

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce



Řízení synchronního motoru s permanentními magnety

leden 2021

Diplomant: Bc. Marek Janouch

Vedoucí práce: Ing. Pavel Koblíček, Ph.D.

Čestné prohlášení:

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne: 5. 1. 2021

.....

podpis

Poděkování:

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za metodické vedení a mnoho cenných rad při zpracovávání této práce. Také bych chtěl poděkovat Ing. Stanislavu Tomáškoví za všechny poskytnuté informace a věnovaný čas. V neposlední řadě děkuji své rodině a také Janě Esterlové za stálou podporu během celého studia.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Janouch** Jméno: **Marek** Osobní číslo: **457233**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektrické pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Název diplomové práce anglicky:

Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s problematikou řízení synchronního motoru s permanentními magnety.
2. Vytvořte vhodný simulační model motoru a jeho řízení.
3. Zhotovte nezbytný HW pro realizaci pohonu.
4. Vybraný způsob řízení aplikujte na skutečném motoru.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Konghirun, M., Xu, L.: A dq-axis current control technique for fast transient response in vector controlled drive of permanent magnet synchronous motor. The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, Xi'an, China, 2004.
- [2] Hrabovcová, V., Rafajdus, P., Franko, M., Hudák, P.: Meranie a modelovanie elektrických strojov, Žilinská univerzita v Žilíně, 2008.
- [3] Bida, V.M., Samokhvalov, D.V., Al-Mahturi, F.S.: PMSM Vector Control Techniques – a Survey, 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow, Russia, 2015.
- [4] RM0365 Reference manual - STM32F302xB/C/D/E and STM32F302x6/8advanced ARM®-based 32-bit MCUs, STMicroelectronics, Rev. 7, 2017.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Koblíř, Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **13.02.2020** Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

Ing. Pavel Koblíř, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Anotace:

Práce pojednává o různých metodách řízení synchronních motorů s permanentními magnety. Jsou zde vysvětleny jejich principy a vlastnosti. Další části práce se věnují vektorovému řízení skutečného synchronního motoru s permanentními magnety. Je zde popsán simulační model motoru a jeho řízení, následná implementace tohoto řízení do mikroprocesoru a realizace nezbytného rozhraní mezi vývojovou deskou a ostatními komponenty.

Klíčová slova:

Synchronní motor s permanentními magnety, PMSM, vektorové řízení, matematický model, mikroprocesorová regulace

Summary:

This thesis concerns different types of control of permanent magnet synchronous motors. The principles and characteristics are explained here. Next parts of the thesis deals with a field-oriented control of the real permanent magnet synchronous motor. They describe a simulation model of the motor and control, implementation of this control in microprocessor and realization of the necessary interface among the development kit and other components.

Index terms:

Permanent magnet synchronous motor, PMSM, field-oriented control, vector control, mathematical model, microprocessor control

OBSAH

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	10
ÚVOD.....	12
1 SYNCHRONNÍ MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY A JEJICH ŘÍZENÍ.....	13
1.1 KONSTRUKCE A VLASTNOSTI PMSM.....	13
1.2 MATEMATICKÝ MODEL PMSM	16
1.3 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ PMSM	18
1.3.1 <i>Skalární řízení</i>	19
1.3.2 <i>Vektorové způsoby řízení</i>	20
1.3.3 <i>Nové metody řízení</i>	30
2 SIMULAČNÍ MODEL MOTORU A JEHO ŘÍZENÍ	33
2.1 PARAMETRY MOTORU	33
2.2 MODEL POHONU.....	34
2.2.1 <i>Model motoru</i>	34
2.2.2 <i>Model PWM modulátoru a střídače</i>	35
2.2.3 <i>Model řízení</i>	35
2.2.4 <i>Model resolveru a výpočtu polohy a rychlosti rotoru</i>	36
2.2.5 <i>Výsledky simulace</i>	38
3 ROZHRANÍ PRO VÝVOJOVOU DESKU NUCLEO-F302	41
3.1 ÚPRAVA MĚŘICÍCH SIGNÁLŮ.....	42
3.2 ZMĚNA ÚROVNĚ LOGICKÝCH SIGNÁLŮ.....	43
3.3 ÚPRAVA REFERENČNÍHO SIGNÁLU PRO RESOLVER	43
3.4 MATEMATICKÁ ÚPRAVA SIGNÁLŮ Z RESOLVERU	44
3.5 NAPÁJENÍ SOUČÁSTEK	45
3.6 VÝROBA A TESTOVÁNÍ.....	45
4 IMPLEMENTACE ŘÍZENÍ V MIKROPROCESORU STM32F302	46
4.1 AD PŘEVODY.....	46
4.2 PŘERUŠENÍ	47
4.3 GENEROVÁNÍ REFERENČNÍHO SIGNÁLU PRO RESOLVER.....	48
4.4 VÝPOČET ÚHLU NATOČENÍ ROTORU	48
4.5 SPI KOMUNIKACE	49
4.6 VÝPOČET ŘÍZENÍ	50
4.7 GENEROVÁNÍ PWM	51
4.8 OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI	54
ZÁVĚR	59
LITERATURA.....	60
A PŘÍLOHA – MATEMATICKÝ MODEL.....	62
A.1 CELKOVÝ MODEL ŘÍZENÍ	62
A.2 MODEL MOTORU	63

A.3	MODEL STŘÍDAČE A PWM MODULÁTORU.....	64
A.4	MODEL ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ Z RESOLVERU	65
A.5	MODEL RESOLVERU	65
B	PŘÍLOHA – SCHÉMA INTERFACE.....	66
C	PŘÍLOHA – LAYOUT – INTERFACE.....	69
D	PŘÍLOHA – SEZNAM SOUČÁSTEK	70
E	PŘÍLOHA – VÝŇATKY Z POUŽITÝCH MANUÁLŮ.....	74
E.1	VÝŇATEK Z MANUÁLU DA PŘEVODNÍKU AD5452	74
E.2	MANUÁL RESOLVERU	75
F	ELEKTRONICKÉ PŘÍLOHY	76

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ω_s	synchronní úhlová rychlost
PMSM	synchronní motor s permanentními magnety
PM	permanentní magnety
μ_0	permeabilita vakua
X_d	reaktance v ose d
X_q	reaktance v ose q
U	napájecí napětí
U_i	indukované napětí
δ	zátěžný úhel
K	transformační konstanta
ϑ	elektrický úhel natočení rotoru
θ	mechanický úhel natočení rotoru
ω	elektrická úhlová rychlost
Ω	mechanická úhlová rychlost
M_e	vnitřní moment motoru
L_s	indukčnost statoru
p	počet pólpárů
R_s	odpor statorového vinutí
ψ_M	spřažený tok rotoru
ψ_{Mdq}	spřažený tok rotoru v souřadnicích dq
n_s	synchronní otáčky
f	napájecí frekvence
$S_{a,b,c}$	spínací impulzy
DPS	deska plošných spojů

OZ	operační zesilovač
IO	integrovaný obvod
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> – typ sériové komunikace
ARR	<i>Auto-reload register</i> (hodnota, do které čítá timer)
CNT	<i>Counter</i> (hodnota čítače timeru)
DMA	<i>Direct memory access</i>
BDTR	<i>Break and dead-time register</i> (registr timeru pro ovládání pulzů)
MOE	<i>Main output enable</i> (bit pro zapnutí pulzů timeru)

ÚVOD

Synchronní motory s permanentními magnety (PMSM) patří mezi moderní elektrické stroje a jsou velmi oblíbené pro svoji spolehlivost a menší rozměry vzhledem k ostatním typům točivých strojů o stejných výkonech. Jejich širšímu uplatnění dnes také pomáhá lepší dostupnost frekvenčních měničů, které jsou pro provoz těchto strojů nutné.

První část této práce se zabývá základním popisem PMSM, možnostmi uspořádání magnetů a především různými způsoby řízení těchto motorů. Mezi ty nejvýznamnější patří široce používané vektorové řízení, kterému je věnována praktická část této práce.

Cílem praktické části bylo nejprve vytvořit matematický model motoru od firmy UniControls o výkonu 5,78 kW a jeho vektorového řízení. Vytvořený model a jeho výsledky jsou popsány v druhé kapitole této práce. Následně bylo cílem toto řízení implementovat do mikroprocesoru STM32F302R8.

Pro potřebnou informaci o poloze rotoru bylo využito integrovaného resolveru v motoru, kterému se – včetně zpracování jeho signálů – věnovala diplomová práce Ing. Skořepy [1], na kterou je zde navázáno. Použity byly také střídačový modul a modul měření proudů a napětí, které jsou k dispozici v laboratořích katedry.

Aby byla zajištěna komunikace mezi vývojovou deskou procesoru, resolverem a těmito moduly, musel být navržen a zhotoven nezbytný hardware – rozhraní mezi těmito komponenty. To popisuje třetí kapitola.

Poslední kapitola je věnována popisu programu řízení, který byl psán v jazyce C a ve vývojovém prostředí STM32 Cube IDE. Na konci práce jsou uvedeny některé naměřené průběhy získané po oživení celé praktické části práce.

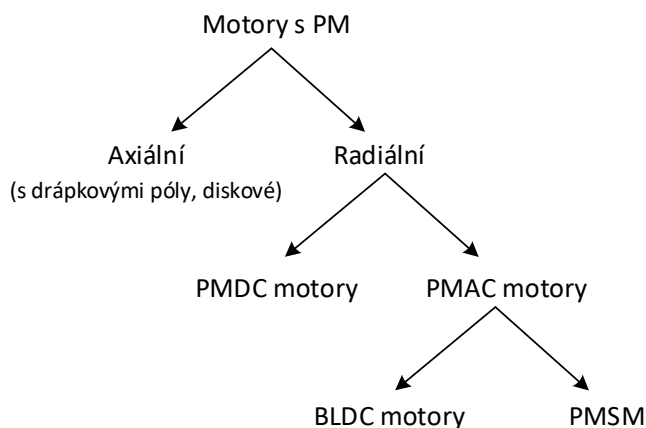
1 SYNCHRONNÍ MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY A JEJICH ŘÍZENÍ

1.1 Konstrukce a vlastnosti PMSM

PMSM jsou střídavé točivé elektrické stroje, které pro buzení využívají místo budicího vinutí permanentní magnety (PM). Patří tak do širší skupiny motorů využívajících permanentní magnety, které se mezi sebou liší svou konstrukcí a je užitečné si je pro správné zařazení určitého motoru přiblížit.

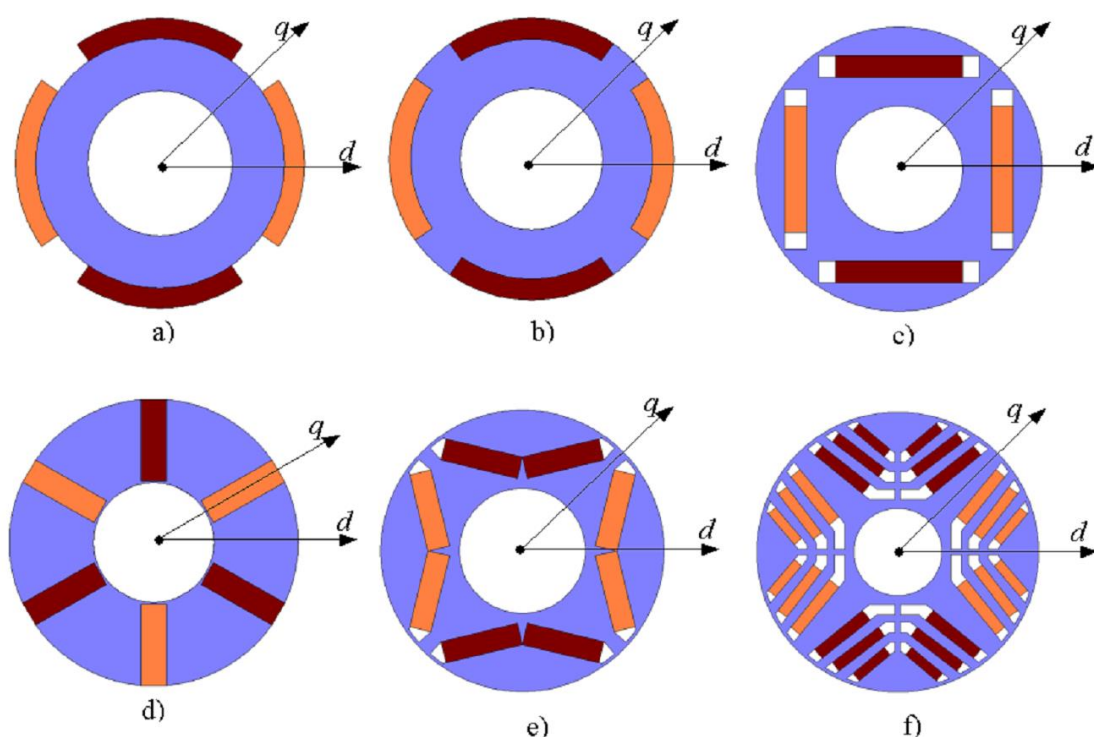
Motory s permanentními magnety můžeme rozdělit na střídavé (PMAC) a stejnosměrné (PMDC) (viz Obr. 1.1). PMDC motory se od klasických stejnosměrných motorů liší pouze nahrazením budicího vinutí permanentními magnety a tedy musí obsahovat komutátor. PMAC motory neobsahují komutátor, a jsou tak svojí konstrukcí poměrně jednoduché. Na rozdíl od PMDC mají permanentní magnety obvykle na rotoru a napětí se indukuje do statorových vinutí. Podle tvaru indukovaného napětí v každé fázi se dále PMAC dělí na motory s lichoběžníkovým a sinusovým napětím. Motory s lichoběžníkovým tvarem indukovaného napětí jsou označovány jako bezkartáčové stejnosměrné motory (BLDC motory) a motory se sinusovým průběhem jako synchronní motory s permanentními magnety (PMSM). [2]

Další podskupinou motorů s permanentními magnety jsou motory s axiálním polem, kam patří motory s drápkovými póly a diskové motory, které jsou pro malý rozměr v axiálním směru také používané. Konstruují se jako komutátorové stejnosměrné motory s diskovou kotvou a s PM na statoru nebo jako synchronní motory s PM na rotoru. [3] [4]



Obr. 1.1 - Dělení motorů s PM

PMSM se dále dělí podle umístění PM na rotoru. Obvyklé možnosti jsou znázorněny na Obr. 1.2. PM mohou být buď umístěny na povrchu rotoru (*surface mounted magnets*, povrchové nebo obvodové magnety), nebo mohou být PM vsazeny do povrchu rotoru (*inset magnets*). Poslední možností je umístění uvnitř rotoru (*buried* nebo *interior magnets*, vnitřní nebo skryté magnety), které je z hlediska výroby jednodušší, protože je možné použít obdélníkové magnety místo obloukových a navíc není nutno řešit odolnost vůči odstředivé síle. [5]

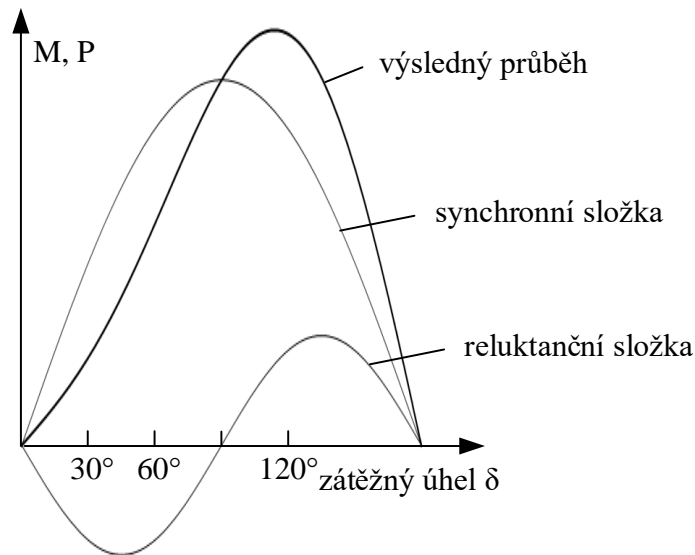


Obr. 1.2 - Nejčastější umístění PM v rotoru a) povrchové (*surface*), b) *inset*, c) vnitřní tangenciální (*buried tangential*), d) vnitřní radiální (*buried radial*), e) vnitřní do V (*buried V*), f) vnitřní vícevrstvé do V (*buried multilayer V*) [5]

Někdy se také používá označení motoru s vyniklými póly či s hladkým rotorem, jako u klasických synchronních strojů. Na první pohled by se mohlo zdát, že povrchové magnety budou tvořit vyniklý pól, ovšem je tomu naopak. Rotor s povrchovými magnety je považován za hladký rotor, protože PM by měly mít v ideálním případě permeabilitu rovnu μ_0 . Ve skutečnosti se hodnota permeability PM mírně liší, ale s dostatečnou přesností lze považovat PM a vzduchovou mezeru za materiály s permeabilitou μ_0 . Naopak motory s vnitřními magnety se chovají jako motory s vyniklými póly, ovšem odlišně od klasických synchronních strojů, protože na rozdíl od nich mají $X_q > X_d$, protože PM umístěný v ose d má o mnoho menší relativní permeabilitu než železo, které vyplňuje mezery na povrchu rotoru mezi PM v ose q. Z výrazu pro moment synchronního stroje s vyniklými póly:

$$M = \frac{3}{\omega_s} \left(\frac{UU_i}{X_d} \sin \delta + U^2 \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin 2\delta \right) \quad (1.1)$$

vyplývá, že jeho část pro reluktanční moment (daná druhým členem výrazu) je v tomto případě záporná pro úhly $\delta = (0; 90^\circ)$ a maximum momentu resp. výkonu leží v oblasti $\delta > 90^\circ$ (viz Obr. 1.3). U klasického synchronního motoru je reluktanční složka při úhlu $\delta = (0; 90^\circ)$ kladná a moment resp. výkon je maximální při $\delta < 90^\circ$. [4]



Obr. 1.3 - Moment PMSM s vnitřními magnety [4]

PM bývají sestaveny z malých segmentů o velikosti desetin až jednotek cm, které jsou přilepeny k rotoru a zpevněny bandážemi a jsou vyráběny nejčastěji ze slitin na bázi prvků NdFeB nebo SmCo, které zajišťují vyšší remanentní magnetickou indukci než běžné feritové magnety (až 1 T u SmCo nebo až 1,25 T u magnetů NdFeB oproti 0,3 T u feritů). Nicméně magnety z materiálů NdFeB, které jsou i levnější, mají nižší životnost (maximálně desítky let) než magnety z SmCo z důvodu koroze. U obou typů těchto speciálních slitin musí být pamatováno na to, že při vyšších teplotách ztrácí magnetické vlastnosti. Maximální provozní teplota tedy musí být omezena (u SmCo na cca 300 °C, u NdFeB cca 100 °C). [6]

PMSM mohou mít také jako klasické synchronní motory v rotoru vinutí nakrátko, které slouží pro rozběh motoru. [10]

Stator tvoří obvykle jako u asynchronních motorů trojfázová vinutí. Existují motory s vnitřním i vnějším rotorem. Statorem se vždy myslí stojící část a rotorem otáčející se část. [6][7]

PMSM byly dříve provozovány spíše v oblasti servopohonů s malými výkony, kde se využívalo jejich dobré dynamiky, ale s rozvojem magnetických materiálů ze speciálních slitin se postupně začaly využívat i v průmyslu a trakci především jako

pomaluběžné regulované pohony o výkonech řádově do stovek kW. A to především proto, že oproti nejvyžívanějším asynchronním motorům mohou mít při stejném dosažitelném momentu díky velké magnetické indukci PM menší rozměry a hmotnost. Proto v aplikacích s nízkými požadovanými otáčkami, kde by pro dosažení akceptovatelných rozměrů motoru musel být použit asynchronní motor s vyššími otáčkami a převodovkou, nabízí PMSM prostorově přívětivější a jednodušší řešení bez převodovky. Kromě toho mají PMSM lepší účinnost (nevyžadují trvalý odběr magnetizačního proudu) a nemají ztráty v rotorovém vinutí, z čehož plyne i nižší odebraný proud při určitém výkonu a také vyšší účinnost. Proto jsou v některých aplikacích ekonomičtější, i když jejich pořizovací cena bývá vyšší. [6][7][8]

Z důvodu velké koncentrace výkonu v malém objemu je u motorů větších výkonů často nutné použít vodní chlazení pro odvod tepla z motoru. Další nevýhodou může být, že PMSM je i ve vypnutém stavu zdrojem magnetického pole. Pokud se hřídel točí, bude se do statorových vinutí indukovat napětí úměrné rychlosti otáčení a maximální otáčky tedy nesmí být překročeny ani ve stavu bez napájení. [6][7]

1.2 Matematický model PMSM

Matematický model PMSM vychází z teorie obecného stroje a využívá jeho rovnice transformované do souřadnic dq (resp. dq0, ale souřadnice 0 se při uvažovaném symetrickém napětí a proudu neuplatní). Vztahná soustava je spojena s rotorem, a proto rotorové veličiny není třeba do dq transformovat. Naopak statorové veličiny (napětí a proudy) je třeba transformovat do souřadnic dq (získáme veličiny i_d, i_q, u_d, u_q) a po výpočtu matematického modelu provést zpětnou transformaci. Transformaci lze provést buď přímo (pomocí Parkovy transformace), nebo nejprve transformovat statorové veličiny do dvouosého systému $\alpha\beta$ spojeného se statorem (získáme $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$) a z něj následně do rotujícího systému dq spojeného s rotorem. Tato možnost bude využita v dalších kapitolách, proto jsou zde tyto transformace uvedeny.

Transformaci z tříosého symetrického systému souřadnic do dvouosého systému spojeného se statorem lze provést podle vztahu:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

a transformaci do rotujícího systému dq spojeného s rotorem podle:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \mathcal{G} & \sin \mathcal{G} \\ -\sin \mathcal{G} & \cos \mathcal{G} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}, \quad (1.3)$$

kde K je transformační konstanta a \mathcal{G} je elektrický úhel natočení rotoru od osy α . Napětí lze transformovat analogicky. [7] [10]

Pokud tedy bude vstupní trojfázové napětí:

$$u_a = U_{\max} \sin \omega_s t, \quad u_b = U_{\max} \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad u_c = U_{\max} \sin \left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right), \quad (1.4)$$

potom po aplikaci transformací (při $K = \frac{2}{3}$) a úpravě bude:

$$u_d = U_{\max} \sin(\omega_s t - \mathcal{G}), \quad u_q = -U_{\max} \cos(\omega_s t - \mathcal{G}). \quad [10] \quad (1.5)$$

Samotný matematický model PMSM tvoří tyto rovnice:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q, \quad (1.6)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_{Mdq}, \quad (1.7)$$

kde R_s je odpor jedné fáze statorového vinutí, L_d, L_q jsou indukčnosti v příslušných osách, ψ_{Mdq} je spřažený tok PM v souřadnicích dq a ω je elektrická úhlová frekvence, dále:

$$M_e = \frac{3}{2} p \left[(L_d i_d + \psi_{Mdq}) i_q - (L_q i_q) i_d \right], \quad (1.8)$$

kde M_e je vnitřní moment motoru, p je počet pólpárů. Dalším vztahem modelu je pohybová rovnice:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (M_e - M_z), \quad (1.9)$$

kde J je moment setrvačnosti, Ω je mechanická úhlová rychlost a M_z je zátěžný moment. Elektrický úhel natočení rotoru pro výpočet transformace lze určit integrací:

$$\mathcal{G} = \int \omega dt, \quad (1.10)$$

a zátěžný úhel rovnicí:

$$\delta = \mathcal{G} - \omega_s t. \quad [10] \quad (1.11)$$

Spřažený tok PM ψ_{Mdq} je konstantní a lze ho změřit při měření naprázdno. Motor roztočíme na jmenovité otáčky ω_N a sledujeme svorkové napětí, které je rovno indukovanému napětí. Proud i_d, i_q jsou ve stavu naprázdno nulové, stejně tak zátěžný úhel δ . S použitím rovnic (1.5), (1.7) a (1.11) je pak tok dán vztahem:

$$\psi_{Mdq} = \frac{U_{\max}}{\omega_N}. \quad [10] \quad (1.12)$$

Zpětnou transformaci ze souřadnic dq do $\alpha\beta$ a následně do symetrického trojfázového systému lze provést podle rovnic:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}, \quad (1.13)$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \cdot [9] \quad (1.14)$$

1.3 Způsoby řízení PMSM

Z konstrukce motoru vyplývá, že při připojení ke střídavé síti je rozběh možný pouze s vinutím nakrátko. Jedná se pak o asynchronní rozběh, který těsně před dosažením synchronních otáček, které jsou dány:

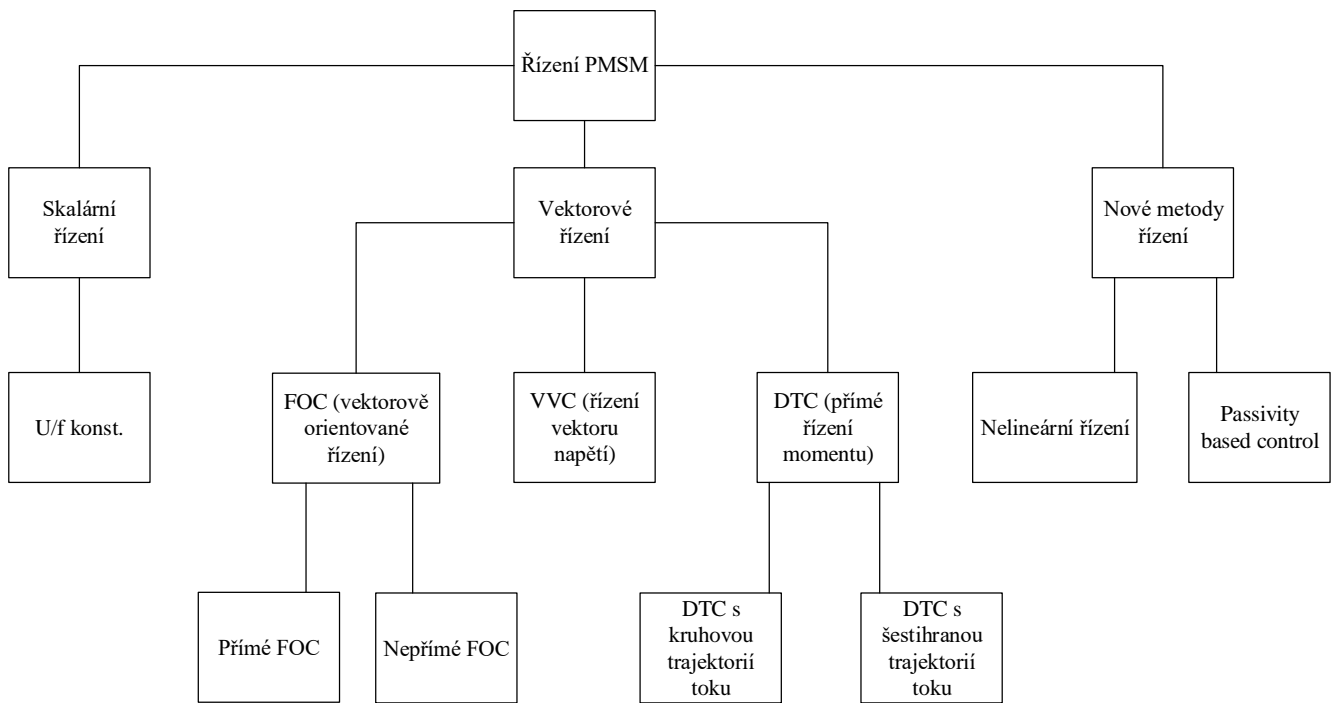
$$n_s = \frac{60f}{p}, \quad (1.15)$$

kde f je frekvence napájecí sítě, přejde v synchronní provoz se synchronními otáčkami n_s . [7][10]

V naprosté většině aplikací je však nutné či výhodnější motor napájet ze střídače nebo frekvenčního měniče a otáčky řídit změnou frekvence napájecího napětí. Metody frekvenčního řízení lze různě klasifikovat a literatura není v tomto ohledu jednotná. Metody mohou být rozděleny například podle Obr. 1.4. Uvedené způsoby řízení jsou dále blíže popsány.

Vlastnosti jednotlivých metod bývají sledovány především v těchto aspektech [3][7]:

- rychlost odezvy toku a momentu,
- maximální moment v určitém rychlostním rozsahu,
- spínací frekvence (konstantní nebo proměnná),
- zvlnění toku a momentu,
- přizpůsobení změnám parametrů,
- potřeba senzorů.



Obr. 1.4 - Dělení způsobů řízení PMSM [3][12]

1.3.1 Skalární řízení

Skalární řízení pracuje pouze s frekvencemi a velikostmi prostorových vektorů proudu, napětí a toku, nikoliv s jejich úhly. Proto má tento název. Toto řízení je specifické udržováním konstantního poměru mezi napájecí frekvencí a velikostí napětí nebo proudu. [3][11]

Ve většině případů je udržován konstantní poměr frekvence a napětí, podobně jako u asynchronních motorů. Konstantní poměr je dán požadavkem na konstantní statorový tok, aby bylo dosaženo jmenovitého poměru mezi momentem a odebíraným proudem v celém rozsahu otáček. Proud a moment ale řízeny nejsou. Při nízkých otáčkách je třeba zvýšit napětí a porušit konstantní poměr, aby byl kompenzován úbytek napětí na odporu vinutí. Při vyšších otáčkách lze většinou tento úbytek zanedbat. Po dosažení maximálního napětí lze zvyšovat frekvenci, napětí přitom zůstává konstantní a motor je odbuzován. [2][8][11]

Pro řízení s $\frac{U}{f} = \text{konst.}$ je platné schéma na Obr. 1.5. Požadovaná elektrická

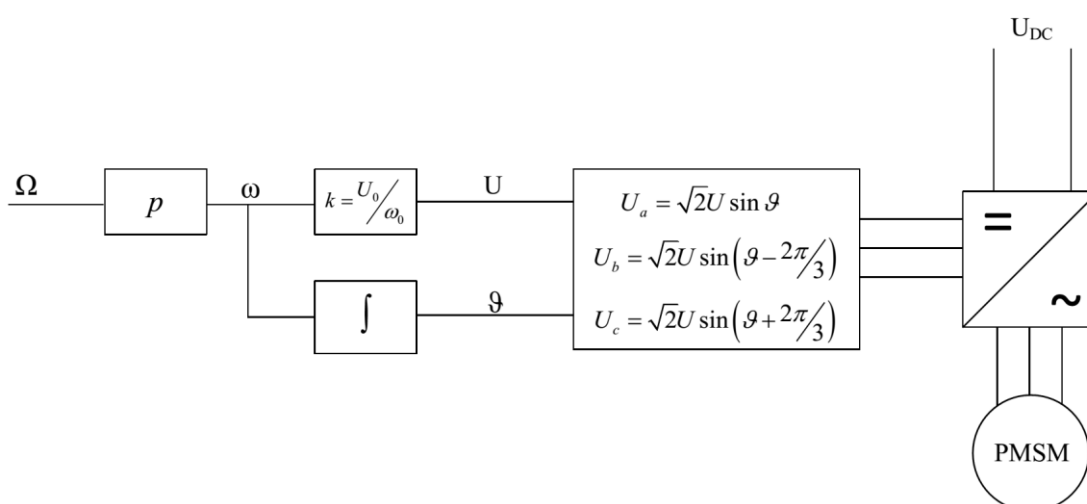
úhlová rychlost ω je určena z žádané mechanické rychlosti Ω a následně je vypočteno napětí U dle daného poměru. Úhel napájecího napětí θ je určen integrací požadované úhlové rychlosti ω (případně může být určen pomocí senzoru polohy rotoru). Pro vytvoření sinusových průběhů napětí střídačem se používá PWM. [11]

Tato metoda může pracovat bez senzorů s otevřenou řídicí smyčkou, je jednoduchá na implementaci a má malé nároky na výpočetní výkon hardwaru. Z této jednoduchosti

však plynou i významné nevýhody. [11]

Největší nevýhodou je nestabilita po aplikaci napájecího napětí či proudu o určité frekvenci. Aby se motor dostal do synchronismu, musí mít na rotoru vinutí nakrátko (tlumicí vinutí), které zajistí změnu otáček během přechodného děje (podobně jako při asynchronním rozběhu) nebo musí být řízení vybaveno přídatnou stabilizační smyčkou např. pracující s odchylkou rychlosti rotoru. Tlumicí vinutí ale omezuje možnosti při konstrukci rotoru a stabilizační smyčka komplikuje implementaci řízení a vyžaduje použití senzorů. [3][11]

Z výše popsaného plyne také nízká dynamika tohoto způsobu řízení, a proto se používá v aplikacích, kde se rychlost otáčení často nemění, např. pro ventilátory nebo sprádací stroje, kde se využívá stejných synchronních otáček několika paralelně zapojených motorů. [8][11]



Obr. 1.5 - Schéma skalárního řízení PMSM [11]

1.3.2 Vektorové způsoby řízení

Tyto způsoby řízení pracují nejen s velikostmi prostorových vektorů, ale také s jejich okamžitými pozicemi, které se snaží řídit a tím řídit moment, tok a otáčky motoru.

Někdy se termín vektorové řízení používá přímo pro FOC, například když je třeba jej odlišit od DTC. Nicméně i DTC pracuje s prostorovými vektory a proto je možné tento pojem chápat v širším významu. Do této kategorie pak spadají všechny různé druhy DTC, FOC a VVC, což jsou nejpoužívanější způsoby řízení PMSM.

1.3.2.1 Vektorově orientované řízení (FOC)

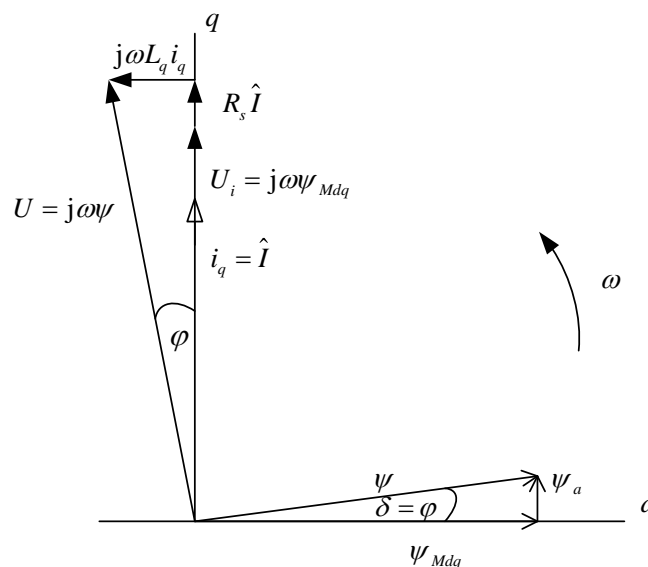
FOC je dobře známo z problematiky řízení asynchronních motorů a vychází z představy, že statorový proud můžeme rozložit na dvě složky – tokotvornou svázanou

se spřaženým magnetickým tokem a momentotvornou svázanou s momentem motoru. Motor lze potom řídit podobně jako stejnosměrný cize buzený motor a dosáhnout dobré dynamiky. Regulovány jsou složky statorového proudu transformovaného do systému dq, které jsou v ustáleném stavu stejnosměrné. Řízení musí být orientované na některý prostorový vektor proudu nebo toku. Orientace znamená, že reálná osa souřadnicového systému dq je položena ve směru tohoto vektoru. Potom je imaginární složka tohoto vektoru nulová. Velmi často bývá řízení orientováno na rotorový tok. V tomto případě totiž zhruba platí, že jedna složka vektoru proudu je úměrná toku a druhá momentu stroje. [3][13]

Pro dosažení maximálního momentu při minimálním proudu je motor řízen tak, že tokotvorná složka proudu je $i_d = 0$ a momentotvorná $i_q = I$. Moment je v tomto případě roven (pokud $K = \frac{2}{3}$):

$$M_e = \frac{3}{2} p \psi_{Mdq} i_q . \quad (1.16)$$

Tento případ lze sledovat ve fázorovém diagramu na Obr. 1.6. Spřažené toky rotoru ψ_{Mdq} a statorového vinutí ψ_a jsou na sebe kolmé podobně jako u stejnosměrných motorů a jejich součtem je celkový tok motoru. Dále z diagramu vyplývá, že fázový posun mezi napětím a proudem φ je roven zátěžnému úhlu δ . Tyto úhly jsou u motorů s magnety na povrchu rotoru poměrně malé kvůli velké efektivní vzduchové mezeře a z toho vyplývají malé velikosti ψ_a , proto je FOC pro tyto motory velmi vhodné. Takto je možno motor řídit v oblasti konstantního momentu. Při zvyšování rychlosti ω se zvyšuje i napětí U . Když střídač již není schopen dodat vyšší napětí $U = j\omega\psi$, je třeba pro další zvyšování rychlosti motor odbudít, čímž klesá moment. [8]

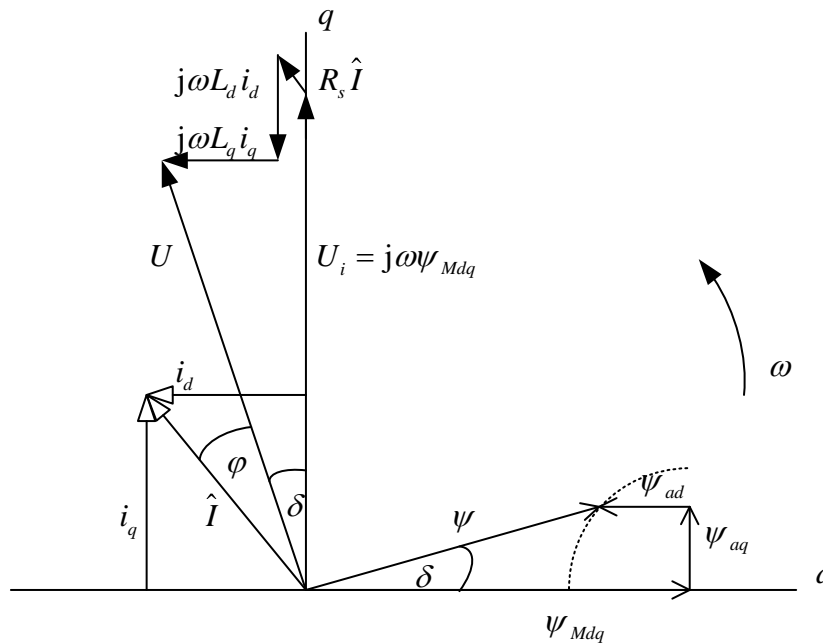


Obr. 1.6 - Fázorový diagram vektorového řízení FOC [8]

Odbuzování lze u PMSM provést nepřímo zavedením složky $i_d < 0$. Fázorový diagram při odbuzování je na Obr. 1.7. Je vidět, že při natočení fázoru proudu a zavedení složky i_d je zavedena i příslušná složka magnetického toku statorového vinutí $\psi_{ad} = L_d i_d$. Pokud zůstala velikost proudu \hat{I} při natočení stejná, musí se navíc snížit ψ_{aq} . Výsledný tok v motoru ψ se tedy sníží. [8]

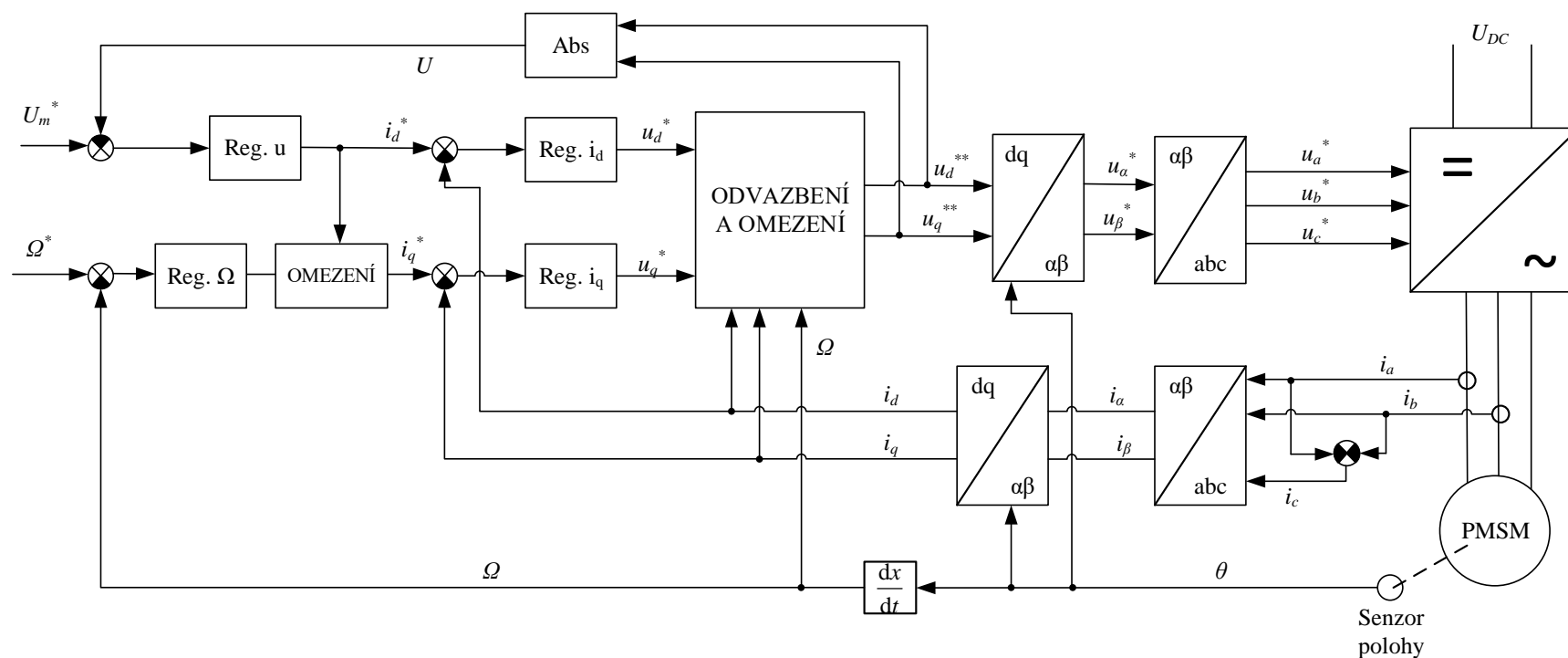
Například pokud uvažujeme motor s magnety umístěnými na povrchu rotoru, platí $L_d = L_q = L_s$ a vektor $\psi_a = \psi_{ad} + \psi_{aq}$ se bude při postupném odbuzování pohybovat po kružnici (v diagramu vyznačeno čárkovaně). Jelikož indukčnost je zejména u tohoto typu konstrukce motoru malá, je nutné zavést velký proud i_d , nicméně velikost proudu \hat{I} je omezena a tím je omezena i složka $|i_d| = \sqrt{\hat{I}^2 - |i_q|^2}$. Nepřímo odbudit motor tedy lze pouze omezeně a rozsah odbuzování je dán především indukčností L_d .

Je dobré si uvědomit, že buzení PM je konstantní a s nárůstem rychlosti ω se také zvyšuje indukované napětí U_i , což vede ke kapacitnímu účinníku. [8]



Obr. 1.7 - Fázorový diagram FOC při odbuzování [8]

Regulační schéma pak může vypadat jako na Obr. 1.8. O regulaci obou složek proudu se starají regulátory, nejčastěji typu PI. Akčními veličinami jsou složky napájecího napětí u_d^* a u_q^* . Žádaná hodnota i_q^* může být výstupem regulátoru úhlové rychlosti nebo polohy nebo zadána uživatelem. Její hodnota je kladná pro motorický režim a záporná pro rekuperaci. Žádaná hodnota i_d^* je určena regulátorem napětí, který porovnává žádanou velikost napětí $U^{**} = \sqrt{u_d^{**2} + u_q^{**2}}$ se zadanou velikostí napětí. Pokud je U^{**} menší než hodnota U_m^* je nastaven proud $i_d^* = 0$. V druhém případě je zadán nenulový demagnetizační proud $i_d^* < 0$. Statorové vinutí je dimenzováno na určitou maximální hodnotu proudu, proto je ve schématu blok omezení, který omezuje velikost proudu výpočtem maximální hodnoty i_q^* pomocí Pythagorovy věty. Vypočtené hodnoty napětí musí být transformovány zpět do systému os spojených se státorem, tak aby bylo možné pomocí PWM tato napětí vytvořit střídačem. Naopak měřené proudy pro regulaci musí být transformovány do systému dq. Pro výpočet rychlosti Ω a úhlu natočení rotoru θ pro výpočet transformací je zde zakreslen senzor polohy rotoru. [8] [14]



Obr. 1.8 - Schéma vektorového řízení FOC PMSM [8][14]

Ve schématu je ještě blok od vazbení a omezení. Omezení velikosti napětí je nutné, aby nebylo požadováno vyšší napětí, než je schopen dodat zdroj a lze jej realizovat podobně jako omezení proudu. Od vazbení pomáhá lépe oddělit momentotvornou a tokotvornou složku. Z rovnice (1.6) je vidět, že napětí u_d je závislé nejen na proudu i_d , ale i i_q . Pro eliminaci této vazby a lepší přesnost regulace je možné od u_d^* jako akční veličiny odečíst příslušný člen rovnice (1.6):

$$u_d^{**} = u_d^* - \omega L_q i_q . \quad (1.17)$$

Momentotvornou složku lze od vazbit analogicky [14][15]:

$$u_q^{**} = u_q^* + \omega L_d i_d + \omega \psi_{Mdq} . \quad (1.18)$$

Používaná FOC se mohou v některých částech lišit, ale práce se složkami proudu a transformace souřadnic zůstávají společné. Lze vytvořit řízení se senzorem polohy (přímé FOC) i bez něj (nepřímé FOC). Potom musí být rychlost a poloha rotoru odhadovány například pomocí MRAS (*model reference adaptive system*). Ten ale potřebuje navíc nějakým způsobem měřit kromě proudů i napětí. Se senzorem je řízení jednodušší a přesnější, bohužel však většinou dražší, méně spolehlivé a v některých aplikacích problematické z prostorových či jiných důvodů.

Různě řešena může být také regulace. Kromě klasických PI regulátorů může být použita například prediktivní regulace (MPC). Ta je založena na modelu celého řízeného procesu, který je neustále identifikován podle naměřených dat a který se používá k predikci budoucího chování procesu při aktuálních vstupních veličinách, optimalizaci a výpočtu hodnoty akční veličiny. Dále existují i regulátory na principu fuzzy logiky (*fuzzy logic controller*) nebo klouzavého řízení (*sliding mode controller*).

Tyto moderní alternativy PI regulátoru jsou efektivnější a jsou odolnější vůči změnám parametrů systému a rušení. Právě náchylnost řízení na změny parametrů a složitost výpočtů jsou hlavní nevýhody FOC. Jinak je FOC považováno za velmi přesný a univerzální způsob řízení PMSM. [12][16]

1.3.2.2 Voltage Vector Control Plus (VVC+)

VVC+ je způsob řízení původně asynchronních motorů firmy Danfoss, který je jednodušší než FOC, ale nabízí lepší dynamiku než skalární řízení. Nyní je tento způsob řízení nabízen i pro motory s permanentními magnety. Vzhledem k tomu, že byl vyvinut soukromou společností a je poměrně nový, není o něm v literatuře mnoho informací.

VVC+ pracuje s prostorovým vektorem napětí, který je vytvořen střídačem pomocí modulace prostorového vektoru. Velikost a úhel vektoru jsou výstupy ze zjednodušeného modelu motoru v ustáleném stavu. Pro stabilitu řízení při přechodných dějích jsou měřeny napájecí proudy, transformovány do souřadnic dq a vyhodnocovány změny výkonu. Stabilitu dále zlepšuje regulátor tokotvorné složky proudu, který kompenzuje nepřesnosti parametrů motoru v modelu dané například oteplením vinutí motoru. [3]

Aby byl správný chod zajištěn i po výpadku napájecího napětí nebo po zapnutí točícího se motoru, kdy je nezbytná informace o absolutní poloze rotoru pro restart střídače, je v řízení naprogramován tzv. *flystart*. Jedná se o algoritmus zjišťování polohy rotoru, který na krátkou dobu (řádově stovky μs) vynutí sepnutí nulového vektoru napětí. Po tuto dobu jsou měřeny proudy a ze zjištěné polohy vektoru proudu je určena poloha rotoru a rychlost otáčení. [3]

Výhodou tohoto řízení je absence senzoru otáček a jednodušší výpočty než v případě FOC. VVC+ používá pouze regulátor tokotvorné složky proudu a je odolnější na změny parametrů než FOC. Nevýhodou je velké zvlnění momentu a vysoké překmity, což znemožňuje použití tohoto řízení v některých aplikacích vyžadujících přesnost. [3][12]

1.3.2.3 Přímé řízení momentu (DTC)

Další možný způsob řízení PMSM je přímé řízení momentu často využívané pro řízení asynchronních motorů. To podobně jako FOC řídí odděleně tok a moment stroje, ale jiným způsobem a je orientováno na statorový tok, jehož velikost udržuje v určitém tolerančním pásmu. Změnou polohy vektoru toku řídí moment motoru.

Tok je možné řídit pomocí statorového napětí, jelikož podle rovnice:

$$\frac{d\psi}{dt} = u - R_s \hat{i} , \quad (1.19)$$

kde ψ je prostorový vektor toku, u je prostorový vektor napětí a \hat{i} je prostorový vektor proudu, je při zanedbání statorového odporu změna toku úměrná velikosti napětí.

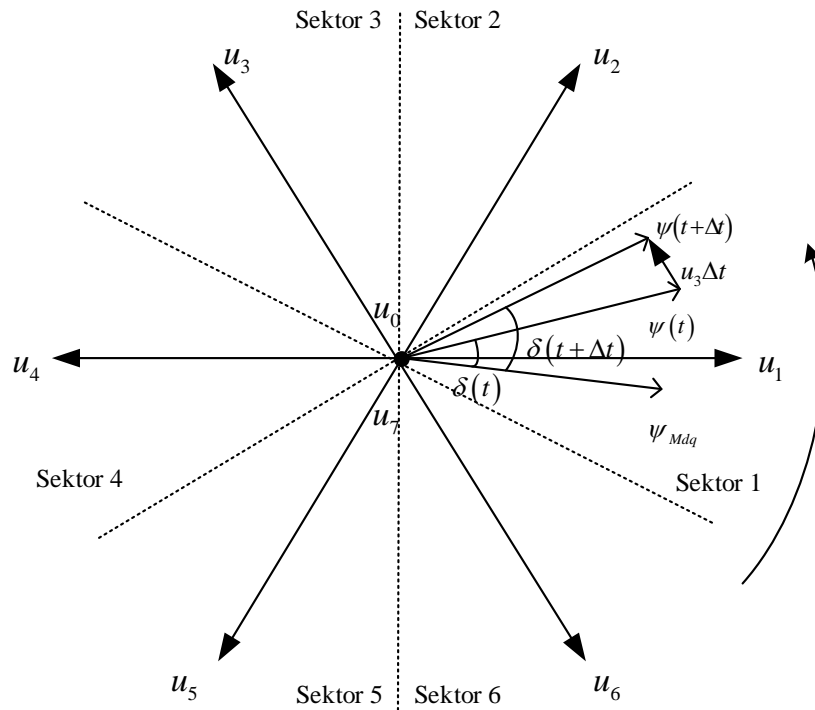
Moment lze vyjádřit zjednodušeně také takto:

$$M \sim \left| \psi \right| \left| \psi_{Mdq} \right| \sin \delta . \quad (1.20)$$

Posunutím vektoru toku ψ oproti ψ_{Mdq} lze tedy měnit úhel δ a tím i moment stroje. [17]

Při uvažování klasického dvouúrovňového střídače lze vytvořit šest aktivních a dva pasivní vektory napětí, kterými lze tok a moment řídit. Ty jsou vidět na Obr. 1.9, v němž je znázorněn i příklad sepnutí spínačů měniče odpovídajících vektoru u_3 při určité poloze vektorů toků. Pokud je tato kombinace sepnuta po dobu Δt , vektor toku se posune do polohy $\psi(t + \Delta t)$, přičemž se mírně sníží jeho velikost. Za předpokladu, že čas Δt je velmi krátký a pootočení rotoru lze zanedbat, zvýší se úhel mezi toky na $\delta(t + \Delta t)$ a tím se zvýší moment. Sepnutím různých vektorů lze zvyšovat nebo snižovat tok ψ a moment. K určení správného vektoru slouží spínací tabulka (Obr. 1.10), která kromě požadavku na tok a moment musí brát v úvahu sektor, ve kterém se tok právě nachází. Sektorů je stejně jako napěťových vektorů šest a jejich hranice jsou v Obr. 1.9

vyznačeny čárkovaně. V každém sektoru se používají čtyři aktivní vektory napětí a dva pasivní. Pasivní vektory se použijí, pokud není třeba moment zvyšovat ani snižovat. Vektory rovnoběžné s osou sektoru se nepoužívají, vedly by k vysoké spínací frekvenci. Řízení podle této tabulky se nazývá Takahashiho metoda a vektor toku se pohybuje přibližně po kružnici. [17][18]

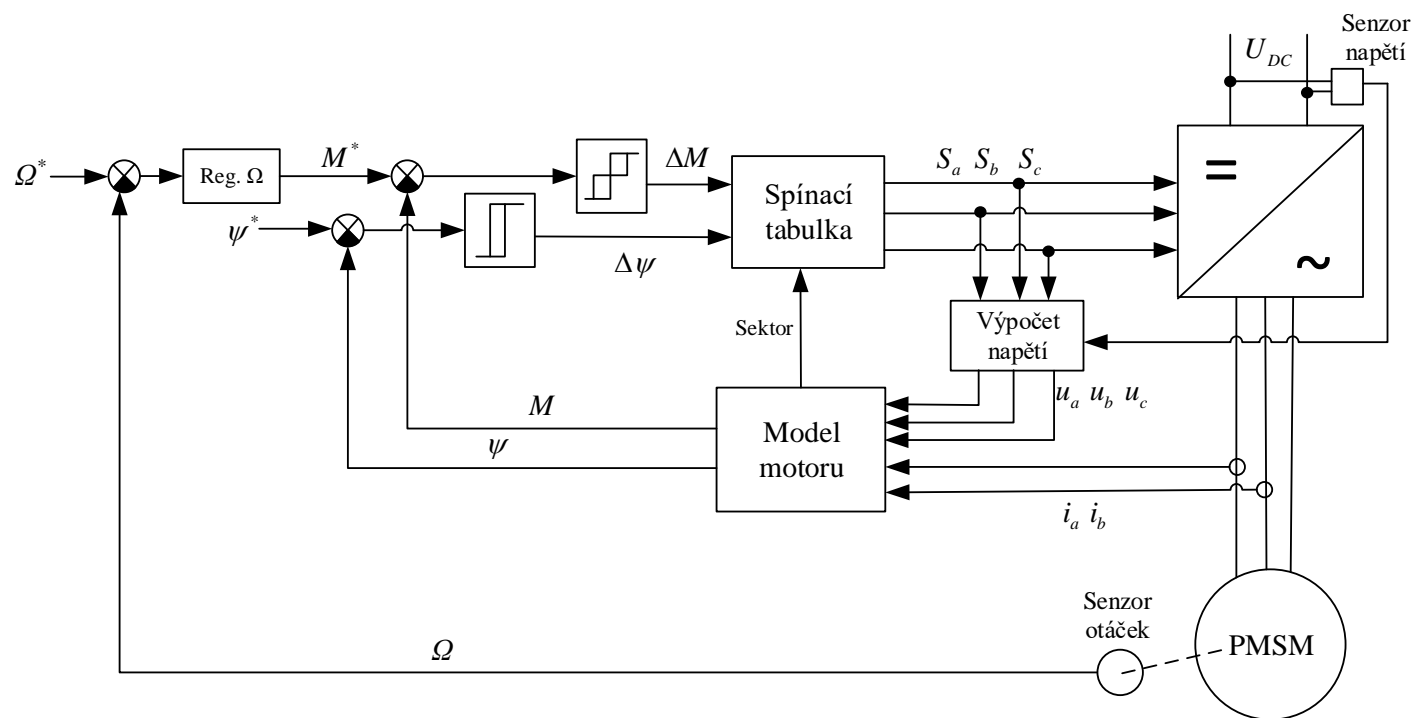


Obr. 1.9 - Vektory napětí dvouúrovňového střídače a příklad řízení toku podle Takahashiho

Kromě Takahashiho způsobu existuje ještě Dpenbrockova metoda, která pracuje s jinak rozdělenými sektory a v každém z nich využívá pouze dvou aktivních a dvou pasivních vektorů napětí. Vektor toku se pak pohybuje po šestiúhelníku. [17]

$d\psi$	0			1		
dM	1	0	-1	1	0	-1
sek. 1	u_3	u_0	u_5	u_2	u_7	u_6
sek. 2	u_4	u_7	u_6	u_3	u_0	u_1
sek. 3	u_5	u_0	u_1	u_4	u_7	u_2
sek. 4	u_6	u_7	u_2	u_5	u_0	u_3
sek. 5	u_1	u_0	u_3	u_6	u_7	u_4
sek. 6	u_2	u_7	u_4	u_1	u_0	u_5

Obr. 1.10 - Spínací tabulka - Takahashiho metoda [17]



Obr. 1.11 - Schéma přímého řízení momentu – Takahashi [18]

Kromě výše popsané spínací tabulky a střídače napájecího PMSM obsahuje řídicí schéma dva hysterezní regulátory, které určují, zda se mají tok a moment zvyšovat nebo snižovat (viz Obr. 1.11). Momentový regulátor má navíc středovou polohu, kdy se spínají pasivní vektory. Požadovaný moment M^* je výstupem z regulátoru otáček, což je obvykle PI regulátor. Model motoru slouží k určení skutečných hodnot regulovaných veličin a určení sektoru. Proto jsou měřeny napájecí proudy a počítána napětí ze spínacích impulsů a napětí meziobvodu.

Model pak sestává z těchto rovnic v souřadnicích $\alpha\beta$ při $K = \frac{2}{3}$:

$$\psi_\alpha = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \quad (1.21)$$

$$\psi_\beta = \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \quad (1.22)$$

$$\psi = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (1.23)$$

$$M = \frac{3}{2} p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (1.24)$$

$$\mathcal{G}_\psi = \arctan\left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}\right) \quad (1.25)$$

\mathcal{G}_ψ je úhel natočení vektoru ψ vůči ose α , který určuje sektor, ve kterém se tento vektor nachází. [19]

Nutno dodat, že existují i jiná schémata DTC, která se liší od Obr. 1.11. Například může být použit jiný model motoru nebo Depenbrockova metoda řízení atd. Potom se může lišit i potřeba různých senzorů pro dané řízení.

DTC se vyznačuje vysokou dynamikou a relativní jednoduchostí regulátorů a celkového schématu oproti FOC. Další výhodou je malá závislost na změně parametrů motoru. Hardwarová implementace tedy bývá oproti FOC jednodušší. To je dané například absencí PWM nebo také tím, že se nepracuje s transformacemi vektorů do dq souřadnic. Proto také obecně pro DTC není nutný senzor polohy rotoru. Informace o poloze rotoru je však vyžadována u PMSM při rozběhu.

Nevýhodou DTC je pak proměnná spínací frekvence, která může v některých aplikacích způsobovat rušení. Oproti jiným metodám řízení způsobuje DTC poměrně velké zvlnění momentu, proudu a toku v ustáleném stavu a to hlavně v nízkých otáčkách, při kterých je někdy nutné použít jiný typ řízení. Tyto problémy tedy vylučují použití v aplikacích požadujících přesnost.

Nevýhody se snaží překonat DTC využívající modulaci prostorového vektoru (SVM – *Space Vector Modulation*). Ta pracuje s neproměnnou spínací frekvencí a průběhy veličin v ustáleném stavu jsou hladší. [12][17]

Určit správný vektor napětí lze analýzou vektorů v nerotujících souřadnicích během jedné spínací periody (Obr. 1.12). Potom získáme tyto rovnice:

$$u_{\alpha ref} = \frac{\psi^* \cos(\mathcal{G} + \Delta\mathcal{G}) - \psi \cos \mathcal{G}}{T} + R_s i_\alpha, \quad (1.26)$$

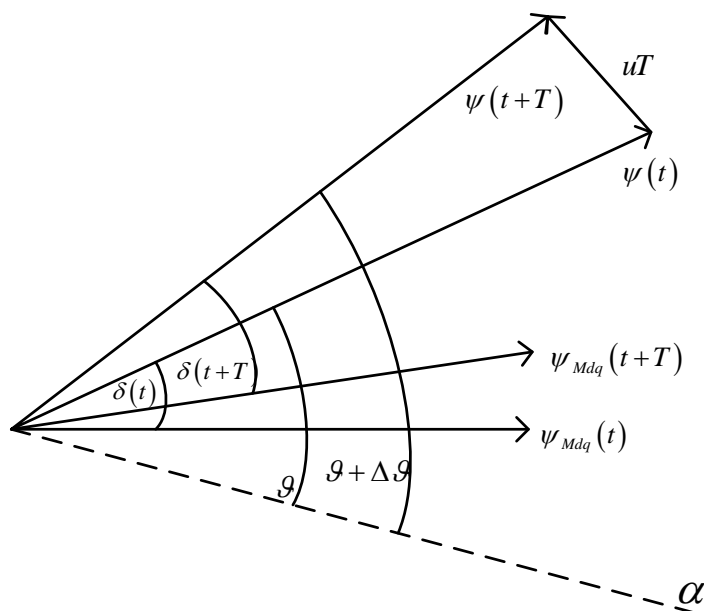
$$u_{\beta ref} = \frac{\psi^* \sin(\mathcal{G} + \Delta\mathcal{G}) - \psi \sin \mathcal{G}}{T} + R_s i_\beta, \quad (1.27)$$

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_r + \delta(t+T) - \delta(t), \quad (1.28)$$

$$\Delta\vartheta_r = \omega T, \quad (1.29)$$

$$\delta = \arcsin\left(\frac{2M_e L_s}{3p\psi\psi_{Mdq}}\right), \quad (1.30)$$

$u_{\alpha ref}, u_{\beta ref}$ jsou složky vypočteného vektoru napětí, ψ^* je požadovaná velikost toku, ϑ je úhel mezi tokem a souřadnicí α (viz Obr. 1.12), T je spínací perioda. [20]

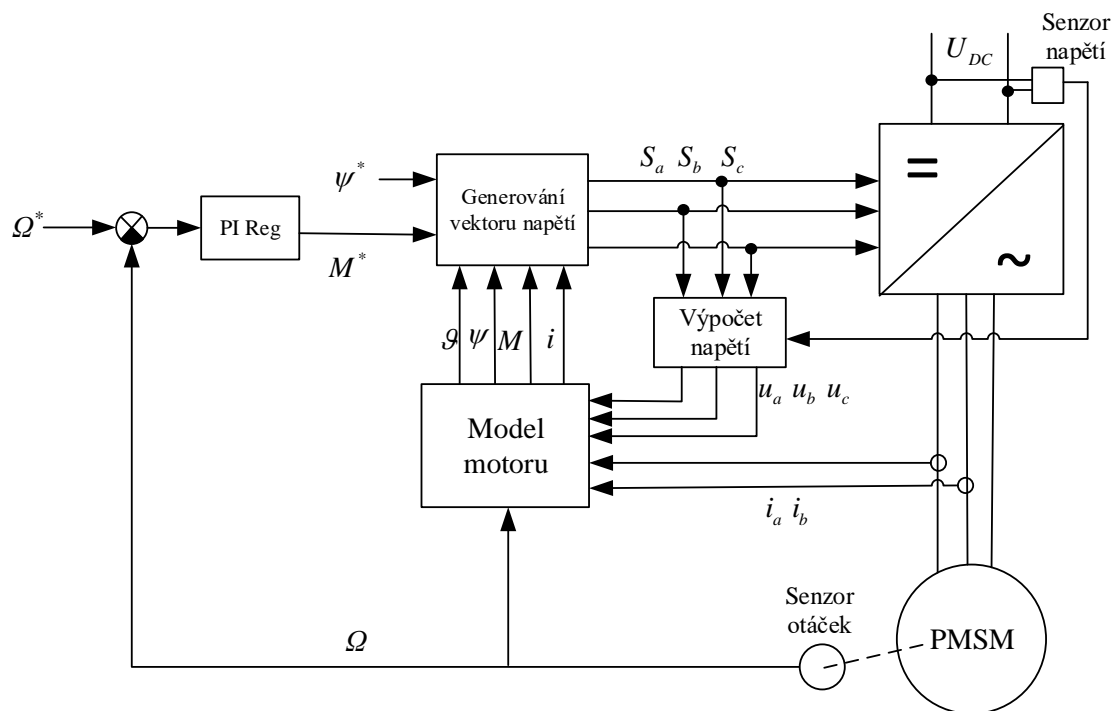


Obr. 1.12 - Znáornění výpočtu napětí DTC – SVM [20]

Blokové schéma odpovídající tomuto řízení je na Obr. 1.13.

DTC s SVM lze realizovat i pomocí výpočtu vektoru napětí v dq souřadnicích, nicméně objem výpočtů je větší a blokové schéma složitější. Regulátor momentu ve schématech s SVM již není hysterezní, ale obvykle typu PI nebo lze použít jiné alternativní regulátory podobně jako u FOC.

Ani DTC s SVM, které má stále dobrou dynamiku, však není vhodné pro přesné řízení. [20][21]



Obr. 1.13 - Blokové schéma DTC – SVM [20]

1.3.3 Nové metody řízení

Kromě tradičních způsobů řízení popsaných výše existují ještě novější typy, které nejsou tak hojně používané. Může jít o použití různých regulátorů v rámci schémat FOC nebo DTC (jak bylo naznačeno na konci kapitoly 1.3.2.1), ale i nových schémat založených na jiných principech. Dvě z nich zde stručně popíši.

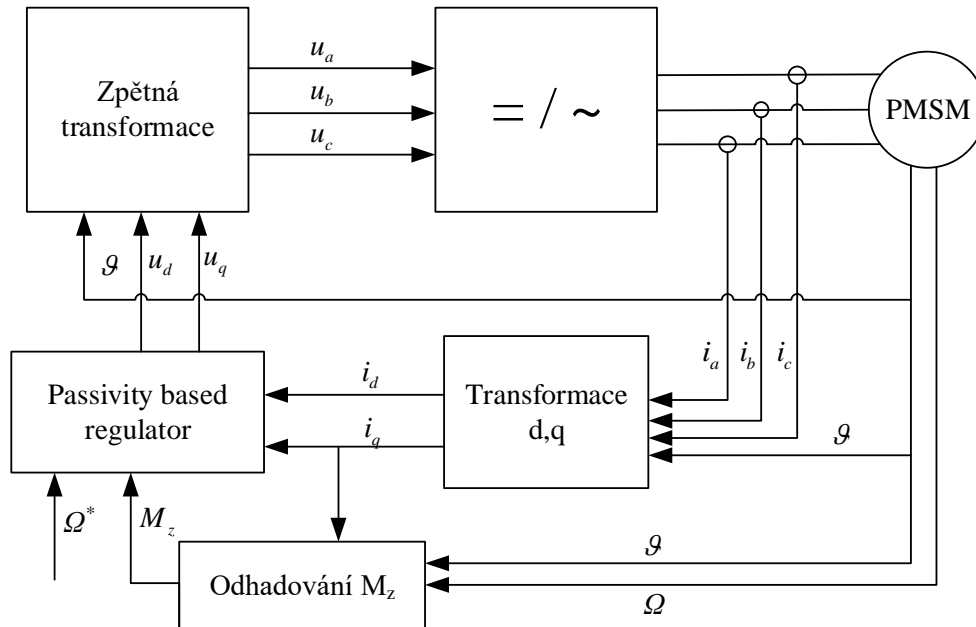
1.3.3.1 *Passivity Based Control (PBC)*

PBC bylo vyvinuto pro řízení fyzických systémů, a to především různých elektrických zařízení. Nejprve se uplatnilo v robotice, později v řízení asynchronních motorů, výkonové elektroniky a dalších strojů, mimo jiné také PMSM. [22]

Zjednodušeně se dá PBC popsat, když si systém představíme jako blok převádějící vstupy na výstupy. Z energetického hlediska je pasivní systém takový, který nemůže uchovávat více energie, než je mu dodáváno nějakým zdrojem. Rozdíl mezi uloženou a dodanou energií je disipovaná energie. Cílem řízení je dosáhnout stability zpětnovazebního systému, tzn. vstupní energie se má rovnat výstupní energii. Pokud tedy máme dva pasivní subsystémy a energie vytvořená jedním subsystémem je disipována druhým, je systém stabilní. Zároveň dva pasivní subsystémy se zápornou zpětnou vazbou tvoří pasivní systém. Cílem regulace je tedy udržet celý systém pasivní a regulátor je navrhován jako pasivní subsystém. Elektrické stroje jsou z fyzikálního principu také pasivními subsystémy. [22][23]

Výhodou tohoto řízení je velká robustnost daná zahrnutím nelinearit systému.

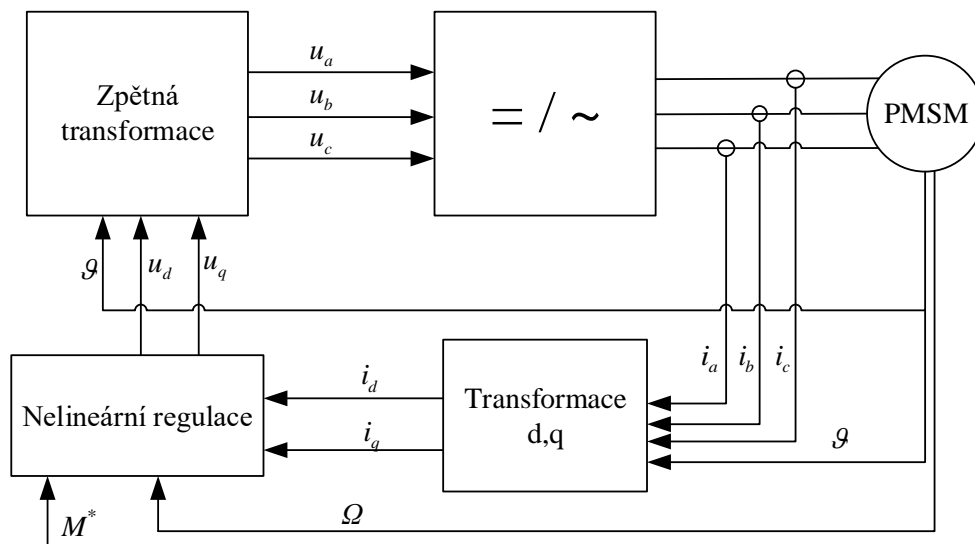
Oproti jiným schémátům řízení není toto řešení jednodušší, protože také obsahuje snímač úhlu natočení rotoru, transformace souřadnic do systému dq a generování PWM (viz Obr. 1.14). Stabilitu a dosažení žádané hodnoty rychlosti obstarává regulátor, jehož vstupem je proud v dq souřadnicích, žádaná rychlost a zátěžný moment, který musí být odhadnut. PBC má dobrou dynamiku, ale také velké zvlnění momentu, což vylučuje použití v aplikacích vyžadujících přesnost. [12][22][24]



Obr. 1.14 - Passivity based control – schéma [24]

1.3.3.2 Nelineární řízení momentu

Nelineární řízení momentu je založeno na výpočtu stability systému pomocí Ljapunovovy funkce. Tu lze najít i pro nelineární model motoru. Pomocí této funkce lze dojít až ke vztahu pro výpočet takového napětí, aby byl zpětnovazební systém stabilní podle Ljapunovovy teorie. Jelikož je tento vztah odvozen z modelu motoru v systému dq, je výpočet regulace prováděn v tomto souřadnicovém systému. Pro samotnou regulaci je třeba snímat okamžitý proud, otáčky a určit žádaný proud. Ten lze z požadovaného momentu určit například jako $i_d^* = 0$ a i_q^* dle (1.16). Odchylky složek proudu jsou dále při výpočtu integrovány, což přispívá k ještě lepší stabilitě. [25]



Obr. 1.15 - Nelineární řízení momentu [25]

Tento způsob řízení se vyznačuje dobrou stabilitou a odolností proti změnám parametrů motoru. Lze také dosáhnout poměrně malého kmitání momentu a rychlé odezvy. Ale také jsou nutné transformace souřadnic a informace o okamžité poloze a rychlosti rotoru, což nevede k jednoduššímu schématu oproti ostatním. [12][25]

2 SIMULAČNÍ MODEL MOTORU A JEHO ŘÍZENÍ

2.1 Parametry motoru

Předmětný motor, pro který bylo navrhováno řízení, je PMSM s magnety uloženými na povrchu rotoru a s integrovaným resolverem pro zpětnou vazbu řízení. Pro účely modelování a softwarové realizace řízení byly zjištěny nezbytné parametry motoru, které jsou shrnuty v Tab. 2.1 a pochází většinou z manuálu motoru (viz [26]).

Pro výpočty řízení musela být stanovena hodnota ψ_{Mdq} , která v manuálu není, pomocí (1.12):

$$\psi_{Mdq} = \frac{K_e \sqrt{\frac{2}{3}}}{p \frac{1000 \cdot 2\pi}{60}} = 0,255 \text{ Wb} . \quad (2.1)$$

Protože jsou magnety uloženy na povrchu rotoru, platí $L_s = L_d = L_q$. L_s je v manuálu uvedena jako hodnota změřená mezi fázemi, a tedy zadávané hodnoty L_d a L_q jsou poloviční. Totéž platí pro odpor vinutí.

	značení	hodnota	jednotky	zdroj	poznámka
Typ motoru		142UMD300CAAAA		štítek	
Zpětná vazba		resolver		štítek	
Jmenovité otáčky	n_N	3000	min^{-1}	manual, štítek	
Jmenovité napětí	U_N	400	V	manual str. 2	
Jmenovitý výkon	P_N	5,78	kW	manual str. 16	
Jmenovitý moment	M_N	18,4	Nm	manual str. 16	
Jmenovitý proud	I_N	11,5	A	M_N / K_t manual str. 9	
Počet pólů	$2p$	6	-	štítek	
Moment setrvačnosti	J	0,00268	kgm^2	manual str. 16	
Momentová konstanta	K_t	1,6	Nm/A	manual str. 15	moment / ef. hodnota proudu
Napěťová konstanta	K_e	0,098	V/min	manual str. 15	ef. hodnota sdruženého napětí naprázdno / ot. za min.
Odpor satorového vinutí	R	0,61	Ω	manual str. 16	fáze - fáze
Indukčnost satorového vinutí	L_s	6,1	mH	manual str. 16	fáze - fáze
Magnetický tok magnetů	ψ_{Mdq}	0,255	Wb	výpočet	

Tab. 2.1 - Parametry motoru

2.2 Model pohonu

Model byl vytvořen v programu Matlab Simulink a skládá se z dílčích modelů motoru, střídače, resolveru, zpracování údajů z resolveru a samotného řízení. Pro modelování a realizaci bylo vybráno klasické vektorové řízení (FOC), jelikož je velmi rozšířené a přesné. Řízení v oblasti odbuzování nebylo na pokyn vedoucího práce realizováno.

Model měl ověřit realizovatelnost a chování řízení i s ohledem na možnosti procesoru STM32F302 a přibližně stanovit hodnoty regulačních konstant. Proto byl pro vytvoření spojitého modelu vytvořen složitější diskrétní model tak, aby se co nejvíce blížil následné realizaci řízení v procesoru.

Kromě výše uvedených parametrů motoru model obsahuje parametry shrnuté v tabulce Tab. 2.2.

	Označení v modelu	Hodnota
Omezení fázového napětí	Ufmax	327 V
Perioda PWM	TPWM	130 μ s
Napětí stejnos. meziobvodu	Udc	540 V
Transformační konstanta	k	2/3
Omezení proudu i_q	iqmax	15,77 A
Perioda výpočtu regulace	Treg	130 μ s
Frekvence referenčního signálu resolveru	fref	7,5 kHz
Převod resolveru	pr	0,3
Amplituda referenčního signálu resolveru	Uref	6 V
Perioda výpočtu sledování polohy	Tres	0,267 ms
Perioda simulace (fixed step)	Tsim	1 μ s
Solver		ode4

Tab. 2.2 - Parametry modelu

Popisovaný model je tedy diskrétní a signály jsou počítány s různými periodami TPWM, Treg, Tres, které vychází z napájecí frekvence resolveru a možností realizace v procesoru (viz kap. 4.1). Perioda simulace použitá pro motorovou část je zvolena s ohledem na dostatečný odstup od delších period regulace a PWM a tak, aby simulace netrvala zbytečně dlouho. Ostatní parametry jsou popsány v dalších kapitolách.

2.2.1 Model motoru

Do modelu motoru (viz příloha A.2) vstupují tři fáze napětí (u_a , u_b , u_c) z modelu střídače. Výstupem jsou proudy (i_a , i_b , i_c a i_d , i_q pro ověření výpočtu v modelu řízení), mechanická rychlost (Ω) a mechanický úhel natočení rotoru (Θ).

Proudy jsou vypočteny podle rovnic PMSM (1.6) a (1.7), moment a rychlost podle (1.8) a (1.9). Zátěžný moment je zadáván Sliderem a poloha rotoru je získána integrací rychlosti. Protože výpočet probíhá v souřadnicích dq, jsou napětí do těchto souřadnic

transformována a výstupní proudy zpětně transformovány do trojfázového systému (podle (1.2),(1.3) resp. (1.13),(1.14)). Motor se ve skutečnosti chová spojitě, tudíž při tvorbě diskrétního modelu je tento blok počítán s nejkratší periodou výpočtu – tedy periodou simulace.

2.2.2 Model PWM modulátoru a střídače

Model vytváří z harmonických trojfázových napětí napájecí napětí motoru, které má průběh o pěti úrovních daný PWM (viz příloha A.3). Simuluje tedy jak modulátor, tak střídač. Model modulátoru funguje podobně jako generování PWM v procesoru. Porovnává hodnoty požadovaného napětí s pilovitým signálem konstantní frekvence. Poté je PWM signál upraven tak, aby odpovídal hodnotám fázových napětí dvouúrovňového střídače podle aktuálně sepnutých spínačů. To se dá pro jednu fázi vyjádřit:

$$u_a = \frac{U_{DC}}{3}(2 \cdot S_a - S_b - S_c), \quad (2.2)$$

kde S_a, S_b, S_c jsou PWM signály jednotlivých fází nabývající hodnot 0 nebo 1. U_{DC} je napětí stejnosměrného meziobvodu, v simulaci uvažované 540 V, což je přibližně výstupní napětí můstkového usměrňovače napájeného střídavým sdruženým napětím o efektivní hodnotě 400 V.

Model neuvažuje nelinearity střídače, ztráty, ochranné doby atd., slouží pouze k simulaci neharmonického napájení motoru ze střídače s pevnou spínací frekvencí.

2.2.3 Model řízení

Model řízení (příloha A.1) vychází ze schématu na Obr. 1.8. Simuluje tedy chování tří regulátorů – proudů i_d , i_q a otáček – a transformací veličin (opět podle (1.2), (1.3) resp. (1.13), (1.14)).

Bloky proudových regulátorů jsou kvůli výpočtu omezení akčních veličin sestaveny ručně jako paralelní zapojení P a I regulátorů s anti-windup zapojením. Žádaná hodnota i_d je nastavena trvale na 0 – není použito odbuzování. Regulátor otáček, jehož akční veličinou je žádaná hodnota proudu i_q , je typu PI s omezením a anti-windup zapojením z knihovny Simulinku. Omezení proudu i_q otáčkového regulátoru je vypočteno jako:

$$i_{q\max} = \frac{M_N}{\frac{3}{2} p \cdot \psi_{Mdq}} \doteq 16 \text{ A}, \quad (2.3)$$

a protože je transformační konstanta zvolena $K = 2/3$, je to zároveň velikost maximální hodnoty jmenovitého proudu.

Žádaná hodnota otáček je zadávána Sliderem nebo přímo konstantou. Všechny

konstanty regulátorů byly nejprve odhadnuty a následně odladěny.

Akčními veličinami proudových regulátorů jsou příslušné složky napětí, které jsou omezeny. Napětí u_d je omezeno přímo zadanou maximální a minimální hodnotou. Toto omezení je vypočteno ze sdruženého jmenovitého napětí motoru jako maximální hodnota fázového napětí. Meze u_q jsou vypočteny Pythagorovou větou (viz kap. 1.3.2.1). Bloky odvazbení jsou v modelu vytvořeny, ale nakonec použity nebyly (jsou nezapojené), protože znatelný rozdíl ve výsledcích nepřináší.

Všechny vstupní veličiny (proudy, rychlost a poloha rotoru) jsou ještě před transformacemi vzorkovány s periodou výpočtu řízení Treg pomocí bloků Rate Transition.

2.2.4 Model resolveru a výpočtu polohy a rychlosti rotoru

Tato část navazuje na diplomovou práci Ing. Skořepy (viz [1]), kde je detailněji popsán výpočet polohy ze signálů resolveru použitý v této práci i samotný princip resolveru. Zde je pouze stručně popsáno, jak výpočet probíhá.

Do modelu resolveru (příloha A.5) vstupuje úhel natočení rotoru θ a referenční napětí u_{ref} . Resolver se skládá ze tří vinutí. Jedno je navinuto na rotoru (referenční) a dvě jsou na statoru. Rotorové vinutí je napájeno střídavým referenčním napětím u_{ref} s frekvencí ω_{ref} a indukuje ve statorových vinutích napětí odpovídající natočení rotoru. Protože jsou tato vinutí o 90° prostorově natočena, v jednom se indukuje napětí odpovídající sinu a v druhém kosinu úhlu natočení rotoru. Pokud se rotor otáčí, výstupní napětí jsou součinem dvou harmonických průběhů – referenčního napětí a průběhu daného natočením rotoru:

$$u_{\sin} = K \cdot \sin \omega_{ref} t \cdot \sin \theta, \quad (2.4)$$

$$u_{\cos} = K \cdot \sin \omega_{ref} t \cdot \cos \theta, \quad (2.5)$$

K je konstanta tvořená převodem resolveru a amplitudou referenčního napětí. Tyto dvě rovnice tvoří matematický model resolveru.

V modelu resolveru jsou použity parametry podle manuálu resolveru [27] (viz příloha E.2) – amplituda referenčního napětí 6 V, frekvence napětí 7,5 kHz a transformační převod 0,3.

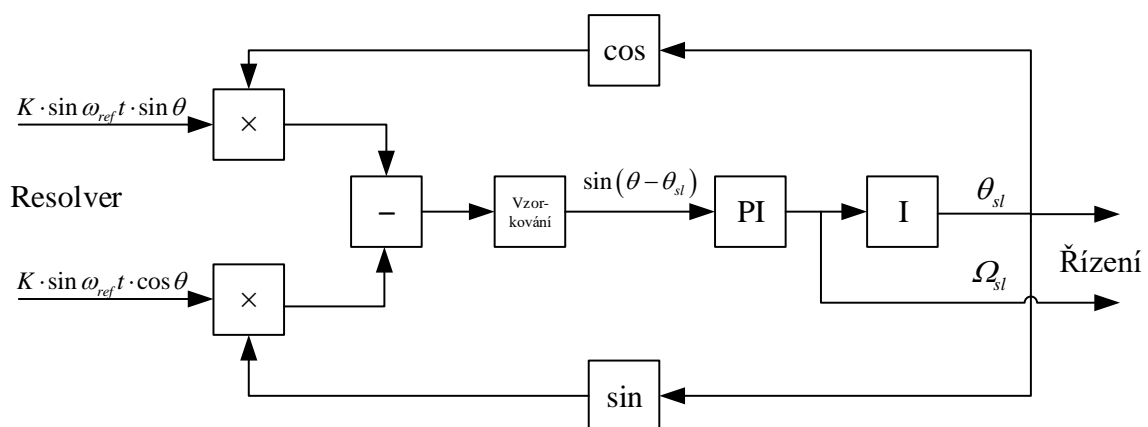
Výpočet polohy z u_{\sin} a u_{\cos} (který je blokově znázorněn na Obr. 2.1) probíhá tak, že nejprve je každá složka vynásobena kosinem resp. sinem úhlu θ_{sl} určeného sledovacím převodníkem. Následně jsou tyto signály odečteny. Matematicky to lze vyjádřit:

$$\begin{aligned} u_{dif} = u_{\sin} - u_{\cos} &= K \cdot \sin \omega_{ref} t \cdot (\sin \theta \cos \theta_{sl} - \cos \theta \sin \theta_{sl}) = \\ &= K \cdot \sin \omega_{ref} t \cdot \sin(\theta - \theta_{sl}). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Poté je odstraněna vysokofrekvenční složka $\sin \omega_{ref} t$. To je zde zajištěno stejně jako v procesoru vzorkováním s poloviční frekvencí referenčního signálu. Využívá se zde toho, že ve skutečnosti předchozí výpočty probíhají analogově a až v této chvíli je signál vzorkován. Podobně jsou v modelu (viz příloha A.4) předchozí výpočty počítány s nejkratší periodou – tedy periodou simulace – a v této části se perioda výpočtu mění na dvojnásobnou periodu referenčního napětí pomocí bloku Sample and Hold (ten je spoštěn pomocí sinusového signálu se zmíněnou frekvencí).

Výsledný signál je již regulační odchylkou regulátoru, který zajišťuje sledování úhlu. Pokud je totiž udržováno $\sin(\theta - \theta_{st}) = 0$, platí $\theta = \theta_{st}$.

V práci [1] je regulátor (který bývá typu I) v softwaru nahrazen jednodušším čítačem. Obdobný čítač byl vytvořen i v modelu a bylo zjištěno, že toto řešení není vhodné pro řízení motoru, protože je problém s nastavením hodnoty inkrementace resp. dekrementace. Určování polohy je klíčové pro správné fungování transformací a tím pro fungování celého řízení a musí dobře pracovat při nízkých i vysokých rychlostech otáčení. Při vysokých rychlostech musí čítač dostatečně rychle inkrementovat polohu, aby nebyla odchylka od skutečné hodnoty příliš velká. To ale přináší problémy při nižších otáčkách, kdy hodnota vypočtené polohy až příliš kmitá. To přináší problémy také s výpočtem rychlosti, protože derivace takového signálu neposkytuje použitelné hodnoty pro regulátor rychlosti. Proto byl čítač nahrazen I regulátorem – integrátorem, který hodnotu inkrementace a dekrementace upravuje úměrně odchylce vypočtené polohy od skutečné. Výhodou je také to, že pokud se použije integrátor, je vlastně signál na jeho vstupu úměrný rychlosti otáčení. Není tedy potřeba používat problematickou derivaci. Kvůli stabilitě je ještě před tímto signálem rychlosti PI regulátor, který pracuje jako filtr nežádoucích vysokých frekvencí.



Obr. 2.1 - Schéma vyhodnocení signálů z resolveru

Aby bylo možno co nejlépe ověřit fungování tohoto přepracovaného schématu, jsou v modelu zaneseny různé přepočty signálů tak, aby číselně odpovídaly hodnotám proměnných v procesoru (např. respektování 24-bitového AD převodníku).

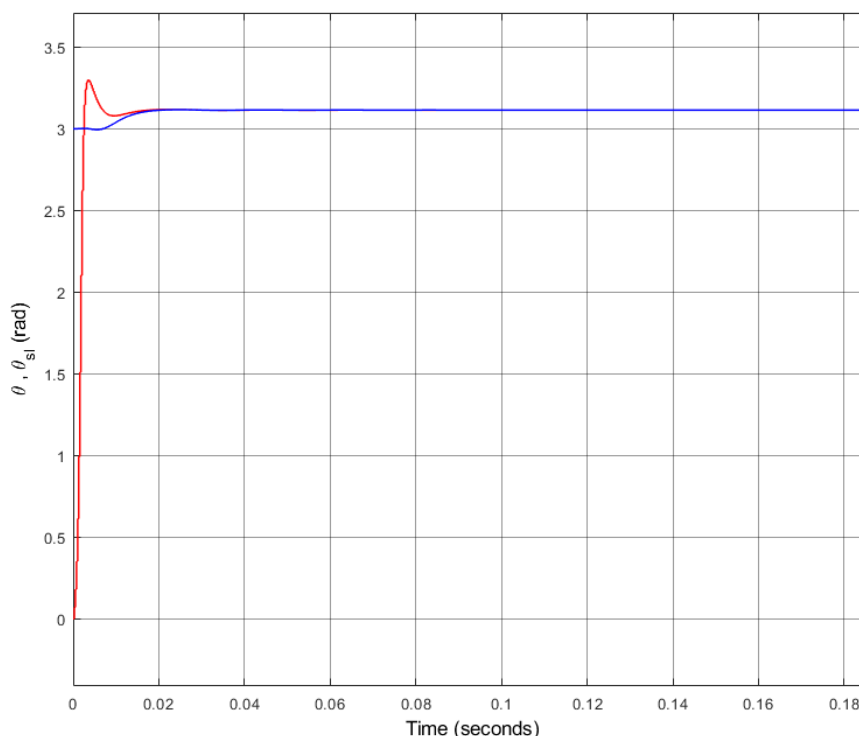
2.2.5 Výsledky simulace

Funkčnost modelu dokládají přiložené výsledky. Na Obr. 2.2 jsou průběhy „skutečné“ polohy rotoru z modelu motoru a polohy určené resolverem, pokud je v čase 0 s „skutečný“ úhel natočení $\theta = 3$ rad. Tento obrázek dokládá, že resolver je absolutním snímačem polohy, protože za dobu cca 0,02 s po zapnutí určí správný úhel natočení. (V důsledku zapnutí celé regulace se rotor během této doby mírně otočí.)

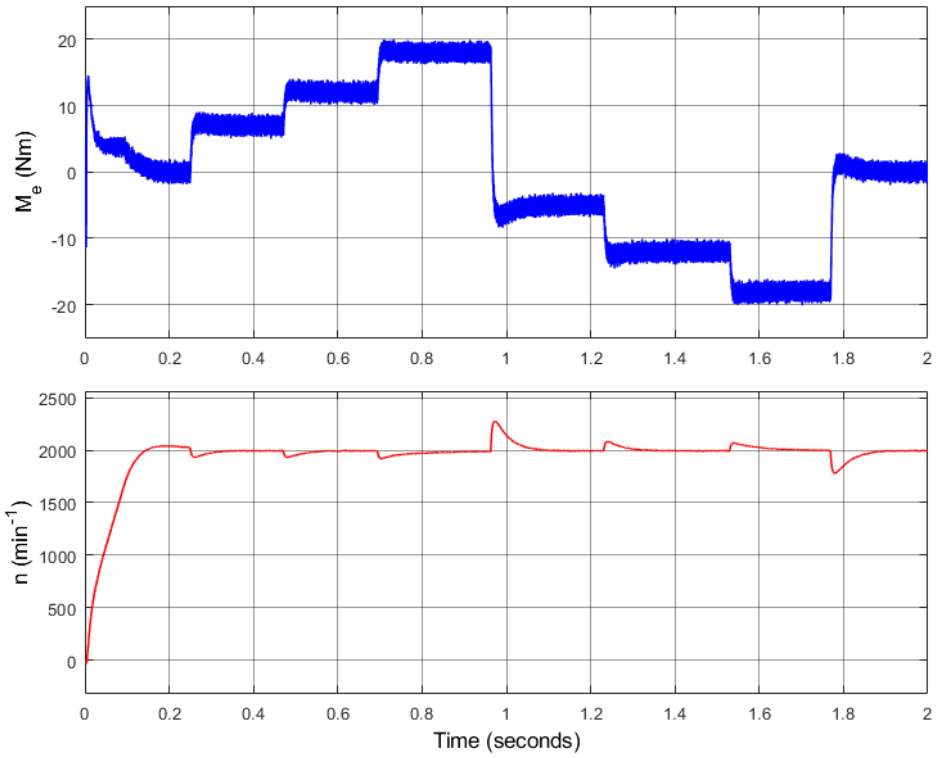
Další průběhy ukazují otáčky a moment motoru při různých vstupních hodnotách zátěžného momentu a žádaných otáček. Na Obr. 2.3 je vidět, jak regulace vyrovnává změnu zátěže a udržuje otáčky na žádané hodnotě. Na Obr. 2.4 je naopak zátěžný moment konstantní a regulace reaguje na změnu žádaných otáček.

Poslední průběh na Obr. 2.5 zaznamenává fázové proudy odebírané motorem, které obsahují především první harmonickou odpovídající otáčkám 1000 ot/min – tedy 50 Hz a vyšší harmonické vzniklé spínáním střídače.

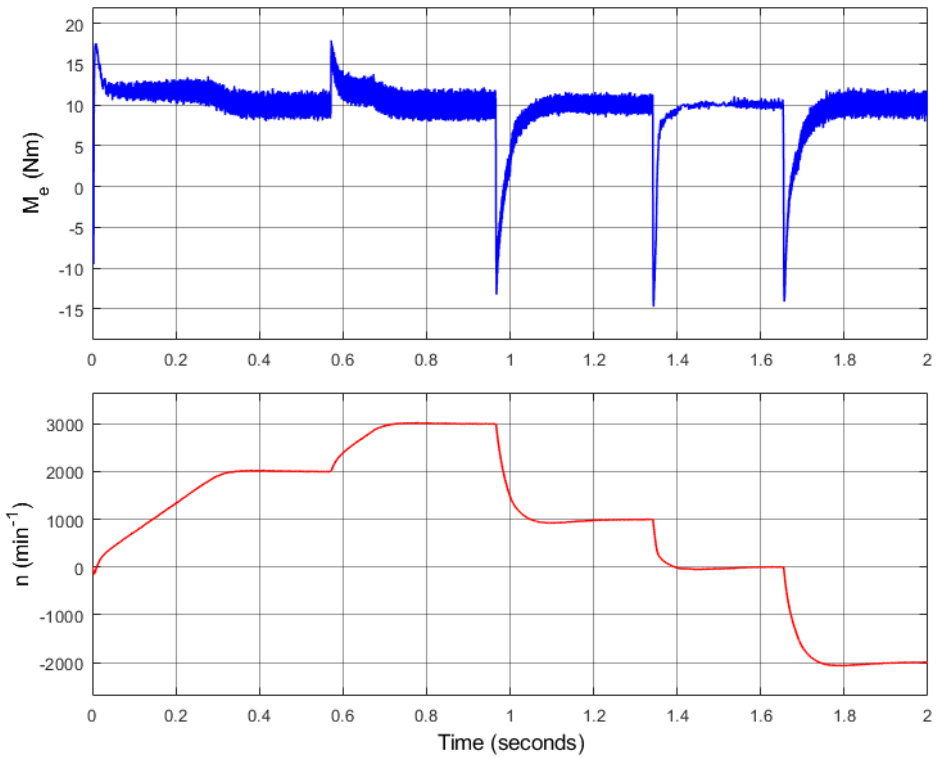
Výsledky simulace ukázaly, že vektorové řízení je realizovatelné v podmínkách mikroprocesoru STM32F302. Klíčové se ukázalo vyhodnocování polohy rotoru ze signálů resolveru, které bylo třeba doplnit o PI regulátor a integrátor.



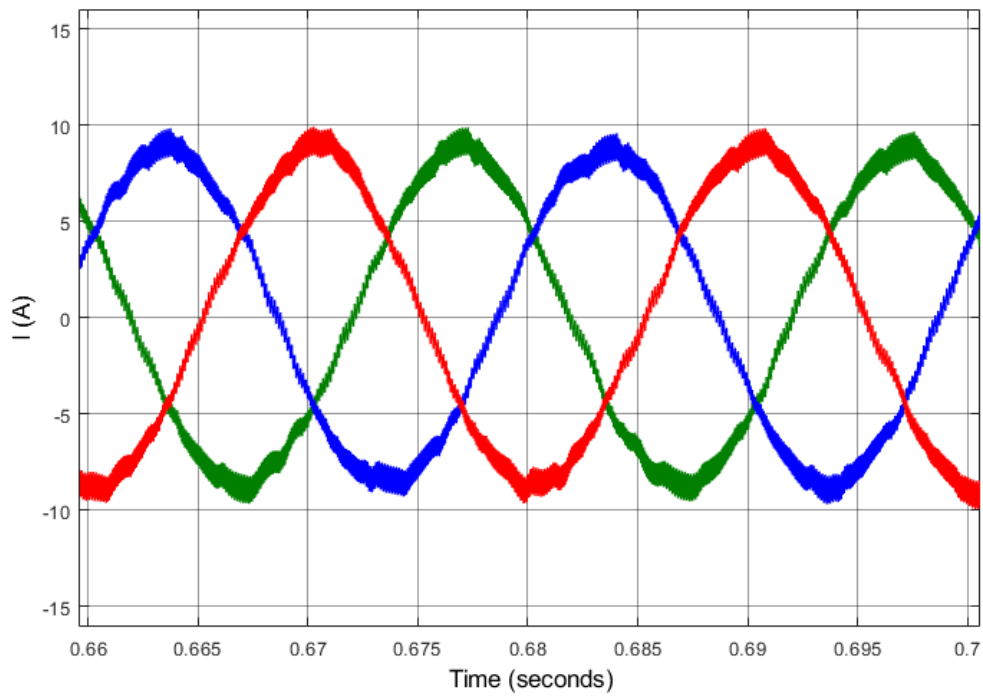
Obr. 2.2 - θ (modrá) a θ_{sl} (červená) při natočení rotoru 3 rad v čase 0 s



Obr. 2.3 - Otáčky (dole) a vnitřní moment (nahore) při rozběhu a provozu se zátěžnými momenty 0; 7; 12; 18; -5; -12; -18 a 0 Nm



Obr. 2.4 - Otáčky (dole) a vnitřní moment (nahore) při zátěžném momentu 10 Nm a měnících se žádaných otáčkách 2000; 3000; 1000; 0; -2000



Obr. 2.5 - Fázové proudy odebírané motorem při otáčkách 1000 ot/min a zátěži 10 Nm

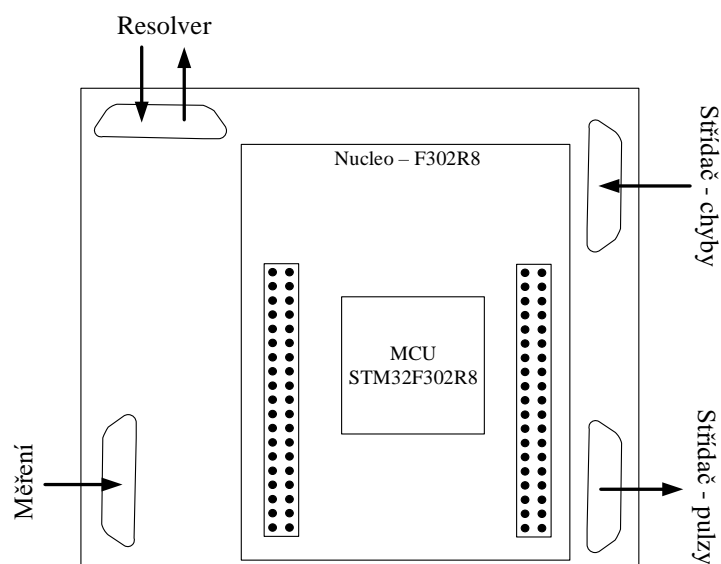
3 ROZHRANÍ PRO VÝVOJOVOU DESKU NUCLEO-F302

Aby bylo možné implementovat řízení do mikroprocesoru na vývojové desce, bylo nutné navrhnout a vyrobit interface, který zajistí komunikaci snímačů a střídače s touto deskou.

Interface má konkrétně tyto funkce:

- Propojení vývojové desky s modulem měření proudů a napětí, s resolverem a modulem střídače
- Převod proudových signálů ze snímačů proudů a napětí na napěťové signály s rozsahem odpovídajícím AD převodníku mikroprocesoru (0 až 3,3 V)
- Úprava referenčního napětí pro resolver generovaného procesorem na jmenovité hodnoty
- Matematická úprava signálů z resolveru před AD převodem v mikroprocesoru
- Změna úrovně logických signálů mezi vývojovou deskou a modulem střídače (3,3 ↔ 5 V)
- Zadávání a zobrazení logických hodnot (tlačítka, LED, enkodér)
- Zajištění napájení obvodů tohoto rozhraní z měřicího modulu a vývojové desky

Rozhraní bylo realizováno na dvouvrstvé DPS se čtyřmi 15-pinovými konektory canon pro připojení kabelů měření, resolveru a střídače a dvěma 38-pinovými konektory dutinka – kolík pro spojení s vývojovou deskou (zjednodušené zapojení je na Obr. 3.1, celé schéma je v příloze B).



Obr. 3.1 - Schéma propojení - vývojová deska, rozhraní, snímače, střídač

3.1 Úprava měřicích signálů

Měřicí modul je osazen proudovými snímači LEM LA 205-S a napěťovými snímači LEM LV 25-P. Pro potřeby vektorového řízení lze využít tři snímače proudu, které měří napájecí proudy motoru a jeden napěťový snímač pro měření napětí stejnosměrného meziobvodu střídače.

Oba typy snímačů převádí naměřené veličiny na proudový signál.

Proudový snímač převádí veličiny s konstantou 1/3000. Protože měřené proudy jsou o hodně menší než jmenovitý proud snímače, jsou vodiče měřeného proudu protaženy snímačem pětikrát. Proud odebíraný motorem je závislý na zátěži a může být vyšší než jmenovitý (po určitou dobu při nízkých otáčkách, dokud se příliš neoteplí vinutí – tzv. *stall current*, mimo to špičkové proudy mohou být ještě vyšší – viz manuál [27]). Proto je zvolena efektivní hodnota proudu, na kterou jsou navrhovány další obvody, 25 A. Výsledný proud jednoho snímače na výstupu měřicího modulu je pak:

$$I_{proud(MAX)} = \frac{25 \cdot \sqrt{2} \cdot 5}{3000} \doteq 58,9 \text{ mA.} \quad (3.1)$$

Na DPS tento proudový signál protéká přes rezistor, na němž vytvoří úbytek napětí úměrný proudu. AD převodník mikroprocesoru převádí napětí v rozsahu 0 až 3,3 V. Odpor tohoto rezistoru je:

$$R_{proud} = \frac{3,3}{2 \cdot I_{proud(MAX)}} = 28 \Omega. \quad (3.2)$$

Tohoto odporu lze docílit sériovým zapojením dostupných rezistorů 12R a 16R.

Napěťový snímač využívá externího měřicího rezistoru a měří proud procházející tímto rezistorem. Pokud velikost odporu nevyhovuje, je možno ji změnit vyřazením některých rezistorů. Proto byl pro návrh obvodů uvažován na výstupu snímače jmenovitý výstupní proud 25 mA. Stejným postupem jako u signálů proudových snímačů byl stanoven potřebný odpor:

$$R_{napětí} = \frac{3,3}{2 \cdot 0,025} = 66 \Omega. \quad (3.3)$$

Na desce byl použit nejbližší běžně dostupný rezistor 60R.

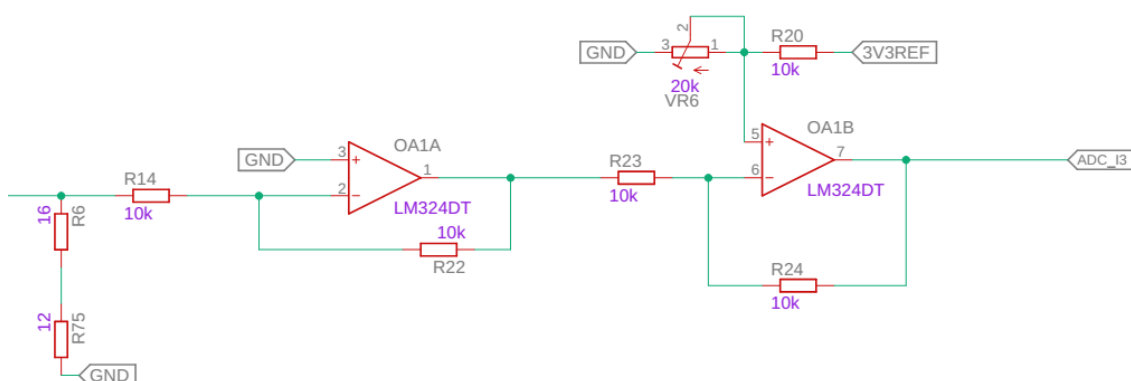
Každý výsledný napěťový signál je třeba úrovnově posunout o 1,65 V (aby výsledný rozsah hodnot byl 0 až 3,3 V). To je provedeno operačním zesilovačem (OZ) v invertujícím zapojení, na jehož kladný vstup je přivedeno příslušné napětí (kolem 0,8 V), měnitelné trimrem, čímž lze přesně nastavit posunutí úrovně napětí. Tyto trimry jsou ve schématu označeny jako VR5, VR6, VR 7, VR8.

Před tímto OZ je zapojen ještě jeden OZ v invertujícím zapojení, aby byla zachována polarita vstupního signálu.

Všechny signály jsou před AD převodníkem stabilizovány RC obvodem, aby byla

během převodu zajištěna správná úroveň napětí.

Tato schémata byla pro ověření funkčnosti před výrobou a osazením desky úspěšně simulována v programu LTspice.



Obr. 3.2 - Schéma úpravy jednoho proudového signálu ze snímače proudu

3.2 Změna úrovně logických signálů

Změny úrovní logických signálů mezi vývojovou deskou a modulem střídače zajišťují IO CD4504B, které podle velikosti napájecích napětí V_{CC} a V_{DD} převádí logické úrovně až šest signálů. V_{CC} je napětí odpovídající logické jedničce vstupního signálu a V_{DD} je napětí odpovídající logické jedničce výstupního signálu, přičemž tato napětí mohou být libovolně velká v rozsahu $-0,5$ až 20 V vůči pinu V_{SS} .

Přenášeno je směrem z vývojové desky deset signálů a směrem ze střídače devět signálů. Byly tedy použity čtyři IO, dva s V_{CC} připojeným na $3,3$ V a dva s V_{CC} připojeným na 5 V.

Posledním nezmíněným pinem IO je pin SELECT, který umožňuje vybrat práh vstupních signálů vhodný buď pro CMOS nebo TTL logiku. U všech použitých IO je vybrána možnost CMOS (pin SELECT připojen k zemi).

Všechny vstupy jsou přes rezistory $4k7$ spojeny se zemí, aby na nich byla vždy definovaná logická hodnota.

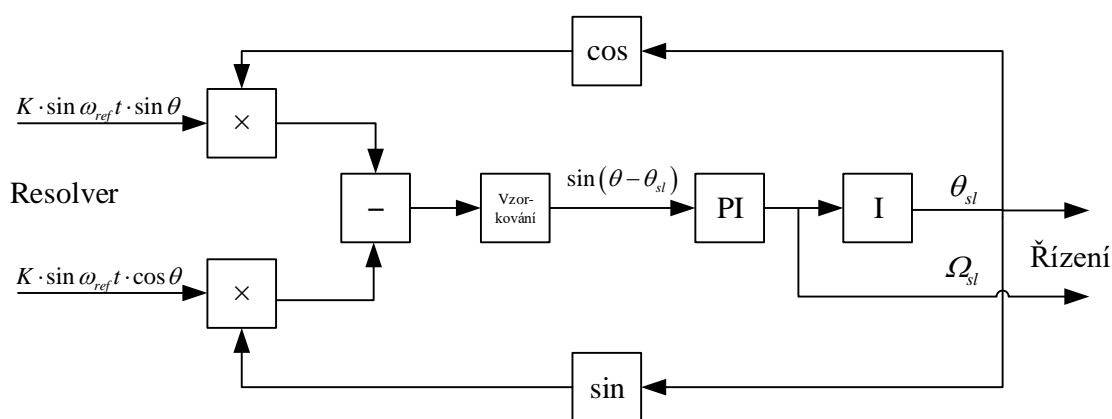
3.3 Úprava referenčního signálu pro resolver

Tato část schématu je převzata z diplomové práce [1] a zajišťuje změnu velikosti a posun úrovně vysokofrekvenčního referenčního napětí generovaného DA převodníkem mikroprocesoru. Maximum generovaného napětí je rovno $3,3$ V a minimum 0 V. Zapojení prvního OZ zajišťuje zesílení na (invertované) napětí o minimální hodnotě -12 V a maximální 0 V. Druhý OZ v zapojení sčítacího zesilovače posune úrovně signál o 6 V a opět jej invertuje. Zde je použit OZ L272D, který dovoluje odebrat na jeho výstupu proud až 1 A, aby byla v napájení resolveru určitá výkonová rezerva.

Výsledné napětí má tedy amplitudu 6 V a střední hodnotu 0 V. Toto napětí je proti zemi na navrhované desce, která je přes kabel resolveru spojena s vývodem Excitation Low resolveru. Výsledné referenční napětí je spojeno s vývodem Excitation High.

3.4 Matematická úprava signálů z resolveru

I tato část schématu je převážně převzata z práce [1] a zajišťuje převod diferenciálních signálů úměrných sinu a kosinu úhlu rotoru na napěťové signály proti zemi, vynásobení těchto signálů $\sin \theta_{sl}$ a $\cos \theta_{sl}$, jejich odečtení a úpravu pro rozsah AD převodníku mikroprocesoru (0 až 3,3 V).



Obr. 3.3 - Zpracování signálů z resolveru

Vstupní diferenciální signály z resolveru jsou omezeny na rozsah -15 až $+15$ V diodami, filtrovány dolnoproputními filtry (tvořenými rezistory 10k a kondenzátory 56 pF) a převedeny pomocí OZ v rozdílovém zapojení na napěťové vůči zemi.

Násobení je zajištěno dvěma násobícími DA převodníky AD5452, což jsou 12-bitové DA převodníky s nastavitelným referenčním napětím. Upravené signály z resolveru jsou právě tímto referenčním napětím. Hodnoty $\sin \theta_{sl}$ a $\cos \theta_{sl}$ jsou přenášeny digitálně pomocí komunikace SPI do převodníků, které převodem násobí tyto hodnoty s příslušným referenčním napětím. Protože hodnoty $\sin \theta_{sl}$ a $\cos \theta_{sl}$ mohou být kladné i záporné, pracuje DA převodník v bipolárním módu, z čehož vyplývá i jeho zapojení (podle manuálu [28] viz příloha E.1).

Každý DA převodník má ve svém schématu pro bipolární mód trimr, kterým lze převod kalibrovat. Nejprve se nastaví převáděné číslo z procesoru na prostřední hodnotu, tj. 2048 a následně se odpor trimru nastaví tak, aby byl výstup tohoto zapojení nulový. Tyto trimry jsou ve schématu rozhraní označeny jako VR3 a VR4.

Takto vynásobené signály jsou odečteny opět OZ v rozdílovém zapojení a sečteny se stejnosměrným napětím tak, aby byly úrovně posunuty o 1,65 V. Posunutí lze

kalibrovat trimrem VR2. Nulová úroveň signálu je pak uprostřed rozsahu AD převodníku mikroprocesoru.

Stejně jako u signálů z měření je i tento signál před AD převodníkem stabilizován RC obvodem.

3.5 Napájení součástek

Na desce jsou rozvedena napájecí napětí čtyř různých hodnot. OZ jsou napájeny napětími +15 a -15 V, převodníky logických signálů vyžadují napětí 3,3 a 5 V a násobící DA převodníky 5 V.

Napětí +15 a -15 V je získáno z měřicího modulu a filtrováno proti rušení.

Z +15 V je pomocí stabilizátoru napětí 7805 vytvořeno napětí 5 V.

Napájení 3,3 V je zajištěno ze zdroje vývojové desky (která musí být připojena přes USB k počítači) přes jeden z konektorů dutinka – kolík, stejně tak referenční napětí 3,3 V pro operace se signály.

Všechna napájecí napětí jsou stabilizována kondenzátory s různými kapacitami tak, aby bylo pokryto co nejširší spektrum rušivých frekvencí.

Na desce jsou pro zobrazování různých stavů k dispozici čtyři LED spínané mikroprocesorem. Pro zadávání žádaných hodnot je na desce inkrementální enkodér kombinovaný s tlačítkem, který vytváří tři stopy logických signálů. Dvě jsou tvořeny otáčením hřídelky a třetí jejím stisknutím.

Všechny vstupní a výstupní signály připojené ke konektorům canon jsou chráněny před elektrostatickými výboji, aby nedošlo k poškození procesoru nebo součástek na desce.

3.6 Výroba a testování

DPS byly vyrobeny ve firmě JLCPCB a vlastnoručně osazeny součástkami, jejichž seznam je v příloze D.

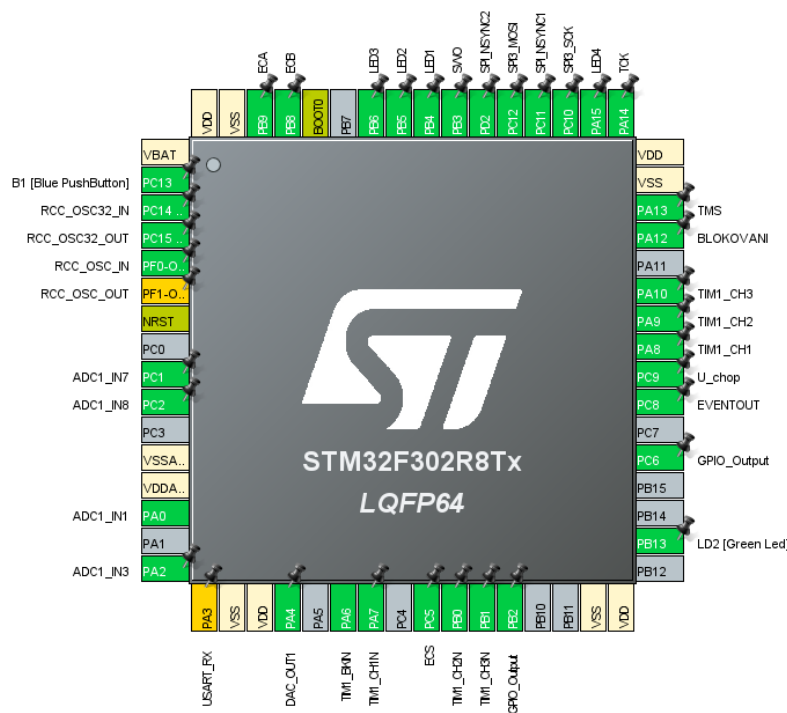
Následně byly nastaveny správné úrovně posuny všech signálů vstupujících do AD převodníku příslušnými trimry a úspěšně testována správná funkčnost napájení, převodu signálů z měření a převodu logických hodnot mezi rozhraním a střídačem. Po vytvoření softwaru pracujícího s resolverem byly (způsobem popsáným v kap. 3.4) zkalibrovány DA převodníky a úspěšně testována funkčnost celé části schématu pro výpočet úhlu natočení rotoru.

4 IMPLEMENTACE ŘÍZENÍ V MIKROPROCESORU STM32F302

Mikroprocesor provádí výpočty transformací, výpočty regulace, generuje PWM signál a počítá úhel natočení rotoru.

Program byl psán v prostředí STM32 Cube IDE, které umožňuje konfigurovat periférie (např. timery, AD převodník, vnitřní hodinové signály, přerušení) a jednotlivé piny procesoru (např. připojit kanál timeru na určitý pin nebo nastavit pin na výstup a následně jej ovládat proměnnou v programu – viz Obr. 4.1). Po konfiguraci toto prostředí vygeneruje kód v jazyce C, do kterého lze psát uživatelský program.

Ovládat periférie lze buď přímo zapisováním do příslušných registrů, nebo přes knihovnu HAL, která často používané funkce obsahuje. V popisovaném programu byly přednostně použity funkce této knihovny.



Obr. 4.1 - Piny procesoru v STM32CubeIDE pro vytvořený program

4.1 AD převody

Procesor obsahuje jeden 12-bitový AD převodník, ale během jedné periody výpočtu regulace je třeba provádět čtyři převody (dva fázové proudy, napětí meziobvodu a regulační odchylka výpočtu úhlu natočení rotoru). Využito bylo tedy toho, že AD převodník umí provést sekvenci převodů různých kanálů a na konci sekvence převodů vyvolá přerušení (bit JEOS = 1), ve kterém lze všechny výsledky

vyzvednout.

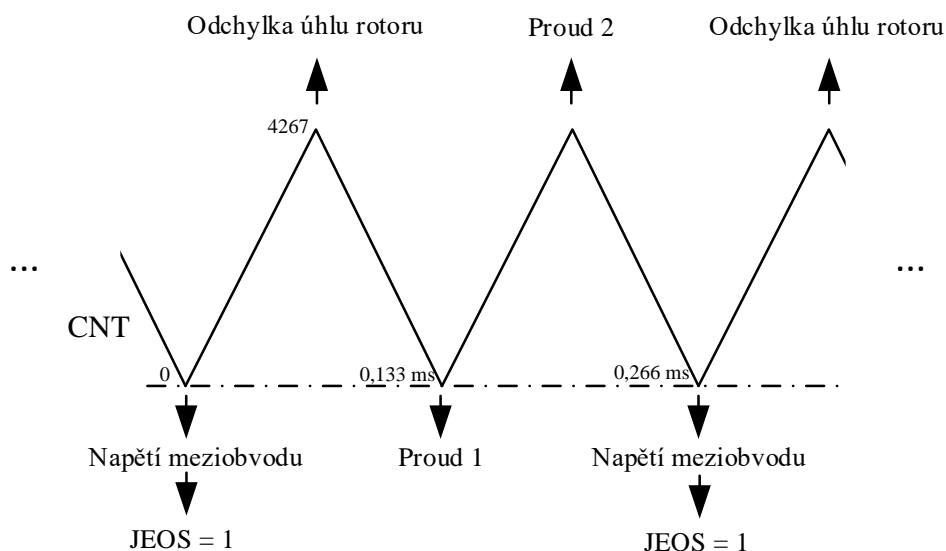
Převodník je napojen na Timer 1, který čítá opakovaně vzestupně od 0 do 4267 a sestupně zpět do nuly. Při každém dosažení 0 nebo 4267 je spuštěn AD převod (viz Obr. 4.2). Hodnota 4267 byla zvolena tak, aby frekvence AD převodů byla co nejbližší frekvenci 15 kHz. To vychází z požadavku na vzorkovací frekvenci regulační odchylky výpočtu úhlu natočení rotoru, která má průběh daný (viz (2.6)):

$$u_{dif} = K \cdot \sin \omega_{ref} t \cdot \sin(\theta - \theta_{sl}) . \quad (4.1)$$

Aby byl signál odchylky vzorkován stále ve stejné fázi a byla tak vysokofrekvenční složka signálu odstraněna, musí být vzorkovací perioda rovna periodě referenčního signálu nebo musí být jejím celočíselným násobkem. Pokud je frekvence referenčního signálu rovna jmenovité hodnotě $f_{ref} = 7,5 \text{ kHz}$, může být vzorkovací frekvence poloviční, tedy 3,75 kHz. Zároveň je požadováno provést před každým výpočtem regulace čtyři převody. Protože hodinový signál timerů má frekvenci 64 MHz, výsledná hodnota periody čítače (ARR – *auto-reload register*) je

$$ARR = \frac{64000}{4 \cdot 3,75} = 4266,6 . \quad (4.2)$$

ARR lze nastavit pouze v celých číslech. Nejbližší hodnota je tedy 4267.



Obr. 4.2 - Znárodnění čítání Timeru 1 a spouštění AD převodníku

4.2 Přerušování

V přerušování AD převodníku po nastavení bitu JEOS = 1 jsou vyzvednuty všechny vzorkované signály a následně probíhá výpočet celého řízení kromě komunikace SPI, která je ovládána na pozadí a v přerušování spouštěném po přenesení dat po SPI. Přerušování AD převodníku má vyšší prioritu než přerušování SPI, aby byly hodnoty AD převodů

vyzvednuty co nejdříve. Na komunikaci SPI je dostatek času po provedení všech výpočtů v přerušení AD převodníku.

4.3 Generování referenčního signálu pro resolver

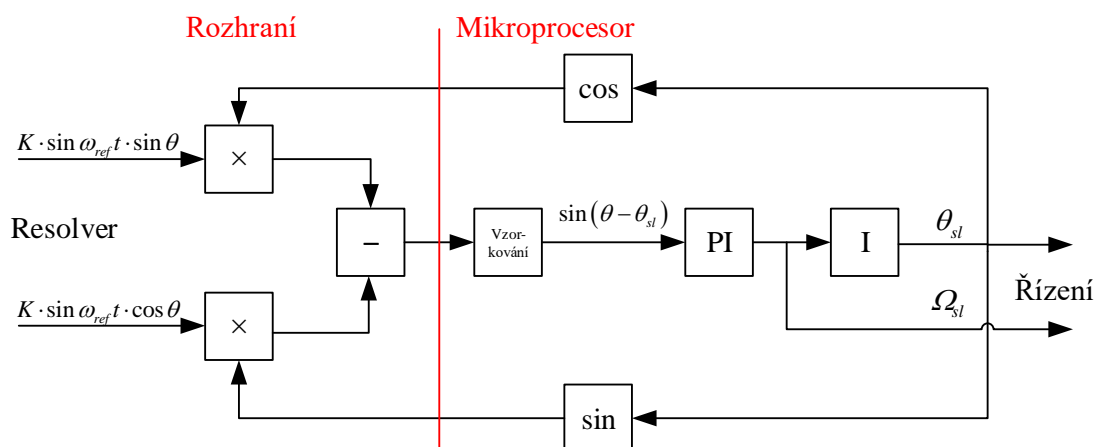
Generování referenčního signálu je realizováno opakujícím se DA převodem hodnot z připravené tabulky vzorků pomocí DMA, které odpovídají harmonickému průběhu. Čím více vzorků tabulka obsahuje a DA převodník převádí, tím více se vytvořený signál blíží funkci sinus. DA převod je tedy třeba spouštět častěji než AD převodník, proto je DA převodník spouštěn Timerem 6, který je nastaven na vyšší frekvenci, tzn. nižší číslo ARR.

Generování referenčního signálu musí být ale svázáno se vzorkováním odchylky úhlu natočení rotoru, aby bylo zajištěno, že se vzorkování nebude oproti referenčnímu napětí fázově posouvat. Vzorkování probíhá přesně s periodou, která odpovídá $4 \cdot 4267 = 17068$ periodám hodinového signálu. Má ale dvojnásobnou periodu, než odpovídá referenčnímu napětí. Perioda generovaného referenčního napětí musí tedy být přesně rovna $17068 / 2 = 8534$ periodám hodinového signálu. To je docíleno nastavením ARR Timeru 6 na 33 a vytvořením 251 vzorků funkce sinus, protože $34 \cdot 251 = 8534$ (Timer 6 čítá od nuly do hodnoty ARR včetně a následně znovu od nuly).

Vytvoření tabulky vzorků a zapnutí Timeru 6 a DA převodníku probíhá na začátku programu, aby dále nebyl procesor těmito výpočty zatěžován.

4.4 Výpočet úhlu natočení rotoru

V mikroprocesoru je počítána část potřebných výpočtů pro určení úhlu natočení rotoru (viz Obr. 4.3).



Obr. 4.3 - Zpracování signálů z resolveru - znázornění realizace částečně na desce rozhraní a částečně v mikroprocesoru

Regulační odchylka, která je vypočtena pomocí součástek na desce rozhraní, vstupuje jako analogový signál do AD převodníku procesoru. Tento napěťový signál pomineme-li vysokofrekvenční složku, kterou odstraní výše popsané vzorkování, může nabývat hodnot 0 až 3,3 V s tím, že nulová odchylka odpovídá 1,65 V, nižší hodnota odpovídá záporné odchylce a vyšší kladné.

Po převodu 12-bitovým AD převodníkem se ze signálu stává číslo od 0 do 4095. Následně je převedeno tak, aby záporná odchylka odpovídala zápornému číslu, a poté vstupuje jako regulační odchylka do číslicového PI regulátoru. Ten je vytvořen stejně jako v simulačním modelu řízení, tedy je to PI regulátor s dopřednou aproximací integrálu. V programu je vytvořen jako obecně napsaná funkce, která je využita i pro regulaci proudů a otáček. Anti-windup zapojení ale v tomto případě není využito, protože výstup regulátoru, kterým je rychlost otáčení, není omezen (vstupní hodnota back calculation je zadána jako 0). Následně je rychlost integrována v integrátoru, jehož výstup je upraven tak, že se úhel natočení rotoru při otáčení periodicky opakuje. Výstupní proměnná tedy dosahuje hodnot 0 až 360, což odpovídá okamžitému úhlu natočení ve stupních. I zde bylo využito předlohy vytvořené v modelu řízení.

Rychlost otáčení i úhel natočení rotoru jsou pro další výpočty převedeny na radiány, resp. radiány za sekundu.

Poté jsou vypočítány hodnoty $\sin \theta_{sl}$ a $\cos \theta_{sl}$ pomocí funkcí z knihovny ARM Math. Ty jsou potřeba jak pro zpětnou vazbu sledování úhlu natočení rotoru, tak pro transformaci proudů do dq souřadnic a zpětnou transformaci napětí z dq souřadnic.

4.5 SPI komunikace

Komunikaci SPI tvoří tři signály: hodinový signál SCLK, signál přenášených dat MOSI (ve schématu rozhraní a v datasheetu DA převodníku AD5452 označen jako SDIN) a synchronizační signál $\overline{\text{SYNC}}$. Komunikace probíhá tak, že signál $\overline{\text{SYNC}}$ se nastaví do logické nuly a následně je generován hodinový signál SCLK a posílána data přes MOSI. Po přenesení všech bitů je ukončeno vysílání SCLK a následně se nastaví $\overline{\text{SYNC}}$ do logické jedničky, čímž se spustí DA převod přenesených dat.

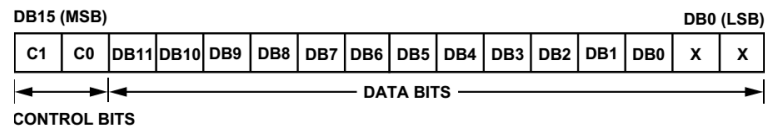
Signály SCLK a SDIN jsou společné pro oba DA převodníky. Signály $\overline{\text{SYNC}}$ jsou dva, každý pro jeden DA převodník, aby bylo možné určit, pro který převodník jsou data určena. Provedení je tedy rozdílné od práce [1], kde má každý DA převodník vlastní signály SCLK a MOSI a signál $\overline{\text{SYNC}}$ je společný a synchronizuje převody. K tomu bylo přistoupeno kvůli tomu, že další piny procesoru nastavitelné na SPI komunikaci bylo nutné obsadit jinými signály.

Generování signálů SCLK a MOSI řídí procesor automaticky po zadání posílaných dat a spuštění komunikace. Signál $\overline{\text{SYNC}}$ je nastavován programem.

Na pozadí programu je nejprve jeden ze signálů $\overline{\text{SYNC}}$ nastaven do nuly a

následně spuštěno odeslání příslušných dat (hodnoty $\cos \theta_{sl}$). Když je odeslání dokončeno, je vyvoláno přerušení, ve kterém je nastaven signál $\overline{\text{SYNC}}$ do logické jedničky. V dalším cyklu je totéž provedeno s druhým signálem $\overline{\text{SYNC}}$ a odesílána jsou data do druhého DA převodníku (hodnoty $\sin \theta_{sl}$).

Vždy je odesíláno šestnáct bitů dat (viz Obr. 4.4). První dva bity jsou řídicí a pro standardní funkci převodníku jsou nastaveny do nuly. Dalších dvanáct bitů tvoří číslo určené k převodu a zbývající dva bity nejsou převodníkem zohledněny.



Obr. 4.4 - Data odesílaná přes SPI pro převodník AD5452 [28]

Před začátkem odesílání dat jsou tedy na pozadí vypočteny z aktuální hodnoty úhlu natočení rotoru hodnoty $\cos \theta_{sl}$ a $\sin \theta_{sl}$ a přepočteny na 14-bitové číslo, které je doplněno na začátku o dvě nuly a následně popsáním způsobem odesláno.

Je nutné dodat, že části programu pracující s resolverem a vyhodnocováním úhlu natočení rotoru jsou opět částečně převzaty z práce [1].

4.6 Výpočet řízení

Výpočet řízení probíhá v přerušení vyvolaném AD převodníkem, tedy s frekvencí 3,75 kHz, což odpovídá periodě $266,6 \bar{\mu}\text{s}$. Nejprve jsou vyzvednuty hodnoty z AD převodníku – dva proudy, napětí meziobvodu a odchylka pro výpočet úhlu natočení rotoru.

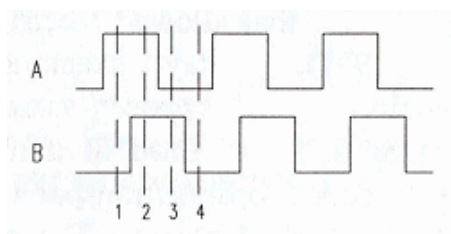
Poté jsou hodnoty obou proudů a napětí meziobvodu převedeny na čísla, která odpovídají naměřeným hodnotám v ampérech resp. voltech. Převodní konstanty byly určeny kalibrací, která byla provedena zaznamenáváním převedených hodnot AD převodníkem při daných prouděch a napětích přivedených na měřicí snímače. Po tomto převodu je ještě dopočítán pomocí dvou změřených proudů třetí fázový proud.

Následuje výše popsáný výpočet rychlosti a úhlu natočení rotoru přes PI regulátor a integrátor.

Pak je vyhodnocována žádaná hodnota rychlosti otáčení. Ta je zadávána inkrementálním enkodérem, který generuje dvě stopy logických hodnot. Inkrementální enkodér funguje zároveň jako tlačítko, které vytváří třetí stopu. Všechny tři vstupy jsou softwarově filtrovány proti zákmitům, které může enkodér generovat. To znamená, že při každém zavolání funkce filtrování příslušného vstupu je aktuální hodnota tohoto vstupu porovnávána s hodnotou zjištěnou při předchozím zavolání filtrovací funkce.

Pokud se tyto hodnoty shodují, je inkrementován čítač. Po dosažení patnácti shodných hodnot, je přepsána výsledná filtrovaná hodnota stopy. Jelikož jsou filtrovací funkce spouštěny s periodou $266,6 \mu\text{s}$, dá se říct, že ke změně filtrované hodnoty dochází, pokud se vstupní hodnota po dobu 4 ms nezmění.

Z filtrovaných stop enkodéru je získána žádaná hodnota rychlosti otáčení pomocí stavového automatu typu Moore, sestávajícího ze čtyř stavů vyznačených na Obr. 4.5. Automat přechází mezi stavy podle směru otáčení enkodéru. Při přechodu ze stavu 1 do stavu 4 zvyšuje žádanou hodnotu rychlosti o jeden rad/s a při přechodu ze stavu 4 do stavu 1 analogicky snižuje žádanou hodnotu rychlosti. Žádaná rychlost je pak ještě omezena jmenovitou hodnotou motoru v obou směrech na max. 314 rad/s.



Obr. 4.5 - Stopy inkrementálního enkodéru [29]

Po výpočtu žádané hodnoty je z určeného úhlu natočení rotoru vypočten sinus a kosinus tohoto úhlu pro transformace. Proudů jsou potom transformovány z třífázového systému do souřadnic dq dle (1.2) a (1.3). Následně je již počítána regulace a omezení akčních veličin stejným způsobem jako v simulačním modelu (kap. 2.2.3). Všechny regulátory jsou typu PI s dopřednou aproximací integrálu a s anti-windup zapojením. Konstanty regulátorů byly nejprve zadány podle naladěných konstant v modelu a po oživení podle potřeb mírně upraveny. Vypočítané napětí je poté transformováno ze souřadnic dq do třífázového systému podle rovnic (1.13) a (1.14).

4.7 Generování PWM

Střídač je osazen třemi dvojicemi IGBT tranzistorů. Šest z nich je použito na vytvoření střídavého napětí motoru a jeden na spínání brzdového rezistoru. Poslední tranzistor je zapojen paralelně k brzdnému rezistoru, tudíž musí být trvale vypnutý. Spodní tranzistor (spínající rezistor) je ovládán výstupem procesoru PB2, horní tranzistor je ovládán pinem PC9. Tranzistor spíná brzdný rezistor, když napětí v meziobvodu přesáhne 650 V. Toto spínání je ovládáno přímo zapisováním logické hodnoty na výstup procesoru a probíhá tedy s maximální frekvencí 3,75 kHz.

Generování PWM je realizováno pomocí Timeru 1. Je zde využito toho, že tento Timer spouští AD převodník při dosažení maximální nebo minimální hodnoty, zatímco zapínání a vypínání tranzistorů probíhá vždy mezi těmito okamžiky, tudíž vzorkované signály nejsou přechodnými ději tranzistorů rušeny. Timer 1 je přímo vybaven funkcí generování PWM na třech kanálech, přičemž každý kanál spíná dva komplementární

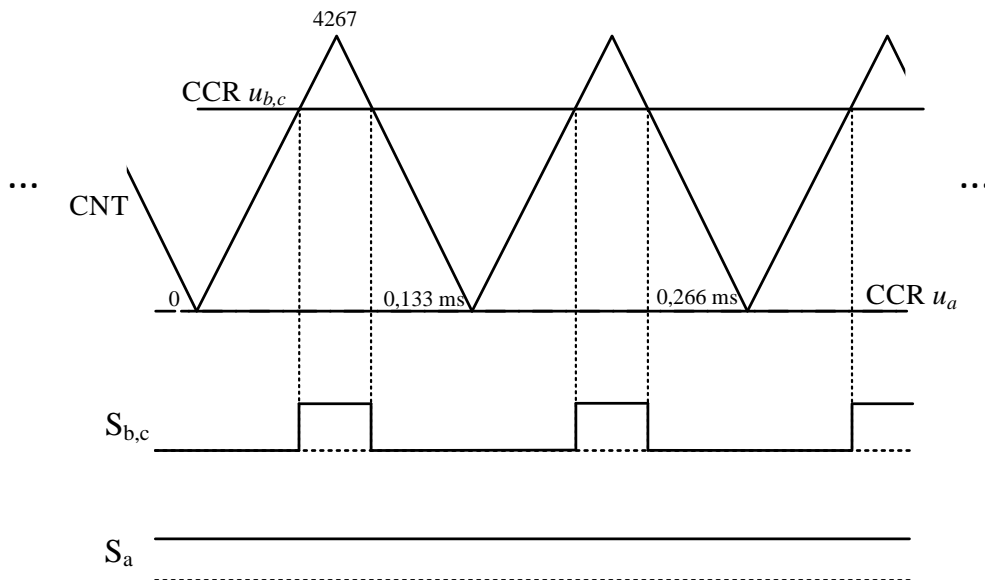
tranzistory. Timer tedy hlídá, aby nedošlo k sepnutí obou tranzistorů jedné fáze, a zajišťuje dodržení ochranných dob. Délku ochranných dob lze nastavit v registru BDTR. Nastaveny byly 2 μ s, které vychází z grafu měření ochranných dob v závislosti na kolektorovém proudu použitého modulu, který je uveden v prezentaci k předmětu Elektrické pohony a trakce [30].

Timer 1 porovnává zapsanou hodnotu v CCR (Capture/Compare registr) s okamžitou hodnotou čítače v CNT. Když se tato čísla rovnají, jsou příslušné komplementární výstupy změněny – jeden tranzistor je vypnut a druhý zapnut. Každý kanál má svůj CCR, ale čítač je v Timeru 1 jeden.

Čísla zapisovaná do CCR jsou získána z požadovaných fázových napětí přepočtem, který by měl být proveden podle napětí v meziobvodu, jelikož střídač je schopen v tomto režimu vytvořit prostorový vektor napětí o velikosti maximálně poloviny napětí meziobvodu. To lze odvodit například analýzou spínání, když je požadavek na vytvoření vektoru napětí ve směru osy α a s maximální velikostí. V tom případě ze zpětné transformace (1.14) pokud $K = 2/3$ vychází, že fázová napětí jsou:

$$u_a = u_\alpha, u_b = -\frac{1}{2}u_\alpha, u_c = -\frac{1}{2}u_\alpha. \quad (4.3)$$

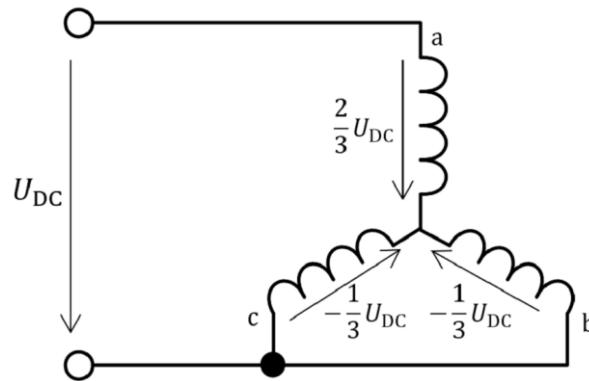
Fáze a má tedy trvale sepnutý horní tranzistor a fáze b a c jsou spínány tak, aby jejich střední hodnoty napětí byly záporné a o velikosti poloviny maximálního napětí. Situace je znázorněna na Obr. 4.6.



Obr. 4.6 - Spínání tranzistorů při požadavku na vytvoření vektoru napětí ve směru osy α

Po dobu tří čtvrtin spínací periody je sepnuta kombinace 1,0,0 (jednička odpovídá sepnutí horního tranzistoru a nula spodního) a po dobu jedné čtvrtiny spínací periody je sepnuta kombinace 1,1,1, která vytváří nulový vektor napětí. Při kombinaci 1,0,0 jsou

při souměrném vinutí napětí rozložena podle Obr. 4.7.



Obr. 4.7 - Fázová napětí při sepnutí tranzistorů v kombinaci 1,0,0

Výsledná velikost vektoru napětí je po transformaci do souřadnic $\alpha\beta$ s $K = 2/3$ (velikost vektoru je tak zachována):

$$|u| = \frac{3}{4} \frac{2}{3} \left(\frac{2}{3} U_{DC} - \frac{1}{3} \left(-\frac{1}{2} \right) U_{DC} - \frac{1}{3} \left(-\frac{1}{2} \right) U_{DC} \right) = \frac{1}{2} U_{DC} \quad (4.4)$$

Podobné výpočty lze udělat i pro jiný směr vektoru napětí.

Timer čítá až do hodnoty ARR, která je 4267. Přepočet fázového napětí na příslušné číslo CCR je potom:

$$CCR = \left(\frac{U_{DC}}{2} - u_x \right) \cdot \frac{4267}{U_{DC}} \quad (4.5)$$

Zapínání a vypínání pulzů (tzn. procesor odpojí výstupy, nicméně převodníky úrovní na desce rozhraní nastaví logickou nulu) zajišťuje bit MOE v registru BDTR. Po inicializaci je tento bit nastaven do nuly a musí se ručně nastavit do jedničky. Ovládání tohoto bitu je napojeno na tlačítko enkodéru, jehož stiskem se přepíná mezi stavem, kdy jsou pulzy zapnuty nebo vypnuty. Aby bylo jasné, zda jsou pulzy generovány, je hodnota MOE přímo předávána na výstup procesoru, který rozsvěcí červenou diodu na desce rozhraní – LED1.

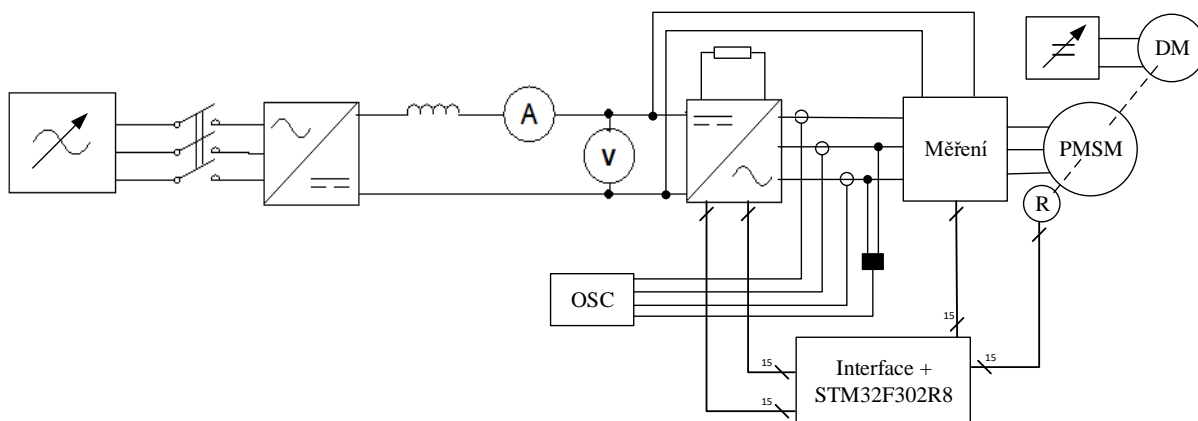
V registru BDTR je dále nastavena funkce Break, která při poruše zajišťuje vypnutí všech tranzistorů přes bit MOE. Vstup pro Break je připojen na signál Porucha, který je v bezporuchovém stavu v logické jedničce a při poruše alespoň jednoho tranzistoru v logické nule (to zajišťují obvody modulu střídače). Z toho také vyplývá, že při odpojeném konektoru střídače přenášejícím chyby, nelze zapnout pulzy. Frekvenci vzorkování tohoto signálu a jeho filtraci lze nastavit také v registru BDTR. Použita byla frekvence 2 MHz s tím, že osm po sobě jdoucích vzorků musí být v logické nule, aby bylo vyvoláno vypnutí tranzistorů.

4.8 Ověření funkčnosti

Během programování a ověřování funkčnosti řízení PMSM bylo využito programu STM Studio, který v reálném čase zobrazuje hodnoty proměnných procesoru se vzorkovací periodou minimálně 20 ms. Ta je sice pro zobrazování například měřených proudů nebo požadovaných napětí nedostatečná, ale pro ověření správných výpočtů například rychlosti otáčení stačila. Ověření nastavení timerů, které umožňují generování pulzů při dočítání do cílové hodnoty, bylo prováděno osciloskopem.

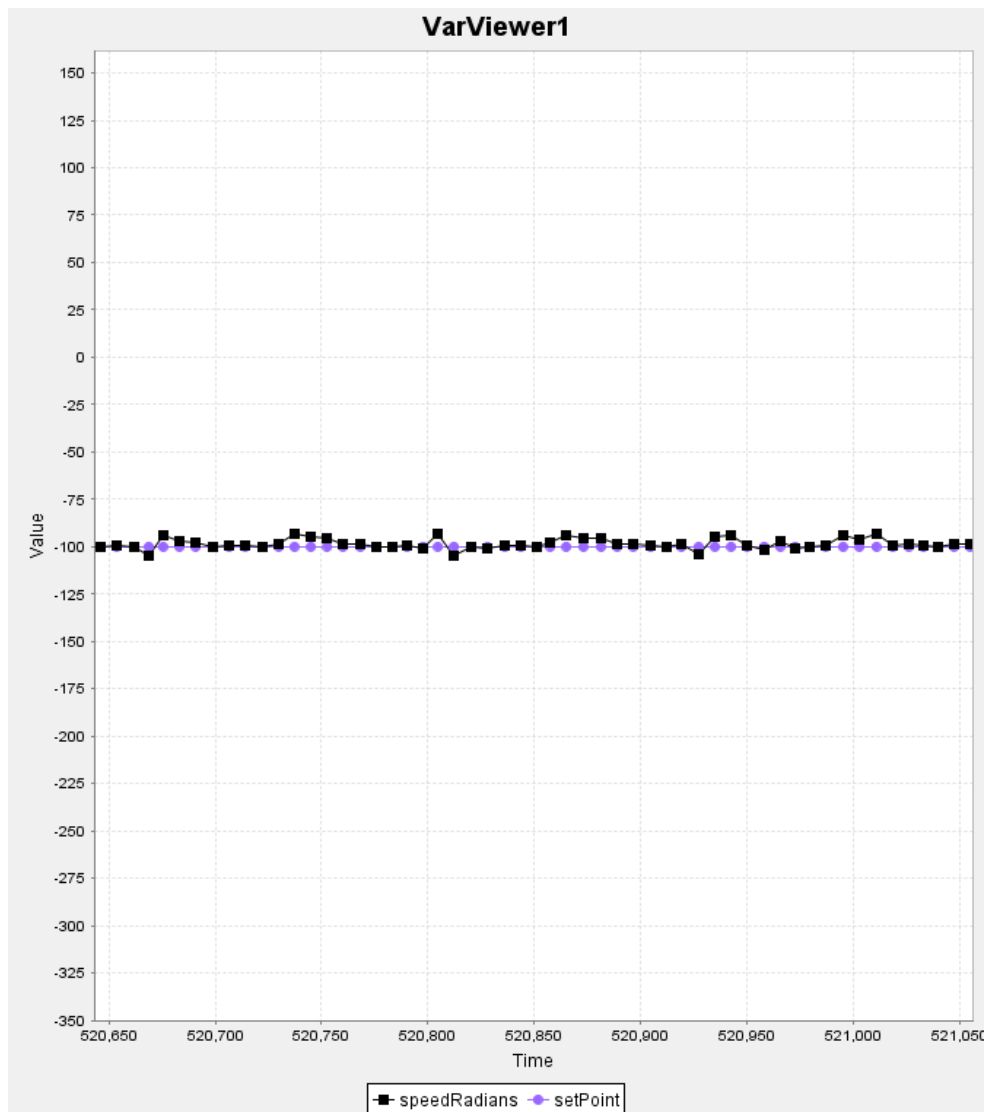
Nejprve byl testován výpočet polohy a rychlosti otáčení a postupně další části schématu vektorového řízení, tak jak byly postupně programovány. Ověření komunikace se střídačem bylo provedeno nejprve v režimu skalárního řízení, kdy byl udržován poměr U/f konstantní a frekvence byla zvyšována plynule od nuly. Po úspěšném testování reakce střídače a motoru na takto generované pulzy bylo přistoupeno ke kalibraci měření proudů a napětí (viz kap. 4.6) a nakonec k ověření realizovaného vektorového řízení nejprve se sníženým napětím v meziobvodu a poté plným napětím 540 V.

Při tomto měření byl střídač napájen přes tlumivku z můstkového usměrňovače, který byl připojen ke zdroji nastavitelného napětí – indukčnímu regulátoru (viz Obr. 4.8). Motor byl napájen přes měřicí modul, který kromě fázových proudů měřil i napětí v meziobvodu, aby mohl být spínán brzdový rezistor a nedošlo k zničení kondenzátorů střídače, pokud by se dostal motor do generátorického režimu. Motor byl zatěžován dynamometrem, který zároveň měří zátěžný moment. Rychlost otáčení byla snímána programem STM Studio a fázové proudy a sružené napětí byly měřeny osciloskopem. Fotografie pracoviště jsou na Obr. 4.13 a Obr. 4.14.



Obr. 4.8 – Schéma pro ověření funkce vektorového řízení

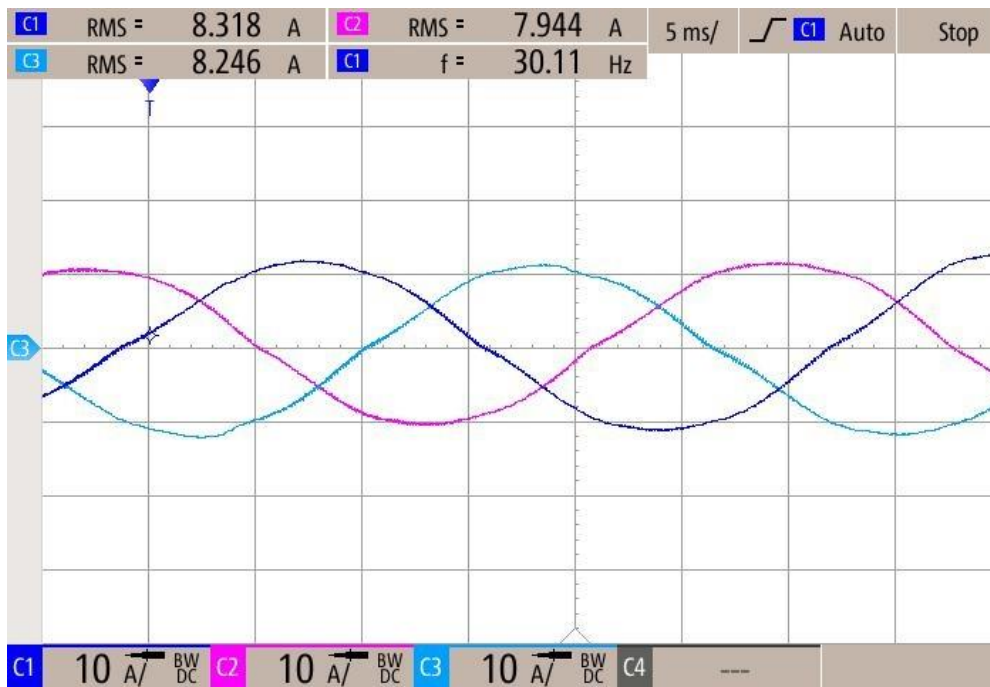
Po takovém připojení fází motoru, aby odpovídaly určení polohy resolverem a umístění os systému $\alpha\beta$ v programu, byl úspěšně ověřen chod motoru v části rozsahu otáček (do 1800 ot/min) a s různými zátěžnými momenty. Řízení správně dorovnávalo otáčky na požadovanou hodnotu. To dokládá záznam z STM Studia na Obr. 4.9.



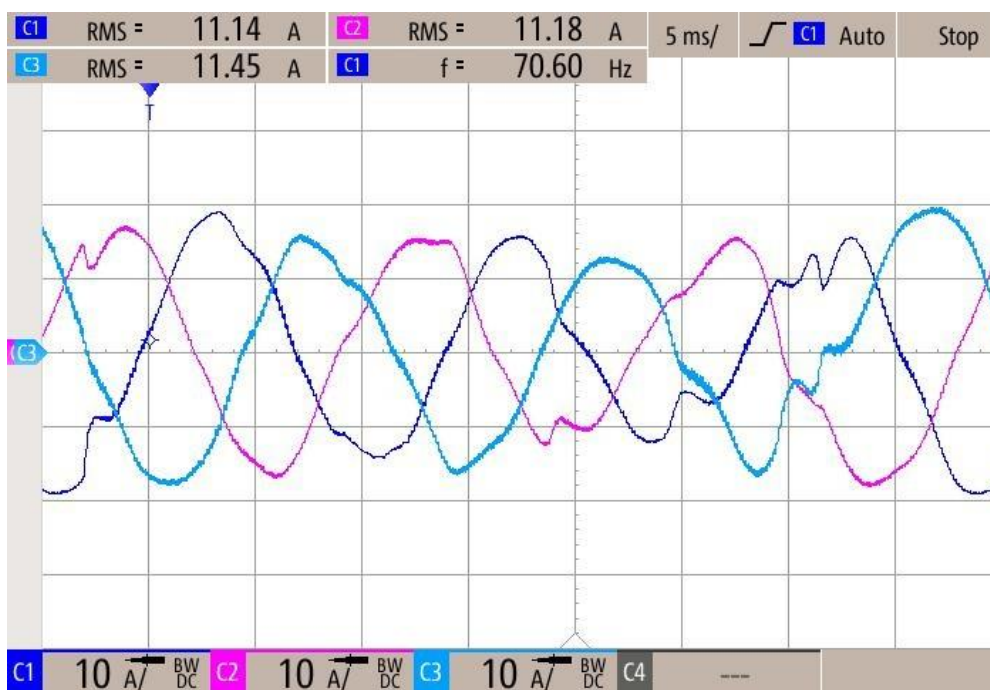
Obr. 4.9 - Záznam vyhodnocené (černě) a žádané (fialově) rychlosti otáčení

Dále jsou zde uvedeny oscilogramy při různých provozních stavech. Na Obr. 4.10 jsou zachyceny fázové proudy při otáčkách 600 ot/min (63 rad/s) a zátěži 10 Nm. V tomto případě byly proudy téměř sinusové.

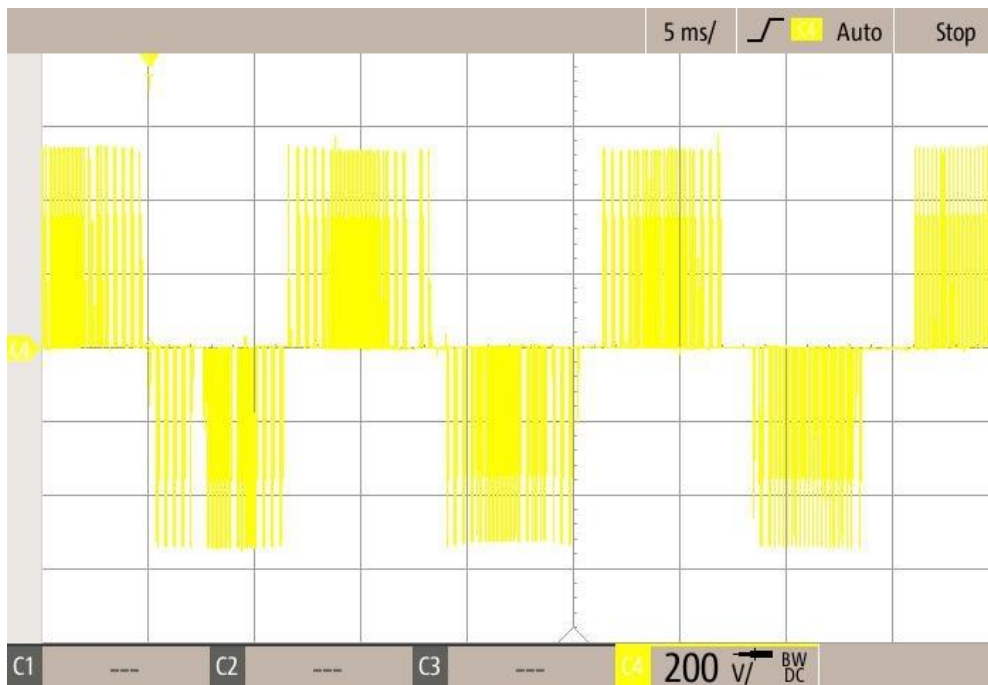
Obr. 4.11 zachycuje proudy a Obr. 4.12 sdružené napětí při otáčkách 955 ot/min (100 rad/s) a zátěži 15 Nm. Při vyšších otáčkách a zátěžích měly proudy horší průběhy. To může být dáno horšími regulačními konstantami, které byly převzaty ze simulačního modelu a při realizaci již laděny nebyly. Řízení také nebylo nijak optimalizováno na nízký odběr proudů, tudíž jsou proudy pravděpodobně vyšší než by nutně musely být. V neposlední řadě je také otázka, jak přesné je vyhodnocování polohy, které je pro vektorovou regulaci klíčové, protože i zde je použit regulátor, jehož nastavení má vliv na rychlost a přesnost vyhodnocení. Nicméně se ukázalo, že pro plynulý chod motoru a správné reakce na změny žádaných otáček takto navržené a realizované řízení postačuje.



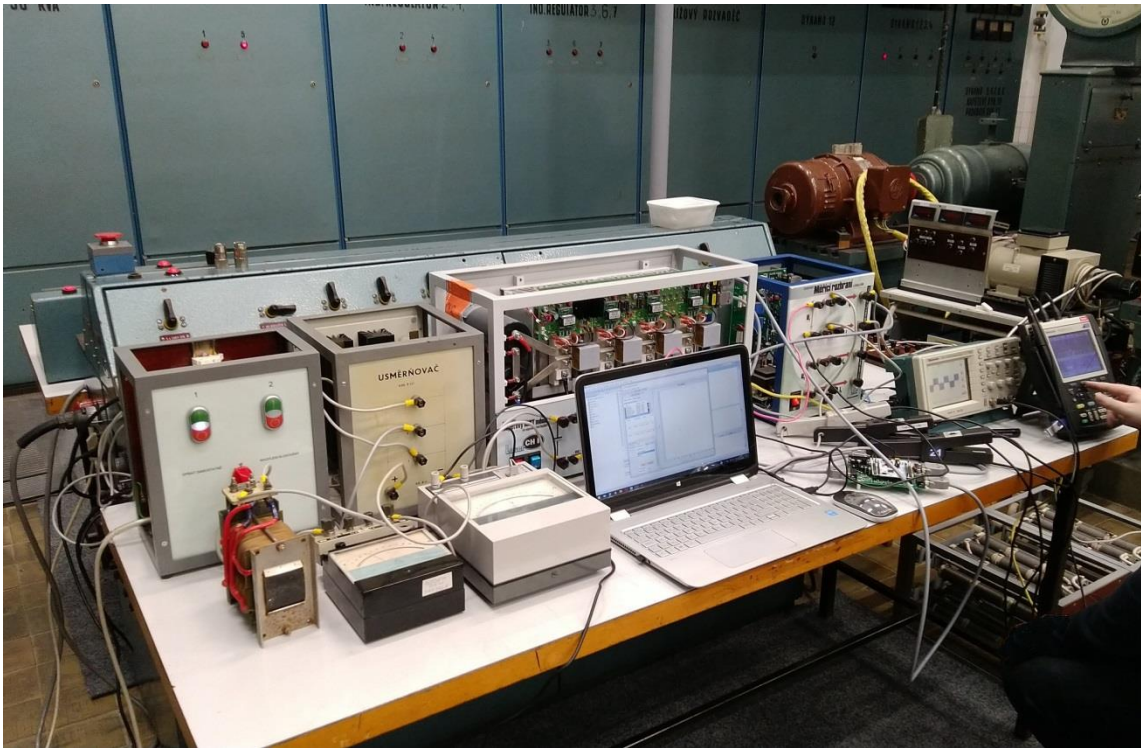
Obr. 4.10 - Fázové proudy při otáčkách 570 ot/min a zátěži 10 Nm



Obr. 4.11 - Fázové proudy při otáčkách 955 ot/min a zátěži 15 Nm



Obr. 4.12 - Sdružené napětí při otáčkách 955 ot/min a zátěži 15 Nm



Obr. 4.13 - Pracoviště pro ověření funkčnosti realizovaného řízení (na stole stykač, tlumivka, usměrňovač, střídač, měřicí modul, měřicí přístroje, mikroprocesor s rozhraním – na zemi brzdňý rezistor – v pozadí dynamometr)



Obr. 4.14 - Dynamometr z opačné strany, na které je k němu přes spojku připojen PMSM s resolverem

ZÁVĚR

V teoretické části byl popsán PMSM z hlediska konstrukce a vlastností. Dále byly vysvětleny principy možných metod řízení tohoto motoru. Literatura nabízí jak zavedená a široce používaná řešení jako FOC nebo DTC, tak i teprve nedávno navržené možnosti řízení. Zatímco některé metody vynikají svojí jednoduchostí či absencí některých senzorů, FOC je spíše složitější, ale zato poměrně přesné řízení.

Pro praktickou část, která je hlavním přínosem této práce, bylo vybráno právě vektorové řízení FOC. To bylo navrženo pro konkrétní motor a simulováno v programu Matlab Simulink. Při simulaci se jako klíčové ukázalo správné vyhodnocování úhlu natočení rotoru ze signálů resolveru, pomocí kterého jsou následně počítány transformace souřadnic. Původní navržené vyhodnocování tedy bylo částečně upraveno, aby vyhovovalo požadavkům řízení. V modelu byly také naladěny konstanty regulátorů, které byly následně použity v programu mikroprocesoru.

Před realizací vektorového řízení v mikroprocesoru muselo být vytvořeno rozhraní pro komunikaci vývojové desky se střídačem, modulem řízení a resolverem. Rozhraní bylo úspěšně vyrobeno a osazeno, následně byly nastaveny všechny trimry a ověřeny funkce, které mělo rozhraní plnit.

Pak již bylo možné programovat a testovat vyhodnocování úhlu natočení rotoru a konečně celé vektorové řízení v mikroprocesoru STM32F302R8.

Výsledná verze realizovaného řízení je funkční. Motor dobře reaguje na změnu žádané hodnoty otáček. Horší výsledky přineslo měření proudů, které v určitém rozsahu otáček a zátěžných momentů nebyly sinusové, jak by měly správně být. Zde je tedy prostor k další práci, která by se mohla zabývat problémy, které nebyly zadáním této práce, jako je například přesnější ladění konstant regulátorů než použitou matematickou simulací, optimalizace řízení na nízký odebíraný proud, případně vyladění vyhodnocování polohy resolverem a další zlepšení.

LITERATURA

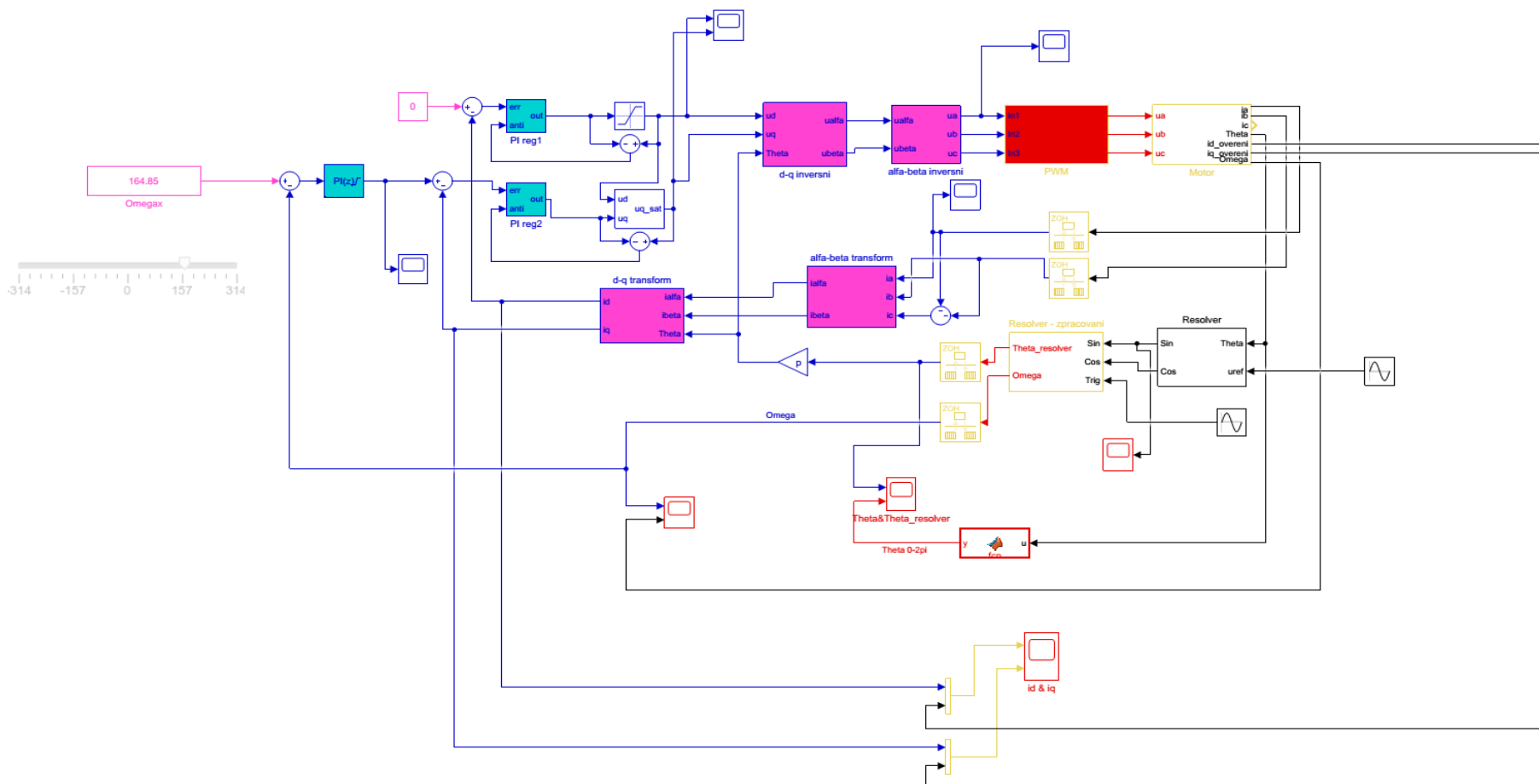
- [1] SKOŘEPA, Martin. *Interface resolveru pro platformu STM32F3*. Praha: 2019. Diplomová práce. ČVUT, Fakulta elektrotechnická.
- [2] OPRITESCU, Adrian. *Control of a saturated Permanent Magnet Synchronous Motor*. Aalborg (Denmark), 2010. Master Thesis. Aalborg University, Department of Energy Technology.
- [3] DWIVEDI, S. K., M. LAURSEN, S. HANSEN. *Voltage Vector based Control for PMSM in Industry Applications*. Graasten (Denmark), 2010.
- [4] HRABOVCOVÁ, V., L. JANOUŠEK, P. RAFAJDUS, M. LIČKO. *Moderné Elektrické Stroje*. Žilina: Žilinská univerzita, 2001. ISBN 80-7100-809-5.
- [5] DAJAKU, Durakuq a Dieter GERLING. *Design of Permanent Magnet Machines for Hybrid Vehicles*. Neubiberg (Germany), 2007.
- [6] ČERNÝ, O., R. DOLEČEK, J. NOVÁK. *Synchronní motory s permanentními magnety pro trakční pohony kolejových vozidel*. Vědeckotechnický sborník ČD 29/2010. Pardubice, 2010.
- [7] *Pohony s motory s permanentními magnety, reluktanční motory, krokové motory*. Praha: ČVUT. Materiály k předmětu Elektrické pohony.
- [8] BOSE, Bimal K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Sadle River (USA): Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [9] KOBRLE, Pavel. *Matematický model AM a transformace souřadnic*. Praha: ČVUT, 2019. Materiály k předmětu Elektrické pohony.
- [10] HRABOVCOVÁ, V., P. RAFAJDUS, M. FRANKO, P. HUDÁK. *Meranie a modelovanie elektrických strojov*. Žilina: Žilinská univerzita v Žiline, 2014. ISBN 978-80-554-0852-1.
- [11] YASHVI, P., P. PRIYANKA, P. NITIKSHA, T. CHAND, M. UNNATI. Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor. *International Research Journal of Engineering and Technology*. IRJET, 2016, roč. 3, č. 12, s. 364-366. ISSN: 2395-0056
- [12] BIDA, V. M., D. V. SAMOKHVALOV a F. S. AL-MAHTURI. PMSM vector control techniques – A survey. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus)*. Moscow, 2018. p. 577-581.
- [13] *Vektorová regulace*. Praha: ČVUT, 2019. Materiály k předmětu Elektrické pohony.
- [14] KOBRLE, Pavel a J. PAVELKA. *Elektrické pohony a jejich řízení*. Praha: ČVUT, 2016.
- [15] KOUPENÝ, Jaroslav. *Simulace pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety*. Praha: 2011. Diplomová práce. ČVUT, Fakulta elektrotechnická.
- [16] ŠEBEK, Michael. Prediktivní řízení budov. *michaelsebek.cz* [online]. 2020 [cit. 2020-05-05]. Dostupné z: <http://www.michaelsebek.cz/cs/prediktivni-rizeni-budov>
- [17] *Přímé řízení momentu*. Praha: ČVUT, 2019. Materiály k předmětu Elektrické pohony.
- [18] MORALES-CAPORAL, R., M. E. LEAL-LOPÉZ, J de J. RANGEL-MAGDALENO, O.

SANDRE-HERNANDEZ, I. CRUZ-VEGA. *Direct Control of PMSM – Drive for Electric Vehicle Applications*. Mexico, February 2018.

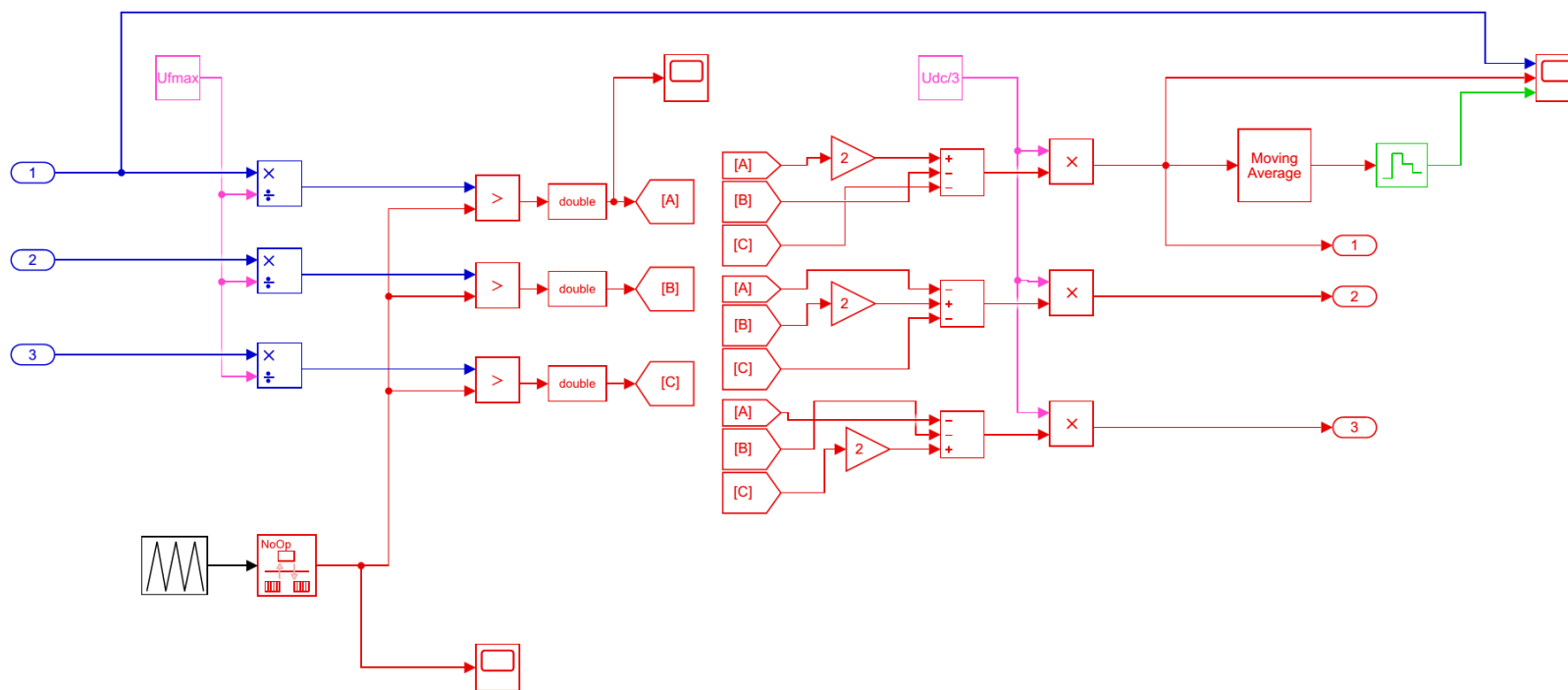
- [19] KORKMAZ, F., I. TOPALOĞLU, M. F. ÇAKIR, R. GÜRBÜZ. Comparative Performance Evaluation of FOC and DTC Controlled PMSM Drives. *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. Istanbul (Turkey), May 2013. p. 705–708.
- [20] ZHANG, W., F. XIAO and M. QIAO. PMSM System Controlled by SVM-DTC. *MATEC Web of Conferences*. 55. 01007. January 2016.
- [21] MING, CH., G. HANYING, S. HONGMING. Simulation Study on DTC System of PMSM. *The 6th International Forum on Strategic Technology*. August 2011. p. 564-569.
- [22] ABDELYAZID, Achour. Passivity Based Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors. *Recent Advances in Robust Control - Theory and Applications in Robotics and Electromechanics*. Algeria, 2016. p. 371-396.
- [23] LORÍA, Antonio and H. Nijmeijer. Passivity Based Control. *Control Systems, Robotic and Automation*. Vol. 13. ISBN: 978-1-84826-602-5
- [24] SANJUAN, J. J. V., J. L. FLORES, E. Y. MENDOZA and M. E. TLAXCALTECATL, A sensorless passivity-based control for PMSM. *2018 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*. Cholula, 2018. p. 86-91.
- [25] OUASSAID, M., M. CHERKAoui, A. NEJMI, M. MAAROUFI. Nonlinear Torque Control for PMSM: A Lyapunov Technique Approach. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*. 2007. Vol. 1. No. 6. p. 910-913. ISSN 2088-8708.
- [26] *CTD Brushless servomotors*. Control Techniques. Manual pro motory Unimotors. Dostupné online: <http://www.oskonotomasyon.com/urunler/CT/servomotorlar/Unimotor%20Manual.PDF>
- [27] *Unidrive Servo & Unimotor Product Data*. Control Techniques. 2002. Manual produktů Unidrive. Dostupné například: http://www.control-pro.ru/doc_pdf/unidrive/Servo_Product_Data.pdf
- [28] *8-/10-/12-/14-Bit High Bandwidth Multiplying DACs with Serial Interface*. Analog Devices. 2005-2015. Manual součástek AD5450 až AD5453. Dostupné například: https://cz.mouser.com/datasheet/2/609/AD5450_5451_5452_5453-1501688.pdf
- [29] LOCKER, Martin. *Inkrementální enkodér* [online]. Robot klub Rychnov. 2009. [cit. 27. 12. 2020] Dostupné z: <https://robotika.vosrk.cz/guide/sensors/decode/cs>
- [30] *Frekvenční měnič a jeho řízení, zkresení výstupního napětí*. Praha: ČVUT, 2019. Materiály k předmětu Elektrické pohony.
- [31] HAVELKA, David. Disertační práce. ČVUT, Fakulta elektrotechnická.

A PŘÍLOHA – MATEMATICKÝ MODEL

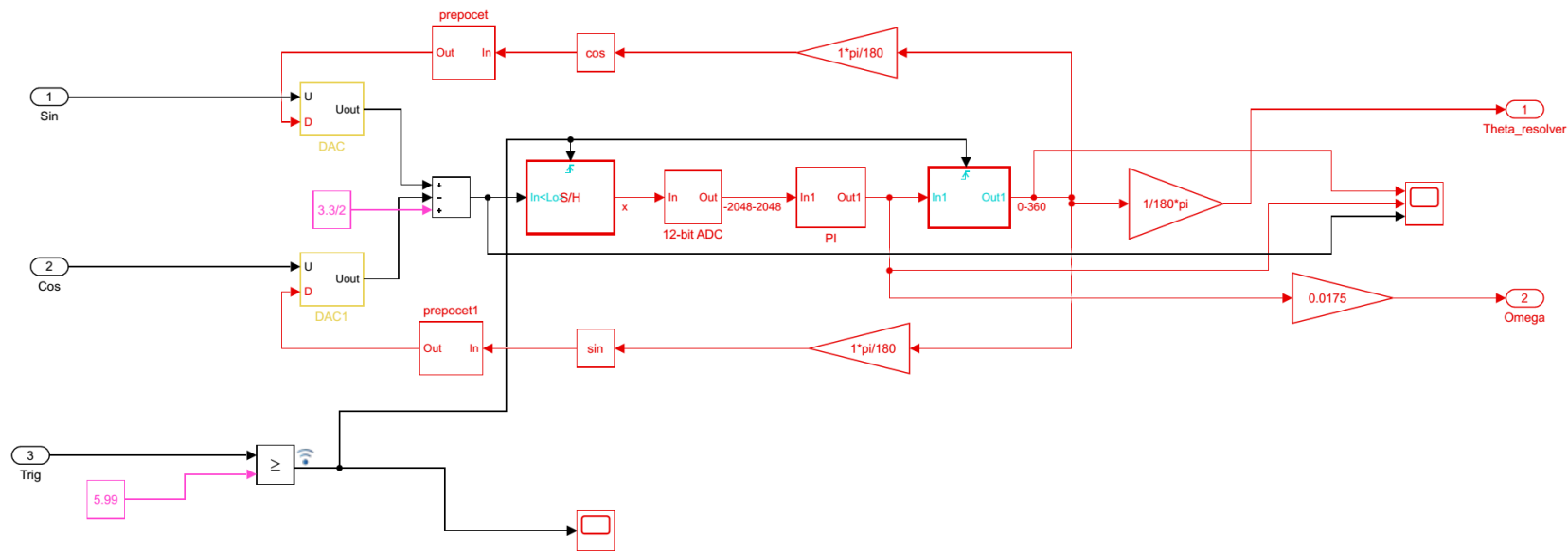
A.1 Celkový model řízení



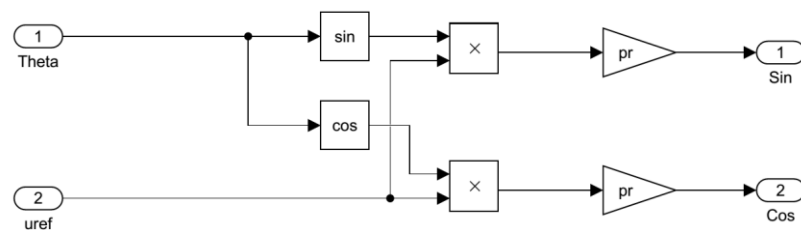
A.3 Model střídače a PWM modulátoru



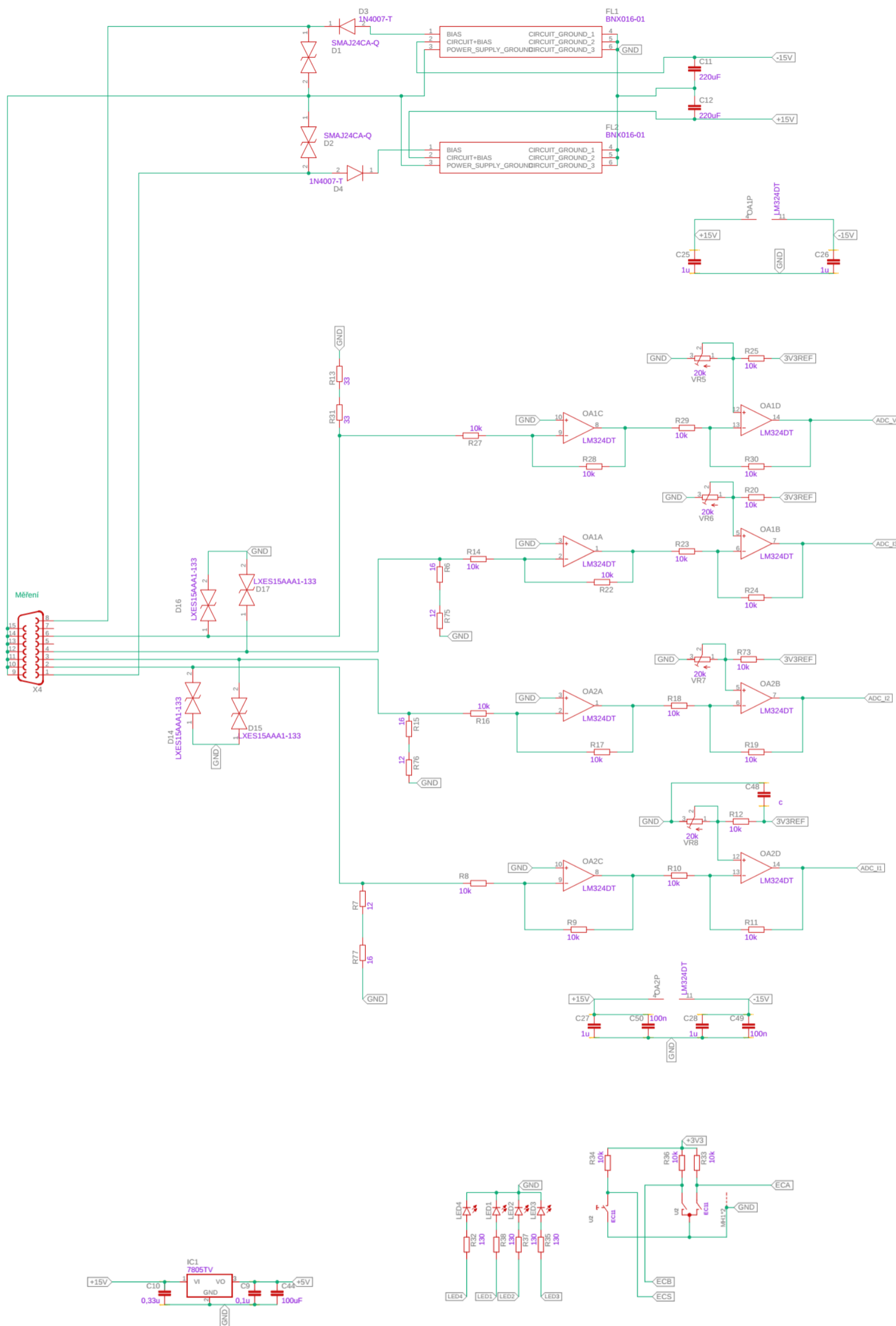
A.4 Model zpracování signálů z resolveru

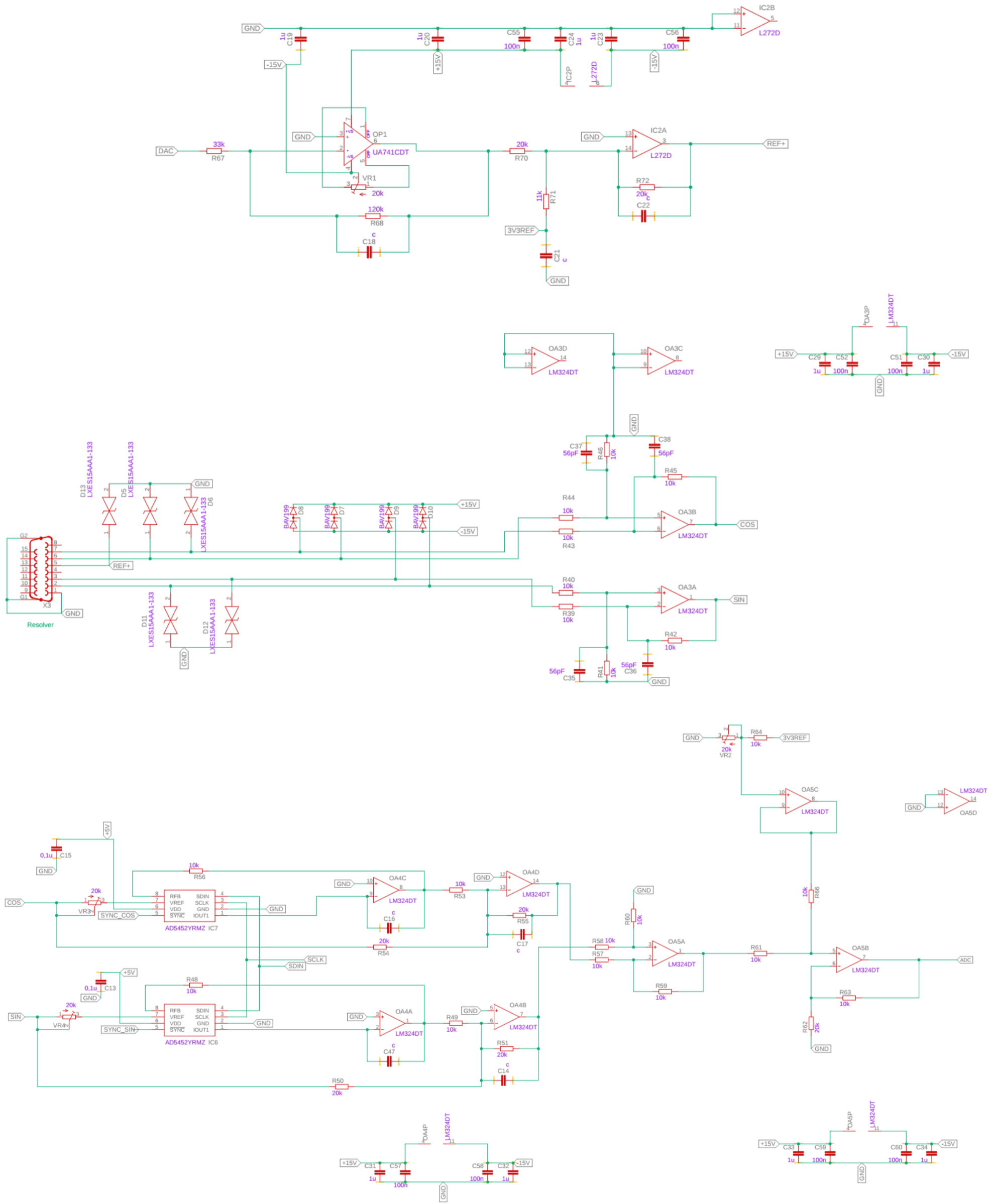


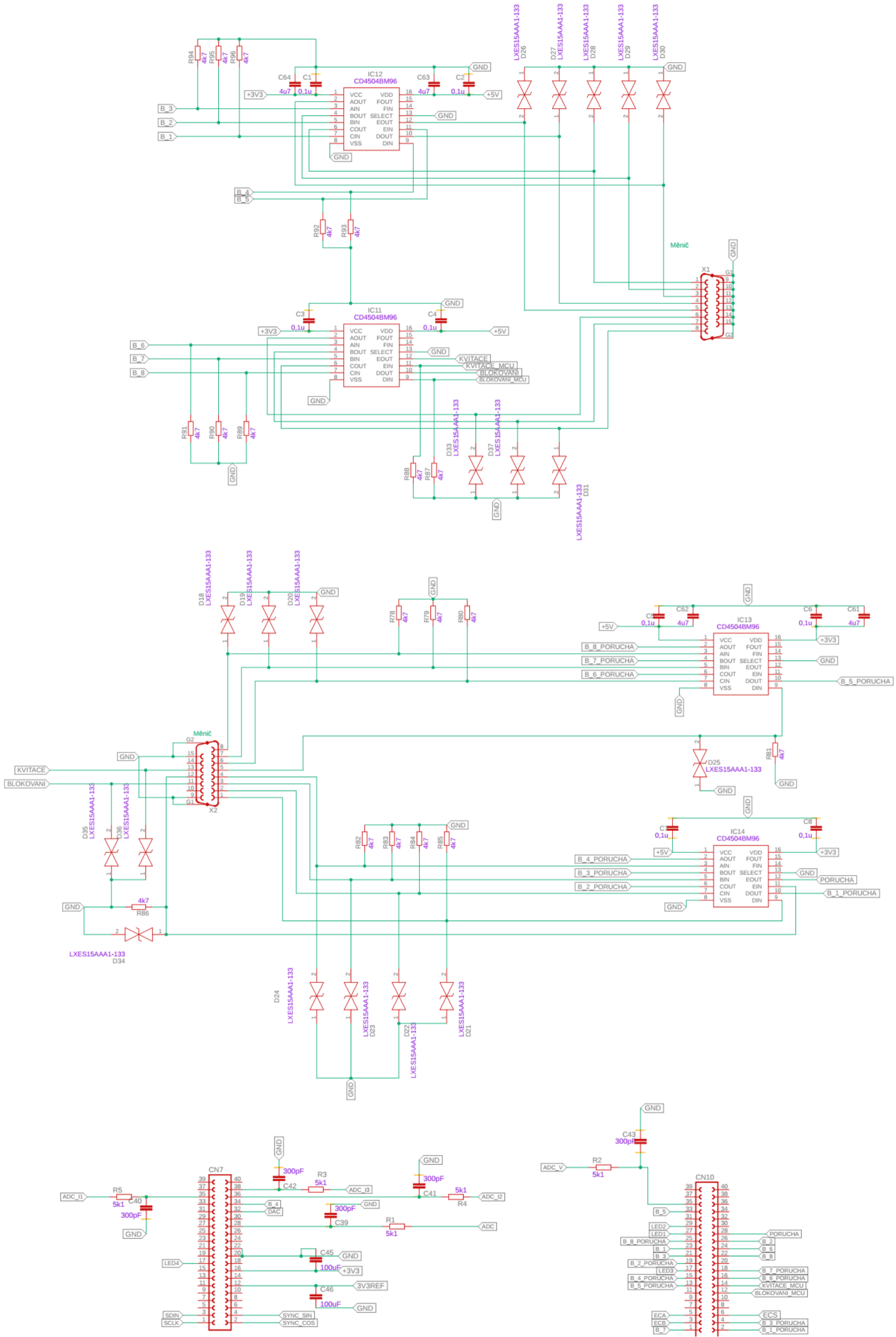
A.5 Model resolveru



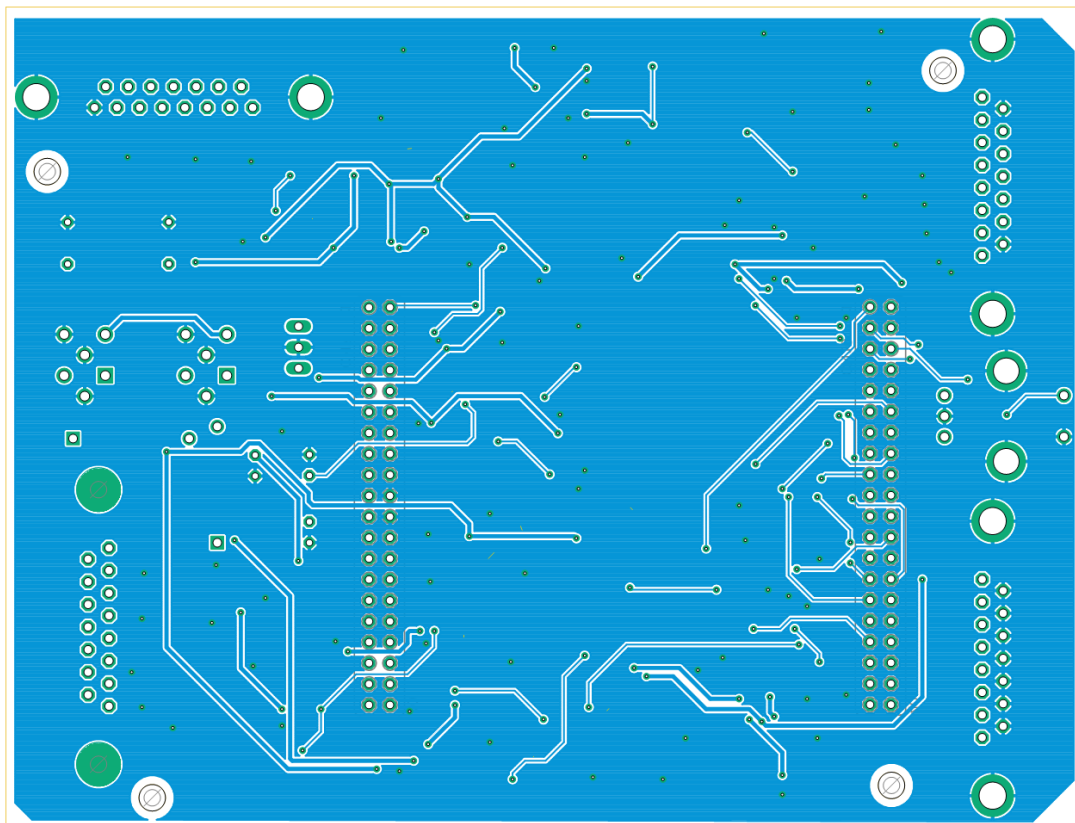
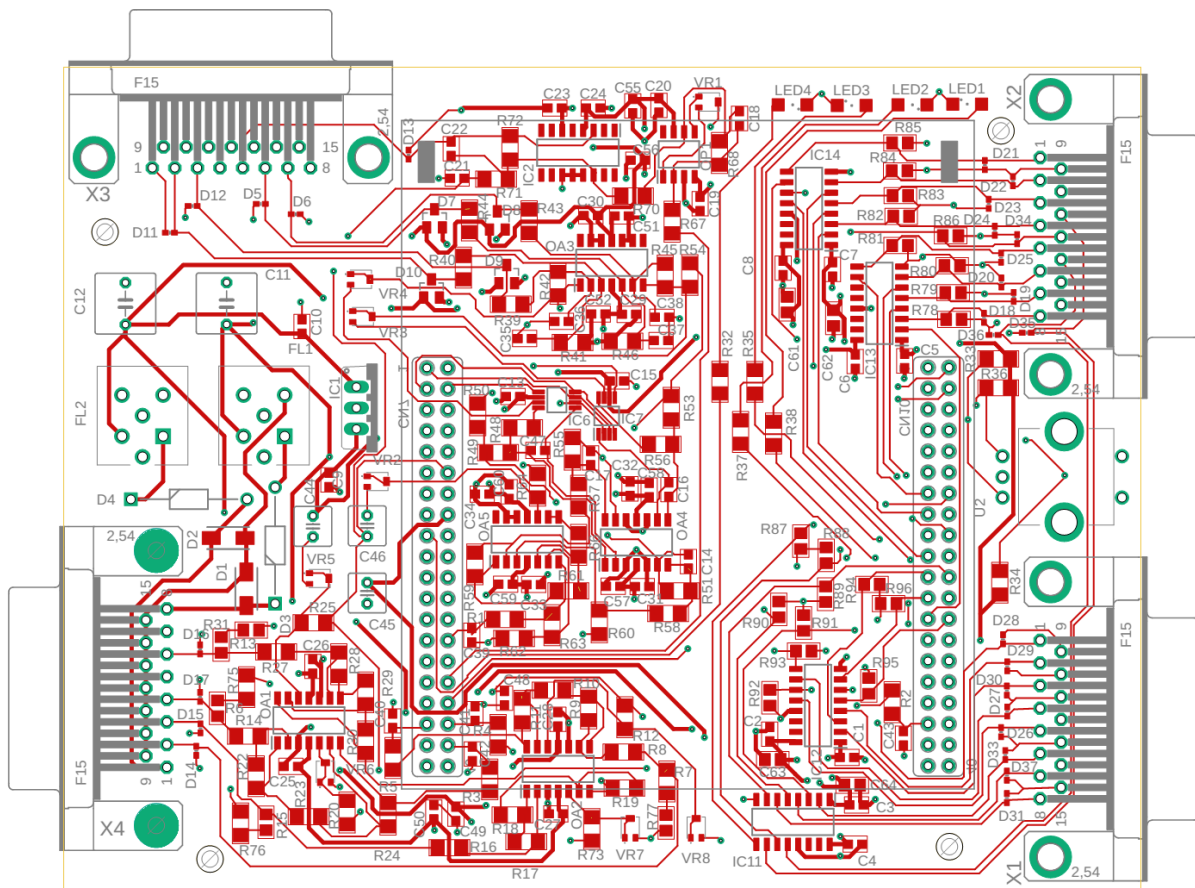
B PŘÍLOHA – SCHÉMA INTERFFACE







C PŘÍLOHA – LAYOUT – INTERFACE



D PŘÍLOHA – SEZNAM SOUČÁSTEK

Značení - schéma	Hodnota / Označení	Pouzdro	Typ
C1	0,1u	C0603	kondenzátor
C2	0,1u	C0603	kondenzátor
C3	0,1u	C0603	kondenzátor
C4	0,1u	C0603	kondenzátor
C5	0,1u	C0603	kondenzátor
C6	0,1u	C0603	kondenzátor
C7	0,1u	C0603	kondenzátor
C8	0,1u	C0603	kondenzátor
C9	0,1u	C0603	kondenzátor
C10	0,33u	C0603	kondenzátor
C11	220uF	C050-075X075	kondenzátor
C12	220uF	C050-075X075	kondenzátor
C13	0,1u	C0603	kondenzátor
C14	c	C0603	kondenzátor
C15	0,1u	C0603	kondenzátor
C16	c	C0603	kondenzátor
C17	c	C0603	kondenzátor
C18	c	C0603	kondenzátor
C19	1u	C0603	kondenzátor
C20	1u	C0603	kondenzátor
C21	c	C0603	kondenzátor
C22	c	C0603	kondenzátor
C23	1u	C0603	kondenzátor
C24	1u	C0603	kondenzátor
C25	1u	C0603	kondenzátor
C26	1u	C0603	kondenzátor
C27	1u	C0603	kondenzátor
C28	1u	C0603	kondenzátor
C29	1u	C0603	kondenzátor
C30	1u	C0603	kondenzátor
C31	1u	C0603	kondenzátor
C32	1u	C0603	kondenzátor
C33	1u	C0603	kondenzátor
C34	1u	C0603	kondenzátor
C35	56pF	C0603	kondenzátor
C36	56pF	C0603	kondenzátor
C37	56pF	C0603	kondenzátor
C38	56pF	C0603	kondenzátor
C39	300pF	C0603	kondenzátor
C40	300pF	C0603	kondenzátor
C41	300pF	C0603	kondenzátor
C42	300pF	C0603	kondenzátor
C43	300pF	C0603	kondenzátor
C44	100uF	C025-050X050	kondenzátor
C45	100uF	C025-050X050	kondenzátor
C46	100uF	C025-050X050	kondenzátor
C47	c	C0603	kondenzátor
C48	c	C0603	kondenzátor
C49	100n	C0603	kondenzátor

C50	100n	C0603	kondenzátor
C51	100n	C0603	kondenzátor
C52	100n	C0603	kondenzátor
C55	100n	C0603	kondenzátor
C56	100n	C0603	kondenzátor
C57	100n	C0603	kondenzátor
C58	100n	C0603	kondenzátor
C59	100n	C0603	kondenzátor
C60	100n	C0603	kondenzátor
C61	4u7	C0805	kondenzátor
C62	4u7	C0805	kondenzátor
C63	4u7	C0805	kondenzátor
C64	4u7	C0805	kondenzátor
CN7	FE20-2	con-lsta	konektor
CN10	FE20-2	con-lsta	konektor
D1	SMAJ24CA-Q	DIONM5127X229N	dioda
D2	SMAJ24CA-Q	DIONM5127X229N	dioda
D3	1N4007-T	DIOAD1408W86L464D236	dioda
D4	1N4007-T	DIOAD1408W86L464D236	dioda
D5	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D6	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D7	BAV199	SOT23	dioda
D8	BAV199	SOT23	dioda
D9	BAV199	SOT23	dioda
D10	BAV199	SOT23	dioda
D11	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D12	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D13	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D14	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D15	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D16	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D17	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D18	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D19	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D20	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D21	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D22	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D23	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D24	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D25	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D26	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D27	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D28	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D29	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D30	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D31	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D33	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D34	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D35	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D36	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
D37	LXES15AAA1-133	DIONC1005X33N	dioda
FL1	BNX016-01	BNX01201	filtr
FL2	BNX016-01	BNX01201	filtr
IC1	7805TV	TO220V	stabilizátor napětí
IC2	L272D	SOIC127P600X175-16N	operační zesilovač
IC6	AD5452YRMZ	SOP65P490X110-8N	DA převodník
IC7	AD5452YRMZ	SOP65P490X110-8N	DA převodník

IC11	CD4504BM96	SOIC127P600X175-16N	převodník logických úrovní
IC12	CD4504BM96	SOIC127P600X175-16N	převodník logických úrovní
IC13	CD4504BM96	SOIC127P600X175-16N	převodník logických úrovní
IC14	CD4504BM96	SOIC127P600X175-16N	převodník logických úrovní
LED 1	SML1206	led	LED
LED 2	SML1206	led	LED
LED 3	SML1206	led	LED
LED 4	SML1206	led	LED
OA1	LM324DT	SOIC127P600X175-14N	operační zesilovače
OA2	LM324DT	SOIC127P600X175-14N	operační zesilovače
OA3	LM324DT	SOIC127P600X175-14N	operační zesilovače
OA4	LM324DT	SOIC127P600X175-14N	operační zesilovače
OA5	LM324DT	SOIC127P600X175-14N	operační zesilovače
OP1	UA741CDT	SOIC127P600X175-8N	operační zesilovač
R1	5k1	R1206	rezistor
R2	5k1	R1206	rezistor
R3	5k1	R1206	rezistor
R4	5k1	R1206	rezistor
R5	5k1	R1206	rezistor
R6	16R	R0805	rezistor
R7	12R	R1206	rezistor
R8	10k	R1206	rezistor
R9	10k	R1206	rezistor
R10	10k	R1206	rezistor
R11	10k	R1206	rezistor
R12	10k	R1206	rezistor
R13	33R	R0805	rezistor
R14	10k	R1206	rezistor
R15	16R	R0805	rezistor
R16	10k	R1206	rezistor
R17	10k	R1206	rezistor
R18	10k	R1206	rezistor
R19	10k	R1206	rezistor
R20	10k	R1206	rezistor
R22	10k	R1206	rezistor
R23	10k	R1206	rezistor
R24	10k	R1206	rezistor
R25	10k	R1206	rezistor
R27	10k	R1206	rezistor
R28	10k	R1206	rezistor
R29	10k	R1206	rezistor
R30	10k	R1206	rezistor
R31	33R	R0805	rezistor
R32	130R	R1206	rezistor
R33	10k	R1206	rezistor
R34	10k	R1206	rezistor
R35	130R	R1206	rezistor
R36	10k	R1206	rezistor
R37	130R	R1206	rezistor
R38	130R	R1206	rezistor
R39	10k	R1206	rezistor
R40	10k	R1206	rezistor
R41	10k	R1206	rezistor
R42	10k	R1206	rezistor
R43	10k	R1206	rezistor
R44	10k	R1206	rezistor
R45	10k	R1206	rezistor

R46	10k	R1206	rezistor
R48	10k	R1206	rezistor
R49	10k	R1206	rezistor
R50	20k	R1206	rezistor
R51	20k	R1206	rezistor
R53	10k	R1206	rezistor
R54	20k	R1206	rezistor
R55	20k	R1206	rezistor
R56	10k	R1206	rezistor
R57	10k	R1206	rezistor
R58	10k	R1206	rezistor
R59	10k	R1206	rezistor
R60	10k	R1206	rezistor
R61	10k	R1206	rezistor
R62	20k	R1206	rezistor
R63	10k	R1206	rezistor
R64	10k	R1206	rezistor
R66	10k	R1206	rezistor
R67	33k	R1206	rezistor
R68	120k	R1206	rezistor
R70	20k	R1206	rezistor
R71	11k	R1206	rezistor
R72	20k	R1206	rezistor
R73	10k	R1206	rezistor
R75	12R	R1206	rezistor
R76	12R	R1206	rezistor
R77	16R	R0805	rezistor
R78	4k7	R0805	rezistor
R79	4k7	R0805	rezistor
R80	4k7	R0805	rezistor
R81	4k7	R0805	rezistor
R82	4k7	R0805	rezistor
R83	4k7	R0805	rezistor
R84	4k7	R0805	rezistor
R85	4k7	R0805	rezistor
R86	4k7	R0805	rezistor
R87	4k7	R0805	rezistor
R88	4k7	R0805	rezistor
R89	4k7	R0805	rezistor
R90	4k7	R0805	rezistor
R91	4k7	R0805	rezistor
R92	4k7	R0805	rezistor
R93	4k7	R0805	rezistor
R94	4k7	R0805	rezistor
R95	4k7	R0805	rezistor
R96	4k7	R0805	rezistor
U2	EC11	EC11E183440C	inkrementální enkodér
VR1	20k	TC42X2103E	trimr
VR2	20k	TC42X2103E	trimr
VR3	20k	TC42X2103E	trimr
VR4	20k	TC42X2103E	trimr
VR5	20k	TC42X2103E	trimr
VR6	20k	TC42X2103E	trimr
VR7	20k	TC42X2103E	trimr
VR8	20k	TC42X2103E	trimr
X1	F15HP	con-subd	konektor
X2	F15HP	con-subd	konektor
X3	F15HP	con-subd	konektor
X4	F15H	con-subd	konektor

E PŘÍLOHA – VÝŇATKY Z POUŽITÝCH MANUÁLŮ

E.1 Výňatek z manuálu DA převodníku AD5452 [28]

Data Sheet	AD5450/AD5451/AD5452/AD5453
------------	------------------------------------

Bipolar Mode

In some applications, it may be necessary to generate a full 4-quadrant multiplying operation or a bipolar output swing. This can be easily accomplished by using another external amplifier and some external resistors, as shown in Figure 45. In this circuit, the second amplifier, A2, provides a gain of 2. Biasing the external amplifier with an offset from the reference voltage results in full 4-quadrant multiplying operation. The transfer function of this circuit shows that both negative and positive output voltages are created as the input data (D) is incremented from Code 0 ($V_{OUT} = -V_{REF}$) to midscale ($V_{OUT} = 0V$) to full scale ($V_{OUT} = +V_{REF}$).

$$V_{OUT} = \left(V_{REF} \times \frac{D}{2^{n-1}} \right) - V_{REF}$$

where:

D is the fractional representation of the digital word loaded to the DAC.

D = 0 to 255 (8-bit AD5450).

= 0 to 1023 (10-bit AD5451).

= 0 to 4095 (12-bit AD5452).

n is the resolution of the DAC.

When V_{IN} is an ac signal, the circuit performs 4-quadrant multiplication. Table 6 shows the relationship between the digital code and the expected output voltage for a bipolar operation using the 8-bit AD5450.

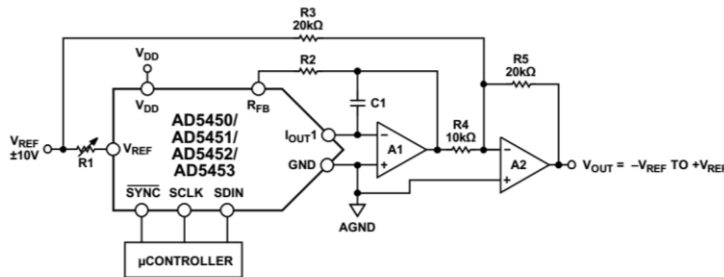
Table 6. Bipolar Code Table for the AD5450

Digital Input	Analog Output (V)
1111 1111	+V _{REF} (127/128)
1000 0000	0
0000 0001	-V _{REF} (127/128)
0000 0000	-V _{REF} (128/128)

Stability

In the I-to-V configuration, the I_{OUT} of the DAC and the inverting node of the operational amplifier must be connected as close as possible, and proper printed circuit board (PCB) layout techniques must be employed. Because every code change corresponds to a step function, gain peaking may occur if the operational amplifier has limited gain bandwidth product (GBP) and there is excessive parasitic capacitance at the inverting node. This parasitic capacitance introduces a pole into the open-loop response, which can cause ringing or instability in the closed-loop applications circuit.

An optional compensation capacitor, C1, can be added in parallel with R_{FB} for stability, as shown in Figure 44 and Figure 45. Too small a value of C1 can produce ringing at the output, and too large a value can adversely affect the settling time. C1 should be found empirically, but 1 pF to 2 pF is generally adequate for the compensation.



- NOTES
1. R1 AND R2 USED ONLY IF GAIN ADJUSTMENT IS REQUIRED. ADJUST R1 FOR $V_{OUT} = 0V$ WITH CODE 10000000 LOADED TO DAC.
 2. MATCHING AND TRACKING IS ESSENTIAL FOR RESISTOR PAIRS R3 AND R4.
 3. C1 PHASE COMPENSATION (1pF TO 2pF) MAY BE REQUIRED IF A1/A2 IS A HIGH SPEED AMPLIFIER.

Figure 45. Bipolar Mode Operation (4-Quadrant Multiplication)

04857010

E.2 Manuál resolveru (z [27] str. 60)

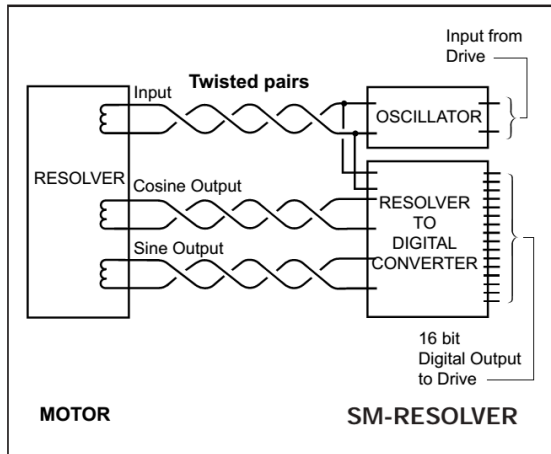


Figure 4-19 Resolver Schematic Diagram

Specification

Voltage	6V
Frequency	7.5 kHz
Primary	Rotor
No. of poles	2
Transformation ratio	$0.28 \pm 10\%$
Phase shift	-7° nom
Primary current	40 mA nom
Input power	120 mW max
Electrical error	± 15 mins (standard)
Total null volts	30.0 mV max
Impedances	$Z_{ro} 73+j129$ nom $Z_{so} 116+j159$ nom $Z_{ss} 95+j162$ nom
Temperature range	-55°C to 155°C
Rotor inertia	20×10^{-6} kgm ²

Commutation

Resolvers are factory set for correct commutation position, and should require no additional adjustment. However, it is necessary to set the drive correctly by running the resolver phase check routine.

Table 4-13 Signal Connector Resolver

(12 pin) signal connector size 1 for all motors

Function	Pin
Excitation (high)	1
Excitation (low)	2
Cosine (high)	3
Cosine (low)	4
Sine (high)	5
Sine (low)	6
Thermistor, ptc	7
Thermistor, ptc return	8
Not used	9
Not used	10
Not used	11
Not used	12

F ELEKTRONICKÉ PŘÍLOHY

CD přiložené na vnějších deskách obsahuje (kromě textu práce v pdf):

- Model pohonu vytvořený v Matlabu Simulink
- Návrh rozhraní pro vývojovou desku Nucleo F302 – projekt v programu Eagle, seznam součástek a soubory ve formátu Gerber pro výrobu DPS
- Program vektorového řízení – projekt z STM32 Cube IDE
- Schémata rozhraní použitého měřicího modulu a modulu střídače (převzaté z práce [31])