

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

Interface resolveru pro platformu STM32F3

Interface of Resolver for STM32F3 Platform

Diplomová práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

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

Bc. Martin Skořepa

Praha 2019

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Skořepa** Jméno: **Martin** Osobní číslo: **434700**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektrické stroje, přístroje a pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Interface resolveru pro platformu STM32F3

Název diplomové práce anglicky:

Interface of Resolver for STM32F3 Platform

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte problematiku absolutních čidel polohy v točivých strojích, zaměřte se na jejich princip a konstrukci.
2. Popište metody zpracování signálu pro resolver.
3. Realizujte interface zvoleného resolveru pro platformu STM32F3.
4. Ověřte funkci zhotoveného systému a otestujte jeho vybrané vlastnosti.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Kolektiv autorů fy. Moog Components Group: Synchro and Resolver Engineering Handbook, 2004.
- [2] Staebler, M., Verma, A.: TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed, Texas Instrument Application Report, 2017.
- [3] Ďáďo, S.: Senzory a převodníky, skripta ČVUT FEL, Praha 2006.
- [4] Aupetit, N.: Signal conditioning for resolver, STMicroelectronics Application Note, 2018.

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: **11.02.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **20.09.2020**

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

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
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

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

.....

Podpis

Abstrakt

Cílem této práce je realizovat interface pro propojení resolveru s mikrokontrolerem. Pro umožnění realizace interface byla prostudovaná problematika absolutních senzorů polohy, mezi které se řadí i resolver. Dále je věnována pozornost metodám zpracování signálu z resolveru. Z těchto metod byla vybrána a realizována metoda využívající sledovací převodník, jelikož se jedná o běžně používaný princip poskytující výhody oproti ostatním metodám. Interface byl realizován na desce plošných spojů a lze ho použít při implementaci resolveru do řízení pohonu.

Klíčová slova

Resolver, absolutní senzor polohy, interface, STM32, sledovací převodník, RCD

Abstract

This thesis aims to implement interface for resolver and microcontroller interconnection. Research of absolute position sensors, which includes resolver, was made to enable the implementation of interface. Further, the thesis is focused on resolver signal processing methods. One out of mentioned processing methods was chosen and implemented. This method uses tracking converter, which is one of the most used methods because it provides advantages against other methods. Interface was implemented on printed circuit board and can be used in motor drives applications.

Key words

Resolver, absolute position sensor, interface, STM32, tracking converter, RCD

Obsah

1. Úvod.....	1
2. Absolutní senzory polohy.....	2
2.1. Absolutní enkodéry	2
2.1.1. Optický enkodér	3
2.1.2. Magnetický enkodér	4
2.2. Resolver	5
3. Zpracování signálu pro resolver	8
3.1. Analogově – digitální převod a digitální zpracování	8
3.2. Postupná aproximace.....	9
3.3. Sledovací převodník (<i>Tracking converter</i>)	11
3.4. Napájení resolveru.....	14
4. Realizace interface resolveru.....	15
4.1. Hardwarová realizace	16
4.1.1. Blok zpracování signálu	16
4.1.2. Blok napájení resolveru	18
4.2. Softwarová realizace	19
4.2.1. Generování napájecího napětí.....	21
4.2.2. Zpracování signálu	22
4.2.3. Přehled parametrů systému.....	25
5. Ověření funkce interface	26
6. Závěr	31
Použitá literatura	32
Příloha A – Elektrické schéma interface	33
Příloha B – Layout navrženého interface	35
Příloha C – Výňatek z datasheetu motoru obsahující kompletní parametry resolveru.....	36

Seznam obrázků

obr. 1: Schématická konstrukce absolutního enkodéru	2
obr. 2: Názorná konstrukce optického enkodéru	3
obr. 3 Konstrukce otáčivého disku	4
obr. 4: Příklad výstupu absolutního optického enkodéru	4
obr. 5: Znázornění rozložení magnetů po obvodu disku magnetického enkodéru	5
obr. 6: Základní elektrické schéma resolveru	6
obr. 7: Blokové schéma jednoduchého obvodu pro zpracování signálů z resolveru	9
obr. 8: Blokové schéma postupné aproximace	10
obr. 9: Blokové schéma sledovacího převodníku	11
obr. 10: Vnitřní schéma bloku sledování při použití převážně analogových součástek	13
obr. 11: Vnitřní schéma bloku sledování při digitálním zpracování	13
obr. 12: Blokové schéma mikrokontroleru	15
obr. 13: Blokové schéma propojení jednotlivých bloků	16
obr. 14: Zobrazení propojení komunikace pomocí SPI	17
obr. 15: Blokové schéma hardwarového zpracování signálu	18
obr. 16: Pinout mikrokontroleru zobrazený v programu CubeMX	20
obr. 17: Příklad inicializační funkce v pracovním prostředí IAR	21
obr. 18: Zjednodušený vývojový diagram zpracování signálu	24
obr. 19: Průběh napětí resolveru pro různé zdroje napájení	26
obr. 20: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 60^\circ$	27
obr. 21: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 135^\circ$	27
obr. 22: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 225^\circ$	28
obr. 23: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 270^\circ$	28
obr. 24: Záznam úhlu ϕ určovaného pomocí interface	29
obr. 25: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 315^\circ$	29

Seznam použitých zkratek a symbolů

A/D	Analogově – digitální
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
ADCres	<i>ADC resolution, rozlišení ADC</i>
ARR	<i>Auto Reload Register</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
D/A	Digitálně – analogový
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DMA	<i>Direct Memory Acces</i>
f_{ADC}	Frekvence hodin ADC
f_{MCU}	Frekvence hodin MCU
f_{omax}	Maximální frekvence obálky výstupních napětí
f_{T}	Frekvence předávání dat DMA kanálu
$f_{U_{\text{ref}}}$	Frekvence referenční napětí
I2C	Inter-Integrated Circuit
I_{max}	Maximální výstupní proud DC-DC měniče
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
mDAC	<i>Multiplying DAC</i>
n_{c}	Počet cyklů hodin MCU
n_{max}	Maximální otáčky motoru
n_{n}	Jmenovité otáčky motoru
n_{s}	Počet vzorků na jednu periodu
PSC	<i>Prescaler</i>
PSD	<i>Phase Sensitive Detector</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RDC	<i>Resolver to Digital Converter</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
T_{approx}	Doba trvání postupné aproximace
T_{conv}	Celková doba převodu ADC
T_{s}	Vzorkovací čas
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>
U_{cos}	Výstupní napětí z kosinusového vinutí
U_{dc}	Napájecí napětí desky plošných spojů (interface)
U_{dedc}	Napětí poskytnuté DC-DC měničem
U_{dif}	Napětí za rozdílovým zesilovačem

U_{err}	Demodulované napětí U_{dif}
U_{mcos}	Vynásobené napětí U_{cos}
U_{mdac}	Napájecí napětí mDAC
U_{msin}	Vynásobené napětí U_{sin}
U_{ref}	Referenční napětí
U_{sin}	Výstupní napětí ze sinusového vinutí
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>

1. Úvod

Pro realizaci regulace rychlosti či polohy některých druhů elektropohonů je nutné mít k dispozici údaj o okamžité poloze rotoru. Z údajů o poloze rotoru v čase pak lze následně určit otáčivou rychlost. Zjištění polohy rotoru nebo také natočení rotoru lze obecně rozdělit na dva způsoby. První způsob určuje pozici bez použití senzoru polohy nebo otáček. Poloha se vypočítává pomocí matematického modelu motoru z měřených proudů a parametrů regulovaného motoru. Druhý způsob, přímočařejší, využívá senzory. Pro aplikace v elektrických pohonech se nejčastěji používají senzory udávající rychlost nebo polohu. Tyto lze rozdělit na absolutní čidla polohy a inkrementální čidla, která se dále dělí podle principu určování polohy. Resolver je absolutní čidlo polohy, jehož funkce využívá rotačního transformátoru. Jelikož se pro řízení většinou používají mikroprocesorové jednotky, které pracují s vlastní logickou úrovní, která nesouhlasí se signálovými úrovněmi resolveru, je nutná další úprava vstupních (napájecích) i výstupních signálů resolveru tak, aby bylo možné propojit resolver s řídicí jednotkou. Z tohoto důvodu je nutno použít další elektronické obvody, které zařídí potřebnou úpravu signálu a umožní jeho zpracování a převedení do digitální podoby.

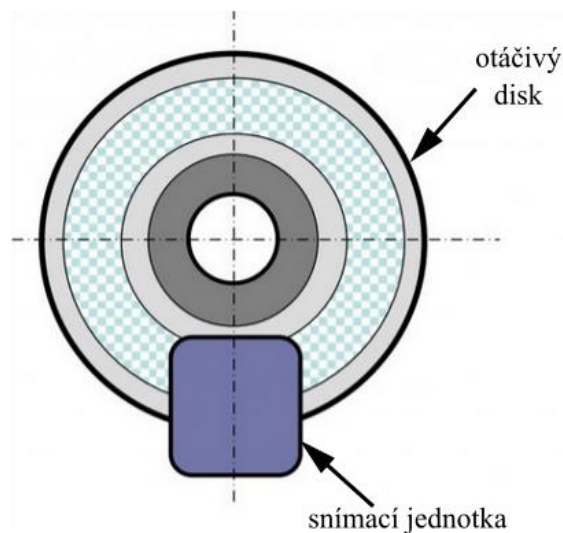
Cílem této práce je vytvoření takového přípravku na základě dále uvedených metod, který umožní připojení resolveru k řídicímu mikrokontroleru, s jehož pomocí bude možné určovat pozici rotoru. Přípravek s pomocí mikrokontroleru zároveň poskytne nutné budičí napětí, potažmo proud pro resolver, který tak bude plnit svou funkci pro případné řízení pohonu.

2. Absolutní senzory polohy

Jednotlivé senzory polohy lze rozdělit do několika kategorií. Například podle principu fungování, typu výstupu, snímaného pohybu, či zda se jedná o inkrementální nebo absolutní senzor. Parametry senzoru hrají významnou roli při implementaci senzoru jako takového. Rozdíl mezi inkrementálními a absolutními senzory je důležitý, jelikož na něm závisí způsob práce se senzorem. Inkrementální senzory potřebují referenční bod pro určení počáteční pozice, což znamená, že po zapojení napájení neposkytují senzory polohu, dokud se nekalibrují podle referenčního bodu. Toto přidává krok navíc při zapínání nebo obnovení funkce pohonu, který spočívá v zarovnání motoru s referenčním bodem. Absolutní senzory nepotřebují referenční bod a jejich výstupem je poloha v daném rozsahu a přesnosti, která je určena principem a konstrukcí daného senzoru. Jinak řečeno, absolutní čidla polohy udávají polohu hned po připojení napájení. Toto poskytuje určitou výhodu při jejich aplikaci. Není nutné, aby došlo ke kalibračnímu procesu, a tak nedochází ke ztrátě kroku v případě vyšších otáček nebo při výpadku napájení. Mezi nejvíce používané absolutní senzory se řadí absolutní enkodér a resolver. Tyto dva typy senzorů budou blíže popsány z pohledu konstrukce a principu.

2.1. Absolutní enkodéry

Absolutní enkodér udává pozici okamžitě po připojení napájení – není potřeba referenčního bodu, resp. se dá říci, že tento bod na rozdíl od referenčních bodů (nulových impulzů) v inkrementálních čidlech polohy je statický. Enkodéry lze dále klasifikovat podle principu, který slouží k určení pozice. V tomto směru jsou nejvíce rozšířené optické a magnetické enkodéry. Oba typy mají výhody a nevýhody vyplývající z jejich konstrukce a principu. Způsob určování polohy je rozdílný, ale základní konstrukce zůstává stejná. [3] Konstrukci lze vidět na obr. 1.

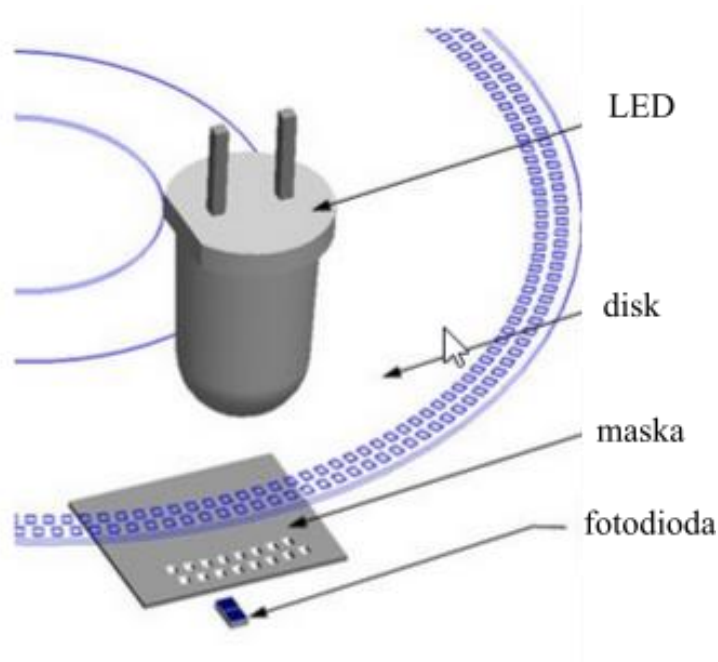


obr. 1: Schématická konstrukce absolutního enkodéru

Konstrukce enkodérů se skládá ze dvou hlavních celků. Otáčivá část je připevněna k hřídeli a obstarává buzení signálu odpovídající aktuální poloze. Pevná část se skládá ze snímací jednotky, která snímá signál z otáčivé části a případně dalších elektronických obvodů pro zpracování a úpravu výstupního signálu. Detailní konstrukce se liší podle principu fungování. V následujících dvou podkapitolách jsou uvedeny konstrukce a principy pro magnetický a optický absolutní enkodér.

2.1.1. Optický enkodér

Jak již název naznačuje, tento druh enkodéru pracuje na optickém principu. Využívá průchodu světla přes otvory v pohyblivé části. Celý princip je založen na čtyřech částech, které dohromady vygenerují výstupní signál: zdroj světla, fotodioda, pohyblivý disk s otvory a statická maska, kterou proniká světlo k fotodiodě. Názorná konstrukce optického enkodéru je znázorněna na obr. 2.



obr. 2: Názorná konstrukce optického enkodéru

Jako zdroj světla se používá svítivá dioda (LED). Světlo vycházející z této diody prochází otvory v otáčivém disku. Ten je složen ze stop, které jsou umístěny na obvodu soustředných kružnic. Na masce se též nacházejí stopy, kterých je stejné množství jako kružnic na disku, a každé stopě na masce přísluší jedna stopa na disku. Stopami v masce dále prochází světlo na fotocitlivý snímač, který bývá tvořen sadou fotodiod. Každá dioda zaznamenává průchod světla jednou stopou. Diody reagují na procházející světlo a vytváří tak výstupní signál enkodéru, z něhož se následně určí absolutní poloha natočení hřídele. To je umožněno tím, že každá stopa má na otáčivém disku jiný vzor, jak je znázorněno na obr. 3. Jestli světelné paprsky

projdou otáčivým diskem, záleží na jeho okamžitém natočení. Z toho vyplývá, že pro každé natočení maskou projde světlo různými otvory a výstupní signál ze sady fotodiod bude rozdílný.



obr. 3 Konstrukce otáčivého disku

Každá stopa a zdroj světla přísluší jedné fotodiodě. Výstup této fotodiody je binární, což znamená, že rozlišení optického enkodéru je dáno počtem fotodiód, a tedy i počtem stop na otáčivém disku. Výsledné rozlišení je tedy 2^{n-1} , kde n je počet stop enkodéru. Samotný výstup enkodéru jako takového je paralelní a v binárním formátu, např. podle obr. 4, jenž zobrazuje tabulku výstupů pro desetibitový absolutní optický enkodér. Celkový výstup z enkodéru však bývá upraven dalšími elektrickými obvody tak, aby se ušetřil počet výstupních terminálů, a informace o pozici je posílána po sériové komunikaci. Toto často umožňuje přímé připojení enkodéru na piny mikrokontroleru.

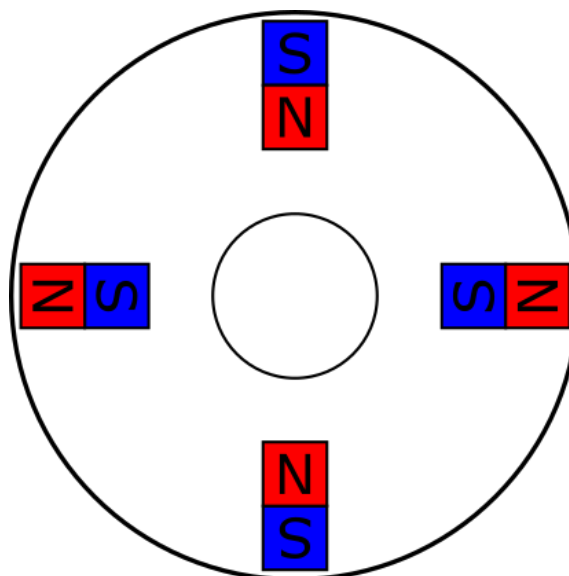
000000000
000000001
000000010
-
-
111111101
111111110
111111111

obr. 4: Příklad výstupu absolutního optického enkodéru

2.1.2. Magnetický enkodér

Magnetické enkodéry využívají změny magnetického pole při natočení pro detekci polohy. Stejně jako optický enkodér se skládá ze dvou základních částí – otáčivé a statické,

ovšem není zde nutná LED nebo jiný zdroj pro generování výstupního signálu. To je dáno konstrukcí otáčivého disku, na kterém jsou po jeho obvodu pravidelně rozmístěny permanentní magnety, na nichž se střídá jižní a severní pól, jak je znázorněno na obr. 5. Na obrázku jsou čtyři magnety, ve skutečnosti jsou magnety po obvodu naskládány těsně vedle sebe a v mnohem větším množství. Na statické části se nacházejí snímací jednotky. Otáčením disku a jeho konstrukcí se docílí změny magnetického pole, na které reagují nepohybující se snímací jednotky a generují výstupní signál. Pro detekci těchto změn se často využívají dva typy snímací jednotky – Hallovy a magnetorezistivní senzory. Hallovy senzory využívají Hallova efektu. Magnetorezistivní senzory mění svůj odpor v závislosti na přítomnosti magnetického pole. Přesnost magnetického enkodéru je dána počtem pólových dvojic na disku, počtem senzorů snímajících změnu magnetického pole a typem elektrického obvodu sloužícího ke zpracování signálu.



obr. 5: Znázornění rozložení magnetů po obvodu disku magnetického enkodéru

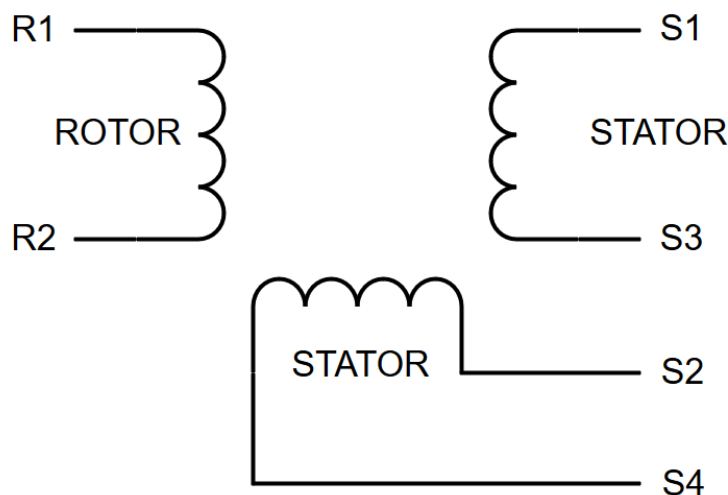
Magnetické enkodéry se používají v aplikacích v nečistém prostředí, kde se využívá jejich odolnosti vůči vnějším podmínkám, jelikož magnetické pole jako zdroj signálu není ovlivněno například prachem, vlhkostí a extrémními teplotami. Jejich další výhodou je jednoduché upevnění a menší počet součástek – není nutný zdroj světla. Toto dělá magnetický enkodér vhodným senzorem polohy do pohonů v těžkých provozech. Na druhou stranu optický enkodér disponuje zpravidla větší přesností a větší možnou výstupní frekvencí signálu, což koresponduje s možnou rychlostí otáčení hřídele.

2.2. Resolver

S resolversy se často spojují též selsyny, protože se řadí do skupiny transformátorových senzorů. [3] Jedná se o rotační transformátory, v nichž rotor bývá primární (také vstupní nebo budící) vinutí a stator bývá sekundární (také výstupní) vinutí, které odpovídá za přenos nebo

určování polohy. Přenos polohy je zde zmíněn kvůli selsynům, které bývají často využity právě pro přenos úhlové polohy mezi dvěma hřídelemi a plní tedy funkci „elektrické hřídele“. Konstrukčně se oba senzory mohou lišit počtem vstupních a výstupních fází a jejich zapojením. Dále bude blíže popsán pouze resolver, jelikož tato práce pojednává o něm.

Je možné říct, že resolver je jistým druhem selsynu. Vstupní vinutí je umístěné na rotoru a bývá přes kroužky vyvedeno na vstupní svorky. Statorová vinutí jsou výstupní a jsou vzájemně prostorově natočena o 90° na rozdíl od selsynů, u nichž bývají tři výstupní vinutí natočena vzájemně o 120°. Vnější konstrukcí si jsou resolversy a selsyny velmi podobné, liší se však výrazně vnitřní konstrukcí. Resolver se vyrábí v různých provedeních, která poskytují rozdílné konfigurace primárních a sekundárních vinutí. Tyto konfigurace též poskytují možnost různého zapojení resolveru. Jako nejjednodušší zapojení resolveru se používá rotor s jedním vinutím a stator se dvěma vinutími posunutými vůči sobě o 90°, jak je znázorněno na obr. 6.



obr. 6: Základní elektrické schéma resolveru

Rotorové vinutí je buzeno harmonickým signálem o dané frekvenci a amplitudě, který se často nazývá „referenční napětí“. [5] Do statorového vinutí se poté indukuje napětí o velikosti dané transformačním poměrem, a jelikož resolver je konstruován jako rotační transformátor, velikost napětí též závisí na okamžitém vzájemném natočení statorového a rotorového vinutí. Výsledkem je výstupní signál, jehož nosná frekvence odpovídá vstupnímu napětí, a amplituda je dána okamžitým natočením rotoru a statorového vinutí.

Předpokládejme, že rotor je buzen mezi svorkami R1 a R2 střídavým referenčním napětím U_{ref} :

$$U_{ref} = A \cdot \sin \omega t ,$$

kde A je amplituda vstupního signálu, ω je úhlová frekvence a t je čas.

Výstupní vinutí bývají označována „Sin“ a „Cos“, kvůli jejich prostorovému natočení.

Pro napětí sinusového vinutí (svorky S1 a S3 na obr. 6) platí:

$$U_{\sin} = K \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta$$

Podobně pro kosinusové vinutí (svorky S2 a S4 na obr. 6):

$$U_{\cos} = K \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta,$$

kde K je konstanta daná transformačním poměrem a amplitudou budicího signálu a θ je úhel natočení hřídele.

Uvedenými rovnicemi je popsána základní konstrukce resolveru. Pozice se určí z okamžitých hodnot výstupních signálů, přesněji řečeno z jejich obálky. Výstupní signál je spojité a přesnost senzoru je závislá na provedení resolveru, na obvodu, který tento signál zpracovává, a na okolních podmínkách. Resolver funguje též s využitím magnetického pole a jeho vstupy a výstupy jsou diferenciální, a tak jako senzor polohy je poměrně robustní a málo náchylný na zhoršené pracovní podmínky. Existují další provedení, která mají složitější konstrukci s dvěma vstupními vinutími, jež jsou též prostorově natočena o 90° . Takto konstruovaný resolver se dále využívá dvěma způsoby. Při prvním způsobu se zkratuje jedno rotorové vinutí, na výstupních svorkách se objeví výstupní signály popsané rovnicemi v této kapitole a resolver funguje stejně jako základní typ resolveru. Při druhém způsobu se zkratuje jedno ze statorových vinutí a budicí signál je přiložen na druhé statorové vinutí. Tímto se na rotorových vinutích objeví napětí U_{\sin} a U_{\cos} . Tato dvě zapojení resolverů se používají podobným způsobem jako selsyny a slouží k přenosu informace o úhlu mezi dvěma hřídelemi nebo slouží jako převodníky z polárních do kartézských souřadnic. Takto se může resolver kromě klasického určování polohy a rychlosti v pohonech využít například k polohování antén. [5] Víceúčelovost a robustnost řadí resolver mezi hojně využívané senzory. Ovšem samotný resolver neobsahuje na rozdíl od enkodérů další obvody, které zjednodušují implementaci se současnými mikrokontrolery používanými pro řízení. Jeho konektory obsahují pouze konce vinutí a například termistor. Proto je nutné mezi resolver a mikrokontroler zařadit další elektrický obvod, který zaručí správný přenos signálu a odpovídající napěťové hladiny.

3. Zpracování signálu pro resolver

V předchozím textu již bylo zmíněno, že je nutné výstupní signál dále zpracovat pro implementaci do řízeného pohonu. Na to se dá nahlížet několika způsoby. Pokud vezmeme základní zapojení resolveru se základní konstrukcí, existuje stále několik způsobů, jak výstupní signál zpracovat. Rozdíly spočívají především ve složitosti obvodu zařazeného mezi resolver a mikrokontroler, tj. interface, ve formě signálu – zda se jedná o analogový nebo digitální, v metodě určení pozice a v náročnosti na výpočetní výkon připojeného mikrokontroleru. Obvody, které se používají jako interface mezi resolverem a řídicím mikrokontrolerem, se také někdy nazývají RDC – *Resolver to Digital Converter*, jelikož převádějí analogový signál resolveru do digitálního formátu. Tři z používaných metod sloužících k získání údaje o poloze jsou dále podrobněji vysvětleny.

3.1. Analogově – digitální převod a digitální zpracování

Interface lze realizovat jednoduchým meziobvodem, který pouze pomocí operačních zesilovačů a analogově – digitálního převodníku (ADC) upraví signál na vhodnou napěťovou úroveň a převede ho do digitální podoby. Blokové schéma je na obr. 7. Obecně je možné z výstupních napětí resolveru U_{\sin} a U_{\cos} získat pozici natočení pomocí goniometrických funkcí a jejich vztahů. [2] Úhel natočení hřídele θ se získá následujícím výpočtem.

Předpokládejme, že pro výstupní vinutí platí:

$$U_{\sin} = K \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta$$

$$U_{\cos} = K \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta$$

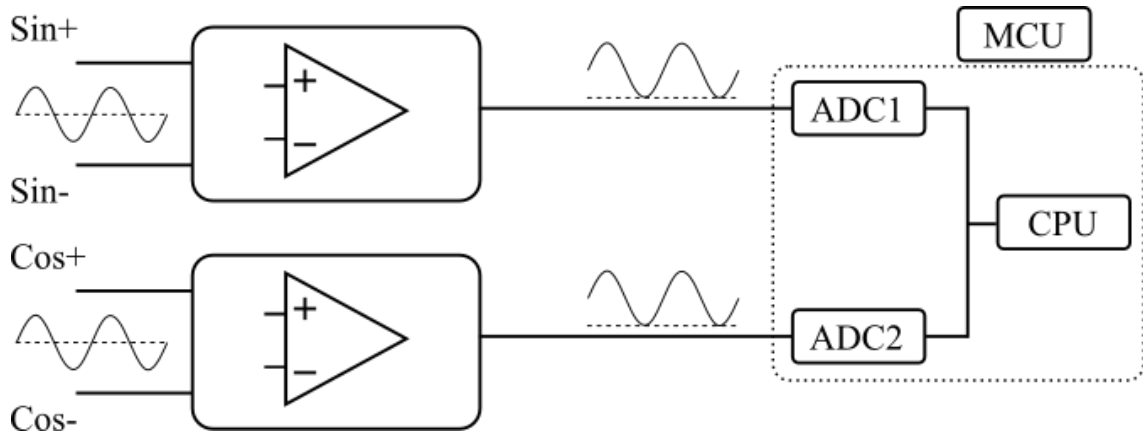
Pak pro úhel θ platí:

$$\frac{U_{\sin}}{U_{\cos}} = \frac{K \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta}{K \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta} = \frac{\sin \theta}{\cos \theta} = \tan \theta, \text{ pro } \theta \in \mathbb{R} \setminus \left\{ \frac{\pi}{2} + k\pi \right\}$$

$$\theta = \arctan \frac{U_{\sin}}{U_{\cos}}$$

Dělení a výpočet úhlu natočení θ probíhá až v mikroprocesoru (CPU) a hodnoty mimo definiční obor lze určit přímo pomocí sinu a kosinu. To znamená, že vstupními signály jsou napětí U_{\sin} a U_{\cos} , která nabývají kladných i záporných hodnot v rozmezí $\pm K$. Mikroprocesory ovšem většinou pracují s rozsahem napětí do 3,3 V jak v digitální, tak analogové oblasti. Přímé připojení tedy není možné, a proto musí interface upravit nejenom velikost amplitudy výstupního napětí, ale i jeho stejnosměrnou složku, která je v původním signálu nulová. Výpočet jako takový může být sám o sobě poměrně náročný na výpočetní výkon, jelikož se

jedná o dělení dvou signálů a výpočet funkce arctan. Určování samotného úhlu uvnitř mikrokontroleru nemusí být vždy pomocí tohoto výpočtu, ovšem určování úhlu probíhá kompletně v mikrokontroleru. Další zatížení mikroprocesoru spočívá v převodu signálu do digitální podoby. Převod probíhá většinou již na periferiích mikrokontroleru, čímž se zvyšují požadavky na výpočetní výkon. Toto ovšem nyní nepředstavuje neřešitelný problém, jelikož výpočetní výkon mikroprocesorů je dostatečně velký a stále roste, ale nic se nemění na faktu, že tento způsob má požadavky na mikroprocesor celkem vysoké.



obr. 7: Blokové schéma jednoduchého obvodu pro zpracování signálů z resolveru

3.2. Postupná aproximace

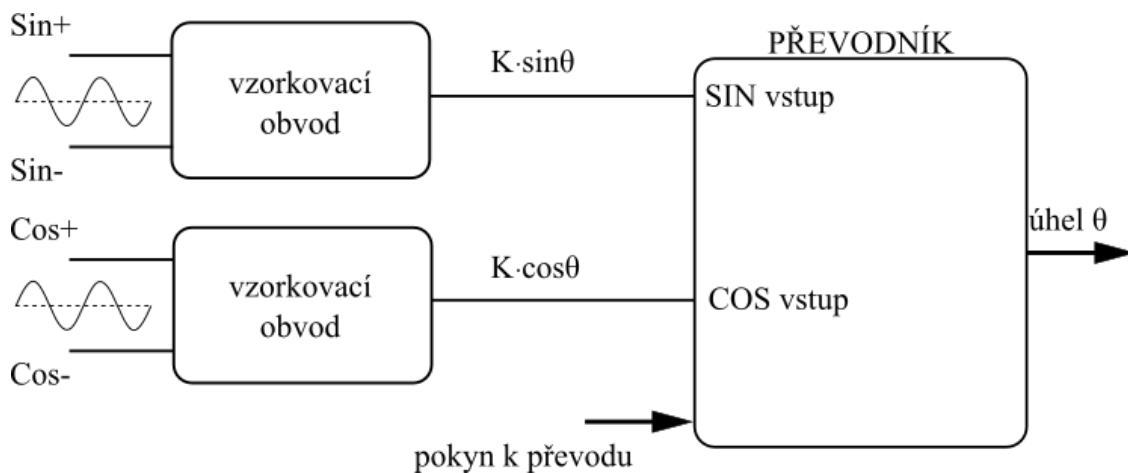
Při postupné aproximaci se opět pracuje se signály U_{\sin} a U_{\cos} jako u předchozí metody. Výstupní signály však po úpravě nevstupují přímo do mikrokontroleru, ale jsou vzorkovány při vrcholové hodnotě referenčního napětí U_{ref} pomocí vzorkovacího *sample and hold* obvodu. Toto se též někdy nazývá *undersampling* [2], jelikož dochází k tzv. podvzorkování vzhledem k referenčnímu napětí. Vzorky tedy poté poskytují dvě stejnosměrná napětí:

$$K \cdot \sin \theta$$

$$K \cdot \cos \theta.$$

Jak je vidět, napětí jsou funkcí okamžitého úhlu natočení θ v době vzorkování a jsou dále zpracována převodníkem, který využívá metodu podobnou metodě používané v analogově – digitálních převodnících s postupnou aproximací. Základní blokové schéma metody postupné aproximace je znázorněno na obr. 8. Vnitřní struktura převodníku se skládá ze sinusového a kosinusového násobiče a rozdílového zesilovače. Výstup ze zesilovače je zaveden do zpětné smyčky, kde je použita postupná aproximace k určení úhlu natočení hřídele. Pokyn k převodu přichází z vnějšku, proto smyčka nefunguje průběžně. Převodníky s postupnou aproximací se používají většinou u systému s více kanály a jedním hlavním převodníkem, který obstarává veškeré převody. Jednotlivé hodnoty kanálů jsou zachyceny ve vzorkovacích obvodech a pomocí multiplexoru jsou postupně zpracovávány. Mezi hlavní nevýhody

převodníku s postupnou aproximací patří právě vzorkování, jelikož data musí být po nějakou dobu držena ve vzorkovacím obvodu. Jejich vzorkování musí probíhat při vrcholové hodnotě referenčního napětí, a tak vzniká zpoždění, jehož maximální hodnota je dána převrácenou hodnotou frekvence referenčního napětí U_{ref} . Toto je dobré objasnit na příkladu. Pokud přijde pokyn pro převod v době, kdy je zrovna referenční napětí ve svém maximu, doba převodu bude pouze čas nutný pro provedení postupné aproximace. Pokud ale přijde pokyn mimo maximum, může být zpoždění nejdelsí možné, a to jedna perioda referenčního napětí. Zpoždění způsobí, že data budou dostupná až po nějaké době, a mezitím dojde k natočení hřídele. Tak vznikne chyba mezi skutečným a změřeným natočením. [5]



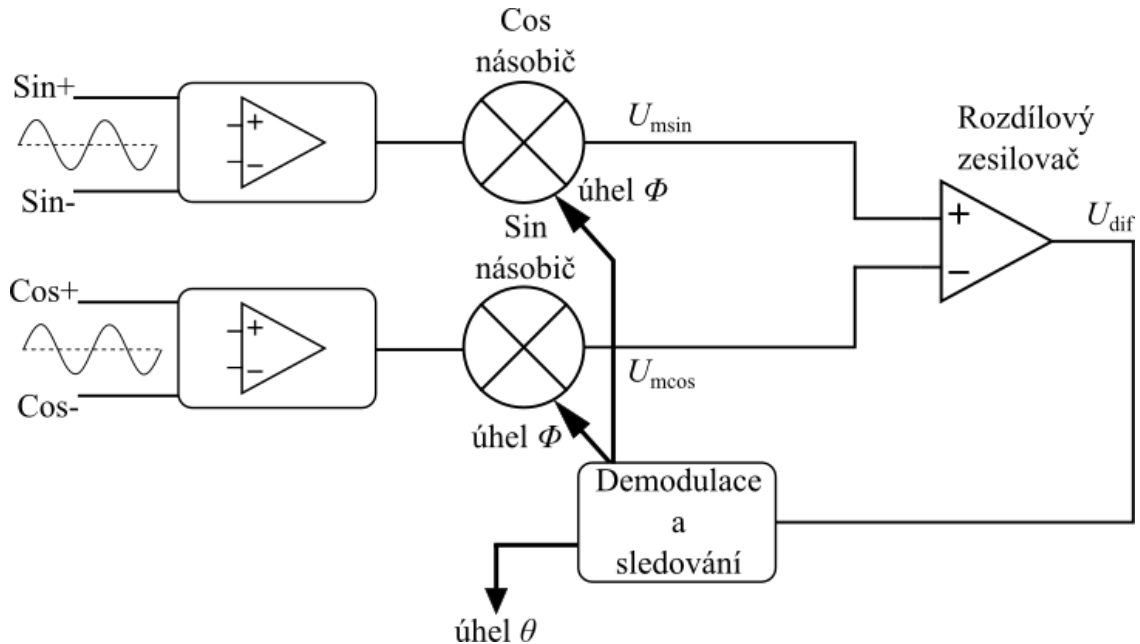
obr. 8: Blokové schéma postupné aproximace

K dalším nevýhodám se řadí vyšší citlivost na rušivé signály. Jakékoli rušení, které se objeví na výstupních vinutích, způsobí chyby ve výsledném určení polohy, jelikož převodník používá tangens poměru výstupních napětí. Tato metoda může být ovlivněna pulzním rušením, a přestože pulzy se nemusí pokaždé objevit při vzorkování, pulzy způsobené rušením, které se objeví při vzorkování, budou mít přímý vliv na přesnost určení výsledné polohy. Přesnost lze zlepšit u pomalu měnících se vstupů, u nichž lze místo *sample and hold* obvodů použít vyhlazení signálu, čímž se zmírní vliv pulzů na měření a poskytne tak vyšší odolnost vůči rušení. [5]

Tento způsob ovšem nepřináší jenom nevýhody. Jeho hlavní výhodou je cena u systémů, které obsahují více kanálů, jež je nutné převést z analogového resolveru do digitální formy. V ideálním případě by každý kanál byl převeden zvlášť a měl by svůj vlastní převodník. Pokud se ale signály mění dostatečně pomalu, je možné pomocí multiplexoru a jednoho převodníku obsloužit všechny potřebné kanály a snížit cenu aplikace oproti samostatnému převodu pro každý kanál. Systém se skládá z multiplexoru, *sample and hold* obvodu, vrcholového detektoru a převodníku s postupnou aproximací. Cena systému je znatelně nižší než při použití převodníku pro každý kanál, ale systém stále zajistí potřebný převod.

3.3. Sledovací převodník (*Tracking converter*)

Sledovací převodník díky principu, na kterém funguje, neobsahuje některé chyby převodníku s postupnou aproximací, a proto se řadí mezi nejvíce bezproblémové a nejrozšířenější převodníky poskytující převod signálu z resolveru do digitální podoby. Základní stavba převodníku se skládá ze sinusového a kosinusového násobiče, rozdílového operačního zesilovače a zpětné vazby, která se může dále lišit podle konkrétního provedení. Blokové schéma je znázorněno na obr. 9.



obr. 9: Blokové schéma sledovacího převodníku

Předpokládejme výstupní napětí resolveru:

$$U_{\sin} = K \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta$$

$$U_{\cos} = K \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta$$

Tyto signály vstupují separátně do kosinusového a sinusového násobiče. Násobiče pracují s úhlem ϕ a násobí signály U_{\sin} a U_{\cos} hodnotou, která odpovídá funkční hodnotě $\cos \phi$ a $\sin \phi$. Úhel ϕ představuje digitální úhel určovaný sledovacím převodníkem. To znamená, že při správném sledování úhlu θ se bude úhel ϕ rovnat úhlu natočení hřídele θ . Z násobičů vystupují signály:

$$U_{\text{msin}} = K \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi$$

$$U_{\text{mcos}} = K \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \cdot \sin \phi$$

Úhel ϕ je určován ve sledovací smyčce. Vynásobené signály jsou zavedeny do rozdílového operačního zesilovače, v němž jsou tyto dva signály odečteny:

$$U_{\text{dif}} = U_{\text{msin}} - U_{\text{mcos}} = K \cdot \sin \omega t \cdot (\sin \theta \cdot \cos \phi - \cos \theta \cdot \sin \phi)$$

Vyjádření U_{dif} lze dále upravit na:

$$U_{\text{dif}} = K \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\theta - \phi)$$

Ze signálu je v dalším bloku odstraněna jeho vysokofrekvenční složka a zůstane pouze sinus rozdílu uhlů:

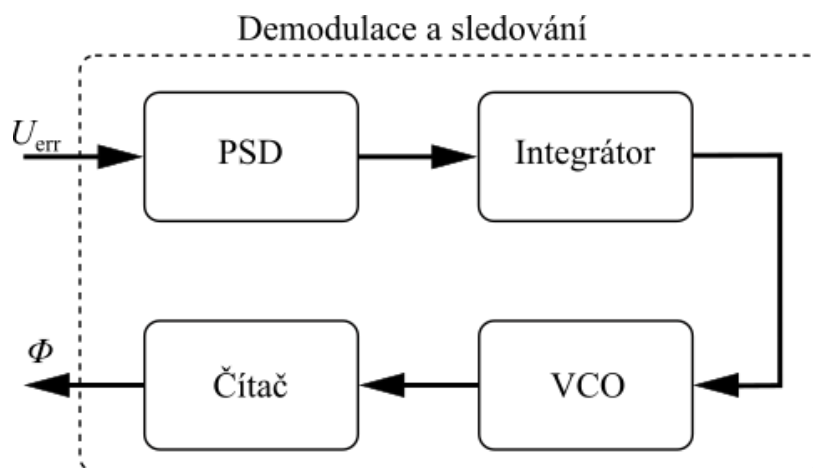
$$U_{\text{err}} = K \cdot \sin(\theta - \phi)$$

Napětí U_{err} je tedy úměrné sinu rozdílu skutečného a sledovaného úhlu. Toto napětí se v rámci vnitřní smyčky reguluje na nulu a lze proto psát následující:

$$\begin{aligned} U_{\text{err}} &= K \cdot \sin(\theta - \phi) = 0 \\ \sin(\theta - \phi) &= 0 \\ \theta - \phi &= 0 \\ \theta &= \phi \end{aligned}$$

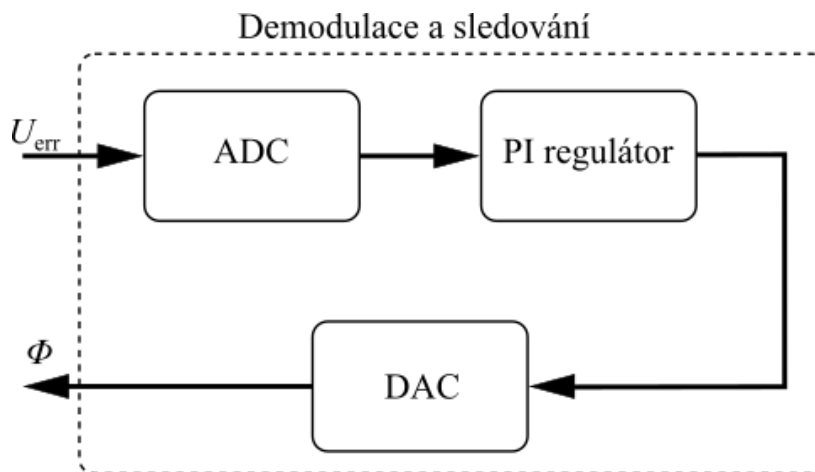
Pokud je úhel úspěšně sledován a napětí U_{err} je regulováno na nulu, úhel ϕ odpovídá úhlu natočení hřídele θ a poloha je kontinuálně sledována.

Tento princip je jeden z nejpoužívanějších a nejrozšířenějších principů pro převod signálů z resolveru do digitálního formátu. Přestože je princip stejný, jednotlivé převodníky se částečně liší. První dvě části, konkrétně násobení sinem a kosinem sledovaného úhlu a rozdílový operační zesilovač, se ponechávají, jelikož jsou podstatné pro samotnou metodu. Na druhou stranu zavedení zpětnovazební smyčky se může často lišit. Rozdíly jsou například v použití analogových nebo digitálních prvků pro zpracování signálu a určení okamžitého natočení. Analogové provedení využívá například prvky jako PSD (*Phase Sensitive Detector*), VCO (napěťově řízený oscilátor) a integrátor. PSD zařizuje demodulaci a zároveň díky jeho principu zvyšuje odolnost vůči rušení. Výstup z PSD je zaveden do integrátoru, který řídí výstup VCO. Z VCO vystupují pulzy, které ovládají čítač a ten podle pulzů mění svoji hodnotu. Takto řízený čítač poté aktualizuje sledovaný úhel ϕ , jenž je vstupem do sinusového a kosinusového násobiče. Tímto je uzavřena sledovací smyčka. Schéma je zobrazeno na obr. 10. [5]



obr. 10: Vnitřní schéma bloku sledování při použití převážně analogových součástek

Při použití digitálního formátu je výstup z rozdílového zesilovače převeden do digitální formy a následně demodulován. Demodulovaný signál je zaveden do PI regulátoru. Jelikož pro správné sledování úhlu musí platit, že výstup z rozdílového zesilovače jde k nule, lze demodulovaný signál brát jako regulační odchylku, kterou se PI regulátor snaží odstranit. Tímto je tedy opět uzavřena sledovací smyčka a pomocí PI regulátoru je aktualizován sledovaný úhel ϕ . Blokové schéma je zobrazeno na obr. 11. [6]



obr. 11: Vnitřní schéma bloku sledování při digitálním zpracování

Sledovací převodník se řadí mezi nejrozšířenější, jelikož poskytuje několik podstatných výhod. První, již dříve uvedená výhoda, je kontinuální sledování a určování úhlu bez nutnosti vnějšího příkazu. Aktuální údaj o poloze je pak přístupný po celou dobu a jeho přesnost je dána rozlišením převodníků (ADC, DAC). Další výhoda, která platí i pro postupnou aproximaci, spočívá v tom, že poměr výstupních napětí odpovídá tangentě úhlu natočení θ a samostatný převod tak není závislý na absolutních hodnotách signálů, ale jen na jejich poměru. Z tohoto důvodu jsou úbytky napětí na přívodech relativně nepodstatné za předpokladu, že je na vstupu do převodníku dostatečně velké napětí. Další možnost, kterou toto poskytuje, je možnost použití

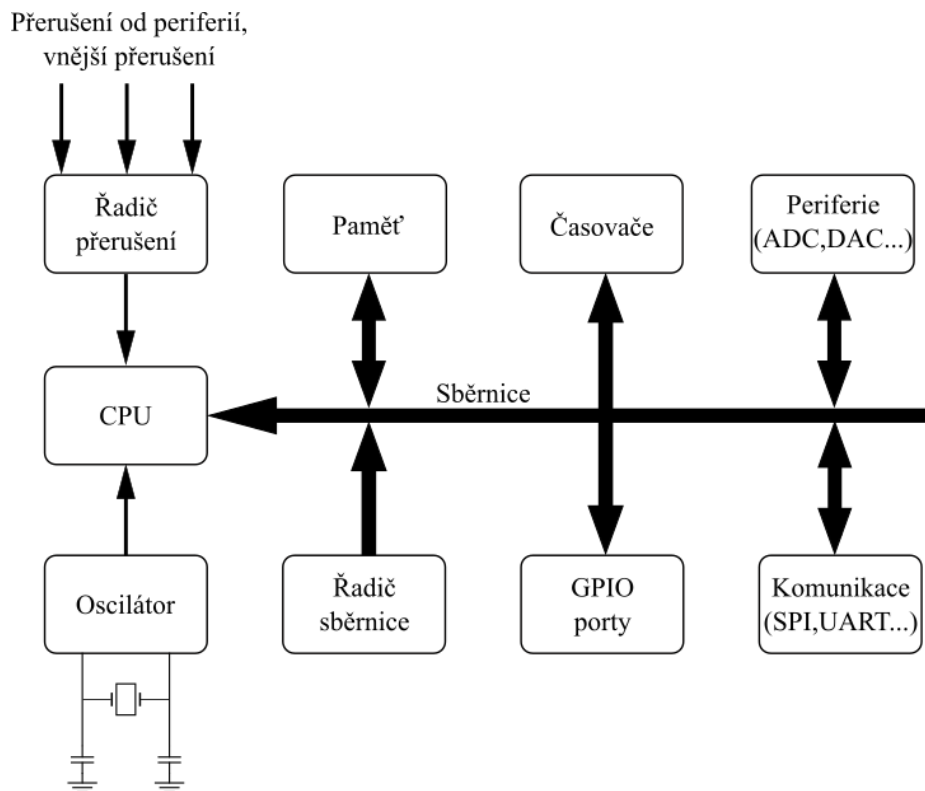
obdélkových a trojúhelníkových průběhů k napájení, pokud to umožní použitý resolver. Resolvery samy o sobě poskytují jistou imunitu vůči rušení a sledovací převodníky imunitu dále podporují. Rušení ve formě špiček bude mít sice vliv na chybovost signálu, ale jestli bude jejich trvání krátké, celkový vliv bude menší. Ten se dále zmenší, pokud je rušení induktivně svázané, a tak napěťová plocha záporné a kladné špičky bude stejná. Tohoto se využívá při potřebě přenosu signálu na delší vzdálenost, kdy může nastat značné rušení. [5] Některé sledovací převodníky též poskytují výstup, který udává rovnou rychlost otáčení, jež je „vedlejším produktem“ při použití tohoto způsobu převodu.

3.4. Napájení resolveru

Dosud se předpokládalo, že již máme potřebný výstupní signál na výstupu resolveru a RDC používají tyto signály pro určení polohy natočení. Ovšem nedílnou součástí resolveru je rotorové vinutí, které je potřeba budit definovaným signálem odpovídajícím specifikaci resolveru. Nejčastější průběh napájecího napětí je sinusový, i když existují i resolvery, které pracují s jinými průběhy. [1] Co se týká frekvence a velikosti napájecího napětí, frekvence se může pohybovat od desítek hertzů po desítky kilohertzů a nejrozšířenější hodnoty jsou jednotky kilohertzů. Velikost efektivní hodnoty napájecího napětí se pohybuje od jednotek do desítek voltů. [4] Jeden z problémů napájení je proud nutný k vybuzení rotorového vinutí. Ten bývá též specifikován, ale jelikož jeho hodnoty dosahují desítek miliampérů, je nutné zajistit, aby napájecí zdroj byl schopný dodat dostatečný proud. Převodníky pro převod signálu z resolveru do digitálního formátu se často prodávají jako celý systém, a proto obvod pro obstarání napájení je často součástí samotného převodníku a umožňuje nastavit parametry výstupního napětí buď pomocí vnějších pasivních součástek, nebo pomocí interní logiky samotného převodníku. Je ovšem nutné dát si pozor, aby rozsah hodnot poskytnutý převodníkem odpovídal použitému resolveru. V obvodu je často použitý digitálně – analogový převodník společně se sítí operačních zesilovačů, kde koncový zesilovač musí být schopen poskytnout na výstupu proud požadovaný resolverem.

4. Realizace interface resolveru

Pokud má být resolver použit jako čidlo polohy, je nutné signály z resolveru upravit a dále zpracovat podle používaného mikrokontroleru a zvolené metody určování polohy rotoru. Cílem této práce je realizovat obvod, který zprostředkuje úpravu a zpracování signálu pro mikrokontroler z rodiny mikrokontrolerů STM32F3 od firmy STMicroelectronics a dále naprogramovat zmíněný mikrokontroler tak, aby ze vstupních signálů získával údaj o poloze natočení hřídele. Konkrétně se jedná o mikrokontroler STM32F302R8, který je umístěn na desce plošných spojů NUCLEO – F302R8. Tato deska umožňuje přístup k jednotlivým periferiím a pinům čipu a poskytuje napájení a programovací rozhraní pro uvedený procesor. Piny a periferie čipu jsou vyvedeny na konektory. Mikrokontroler disponuje běžnými periferiemi, jako jsou například analogově-digitální (A/D) a digitálně-analogové (D/A) převodníky, komunikační rozhraní (SPI, I2C, UART) a vestavěné komparátory. Tyto periferie se využívají pro nejrůznější aplikace včetně řízení pohonů (měření proudů nebo úhlové rychlosti, generování PWM, komunikace s drivery). Komunikace mezi periferiemi, pamětí a procesorem je zprostředkována pomocí sběrnice. Zjednodušené blokové schéma celého mikrokontroleru je znázorněno na obr. 12.



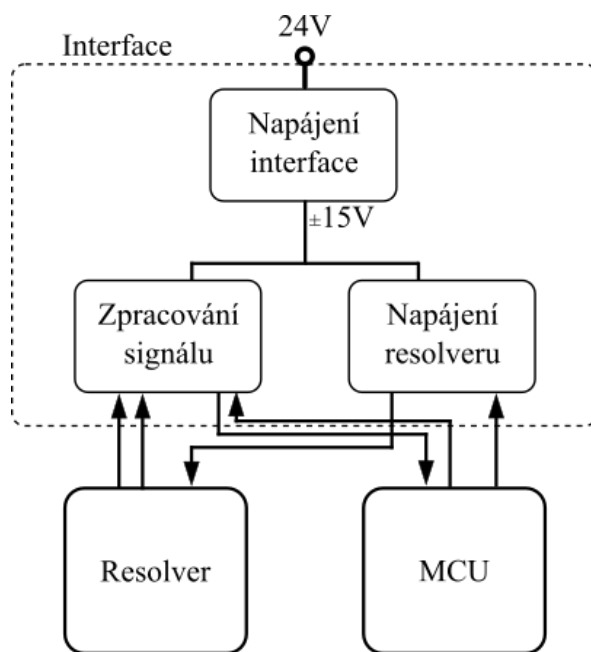
obr. 12: Blokové schéma mikrokontroleru

Periferie využívané konkrétně v tomto systému jsou převodníky (A/D a D/A) a komunikace pomocí protokolu SPI. Způsob a důvod použití zmíněných periferií je popsán

v kapitolách 4.1.1, 4.2.1 a 4.2.2, přičemž popis aplikace je rozdělen na hardwarovou a softwarovou část.

4.1. Hardwarová realizace

Realizace interface je založena na blokovém schématu na obr. 9. Celý systém lze rozdělit do dvou částí – analogové a digitální. V kapitole 3.3 je uvedeno zjednodušené blokové schéma, které je v této podkapitole rozvinuto a blíže popsáno z pohledu funkce a provedení jednotlivých bloků. Interface je realizován na desce plošných spojů o dvou vrstvách. Deska je napájena ze zdroje stejnosměrného napětí. Desku lze rozdělit na tři základní bloky: zdroj symetrického napětí pro desku, blok pro zpracování signálu z resolveru a blok pro napájení resolveru. Zdroj symetrického napětí je realizován pomocí DC-DC měniče, který z přivedených 24 V vytvoří symetrické napětí ± 15 V a je schopen dodat výstupní proud až 100 mA. Tato hodnota proudu je dostačující pro napájení připojeného resolveru a zbývajících bloků. Bloky pro napájení resolveru a zpracování signálu jsou propojeny jak s resolverem, tak s výše zmíněným mikrokontrolerem, ale vzájemně propojeny nejsou, kromě společného napájení. Propojení bloků je znázorněno na obr. 13.



obr. 13: Blokové schéma propojení jednotlivých bloků

4.1.1. Blok zpracování signálu

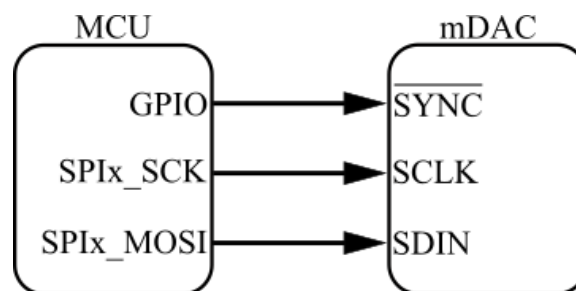
Do bloku zpracování signálu vstupují celkově tři signály. První dva signály jsou výstupy resolveru a odpovídají sinusovému a kosinusovému vinutí. Třetí signál zprostředkovává komunikaci bloku s mikrokontrolerem sériovou komunikací pomocí protokolu SPI. Důvod komunikace mezi tímto blokem a mikrokontrolerem vychází z principu sledovacího převodníku a je vysvětlen níže. Na vstupu do bloku se převedou signály z resolveru z diferenciálního

formátu na unipolární formát, který je vhodný pro další zpracování. Oba signály mají být v další fázi zpracování vynásobeny sinem a cosinem úhlu ϕ , který reprezentuje úhel ve sledovací smyčce (viz kapitola 3.3). Násobení je provedeno pomocí součástky zvané mDAC (*multiplying Digital to Analog Converter*) neboli násobící D/A převodník. Tento převodník pracuje na podobném principu jako klasické D/A převodníky, které poskytují převod číslo \rightarrow proud. To znamená, že číslo v digitální podobě je převedeno na proudový signál. Tento signál je pomocí operačního zesilovače převeden na napěťový. Na D/A převod lze nahlížet též jako na násobení referenčního napětí zrovna převáděným číslem, a tak je možné vyjádřit výstupní napětí D/A převodníku U_{outDAC} jako:

$$U_{\text{outDAC}} = \frac{D}{2^n} \cdot U_{\text{refDAC}},$$

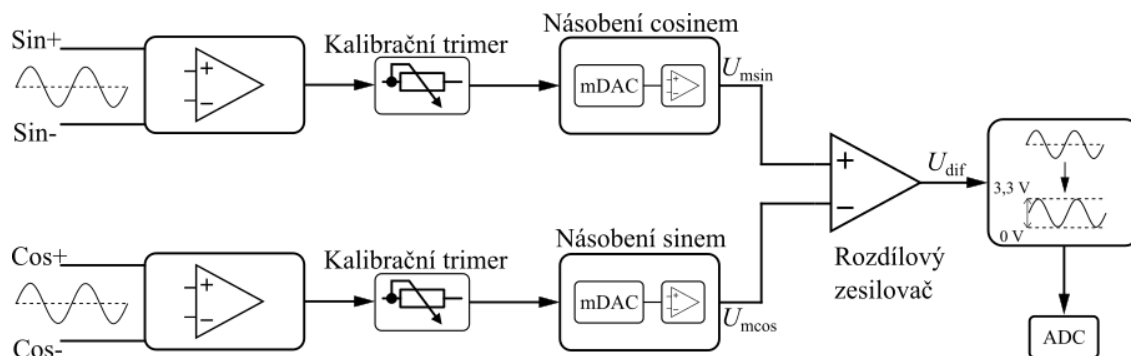
kde D je číslo určené pro D/A převod, n je rozlišení převodníku v bitech a U_{refDAC} je referenční napětí D/A převodníku.

Rozdíl mezi klasickým a násobícím převodníkem je v referenčním napětí. Klasické D/A převodníky mají referenční napětí konstantní a klade se důraz na to, aby napětí zůstalo konstantní po celou dobu operace převodníku. Na druhou stranu násobící převodníky umožňují proměnné referenční napětí. Díky tomu, pokud na D/A převod nahlížíme jako na násobení referenčního napětí a referenční napětí je proměnné, lze dostat signál, který reprezentuje násobení dvou časově proměnných funkcí. Abychom dostali vynásobený signálu sinem a cosinem úhlu ϕ , musí výraz $D/2^n$ odpovídat těmto hodnotám. Z tohoto důvodu obsahují použité násobící D/A převodníky rozhraní pro komunikaci pomocí SPI, které je zobrazeno na obr. 14. SPI protokolem se předává odpovídající hodnota do registru D/A převodníku, čímž dochází k potřebnému vynásobení. Rozhraní obsahuje též $\overline{\text{SYNC}}$ pin, který zajišťuje synchronizaci předání hodnoty z posuvného registru SPI komunikace do registru D/A převodníku. To znamená, že číslo převáděné D/A převodníkem se neaktualizuje do té doby, dokud pin $\overline{\text{SYNC}}$ není v logické jedničce.



obr. 14: Zobrazení propojení komunikace pomocí SPI

Výstupem za těmito převodníky bude napětí U_{msin} a U_{mcos} uvedené v kapitole 3.3. Blok obsahuje dva násobící D/A převodníky, každý násobí odpovídající signál z resolveru. Napětí U_{msin} a U_{mcos} jsou dále odečteny v rozdílovém zesilovači. Jednotlivé části bloku jsou zobrazeny na obr. 15. Z rozdílového zesilovače vystupuje napětí U_{dif} (viz kapitola 3.3), ke kterému je ještě přidána stejnosměrná složka tak, aby se rozsah hodnot, ve kterém se napětí U_{dif} bude pohybovat, přizpůsobil rozsahu A/D převodníku použitého mikrokontroleru. Zvolený mikrokontroler má rozsah analogových vstupů (0 – 3,3) V. Napětí U_{dif} se stejnosměrnou složkou představuje výstupní signál z bloku zpracování signálu na obr. 13. Signál je poté zaveden přímo do mikrokontroleru, kde je převeden do digitálního formátu a dále programově zpracován.



obr. 15: Blokové schéma hardwarového zpracování signálu

Výše zmíněné aktivní součástky používají pro správné fungování běžné pasivní součástky (rezistory, kondenzátory), které mají předem danou hodnotu. Ovšem na vstupu do násobícího D/A převodníku je použit odporový trimer, který slouží pro kalibraci. Pomocí trimru se upravuje výstup převodníku tak, aby při zadání střední hodnoty do registru D/A převodníku byl celkový výstup nulový. Ladění tedy probíhá ve dvou krocích. Příklad bude uveden pro dvanáctibitový převodník, jelikož převodník s tímto rozlišením se nachází na desce. V prvním kroku se nastaví hodnota registru D/A převodníku na střední hodnotu, což odpovídá číslu 2048 (binárně odpovídá 0b100000000000). V druhém kroku se nastaví odpor vstupního trimru tak, aby výstup převodníku byl nulový.

4.1.2. Blok napájení resolveru

Napájení resolveru musí splňovat parametry, které odpovídají zvolenému typu resolveru. Hodnoty parametrů pro použitý resolver jsou uvedeny v tab. 1, která je ovšem pouze výtahem z uváděných parametrů resolveru. Veškeré hodnoty lze najít v datasheetu motoru, jehož je resolver součástí.

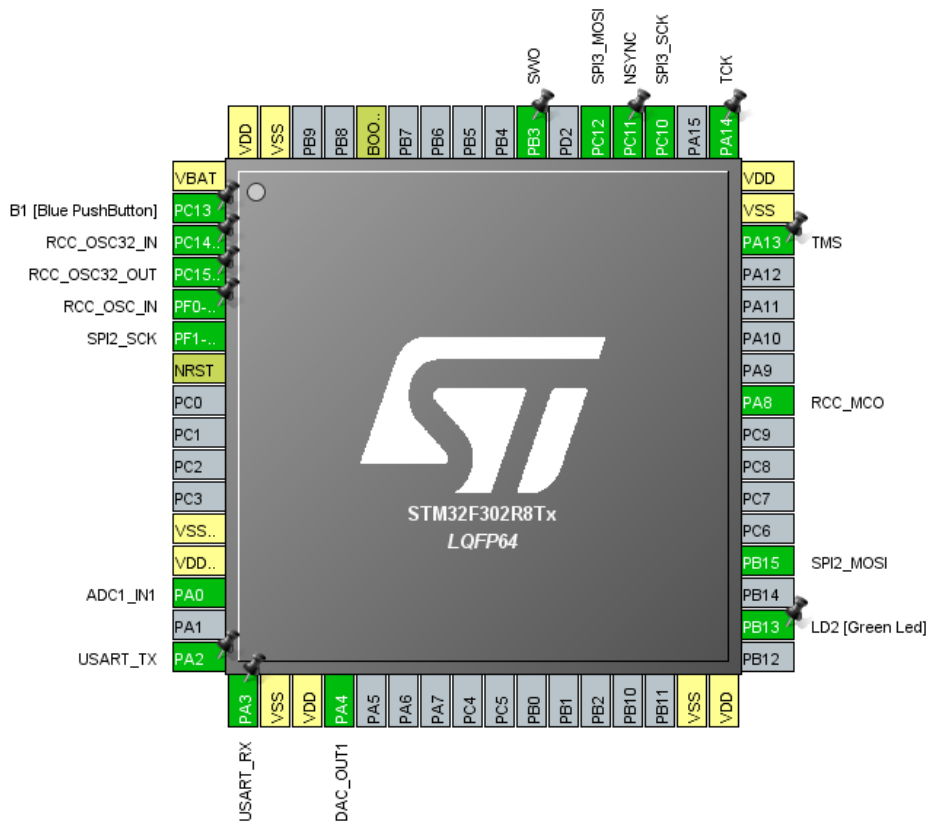
tab. 1: Vybrané parametry resolveru

Napětí U	6 V
Frekvence	7,5 kHz
Proud primáru	40 mA
Transformační poměr	0,3

Jak je vidět, u napětí není dále uvedeno, zda se jedná o efektivní nebo maximální hodnotu. Při realizaci interface se tato hodnota považovala za maximální. Na druhou stranu resolvery mohou pracovat i při jiných napětích a frekvencích, než mají specifikováno, a odchylka od správného napětí nemá výrazný vliv na funkci resolveru za předpokladu, že maximální proud resolverem nepřesytí jeho jádro. [1] Jak je vidět na obr. 13, do bloku vstupuje signál mikrokontroleru, konkrétně z jeho D/A převodníku. Tento vstupní signál udává frekvenci napájecího napětí a jeho velikost je dána obvodem v bloku napájení resolveru. Navíc napětí D/A převodníku má stejnosměrnou složku, která musí být odstraněna pro správné fungování resolveru a sledování úhlu. Správné velikosti napětí se dosáhne pomocí dvou operačních zesilovačů zařazených za sebe. První zesilovač obstará potřebné zesílení. Druhý zesilovač pracuje pouze se zesílením jedna a musí být schopen dodat proud odebíraný resolverem. Z tohoto důvodu je zde použit výkonový operační zesilovač. Výstup z bloku je připojen na resolver a poskytuje napětí, které umožní provoz resolveru.

4.2. Softwarová realizace

Jelikož je část systému provedena v digitálním formátu, je nutné naprogramovat použitý mikrokontroler tak, aby poskytoval potřebné funkce pro používání resolveru. Obě části, jak napájení, tak zpracování signálu používají mikrokontroler, a tak je též možné rozdělit softwarovou realizaci na dvě části – napájení a zpracování signálu. Program pro mikrokontroler je psaný v programovacím jazyku C. Část programu je generována pomocí grafického prostředí CubeMX, který umožňuje inicializaci pinů a periférií mikrokontroleru a zároveň nastavení jejich základních parametrů, tzv. *pinout*. Ukázka inicializovaných pinů mikrokontroleru je zobrazena na obr. 16.



obr. 16: Pinout mikrokontroleru zobrazený v programu CubeMX

Výstupem programu CubeMX jsou hlavičkové a zdrojové soubory v C, které inicializují dané piny mikrokontroleru, a projekt ve zvoleném pracovním prostředí, který tyto soubory spojuje. Použité prostředí je IAR Embedded Workbench, jež je kompletně kompatibilní s CubeMX. Pracovní prostředí umožňuje kompilace kódu, programování mikrokontroleru a ladění (*debugging*). Příklad inicializačního kódu vygenerovaného pomocí CubeMX je zobrazen na obr. 17. Jedná se o inicializaci D/A převodníku, který slouží pro generování napájecího napětí. Funkce obsahuje části, které umožňují uživateli její úpravu kódem v C. Začátek a konec uživatelské části je vždy vyznačen příslušným komentářem.

```

399 static void MX_DAC_Init(void)
400 {
401
402     /* USER CODE BEGIN DAC_Init 0 */
403
404     /* USER CODE END DAC_Init 0 */
405
406     DAC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};
407
408     /* USER CODE BEGIN DAC_Init 1 */
409
410     /* USER CODE END DAC_Init 1 */
411     /**DAC Initialization
412     */
413     hdac.Instance = DAC;
414     if (HAL_DAC_Init(&hdac) != HAL_OK)
415     {
416         Error_Handler();
417     }
418     /**DAC channel OUT1 config
419     */
420     sConfig.DAC_Trigger = DAC_TRIGGER_T6_TRGO;
421     sConfig.DAC_OutputBuffer = DAC_OUTPUTBUFFER_ENABLE;
422     if (HAL_DAC_ConfigChannel(&hdac, &sConfig, DAC_CHANNEL_1) != HAL_OK)
423     {
424         Error_Handler();
425     }
426     /* USER CODE BEGIN DAC_Init 2 */
427
428     /* USER CODE END DAC_Init 2 */
429
430 }

```

obr. 17: Příklad inicializační funkce v pracovním prostředí IAR

4.2.1. Generování napájecího napětí

Jak bylo zmíněno v kapitole 4.1.2, napájení resolveru musí splňovat dané parametry. Některé parametry jsou dány přímo programem. Konkrétně se jedná o frekvenci a průběh napájecího napětí. K tomuto slouží D/A převodník. Do jeho registru jsou postupně předávány hodnoty, které odpovídají hodnotám sinu, čímž je určen průběh generovaného signálu. Frekvence signálu je dána frekvencí, s kterou se mění hodnoty v registru D/A převodníku, frekvencí hodin mikrokontroleru a počtem vzorků na jednu periodu. Frekvenci napájecího napětí $f_{U_{ref}}$ lze vyjádřit jako:

$$f_{U_{ref}} = \frac{f_T}{n_s \cdot ARR}$$

$$f_T = \frac{f_{MCU}}{PSC + 1},$$

kde f_T je frekvence, s kterou se předávají hodnoty, n_s je počet vzorků na periodu, ARR je hodnota *auto-reload* registru časovače DMA, f_{MCU} je frekvence hodin mikrokontroleru a PSC je předdělička hodin pro použitý časovač.

Hodnoty předávané do registru D/A převodníku jsou předpřipraveny a uloženy v poli hodnot při inicializaci mikrokontroleru tak, aby mikrokontroler nebyl při činnosti dále zatěžován výpočtem těchto hodnot. Pro další ušetření výpočetního výkonu je použita funkce DMA, která zajišťuje přenos dat mezi pamětí a perifériemi, v tomto případě mezi pamětí a D/A převodníkem. DMA periodicky předává předpřipravené hodnoty do registru D/A převodníku, čímž se vytvoří požadovaný harmonický průběh na výstupu převodníku a jeho výstupní frekvenci lze určit pomocí vzorce pro $f_{U_{ref}}$ následovně:

$$\begin{aligned}
 f_{MCU} &= 64\text{MHz} \\
 PSC &= 0 \\
 n_s &= 256 \\
 ARR &= 33 \\
 f_T &= \frac{f_{MCU}}{PSC + 1} = \frac{64}{0 + 1}\text{MHz} = 64\text{ MHz} \\
 f_{U_{ref}} &= \frac{f_T}{n_s \cdot ARR} = \frac{64 \cdot 10^6}{256 \cdot 33}\text{Hz} = 7,58\text{ kHz}
 \end{aligned}$$

Motor, na kterém je použitý resolver umístěn, má jmenovité otáčky $n_n = 3000$ ot/min. Předpokládejme, že maximální otáčky nepřesáhnou dvojnásobek jmenovitých, tedy $n_{max} = 6000$ ot/min, a obálka výstupních napětí z resolveru se bude měnit s maximální frekvencí $f_{o_{max}}$ odpovídající těmto otáčkám.

$$\begin{aligned}
 f_{o_{max}} &= \frac{n_{max}}{60} = \frac{6000}{60}\text{Hz} = 60\text{ Hz} \\
 \frac{f_{U_{ref}}}{f_{o_{max}}} &= \frac{7,58 \cdot 10^3}{60} = 126,333
 \end{aligned}$$

Napájecí napětí resolveru U_{ref} slouží jako nosná vlna. Porovnáním $f_{U_{ref}}$ a $f_{o_{max}}$ lze ukázat, že frekvence napájecího napětí poskytuje dostatečný frekvenční odstup i pro maximální rychlost otáčení, a tedy nastavená frekvence je dostačující pro případný provoz motoru.

4.2.2. Zpracování signálu

Mikrokontroler obsahuje dvanáctibitový A/D převodník s postupnou aproximací, na jehož vstup je přivedeno napětí U_{dif} . Inicializace, pokyn k převodu a obsluha převodníku je realizována v programu. Převodník pracuje v neblokovacím režimu, což znamená, že při A/D převodu neblokuje běh programu a je obsluhován během přerušení. Celková doba převodu je dána vzorkovacím časem, rozlišením převodníku a hodinami převodníku. Podle [7] lze dobu převodu určit takto:

$$T_{\text{conv}} = T_s + T_{\text{approx}}$$

$$T_s = n_c \cdot \frac{1}{f_{\text{ADC}}}$$

$$T_{\text{approx}} = (\text{ADCres} + 0,5) \cdot \frac{1}{f_{\text{ADC}}},$$

kde T_{conv} je celková doba převodu, T_s je doba vzorkování, T_{approx} je doba převodu do digitální podoby, n_c je počet cyklů hodin MCU pro vzorkování, f_{adc} je frekvence hodin A/D převodníku a ADCres je rozlišení převodníku v bitech. Dosadíme-li reálné hodnoty, dostaneme:

$$n_c = 1,5$$

$$f_{\text{ADC}} = 32 \text{ MHz}$$

$$\text{ADCres} = 12$$

$$T_{\text{approx}} = (\text{ADCres} + 0,5) \cdot \frac{1}{f_{\text{ADC}}} = 12,5 \cdot \frac{1}{32 \cdot 10^6} \text{ s} \doteq 391 \text{ ns}$$

$$T_s = n_c \cdot \frac{1}{f_{\text{ADC}}} = 1,5 \cdot \frac{1}{32 \cdot 10^6} \text{ s} \doteq 47 \text{ ns}$$

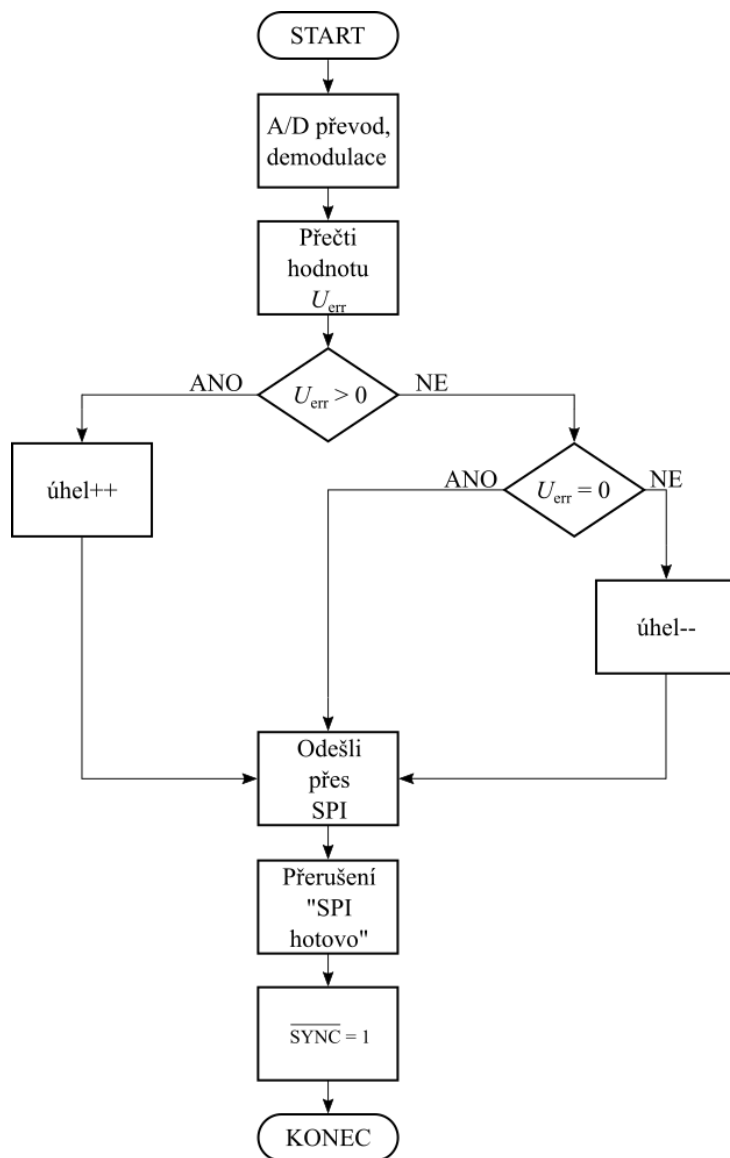
$$T_{\text{conv}} = T_s + T_{\text{approx}} = 391 + 47 \text{ ns} = 438 \text{ ns}$$

Perioda nosné složky U_{dif} je stejná jako napájecího napětí U_{ref} :

$$T_{U_{\text{dif}}} = T_{U_{\text{ref}}} = \frac{1}{f_{U_{\text{ref}}}} = \frac{1}{7,58 \cdot 10^3} \text{ s} = 131,9 \text{ } \mu\text{s}$$

Při porovnání doby převodu a periody nosné složky je vidět, že se napětí U_{dif} během převodu změní pouze nepatrně a údaj z A/D převodníku je tedy dostupný s dostatečně velkou přesností. Převáděné napětí U_{dif} ovšem stále obsahuje vysokofrekvenční složku, kterou je potřeba odstranit pro správné vyhodnocení údaje o poloze. Zde vstupuje do role provázání mezi generováním napájecího napětí a zpracováním signálu. Jelikož sám mikrokontroler zodpovídá za generování nosné složky, je možné využít tohoto provázání pro demodulaci. Vhodným nastavením generovaného napětí U_{ref} a A/D převodníku je možné určit vrcholovou hodnotu vstupního signálu. Tímto dostaneme hodnotu vstupního signálu bez nosné složky, který odpovídá napětí U_{err} . V programu je využit čítač, který je obdobou provedení čítače na obr. 10, a podle hodnoty odpovídající napětí U_{err} (viz kapitola 3.3) aktualizuje úhel ve sledovací smyčce. Čítač je využit z důvodu jednodušší implementace oproti PI regulátoru a vzhledem k dostatečnému výpočetnímu výkonu mikrokontroleru poskytuje dostatečně rychlé sledování úhlu. Následně jsou určeny hodnoty sinu a cosinu tohoto úhlu. Tyto hodnoty jsou dále upraveny tak, aby odpovídaly rozsahu dvanácti bitů a mohly být odeslány přes dvě rozhraní SPI do násobících D/A převodníků, čímž je uzavřena sledovací smyčka. Vývojový diagram je na

obr. 18. SPI komunikace je synchronizována pomocí pinu $\overline{\text{SYNC}}$, který je též ovládán programem a zajistí, že hodnoty předané do registrů D/A převodníků jsou aktualizovány zároveň.



obr. 18: Zjednodušený vývojový diagram zpracování signálu

4.2.3. Přehled parametrů systému

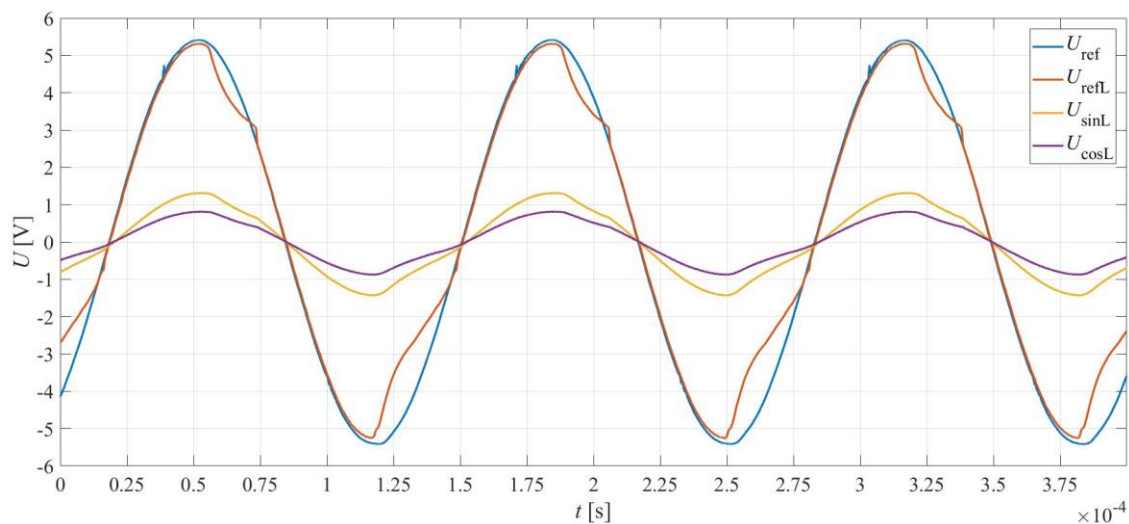
Poslední část této kapitoly obsahuje tab. 2 shrnující většinu parametrů systému pro jednodušší přehled o hodnotách jednotlivých veličin a parametrů použitých při realizaci.

tab. 2: Přehled hodnot veličin a parametrů

Deska plošných spojů				
Název	Značka	Hodnota	Jednotka	Poznámka
Napájecí napětí desky	U_{DC}	24	V	-
Napětí dodávané DC-DC měničem	U_{dcdc}	± 15	V	Symetrické napájení
Maximální proud dodaný DC-DC měničem	I_{max}	100	mA	-
Výstupní napětí	U_{ref}	5,4	V	Maximální hodnota
Frekvence U_{ref}	f_{Uref}	7,58	kHz	-
Napájecí napětí mDAC	U_{mdac}	5	V	Napájení logiky mDAC
Rozlišení mDAC	-	12 bitů	-	-
Mikrokontroler (MCU)				
Frekvence hodin MCU	f_{MCU}	64	MHz	-
Frekvence hodin ADC	f_{ADC}	32	MHz	-
Rozlišení ADC	-	12 bitů	-	-
Rozlišení DAC	-	12 bitů	-	-

5. Ověření funkce interface

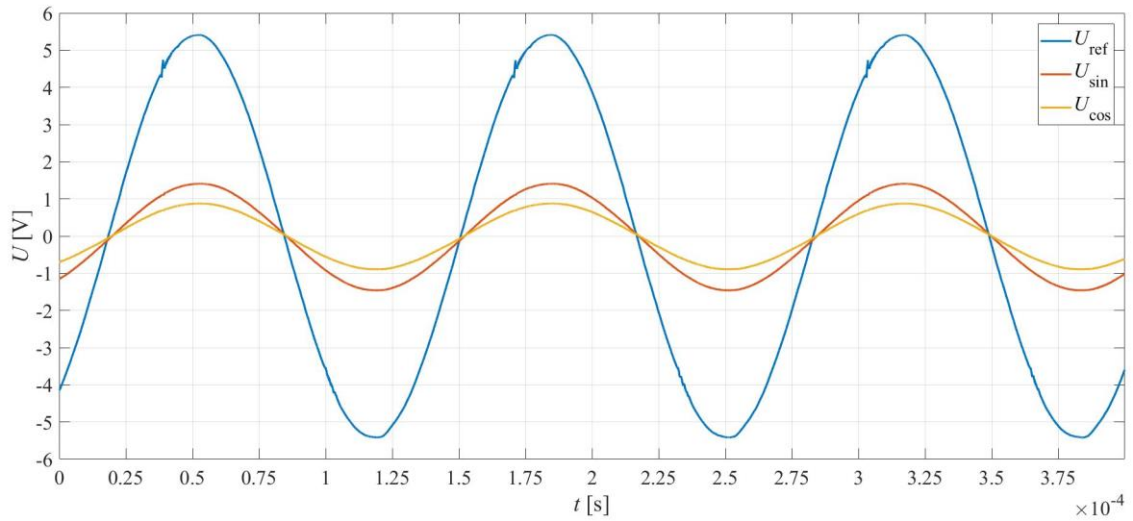
Pro realizovaný interface bylo provedeno měření tak, aby bylo možné ověřit funkci interface, a tím i jeho schopnost určovat úhel natočení hřídele z výstupních signálů resolveru. Jak již bylo několikrát zmíněno, resolver, aby plnil správně svoje funkce, musí mít k dispozici referenční napětí U_{ref} s danými parametry a zdroj tohoto napětí musí být schopen dodat požadovaný proud. Na obr. 19 jsou zaznamenány průběhy dvou referenčních napětí U_{ref} a U_{refL} . Pro průběh napětí U_{ref} byl použitý výkonový zesilovač, který je bezpečně schopen dodat požadovaný proud. Na druhou stranu u U_{refL} byl použitý operační zesilovač, který není charakterizován jako výkonový. To mělo za následek zkreslení napájecího napětí, protože operační zesilovač nebyl schopný přenášet referenční napětí s požadovaným výkonem. Napětí byla měřena na vstupu do resolveru.



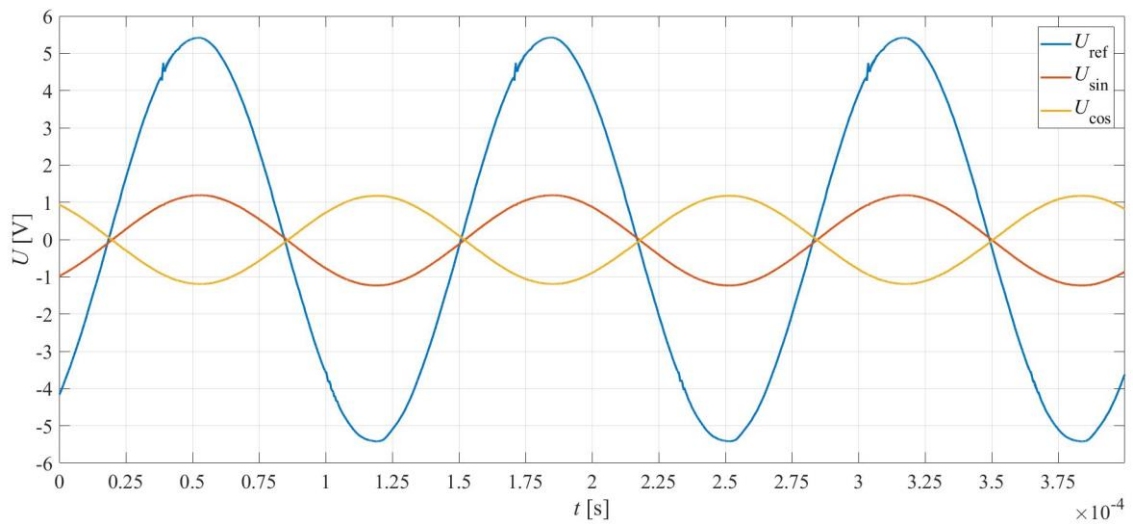
obr. 19: Průběh napětí resolveru pro různé zdroje napájení

Zkreslení napětí se též projeví na výstupních napětích, což je vidět na průběhu napětí U_{sinL} a U_{cosL} . V krajních případech může být referenční napětí resolveru zeslabeno natolik, že téměř nedojde k vybudení napětí v sekundární (výstupní) části resolveru. Při správném napájení mají výstupní napětí harmonický průběh. Toto je vidět na obr. 20, kde výstupní napětí resolveru mají stejný průběh jako referenční napětí a zpožďují se vůči němu o fázový posun daný konstrukcí resolveru. Fázový posun bývá v jednotkách stupňů. Amplituda napětí U_{sin} a U_{cos} je dána okamžitým natočením hřídele. Na obr. 20 jsou průběhy pro $\phi = 60^\circ$. Tento údaj o okamžitém natočení je odečten přímo z výstupu sledovací smyčky. To znamená, že odpovídá úhlu natočení, který je určen pomocí realizovaného interface. Jelikož určité úhly natočení, jako například 45° nebo 90° , lze jednoduše určit z průběhů výstupních napětí, je možné částečně ověřit funkci interface porovnáním výstupu interface a průběhů výstupních napětí resolveru. Jednotlivé porovnávané průběhy jsou zobrazeny na obr. 20 až 23. Jedná se o ustálený stav a hřídel je tedy natočena do jedné polohy. Úhel natočení odpovídá mechanickému natočení

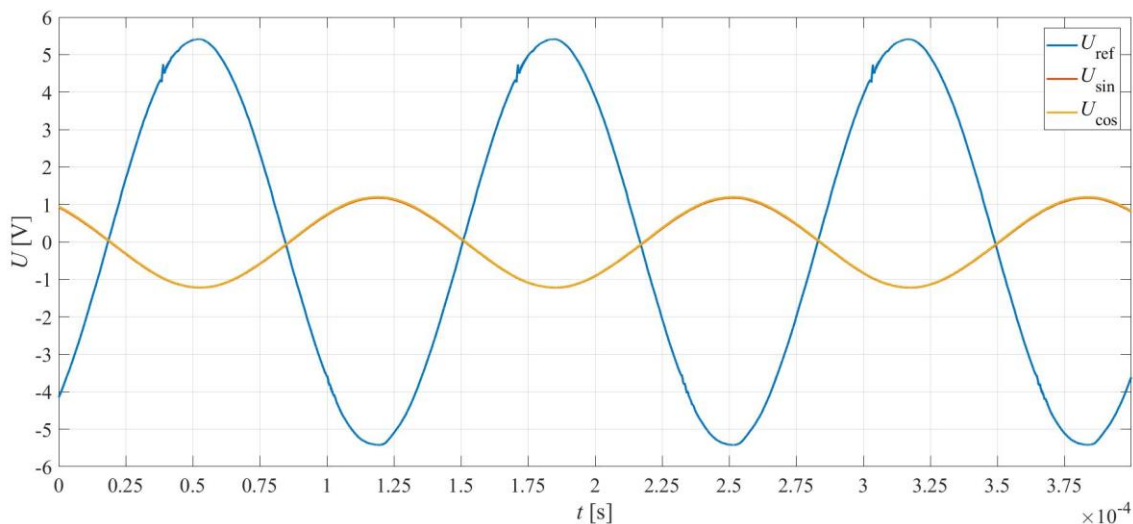
hřídele a referenční pozice odpovídá nulovému úhlu resolveru. To znamená, že na výstupu z resolveru bude mít U_{\cos} maximální hodnotu a U_{\sin} hodnotu minimální. Od toho se odvíjí určení okamžitého natočení hřídele z průběhů výstupních napětí.



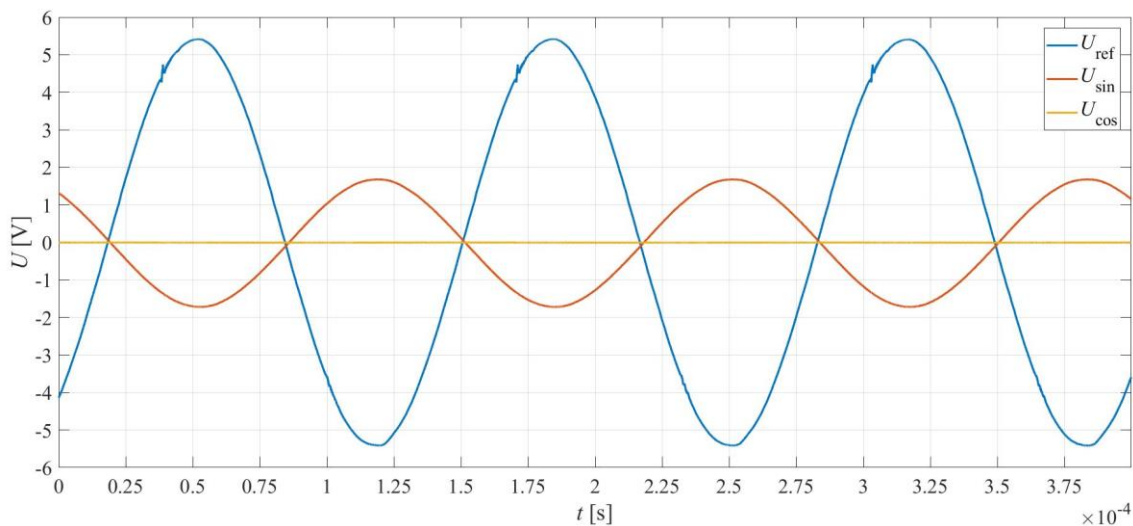
obr. 20: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 60^\circ$



obr. 21: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 135^\circ$



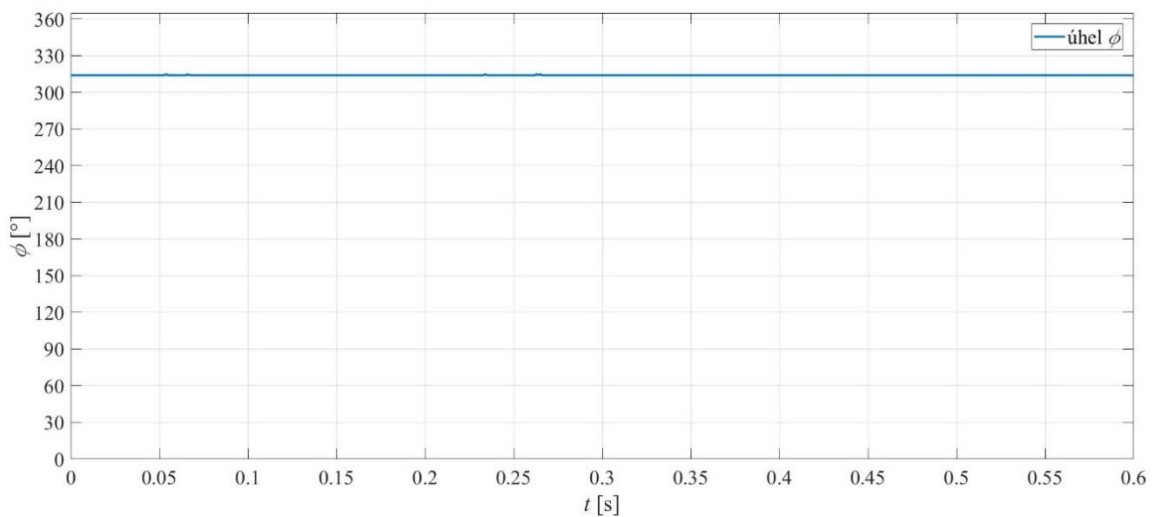
obr. 22: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 225^\circ$



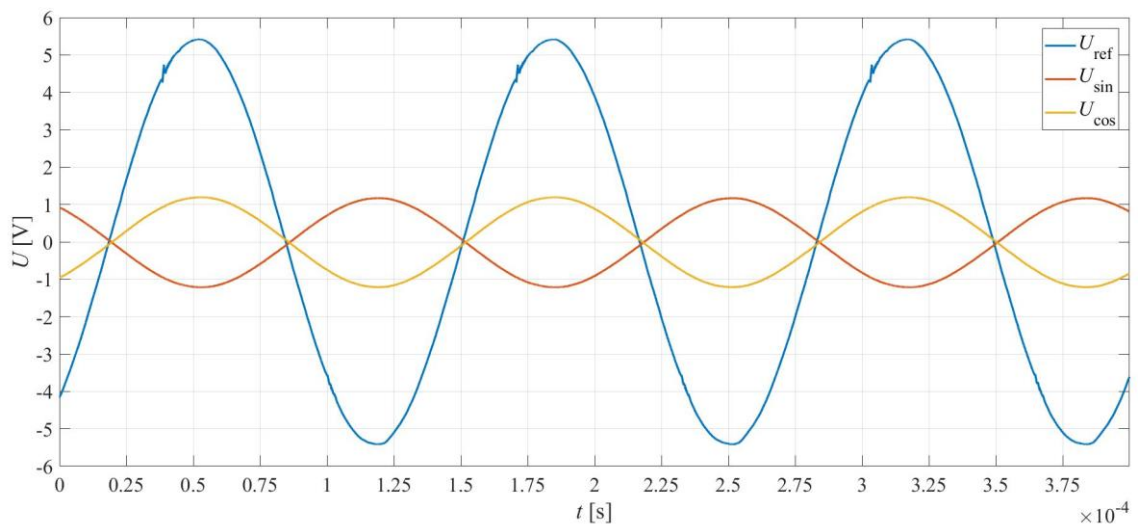
obr. 23: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 270^\circ$

Pro určení úhlu natočení hřídele se vychází z rovnic pro U_{\sin} a U_{\cos} a z jejich amplitud. Pokud je známa maximální hodnota, tak pro natočení 60° musí platit, že napětí U_{\cos} bude poloviční vůči této hodnotě a že obě výstupní napětí budou ve fázi s referenčním napětím. Tento stav odpovídá obr. 20. Podobné úvahy lze použít pro ostatní zobrazené stavy. Určení natočení je ovšem o něco jednodušší, jelikož úhel lze určit přímo ze vzájemných vztahů výstupních napětí a není nutno určovat velikost jejich amplitudy. Jako příklad lze brát obr. 22 a obr. 23. Na prvním mají napětí U_{\sin} a U_{\cos} stejnou velikost amplitudy a obě mají opačnou fázi oproti

referenčnímu napětí, což odpovídá úhlu 225° . Na druhém zmíněném obrázku má napětí U_{\sin} maximální amplitudu, má opačnou fázi vůči referenčnímu napětí a napětí U_{\cos} je nulové, což odpovídá úhlu 270° . Takto byla ověřena funkce interface i v dalších úhlech, které bylo možné jednoduše určit z průběhů výstupních napětí. To umožnilo přibližně určit správné fungování interface ve všech kvadrantech. Příklad výstupu úhlu ϕ z programu je zobrazen na obr. 24 a odpovídající průběh napětí resolveru je na obr. 25. Úhel ϕ byl zaznamenáván pomocí programu STM STUDIO, který umožňuje sledovat a zaznamenávat proměnné procesoru v reálném čase s danou vzorkovací periodou. Pro tento záznam byla použita vzorkovací perioda 1 ms.



obr. 24: Záznam úhlu ϕ určovaného pomocí interface



obr. 25: Průběh napětí resolveru pro $\phi = 315^\circ$

Pro přesnější ověření funkce interface byl motor s resolverem spojen s hřídelí jiného soustrojí, které bylo opatřeno inkrementálním čidlem. Výstup čidla byl zpracován pomocí kvadraturního dekodéru využívajícího přípravek Basys 2, zpracovaného v rámci bakalářské

práce [8]. Na tomto přípravku se též nachází čtyřmístný displej, který zobrazoval počet pulzů z enkodéru. Rozsah na jednu otáčku byl 3600 pulzů. To znamená, že jeden pulz odpovídá 6 úhlovým minutám. Ověření bylo provedeno na základě porovnání výstupů z obou senzorů po jedné otáčce. Jako reference pro jednu otáčku byl použit resolver a rozdíl mezi pulzy enkodéru po otočení byl brán jako měřený údaj. Hodnoty srovnávacího měření jsou zobrazeny v tab. 3.

tab. 3: Porovnání výstupu resolveru a inkrementálního enkodéru

	Údaj z resolveru [°]	Rozdíl po otočení [-]	Rozdíl po otočení [']
Měření 1	266	5	30
Měření 2	266	-2	-12
Měření 3	266	7	42

Tímto byla dostatečně přesně ověřena funkce interface pro resolver, protože daný rozdíl v pulzech, a tedy i v měřeném natočení lze připsat chybě provedení měření a rozlišení resolveru. Chyba měření je dána spojením hřídelí, které zdaleka nebylo dokonalé – jedna spojka byla realizována letitým koženým řemenem. Tím, mohl být způsoben mírný rozdíl mezi údaji o natočení. Dále je též nutno počítat s elektrickou chybou resolveru (*electrical error*), která odpovídá přesnosti resolveru. [1] Pro použitý resolver je $\pm 15'$.

6. Závěr

Z prostudované problematiky absolutních čidel vyplynulo, že absolutní magnetické senzory poskytují větší robustnost oproti optickým sensorům, která je dána jejich konstrukcí. Co se týká přesnosti sensorů, nelze říci, že by každý optický sensor měl větší přesnost než magnetický, jelikož každý sensor je vyroben s předem daným rozlišením. Na druhou stranu optické senzory obecně dosahují vyšších rozlišení než magnetické. Resolver jako takový se řadí mezi absolutní magnetické senzory a disponuje vysokou robustností. Tímto je vhodným senzorem do těžkých provozů.

Narozdíl od jiných sensorů resolver většinou nebývá opatřen další elektronikou pro zpracování signálů, a proto je nutné toto provést externě. Zpracování lze uskutečnit pomocí několika metod, které se liší svými vlastnostmi a složitostí. Nejčastěji se používá metoda postupné aproximace a metoda sledovacího převodníku. Konečný výběr metody záleží na použité aplikaci.

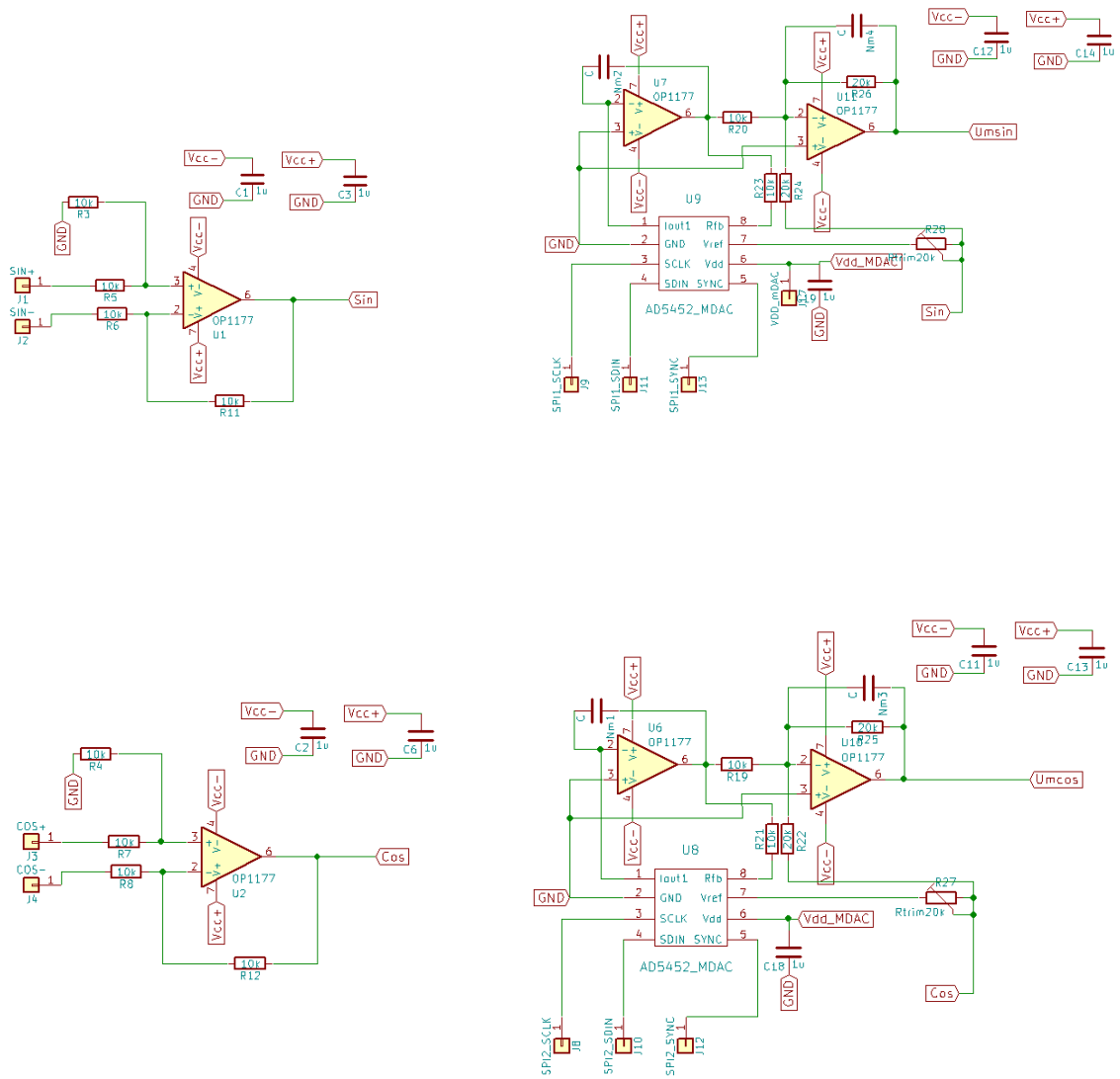
Pro realizaci interface byla vybrána metoda využívající sledovací převodník, jelikož je vhodná pro nižší počet zpracovávaných kanálů a pro rychleji se měnící výstupní signály. Fázový posun daný konstrukcí resolveru a interface byl programově kompenzován v mikrokontroleru. Po zhotovení interface, byla ověřena jeho funkce ve dvou krocích. První spočíval ve srovnání výstupních napětí resolveru s výstupem sledovacího převodníku. Velikosti napětí a výstupní úhel si vzájemně odpovídaly, a tak byla funkce interface částečně ověřena. Ovšem tato metoda poskytuje pouze omezenou přesnost a rozsah kontroly. Proto byl proveden druhý krok ověření. Motor s resolverem byl připojen na hřídel motoru opatřeného inkrementálním enkodérem. Po jedné otáčce byly srovnány výstupy sensorů. Rozdíl mezi výstupy byl zanedbatelný vzhledem k metodě měření a přesnosti resolveru, a tak lze říci, že funkce interface byla ověřena úspěšně.

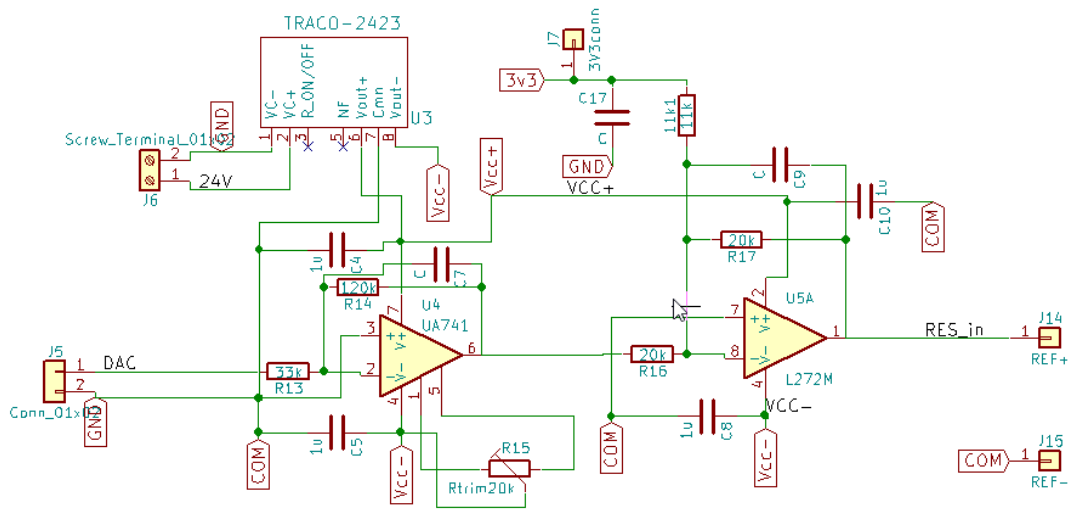
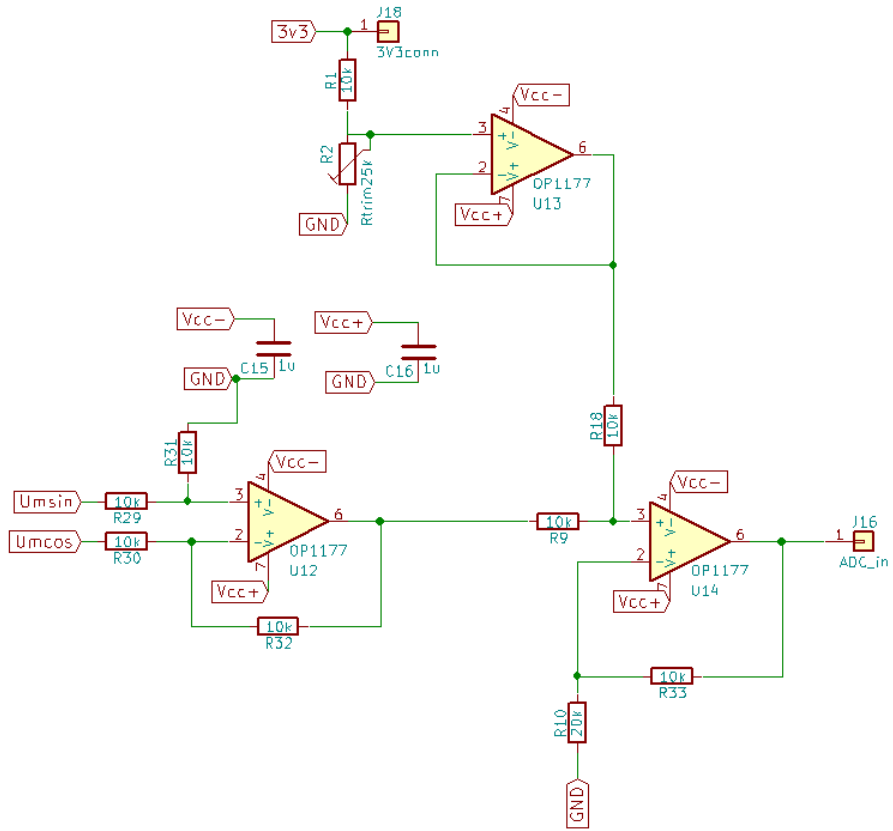
Jelikož je používaný resolver součástí motoru, zkonstruovaná aplikace by měla sloužit při řízení daného motoru například jako zpětná vazba v rychlostní smyčce nebo jako údaj o pozici pro řízení pomocí vektorové regulace za předpokladu, že přesnost senzoru bude dostatečná pro tento algoritmus.

Použitá literatura

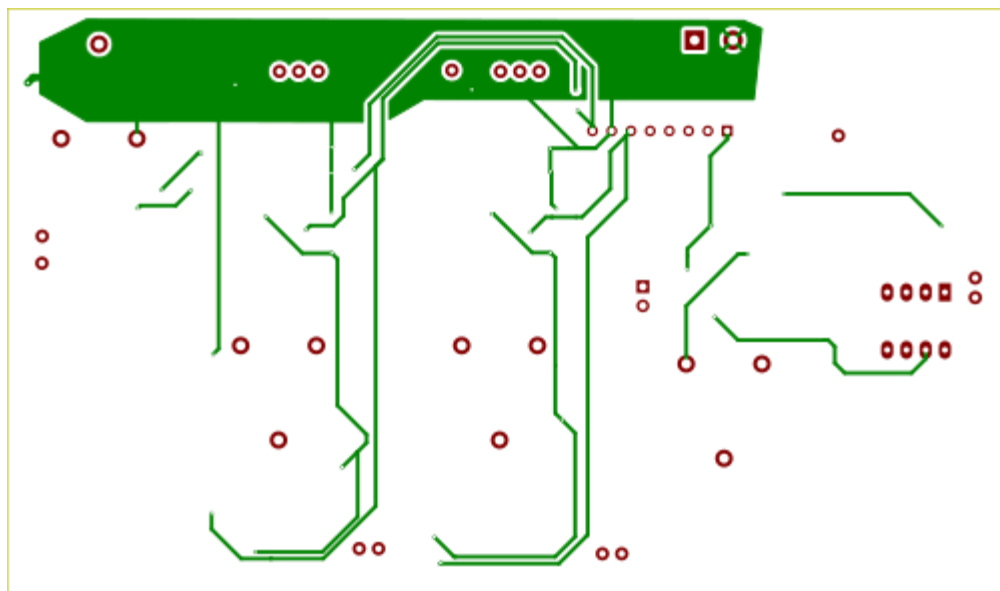
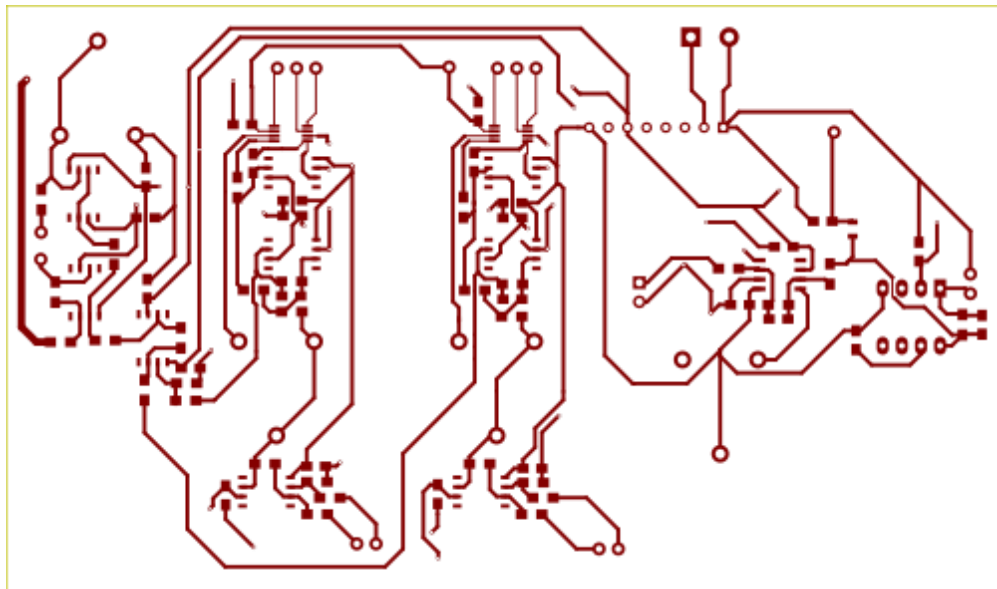
- [1] Kolektiv autorů fy. Moog Components Group: *Synchro and Resolver Engineering Handbook*, 2004.
- [2] Staebler, M., Verma, A.: *TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed* [online]. Texas Instrument Application Report, 2017. Poslední změna květen 2018 [cit. 18.5.2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/spra605a/spra605a.pdf>
- [3] Ďaďo, S.: *Senzory a převodníky*. Skriptum FEL ČVUT v Praze, Praha 2006.
- [4] Aupetit, N.: *Signal conditioning for resolver* [online]. STMicroelectronics Application Note, 2018. Poslední změna 10.5.2018 [cit. 18.5.2019]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00497286.pdf
- [5] Boyes, G.: *Synchro and Resolver Conversion*. Analog Devices, 1980.
- [6] Verma, A., Chellamuthu, A.: *Design considerations for resolver-to-digital converters in electric vehicles* [online]. Texas Instruments, 2016 [cit. 9.5.2019]. Dostupné z: www.ti.com/lit/an/slyt661/slyt661.pdf
- [7] Cuauhtémoc C.: *STM32F3 ADC* [online]. 2013 [cit. 15.5.2019]. Dostupné z: <http://homepage.cem.itesm.mx/carbajal/Microcontrollers/SLIDES/STM32F3%20ADC.pdf>
- [8] Janouch, M.: *Realizace dekodéru kvadrurního signálu v hradlovém poli*. Bakalářská práce, FEL ČVUT v Praze, 2018.

Příloha A – Elektrické schéma interface



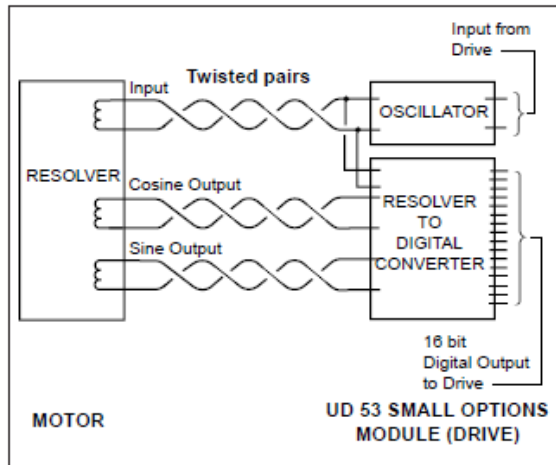


Příloha B – Layout navrženého interface



Příloha C – Výňatek z datasheetu motoru obsahující kompletní parametry resolveru

Schematic Diagram



Drive Systems

Use resolver interface when using Unidrive or Unidrive SP. Unimotors fitted with resolvers will also operate with DigitAx drive, but note rotational direction will be reversed. Unimotor type DM is available with compatible and rotational direction.

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.

SIGNAL CONNECTOR RESOLVER

(12 pin) signal connector size 1 for all motors

Specification

Voltage	6V
Frequency	7.5 kHz
Primary	Rotor
No. of poles	2
Transformation ratio	$0.28 \pm 10\%$ ($0.3 \pm 10\%$ for models after mid-2003)
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

Function

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

N.B. Definitions applicable to both UM and DM motor types.