětí poniženou o napětí meziobvodu. Jinými slovy pokud bude $V_{off} = 20$ V, napětí $U_{ds} = 68$ V. Hodnotu přepětí zvolíme vzhledem k použitému tranzistoru $V_{off} = 15$ V.

$$C_t > \frac{L_p \cdot I^2}{V_{off}^2} \quad (2.14)$$

Platí, že při výběru tlumící kapacity je vhodné začít u nejmenší kapacity a v případě velkého překmitu zvyšovat až bude nalezena optimální hodnota kapacity. Kvůli návrhu schématu a DPS je nutné vybrat konkrétní kondenzátor. Pro následné ladění je vhodné vybírat kondenzátor, který má ve stejném pouzdře i jiné velikosti kapacity.

Spoje na plošném spoji jsou realizované prostřednictvím polygonů, proto není možné jednoduchým způsobem určit hodnotu parazitní indukčnosti. Orientační výpočet parazitní indukčnosti plochého vodiče vychází z empirického vzorce. Rozměry jsou uvažovány v centimetrech a až na tloušťku mědi nebyly konstantní po celé délce a proto byly uvažovány jejich průměrné hodnoty. Výsledek rovnice 2.15 je vzhledem k jednotkám nutné vynásobit hodnotou $1 \cdot 10^{-9}$. [9]

$$L_p = 2 \cdot 10^{-3} \cdot l \cdot \left(\ln \left(\frac{2 \cdot l}{a + b} \right) + 0,5 + 0,2235 \left(\frac{a + b}{l} \right) \right) \quad (2.15)$$

$$L_p = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot \left(\ln \left(\frac{2,5}{1 + 35 \cdot 10^{-4}} \right) + 0,5 + 0,2235 \left(\frac{1 + 35 \cdot 10^{-4}}{5} \right) \right) = 28,44 \text{ nH}$$

Z rovnice lze vidět, že pro co nejmenší parazitní indukčnost se musí snížit délka l a navýšit šířka a a nebo výška měděného plochého vodiče b . Pro následné stanovení minimální kapacity byl určen maximální proud tekoucí přes parazitní indukčnosti do zátěže. Vzhledem k možnosti krátkodobého přetěžování byla hodnota proudu stanovena na $I = 15$ A.

$$C_t > \frac{28,44 \cdot 10^{-9} \cdot 15^2}{15^2} \Rightarrow C_t > 28,44 \text{ nF}$$

Pro velmi dobré vlastnosti byl vybrán kondenzátor pro pulzní aplikace značky WIMA o kapacitě 33 nF. Ten je umístěn co nejbližší u každé větve střídače. Při umístění impulzních kondenzátorů byla snaha o jejich umístění co nejbližší k výkonovým MOS-FETům. Průrazné napětí je u tohoto typu kondenzátoru zvýšeno částečně metalizovanými filmy. Vysokou spolehlivost těchto kondenzátorů také navyšuje samoregenerační schopnost po případné průrazu (znovu obnovení dielektrických vlastností). V případě, že by tlumení nebylo dostatečné, je možné prostřednictvím výsledků z měření na hotovém výrobku vypočítat potřebnou tlumicí kapacitu přesněji.

Po následném měření překmitů, bylo zjištěno, že dochází k dostatečnému útlumu. Velikost překmitu při zatěžování nominálním proudem byla změřena na $U_d + 9,2 \text{ V}$. Tomu odpovídá hodnota $U_{ds} = 57,2 \text{ V}$. U vybraného tranzistoru je limitní napětí $U_{ds,max} = 100 \text{ V}$, proto je hodnota přepětí dostatečně malá a nemělo by tudíž dojít k průrazu tranzistoru.

2.2.4 Filtrační kondenzátory meziobvodu

Servozesilovač bude napájen z bateriových modulů či jiného zdroje dodávající stejnosměrně napětí v rozsahu 24—48 V. V ideálním případě by v případě odběru nemělo docházet k poklesu napětí, uvažujeme-li, že napájecí napěťový zdroj je dostatečně „tvrdý“. Uvážíme-li dynamický chod motorů a indukčnost kabelů a samotného zdroje nelze kondenzátory vynechat, protože meziobvod servozesilovače musí být schopen dodávat střídavou složku do zátěže.

Při výpočtu bylo uvažováno, že proud dodávaný ze vstupního výkonového zdroje je stejnosměrný a proud odebíraný z kondenzátorů je střídavý.

$$I = \sqrt{I_{ac,rms}^2 + I_{dc}^2} \quad (2.16)$$

Platí, že proud kondenzátorem $I_{C,rms} = I_{ac,rms}$. Pro výpočet jednotlivých proudů byl uvažován vliv modulačního činitele a účinníku zátěže. Proto pokud by byla použita odlišná výstupní modulace napětí, výsledek následujících rovnic by byl rozdílný.

$$I_{ac,ef} = I_{d,ef} \sqrt{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} M \left(\frac{1}{4} + \cos^2 \varphi \right)} \quad (2.17)$$

$$I_{ac,ef} = \frac{3}{4}I_m \cos\varphi \quad (2.18)$$

Z rovnice 2.17 a 2.19 lze následně stanovit rovnici proudu kondenzátorem.

$$I_{C,ef} = I_{d,ef} \sqrt{2M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\varphi) \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) \right]} \quad (2.19)$$

Proud $I_{d,ef}$ byl stanoven již dříve a představuje efektivní fázový proud. Z analytického rozboru lze zjistit, že maximum funkce nastává při modulačním činiteli $M = 0,64$ a účinníku zátěže roven 1. Již dříve bylo zavedeno zjednodušení, že účinník $\cos\phi = 1$. Je zřejmé, že modulační činitel bude proměnný a nebude stále na kritické hodnotě. Nicméně pro výpočet je nutné uvažovat nejhorší možnou situaci. Po dosazení do rovnice 2.19 bylo zjištěno maximální zvlnění proudu.

$$I_{C,ef} = 8,505 \sqrt{2,0,64 \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}0,64 \right) \right]} = 8,505 \cdot 0,649 = 5,52 \text{ A}$$

Vypočítaná hodnota stanovuje nízkofrekvenční zvlnění proudu odebíraného z kondenzátoru v meziobvodu. Při výběru kondenzátoru je nutné dodržet, aby tato hodnota byla menší než u vybraného produktu. V opačném případě by docházelo k přehřívání kondenzátorů a prudkému snížení jejich životnosti. [10]

Pro výpočet potřebné kapacity kondenzátoru je nutné zvolit maximální zvlnění napětí meziobvodu. Zvlnění napětí by mělo být ideálně nulové, proto volíme $\Delta V = 0,1\%$, tomu odpovídá $0,048 \text{ V}$.

$$C_f = \frac{U_d}{32 \cdot L_n \cdot \Delta V \cdot f^2} = \frac{48}{32 \cdot 0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 0,048 \cdot (20 \cdot 10^3)^2} = 325,5 \mu\text{C} \quad (2.20)$$

Jelikož je zvlnění napětí meziobvodu téměř zanedbatelné, není kapacita hlavním parametrem, podle kterého je kondenzátor vybírán. V této konfiguraci je proto stěžejním parametrem pro výběr zvlnění proudu. Jiný případ by nastal při realizace měniče s napájením ze sítě v konfiguraci s usměrňovačem. Zde by bylo zvlnění napětí výrazné a filtrační kapacitu je nutné správně dimenzovat.

Při výpočtu zvlnění proudu je vhodné nezanedbat zvlnění způsobené spínáním tranzistorů nosnou frekvencí 20 kHz . Oproti předchozímu nízkofrekvenčnímu zvlnění proudu lze toto zvlnění označit jako vysokofrekvenční. Toto zvlnění je výrazně ovlivněno indukčností zátěže a střídou spínání. U servomotorů firmy TG Drives, které budou vzhledem k napětí meziobvodu umožněno provozovat tímto servosilovačem, je v technické dokumentaci určena indukčností dvou fází. Vzhledem k

použitému algoritmu budou vždy dvě fáze spojeny paralelně a třetí k nim bude připojena sériově. Tato úvaha umožňuje stanovit náhradní indukčnost zátěže v rozsahu $\langle 0,24;2,25 \rangle$ mH. Její velikost se mění podle parametrů připojeného servomotoru.

$$\Delta I = \frac{U_d}{f \cdot L_n} s \cdot (1 - s) \quad (2.21)$$

Z rovnice 2.21 vyplývá, že čím větší indukčnost zátěže tím menší zvlnění proudu. Při dimenzování byla uvažována nejhorší možnost, a to $L_n = 0,24$ mH. Současně pokud budeme hledat maximum ΔI podle proměnné střídy s , zjistíme, že nejvíce zvlněný proud je při střídě 0,5. Řízení servozsilovače sice nepracuje s pevnou střídou, ale výpočet je vzhledem k namáhání elektrolytických kondenzátorů nutné počítat pro nejkritičtější výsledek.

$$\Delta I = \frac{48}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,24 \cdot 10^{-3}} 0,5 \cdot (1 - 0,5) = 2,5 \text{ A}$$

Vypočítaná hodnota stanovuje rozkmit proudu. To znamená, že amplituda vysokofrekvenčního zvlnění proudu je 1,25 A. Je zřejmé, že v praxi bude indukčnost zátěže větší a střída bude proměnná. Tudíž vysokofrekvenční zvlnění proudu bude malé. I přes to je vhodné při dimenzování kondenzátorů na zvlnění proudu uvažovat rezervu.

Vzhledem k rozměrům DPS a rozložení dynamických proudů bylo zvoleno použití pěti elektrolytických kondenzátorů EEU-FS1K101L o kapacitě $100 \mu F$ řazených paralelně. Výrobce udává jejich maximální zvlnění $\Delta I_{ef} = 0,810$ A při $105^\circ C$. Po přepočtu na teplotu nižší než $65^\circ C$ je $\Delta I_{ef} = 1,7$ A. Při použití pěti kondenzátorů je výsledné možné zvlnění proudu $\Delta I_{ef} = 8,5$ A. Tato hodnota byla zvolena s dostatečnou rezervou, která umožňuje krátkodobé výkonové přetěžování servozsilovače.

Pro rychlé vybíjení filtračních kondenzátorů při odpojení od napájení byly použity dva rezistory v SMD pouzdře 1206 o velikosti $22 k\Omega$. Jelikož je vybíjeno již bezpečné napětí není rychlost vybíjení udána bezpečnostní normou. I přes tento fakt, je vhodné kapacity meziobvodu vybit, aby při následné manipulaci se zařízením nedošlo k nechtěnému zkratu na silovém konektoru. Teoretický zkrat by měl zvukový a světelný efekt, který by mohl způsobit úlek obsluhy. To by mohlo mít za následek upuštění servozsilovače a jeho mechanické zničení.

Vybíjecí rezistory byly zapojeny paralelně a součet jejich elektrických odporů činil $11 k\Omega$, vybíjecí proud byl poté $4,364$ mA. Z hodnoty vybíjecího odporu

a součtu kapacit filtračních a polypropylenových impulzních kondenzátorů byla vypočítaná časová konstanta τ .

$$\tau = R_v \cdot C_f = 11 \cdot 10^3 \cdot 500,165 \cdot 10^{-3} = 5,5 \text{ s} \quad (2.22)$$

Následně po sestavení diferenciální rovnice 1. řádu RC obvodu a jejím následném vyřešení, můžeme dopočítat hodnotu napětí 10s po odpojení napájení.

$$u_c(t) = U_d e^{-t/\tau} = 48 e^{-10/5,5} = 7,79 \text{ V} \quad (2.23)$$

Napětí tedy po 10 s klesne přibližně na 16 % ze své původní hodnoty. Vybíjení kapacit probíhá vyhovující rychlostí a zároveň způsobené ztráty těmito vybíjecími rezistory o velikosti 0,2095 W jsou dostatečně malé.

2.3 Výpočet ztrát na měniči

Hlavní podíl ztrát na měniči způsobují výkonové MOS-FETy, které svým spínáním realizují modulaci napětí na výstupu a je potřeba určit jejich přepínací a vodivostní ztráty. Taktéž je nutné určit ztráty na substrátové diodě. Tyto výpočty jsou nutné pro stanovení potřebného chlazení výkonových prvků a stanovení teoretické účinnosti měniče.

2.3.1 Přepínací ztráty

Tyto ztráty jsou závislé na frekvenci spínání a náboje hradla gate-source. Je potřeba si ovšem uvědomit, že nabíjecí proud, který se určuje z náboje hradla, je účelně omezován odporem do gate. Omezuje maximální velikost nabíjecího proudu, ale tím i rychlost spínání. Proto je nutné zvolit tento odpor s ohledem na tento faktor. Další pozitivní vlastností R_G je utlumení kmitání napětového signálu z budiče v důsledku LC rezonance. Tyto oscilace jsou nežádoucím jevem a parazitní indukčnost L_p by se měla ideálně blížit 0 H.

Výpočet přepínacích ztrát lze zjednodušeně vypočítat tak, že integrál energie, potřebné pro nabití/vybití hradla, bude aproximován obsah přibližně o velikosti 1/2 trojúhelníku. Časy sepnutí a vypnutí jsou stanoveny výrobcem.[7]

$$W_{on} = \frac{1}{4} U_{ds} I_{dt_{on}} \quad (2.24)$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} U_{ds} I_d t_{off} \quad (2.25)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{T} (W_{on} + W_{off}) = \frac{1}{4T} U_{ds} I_d (t_{on} + t_{off}) \quad (2.26)$$

Po dosazení

$$P_{sw} = 20 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{4} \cdot 48,12 \cdot 03 \cdot ((21 + 68) \cdot 10^{-9}) = 0,257 \text{ W}$$

2.3.2 Ztráty vedením

Tyto ztráty jsou tvořeny průchodem proudu kanálem drain-source v sepnutém stavu. Jejich velikost je dána odporem kanálu $R_{ds,on}$ v sepnutém stavu, který se pro tyto typy výkonnostních MOS-FETů pohybuje v řádech $m\Omega$. [7]

$$P_c = R_{ds,on} I_{d,ef}^2 \quad (2.27)$$

Výrobci udávají hodnotu $R_{ds,on}$ v datasheetu výrobku. Tato hodnota je závislá na napětí přivedeném na gate a na teplotě pouzdra. Pro napětí $U_{gs} = 15V$ a teplotu okolí $25^\circ C$ je odpor stanoven grafem výrobce, po odečtu $R_{ds,on} = 3,1 \text{ m}\Omega$.

$$P_c = 3,1 \cdot 10^{-3} \cdot 8,505^2 = 0,2242 \text{ W}$$

2.3.3 Zotavovací ztráty na substrátové diodě

V důsledku zotavování PN přechodu je substrátová dioda v závěrném směru vodivá, a to do té doby, než se vybijí zpětný zotavovací náboj Q_{rr} . V důsledku chvilkové vodivosti vzniká na diodě teplo a tyto ztráty jsou přímo úměrné U_{ds} , Q_{rr} a frekvenci spínání. [7]

$$P_{rr} = U_{ds} Q_{rr} f \quad (2.28)$$

$$P_{rr} = 48,74 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = 71,04 \text{ mW}$$

Celkové ztráty jednoho tranzistoru P_{ztr} jsou dány součtem výsledků rovnice 3.12, 2.27 a 2.28.

$$P_{ztr} = P_{sw} + P_c + P_{rr} \quad (2.29)$$

$$P_{ztr} = 0,257 + 0,2242 + 71,04 \cdot 10^{-3} = 0,5522 \text{ W}$$

2.3.4 Účinnost měniče

Z předchozích výpočtů je možné stanovit teoretický výpočet účinnosti měniče.

$$\mu_{m\acute{e}n} = \frac{P_1 - 6 \cdot P_{ztr}}{P_1} = \frac{500 - 6 \cdot 0,5522}{500} = 0,993 \quad (2.30)$$

Pro přesnější výpočet účinnosti servozsilovače je nutné znát jeho celkový příkon a celkový výstupní činný výkon odebíraný z napěťového meziobvodu. Je zřejmé, že nezanedbatelné ztráty jsou i v řídicí části a je potřeba zavést jejich vliv do výpočtu. Pro samotné měření výstupního výkonu u trojfázového měniče by bylo nutné provést měření při zapojené trojfázové zátěži s dokončeným zdrojovým kódem. Následně je možné použít Aronovo zapojení a změřit výstupní výkon. Jelikož zhotovení kompletního programu pro servozsilovač není součástí této práce, bylo provedeno zjednodušené měření účinnosti při zatěžování dvou fází topným odporem. Vstupní a výstupní hodnoty servozsilovače ukazuje tabulka 2.1.

Silová část		Řídicí část		Zátěž		
U_s	I_d	$U_{\ddot{r}}$	$I_{\ddot{r}}$	R	U_v	s
[V]	[A]	[V]	[A]	[Ω]	[V]	[-]
48	11,2	24	0,11	4	48	0,92

Tab. 2.1: Tabulka naměřených hodnot

$$\mu_{m\acute{e}n} = \frac{(U_v \cdot \sqrt{0,92})^2}{R \cdot (U_s \cdot I_d) + (U_{\ddot{r}} \cdot I_{\ddot{r}})} = \frac{2119,68}{2160,96} = 0,981 \quad (2.31)$$

Tento výpočet je vzhledem k způsobu zatěžování servozsilovače pouze orientační. I přes to z teoretického i praktického výpočtu účinnosti vyplývá, že ztráty vzhledem k přenášenému výkonu jsou minimální. Při trojfázovém zatěžování servozsilovače a při oteplení výkonových tranzistorů na pracovní teplotu je možné uvažovat účinnost v rozsahu <95 %, 98 %>. Tyto hodnoty jsou v přijatelném rozsahu.

2.4 Výpočet tepelného odporu chladiče

Při výpočtu byl uvažován ustálený stav soustavy. Pro výpočet potřebného chlazení měniče bylo vycházeno ze součástek, na kterých se během provozu objevuje

ztrátový výkon. Dominantní ztráty se u tohoto typu měniče projevují na výkonových tranzistorech. Proto se při výpočtech uvažuje pouze jejich přínos na oteplení. Rovnice 2.32 demonstuje základní vztah pro výpočet tepelného odporu chladiče.

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (2.32)$$

Pro střídač se šesti tranzistory v samostatných pouzdrech bude výpočet tepelného odporu následovný.

$$R_{\theta H} = \frac{1}{6} \left(\frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \right) \quad (2.33)$$

Maximální dovolenou teplotou čipu tranzistoru udává výrobce 175 °C. Jelikož je tato teplota limitní, tak pro dostatečné dimenzování chlazení měniče byla tato hodnota ponížena o 40 °C. Maximální dovolená teplota je poté $T_{max} = 135$ °C. Teplota okolí byla určena $T_o = 25$ °C, pak maximální oteplení je stanoveno $\Delta T = 110$ °C. Tepelný odpor z vnitřního čipu na pouzdro udává výrobce tranzistoru. Tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem realizuje silikonová podložka. Vzhledem k rozměrům a materiálu byl proveden kvalifikovaný odhad tepelného odporu podložky $R_{\theta ch} = 6$ °C/W. Ztrátový výkon tranzistoru byl spočítán již v předchozí kapitole.

$$R_{\theta H} = \frac{1}{6} \left(\frac{100}{0,5522} - 0,88 - 6 \right) = 29,04 \text{ °C/W}$$

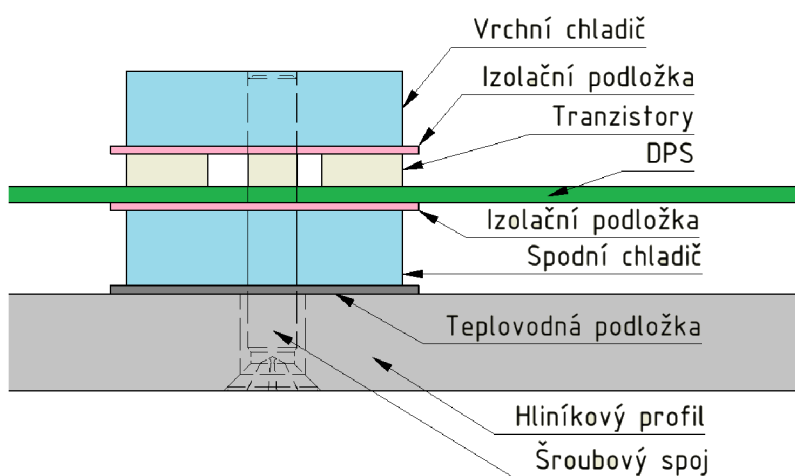
Vypočítaný maximální tepelný odpor chladiče je tedy $R_{\theta H} = 29,04$ °C/W. Tato hodnota je ovšem pouze teoretická. Znamená to, že při daném dovoleném oteplení a ztrátovém výkonu na tranzistorech je potřeba chladič, který při teplotním spádu 29,04 °C dokáže uchládit 1W. Platí, že menší tepelný odpor znamená rychlejší chlazení a menší teplotní spád. Tento výpočet proběhl jako ověření, že je možné daný ztrátový výkon uchládit při požadovaném ustáleném oteplení. V opačném případě by bylo nutné zvolit tranzistor s menšími ztrátami nebo naopak navýšit maximální dovolenou teplotu. Při následné realizaci je nutné umístit tranzistory na chladič, který bude mít hodnotu tepelného odporu menší nebo rovno vypočítané hodnotě.[11]

Následný výpočet zhodnotí schopnost tranzistoru odvést ztrátové teplo do okolí bez použití chladiče. Typ pouzdra tranzistoru odvádí taktéž teplo do vodivé plochy DPS, ke které je připájen. Výrobce pro takový případ udává tepelný odpor z čipu do okolí pro nejvhodnější a nejhorší případ. Při výpočtu budeme uvažovat teoreticky nejvyšší možnou teplotu okolí $\vartheta_a = 40$ °C a nejvyšší tepelný odpor udávaný výrobcem $R_{\theta ja} = 156$ °C/W.

$$\vartheta_j = \vartheta_a + 6 \cdot P_{ztr} \cdot \frac{1}{6} \cdot R_{\theta ja} = 40 + 0,5522 \cdot 156 = 126,14 \text{ °C} \quad (2.34)$$

Je zřejmé, že teplota čipu tranzistoru nedosáhne při nominálních hodnotách proudu maximálního dovoleného oteplení. I přes to bude použit chladič, který zajistí lepší odvod tepla. Důvodem je fakt, že u měniče bude umožněno i jeho krátkodobé výkonové přetížení. Při takovém stavu a při vysoké teplotě okolí by mohlo dojít k přehřátí čipu tranzistoru. Zároveň s narůstající teplotou čipu se zhoršují parametry tranzistoru.

Pro realizaci byl použit hliníkový chladič, který je přichycen přes silikonovou podložku k vrchní straně SMD pouzder tranzistorů a spodní straně DPS. Pod pouzdrům tranzistoru je použito pole prokovení, které přenáší vzniklé teplo do hliníkového profilu.



Obr. 2.5: Konfigurace chlazení výkonových tranzistorů

3 Řídicí část měniče

Pro řízení bylo nutné vybrat vhodný procesor, který zaručí dostatečnou odezvu regulačních smyček umožňuje implementaci vhodného komunikačního rozhraní.

3.1 Procesor

Pro řízení měniče byl vybrán procesor od společnosti NXP s označením i.MX-RT1021. Důvodem byla cenová dostupnost a velmi dobré parametry procesoru, který je touto firmou doporučován pro řízení motorů.

Procesor disponuje dvěma ADC převodníky s 20 kanály, kterými lze snímat dvě vstupní analogové hodnoty v jeden čas. Tato vlastnost je velmi důležitá pro korektní měření výstupního napětí a proudu. Je měřeno napětí meziobvodu, teplota chladiče a dva fázové proudy.

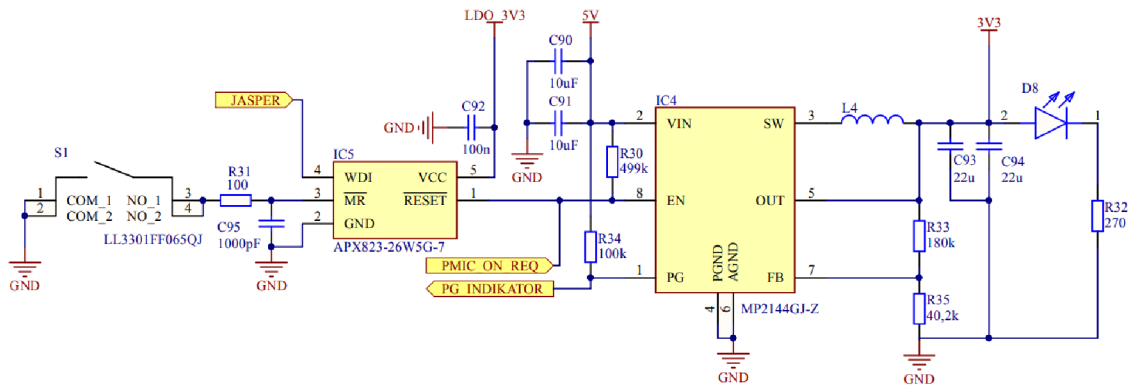
i.MX RT1021 obsahuje jádro Arm Cortex-M7, s interní frekvencí 500 MHz a pracuje s pohyblivou řadovou čárkou s podporou VFPv5 architektury. Dále disponuje pamětí Boot ROM 96kB a RAM 256kB s TCM (tightly-coupled memory). TCM je vyhrazená paměťová oblast, která umožňuje procesoru velmi rychlý přístup bez mezikroku do bufferu. Do této oblasti se ukládají kritická data, například stavy přerušení a data pro operace v reálném čase. Externí paměťové rozhraní procesoru umožňuje připojení další flashové paměti typu SDRAM, SLC NAND FLASH, SD, NOR FLASH atd. Pro ukládání zdrojového programu a parametrů byla připojena externí NOR flash paměť IS25LP064A-JBLE o velikosti 8 MB.

K dispozici jsou mimo jiné dva programovatelné časovače se čtyřmi kanály s rozlišením 32-bitů s podporou capture and compare (umožňuje nulování čítače a práci s přerušením). Komunikační rozhraní je umožněno realizovat skrze dva USB 2.0 porty, uSDHC rozhraní (ultra secure digital host controller), 2 FlexCAN moduly nebo jeden 10/100 M Ethernet kontrolér s podporou IEEE1588. Dále jsou pro komunikaci dostupné i konvenční UARTs, I2C a SPI moduly.[12]

3.1.1 Napájecí obvody procesoru

Procesor i.MX RT1021 je nutné napájet napětovou úrovní 3,3V. Pro realizaci této napětové úrovně byl vybrán regulátor spínacího napětí MP2144GJ. Jeho maximální výstupní proud jsou 2A a spínací frekvence 1,2MHz. Tento obvod je umožněno resetovat prostřednictvím resetovacího obvodu APX823. Je umožněno

vyvolání resetu prostřednictvím pinu z procesoru „watch dog“ a nebo manuálně tlačítkem S1. V případě, že by došlo k zacyklení programu, bude na pin „watch dog“ přivedena logická jednička a je proveden reset napájení procesoru.



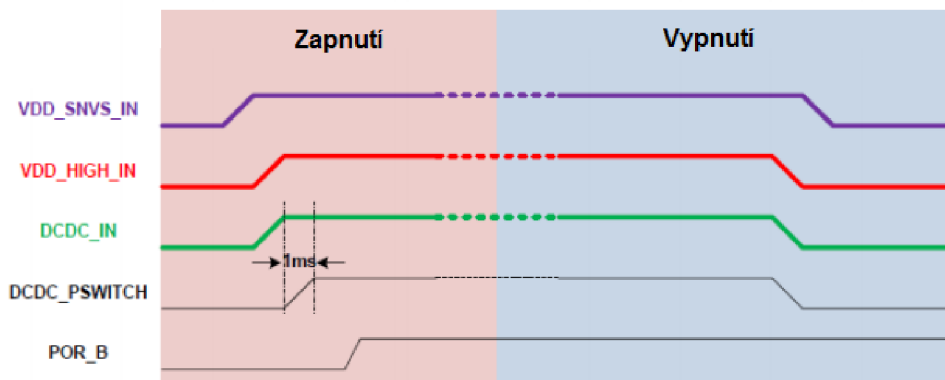
Obr. 3.1: Napájení procesoru

Při náběhu napájecího napětí je potřeba dodržet posloupnost přivedení napětí na jednotlivé napájecí piny procesoru. Pokud není stanovené pořadí dodrženo může nastat nekorektní zapnutí. Konečným důsledkem je periodické resetování 3,3 V napájecího zdroje signálem „watch dog“ z procesoru. V tomto stavu není možné s procesorem komunikovat a ani ho programovat. Případný program uložený ve flash paměti nebude v tomto případě nabootován.

Požadovaný průběh fáze zapnutí musí proběhnout v tomto pořadí:

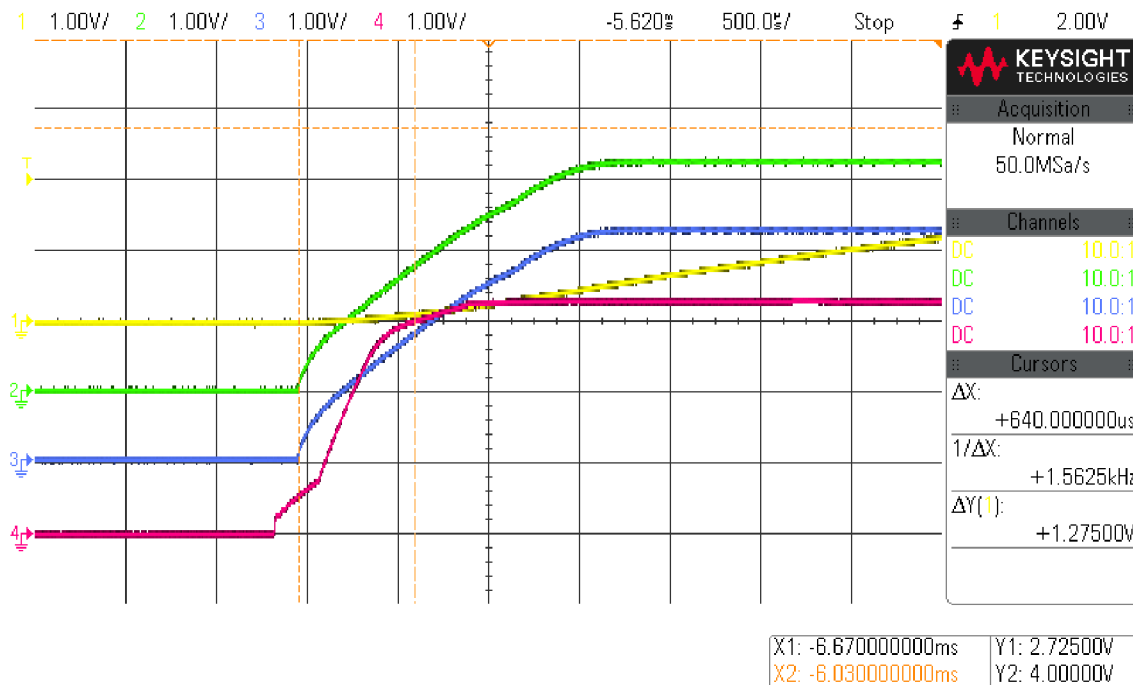
- Napájení VDD_SNVS_IN, které napájí oscilátor reálných hodin, musí být přivedeno před jakýmkoli jiným zdrojem napájení,
- V druhém kroku je nutné přivést napájení na VDD_HIGH_IN a DCDC. Tyto napájecí porty jsou přivedeny na lineární regulátory, které vytváří napětové úrovně 1,1 V a 2,5 V pro jádro procesoru, interní oscilátor 24 MHz, USB rozhraní a další komponenty.
- V třetím kroku je inicializován DCDC_PSWITCH, jehož napájení dosáhne prahové hodnoty až 1ms po předchozím kroku. Pro zpoždění je potřeba zavést externí RC člen.
- Signál pro bootování procesoru POR_B musí být ve stavu logické nuly po dobu celé sekvence zapnutí.

Při vypínání procesoru musí k odpojení napájení VDD_SNVS_IN dojít v posledním kroku.



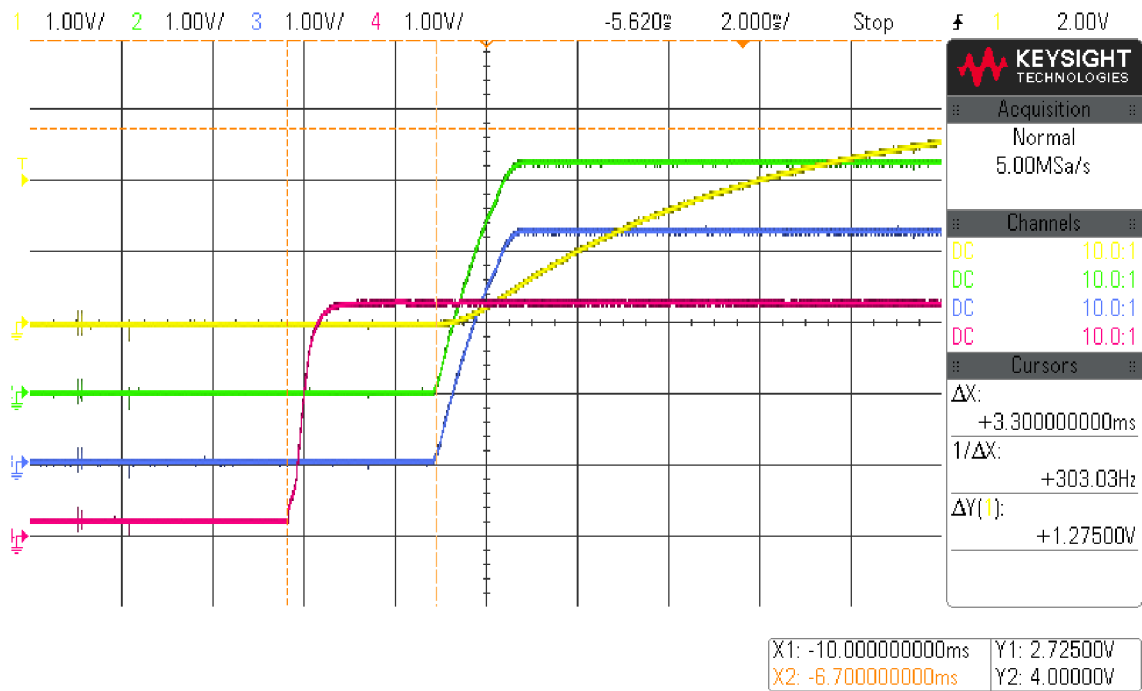
Obr. 3.2: Požadovaný náběh napájení procesoru

Při testu napájení bylo zjištěno, že není dosaženo požadovaného odstufňování. Naměřené údaje zobrazují nekorektní zapnutí napájení. Signál číslo dva vykreslený zelenou barvou představuje VDD_HIGH_IN a číslo tři modré barvy pak signál DCDC. Žlutý signál s číslem jedna představuje signál DCDC_PSWITCH. Problém byl v pozdním připojení napájení na VDD_SNVS_IN, v obrázku 3.3 ilustrovaný prostřednictvím fialového průběhu s číslem čtyři.



Obr. 3.3: Neúspěšný náběh napájení procesoru

Proto musela být provedena úprava v podobně změny původního externího regulátoru LDO (low dropout) s napětovým úbytkem 600mV. Po zařazení nového regulátoru s napětovým úbytkem 300 mV a snížení vstupní kapacity u VDD_SNVS_IN byla výsledná sekvence náběhu napájení již podle předpokladů. Barevné a číselné označení signálů odpovídá konfiguraci na předchozím obrázku.



Obr. 3.4: Úspěšný náběh napájení procesoru

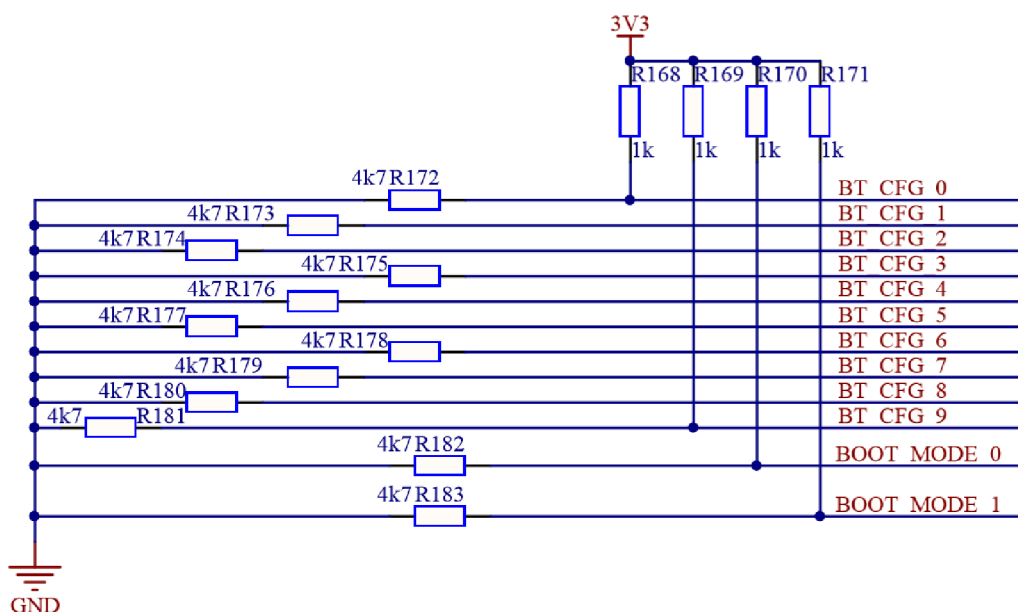
3.1.2 Bootovací (zaváděcí) režim

Bootovací režim stanovuje odkud bude do procesoru nahrán program a proměnné parametry. Režim je spuštěn pokaždé, když dojde k naběhnutí či resetu ARM jádra procesoru. Zavádění probíhá z paměti ROM z interního registru BOOT_MODE[1:0]. Nastavení registru probíhá pomocí eFUSEs nebo přivedením logické 1 nebo 0 na výrobcem stanovený GPIO vstup. EFUSE je část paměti v procesoru, do které lze zapisovat pouze jednou. Fyzicky dojde k vypálení jednotlivých bitů a do zaváděcího registru je přivedena konkrétní požadovaná hodnota. Po přepálení eFUSEs již nastavování GPIO vstupů prostřednictvím pull-up nebo pull-down rezistorů ztrácí smysl. V tomto případě bylo rozhodnuto pro implementaci těchto odporů na vstupy procesoru. Tím bylo umožněno provádět změny konfigurace v průběhu ladění řídicího algoritmu.

BOOT_MODE[1:0]	Bootovací režim
00	Z eFUSEes
01	Ze sériové linky
10	Interní bootování z paměti ROM
11	Rezervováno

Tab. 3.1: Nastavení registru bootovacího režimu

Po zvolení požadovaného módu je nutné korektně konfigurovat režim zavádění programu to pomocí registru BOOT_CFG1[7:0] a BOOT_CFG2[1:0]. Zde se nastavuje typ paměti, ze které bude program zaváděn, čas zpoždění před čtením zdrojové kódu a zapnutí nebo vypnutí šifrování XIP (execute in place).



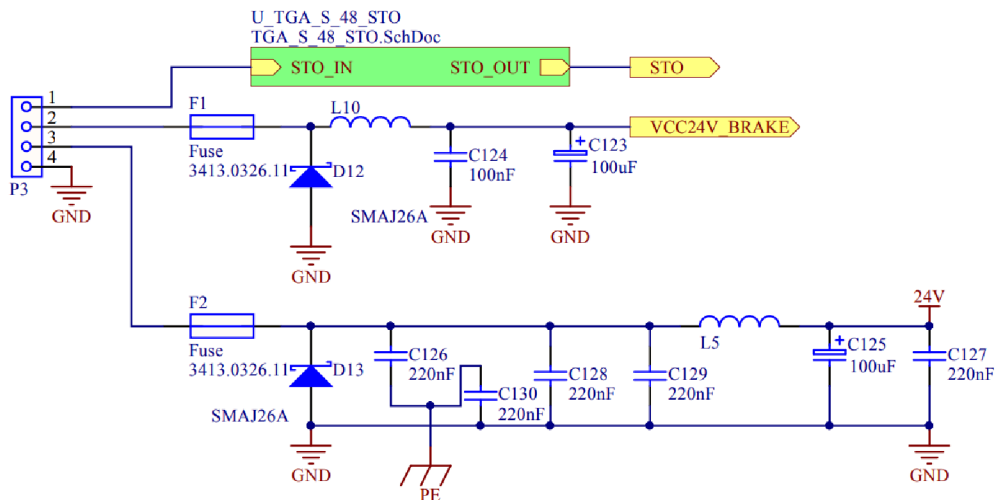
Obr. 3.5: Bootovací pull-down a pull-up odpory

3.2 Napájení řídicí části

Ovládací napájení bylo provedeno samostatně a není vyvedeno ze silového napájení. Hlavním důvodem je robustnost řešení. V případě odpojení výkonového napájení bude řídicí část schopna pracovat a informovat uživatele o případných událostech. Dalším důvodem je výskyt napěťových špiček, které vznikají v důsledku

spínání tranzistorů a mohou být velmi výrazné na vodičích silového napájení. Toto chvilkové přepětí může ovlivňovat činnost řídicích obvodů.

Napětí připojené na vstupní konektor je v této práci nazýváno ovládací. Z něj je napájena ochrana STO (viz níže), elektromagnetická brzda motoru a řídicí část servozesilovače.

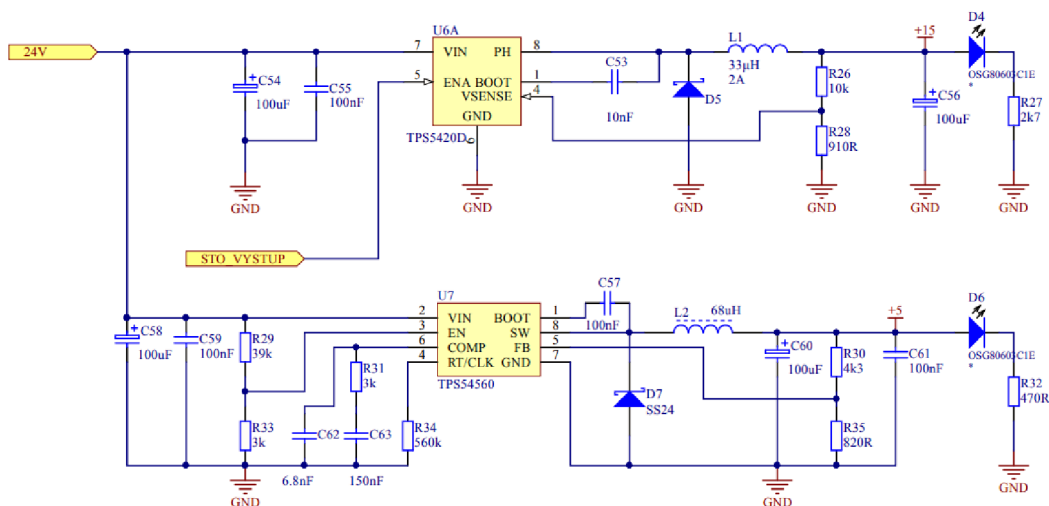


Obr. 3.6: Vstupní napájecí konektor ovládacího napětí 24 V

U vstupu pro napájení brzdy a řídicí části byly pro ochranu před rozsáhlejšími následky zkratu použity 7 A SMD pojistky. Dále zde byla použita ochrana před elektrostatickými výboji a přechodovým napětím v podobě schottkyho diody SMAJ26A. Současně byly implementovány EMI (electro magnetic interface) filtry, které slouží k odrušení soufázových a protifázových složek případných rušivých signálů.

Z napájení řídicí části 24 V jsou realizovány i další napěťové úrovně pro napájení budičů, proudových čidel, operačních zesilovačů, logických obvodů apod.

Pro napěťovou úroveň 15 V byl vybrán obvod TPS5420D s maximálním výstupním proudem 2 A. Výstupní napětí stanovuje napěťový dělič z rezistorů R_{28} a R_{26} . Výrobce doporučuje rezistor R_{26} o velikost 10 k Ω . Druhý rezistor byl vypočten podle rovnice udávané výrobcem $R_{28} = 886,13 \Omega$. Nejbližší vhodný rezistor v řadě má hodnotu 920 Ω . Výstupní napětí je poté rovno 14,49 V. Pro potřeby napájení komponent touto úrovní napětí je tato hodnota vyhovující. U zdroje 5 V s označením TPS54560 bylo postupováno velmi obdobně. Byl zvolen vrchní feedback rezistor $R_{30} = 4,3 \text{ k}\Omega$ a z jeho hodnoty a požadované velikosti napětí byl dopočítán druhý rezistor $R_{35} = 820 \Omega$. Z toho vyplývá výstupní napětí 4,995 V. Velikosti a typy zbylých komponent jsou určeny z rovnic a doporučení od výrobce těchto zdrojů.



Obr. 3.7: Napájecí obvody 15 V a 5 V pro řídicí část

3.3 Komunikační obvody servozesilovače

Pro řízení servozesilovače vyvedeny dvě sériové komunikace standardu RS232 a CAN. Ty byly zvoleny pro velkou míru kompatibility s různými řídicími systémy. Pro parametrizaci a vyčítání dat pro vizualizaci měřených veličin v uživatelském GUI rozhraní byla zvolena možnost posílání dat prostřednictvím ethernetu, který je v dnešní době velmi rozšířený a umožňuje rychlou komunikaci a vyšší kompatibilitu měniče.

3.3.1 RS-232

V dnešní době je specifikováno mnoho různých definic zapojení RS-232. Mnoho z nich je však implementováno jen zřídka. Pro jednoduchost zavedení bylo pro tento typ zařízení zvoleno základní zapojení, které požaduje vysílací TX a přijímací RX signál se společnou zemí GND.

Rozhraní RS232 slouží k propojení střídače a nadřazeného řídicího zařízení. Maximální dovolená vzdálenost těchto dvou zařízení od sebe je 15 metrů při přenosové rychlosti nepřesahující 20 kb/s. Tato přenosová rychlost lze navýšit pokud je kapacity kabelu menší jak 2500 pF. Vzhledem k faktu, že zasílané informace jsou vztaženy vůči GND není tento druh komunikace vhodný v silně zarušeném prostředí. V každém případě bude pro komunikaci skrze RS-232 použitý stíněný kabel.

RS 232 používá dvě napěťové úrovně. Logickou 1 a 0. Log. 1 je indikována zápornou úrovní, zatímco logická 0 je přenášena kladnou úrovní výstupních vodičů. U použitého integrovaného obvodu ST3232, který slouží jako rozhraní pro RS-232, je prahové napětí přijímače na straně procesoru pro logickou 1 rovno 1,1V a prahové napětí pro logickou nulu je 1,4V. Maximální výstupní napětí je $V_{cc}-0,1$. V tomto případě je to tedy 3,2V a proto lze tento obvod provozovat v přímé kooperaci s procesorem bez úpravy napěťových hladin. Na výstupní přijímací straně je možné přivést maximálně $\pm 25V$ a výstupní vysílací signál je v rozsahu $\pm 5V$. Integrovaný obvod ST3232 zároveň splňuje $\pm 15kV$ ESD ochranu (ochrana před elektrostatickými výboji) a přenosovou rychlost do 250kb/s.

Přenos dat je asynchronní. To sice neumožňuje přenos velkých objemů dat, ale výhodou oproti synchronnímu přenosu je menší počet vodičů a větší kompatibilita s ostatními zařízeními.[13]

3.3.2 CAN (Controller Area Network)

CAN je sériová datová sběrnice, která je velmi rozšířená ve sféře průmyslové automatizace, je také označována jako provozní sběrnice (fieldbus). Ve vyvíjeném servozesilovači je použita jako možná alternativa k RS-232. Protokol CAN splňuje následující požadavky:

- spolehlivý provoz při elektromagnetickém rušení,
- zpracování komunikace v reálném čase při rychlosti do 1 Mb/s,
- malé náklady na implementaci.

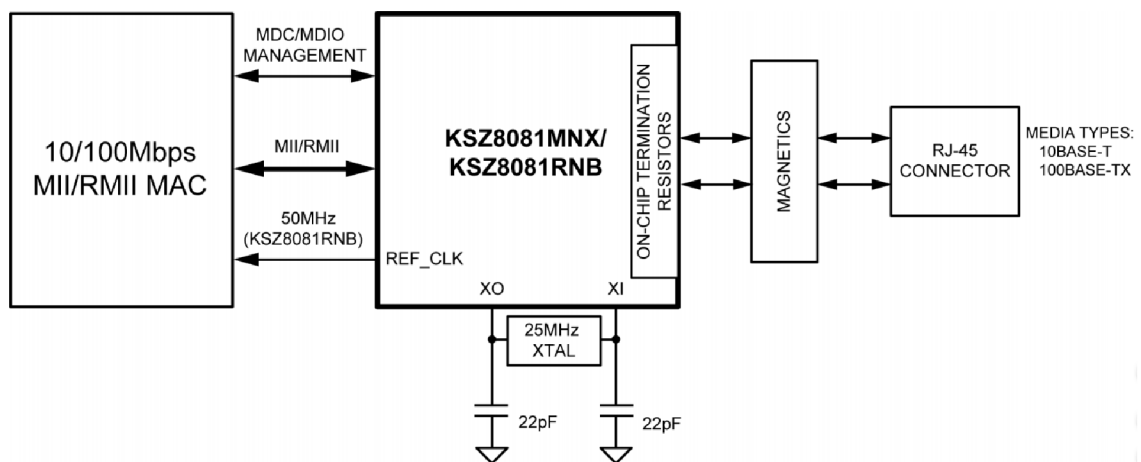
Pro realizaci bylo použito CAN rozhraní TJA1057GT od firmy NXP, které realizuje zprostředkování vysílání a přijímání komunikačních signálů. Jelikož je pro jeho provoz vyžadováno napětí 5V, je pro kooperaci s procesorem, který pracuje na nižší napěťové úrovni zaveden pin V_{io} . Na tento pin je přivedeno napájecí napětí procesoru a jeho prostřednictvím je CAN rozhraní schopno posouvat napěťovou úroveň všech signálů na maximální hodnotu 3,3V. [14]

3.3.3 Ethernet

Pro parametrizaci a sledování signálu servozesilovače přes GUI na PC byl navrhnut obvod pro ethernetové připojení s výstupním konektorem RJ-45. Díky velké rychlosti přenosu dat je umožněno vyčítat i velmi rychlé průběhy. Propojení s GUI systémem firmy TG Drives bude realizováno v rámci navazujících vývojových prací a to chronologicky po odzkoušení všech ostatních periferií a korektního chodu výkonové části.

Součástí vybraného konektoru RJ-45 s označením RJMG1BD3B8K1ANR je magnetický obvod a stínění, které je na DPS připojeno ke kostře servozesilovače. Tyto skutečnosti činí ethernet odolnější vůči EMI a umožňuje spolehlivější připojení v průmyslovém prostředí.

Pro zprostředkování korektního toku signálů mezi procesorem a PC byl použit integrovaný obvod KSZ8081RNBIA-TR. Tento obslužný obvod se označuje zkratkou PHY (fyzická vrstva) a definuje vlastnosti fyzického spojení mezi procesorem servozesilovače a připojeným zařízením. Vybraný typ PHY umožňuje rychlost přenosu dat až 10/100 Mb/s. Podporuje rozhraní MII i redukované rozhraní RMII.



Obr. 3.8: Zjednodušené blokové schéma obvodu ethernet

Z výše vyobrazeného diagramu lze vidět, že je k dispozici i management hodin prostřednictvím signálu MDC a management dat skrze signál MDIO. Tyto signály jsou použity k zápisu a čtení řídicích a stavových registrů PHY. Ty určují parametry a rychlost přenosu informací.[15]

3.4 Měření proudu

Při výběru možností měření proudu bylo uvažováno o měření proudu prostřednictvím bočníku a nebo prostřednictvím proudového čidla LEM. Nevýhodami bočníku jsou absence galvanického oddělení, jeho snadné zarušení, ztrátový výkon a vlastní indukčnost. Výhodou je nízká pořizovací cena. Proudové čidlo LEM obsahuje

galvanické oddělení, prakticky nulový ztrátový výkon a na jeho výstupu se neprokopírovávají napěťové špičky v důsledku spínání MOS-FETů. Nevýhodou je nutnost vlastního napájení a vyšší cena.

3.4.1 Čidlo proudu

Z důvodu požadavku na galvanické oddělení a na odolnost vůči rušení bylo rozhodnuto o měření proudu za použití senzoru LEM GHS-20 SME, který pracuje na principu Hallova jevu. Výrobce v příložených dokumentech uvádí rovnici pro výpočet výstupního napětí.

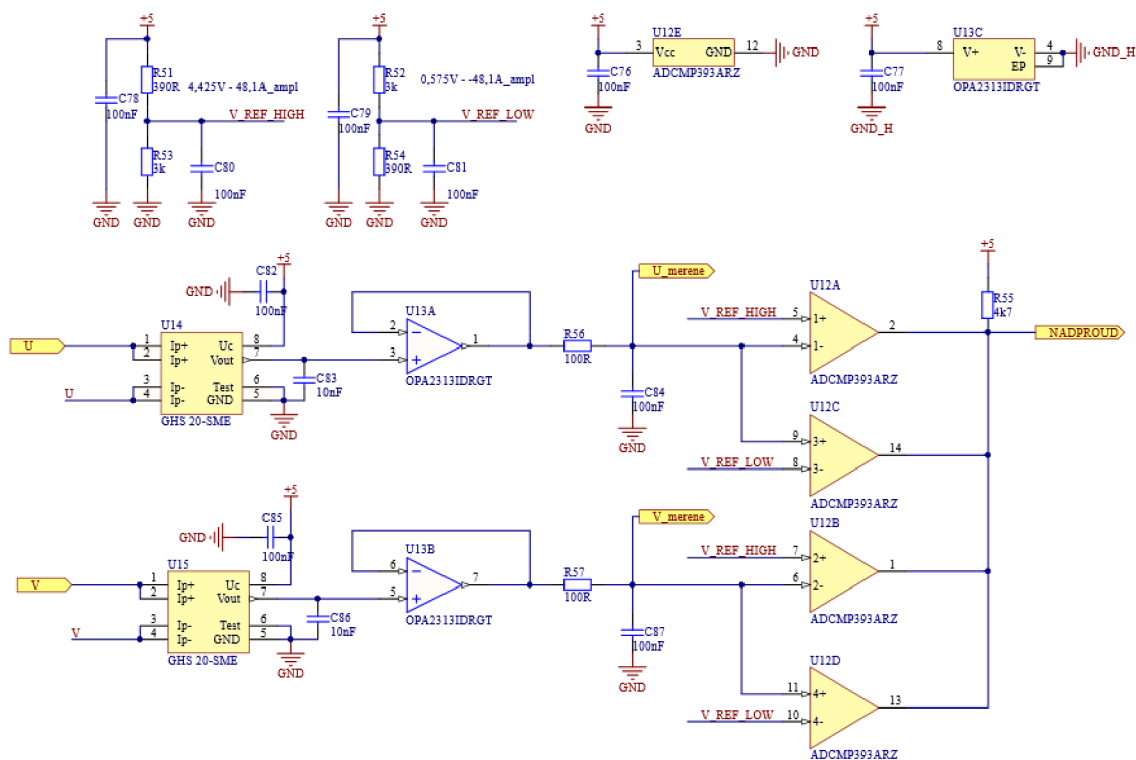
$$U_{out} = \frac{(I_p \cdot G + U_o)U_c}{5} \quad (3.1)$$

Napájení proudového čidla je stanoveno na $U_c = 5 V$. Výrobce dále udává citlivost čidla $G = 40 \text{ mV/A}$ a offset $U_o = 2,5 V$. Pro maximální jmenovitý proud $I_d = 10,42 A$ je napěťový výstup podle rovnice 3.1 následovný.[16]

$$U_{out} = \frac{(10,42 \cdot 40 \cdot 10^{-3} + 2,5)5}{5} = 2,917 V$$

3.4.2 Nadproudová ochrana

Než bude tento signál přiveden do procesoru, je nutné ho impedančně oddělit napěťovým sledovačem. Tím je docíleno toho, že nebude docházet k zatěžování výstup proudového čidla LEM. Dále bude tento signál zpracován pomocí RC filtrů kvůli možnému vysokofrekvenčnímu rušení. V posledním kroku bude provedena komparace signálu kvůli detekci nadproudu. Ta je realizována prostřednictvím čtyřkanálového komparátoru, který má nastavené napěťové reference nadproudů prostřednictvím děličů napětí ze zdroje $5 V$. Stanovené napěťové reference odpovídají hodnotám proudu $\pm 48,1 A$. Měřený proud je střídavý, a proto může nadproud nastat v kladné nebo záporné půlvlně. V takovém případě dojde k překlopení daného komparátoru do logické nuly, která je dále vyhodnocena v logických obvodech.



Obr. 3.9: Schéma měření a vyhodnocení proudu

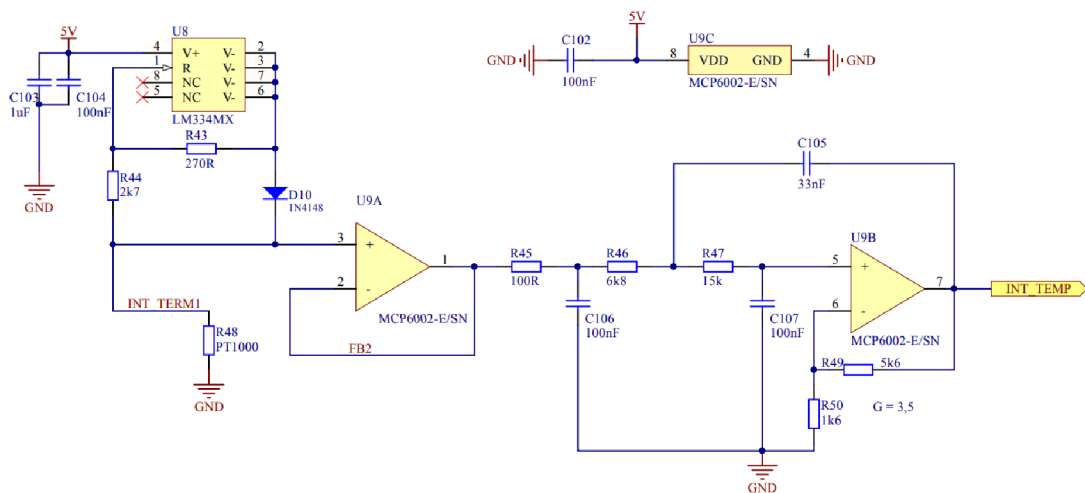
Měření dvou fází je dostačující, vzhledem k platnosti I.Kirchhoffova zákona, který udává, že součet proudu vtékající do uzlu musí být roven proudům z něj vytékajícím. Proto bude třetí proud dopočítáván jako doplněk dvou přechozích.

3.5 Ochrany servozesilovače a jeho komponent

3.5.1 Teplotní ochrana

Tato ochrana sleduje teplotu chladiče měniče a kostry motoru. Při překročení dovoleného limitu vyhodnotí procesor, že nastalo přehřátí a činnost měniče se přeruší.

Princip činnosti spočívá v proudovém zdroji LM334MX, který vytváří konstantní proud o hodnotě $500 \mu A$. Tento proud vytváří na čidlu teploty úbytek napětí, který je s teplotou proměnlivý. Úbytek je posléze přes sledovač napětí, RC filtr a neinvertující zesilovač s nízkopásmovým filtrem v topologii Sallen-Key přiveden na procesor. Odpor R_{43} a R_{44} byly stanoveny podle údajů od výrobce. Dioda ve spolupráci s těmito odpory kompenzuje teplotní nelinearitu proudového zdroje. To znamená, že i pro rozdílné teploty bude výstupní proud stále stejný.



Obr. 3.10: Schéma měření interní teploty

Operační zesilovač byl zvolen MCP6002, který se vyznačuje rail-to-rail vstupem a výstupem. Další výhodou spočívá v úspoře místa na DPS, jelikož v jednom pouzdře jsou umístěny dva operační zesilovače. První je použit jako sledovač napětí a druhý jako neinvertující zesilovač se zesílením 3,5. Vybrané čidlo teploty PT1000 se vyznačuje lineární charakteristikou závislosti odporu na teplotě a velkou přesností, která je stanovena podle následující rovnice.

$$\delta_t = \mp(0,15 + 0,002 \cdot |t|) \quad (3.2)$$

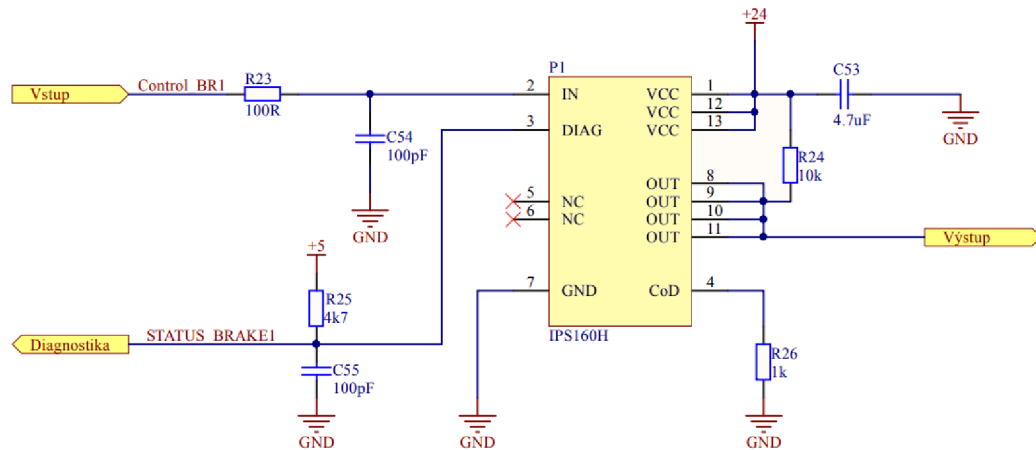
Pro teplotu 80 °C, která byla stanovena jako maximální možná teplota na chladiči servozesilovače, je hodnota absolutní chyby měření $\delta_t = \mp 0,31$ °C. Vzhledem k dimenzování silového obvodu je tato přesnost více než dostačující.

Výstupní analogový signál INT_TEMP je při měření periodicky vyhodnocován procesorem a v případě překročení teploty nad 80 °C, která odpovídá napětí 2,29 V, bude činnost výkonové části servozesilovače pozastavena. Pro opětovné spuštění je zapotřebí zásahu uživatele.

3.5.2 Bezpečnostní brzda

V motorech společnosti TG drives je u některých motorů zavedena elektromagnetická bezpečnostní brzda. Ta je umístěna na zadní straně motoru a slouží k mechanickému zajištění motoru v klidovém stavu. Napájena je z 24 V DC a nelze použít pro brždění rotoru za chodu.[17]

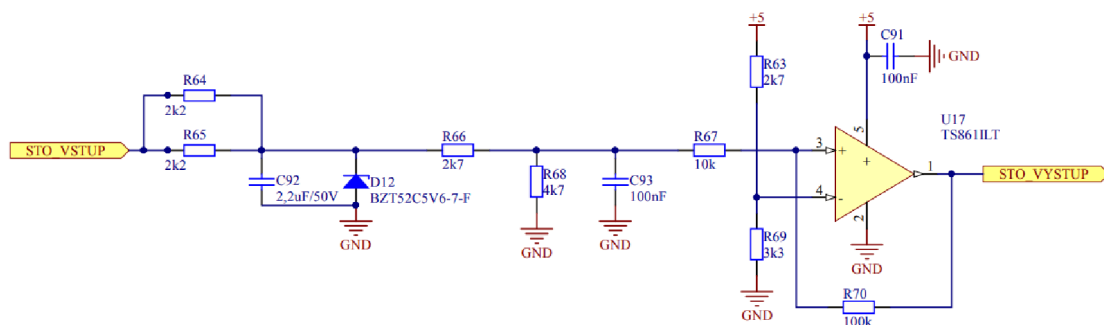
Zároveň je potřeba zaručit dostatečný proud na její vybuzení a následně i provedení rychlé demagnetizace. Pro tyto vlastnosti byl vybrán integrovaný obvod IPS160H (Single high-side switch) s nominálním výstupním proudem $I_n = 2,5 A$ při $R_{ds,on} = 60 m\Omega$. Současně obvod IPS160H obsahuje ochranu proti zkratu, ochranu při odpojení od napájení, země nebo zátěže a diagnostický výstup.



Obr. 3.11: Schéma obvodu budiče pro bezpečnostní brzdu

3.5.3 STO (Safe Torque Off)

Pro bezpečné zastavení chodu pohonu bude v měniči aplikován obvod STO, který bude mít možnost být přes vstupní konektor připojen k stop tlačítku. V případě, že nebude tato funkce využita je možné na vstup přivést stejné napětí jako je ovládací. Z těchto důvodů byly vstupy ovládacího napětí a obvodu STO umístěny ve stejném konektoru.



Obr. 3.12: Schéma obvodu STO

Principiálně se jedná o komparátor s hysterezí, který vyhodnocuje úroveň vstupního signálu a podle této informace překlápí výstup do logické jedničky či nuly. Pro výpočet hystereze byly využity následující rovnice.

$$U_{p+} = U_r \frac{R_{67} + R_{70}}{R_{70}} + U_s \frac{R_{67}}{R_{70}} \quad (3.3)$$

Kde U_{p+} je vrchní prahové napětí připojeno na neinvertující vstup komparátoru, U_r je napětí na odporu R_{69} a U_s je napájecí napětí.

$$U_{p+} = 3,3 \frac{10 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} + 5 \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 4,13 \text{ V}$$

Šířka hystereze je následovně stanovena pomocí rovnice 3.11.

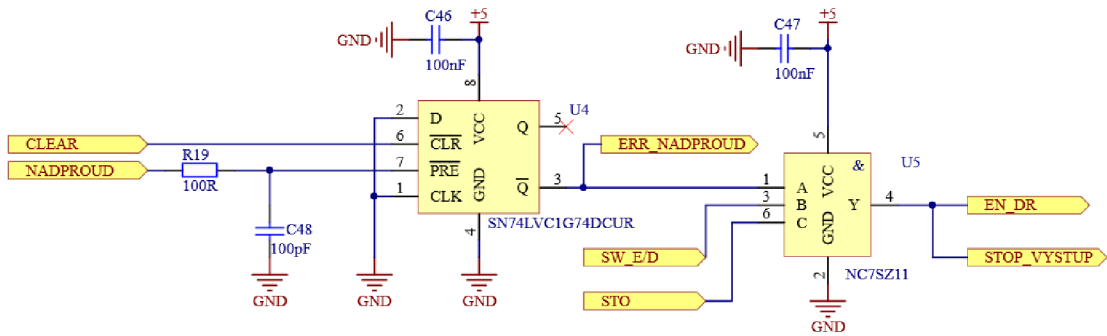
$$U_H = 2 \cdot U_s \frac{R_{67}}{R_{70}} = 2 \cdot 5 \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 1 \text{ V} \quad (3.4)$$

Z výsledku je zřejmé, že do záporné hodnoty se komparátor překlápí při hodnotě spodního prahového napětí menší než 3,13 V.

3.5.4 Vyhodnocení ochran

Signál z komparátorů proudu je vyfiltrován a přiveden na klopný obvod SN74LVC1G74 na vstup preset. Obvod reaguje na sestupnou hranu a v případě nadproudu se překlápí výstup do negovaného Q. To odpovídá logické nule na výstupu. Obvod SN74LVC1G74 brání opětovném spuštění měniče po poklesu nadproudu pod mezní hodnotu. V opačném případě by byl měnič při poruše cyklicky zapínán. Do původního stavu se klopný obvod překlápí jen při vynulování stavu hradla uživatelem pomocí vstupu clear.

Signál z klopného obvodu je společně se signálem STO a softwarovým signálem enable/disable přivede do logického hradla AND NC7SZ11. V případě, že je jakýkoliv vstup v logické nule, bude tento stav i na výstupu. Poté je signál přiveden do procesoru a ten zastaví chod měniče. Schéma obvodu ilustruje obrázek 3.13. Informace o nadproudu je poslána zároveň na vstup procesoru a informuje uživatele přes uživatelské prostředí o příčině zastavení motoru.



Obr. 3.13: Schéma obvodu vyhodnocení ochran

3.6 Snímače polohy

3.6.1 Resolver

Základní princip resolveru spočívá v sestavě cívek, kdy jedna z cívek je budící a je umístěna na rotoru. Další dvě cívky jsou umístěny stacionárně v blízkosti budící cívky a jsou od sebe vzájemně posunuty o 90° . Z této skutečnosti vyplývá, že i jednotlivé průběhy napětí budou v cívkách fázově posunuty o 90° . Proto se jedna cívka nazývá sinusová a druhá cosinusová. Podle otáček stroje se mění i frekvence indukovaného napětí v jednotlivých cívkách. Vyhodnocením signálu získáme údaj o rychlosti stroje a o aktuální poloze rotoru vůči statoru. Jelikož je výstupní napětí z resolveru analogové, je přesnost snímače udávána velikostí vzorkovací frekvence analogového vstupu osciloskopu.

Pro zpětnou vazbu prostřednictvím resolveru byly zadány podmínky:

- Řízené buzení v rozsahu $0 - 9\text{ V}$.
- Softwarové vyhodnocení vstupního signálu.

Buzení resolveru je v ideálním případě realizováno harmonickou funkcí. Korektní vyhodnocení resolveru lze ovšem provést i při buzení signálem podobným a případné nuance se vykompenzují při vyhodnocení. V této práci bylo rozhodnuto o použití signálu z dvojité integrace obdélníku prostřednictvím operačních zesilovačů (dále OZ), tzv. pseudosinus. Existují specializované obvody pro buzení resolveru a vyhodnocení jeho výstupních signálů, ale vzhledem k jejich vysoké ceně nebyly použity.

Napětová rovnice integračního zesilovače je následující:

$$V_{out} = -\frac{1}{R_{in} \cdot C} \int_0^t V_{in} dt \quad (3.5)$$

Tato rovnice platí pro ideální OZ. Reálné OZ obsahují nenulový DC offset, který je potřeba kompenzovat. V opačném případě by došlo k rychlé saturaci OZ a obvod by negeneroval požadovaný signál. Je možné použít následovné metody pro kompenzaci:

- Integrátor s konečným DC zesílením - Millerův integrátor. Obsahuje rezistor ve zpětné vazbě, který definuje zesílení integrátoru na nízkých frekvencích. Čím je odpor menší, tím je zesílení nižších frekvencí menší. Poté lze tento obvod definovat spíše jako aktivní dolní propust.
- Integrátor s kapacitně spojeným vstupem. Přidáním vysoké kapacity na vstup se vytvoří virtuální zem na neinvertujícím vstupu, která bude mít podobný offset jako je na neinvertujícím vstupu.
- Integrátor se vstupem pro kompenzaci prostřednictvím potenciometru. U obvodu s pinem na kompenzaci offsetu se trimrem zjistí požadovaná hodnota odporu, který se musí připojit na kompenzační vstup pro eliminaci offsetu.

Vzhledem k použitým výkonovým OZ TCA0372 umožňující výstupní proud o velikosti 1 A, který neobsahuje kompenzační pin, byly zvoleny první dvě metody kompenzace offsetu a to Millerovým integrátorem s kapacitně spojeným vstupem.

V prvním kroku zvolíme odpor $R_{1,1} = 3,9 \text{ k}\Omega$ a podle této hodnoty do počítáme kapacitu Millerova integrátoru ve zpětné vazbě. Ta společně se vstupním rezistorem určuje frekvenci, při kterém dochází k zesílení 0 dB.

$$C_{1,1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{in1} \cdot f_{prac}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,9 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^3} = 5,101 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (3.6)$$

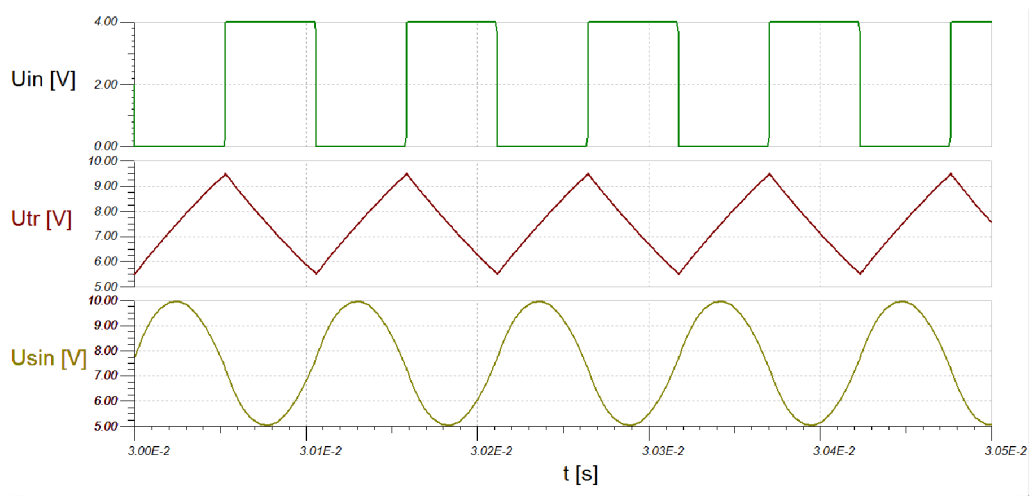
Zvolíme nejbližší nejvyšší kondenzátor v řadě a to $C_1 = 5,6 \text{ nF}$. Toto navýšení oproti požadovanému posune pracovní frekvenci na $f_{prac} = 7,287 \text{ kHz}$. Tento fakt, lze vykompenzovat vhodně zvolenými součástkami v druhém integrátoru.

V dalším kroku vypočítáme hodnotu zpětnovazebního odporu.

$$R_{2,1} \approx \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot f_{min}} \approx \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 5,6 \cdot 10^{-9} \cdot 6 \cdot 10^3} \approx 47,37 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.7)$$

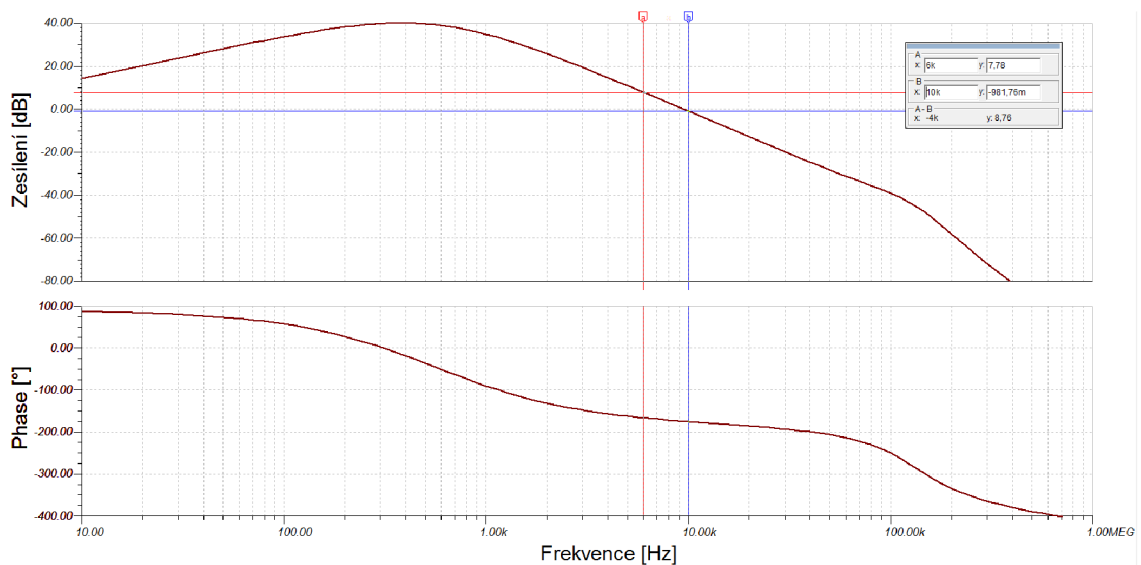
Při stejném postupu byly stanoveny hodnoty komponent i u druhého integrátoru. $R_{1,2} = 2,7 \text{ k}\Omega$, $R_{2,2} = 47 \text{ k}\Omega$ a $C_{1,2} = 3,9 \text{ nF}$. Vzhledem k diskrétním

hodnotám použitých komponent má výstupní signál o pracovní frekvenci kladné zesílení a to $A_u = 1,74$. Obdélníkový, trojúhelníkový a sinusový průběh budícího obvodu znázorňuje 3.14.



Obr. 3.14: Simulace napěťových signálů budícího obvodu resolveru

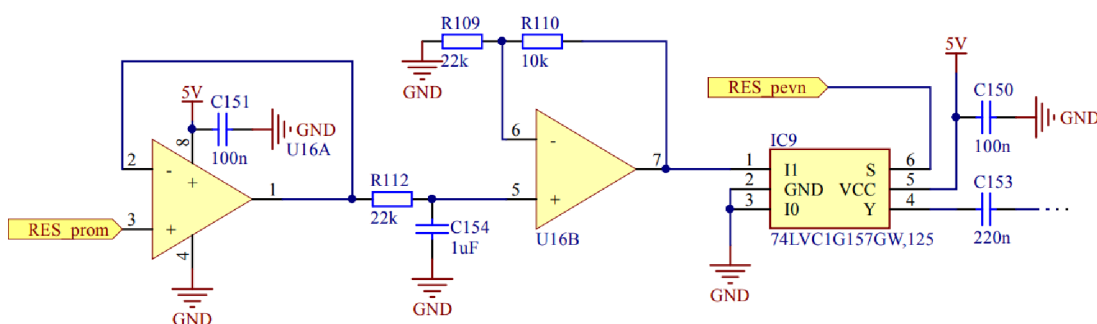
Frekvenční charakteristiku budícího obvodu s vyznačenou pracovní oblastí znázorňuje 3.15.



Obr. 3.15: Frekvenční charakteristika budícího obvodu resolveru

V dalším kroku bylo zrealizováno řízené buzení z procesoru. Implementace řízení buzení vyplývá z požadavku na univerzálnost připojení různých resolverů (s jiným převodem nebo sériovou impedancí). V okamžiku připojení zpětné vazby je přes analogový vstup procesoru zjištěna amplituda signálu a podle potřeby je zvýšena či snížena velikost buzení.

Myšlenka řízeného buzení spočívá v rozstředění stejnosměrné napěťové hladiny u které je možné měnit její DC úroveň. Rozstředění musí proběhnout obdélníkovým signálem s pevnou střídou 50 %. Pokud by nebyla střída 50 %, došlo by k deformaci budícího signálu a znehodnocení výstupních informací. Proměnná napěťová hladina, která je následně rozstředěna, je realizována nabíjením kondenzátoru na střední hodnotu obdélníkovým signálem s proměnnou střídou. Tento obvod současně umožňuje řízení fáze budícího signálu pomocí změny obdélníkového signálu, který řídí střídání multiplexoru. Pro impedanční oddělení a zesílení byl použit sledovač napětí a neinvertující zesilovač.

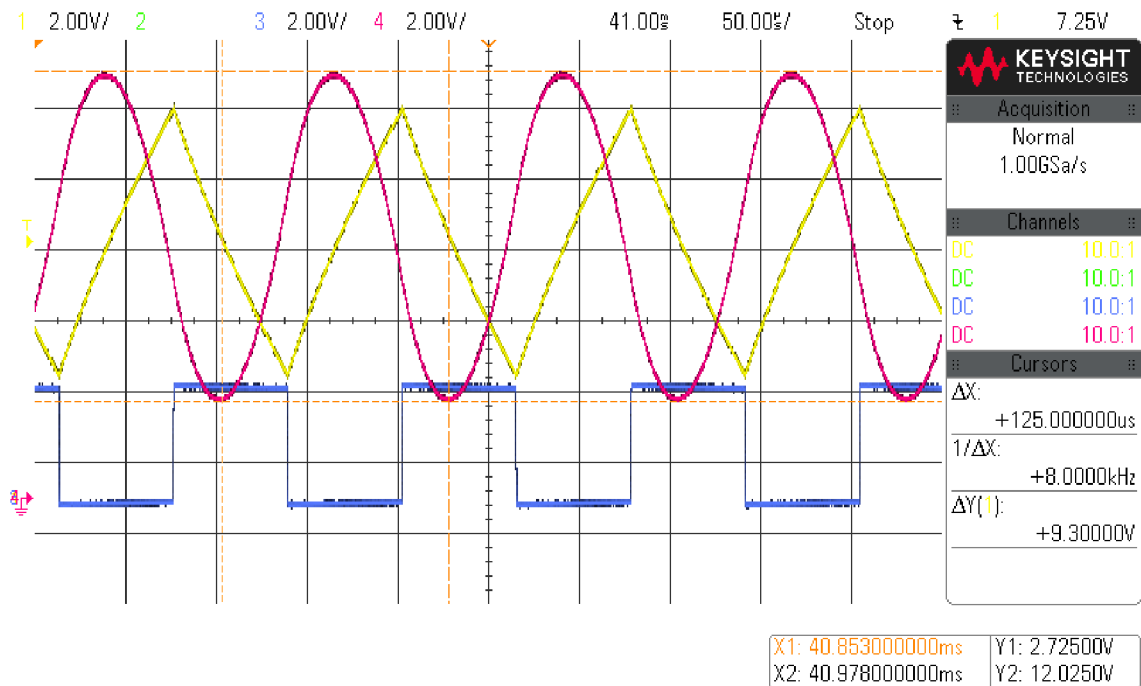


Obr. 3.16: Generátor obdélníkového signálu s pevnou střídou 50 % a nastavitelnou amplitudou

V případě malé amplitudy může docházet vlivem rozlišení AD převodníku a okolního zarušení docházet k chybě vyhodnocení signálu z resolveru. Proto je měřen maximální rozkmit signálu z resolveru a v případě, že bude menší jak 3 V, dojde k navýšení amplitudy budícího signálu.

Bylo empiricky zjištěno, že budící signál nemusí být sice sinusový, ale poté je potřeba náležitě upravit zdrojový kód, který vypočítává informace o poloze a rychlosti rotoru. Avšak harmonický signál pro buzení resolveru je standardem a implementace obslužného kódu pro jiný budící signál by sebou přinášel zbytečné komplikaci při výpočtech a vyhodnocování potřebných informací.

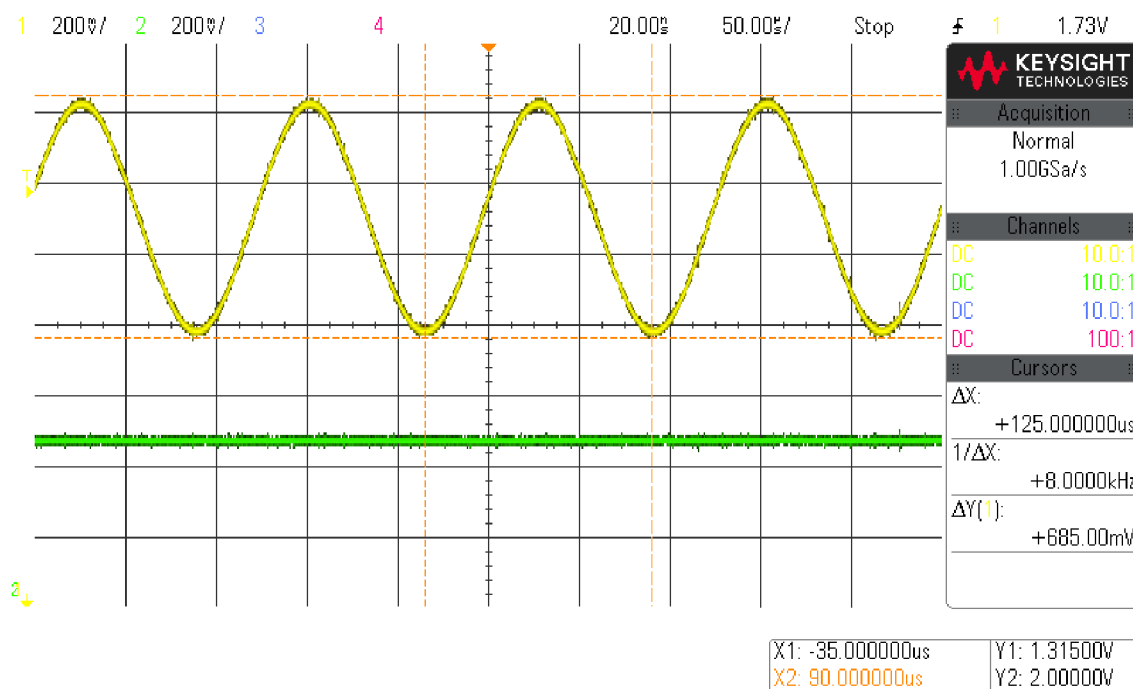
Pro otestování funkčnosti obvodu byl použit resolver s poměrem 2,5:1. Při měření byla zkoumána kvalita vstupních a výstupních signálů.



Obr. 3.17: Naměřené průběhy budícího signálu

Průběh signálu vyznačený modrou barvou je řídicí signál z procesoru pro multiplexor. Výstupní budící signál je zobrazen fialovou barvou. Amplituda tohoto signálu se pohybovala ve stanovených mezích podle změny střídání a umožňovala kvalitní buzení resolveru.

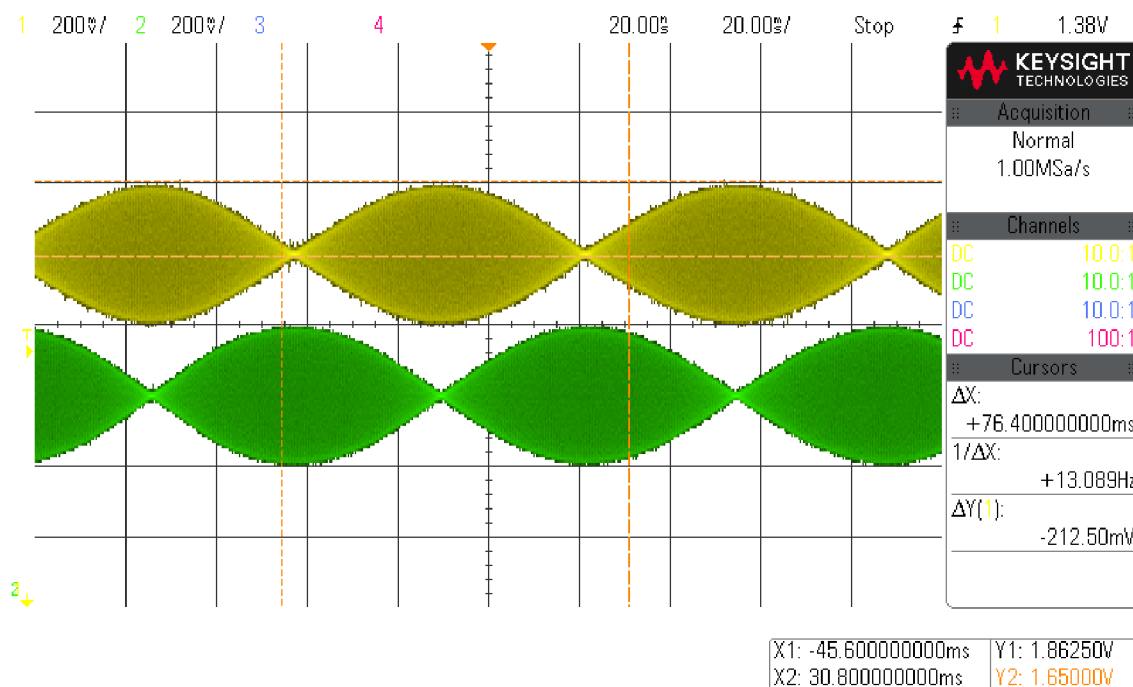
Při zastaveném rotoru je na sinových a cosinových vinutích indukováno napětí podle vzájemného úhlu s budící cívkou. Na 3.18 lze vidět natočení rotoru do polohy kdy vzájemný úhel mezi budícím vinutím a sinovým vinutím je 90° . Pro cosinové vinutí je vzájemný úhel natočení 0° a znamená to, že amplituda indukovaného napětí je ideálně nulová. Rozkmit výstupního průběhu byl nastaven na $0,686\text{ mV}$ a frekvence signálu odpovídá frekvenci budícího zdroje a to 8 kHz .



Obr. 3.18: Amplituda a frekvence výstupního signálu při vzájemném natočení o 90° mezi budící a sinovým vinutím

Lze vidět, že i při malém rozkmitu je signál relativně kvalitní. Pro lepší vyhodnocení polohy rotoru bude servozesilovač podle vstupních průběhů autonomně nastavovat zesílení na požadovanou velikost.

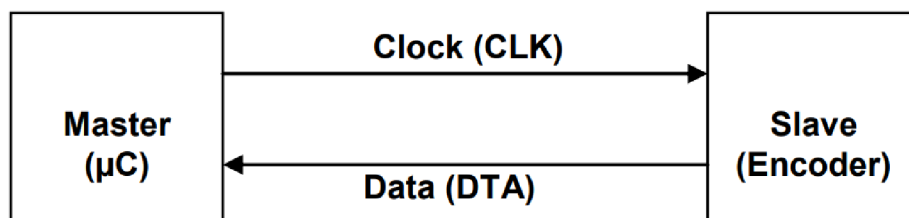
Při otáčivém pohybu budící cívky dochází k elektromagnetické interakci mezi cívkami a výsledkem je amplitudová modulace nosného signálu. Obálka těchto průběhů reprezentuje sinusový a cosinusový průběh, ze kterých je softwarově určována poloha a rychlost otáčení rotoru. Jejich frekvence je přímo závislá na rychlosti otáčení rotoru motoru. Z naměřeného průběhu lze vidět, že průběh signálu má stejnosměrný offset 1,65 V. Tím byla potvrzena správnost výpočtu napěťové reference, která má zajistit stejnosměrný posun signálu.



Obr. 3.19: Amplitudově modulovaný signál na vstupu do AD převodníku

3.6.2 Snímač polohy s SSI (Synchronous Serial Interface)

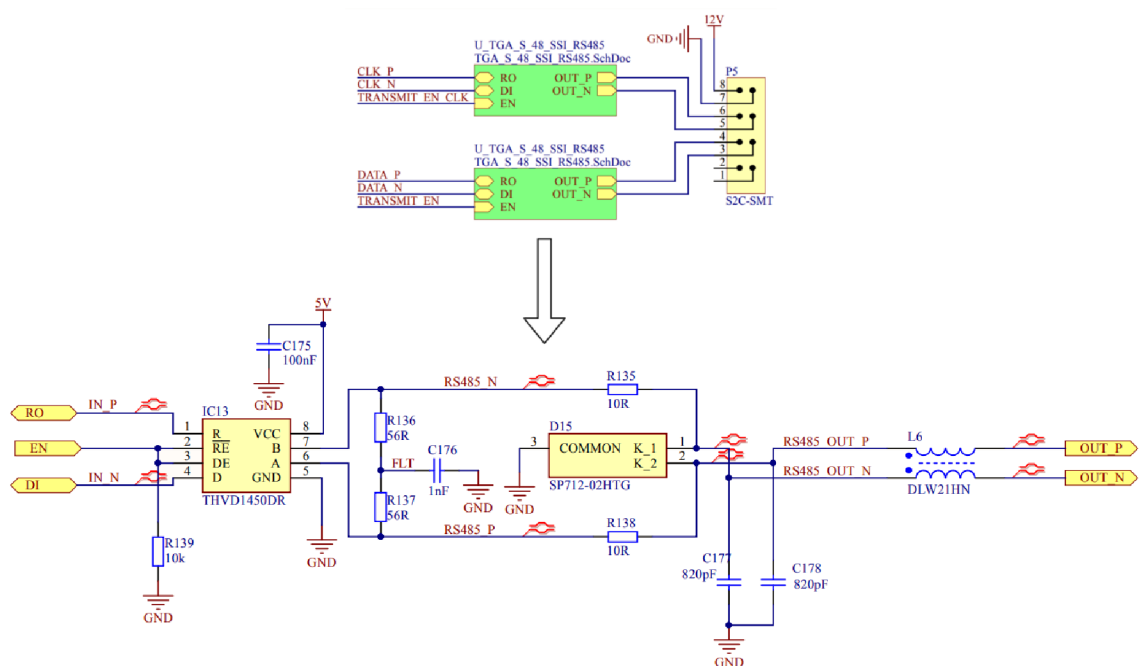
SSI je široce používaný standard sériového rozhraní pro průmyslové aplikace a to zejména pro rotační kodéry. Jedná se o point-to-point spojení z masteru (v tomto případě z mikroprocesoru) na slave (např. rotační kodér). V tomto typu rozhraní jsou údaje o poloze průběžně aktualizovány senzorem a zpřístupňovány do výstupního registru.



Obr. 3.20: Zjednodušený diagram standardu SSI

Signály hodin (CLK) a dat (DTA) jsou vysílány podle standardů RS-422. Tato norma je průmyslový standard pracující s diferenciálním signálem. Výhodou diferenciálního napětí je zvýšená odolnost vůči elektromagnetické rušení (EMI), zejména v průmyslovém prostředí a umožňuje vedení signálu na větší délky.

Srdcem elektrického zapojení pro zpracování signálů ze zpětné vazby je integrovaný obvod RS-485/RS-422. Při výběru tohoto obvodu byly testovány rozhraní od různých výrobců. Hodnocenými parametry byla odolnost proti šumu, ESD ochrana, rychlost přenosu dat a úroveň potřebných napájecích úrovní. Nejlepších výsledků dosahoval obvod THVD1450 od Texas Instruments. Následně bylo vytvořeno konkrétní zapojení, které je možné vidět na 3.21.



Obr. 3.21: Zapojení konektoru pro SSI zpětnou vazbu a schéma RS422/485

Samotný obslužný podprogram je zahájen inicializací dané sériové linky. Následně je zahájeno vyčítání datového rámce z připojené zpětné vazby motoru, viz 3.22.

```

76 uint32_t ReadSSI( void )
77 {
78     uint8_t byteCount;
79     uint8_t data;
80     uint32_t result = 0;
81
82     for (byteCount=0; byteCount<4; byteCount++)
83     {
84         // pošli fiktivní byte, pro zahájení přenosu
85         SPDR = 0xFF; // pošli 0xFF
86         result <<= 8; // bitové přiřazení výsledku doleva
87         while ( (SPSR & (1 << SPIF)) == 0); //počkej než se dokončí přenos z SSI
88         {
89             data = SPDR; // vyčti data ze sériového registru
90         }
91         result |= data; // bitové přiřazení do result
92     }
93     result >>= 7; // Odstraň nejméně významný bit
94     return result;
95 }

```

Obr. 3.22: Obslužný kód pro vyčítání dat z SSI

Dále jsou prostřednictvím bitových operací z vyčtených dat separovány informace o aktuálním úhlu a počtu otáček. Pro korektní reprezentaci vyčtených dat o natočení rotoru je nutné provést výpočet úhlu přes následující rovnici

$$\phi_r = 360 \frac{Y \times YYY}{2^{12}} \quad (3.8)$$

v čitateli je použita vyčtená a extrahovaná informace o aktuálním úhlu. Ve jmenovateli je zadán celkový rozsah datového rámce pro informaci o aktuálním úhlu. Výsledkem je již aktuální úhel v rozsahu $\langle 0^\circ, 360^\circ \rangle$. [18]

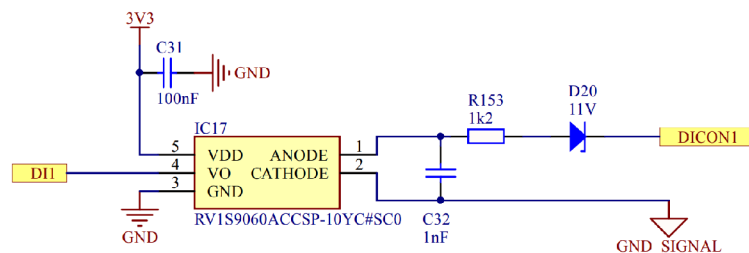
3.7 Vstupní a výstupní obvody servozsilovače

Pro možnosti jednoduchého ovládání, zavádění stop stavů, ruční regulaci otáček nebo řízení podřazených systému přímo ze servozsilovače je v dnešní době od uživatelů těchto zařízení požadována implementace digitálních vstupů a výstupů a analogových vstupů. Ovládání vstupů a výstupů a pro přiřazování jejich konkrétní funkce bude možné v uživatelském GUI rozhraní. Další možné použití je například k ručnímu ovládání směru pohonu, k detekci poruchového stavu jiného zařízení a vypnutí motorů.

3.7.1 Digitální vstupy

Měnič obsahuje čtyři digitální vstupy, které umožňují připojení napětí 24 V DC. Digitální nula je zde definovaná napěťovým rozsahem 0 - 10 V. Digitální jednička je definována napětím 12 - 24V. Proud odebíraný digitálním vstupem nepřesahuje hodnotu 20 mA.

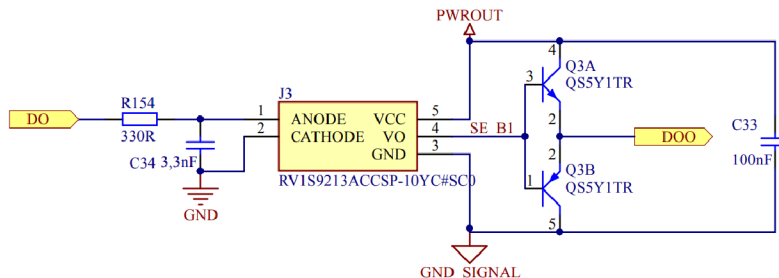
Digitální vstup je realizován opotronem RV1S9060A od firmy Renesas. Jeho kladnými vlastnostmi je nízký proudový odběr, napájení 3,3 V, vysoká odolnost proti šumu (minimálně až do napěťové strmosti 50 kV/us) a vysokoteplotní provoz až do 125 °C. Teoreticky je digitální vstupy možné použít pro signál ze hallových sond zpětné vazby motoru.



Obr. 3.23: Schéma digitálního vstupu

3.7.2 Digitální výstupy

Pro ovládání potenciálních periférií jsou v měniči dva digitální výstupy. Výstupní napětí je 0/24 V a umožňuje proudový odběr do 300 mA.



Pro docílení požadovaného galvanického oddělení, musí být pro napájení připojených periférií použit externí zdroj 24 V. Ten je z důvodu ochrany součástek a

Obr. 3.24: Schéma digitálního výstupu

periferií přiveden na obvod TPS26625, který realizuje funkci elektronické pojistky s integrovanou funkcí ochrany proti přepólování. Dalšími jeho využívanými funkcemi je proudová limitace, nastavitelná přepětová a podpětová ochrana, velmi rychlá elektrostatická ochrana.

Pro výpočet proudové limitace je výrobcem udána následující rovnice. Maximální hodnota proudu byla zvolena na $I_{LIM} = 900 \text{ mA}$.

$$R_{ILIM} = \frac{6,636}{I_{LIM}} = \frac{6,636}{0,9} = 7,373 \text{ k}\Omega \quad (3.9)$$

Jako nejbližší vhodný rezistor byl zvolen $R_{ILIM} = 7,5 \text{ k}\Omega$. Tato hodnota po přepočtu odpovídá vrchní hranici pro limitaci proudu $I_{LIM} = 884,8 \text{ mA}$.

V dalším kroku byly spočítány hodnoty rezistorů, které nastavují přepětovou a podpětovou ochranu. Pro výpočet přepětové ochrany platí následující rovnice.

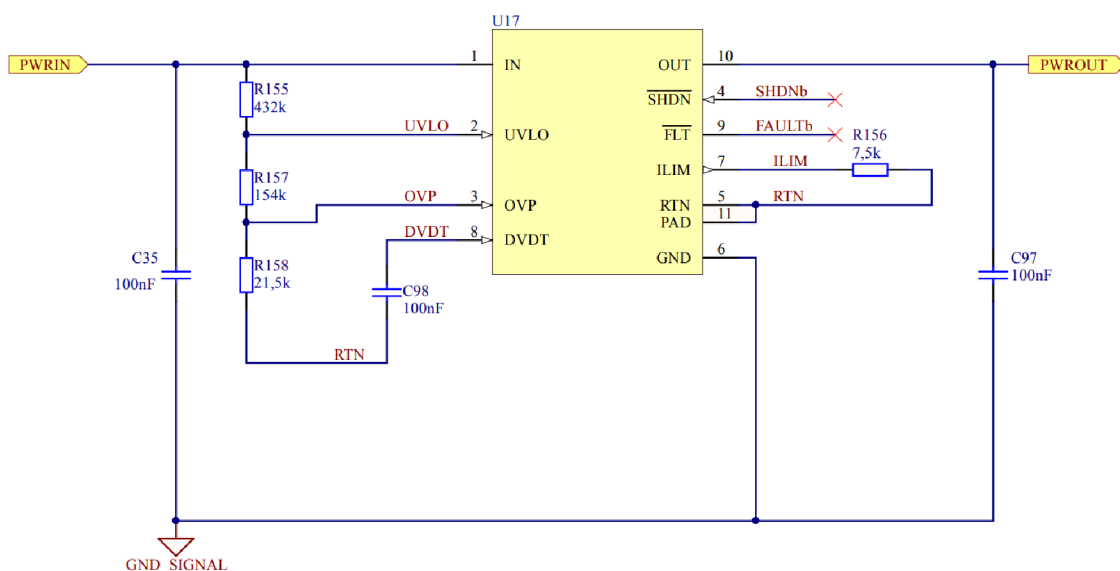
$$V_{OVPR} = V_{OV} \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (3.10)$$

Pro výpočet podpětového prahového napětí je nutné použít následující rovnici.

$$V_{UVLOR} = V_{UV} \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (3.11)$$

$V_{OVPR} = V_{UVLOR}$ a jsou v datasheetu výrobce stanoveny hodnotou 1,19 V. Pro výpočet musíme zvolit hodnotu rezistoru R_3 a hranici napětí, která bude vyhodnocena jako přepětí $V_{OV} = 34 \text{ V}$. Pro minimalizování odebíraného proudu je doporučeno použít vyšší hodnotu nastavovacích rezistorů. V případě volby příliš velké hodnoty rezistorů může docházet v důsledku rušení k vyhodnocovací chybě. Hodnotu rezistoru R_3 je od výrobce proto doporučeno volit v rozsahu 10 až 100 $\text{k}\Omega$. Z těchto důvodů volíme rezistor $R_3 = 21,5 \text{ k}\Omega$.

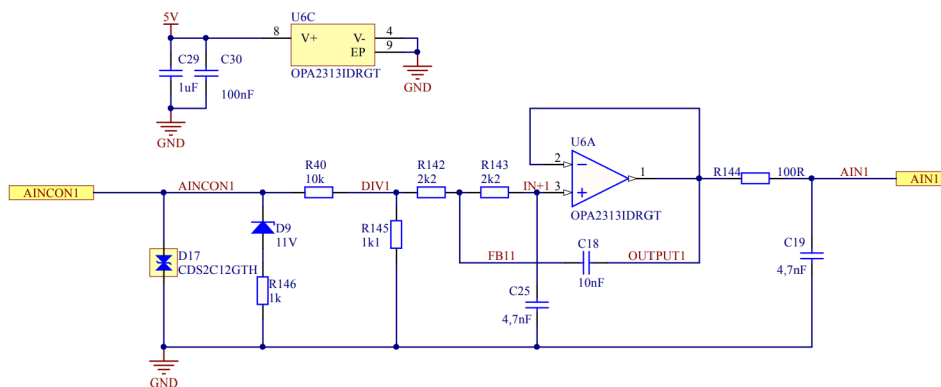
Následně z 3.11 určíme hodnoty $R_1 + R_2 = 592,76 \text{ k}\Omega$. Poté zvolíme prahové napětí pro vyhodnocení podpětí $V_{UV} = 4 \text{ V}$ a z 3.11 dopočítáme hodnotu $R_2 = 161,24 \text{ k}\Omega$. Reálnou hodnotu R_2 byla zvolena s ohledem na R_1 a to $R_2 = 154 \text{ k}\Omega$, poté nejbližší hodnota v rezistoru v řadě pr $R_1 = 432 \text{ k}\Omega$. Reálné prahové napětí pro přepětí se poté rovná $V_{OV} = 33,99 \text{ V}$ a pro podpětí $V_{UV} = 4,16 \text{ V}$. Takto stanovené hodnoty prahových napětí jsou dostatečně přesné.



Obr. 3.25: Schéma elektronické ochrany napájení digitálního výstupu

3.7.3 Analogové vstupy

Analogové vstupy jsou realizované přes sledovač napětí, RC filtry a obvod upravující hladinu napětí. Měřené napětí se může pohybovat v rozsahu 0 - 10 V.



Obr. 3.26: Schéma analogového vstupu

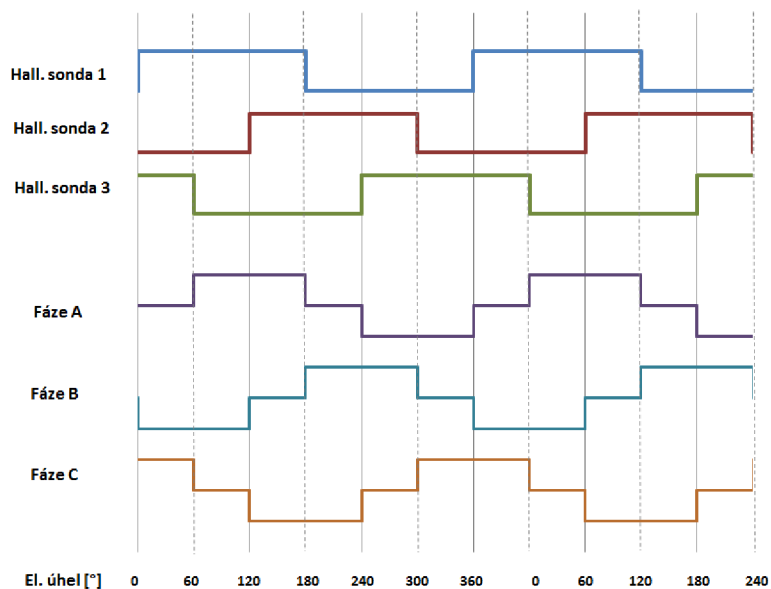
3.8 Algoritmy řízení

Při řízení střídače pro střídavé synchronní bezkartáčové motory rozlišujeme tři základní způsoby řízení, kterým odpovídá i průběh modulovaného výstupního napětí.

3.8.1 Lichoběžníkové řízení

Tato metoda se vyznačuje jednoduchostí a cenovou dostupností. Pro snímání polohy je u této metody zapotřebí pouze tří hallových senzorů. Tyto senzory prostřednictvím kombinací svých logických signálů poskytují informaci, jaký vektor napětí má být sepnut, aby byl zaručen maximální moment.

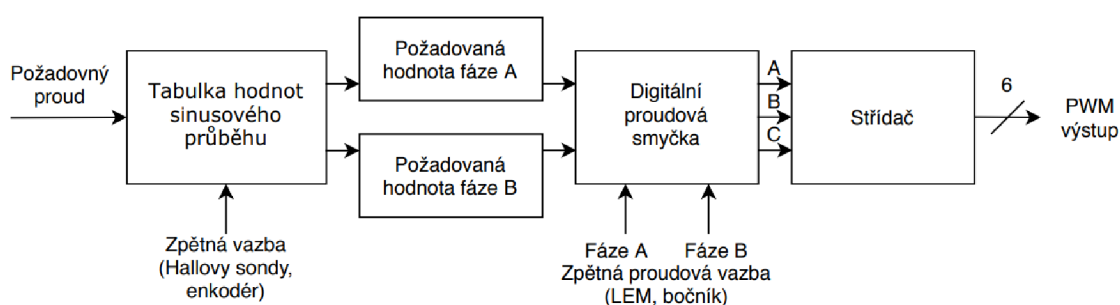
Tato metoda je velmi efektivní pro ovládání otáček motoru, ale projevuje se negativním zvlněním momentu, nejvíce při nízkých rychlostech motoru. Je to dáno tím, že mechanické otáčení rotoru probíhá spojitě a spínání šesti stavů vektorů je diskrétní. Tato skutečnost způsobuje pulzace momentu. Každý motor má definovanou hmotnost, a proto také disponuje při uvedení do pohybu setrvačnou silou, která pulzace momentu tlumí. Tato metoda komutace se využívá pouze pro BLDC motory.[19]



Obr. 3.27: Lichoběžníková komutace (six-step)

3.8.2 Sinusové řízení

Sinusová komutace nahrazuje schodovitý průběh lichoběžníkové metody průběhem harmonickým. Tím jsou eliminovány pulzace momentu motoru a případné vibrace stroje při nízkých otáčkách. Pro tento způsob řízení je nutné znát polohu motoru ve větším rozlišení než u předchozí metody. Proto je jako senzor polohy použit resolver nebo enkodér. Vzhledem k tomuto faktu je tento způsob dražší než lichoběžníková komutace.[19]



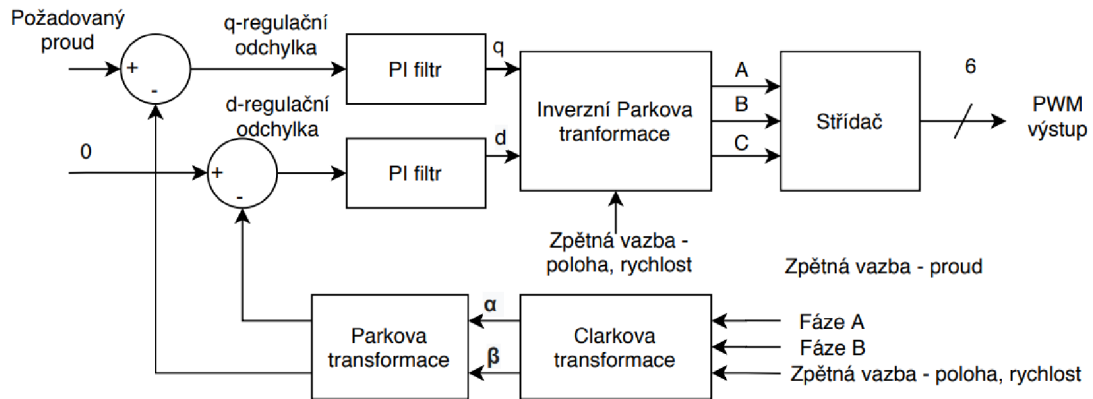
Obr. 3.28: Blokový diagram sinusové metody řízení

Tento způsob řízení není vhodný pro vysokorychlostní pohony. Řízení momentu je při vysokých rychlostech motoru pomalé a neefektivní. Použití této metody není příliš rozšířené a ovšem je vhodné pro PMSM motory. Výhodou je oproti vektorovému řízení je menší složitost implementace metody. Avšak vzhledem k velkému výpočetnímu výkonu dnešních procesorů je vhodné použít kvalitnější vektorové řízení.

3.8.3 Vektorové řízení

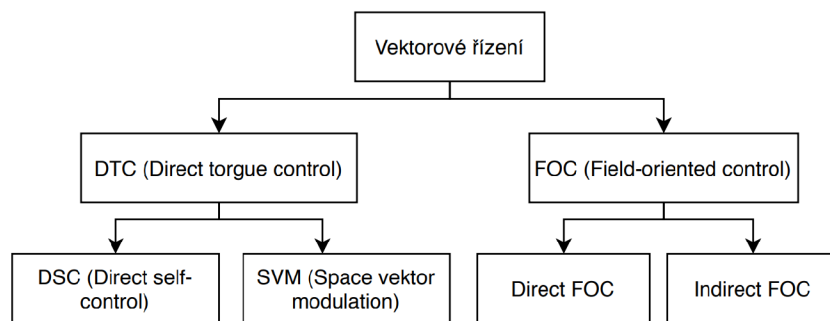
Vektorové řízení je vhodné pro nejnáročnější aplikace. Spínání jednotlivých tranzistorů je vyhodnoceno z dat ze snímání polohy i z měření jednotlivých fázových proudů. Prostřednictvím tohoto způsobu je umožněno samostatné řízení magnetického toku a točivého momentu. Clarkova a Parkova transformace převádí jednotlivé fázové proudy do časově nezávislého systému d,q os. Osa d je spřažena

s budícím magnetickým tokem rotoru a magnetický tok statoru je vytvářen proudem v ose q. To umožňuje ideální řízení momentu motoru i při vysokých otáčkách. Blokové schéma vektorového řízení ilustruje obrázek 3.29.



Obr. 3.29: Blokový diagram vektorového řízení

Pro využití v rozdílných aplikacích bylo vektorové řízení v průběhu let modifikováno a rozděleno na jednotlivé podkategorie.



Obr. 3.30: Rozdělení vektorového řízení

Při výběru metody řízení je nutné stanovit stěžejní rozdíly. Následující tabulka porovnává metody FOC a DTC z pohledu řízení PMSM motoru.

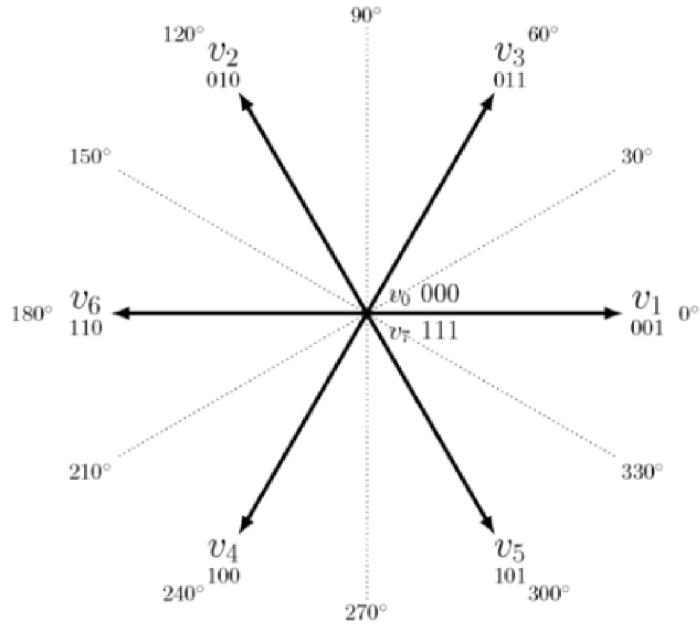
	FOC	DTC
Dynamická odezva na točivý moment	<i>Pomalejší</i>	<i>Rychlejší</i>
Ustálené chování krouticího momentu, statorových proudů a mg.tok	<i>Menší zvlnění a zkreslení</i>	<i>Větší zvlnění a zkreslení</i>
Ovladače	<i>Lineární PI regulátory statorového proudu</i>	<i>Regulátory hystereze momentu a statorový mg. toku</i>
Spínací frekvence	<i>Konstantní</i>	<i>Proměnná</i>
Složitost implementace	<i>Vysoká složitost, nutná transformace souřadnic</i>	<i>Střední složitost, není požadována transformace souřadnic</i>

Tab. 3.2: Porovnání metody řízení FOC a DTC [20]

Předpokládané nasazení vyvíjeného servozesilovače bude v dynamicky náročných aplikacích. S ohledem na tento fakt a na nižší složitost implementace byla zvolena metoda řízení DTC. Ta se dále dělí na podmetody DSC a SVM. Metoda DSC byla vyvinuta na použití pro pohony s vysokým výkonem a elektrickou trakci. Pro motory se sinusově rozloženým vinutím (PMSM) je nejčastěji používaná modulační metoda SVM. Prostřednictvím této metody je současně umožněno s použitím vyšších harmonických využívat maximální napětí stejnosměrného meziobvodu.[19]

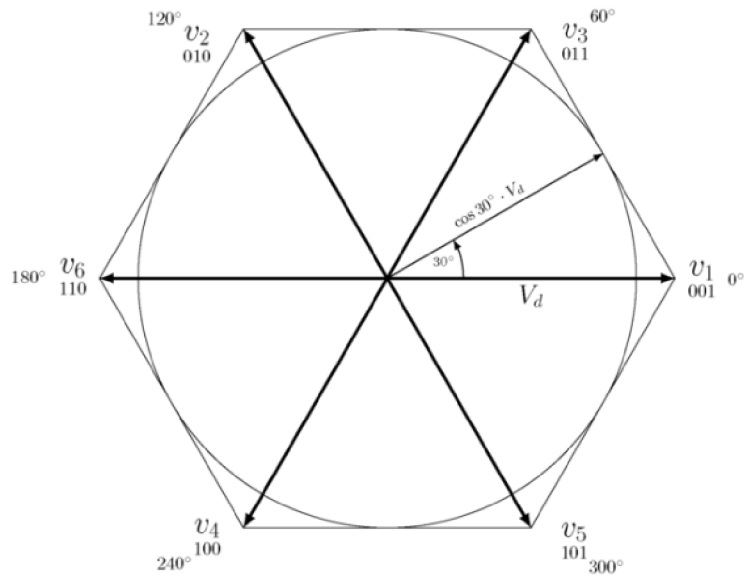
3.9 SVM (Space Vector Modulation)

Tento princip řízení umožňuje prostřednictvím šesti tranzistorů ve střídači zajistit na výstupu třífázové napětí s nastavitelnou amplitudou a frekvencí. Počet vektorů, které je s tímto střídačem umožněno vytvořit, je limitován, a to vzájemnou kombinací spínacích prvků 2^3 . Pro šest kombinací z těchto osmi je k motoru připnut vždy vektor napětí s konkrétním úhlem a nenulovou velikostí, nazývají se základními vektory. Pro zbylé dvě kombinace, a to pro sepnuté horní či spodní tranzistory ve větvích je k motoru připnut nulový potenciál. Jinými slovy lze říct, že sdružené napětí mezi jednotlivými fázemi motoru bude nulové. Proto se jim říká nulové vektory a jsou využívány pro ovládání amplitudy výstupních harmonických signálů. Dobou jejich sepnutí se nastavuje velikost modulačního činitele.[21]



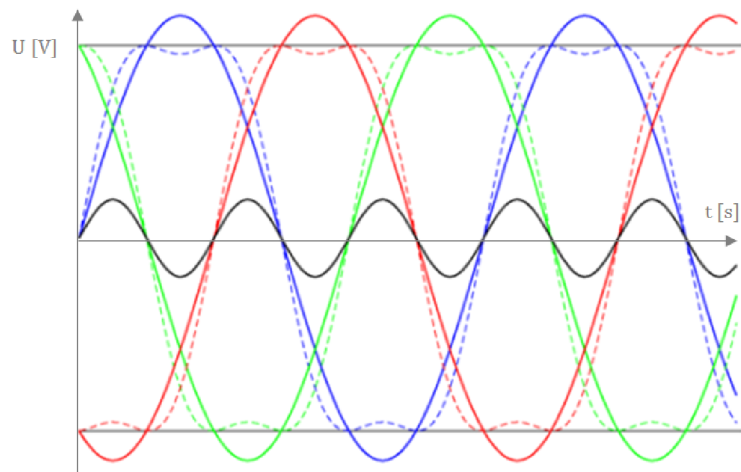
Obr. 3.31: Přehled jednotlivých základních a nulových vektorů[21]

Pro dosažení libovolného vektoru jsou spínány dva krajní vektory, mezi kterými se nachází ten požadovaný. Jeho úhel je ovlivňován délkou sepnutí těchto dvou krajních vektorů. Amplituda je ovlivněna délkou sepnutí nulových vektorů. Šest základních vektorů tvoří šestiúhelník. Jelikož je velikost vektoru dána vždy součtem krajních vektorů, je amplituda vektoru omezena vzdáleností stěny šestiúhelníku od středu. Tato vzdálenost definuje poloměr kružnice vepsané do šestiúhelníku a limituje amplitudu výstupního napětí na velikost $\cos 30^\circ \cdot U_d$. To je výrazná nevýhoda, jelikož není využít plný potenciál energie z meziobvodu.



Obr. 3.32: Definování maximální amplitudy napětí[21]

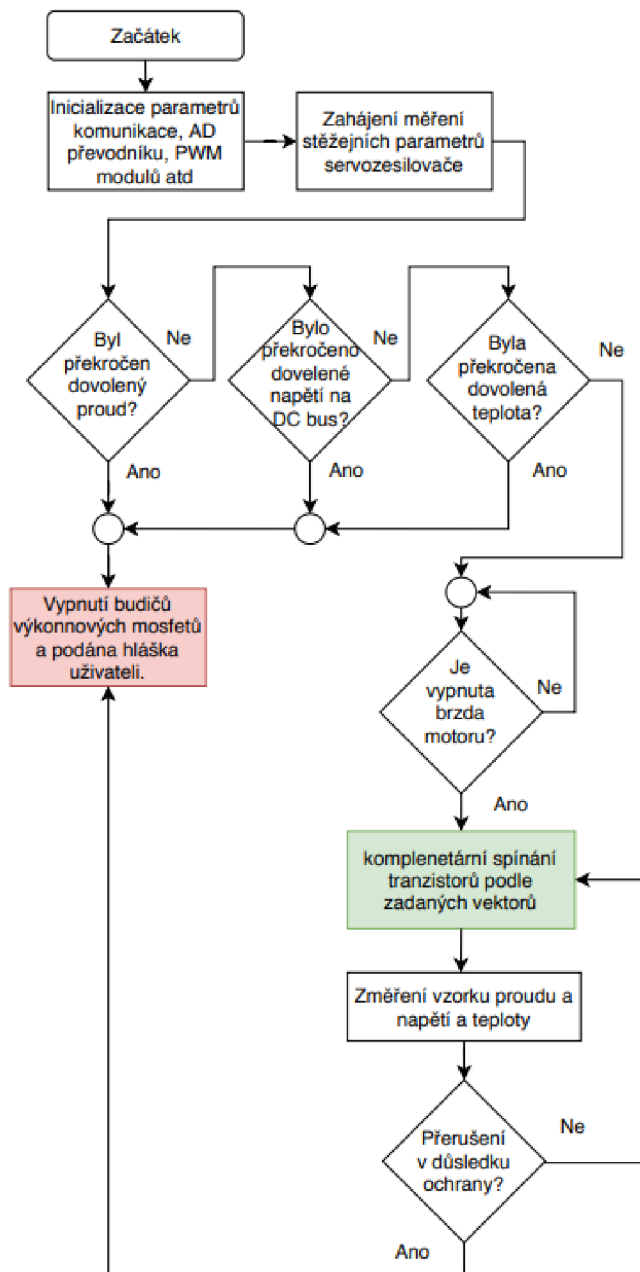
Pro eliminaci této zřejmé nevýhody se zavádí injektáž vyšších harmonických napětí, a to konkrétně třetí harmonické. Servomotor pracuje se sruženým napětím, a proto na jeho chod nemá vliv třetí harmonická a její násobky. V konečném důsledku sice dochází k deformaci fázového napětí, ale sružené napětí je stále harmonické. Injektované napětí třetí harmonické se nazývá vychylovací a je to napětí mezi pomyslným středem napětí meziobvodu a středem motoru.



Obr. 3.33: Vychylovací(černé), fázové(čárkované) a sružená napětí(plná) [21]

Prostřednictvím tohoto principu je umožněn modulační činitel roven 1. Pomocí třetí harmonické lze dosáhnout dokonce i modulačního činitele o velikosti 1,154. To se dá teoreticky využít při poklesu napětí na meziobvodu v důsledku úbytku na usměrňovacích diodách při průchodu proudu většího než je jmenovitý. V tomto případě nebyl usměrňovací můstek použit, jelikož bude silové napájení stejnosměrné. Současně by pro tak velký modulační činitel docházelo k deformaci fázového napětí s podobným průběhem jako u lichoběžníkové komutace. Přepínání již neprobíhá tak hladce a nulové vektory se již téměř nespínají. Tímto jsou do motoru zaneseny i jiné harmonické než třetí. V důsledku toho může u indukčních motorů docházet k vyšším ztrátám ve vinutí, s čímž se pojí přehřívání motoru. Dalším negativním vlivem je i akustický šum. Ovšem motory PMSM, které bude tento měnič řídit, jsou pro tento režim provozu uzpůsobeny. Tím je tedy vyřešen předchozí problém s nedostatečnou velikostí napětí. Je ovšem nutné dodat, že řídicí algoritmus se tímto stává složitější.[21]

Zdrojový kód se všemi funkcemi bude dokončen až v rámci vývoje ve firmě TG Drives a není součástí této práce. Bude ovšem vycházeno z výše uvedeného teoretického popisu. V rámci diplomové práce byl naprogramován jednoduchý algoritmus, který ověřoval funkčnost základních obvodů a činností servozsilovače. Tento kód obsluhoval základní ochrany, měření a spínání výkonových tranzistorů.

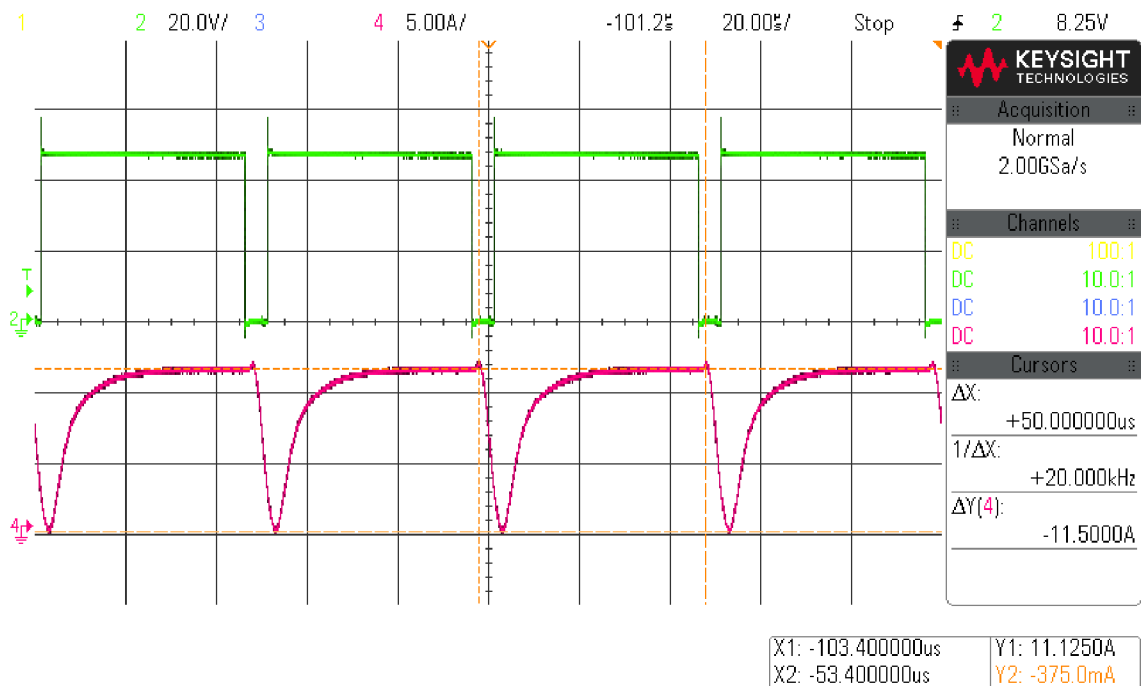


Obr. 3.34: Zjednodušený diagram testovacího programu

Tento algoritmus byl realizován tak, aby umožnil výkonové testování servozesilovače. Jako zátěž byl připojen topný rezistor o velikosti $R_t = 4 \Omega$. Při testech došlo k postupnému zatěžování horního tranzistoru jedné větve a dolního tranzistoru další větve. Tento postup udával tři kombinace spínání a tedy tři stavy zapojení topného odporu. Při testech bylo na silové napájení připojeno 48V a střídá spínání tranzistorů nastavena na 92 %. Větší střída není kvůli nabíjení kondenzátoru pro

horní tranzistor dovolena. Pokud by došlo k překročení této střídy, tranzistor by nebyl dostatečně buzen.

Následující 3.35 ukazuje průběh proudu a napětí na výstupu ze servozesilovače při testování servozesilovače.

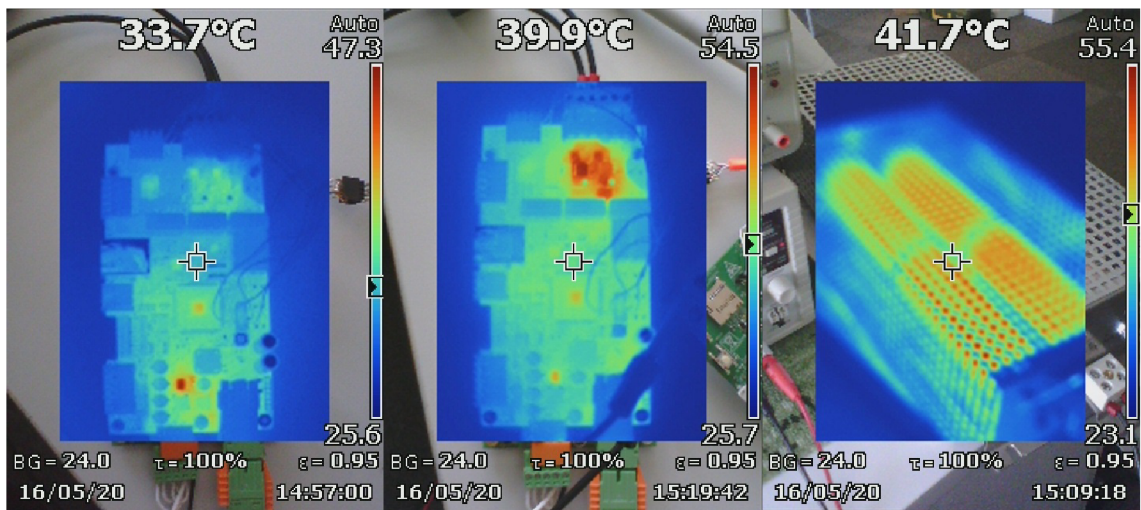


Obr. 3.35: Průběh napětí a proudu na výstupu ze servozesilovače

Výkon na topném odporu lze stanovit podle následující rovnice.

$$P_{vyst} = \frac{U_{ef}^2}{R_t} = \frac{(48 \cdot \sqrt{0,92})^2}{4} = 529,9 \text{ W} \quad (3.12)$$

Pro stanovení příkonu by bylo nutné připočítat ztráty na výkonových součástkách. Při testu nebyl použit chladič a bylo testováno oteplení DPS. Přenášený výkon přibližně odpovídal teoretickému požadovanému výkon, který byl stanoven na začátku vývoje. Následující foto z termokamery ukazuje z levé strany servozesilovače pouze při připojení ovládacím napájení 24 V. Prostřední foto zobrazuje zatěžovaný servozesilovač výše spočítaným výstupním výkonem a foto na pravé straně ukazuje oteplení topného odporu.



Obr. 3.36: Oteplení DPS a topného odporu

Z měření byla odečtena maximální teplota na tranzistorech a to 54,5 °C. Současně víme, že výkon byl přenášen pouze přes dva tranzistory ze dvou větví. Je zřejmé, že s chladičem a při spínání do trojfázové zátěže bude oteplení výrazně menší. Tato skutečnost je dána výběrem tranzistoru s velmi malým odporem $R_{ds,on}$, který může za majoritní ztráty na tranzistoru.

Z měření tedy vyplývá, že servozsilovače může být i dlouhodobě přetěžován, aniž by to ovlivnilo jeho činnost. Lze tedy říct, že byl dodržen vstupní požadavek na výstupní výkon servozsilovače a jeho odolnost proti přetěžování.

4 Deska plošných spojů

Pro vývoj desky plošný spojů (dále jen DPS) bylo použito vývojové prostředí Altium Designer. Při routování jednotlivých signálů a výkonových cest bylo dbáno na odstínění vysokofrekvenčních signálů od signálů analogových. Dále zajištění takové proudové hustoty u silové části, aby nebyla přesáhnuta stanová maximální teplota vodivých spojů. Byla také stanovena izolační vzdálenost u signálů PE a vstupů a výstupů.

4.1 Rozdělení jednotlivých vrstev

Rozložení jednotlivých vrstev DPS má výrazný vliv na vyzařované elektromagnetické rušení do okolí a na vzájemné rušení signálů s různými frekvenčními pracovními oblastmi. Lze proto říct, že rozložení jednotlivých vrstev a způsob jejich spojení ovlivňuje výslednou EMI (elektromagnetickou interferenci) a EMS (elektromagnetickou susceptibilitu).

Zdroje rušení na měniči jsou především spínané zdroje pro napájení řídicí části a výkonové tranzistory. Negativní dopad tohoto rušení byl ponížěn prostřednictvím EMI filtru na vstupu napájení a impulzními polypropylenovými kondenzátory u výkonových tranzistorů. Za použití vhodného dielektrika a designu spojení jednotlivých vrstev je možné tento vliv ještě snížit.

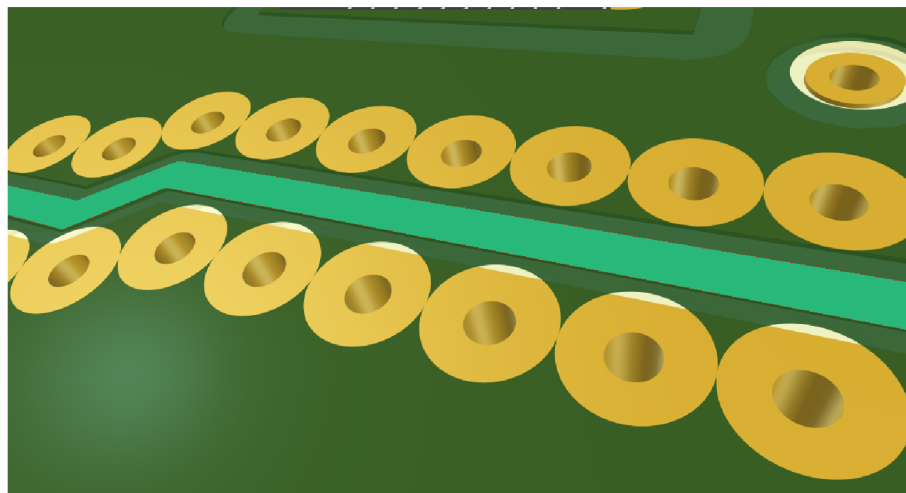
Vzhledem k požadovaným rozměrům a z nich plynoucí hustotě komponent, byla zvolena šesti-vrstvá deska plošných spojů. Vysokofrekvenční signály byly z důvodu jejich odstínění taženy ve vnitřních vrstvách. Výkonová zem je oddělena od signálové země. Jejich spojení je realizováno prostřednictvím nulového odporu, který je umístěn v takové pozici aby hodnota impedance pro impulzní proudy byla co největší. Nízkofrekvenční signály jsou taženy na vrchní a spodní straně vrstvy.

#	Name
	Top Overlay
	Top Solder
1	Top Layer - GND + Nizkofrekvenčni signaly
	Dielectric 1
2	PWR - 3V3 / 15V / 48V
	Dielectric 3
3	PGND + Vysokofrekvenčni signaly
	Dielectric 4
4	GND + Vysokofrekvenčni signaly
	Dielectric 9
5	PWR - 5V
	Dielectric 10
6	Bottom Layer - GND + Nizkofrekvenčni signaly
	Bottom Solder
	Bottom Overlay

Obr. 4.1: Vizualizace složení jednotlivých vrstev DPS

4.1.1 Stínění analogových nízkofrekvenčních signálů

Signály z měření proudu a z čidla zpětné vazby resolveru jsou náchylné na okolní rušení. Jelikož nebylo možné, aby tyto signály nevedly fyzicky blízko zdrojům rušení, bylo nutné je chránit jiným způsobem. Proto bylo použito stínění prostřednictvím prokůvů, které je ilustrováno na 4.2.



Obr. 4.2: Stínění analogového signálu

Rušivé vysokofrekvenční signály se indukují do do stínění z prokůvů a tím je dosaženo vyšší kvality analogového signálu.

4.1.2 Proudovodná dráha výkonové části

V této části je řešena problematika proudové hustoty a oteplení proudových drah výkonových obvodů.

Tloušťka vnější měděné fólie byla z výrobních důvodů stanovena na 18 μm a vnitřní 35 μm . Pro nominální efektivní proud 8,505 A bylo zvolené maximální možné oteplení 20 K. Minimální požadovaný průřez vodiče vychází z normy IPC-D-275. Norma taktěž uvádí rovnici, jejíž výsledkem je maximální proud.??.

Rovnice pro vnější vrstvu:

$$I_{ef,max} = 0,0647(\vartheta^{0,4281}).(S^{0,6732}) \quad (4.1)$$

Rovnice pro vnitřní vrstvu:

$$I_{ef,max} = 0,0150(\vartheta^{0,5453}).(S_{min}^{0,7349}) \quad (4.2)$$

Plocha příčného průřezu S je v jednotkách $mill^2$. Tato plocha bude vyjádřena a do rovnice bude zavedena převodní konstanta na mm^2 .

$$S_{min} = \sqrt[0,6732]{\frac{I_{ef,max}}{0,0647.\vartheta^{0,4281}}} \cdot \frac{1}{1550} \quad (4.3)$$

$$S_{min} = \sqrt[0,6732]{\frac{8,505}{0,0647.10^{0,4281}}} \cdot \frac{1}{1550} = 0,2094 \text{ mm}^2$$

Z této hodnoty pro tloušťku mědi 18 μm vyplývá minimální šířka vodiče 11,64 mm. Vzhledem k omezenému prostoru na DPS nebylo možné tažení takto širokého vodiče v jedné vrstvě a bylo proto přistoupeno k využití i vrstvy vnitřní. Vzhledem k nižší emisivitě vnitřní vrstvy neuvažujeme stejnou proudovou hustotu. Pro obě vrstvy tedy platí, že minimální šířka proudovodných drah je, vzhledem k rozmístění komponent, stanovena na 4mm. Prostřednictvím této hodnoty a znalosti výšky měděné fólie stanovíme průřez a dopočítáme rozložení proudů v jednotlivých vrstvách.

$$S_{min,1} = d.v = 4.10^{-3}.18.10^{-6} = 72.10^{-9}m^2 = 0,072 \text{ mm}^2 \quad (4.4)$$

$$S_{min,2} = d.v = 4.10^{-3}.35.10^{-6} = 140.10^{-9}m = 0,14 mm^2 \quad (4.5)$$

Platí, že součet dovolených proudů musí být větší než maximální proud protékající vodičem ($I_{ef,1} + I_{ef,2} > I_{ef,max}$). Poté bude platit, že skutečné oteplení bude menší než požadované. Číselně dosadíme do rovnic 4.1 a 4.2 a zjistíme zda byla splněna nerovnost.

$$I_{ef,1} = 0,0647(20^{0,4281}).(1550.0,072^{0,6732}) = 5,576 A$$

$$I_{ef,2} = 0,0150(20^{0,5453}).(1550.0,140^{0,7349}) = 4 A$$

$$I_{ef,1} + I_{ef,2} > I_{ef,max} = (4 + 5,576) > 8,505$$

Podmínka proudů byla splněna. Následně byly sestaveny dvě rovnice o dvou neznámých a byl dopočítán proud. Výsledek pro vnější vrstvu byl $I_{ef,1} = 4,953 A$ a pro vnitřní vrstvu $I_{ef,2} = 3,552 A$. V posledním kroku bylo dopočítáno skutečné oteplení.

$$\vartheta = \sqrt[0,4281]{\frac{I_{ef,1}}{0,0647.1550.S^{0,6732}}}$$

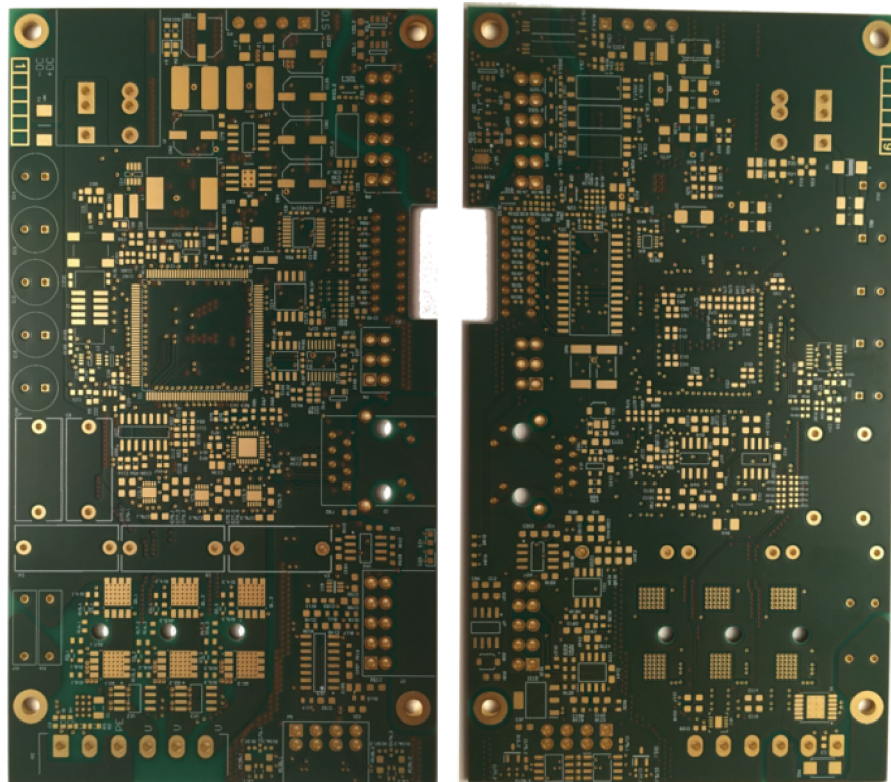
$$\vartheta = \sqrt[0,4281]{\frac{4,953}{0,0647.1550.0,072^{0,6732}}} = 15,16 K$$

Toto oteplení by mělo dosáhnout v obou vrstvách stejných hodnot. Avšak závisí na proudění vzduchu a tepelné vodivost dielektrika. Proto tyto hodnoty lze považovat pouze za orientační a je vhodné uvažovat rezervu alespoň 5 K. V tomto případě je tato podmínka splněna. Vzhledem k přímému spojení s výkonovými tranzistory je zřejmé, že oteplení těchto proudovodných drah bude vyšší. Tento jev alespoň z části kompenzuje použitý hliníkový chladič tranzistorů.

4.1.3 Kompletace servozesilovače

DPS byla osazována ručně. Využita přitom byla technologie pájení horkovzduchem a pomocí hrotu. Nejmenší součástky byly v SMD rezistory a kondenzátory

pouzdrě 0402. Při takto malých rozměrech se výrazně prodlužuje čas potřebný k osazení. Obrázek 4.3 znázorňuje vrchní (nalevo) a spodní stranu (napravo) neosazené DPS.



Obr. 4.3: Foto neosazené DPS

I přes časovou a manuální náročnost je při použití malých pouzder součástek dosaženo maximální redukce rozměrů celého zařízení. Na obrázku 4.4 lze vidět již osazenou DPS i s namontovaným chladičem.



Obr. 4.4: DPS s chladičem na hliníkovém profilu

V posledním kroku je výhodné sestrojít plechový kryt. Ten slouží k ochraně serwozesilovače před zkratem vlivem nečistot či cizích předmětů. Současně je tento kryt spojen se zemí PE a tím je vytvořeno stínění, které omezuje vyzařování rušivých signálů ze serwozesilovače. Kryt zároveň omezuje i průnik rušení z okolí. Obrázek 4.5 ilustruje již hotový zakrytovaný serwozesilovač.



Obr. 4.5: Zakrytovaná výsledná verze serwozesilovače

5 Závěr

Tato diplomová práce se zabývá zvolením základní topologie, návrhem zapojení silové a řídicí části DC/AC měniče, dimenzováním výkonových tranzistorů, návrhem DPS a jejím základním oživením. V diplomové práci byly zároveň popsány základní algoritmy řízení a byl vybrán vhodný typ procesoru od firmy NXP. V neposlední řadě zde byly rozebrány principy obvodů pro měření požadovaných veličin, ochranu servozesilovače, zpětné vazby motorů a komunikaci s PC či řídicí nadřazenou jednotkou.

V první části byly popsány hlavní výhody PMSM motoru, který bude servozesilovačem řízen. Mezi hlavními lze například uvést hladký průběh točivého momentu, nízké ztráty, vysoký účinník a malý moment setrvačnosti. Pro snímání polohy, rychlosti a směru otáčení byly vybrány dvě možnosti zpětné vazby. A to resolver, který generuje spojitou informaci o poloze nebo enkodér, který komunikuje skrze synchronní sériové rozhraní (SSI).

Jako výkonový spínací prvek byl vzhledem k požadovaným parametrům a ceně vybrán MOS-FET TPH3R70APL. Jeho maximální napětí drain-source je $U_{ds} = 100 \text{ V}$, což zaručuje dostatečnou odolnost vůči přepětí způsobené parazitní indukčností obvodu. Na základě parametrů tohoto tranzistoru byl zvolen budič LM5108, který neobsahuje saturační ochranu a není galvanicky oddělen. Přes tranzistor poteče špičkový proud 12,03 A, maximální nominální trvalý proud udávaný výrobcem je 90 A a špičkový proud je 500 A. Tento fakt má dvě výhody: malý odpor kanálu $R_{ds,on}$, a velkou odolnost proti nadproudům vzhledem k nominální hodnotě proudu. Nadproudová ochrana je proto řešena pomocí proudového čidla LEM a komparátorů vyhodnocujících překročení nastavených limitů. Tato ochrana je oproti saturační ochraně budičů pomalejší, ale dostatečná. Celkové ztráty všech tranzistorů jsou $P_{ztr} = 0,5522 \text{ W}$. Z těchto ztrát vychází, že při nominálních hodnotách proudu jsou tranzistory schopny se uchladiť do okolí i bez použití chladiče. Vzhledem k možnému přehřátí z důvodu krátkodobých i dlouhodobých přetěžování bude chladič použit.

Vybraný procesor i.MX RT 1021 bude umožňovat dostatečně rychlou odezvu na regulační zásahy a přesné řízení pomocí snímání měřených hodnot prostřednictvím ADC převodníku s rozlišením 12 bitů. Tento typ procesoru zároveň umožňuje komunikaci prostřednictvím Ethernetu, který byl implementována z důvodu připojení servozesilovače na PC. To umožňuje parametrizaci servozesilovače a sledování stěžejních signálů přes uživatelský program TG GUI. Napěťové úrovně ovládacího napětí jsou 15 V, 5 V a 3,3 V. Algoritmus řízení byl vybrán SVM, který bude pomocí injektáže třetí harmonické umožňovat měnit vychylovací napětí a tím zaručit

plnou hloubku modulace měniče.

Servozesilovač dále obsahuje teplotní ochranu interní i externí (motoru), STO ochranu, ovládání elektromagnetické brzdy motoru a digitální a analogové vstupy a digitální výstupy. Z důvodu poskytnutí základních informací uživateli o provozu či poruše je umožněno připojení LCD displeje, který ovšem nenarušuje integritu servozesilovače.

Při praktickém měření bylo zkoumáno oteplení tranzistorů, které při nominálním příkonu 500 W nepřesáhlo oteplení 54,5 °C. Dále byla ověřena funkce nadproudové ochrany, která dá informaci procesoru při nadproudu přesahujícím 48,1 A. Pro ověření měření analogových veličin (proudu, napětí a teploty) byl napsán jednoduchý kód, který po spuštění indikoval přes sériovou linku na obrazovce počítače korektní hodnoty podle aktuální situace. V dalším kroku byly porovnány data ze simulace a měření zpětné vazby v podobě resolveru. Změřená harmonická funkce pro buzení resolveru měla nezkreslený průběh a amplituda a průběhy výstupních dat měli průběhy a napěťové posuny podle teoretických předpokladů. Následně byl napsán základní zdrojový kód pro zpětnou vazbu přes rozhraní SSI a byly otestovány přijímání datového rámce. V posledním kroku byly oživeny veškeré digitální vstupy a výstupy a analogové vstupy. Zde došlo hlavně ke kontrole limitace napájecího napětí a proudu prostřednictvím elektronické ochrany. Tato ochrana pracuje podle očekávání a realizuje robustnější systém pro přenos informací přes digitální výstupy.

Vývoj tohoto zařízení bude nadále pokračovat a je očekávaná výroba druhé verze, která bude opravovat chyby v návrhu prototypu. Současně bude vyvíjen komplexní program pro řízení synchronních servozesilovačů.

Vybraný procesor a ostatní komponenty se při testech osvědčili a lze říci, že hardwarový návrh servozesilovače byl úspěšný.

Literatura

- [1] KOLÁČNÝ, J. *Elektrické pohony* VUT Brno.
- [2] GIERAS, Jacek F. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, c2010. ISBN 978-1-4200-6440-7.
- [3] KLÍMA, Bohumil. *Střídavé pohony: Pracovní verze* [online]. VUT Brno Dostupné z: <https://www.dropbox.com/s/dgs5oqx xcb7d8et/10MSPO - MMRP.pdf>
- [4] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek II, Měniče bez impulzního transformátoru*, Vysoké učení technické v Brně, Brno 2010, ISBN: 978-80-214-4177-0.
- [5] Vorel P., Patočka M. *Budiče výkonových tranzistorů MOS-FET a IGBT*. Elektronický časopis Elektrevue, www stránky FEKT, VUT Brno, 2004.
- [6] BALOGH, Laszlo. *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits* [online]. 2018, 48 [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ml/slva618a/slva618a.pdf>
- [7] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek III, Výkonové polovodičové spínací součástky*, Vysoké učení technické v Brně, Brno 2014.
- [8] *Application Guide, Snubber Capacitors* [online]. Dostupné z: <https://www.cde.com/resources/catalogs/Ag-Guide-Snubber-Caps.pdf>
- [9] TERMAN, Frederick Emmons. *Radio engineer's handbook*. 1943, 48 [cit. 2020-05-04]. Dostupné z: <https://www.americanradiohistory.com/Archive-Handbooks-Miscellaneous/Radio-Engineer's-Handbook-1.pdf>
- [10] Gopalakrishnan, K.S. Das, S. Narayanan, G. *Analytical expression for RMS DC link capacitor current in a three-level inverter*, IISc Centenary Conference, 2011.
- [11] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek I, Tepelné jevy, činný výkon*, Vysoké učení technické v Brně, Brno 2004, ISBN : 80-214-2742-6.
- [12] NXP Semiconductors. *IMX RT1050 Crossover Processors Data Sheet for Consumer Products: Data Sheet: Technical Data*, [online]. 2019, 109 [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/IMXRT1050CEC.pdf>

- [13] OLMR, Vít. *Sériová linka RS-232*. 2005 [cit. 2020-03-02]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/rozhrani/hw-server-predstavuje-seriova-linka-rs-232.html>
- [14] Anthony Van Herrewege, Dave Singelee, Ingrid Verbauwhede *Protocol for CAN bus*. 2007 [cit. 2020-03-23]. Dostupné z: <https://www.esat.kuleuven.be/cosic/publications/article-2086.pdf>
- [15] MICROCHIP. *Physical Layer Transceiver*. 2017 [cit. 2020-03-06]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/268/00002202B-1112816.pdf>
- [16] LEM. *Current transducer GHS-SME series: Data Sheet: Technical Data* [online]. 2016, , 9 [cit. 2020-01-04]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/product-detail/en/lem-usa-inc/GHS-20-SME/398-1185-1-ND/6709117>
- [17] TG DRIVES, *komplexní dodávky a zprovoznění servopohonů, dodávky řídicích systémů*. [online]. Copyright © [cit. 28.12.2019]. Dostupné z: <https://www.tgdrives.cz/>
- [18] POSITAL, FRABA *IMPLEMENTATION OF SSI MASTER INTERFACE*. 2013 [cit. 2020-04-4]. Dostupné z: <https://www.posital.com/media>
- [19] SHYIOUNG, Lee a Tom LEMLEY. *Comparison of the commutation methods.*, Dostupné z: <https://pdfs.semanticscholar.org/40ac/06d3db0b82242038c2dcd20c433d5d1c74f6.pdf>
- [20] Begh, Mirza, Herzog, Hans-Georg. *Comparison of Field Oriented Control and Direct Torque Control*, 2018.
- [21] *SPACE VECTOR PWM, Switchcraft* [online]. Dostupné z: <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>

Seznam symbolů, veličin a zkratk

PMSM	Permanent magnet synchronous motor
BLDC	Brushless direct current
DPS	Deska plošných spojů
f_r	Horní mezní kmitočet
u_d	Napětí v ose d
u_q	Napětí v ose q
μ_r	Permeabilita permanentních magnetů
L_d	Indukčnost v ose d
L_q	Indukčnost v ose q
M_m	Moment synchronního stroje s hladkým rotorem
R_s	Elektrický odpor statorového vinutí
i_d	Proud v ose d
i_q	Proud v ose q
Ψ_f	Sprážený magnetický tok permanentních magnetů
$u_{va,vb,vc}$	Větвовá napětí
$u_{ab,bc,ca}$	Sdružená napětí
$u_{a,b,c}$	Fázová napětí
$u_{ia,ib,ic}$	Vnitřní indukovaná napětí
$L_{a,b,c}$	Indukčnost statorových vinutí
U_{dc}	Napětí meziobvodu
I_d	Špičkový proud tranzistorem
$I_{d,ef}$	Efektivní proud tranzistorem
Q	Činitel jakosti
R_G	Odpor do gate
ω	úhlová rychlost
W_{on}	Ztrátová energie při zapnutí tranzistoru
W_{off}	Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru
P_{sw}	Spínací ztráty tranzistoru
P_c	Ztráty vedením tranzistoru
$R_{ds,on}$	Odpor ve vodivostním kanále drain-source při sepnutém tranzistoru
P_{rr}	Ztráty na substrátové diodě
Q_{rr}	Náboj PN přechodu substrátové diody
P_{ztr}	Celkový ztrátový výkon na tranzistoru
R_θ	Tepelný odpor
δT	Oteplení