

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Řízení elektrického pohonu elektrokoloběžky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan DVORSKÝ**
Osobní číslo: **E14N0104P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Řízení elektrického pohonu elektrokoloběžky**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Analyzujte řídicí a regulační algoritmy pohonu elektrokoloběžky.
2. Provedte simulaci vybraných řídicích a regulačních algoritmů.
3. Implementujte zvolené algoritmy do vybraného procesoru (vývojový kit ARM STM).
4. Experimentálně ověřte pohon elektrokoloběžky.



Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Vladimír Pavlíček, Ph.D.

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2015**

Termín odevzdání diplomové práce: **16. května 2016**

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



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgjev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací řídicí jednotky pro koloběžku s BLDC motorem. Postupně rozebírá teoretický popis BLDC motoru a jeho metody řízení. Popsané metody řízení jsou v této práci odsimulované. Dále se práce zabývá hardwarovou částí návrhu řídicí jednotky. Nakonec je popsána softwarová implementace řízení.

Klíčková slova

BLDC, Six step komutace, elektrokoloběžka, STM32, ARM, CORTEX M4

Abstract

This master thesis deals with design and construction of the control unit for the electro-scooter with an BLDC motor. Gradually examines theoretical description of the BLDC motor and its control methods. Methods described in this thesis are simulated. Furthermore, the thesis deals with hardware design of the control unit. Finally, it describes software implementation of BLDC control algorithm.

Key words

BLDC, Six step comutation, electro-scooter, STM32, ARM, CORTEX M4

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 16.05.2016

Bc. Dvorský Jan

Poděkování

Děkuji Ing. Pittermannovi Ph.D. za odborné rady, Ing. Křivkovi za nalezení černé kočky v černé místnosti. Děkuji vedoucímu Ing. Pavlíčkovi a konzultantovi Doc. Ing. Drábkovi za trpělivost a ochotu. Děkuji slečně Bc. Vallové za to že je má práce česky.

Obsah

1	Úvod.....	1
2	BLDC motor.....	2
2.1	Princip a konstrukce BLDC motoru.....	2
2.2	Charakteristika BLDC motoru.....	3
3	Metody řízení BLDC motoru.....	4
3.1	Six step komutace.....	5
3.2	Brzda.....	10
4	Senzorická část řízení.....	12
4.1	Detekce polohy.....	12
4.2	Bez-senzorová detekce.....	16
4.3	Měření proudů.....	17
4.4	Měření teploty.....	20
5	Simulace regulačních algoritmů.....	21
5.1	Matematický model bldc.....	21
5.2	Matematický model střídače.....	23
5.3	Matematický model baterie.....	24
5.4	SIX - step komutace.....	24
5.5	BRZDA.....	31
6	Návrh konstrukce koloběžky.....	40
6.1	Návrh řídicí jednotky.....	42
6.2	Deska střídače.....	43
6.3	Deska řízení.....	50
7	Oživení.....	52
7.1	Logika gate driverů.....	52
7.2	Uzemnění gate driverů.....	52
7.3	Problematika použití nábojových pump.....	52
7.4	Naměřené průběhy.....	54
8	Implementace.....	55
8.1	Popis procesoru.....	55
8.2	Nekonečná smyčka.....	62
8.3	Měření.....	64
9	Závěr.....	69
10	Seznam obrázků.....	71
11	Seznam literatury.....	73
12	Příloha 1 - schéma desky střídače.....	75
13	Příloha 2 - Schéma desky řízení.....	78
14	Příloha 3 - > Foto řídicí jednotky.....	81

1 ÚVOD

Tato práce pojednává o realizaci řídicí jednotky pro elektrokoloběžku s BLDC motorem. Práce rozebírá jednotlivé možnosti řízení a to jak v režimu pohonu tak v režimu rekuperační brzdy. Dále práce pojednává o hardwarové realizaci řídicí jednotky a o softwaru využitém pro řízení.

Text lze rozdělit na osm částí. V první části je popsán BLDC motor z hlediska konstrukce a charakteristiky. Druhá část práce pojednává o způsobu řízení BLDC motoru six step komutací a možnostech elektrodynamické brzdy. Ve třetí části jsou popsány nutné senzory pro řízení tohoto motoru. Čtvrtá část obsahuje simulace pohonu a brzdy. Pátá část práce je popis návrhu konstrukce elektrokoloběžky a především pak hardwarové části řídicí jednotky. Šestou částí je oživení navrženého hardwaru řídicí jednotky. Poslední, osmou, částí je softwarová implementace řízení.

Při tvorbě práce bylo postupováno na základě předpokládaných cílů práce:

- Analyzovat řídicí a regulační algoritmy pohonu elektrokoloběžky
- Provést simulaci vybraných řídicích a regulačních algoritmlů
- Implementovat zvolené algoritmy do vybraného procesoru
- Experimentální ověření pohonu elektrokoloběžky

2 BLDC MOTOR

BLDC motor je stejnosměrný bezkomutátorový stroj (z anglického Brushless direct current). Jeho kategorizace a terminologie není úplně sjednocená z důvodu velice rychlého vývoje. Občas se motoru říká lichoběžníkový synchronní motor s permanentními magnety nebo trapezoidal PMSM (permanent magnet synchronous motor). Principem svého fungování i konstrukcí značně připomíná synchronní stroj s permanentními magnety. Rozdíl je ve tvaru indukovaného napětí a odlišnou metodou řízení. [1]

2.1 PRINCIP A KONSTRUKCE BLDC MOTORU

Rotor motoru je tvořen permanentními magnety a stator je tvořen pólovými nástavci s cívkami. Existuje mnoho způsobů zapojení vinutí BLDC motoru, ale v této práci se budu zabývat pouze nejčastějším řešením, tedy třemi cívkami spojenými do hvězdy. Tyto cívky jsou konstrukčně uspořádány tak, aby svíraly elektrický úhel 120° , respektive 60° . V praxi se používá motor s vícero pól-páry.

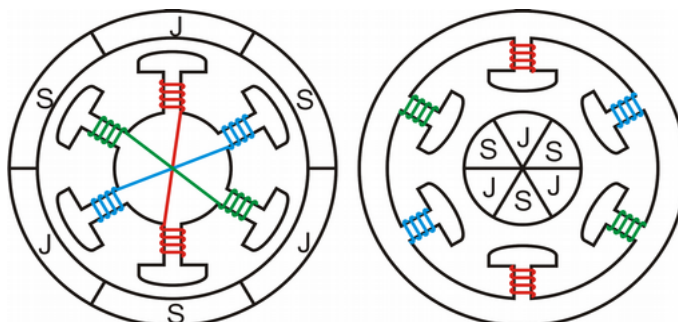
Co se týče elektrotechnického aspektu a motory rozdělujeme na dvě skupiny podle tvaru indukovaného napětí. Tento tvar může být buď sinusový nebo lichoběžníkový. Sinusový typ se někdy označuje PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), zatímco lichoběžníkový je běžný BLDC motor. [2]

Oba typy motoru jsou synchronní stroje a ba mohou být řízeny stejnými metodami. BLDC motory dosahují lepších výsledků se stejnosměrnými proudy. Naopak PMSM motory mají lepší výsledky s proudy sinusovými. [3]

BLDC	PMSM
Synchronní stroj	Synchronní stroj
Řízený stejnosměrnými proudy	Řízený střídavými proudy
Lichoběžníkové BEMF	Sinusové BEMF
Komutace po 60° - nespojitý magnetický tok	Bez komutace - Spojitý magnetický tok
Spínání pouze dvou fází najednou	Možné spínat tři fáze najednou
Zákmity momentu při komutaci	Moment bez zákmitů
Vyšší harmonické ztráty	Nižší harmonické ztráty
Nižší spínací ztráty	Vyšší spínací ztráty
Relativně jednoduché řízení	Matematicky náročné řízení

Tabulka 2.1: Srovnání BLDC motoru s PMSM motorem

Z hlediska mechanické konstrukce rozlišujeme dva základní druhy tzv.: outrunner a inrunner. Outrunner má stator s pólovými nástavci uvnitř a rotorem je plášť, kde jsou uloženy permanentní magnety. Inrunner to má právě naopak, tedy stator s pólovými nástavci po svém obvodu a rotor s permanentními magnety uvnitř. [1]



Obr. 2.1: Konstrukce BLDC motoru – vlevo outrunner; vpravo inrunner

2.2 CHARAKTERISTIKA BLDC MOTORU

BLDC motory se těší stále větší popularitě. Je to způsobeno lepší dostupností a nižší cenou spínacích součástek a procesorů, které jsou pro řízení potřeba. Pokrok ve vývoji těchto součástek postupně vytlačuje klasické komutátorové stroje, protože elektronicky komutované stroje mají výrazně lepší vlastnosti. Patří mezi ně především:

- Vysoká účinnost atakující 90%
- Lepší momentová/otáčková charakteristika
- Lepší poměr výkon/hmotnost
- Menší rušení
- Absence komutátoru (a z toho plynoucí možnost použití ve výbušném prostředí)

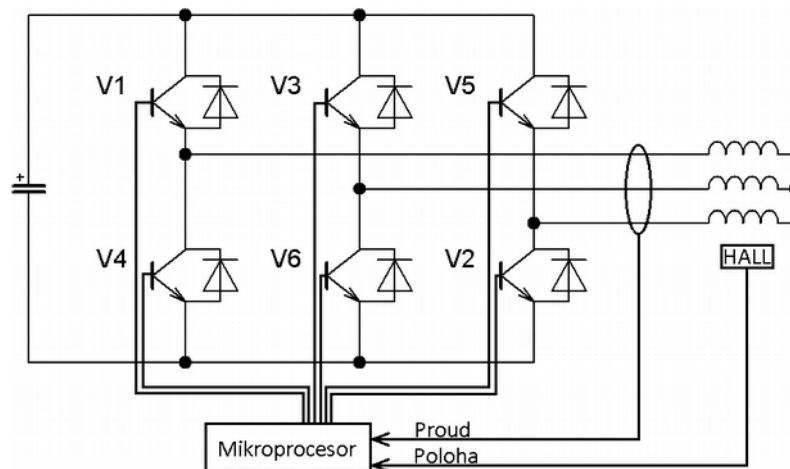
Tyto výhody umožňují nasazení v širokém spektru aplikací. Jsou zde i nevýhody:

- Teplotní limitace
- Hrozba demagnetizace rotoru
- Zvlnění momentu
- Cena

Z těchto vlastností lze usoudit, že BLDC motor nalezne široké uplatnění v běžném prostředí, ale v extrémních podmínkách, kde motor nesmí selhat, existují vhodnější volby.

3 METODY ŘÍZENÍ BLDC MOTORU

BLDC motor patří do skupiny elektronicky komutovaných motorů. Takže zde není mechanický komutátor, ale je nutné vytvořit otáčivé pole vhodným spínáním vinutí. Toto se řeší střídačem, v našem případě třífázovým, viz Obr. 3.1. Metoda řízení střídače pro BLDC motor se označuje jako six step komutace. Některé zdroje mluví o vektorovém řízení. To se ovšem využívá pro motory se sinusovým průběhem indukovaného napětí, tedy PMSM. V praxi dosahuje vektorové řízení BLDC motoru zvlnění momentu.[3]



Obr. 3.1: Principiální schéma řízení BLDC motoru

Efektivní řízení BLDC motoru je založeno na relativně jednoduchých rovnicích momentu a BEMF. Pro velikost BEMF platí:

$$E = 2 N l r B \omega \quad (3.1)$$

a moment je vyjádřen jako:

$$T = \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \right) - \left(\frac{1}{2} B^2 \frac{dR}{d\theta} \right) + \left(\frac{4 N}{\pi} B r l \pi i \right) \quad (3.2)$$

kde:

- N Je počet závitů cívky
- l Je délka cívky
- r Vnitřní poloměr rotoru
- B Magnetická indukce vytvořená permanentními magnety
- ω Úhlová rychlost rotoru
- i Fázový proud
- L Indukčnost vinutí jedné fáze
- θ Natočení rotoru
- R Činný odpor vinutí jedné fáze

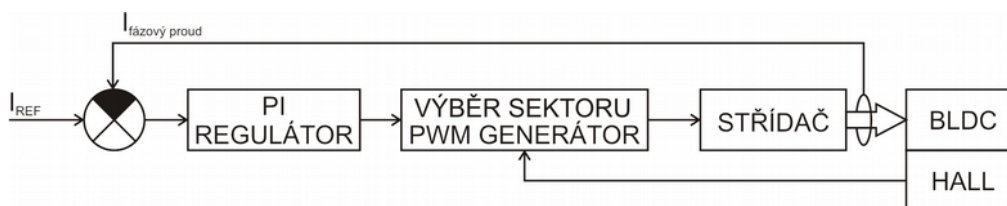
První dvě části momentové rovnice (3.2) jsou ztráty. Třetí složka produkuje samotný moment. Z tohoto je vidět, že moment motoru je téměř přímo úměrný proudu. Z rovnice (3.1) vyplývá že BEMF je přímo úměrné rychlosti rotoru. Z těchto faktorů vychází metody řízení, kterými se budeme zabývat v této kapitole.[3]

3.1 SIX STEP KOMUTACE

Six step komutace je metoda řízení pomocí postupného přepínání (komutace) stejnosměrného proudu cívkami motoru. Proud je řízen vždy v jedné fázi. Výběr vhodné fáze se určuje na základě zpětné vazby od čidla polohy. Teoreticky je možné takto vytvořit konstantní moment. V praxi ovšem nelze do cívky dodat proud okamžitě a tak vzniká přechodový jev způsobující záškuby momentu každých 60° elektrických stupňů. Proud lze regulovat buďto PWM modulací, nebo hysterezím regulátorem. [4]

3.1.1 PWM REGULACE

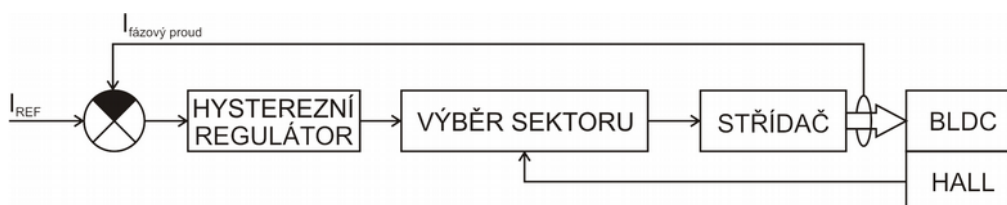
Proud je regulován PWM modulace. Velikost proudu se řídí pomocí střídavy. Hlavní výhodou PWM modulace je konstantní spínací frekvence. Díky tomu je možné relativně snadno odfiltrout EMC rušení. Pro implementaci jsou potřeba 3 a nebo 6 PWM signálů v závislosti na vybraném spínání prvků viz kapitola 3.1.3. [3]



Obr. 3.2: Principiální schéma PWM regulace proudu, převzato [3] upraveno

3.1.2 HYSTEREZNÍ REGULACE

Hysterezní regulace spíná/vypíná výkonové prvky kdykoliv je proud menší/větší než požadovaný proud. Hysterezní regulátor udržuje fázový proud v předem nastavené hysterezní křivce. Spínací frekvence se mění v závislosti na chybě proudu a změně napětí v mezi obvodu. Tato metoda se používá spíše v aplikacích kde se rychlost a zátěž motoru příliš nemění. Proud může být řízen tak přesně jak nastavíme meze, ale je obtížné odfiltrout EMC rušení. Při návrhu tohoto řešení je dobré omezit maximální spínací frekvenci, jinak se mohou projevit různé jevy končící destrukcí střídače.[3]



Obr. 3.3: Principiální schéma hysterezní regulace proudu, převzato [3] upraveno

3.1.3 TECHNIKY SPÍNÁNÍ VÝKONOVÝCH PRVKŮ

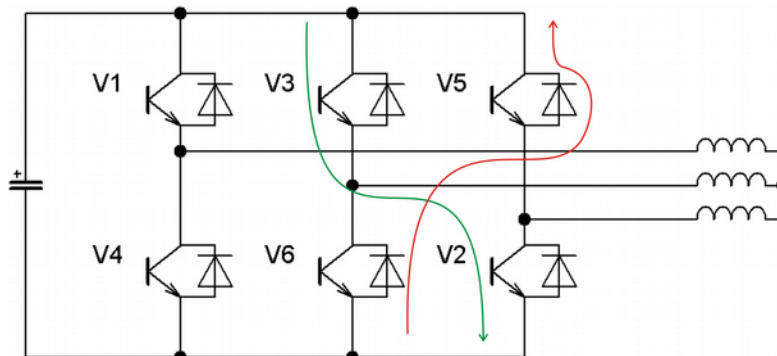
Řízení BLDC motoru six step komutací znamená, že jedna větev střídače je odpojena, a zbylé dvě větve jsou řízeny jako čtyř-kvadrantový pulzní měnič. Vhodným spínáním prvků určujeme, jaké napětí bude na svorkách motoru. [5][6] Na výběr máme dvě možnosti:

- Nezávislé spínání
- Komplementární spínání

Nezávislé spínání

Nezávislé spínání výkonových prvků je typické tím, že v jedné větvi spíná vždy pouze jeden prvek. Nezávislé spínání lze realizovat bipolárně a unipolárně [5][6].

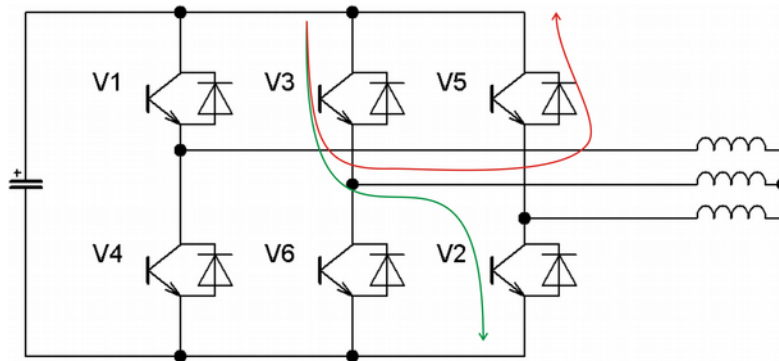
Bipolární spínání prvků znamená že se spíná horní a spodní prvek najednou. Například na Obr. 3.4 v pozici $0^\circ - 60^\circ$ (viz. Spínací diagram Obr. 3.7) se spínají prvky V3 a V2. Při jejich vypnutí se proud uzavírá skrz zpětné diody prvků V5 a V6. Tento způsob může někdy způsobovat vznik přerušovaných proudů, a může tak způsobovat zvlnění momentu.



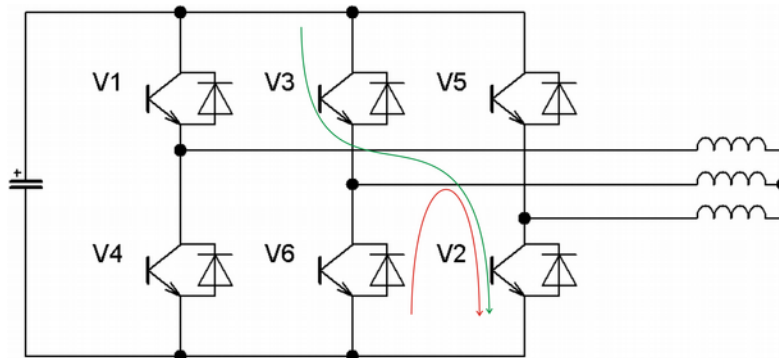
Obr. 3.4: Nezávislé spínání - bipolární

Při unipolárním spínání prvků je jeden prvek sepnutý trvale a spíná prvek druhý. Trvale sepnutý může být jak prvek horní, tak prvek spodní trojice. Na výsledný průběh proudu, potažmo momentu nemá toto zásadní vliv. V případě pozice $0^\circ - 60^\circ$ (viz. Spínací diagram Obr. 3.7) je trvale sepnutý horní prvek V3. Sepnutím prvku V2 začne narůstat proud. Po jeho vypnutí proud začne klesat přes diodu prvku V5.[5][6].

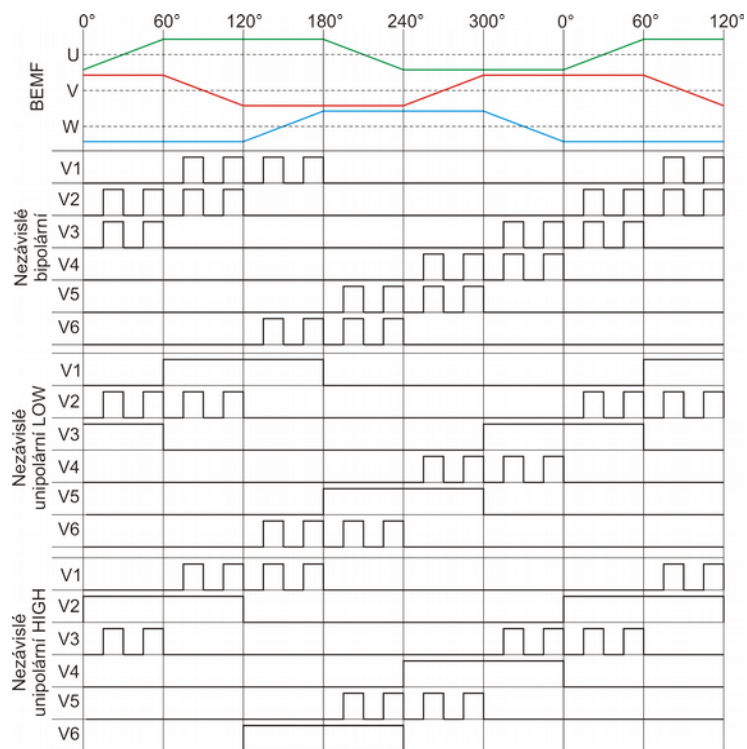
Je-li trvale sepnutý spodní prvek V2, potom proud narůstá sepnutím prvku V3. Po jeho vypnutí proud klesá přes diodu prvku V6 Obr. 3.5. Funkce je obdobná pro trvale sepnutý spodní prvek V2 a PWM na prvku V3 Obr. 3.6. Tento způsob řízení vytváří nepřerušované proudy, a má tak hladší moment. [5][6].



Obr. 3.5: Nezávislé spínání – unipolární PWM



Obr. 3.6: Nezávislé spínání - unipolární HIGH PWM

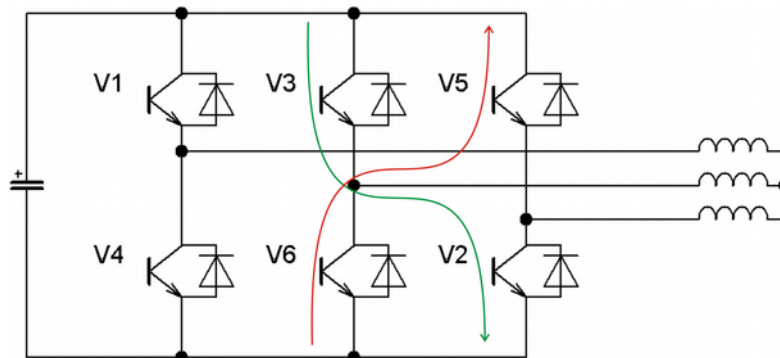


Obr. 3.7: Spínací diagram - nezávislé spínání prvků

Komplementární spínání

Komplementární spínání prvků střídače znamená, že větvové prvky spínají střídavě oba dva. Vzhledem k tomu, že spínací prvek vypíná konečný čas, je nutné mezi spínací intervaly zařadit dead time. Výhodou tohoto řízení je možnost změny pohon – generátor v rámci jednoho sektoru pouze úpravou střídavy. Viz. Kapitola 3.2. Stejně jako u nezávislého spínání lze nezávislé spínání implementovat bipolárně nebo unipolárně [5][6].

Bipolární spínání znamená, že v pozici $0^\circ - 60^\circ$ (viz. Spínací diagram Obr. 3.10) jsou při nárůstu proudu sepnuté prvky V3 a V2 a při jeho poklesu prvky V5 a V6 viz Obr. 3.8. Na vinutí motoru se tak střídá napětí $+U_d$ a $-U_d$. Při střídě 50% se střední hodnota napětí rovná nule [5][6].

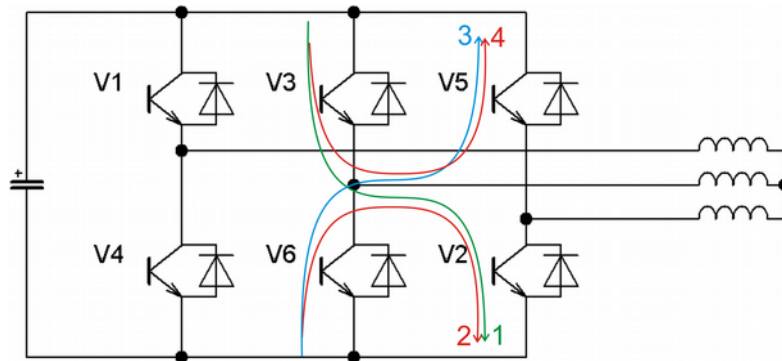


Obr. 3.8: Komplementární spínání - bipolární

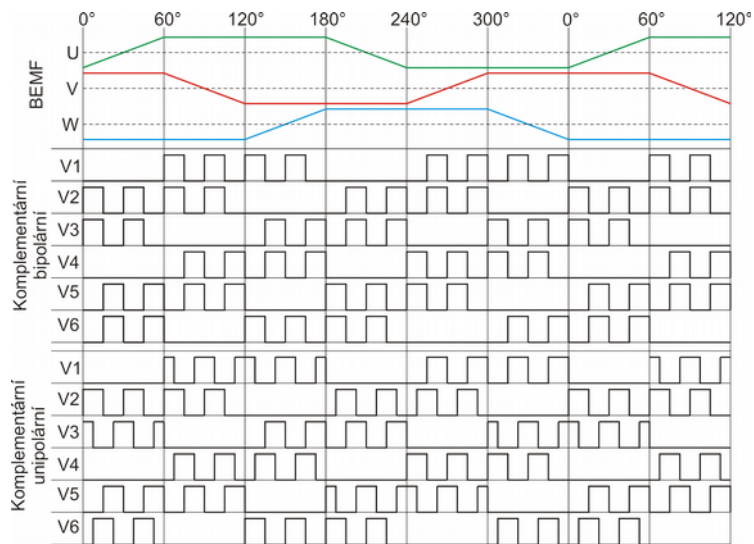
Unipolární verzi spínání lze rozdělit na čtyři části Obr. 3.9. Na pozici $0^\circ - 60^\circ$ platí (viz. Spínací diagram Obr. 3.10):

1. Sepnutí V2 a V3, jehož důsledkem je na vinutí motoru napětí $+U_d$ a nárůst proudu.
2. Vypnutí V3 a sepnutí V6 způsobí odpojení motoru a přirozený pokles proudu.
3. Vypnutí V2 a sepnutí V5 způsobí připojení napětí $-U_d$ a pokles proudu opačným směrem než v 1.
4. Vypnutí V6 a sepnutí V3 způsobí odpojení motoru a přirozený pokles proudu.

Unipolární řízení se vyznačuje nejnižším zvlněním proudu a nárůstem spínacích ztrát. [5][6].



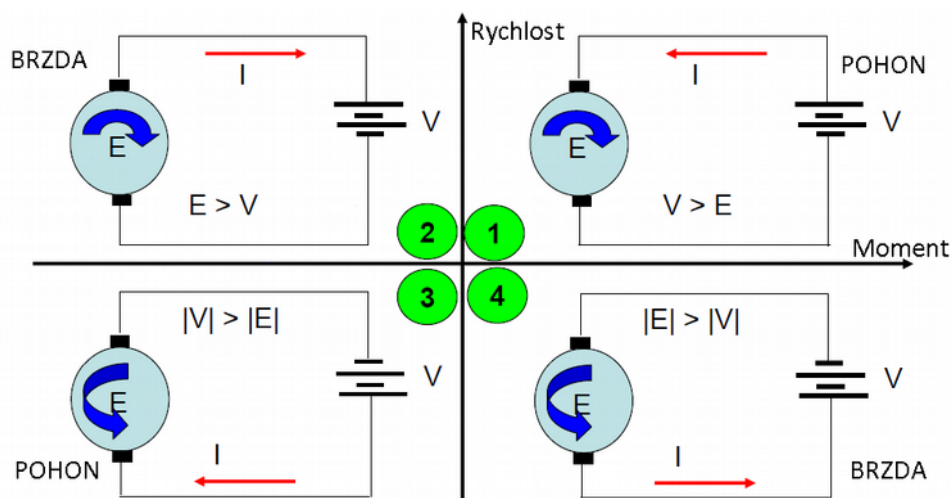
Obr. 3.9: Komplementární spínání - unipolární



Obr. 3.10: Spínací diagram - komplementární spínání prvků

3.2 BRZDA

BLDC motor je možné provozovat v režimu generátoru. Docílí se toho provozem ve druhém respektive ve čtvrtém kvadrantu. Aby se motor do tohoto režimu dostal, musí indukované napětí motoru překonat napětí mezi-obvodu. Toho lze dosáhnout třemi způsoby. Prvním způsobem je že otáčky motoru jsou vyšší než maximální otáčky motoru odpovídající napětí mezi obvodu. Potom se střídač začne chovat jako **třífázový usměrňovač**. Druhý způsob je potom **reversním momentem**, kdy se spínají prvky tak, aby tekla záporný proud. Třetím způsobem je využití otáčejícího-se motoru jako **zvyšujícího měniče**.



Obr. 3.11: Čtyři kvadranty pro řízení motoru, převzato [7] upraveno

3.2.1 BRZDA TŘÍFÁZOVÝM USMĚRŇOVAČEM

Brzda třífázovým usměrňovačem brzdy funguje pouze když je BEMF větší než napětí mezi obvodu. Všechny prvky jsou při tomto způsobu brzdy vypnuté. Proud se uzavírá pouze přes zpětné diody výkonových prvků.

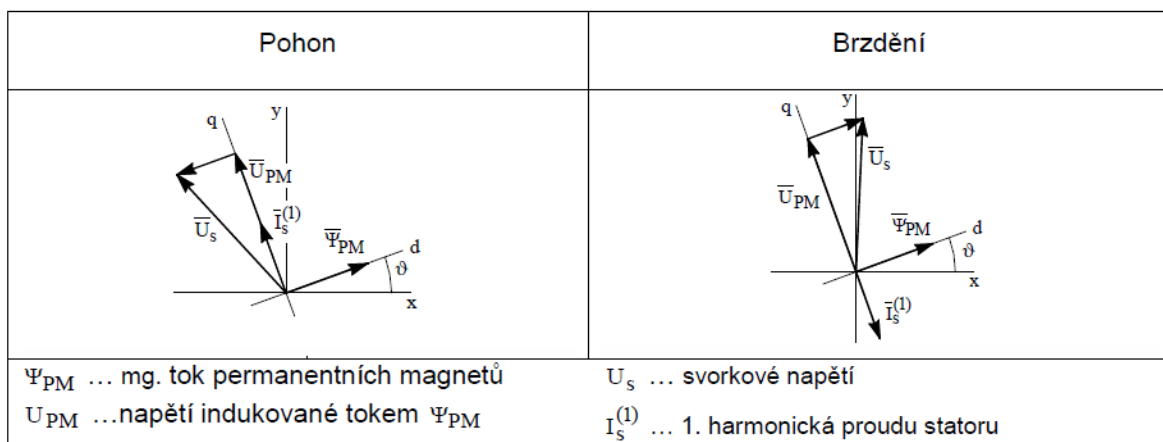
Rekuperace energie tímto způsobem možná je pouze v situaci, kdy motor otáčí rychleji než jsou maximální otáčky dané napětím v mezi-obvodu, nebo je mezi baterií a mezi obvodem zařazen zvyšující měnič. Brzdit lze pouze do otáček daných napětím baterie, respektive minimálním napětím, se kterým umí měnič pracovat. Případně lze využít ekonomičtější variantu, kdy je jako zvyšující měnit využit přímo motor. Brzdný moment klesá se snižujícími se otáčkami.

Lze také brzdit do odporu - chopperu. Docílí se toho odpojením zdroje a připojením chopperu do mezi-obvodu. Tímto způsobem lze brzdit až do otáček blízkých se nule. Brzdný moment ovšem bude klesat s klesajícími otáčkami.

3.2.2 BRZDA REVERZACÍ

Brzda reverzací se realizuje záporným požadavkem na moment, respektive proud. Tento režim způsobí, že je na svorky motoru připojené záporné napětí. Díky tomu teče proud směrem od motoru do zdroje.

Tímto způsobem můžeme brzdit až do nulových otáček. Při dosažení nulových otáček je nutné přestat brzdit, jinak motor přejde do motorického režimu. Jde o neúčinnější typ brzdy.



Obr. 3.12: Fázorový diagram BLDC motoru pohon - brzda, převzato [26], upraveno

3.2.3 MOTOR JAKO ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ

Permanentní magnety v motoru indukují do statorového vinutí napětí v závislosti na otáčkách. Zkratováním vinutí při nenulových otáčkách vytvoří proud. Při uvolnění zkratovaných svorek vytvoří proud tekoucí indukčností motoru napěťovou špičku která se dostane do mezi-obvodu. Tento princip je podobný zvyšujícímu (boost) měniči. [7]

4 SENZORICKÁ ČÁST ŘÍZENÍ

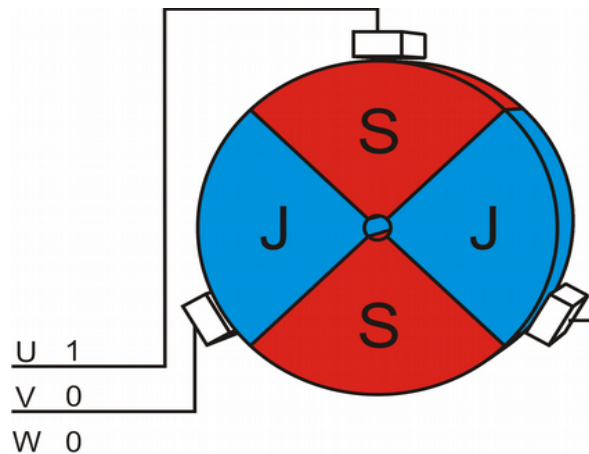
Senzorická část řízení je klíčovou částí pro úspěšnou regulaci. Aby bylo možné BLDC motor úspěšně řídit, je zapotřebí znát okamžitou polohu rotoru a fázové proudy. Z bezpečnostního hlediska je důležité měřit i teplotu, aby nedošlo k destrukci řídicí jednotky nebo motoru teplem.

4.1 DETEKCE POLOHY

Polohu rotoru zjišťujeme dvěma základními způsoby: pomocí senzorů polohy nebo měřením indukovaného napětí. Senzorické měření polohy má výhodu v jednoduchosti a v galvanickém oddělení. Nevýhodou je na druhou stranu cena. Používá se především u aplikací, kde hmotnost není kritická. Bez-senzorová detekce polohy je založena na měření indukovaného napětí. Výhodou je váha a konstrukční jednoduchost. Nevýhodou je nutnost řešit galvanické oddělení a složitost implementace. Toto řešení se obvykle používá v modelářských aplikacích. Přesnost se poté odvíjí od implementace.

4.1.1 HALLOVY SENZORY

Princip určení natočení rotoru vychází z Hallova jevu, kdy je pomocí Hallovy sondy detekováno magnetické pole v blízkosti sondy. Obvykle se využívá trojice senzorů s logickým výstupem. Sensory jsou umístěny tak, aby změna na kterémkoliv z nich znamenala přesný okamžik změny komutace. Toto uspořádání může vyvolat problémy při rozběhu.



Obr. 4.1: Konstrukce magnetického prstence pro detekci polohy pomocí hall-senzorů

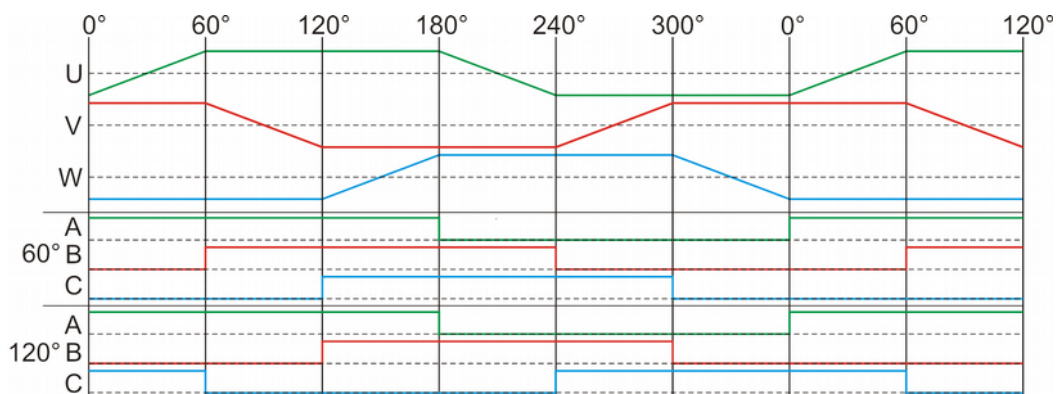
Konstrukční řešení je tvořeno magnetickým prstencem nasazeným na ose rotoru. Prsteneček je zmagnetizován do vhodného počtu pól-párů, který respektuje pól-páry motoru. V blízkosti tohoto prstence jsou umístěny Hallové sondy. Výstup hallových senzorů závisí na jejich prostorovém rozložení. Výsledná přesnost závisí na počtu Hallových senzorů a pól-párů prstence. Vztah pro výpočet přesnosti je:

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{6 \cdot p} \quad (4.1)$$

Kde: $\Delta\theta$ výsledná přesnost
 p počet pól-párů
 n počet Hallových senzorů

Toto rozložení se používá z důvodu návaznosti řízení metodou six-step komutace. Výstup dává pouze relativní informaci o natočení rotoru. Pokud ovšem známe počáteční polohu, aktuální lze dopočítat počtem impulzů [8].

V praxi bývají logické výstupy Hallových senzorů vůči sobě posunuté o 60° nebo o 120°. Obrázek 4.2 znázorňuje porovnání posunutých signálů.[9]



Obr. 4.2: Porovnání výstupu hall-senzorů v závislosti na elektrickém umístění senzorů

4.1.2 RESOLVER

Resolver je elektromechanické zařízení které umožňuje měření polohy s velmi vysokou přesností. Přesnou polohu natočení rotoru je nutné znát jednak v aplikacích, kde je kritická přesnost, např. v servo-systémech, jednak pro řídicí algoritmy sinusového PMSM. Přesnost resolveru se blíží nekonečnu. Výstupní napětí je prakticky zpracováváno AD- převodníkem, který má ovšem konečnou přesnost.

Konstrukční řešení je velice podobné rotačnímu transformátoru . Vstupem je sinusový modulační signál, výstupem z resolveru jsou dva signály vzájemně posunuté o 90° , tedy sinusový a kosinusový. Jejich rovnice jsou:

$$U_s = K \cdot E(t) \cdot \sin(\theta) \quad (4.2)$$

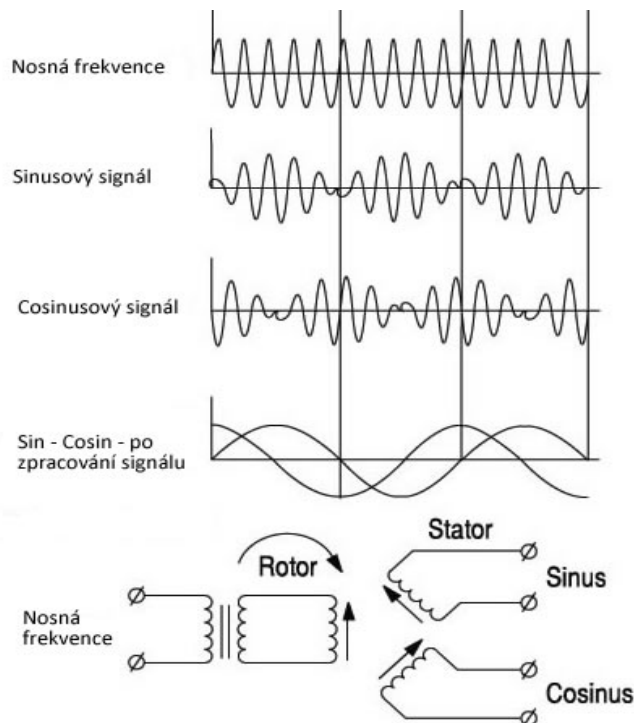
$$U_c = K \cdot E(t) \cdot \cos(\theta) \quad (4.3)$$

kde: U_s sinusové napětí
 U_c kosinusové napětí
 K je konstanta převodu
 $E(t)$ je modulační napětí ($E(t) = V_o \sin(\omega t)$)
 θ je úhel natočení rotoru vůči statoru

Pro výsledný úhel pak platí:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{U_s}{U_c} \right) \quad (4.4)$$

Po demodulaci nosné frekvence a dekódování výstupních signálů dostaneme absolutní hodnotu polohy. Výhodou resolveru je značná robustnost a zanedbatelná teplotní závislost. [10][11]



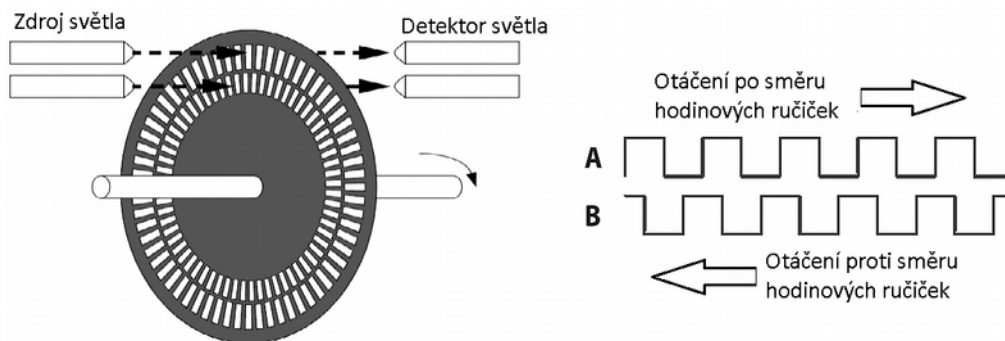
Obr. 4.3: Resolver, průběhy a schéma. Převzato z: [10]

4.1.3 ROTAČNÍ ENKODER

Rotační enkoder je systém nejčastěji založený na optickém jevu. Mezi jeho přední vlastnosti patří digitální výstup. Existují dva druhy rotačních enkodérů: inkrementální a absolutní.

U inkrementálního čidla jsou výstupem dva signály, vzájemně posunuté o 90°. Tímto posunem lze detekovat směr otáčení. Tento typ se nazývá: inkrementální.

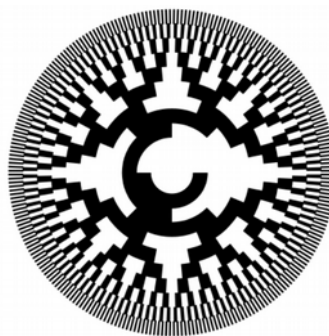
Přesnost je dána počtem výstupních signálů. Inkrementální čidlo má dva signály vzájemně posunuté o 90° a počet výstupních stavů je tedy roven čtyřem. V případě



Obr. 4.4: Princip inkrementálního čidla, převzato [12], upraveno

absolutního čidla se toto zpřesnění nekoná. [12]

Druhý typ je absolutní, protože jeho výstupem je absolutní poloha rotoru. Princip je stejný jako u inkrementálního čidla, jediný rozdíl je v použitém kotoučku a detektoru. Často bývá využito greyova kódu. Přesnost se odvíjí od počtu výstupních bitů. [13]



Obr. 4.5: Příklad disku absolutního enkoderu, převzato [13]

4.2 BEZ-SENZOROVÁ DETEKCE

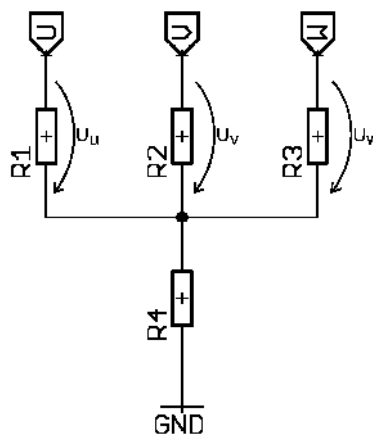
Bez-senzorová detekce polohy je založena na měření indukovaného napětí (BEMF). Tvar BEMF vychází z konstrukce motoru, a může být buď sinusový, nebo lichoběžníkový. Toto napětí se měří vůči středu vinutí. Vzhledem k tomu, že často nebývá střed vinutí vyveden, je nutné vytvořit umělý střed vinutí Obr. 4.6. V podstatě jde pouze o vhodně nadimenzovaný odporový dělič. Zemí se rozumí záporné napětí mezi-obvodu, respektive baterie (dle aplikace). Podle typu aplikace (a nároků na spolehlivost) je vhodné zvážit galvanické oddělení.

Samotných principů detekce polohy je pak více. Ten nejjednodušší spočívá v detekci průchodu nulou, a to jak nahoru, tak dolů. Tento způsob je vhodný pro six-step komutaci, jelikož jeho výstupem je právě poloha s přesností:

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{6 \cdot p} \quad (4.5)$$

Kde: $\Delta\theta$ výsledná přesnost
 p počet pól-párů

Vyšších přesností je možné dosáhnout za pomoci sofistikovanějších metod měření, například analýzou vyšších harmonických nebo integrací BEMF. Všechny tyto metody udávají pouze relativní polohu natočení a nefungují, pokud má rotor nulové otáčky vůči statoru.[14]



Obr. 4.6: Umělý střed vinutí.

4.3 MĚŘENÍ PROUDŮ

Měření fázových proudů je velice důležité, jednak pro přesnou regulaci, jednak z pohledu bezpečnosti. Všechny regulátory momentu ve výsledku regulují právě proud. A pokud nastane porucha, lze ji detekovat právě na proudu a přejít do bezpečného stavu. V praxi, pokud slevíme z požadavků na bezpečnost, vystačíme si pouze s informací o dvou fázových prouděch. Třetí proud lze poměrně jednoduše dopočítat. V některých aplikacích stačí dokonce měřit jenom proud celkový.

4.3.1 MĚŘÍCÍ REZISTOR

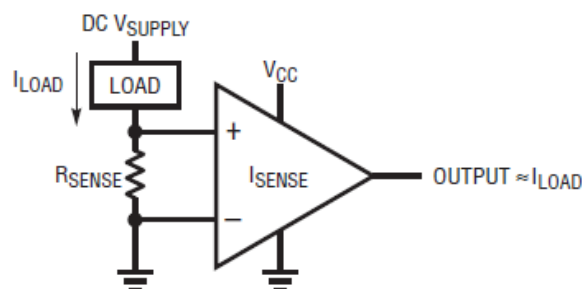
Měření proudu jako úbytku napětí na odporu je jednou z nejoblíbenějších metod. Pro tento účel se používají rezistory s velmi malými hodnotami a velkou proudovou zatížitelností. Mezi výhody této metody patří především jednoduchost a cena. Nevýhodami jsou pak velký zmařený výkon a ovlivnění vlastního obvodu. Jako zásadní problém jsou rostoucí rozměry (a cena) spolu s vyzářeným výkonem. Hranici, kdy je vhodné použít rezistor a kdy už ne určuje konstruktér. Všeobecně lze měřící rezistor umístit nad zátěž, tzv. „high side measurement“, nebo pod zátěž, tzv. „low side measurement“.[15]

Výhody zapojení měřícího rezistoru nad zátěž:

- Zátěž je uzemněná
- Umí detekovat zkrat do země

Nevýhody zapojení měřícího rezistoru nad zátěž:

- Velmi vysoké souhlasné rušení
- Výstup musí být napěťově přizpůsoben měřicímu systému



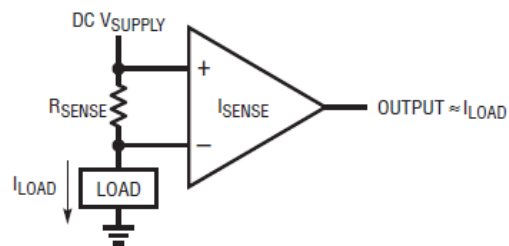
Obr. 4.7: Low side measurement – převzato [15]

Výhody zapojení měřícího rezistoru pod zátěž:

- Jednoduchý design
- Výstupní napětí je vztaženo proti zemi
- Nízké souhlasné rušení

Nevýhody zapojení měřícího rezistoru pod zátěž:

- Odpor v zemi zátěže
- Nedokáže detekovat zkrat do země



Obr. 4.8: High side measurement – převzato [15]

4.3.2 HALLOVY PROUDOVÉ SENZORY

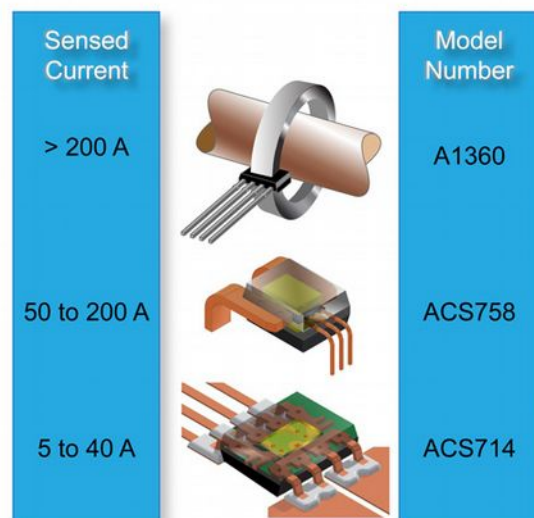
Měření proudu pomocí Hallových senzorů je založeno na Hallově jevu. Používá se senzor s analogovým výstupem nebo v případě inteligentního čidla je výstupem vhodně zakódované číslo. Konstrukční Hallova senzoru pro měření proudu je vícero, a liší se především měřitelným proudem. Měření do 40A lze realizovat Hallovým senzorem v SMD čipem. Proudů do 200A lze realizovat DIP čidly. Pro proudy nad 200A se už používá externí čidlo s magnetickým obvodem.[16]

Výhodou Hallových senzorů je:

- Přesnost
- Galvanické oddělení (Hallův senzor nezasahuje do měřeného obvodu)
- Schopnost měřit velké proudy

Nevýhody Hallových čidel jsou potom:

- Cena
- Náchylnost na rušení vnějším magnetickým polem (nutné kompenzovat)



Obr. 4.9: Příklad realizace Hallových proudových senzorů – převzato z [16]

4.3.3 DESATURAČNÍ OBVOD

Desaturační obvod je zařízení, které měří proud jako úbytek napětí na sepnutém prvku. Tedy v případě MOS-FETu se měří napětí U_{GS} a v případě IGBT jde o napětí U_{CE} . Vzhledem k tomu, že tento úbytek napětí, respektive odpor otevřeného kanálu, je závislý na teplotě, je tato metoda nevhodná pro měření okamžité hodnoty proudu. Tato metoda je naopak vhodná a používaná pro detekci nad-proudů, a to zvláště u IGBT, které mají větší úbytek napětí. Tato metoda je často používána ve vysokovýkonných aplikacích a bývá součástí driveru. V principu jde o jednoduchý komparátor úbytku napětí na prvku vůči napěťové referenci. Dojde-li k vyhodnocení nad-proudu, driver přetížený prvek vypne a vhodným způsobem oznámí řídicí jednotce.

4.4 MĚŘENÍ TEPLoty

Znalost teploty jako takové není nutné k řízení BLDC motoru. Ovšem je potřeba jí znát pro detekci poruchy. Teplota může být kritická na dvou místech: na spínacím prvku a v motoru, kde způsobuje degradaci izolace a demagnetizaci permanentních magnetů.

Jedním ze způsobů jak zničit výkonový prvek, je jeho přehřátí. A to ať už přetížením, provozem v lineárním režimu nebo nedostatečným chlazením. Na měření této teploty postačí vhodně umístěné čidlo Pt100.

Druhým místem které je nutné hlídat z hlediska teploty je vinutí BLDC motoru. Tato teplota je kritická z hlediska teplotní degradace izolace vinutí a demagnetizace permanentních magnetů. Magnety použité v motorech bývají neodymové, což je feromagnetikum. Feromagnetika si svoje magnetické vlastnosti udržují pod určitou teplotu, známou jako Curieova teplota. Při překročení této teploty dojde k demagnetizaci těchto magnetů a stroj dále nefunguje. U běžných neodymových magnetů je tato teplota 80°C, u trakčních motorů je tato teplota vyšší a bývá ve výrobní specifikaci. V případě motorů se okamžitá hodnota neměří ale počítá z množství proudu za čas a následného porovnání s výsledky z oteplovací zkoušky.

5 SIMULACE REGULAČNÍCH ALGORITMŮ

5.1 MATEMATICKÝ MODEL BLDC

Matematický model řízeného motoru byl převzat z knihovny simulinku „SimPowerSystems“. Výhodou tohoto modelu, že je již otestovaný a jeho výstupy tak lze považovat za důvěryhodné. Přesto je dobré ověřit výsledky simulace s reálným provozem, kdyby model něco zanedbával nebo byl nevhodný pro danou aplikaci. Dále tento model má vstupní parametry vyhovující mým potřebám. Pro simulace byl využit model Permanent Magnet Synchronous Mashine s lichoběžníkovým nastavením BEMF. Nastavitelné parametry odpovídají změřeným parametrům motoru a požadavkům na simulaci.[17]

Pro elektrický systém používá matematický model tyto rovnice:

$$\frac{d}{dt}i_a = \frac{1}{3L_s} [2v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_a + \lambda p \omega_r (-2E'_a + E'_b + E'_c)] \quad (5.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_b = \frac{1}{3L_s} [-v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_b + \lambda p \omega_r (E'_a - 2E'_b + E'_c)] \quad (5.2)$$

$$\frac{d}{dt}i_c = -\left(\frac{d}{dt}i_a + \frac{d}{dt}i_b\right) \quad (5.3)$$

$$T_e = p \lambda (\Phi'_a i_a + \Phi'_b i_b + \Phi'_c i_c) \quad (5.4)$$

Kde:	L_s	indukčnost statorového vinutí
	R	odpor statorového vinutí
	i_a, i_b, i_c	fázové proudy
	E_a, E_b, E_c	BEMF
	V_{ab}, V_{bc}	napětí mezi fázemi (sdružené)
	ω_r	úhlová rychlost rotoru
	λ	maximální hodnota magnetického toku indukovaného toku vytvořeného permanentními magnety a naindukována do statorového vinutí
	p	počet pól-párů
	T_e	elektromagnetický moment

Mechanický systém potom reprezentují rovnice:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (T_e - F \omega_r - T_m) \quad (5.5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (5.6)$$

Kde: J setrvačnost rotoru a zátěže.
 F tření rotoru a zátěže
 θ úhlová pozice rotoru
 T_m mechanický moment na hřídeli

Do matematického modelu lze tedy zadat tyto vstupní parametry:

- Statorový odpor
- Statorová indukčnost
- Konstanta motoru (v mém případě napěťová konstanta)
- Setrvačnost – motoru, zátěže
- Tření – motoru, zátěže
- Počet pól-párů
- Počáteční podmínky (rychlost, mechanický úhel, proudy)

Výstupními parametry jsou potom:

- Statorové proudy
- BEMF
- Výstup z Hallových senzorů typ 120° viz. Kapitola 4.1.1.
- Úhlová rychlost rotoru
- Mechanické natočení rotoru
- Elektromagnetický moment [17]

Všechny níže uvedené simulace jsou potom provedeny s parametry:

Lichoběžníkový typ BEMF se zátěží zadávanou jako moment.

$R_s = 0,0965 \Omega$	Odpor fázového vinutí
$L_s = 300 \mu H$	Indukčnost fázového vinutí
$K_U = 164,3 V_{peak} / krpm$	Napěťová konstanta motoru
$J = 0,06 kg \cdot m^2$	Setrvačnost motoru a zátěže
$F = 0,01 N \cdot m \cdot s$	Faktor tření
$p = 24$	Počet pól-párů

Počáteční podmínky jsou vždy nulové, není li řečeno jinak.

5.2 MATEMATICKÝ MODEL STŘÍDAČE

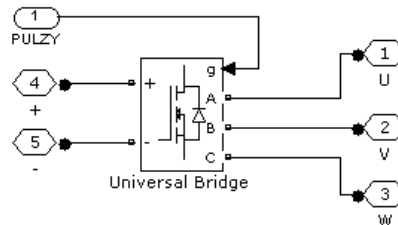
Blok střídače v simulacích respektuje výkonovou část obvodu. Vnitřní schéma tohoto bloku je na Obr. 5.1. Blok universal bridge zde zastupuje trojfázový můstek. **Je vhodné zmínit, že tento blok, používá nestandardní číselné označení výkonových prvků!** Viz Obr. 5.2. Tomuto schématu potom odpovídají spínací diagramy.

Jako výkonové prvky byly zvoleny MOS-FET tranzistory s parametry:

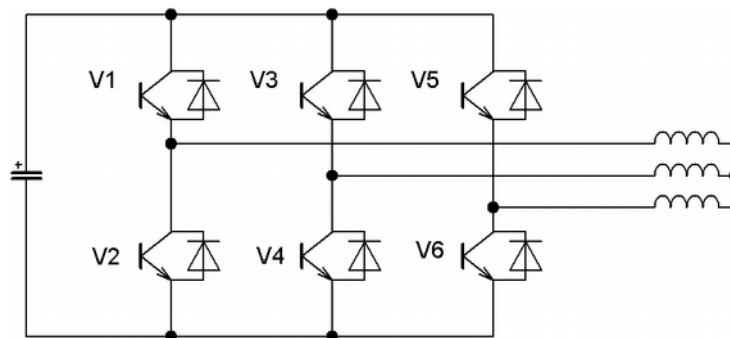
$$R_{DSon} = 10 \mu\Omega$$

$$C_{SNUB} = inf$$

$$R_{SNUB} = 10 \mu\Omega$$



Obr. 5.1: Blok střídače



Obr. 5.2: Označení prvků střídače v universal bridge bloku

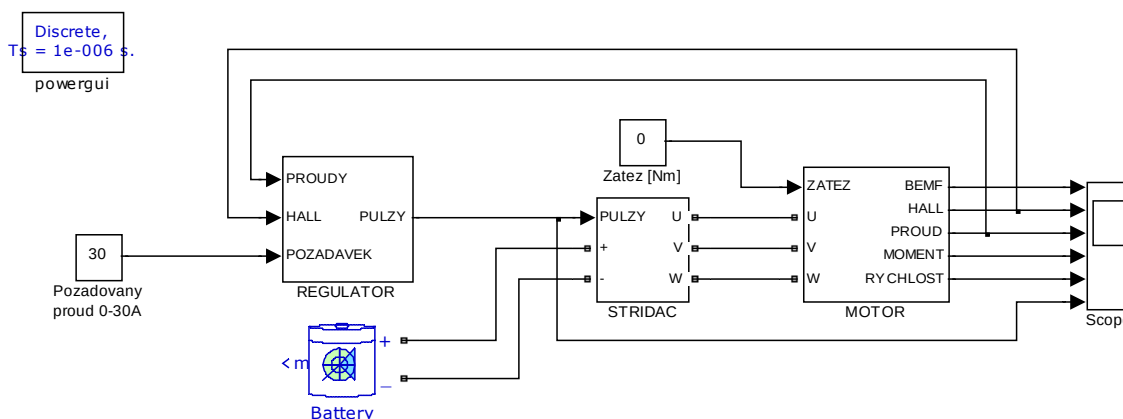
5.3 MATEMATICKÝ MODEL BATERIE

V simulaci je použita baterie Li-Ion, jelikož nejlépe odpovídá LiFePO4 baterii, která má být nasazena v reálném provozu. Lithium-iontovou baterii (a jiné) nelze samostatně v reálném provozu použít vzhledem k požadavku KEVU na rekuperaci energie. Pouze LiFePO4 je schopna rychlé změny směru toku proudu, respektive chemické reakce uvnitř baterie. U baterií ostatních typů by rychlá změna způsobovala značné opotřebení a oteplení baterie. V extrémním případě (Li-pol) by baterie mohla explodovat! Jmenovité napětí baterie je 60V i přesto, že jmenovité napětí motoru je 48V. Toto napětí bylo zvoleno z požadavku KEVU na maximální rychlost koloběžky. O to aby motor toto napětí, a z něho plynoucí vyšší proudová a především výkonová zátěž, se musí starat řídicí jednotka. Pokud by došlo k přetížení motoru, dojde (postupně) k tepelnému poškození izolace vinutí, odmagnetování permanentních magnetů a požáru/roztavení klíčových částí motoru.

5.4 SIX - STEP KOMUTACE

V six – step komutaci byl odsimulován PWM regulátor a Hysterezní regulátor. Obojí bylo implementováno s nezávislým bipolárním spínáním. Další metody spínání mají na výsledek pouze malý vliv proto jsou pouze jako výsledky v příloze.

Obě regulační schémata, jak PWM tak Hysterezní, vychází ze stejného schématu viz Obr. 5.3. Liší se pak až samotný regulátor.



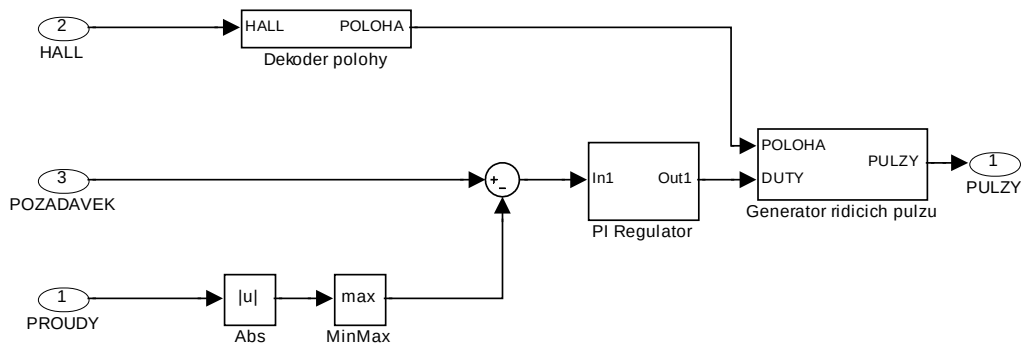
Obr. 5.3: Simulační schéma pohonu koloběžky

5.4.1 PWM REGULÁTOR PROUDU

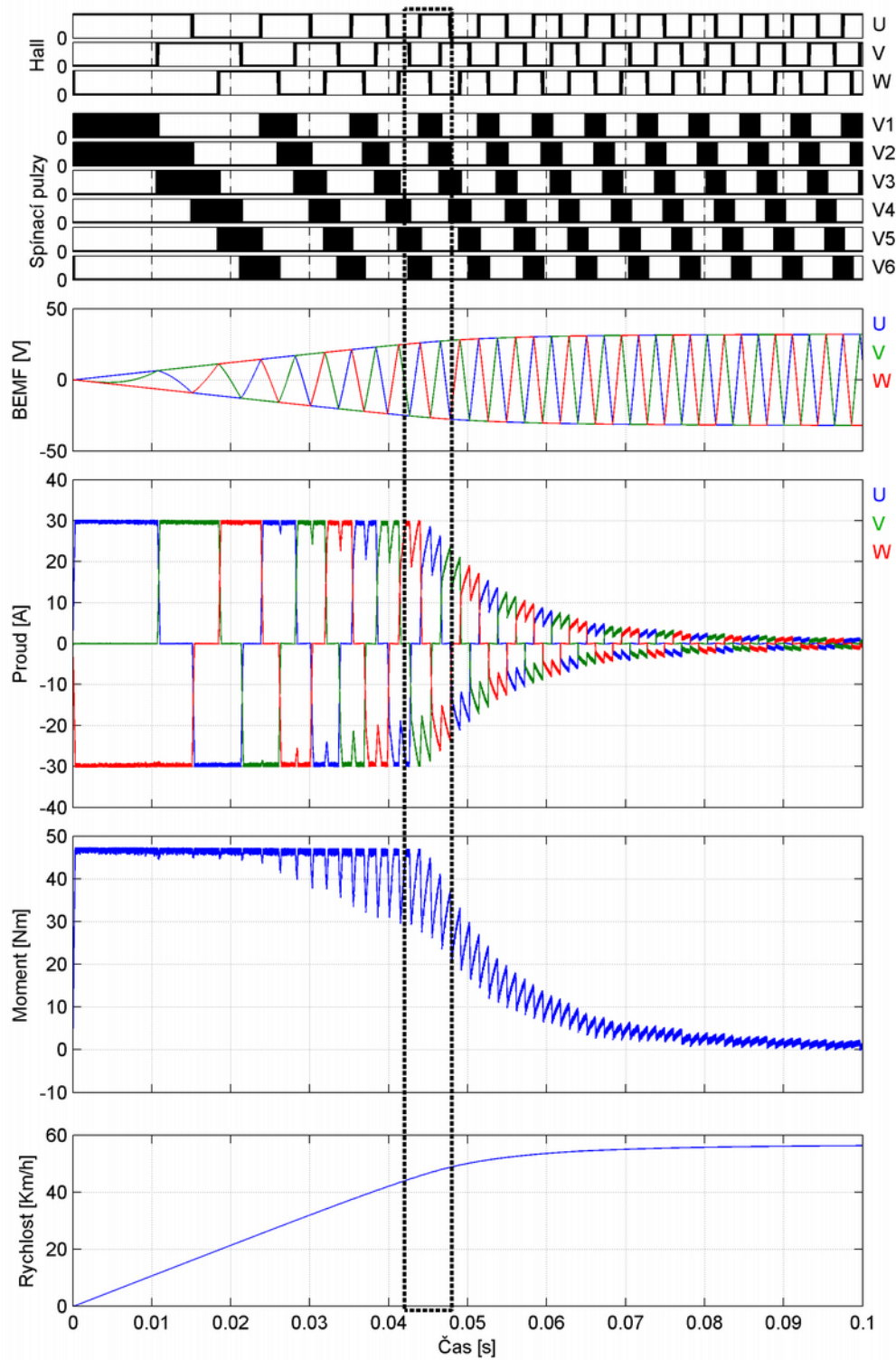
Na Obr. 5.4 je patrný PWM regulátor proudu. Střída je získaná z PI regulátoru. Nastavené konstanty regulátoru jsou $P = 14$ a $I = 10$. Reguluje se vždy jeden fázový proud.

Graf na Obr. 5.5 zobrazuje rozběh motoru. Z něho je patrné jak se motor s konstantním momentem roztáčí a to až do doby dokud se nezačne indukované napětí blížit k napětí baterie. Také je patrné kmitání momentu vždy se změnou fáze motoru.

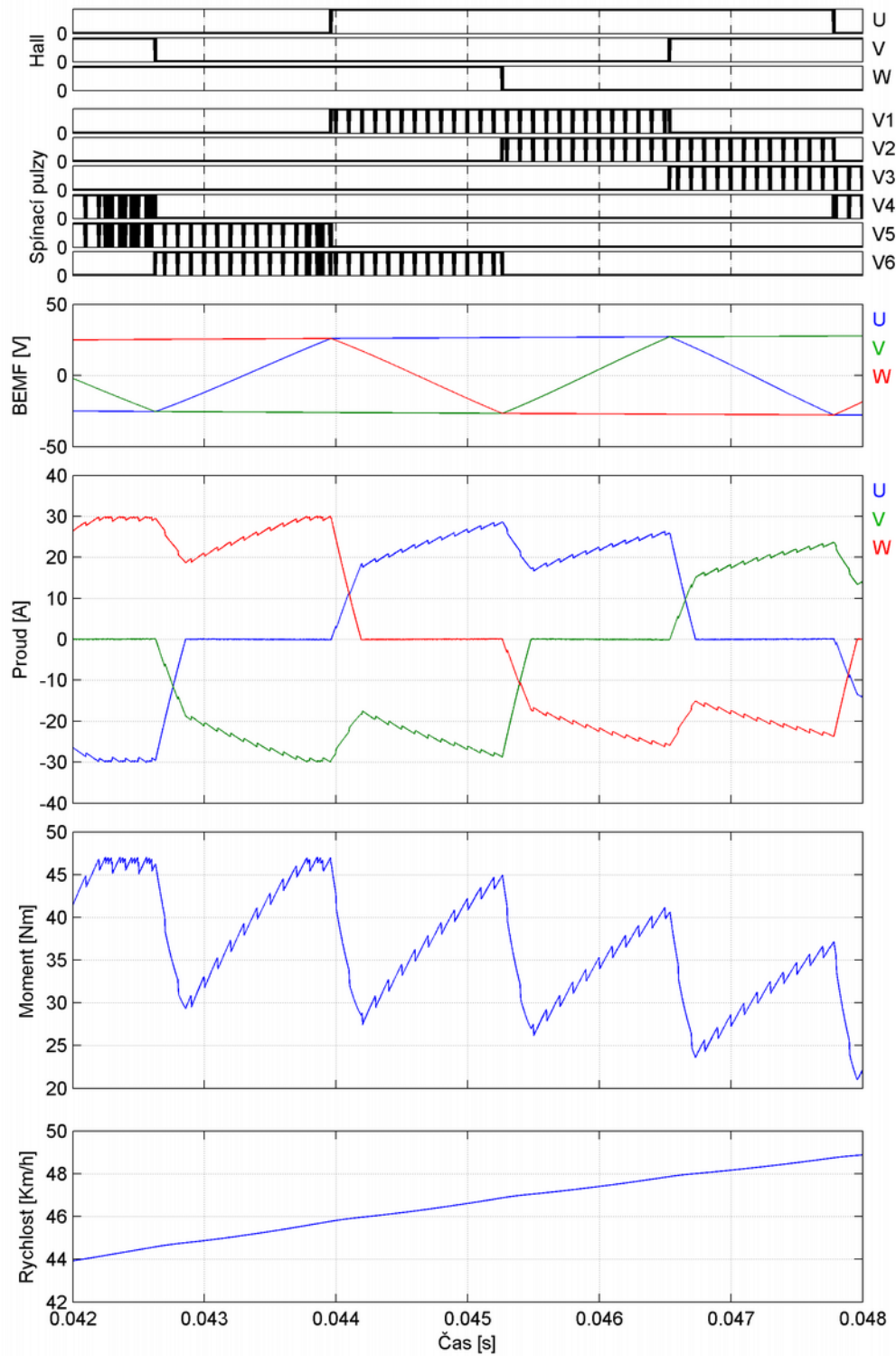
Na detailu Obr. 5.8 jsou potom zřejmé přechodové jevy při změně fáze. Dále je na tvaru proudu a na výsledném momentu vidět spínací frekvence 10kHz.



Obr. 5.4: PWM regulátor proudu



Obr. 5.5: Graf veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, PWM regulátor

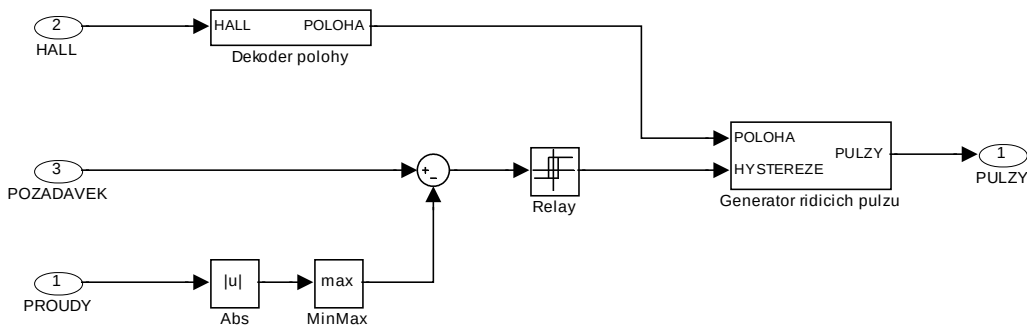


Obr. 5.6: Detail grafu veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, PWM regulátor

5.4.2 HYSTEREZNÍ REGULÁTOR PROUDU

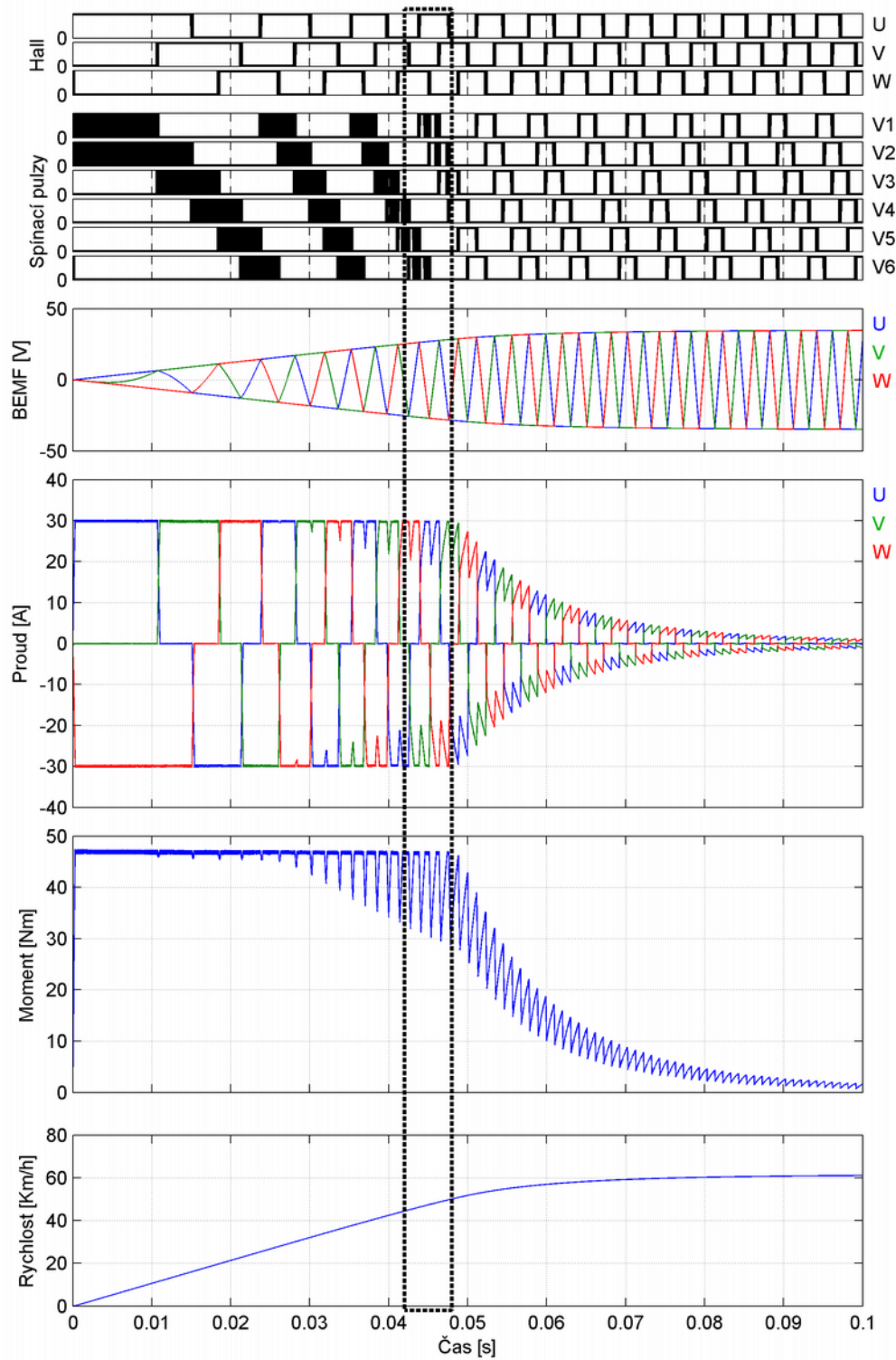
Na Obr. 5.7 je vidět hysterezní regulátor proudu. Hystereze je nastavena na sepnutí při chybě 50mA a vypnutí při 0A. Regulovaný proud je vždy ten největší.

Na Obr. 5.8 je znázorněn rozjezd motoru. Požadovaný proud je 30A, což odpovídá momentu 45Nm. Zpočátku, kdy je indukované napětí malé, musí regulátor hodně omezovat fázový proud. S narůstajícími otáčkami roste indukované napětí a začínají se objevovat zákmity proudu a momentu vždy se změnou fáze. Ve zvýrazněné části už přestává baterie být schopna dodávat proud proti indukovanému napětí. S dále rostoucími otáčkami regulátor spíná fáze trvale, ale proud i moment klesají.

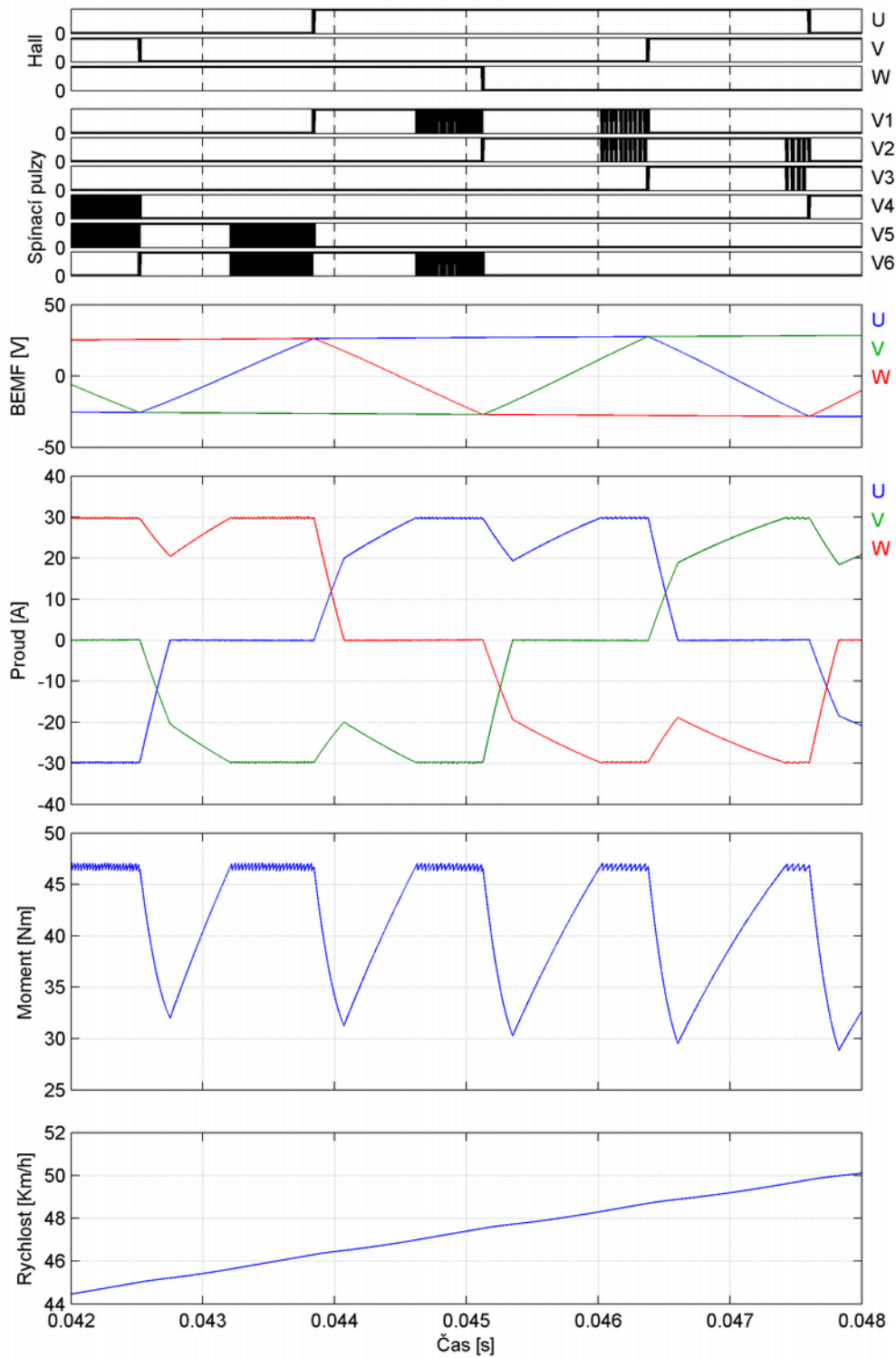


Obr. 5.7: Hysterezní regulátor proudu

V detailu na Chyba: zdroj odkazu nenalezen jsou potom patrné přechodové jevy proudu. Je vidět jak proud cívku postupně narůstá, až dosáhne požadované hodnoty. Tomuto odpovídá i moment. V době kdy regulátor omezuje proud je na momentu jasné chvění způsobené omezováním proudu hysterezním regulátorem.



Obr. 5.8: Graf veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, hysterezní regulátor



Obr. 5.9: Detail grafu veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, hysterezní regulátor

5.5 BRZDA

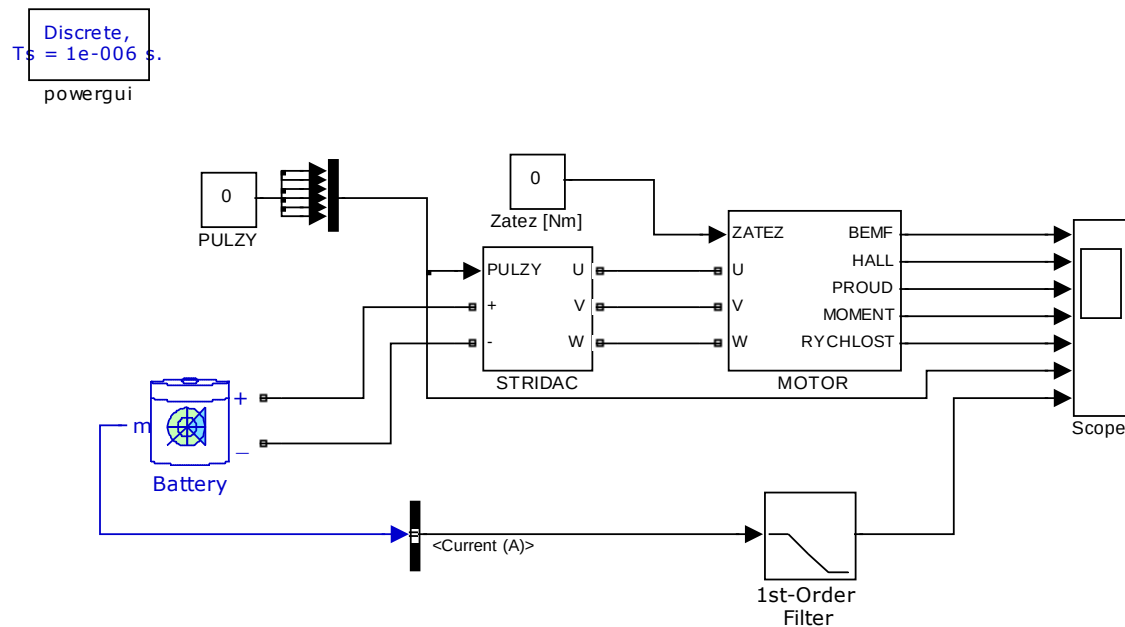
V této části jsou simulace třech různých způsobů brzdy. Tedy brzda usměrňovačem, záporným momentem a zkratováním.

5.5.1 BRZDA USMĚRŇOVAČEM

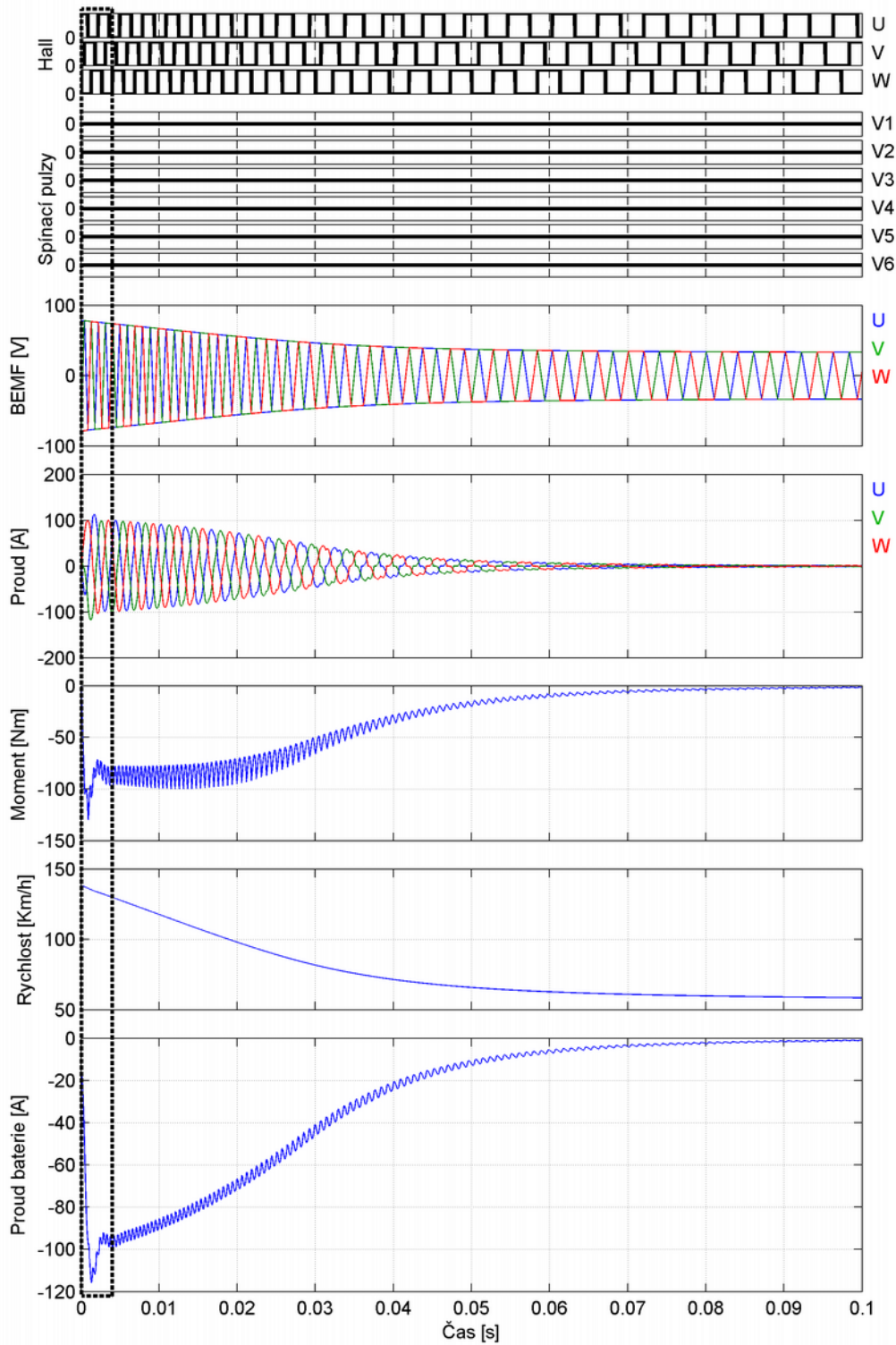
Jak již bylo řečeno, aby tato brzda fungovala musí být indukované napětí vyšší než napětí mezi obvody. Všechny výkonové prvky jsou vypnuté, brzdí se přes anti-paralelní diody ve střídači. **Pro názornost motor brzdí z rychlosti 135km/h.** V praxi toto znamenalo destrukci vinutí motoru, střídače a možná i baterie. Tato hodnota je nastavená jako počáteční podmínka motoru ($\omega=100\text{rad/s}$). Vzhledem ke značnému zarušení proudu baterie, je do měření zařazen filtr prvního řádu. Obrázek potom znázorňuje simulační schéma.

Na grafu je znázorněn výsledek simulace. Je vidět velká špička proudu a momentu na začátku. Je též zřejmé že proud s momentem klesá s tím jak klesá rychlost. Rychlost se blíží 60km/h což je maximální rychlost dosažitelná pohonem. Na této rychlosti dojde k vyrovnání indukovaného napětí a motor je dál brzděn pouze třením.

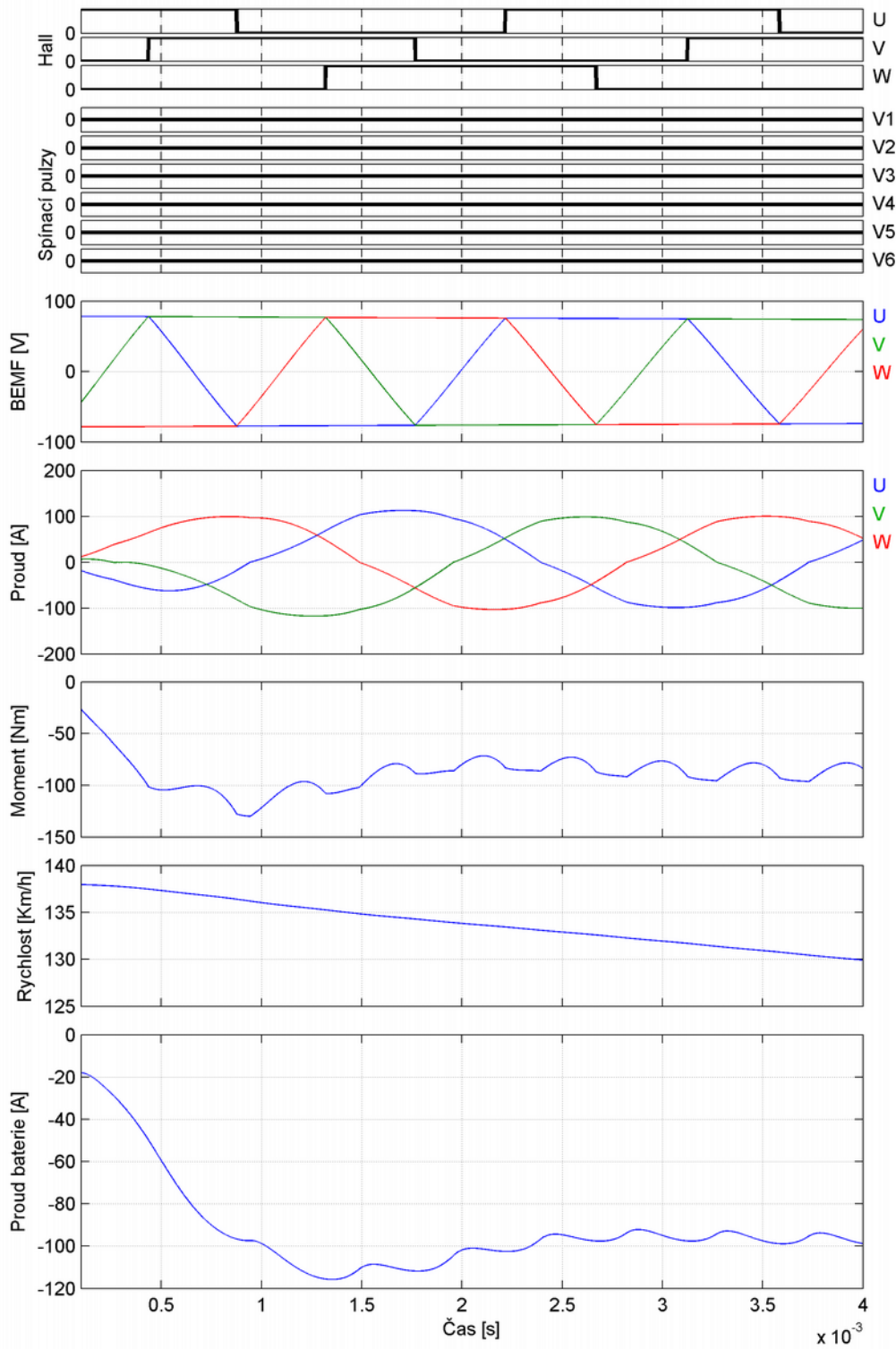
Na detailu je proudová špička do baterie dosahující až -115A a tomu odpovídající brzdny moment.



Obr. 5.10: Simulační schéma pro brzdu usměrňovačem



Obr. 5.11: Graf při brzdě usměřovačem



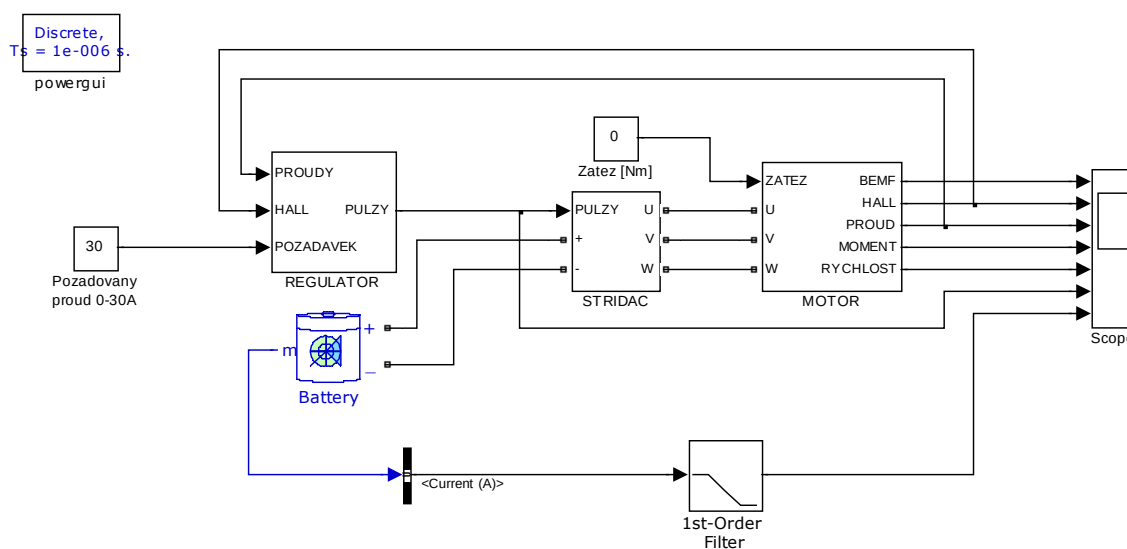
Obr. 5.12: Detail grafu při brzdě usměřovačem

5.5.2 BRZDA REVERZACÍ

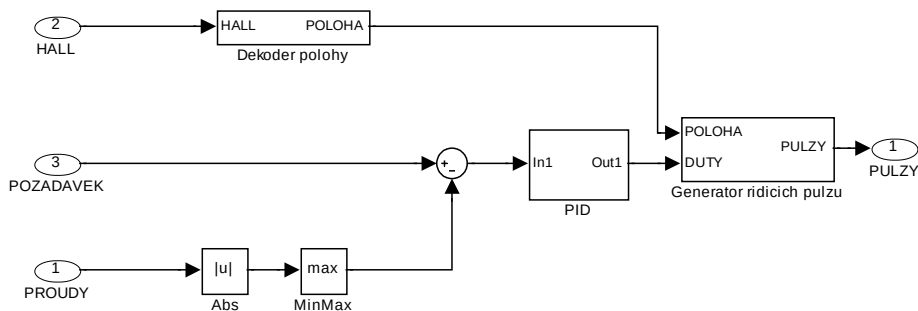
Regulační schéma Obr. 5.13 i regulátor Obr. 5.14 jsou stejné jako v režimu pohonu metodou six step komutace s PWM regulátorem proudu. PI regulátor je taktéž nastaven stejně, tedy $P = 14$ a $I = 10$. Změněný je pouze generátor spínacích pulzů tak aby spínal prvky v protifázi. Počáteční rychlost je 69km/h ($\omega = 50\text{rad/s}$).

Na grafu Obr. 5.15 je potom patrné že motor brzdí konstantním momentem 45Nm a to až do nuly. Respektive po dosažení nulové polohy se začíná točit na druhou stranu. V případě implementace této metody musí regulátor v nulové rychlosti vypnout. Jinak se motor roztočí na opačnou stranu.

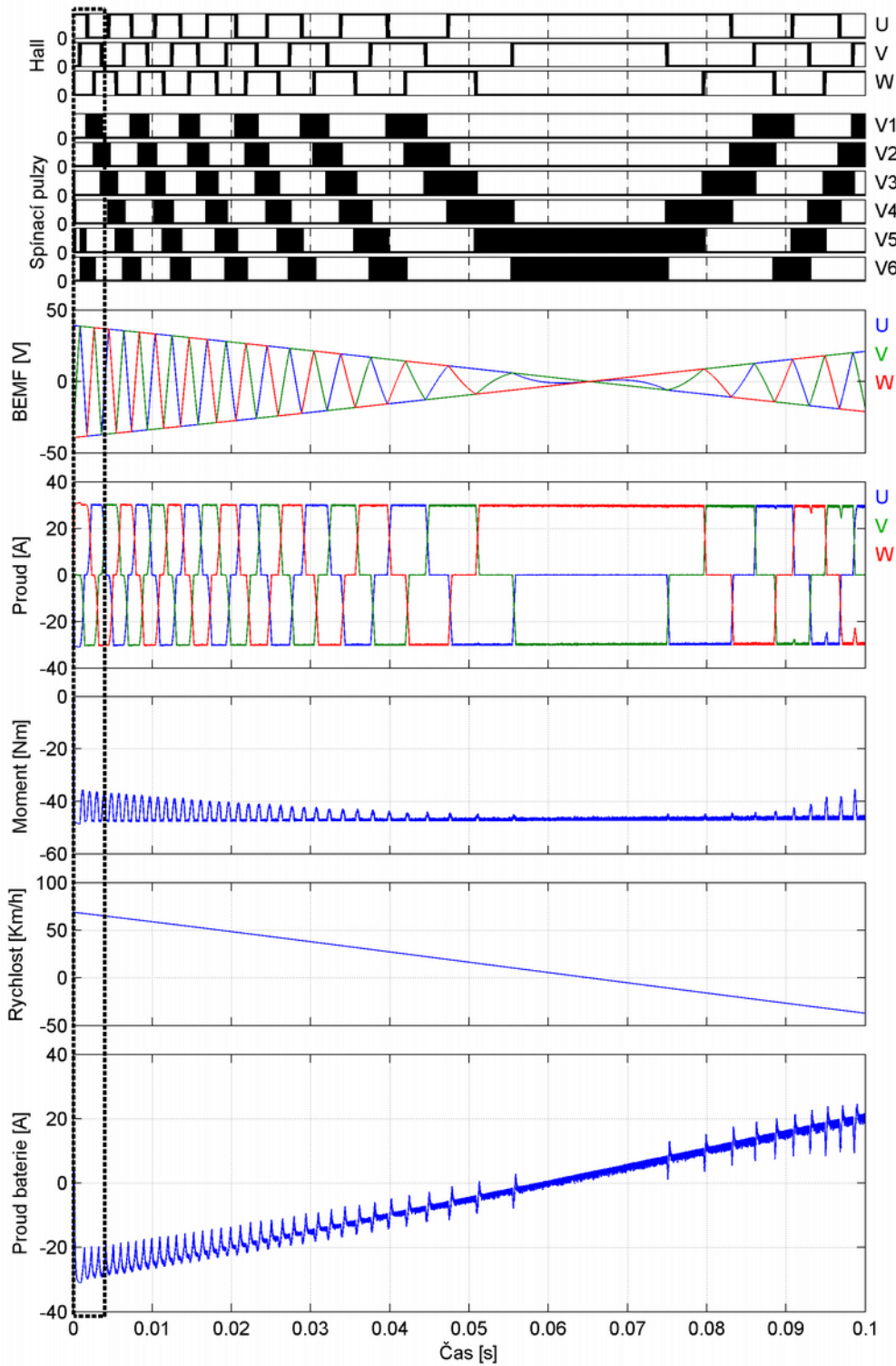
Na detailu Obr. 5.16 jsou viditelné fázové proudy a zákmity momentu při změně fáze.



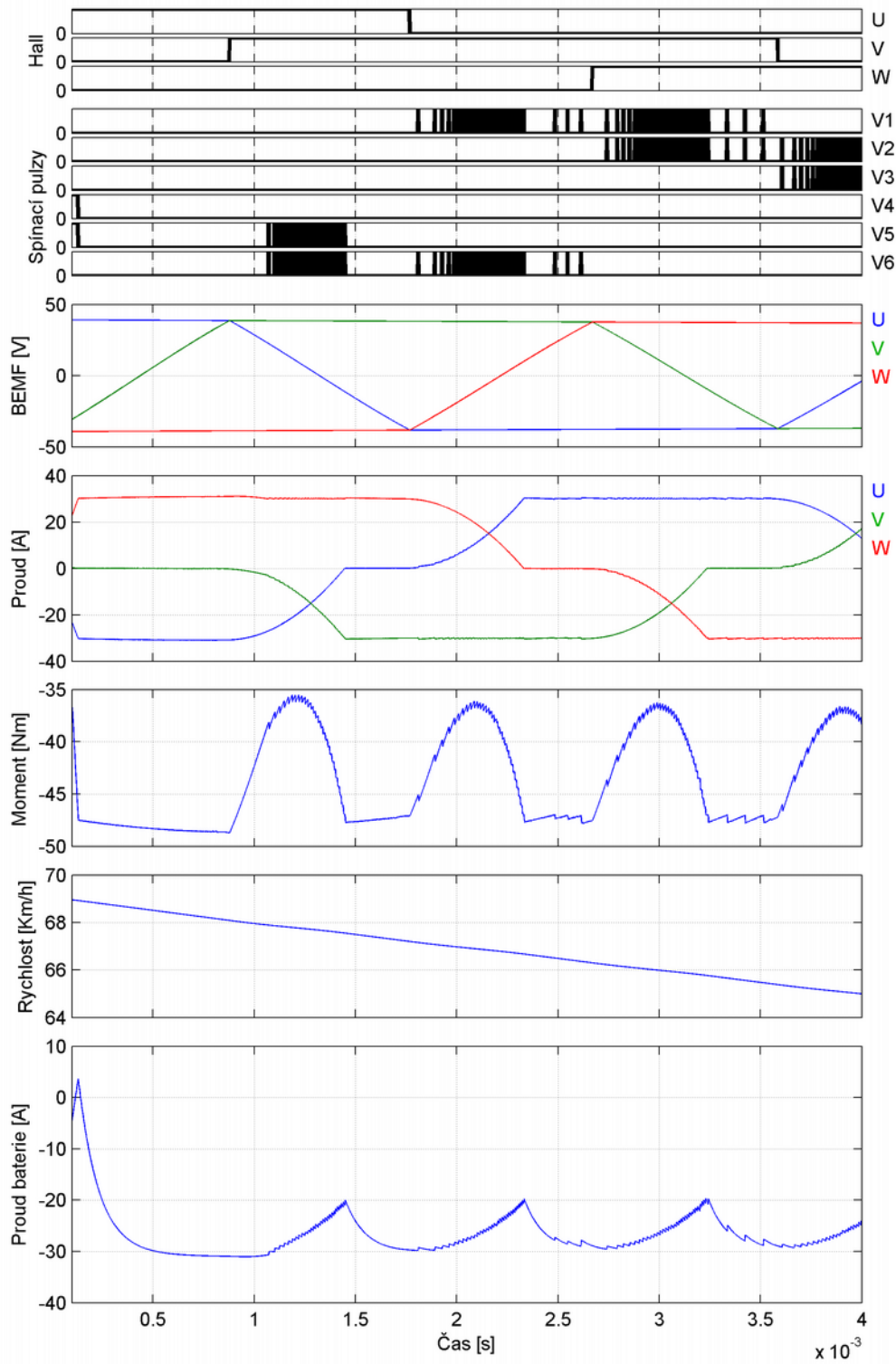
Obr. 5.13: Regulační schéma brzdy reverzací



Obr. 5.14: Regulátor pro brzdu reverzací



Obr. 5.15: Graf při brzdě reverzací



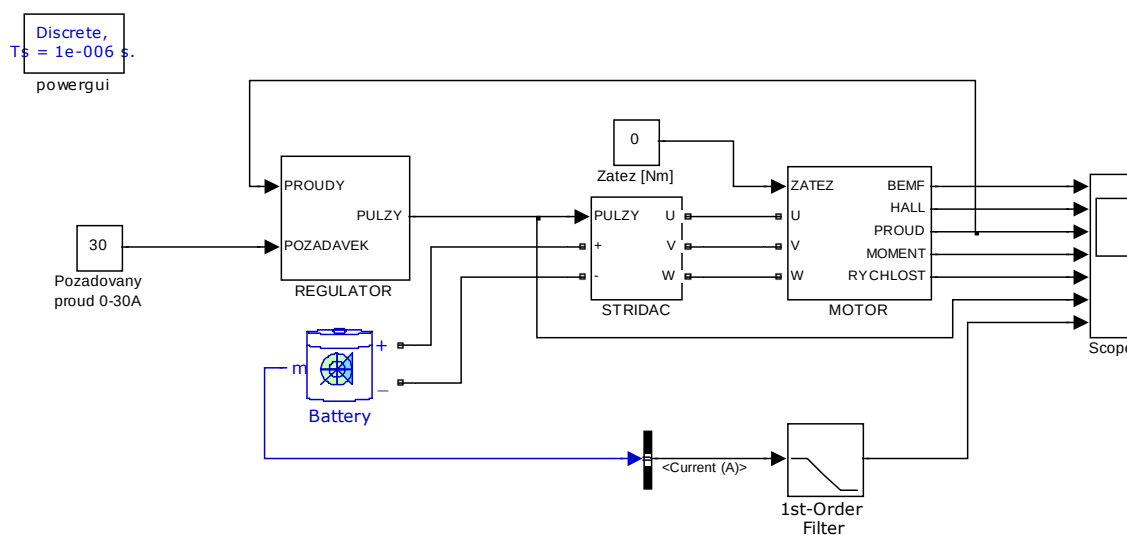
Obr. 5.16: Detail grafu při brzdě reverzací

5.5.3 MOTOR JAKO ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ

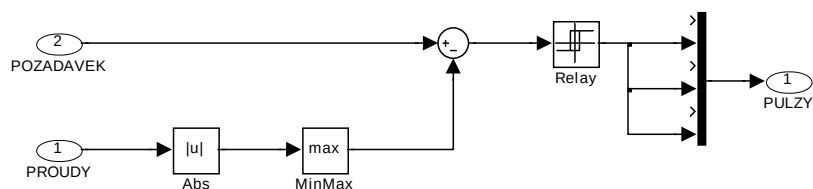
Simulační schéma Obr. 5.17 brzdy zvyšujícím měničem je od ostatních odlišné tím že nepotřebuje informaci o poloze. Regulátor Obr. 5.18 je hysterezní s nastavením rozhodovacích úrovní. sepnutí 0.05A a vypnutím 0A.

Graf na Obr. 5.19 znázorňuje přechodový jev brzdy z 69km/h ($\omega=50\text{rad/s}$) na nulu. Díky regulátoru je brzdňý moment konstantní. Když se rychlost přiblíží k nule, udržuje regulátor motor trvale zkratovaný \rightarrow zabrzděný. Ale také klesá brzdňý moment k nule.

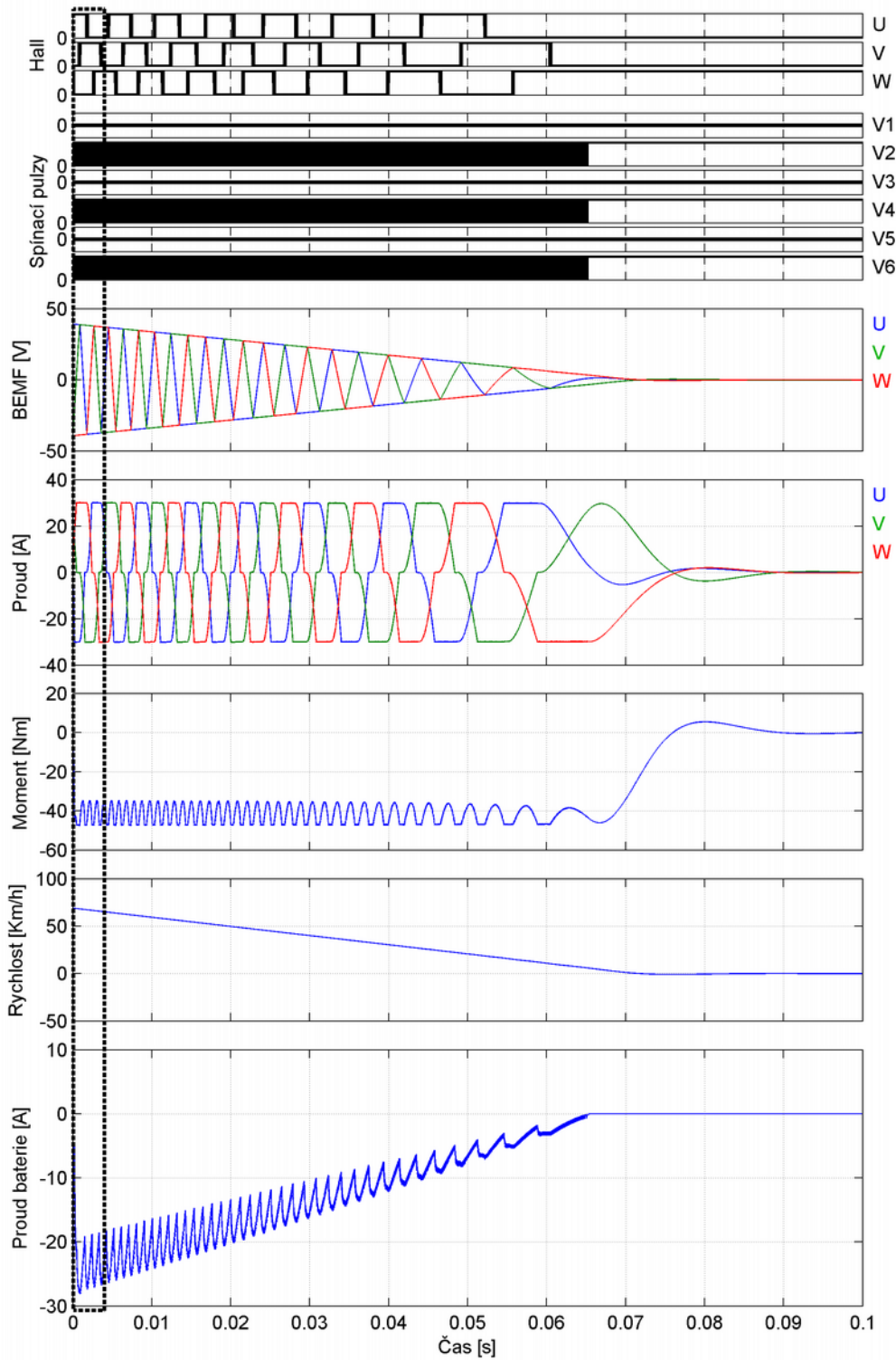
V detailu Obr. 5.20 je znázorněn pulzace momentu v místě změny fáze.



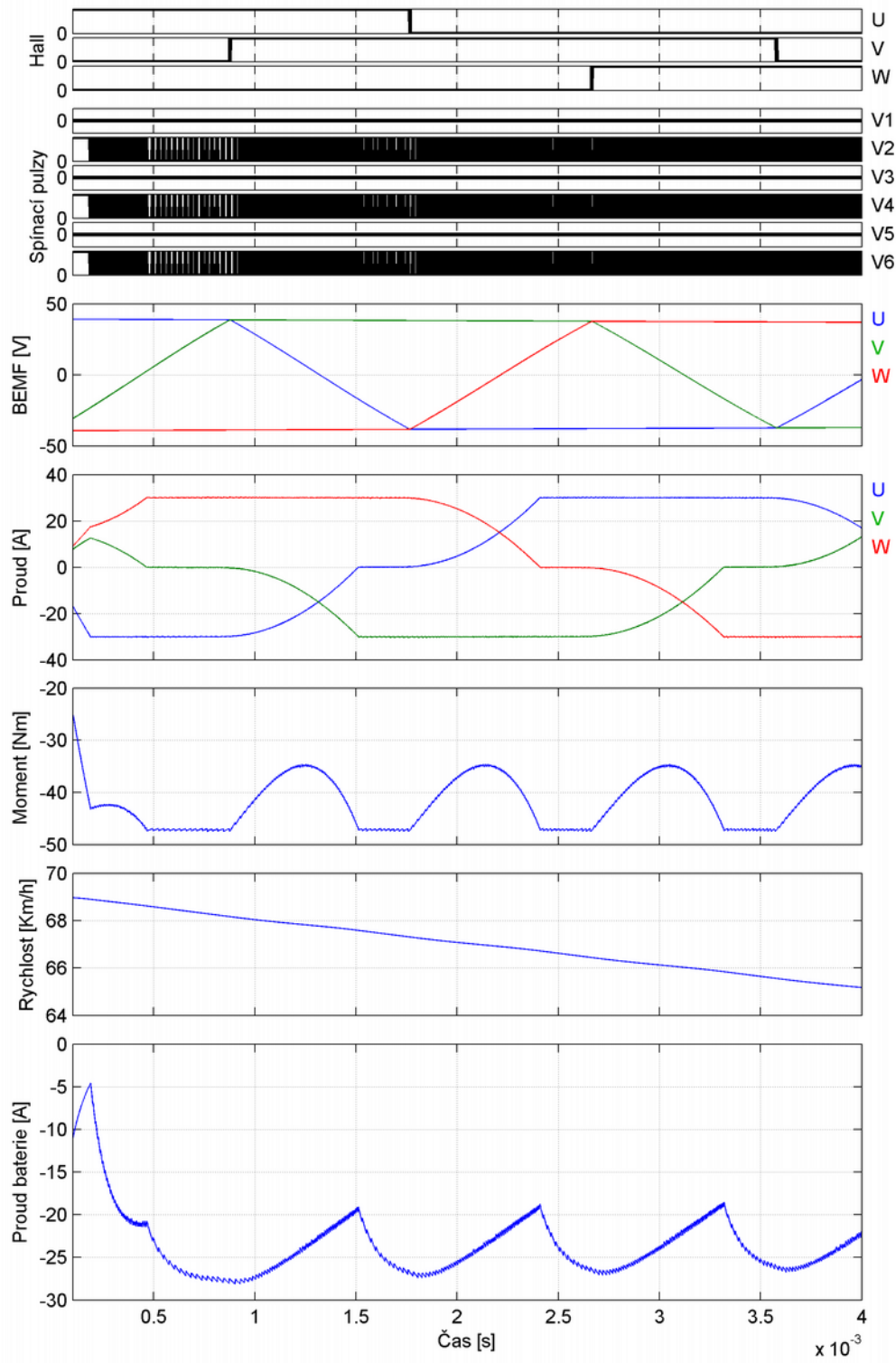
Obr. 5.17: Regulační schéma pro brzdu měničem



Obr. 5.18: Regulátor brzdy měničem



Obr. 5.19: Graf pro brzdu měničem



Obr. 5.20: Detail grafu pro brzdu měničem

6 NÁVRH KONSTRUKCE KOLOBĚŽKY

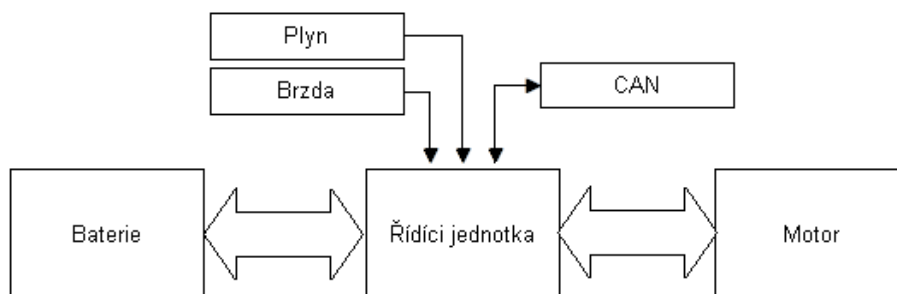
Pro konstrukci byla vybrána a upravena standardní koloběžka Mezeq Disc od firmy YEDOO. Při výběru koloběžky byla nejdůležitějším parametrem nosnost rámu kvůli větší zátěži tvořené především baterií a ostatní elektro-výzbrojí. Rám vybrané koloběžky má nosnost do 150kg.



Obr. 6.1: Koloběžka určená k přestavbě, převzato[18]

Konstrukční uspořádání jednotlivých komponent je voleno s ohledem na rozložení hmotnosti koloběžky. Baterie je tedy umístěná v přední části rámu. Motor je vestavěný do osy zadního kola a byla kvůli němu zesílena zadní vidlice. Zadní kotoučová brzda byla odstraněna, jelikož motorem lze brzdít. Řídící jednotka je umístěna na zadní vidlici vedle motoru. Úpravy koloběžky byly završeny instalací vlastních ovládacích páček a bezpečnostního blatníku.

Na Obr. 6.2 je znázorněné principiální schéma elektrokoloběžky. Řídicí jednotka má dva vstupy, tedy plyn a brzdu. Jednu komunikační sběrnici, která je zde pouze jako příprava do budoucna pro display nebo jiné doplňky. Dále je zde vidět baterie a motor.



Obr. 6.2: Principiální schéma elektrokoloběžky

Motor je BLDC se štítkovým výkonem 1kW a nominálním napětím 48V. Motor má v sobě integrovanou trojici čidel polohy. Vzhledem k tomu že k motoru není žádná dokumentace byly následující parametry získány měřením a výpočty:

$R_s = 96 \text{ m}\Omega$	Odpor fázového vinutí
$L_s = 300 \mu\text{H}$	Indukčnost fázového vinutí
$K_U = 164 \text{ mV/rpm}$	Napěťová konstanta motoru

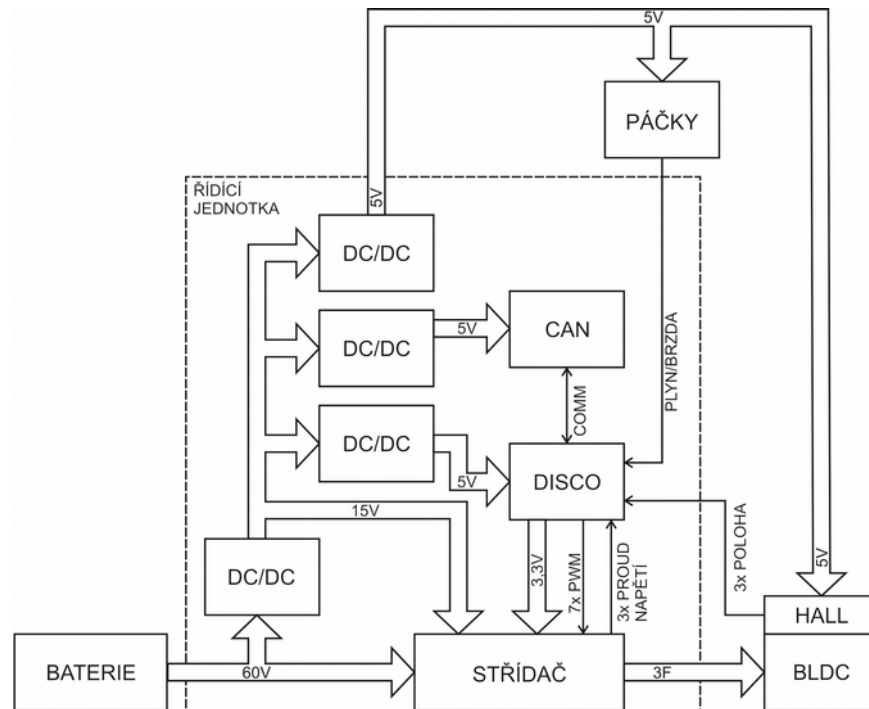
Hallovy sondy jsou zapojené jako open-collector a jsou umístěny po 60° elektrických stupních. Jejich napájecí napětí je 5V.



Obr. 6.3: Použitý BLDC motor

6.1 NÁVRH ŘÍDÍCÍ JEDNOTKY

Vzhledem k celkové komplexnosti řídicí jednotky byla experimentální verze rozdělena na dvě desky: Ddsku střídače a desku řízení. Dále bylo využito discovery-kitu STM32F3Discovery od firmy STMicroelectronics a obvody byly rozděleny na čtyři galvanicky oddělené obvody. Konkrétně jsou to: výkonová část, discovery-kit, externí senzory a CAN.



Obr. 6.4: Blokové schéma řídicí jednotky

Na obrázku 6.4 je znázorněno blokové schéma řídicí jednotky. Jak již bylo řečeno výše jednotlivé bloky jsou od sebe galvanicky odděleny. Je dobré zdůraznit, že discovery-kit je vybaven stabilizátorem na 3,3V které jsou použity pro napájení senzorů, respektive izolačních zesilovačů.

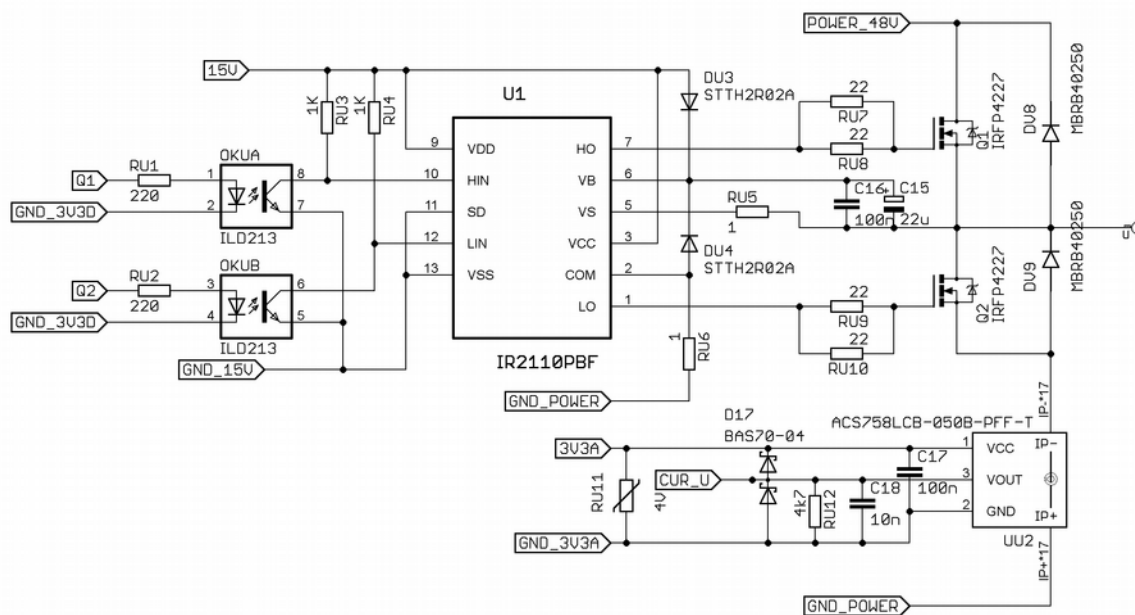
6.2 DESKA STŘÍDAČE

Na desce střídače je realizována výkonová část řídicí jednotky elektrokoloběžky. Deska je čtyřvrstvá s 35 μ m tloušťkou mědi. Na se nachází najít několik částí, které budou v této kapitole postupně rozebrány:

- Výkonové prvky střídače a jejich budiče
- Obvod brzdného odporu - chopperu
- Měření proudů
- Měření napětí

6.2.1 STŘÍDAČ

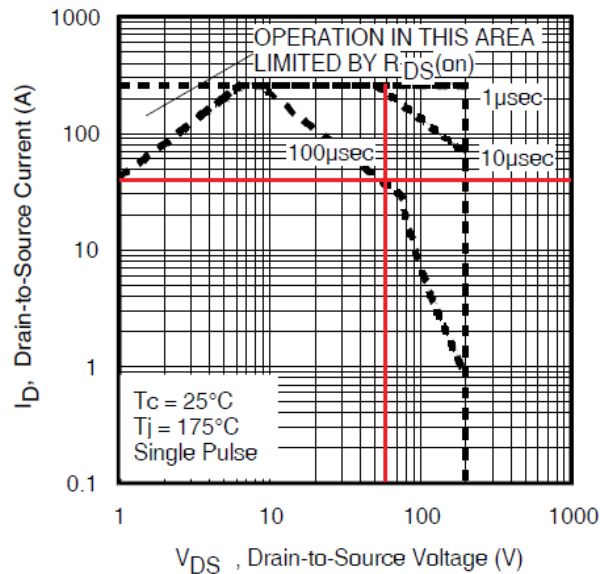
Střídač je realizován šesticí MOS-FET tranzistorů zapojených do třífázového můstku. Šestice tranzistorů je doplněna o rychlé shottkyho diody, které mají lepší parametry pro vypínání MOS-FETů a brzdění rekuperací. Velký důraz je kladen na galvanické oddělení všech obvodů výkonové části od části řídicí. Z tohoto důvodu jsou všechny vstupy/výstupy izolovány pomocí optočlenů.



Obr. 6.5 Schéma jedné větve střídače

Volba tranzistoru

Jako spínací prvek byl vybrán MOS-FET IRFP4227PbF [19]. Obrázek 6.6 znázorňuje bezpečnou oblast provozu. Předpokládá spínací frekvence je 10KHz. Od této frekvence se poté odvíjí všechny další výpočty.



Obr. 6.6 Bezpečná oblast provozu mos-fetu – převzato, upraveno [19]

$V_{DS \text{ max}}$	200 V	Maximální závěrné napětí
$R_{DS(ON) \text{ max}}$	25 m Ω	Odpor otevřeného kanálu
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	46 A	Trvalý proud otevřeným kanálem
t_r	20ns	Vzestupná hrana
t_f	21ns	Sestupná hrana
$Q_g \text{ max}$	98nC	Celkový náboj gatu
V_F	1,3V	Úbytek na diodě při kladné polarizaci
$I_S @ 25^\circ\text{C}$	65A	Trvalý proud diodou
t_{rr}	150ns	Čas zavření PN přechodu
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	330W	Ztrátový výkon
$P_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	190W	Ztrátový výkon
T_J	-40 $^\circ\text{C}$ až 175 $^\circ\text{C}$	Rozsah pracovních teplot

Tabulka 6.1: Vybrané parametry tranzistoru [7]

Výpočet ztrát MOS-FET

Výpočet statických ztrát (ztrát vedením):

$$P_{Trv} = I^2 R_{DS(ON)max} = 30^2 A \cdot 0,025 m \Omega = 22 W \quad (6.1)$$

Výpočet spínacích ztrát:

$$P_{TspinMAX} = (V_{DS} \cdot I_D \cdot t_r + V_{DS} \cdot I_D \cdot t_f) \cdot f_{spin} \quad (6.2)$$

$$P_{TspinMAX} = (60 V \cdot 30 A \cdot 20 ns + 60 V \cdot 30 A \cdot 21 ns) \cdot 10 kHz \quad (6.3)$$

$$P_{TspinMAX} = (36 uW + 37,8 uW) \cdot 10 kHz = 73,8 uW \cdot 10 kHz = 0,7 W \quad (6.4)$$

Ztráty na integrované diodě

$$P_{DinMAX} = U_{DS} \cdot I_D = 1,3 V \cdot 30 A = 39 W \quad (6.5)$$

Celkové ztráty

$$P_{CELK} max = P_{Trv} + P_{TspinMAX} + P_{DinMAX} = 22 + 0,7 + 39 = 61,7 W \quad (6.6)$$

Toto je maximální teoretická hodnota, ke které se v praxi nelze přiblížit mimo jiné proto že dioda a tranzistor nikdy nepovedou současně, 60V na baterii znamená, že je přebíhá a proudu 30A nelze dosáhnout ve všech režimech jízdy a tento proud je v případě diody možný pouze v poruše. Celkový výkon se s přehledem vejde do ztrátového výkonu pouzdra tranzistoru: 330W. Vzhledem k vysokým ztrátám na integrované diodě, je k tranzistorům přidána dioda s vhodnějšími parametry: MBRB40250TG [20], která díky větší rychlosti a nižšímu napětí PN přechodu v normálním režimu chodu přebere veškerou zátěž integrované diody.

$V_R max$	250V	Maximální závěrné napětí
$I_{F(AV)}$	40A	Trvalý proud PN přechodem
$V_F max$	0.97V	Úbytek na diodě při kladné polarizaci
t_{tr}	35ns	Čas zavření PN přechodu

Tabulka 6.2: Vybrané parametry externí diody

Ztráty na externí diodě

$$P_{DexMAX} = V_F \cdot I = 0,86 \cdot 30 = 25,8 \text{ W} \quad (6.7)$$

Celkové ztráty s externí diodou

Ztráty na externí diodě

$$P_{DexMAX} = V_F \cdot I = 0,86 \cdot 30 = 25,8 \text{ W} \quad (6.8)$$

Celkové ztráty s externí diodou

$$P_{CELKmax} = P_{Trv} + P_{TspinMAX} + P_{DexMAX} = 22 + 0,7 + 25,8 = 48,5 \text{ W} \quad (6.9)$$

Gate driver

Buzení tranzistorů je realizováno pomocí integrované nábojové pumpy IR2110. IR2110 jsou napájeny 15V na tomto napětí jsou i logické vstupy. Logiku na 15V vytváří vstupní optočleny. IR2110 pro svou korektní funkci vyžaduje společnou zem s výkonovou částí, protože napětí logických vstupů nesmí klesnout pod 0.3V (bráno pro logickou zem, která je ovšem společná s výkonovou). Dalším problémem může být prorážení vývodu s BOST kondenzátorem vůči výkonové zemi a to v případě že napětí klesne na -5V. Toto napětí se zde objevuje pouze špičkově a je způsobeno parazitními vlivy. Řešením je poloha IO, ochranná dioda a omezovací odpory. Všechna tato řešení byla navržena dle datasheetu[21] a application note[22].

Maximální proudová spínací/vypínací špička tranzistoru

$$I_{peakONmax} = \frac{Q_gmax}{t_r} = \frac{98 \text{ nC}}{20 \text{ ns}} = 4,9 \text{ A} \quad (6.10)$$

Tento proud je pro zvolený gate driver příliš vysoký. IR2110 Má špičkový proud 2A při šířce pulzu do 10μs Z tohoto důvodu je nutné proud omezit.

Omezená spínací/vypínací špička:

$$I_{TOGLE} = \frac{U_b}{R} = \frac{15 \text{ V}}{11 \Omega} = 1,36 \text{ A} \quad (6.11)$$

A sepnutí/vypnutí bude trvat:

$$t_{TOGLE} = \frac{Q_gmax}{I_{TOGLE}} = \frac{98 \text{ nC}}{1,36 \text{ A}} = 72 \text{ ns} \quad (6.12)$$

Maximální spínací frekvence je tedy:

$$F_{spinMmax} = (2 \cdot t_{TOGGLE})^{-1} = (2 \cdot 72 \text{ ns})^{-1} = 7 \text{ MHz} \quad (6.13)$$

Což je výrazně více než potřebujeme.

Výkonová špička na budícím odporu je poté:

$$P_{peak} = I^2 \cdot R = \frac{1,36 \text{ A}^2 \cdot 11 \Omega}{2} = 10 \text{ W} \quad (6.14)$$

A efektivní hodnotou výkonu:

$$P_{av} = P_{peak} \cdot t_{TOGGLE} \cdot 2 f_{spin} = 10 \text{ W} \cdot 72 \text{ ns} \cdot 2 \cdot 10 \text{ kHz} = 28 \text{ mW} \quad (6.15)$$

Výběr vhodné diody

Dioda musí být schopna zablokovat maximální napětí které se může objevit v obvodu nábojové pumpy. Dioda STTH2R02A[23] se, se svými parametry jeví jako vhodná.

$V_{R(MAX)}$	200V	Maximální závěrné napětí
$I_{F(AV)}$	2A	Trvalý proud PN přechodem
$V_F(\text{typ})$	0.7V	Úbytek na diodě při kladné polarizaci
$t_{rr}(\text{typ})$	15ns	Čas zavření PN přechodu

Tabulka 6.3 Parametry diody k nábojové pumpě [23]

Výpočet kapacity nábojové pumpy

V application note[22] se nachází vzorec pro výpočet této kapacity:

$$C \geq \frac{2 \left[2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (6.16)$$

Kde:	$Q_g = 98 \text{ nC}$	Celkový náboj gate MOS-FETtu [19]
	$I_{qbs(max)} = 230 \mu \text{ A}$	Maximální klidový proud mezi svorkami VB a VS [21]
	$I_{cbs(leak)} = 30 \mu \text{ A}$	Svodový proud kondenzátoru
	$Q_{ls} = 5 \text{ nC}$	Náboj potřebný pro změnu napětíových úrovní uvnitř IO [24]
	$f = 10 \text{ KHz}$	Spínací frekvence
	$V_{CC} = 15 \text{ V}$	Napájecí napětí integrovaného obvodu
	$V_f = 0,7 \text{ V}$	Úbytek na diodě v propustném směru [23]
	$V_{LS} = 0,375 \text{ V}$	Úbytek na otevřeném mosfetu [19]
	$V_{Min} = 9,4 \text{ V}$	Minimální rozdíl napětí mezi svorkami VB a VS [21]

Po dosazení do rovnice (6.16) nám vyjde hodnota 100nF, což je absolutně minimální hodnota. Pro praktické použití je nutné použít kondenzátor větší. V application note je doporučená hodnota 15x větší. Ale vzhledem k tomu, že jde o třífázový můstek řízený six-step komutací, je nutné navrhnout kapacitu tak, aby byla schopna překlenout dobu kdy se nedobíjí. V tomto případě byla zvolena hodnota 22uF, což je hodnota 220x větší. Výpočet doby po kterou je kapacita schopna překlenout:

Celkový náboj kapacity:

$$Q_C = C \cdot (V_{CC} - V_f - V_{LS}) = 22 \mu F \cdot (15V - 0,7V - 0,375V) = 306 \mu C \quad (6.17)$$

Náboj odpovídající napětí při kterém nábojová pumpa vypne:

$$Q_{Min} = C \cdot V_{Min} = 22 \mu F \cdot 9,4 = 207 \mu C \quad (6.18)$$

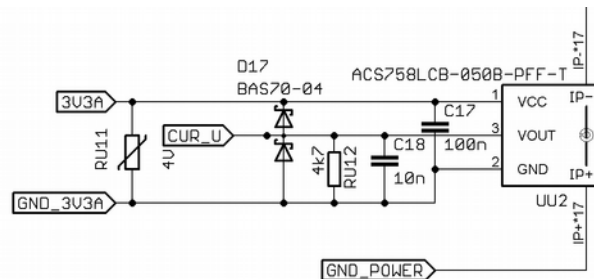
Doba po kterou je kondenzátor schopný udržet náboj:

$$T_{HOLD} = \frac{Q_C - Q_{Min}}{I_{qbs(max)} + I_{cbs(leak)}} = \frac{306 \mu C - 207 \mu C}{230 \mu A + 30 \mu A} = 0,38 s$$

Tento čas je vzhledem ke spínací frekvenci 10kHz přiměřený. Regulační algoritmus ovšem musí tuto kapacitu průběžně dobíjet. Viz kapitola 7.3.

6.2.2 MĚŘENÍ PROUDŮ

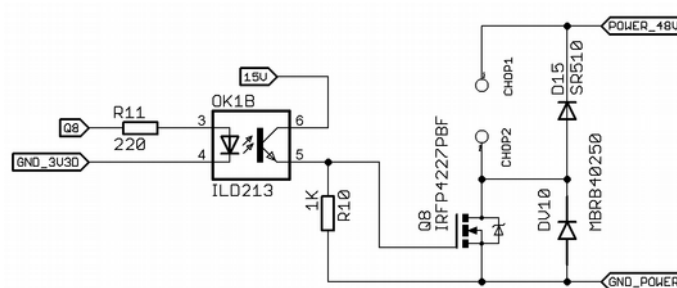
Měření proudu je realizováno trojicí (pro každou fázi zvlášť) integrovaných Hallových senzorů proudu s rozsahem +-50A. Tato čidla zajišťují galvanické oddělení od výkonové části obvodu. Nulu mají položenou uprostřed napájecího napětí, která je v našem případě 3,3V. Zapojení je katalogové viz Obr. 6.7 kde je detail pouze s proudovým čidlem. Celková situace je následně na Obr. 6.5 na straně 43. Čidla mají z důvodu lepšího návrhu layoutu obrácenou polaritu měřeného proudu. Dosažená přesnost měření viz kapitola: 8.3.3



Obr. 6.7 Detail zapojení proudového senzoru ve větvi U

6.2.3 CHOPPER

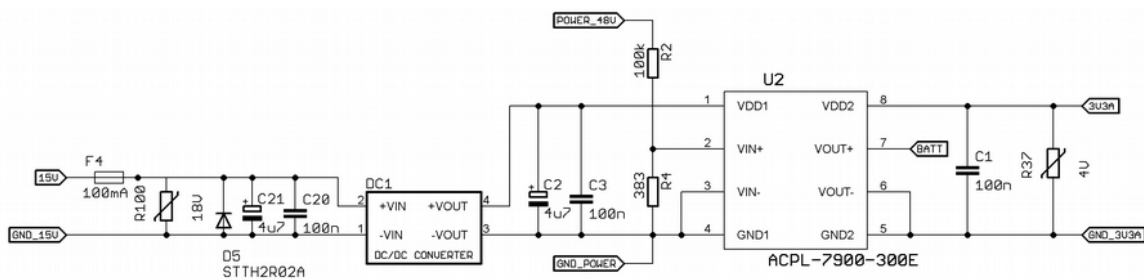
Na obrázku 6.8 je zapojení brzdícího rezistoru. Chopper je zde pouze jako ochrana před přebitím baterie při rekuperačním brzdění. Samotný odpor se zapojuje mezi svorky chop1 a chop2. Chopper bude pravděpodobně realizován v podobě odporového drátu navinutém na rámu koloběžky. Protože odporem potečou velké proudy a jeho indukčnost je nenulová, je nutné mít k němu anti-paralelně diodu proti napěťovým špičkám.



Obr. 6.8 Obvodové schéma chopperu

6.2.4 MĚŘENÍ NAPĚTÍ BATERIE

Jelikož je procesor galvanicky oddělený od silové části obvodu, je nutné mít i měření napětí galvanicky oddělené. K tomuto byl využit integrovaný izolační zesilovač spolu s vlastním měničem pro napájení vstupní strany obvodu. Rozsah měřeného napětí je 0 – 78V. Dosažená přesnost viz 8.3.4.



Obr. 6.9 Schéma měření napětí baterie

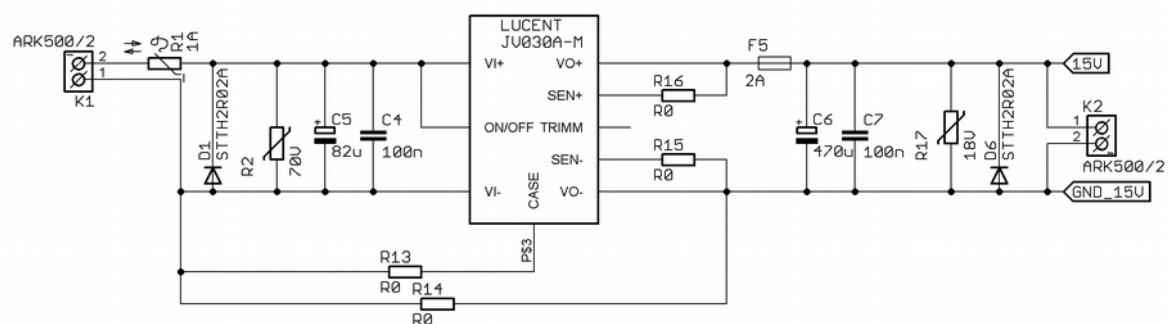
6.3 DESKA ŘÍZENÍ

Na této desce jsou nainstalované všechny podpůrné obvody potřebné při řízení koloběžky respektive střídače. Kompletní schéma je uvedeno v příloze, zde jsou popsány pouze nejvýznamnější bloky:

- Obvody napájení
- Měřicí obvody páček

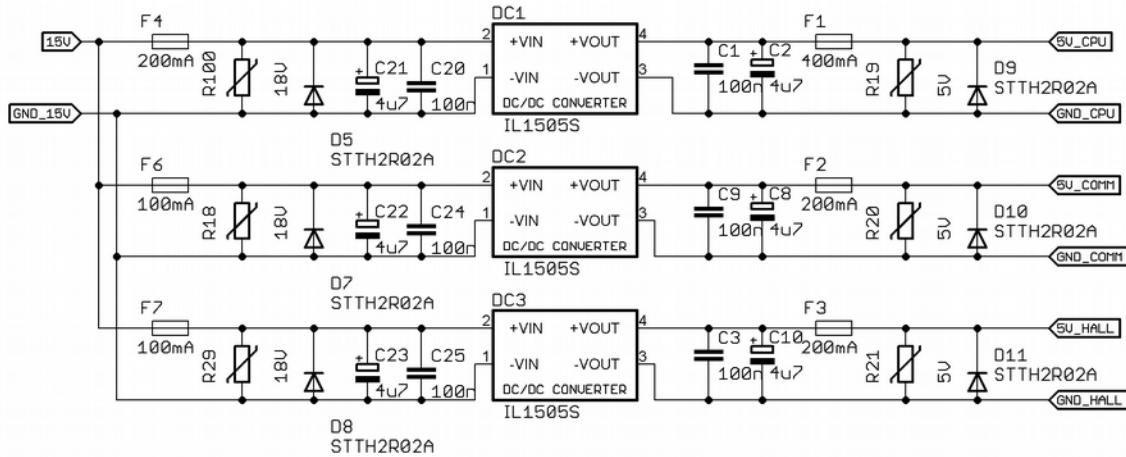
6.3.1 OBVODY NAPÁJENÍ

Vstupní měnič zajišťující napájení 15V je realizován integrovaným měničem LUCENT JU030A-M. Měnič může dodat výkon až 30W, což je výrazně více než je potřeba. Jedná se o izolující měnič, jímž měničem napájí spínací obvody střídače je nežádoucí. Z tohoto důvodu jsou země spojené propojkou R14. Dále jde o standardní zapojení podle datasheetu. Na layoutu jsou měřící vstupy SEN+ a SEN- připojeny co nejbližěji k výstupní kapacitě. Výstupní napětí měniče lze upravit v rozsahu 12 – 18V.



Obr. 6.10 Zapojení vstupního měniče

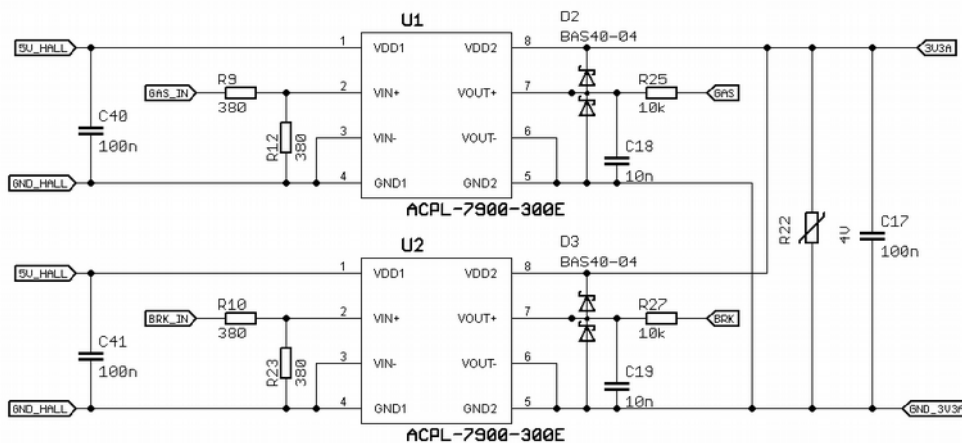
Vstupní měnič napájí podružné měniče pro jednotlivé, galvanicky oddělené, obvody a drivery tranzistorů na desce střídače. Řešení podružných měničů je na Obr. 6.11. Použité měniče mají výkon 1W a měnič pro procesor má 2W.



Obr. 6.11 Řešení podružných měničů

6.3.2 MĚŘÍCÍ OBVODY PÁČEK

Ovládací páčky jsou řešené jako analogové Hallovy senzory polohy. Jejich výstupem je lineární analogový signál 0 – 3,3V. Jsou napájeny napětím 5V z měniče DC3, které je izolované od napájení procesoru. Proto jsou zde nutné izolační zesilovače. Přesnost měření je řešena v kapitole 8.3.5.



Obr. 6.12 Měřicí obvody páček

7 OŽIVENÍ

Během oživování bylo odhaleno dvě závažné chyby v předchozích schématech. Inverzní logika vstupů gate driverů a špatné uzemnění driverů. Jelikož obě chyby u driverů jsou opravy uvedeny dohromady, Obr. 7.3.

7.1 LOGIKA GATE DRIVERŮ

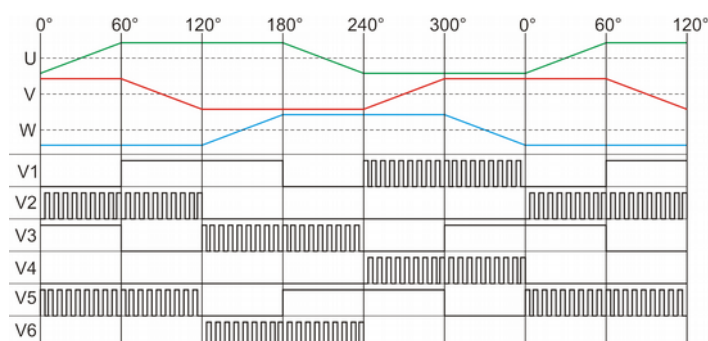
Nevhodným zapojením optočlenů došlo k převrácení logiky řídicích vstupů driverů. Tato chyba měla za následek větrové zkraty v době, kdy byl procesor v resetu. Chyba byla opravena dle Obr. 7.3.

7.2 UZEMNĚNÍ GATE DRIVERŮ

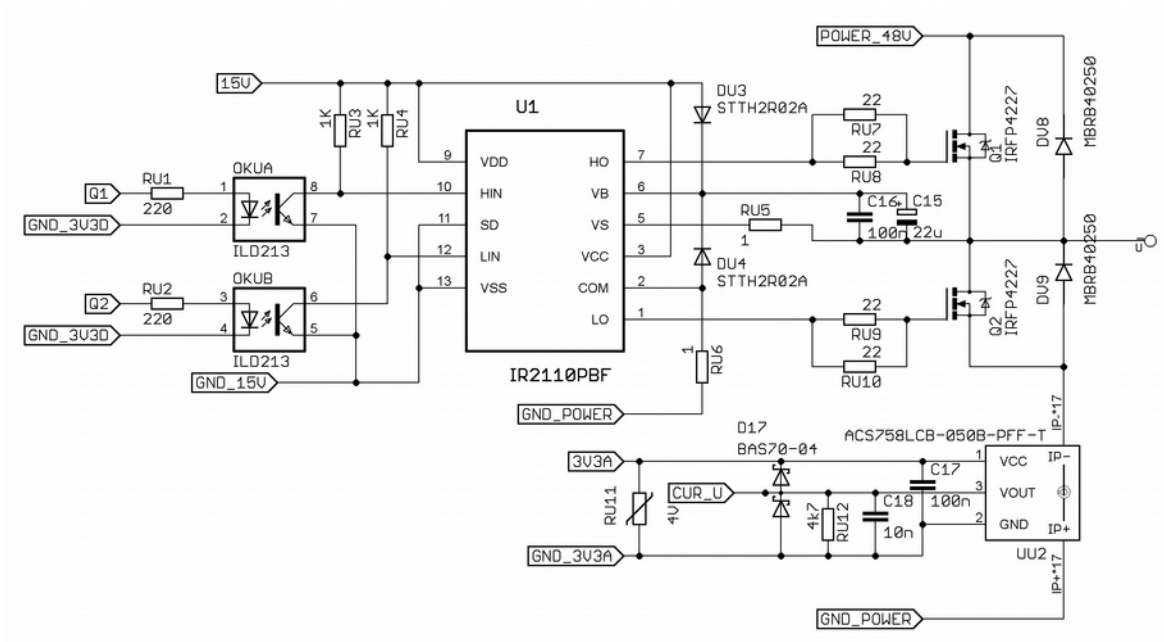
Nevhodným návrhem desek nebyla země nábojové pumpy COM spojena se zemí měniče těsně u driverů ale až u měniče lucent. Tedy na jiné desce. Tato chyba způsobovala že driver „plaval“ vůči výkonové zemi a během přechodových jevů na indukčnostech motoru docházelo k destrukci driverů. Po úpravě dle Obr. 7.3 se tento jev podařilo částečně, nikoliv však úplně, vyřešit. Průběhy klíčových veličin se podařilo naměřit pouze naprázdno. S připojeným motorem bohužel nikoli.

7.3 PROBLEMATIKA POUŽITÍ NÁBOJOVÝCH PUMP

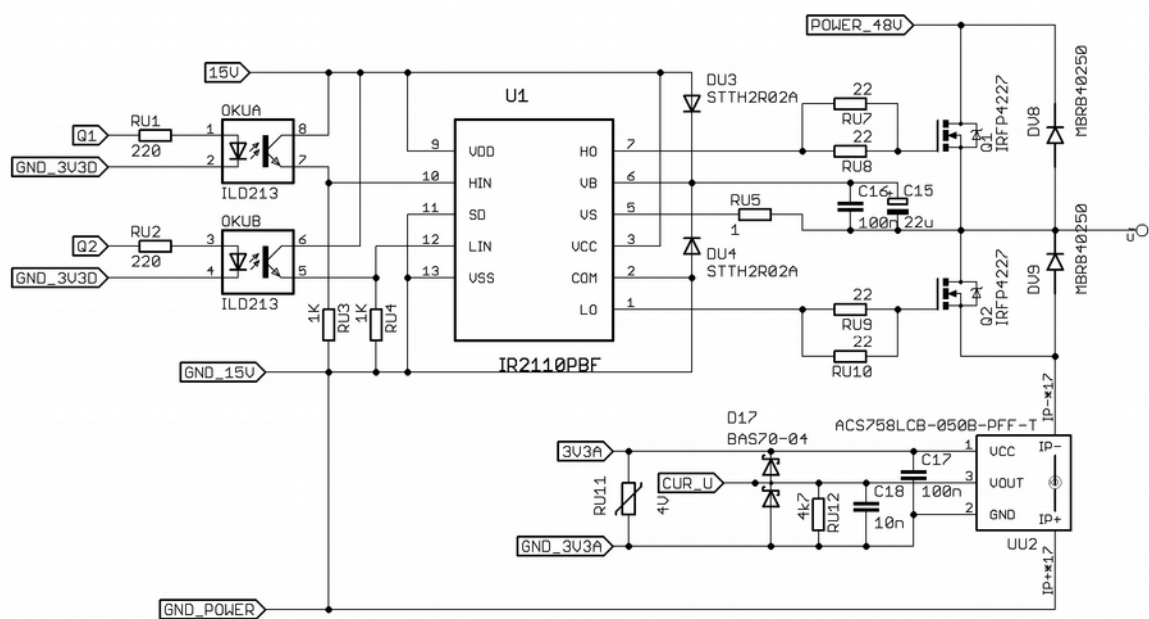
Protože že kapacita nábojové pumpy se měla při implementaci vybíjet, je použit odlišný spínací diagram, než který je popsán v teorii o spínání prvků. V principu jde o unipolární spínání s trvale sepnutým spodním prvkem. Prvky druhé větve se spínají komplementárně, což udržuje kapacitu nábojové pumpy nabitou. Nevýhodou této metody je nutnost vkládání mrtvých časů a omezení střídy vyplývající z implementace mrtvého času. Je-li totiž mrtvý čas delší než čas sepnutí prvku, k sepnutí prvku nedojde.



Obr. 7.1: Použitá metoda spínání prvků



Obr. 7.2 Schéma jedné větve střídače – před opravou

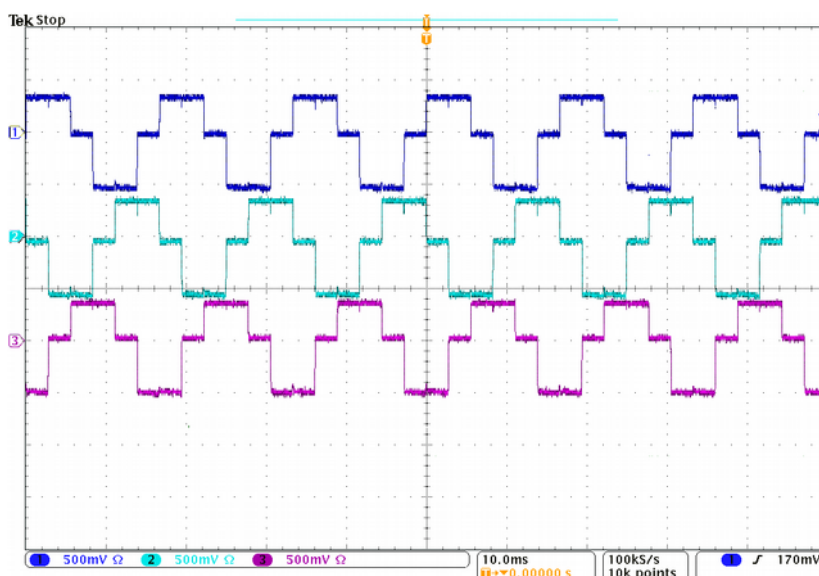


Obr. 7.3 Schéma jedné větve střídače - opravené

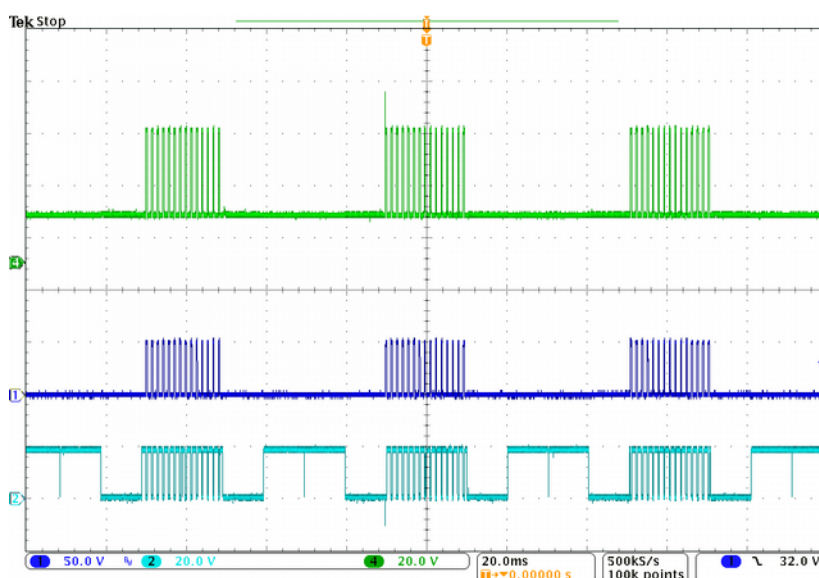
7.4 NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY

Obrázek 7.5 znázorňuje výstupy střídače do odporové zátěže ($1k\Omega$) zapojené do trojúhelníku. Měřeno proti středu.

Obrázek 7.4 zobrazuje budící pulzy tranzistorů a napětí na nábojové pumpě. Měřeno proti zemi. Špičky na kapacitě nábojové pumpy jsou způsobeny tím, že při otevření horního tranzistoru dojde k součtu napětí na kapacitě a napájecího napětí.



Obr. 7.5: Výstup střídače naprázdno; fáze U(1) , V(2) , W(3)



Obr. 7.4: Průběhy napětí na kapacitě nábojové pumpy (4), horním tranzistoru (1) a spodním tranzistoru (2) proti zemi pro fázi U

8 IMPLEMENTACE

V této kapitole se zaměřím na softwarovou implementaci regulačních algoritmů. To obnáší popis použitého procesoru STM32F303VCT6 od firmy STMicroelectronics a popis použitých komponent. Dále je v této kapitole popsána dosažená přesnost měření čidly a nekonečná smyčka.

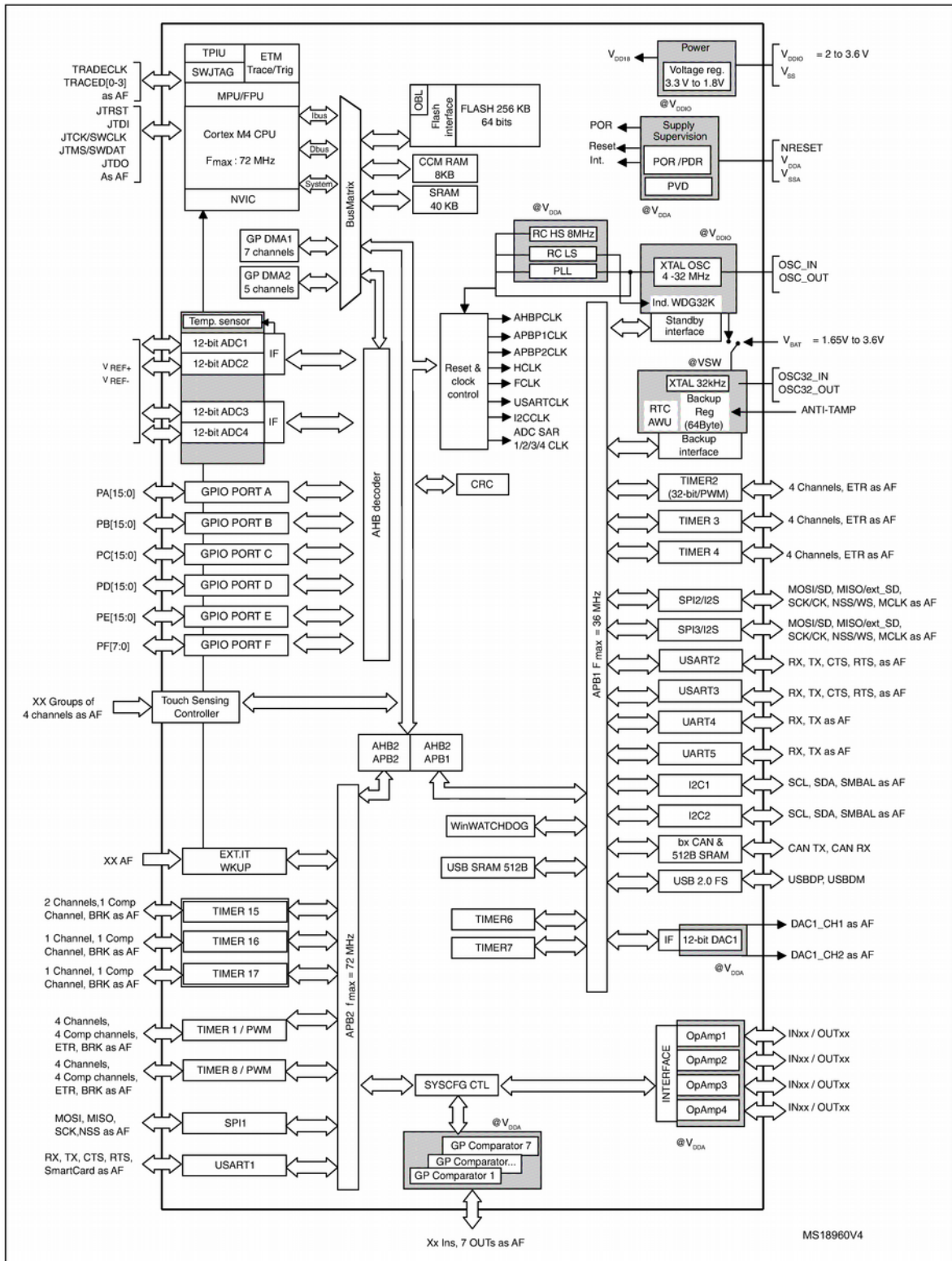
8.1 POPIS PROCESORU

Výše zmíněný procesor STM32F303VCT6 je založen na jádře ARM Cortex M4. Jádro je 32-bitové s architekturou typu RISC. Pracovní frekvence jádra je až 72MHz. Procesor disponuje dvěma dvanáctibitovými AD-převodníky, deseti časovači, z nichž dva mohou být použity pro řízení motoru. Procesor dále obsahuje komunikační jednotky pro USART, CAN, USB a mnoho dalších vychytávek, které ovšem nejsou pro implementaci řídicích algoritmů klíčové.

Na Obr. 8.1 je blokové schéma procesoru. Za povšimnutí stojí rozdělení sběrnic mezi jednotlivé periferie. GPIO porty a AD převodníky jsou umístěny na AHB sběrnici (Advanced high-performance bus). Ostatní periferie jsou připojeny přes můstky AHB2/APB2 a AHB2/APB1. (APB = Advanced peripheral bus). Tyto dva můstky zajišťují plně synchroní přenos dat mezi AHB a dvěma APB. Sběrnice APB1 je omezená na 32MHz a APB2 umí pracovat až na 72MHz. Všechny sběrnice jsou propojené přes BusMatrix, kam je též připojeno jádro procesoru, paměti a dva DMA kanály. [25]

Vzhledem k tomu že jde o vývojovou verzi řídicí jednotky, není tento procesor osazen přímo na řídicí desce ale je využito discovery-kitu, který má výhodu v mimořádně jednoduchém použití. Z hlediska provozní bezpečnosti, a tedy i nasazení v ostrém provozu, jde o nevhodnou volbu.

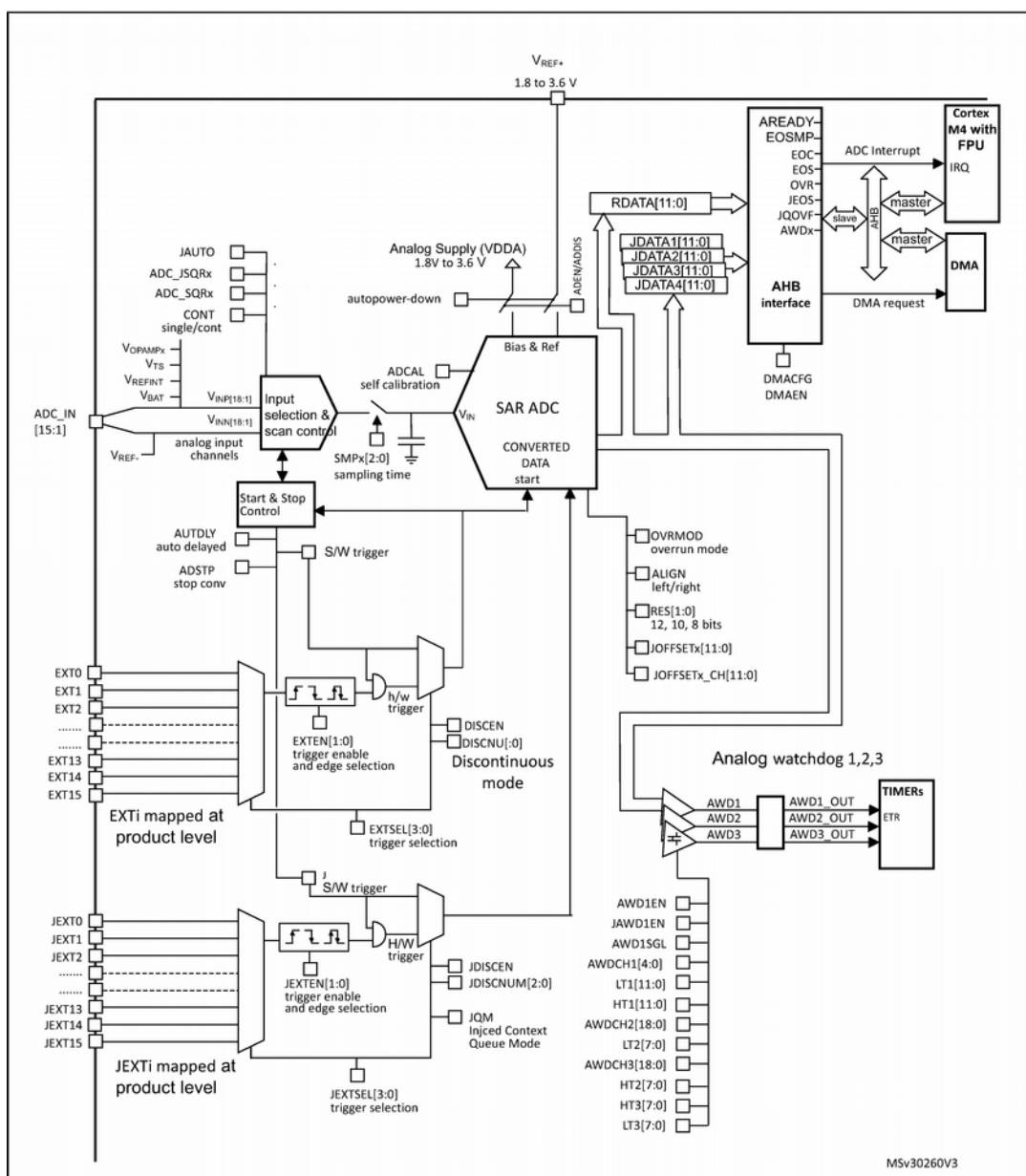
Pro implementaci regulačních algoritmů jsou klíčové 3 periferie procesoru: AD-převodník, Timer 1 jako generátor PWM modulace, Timer 2 jako interface pro Hallovy senzory polohy.



Obr. 8.1: Blokové schéma procesoru, převzato [25]

AD-převodníky

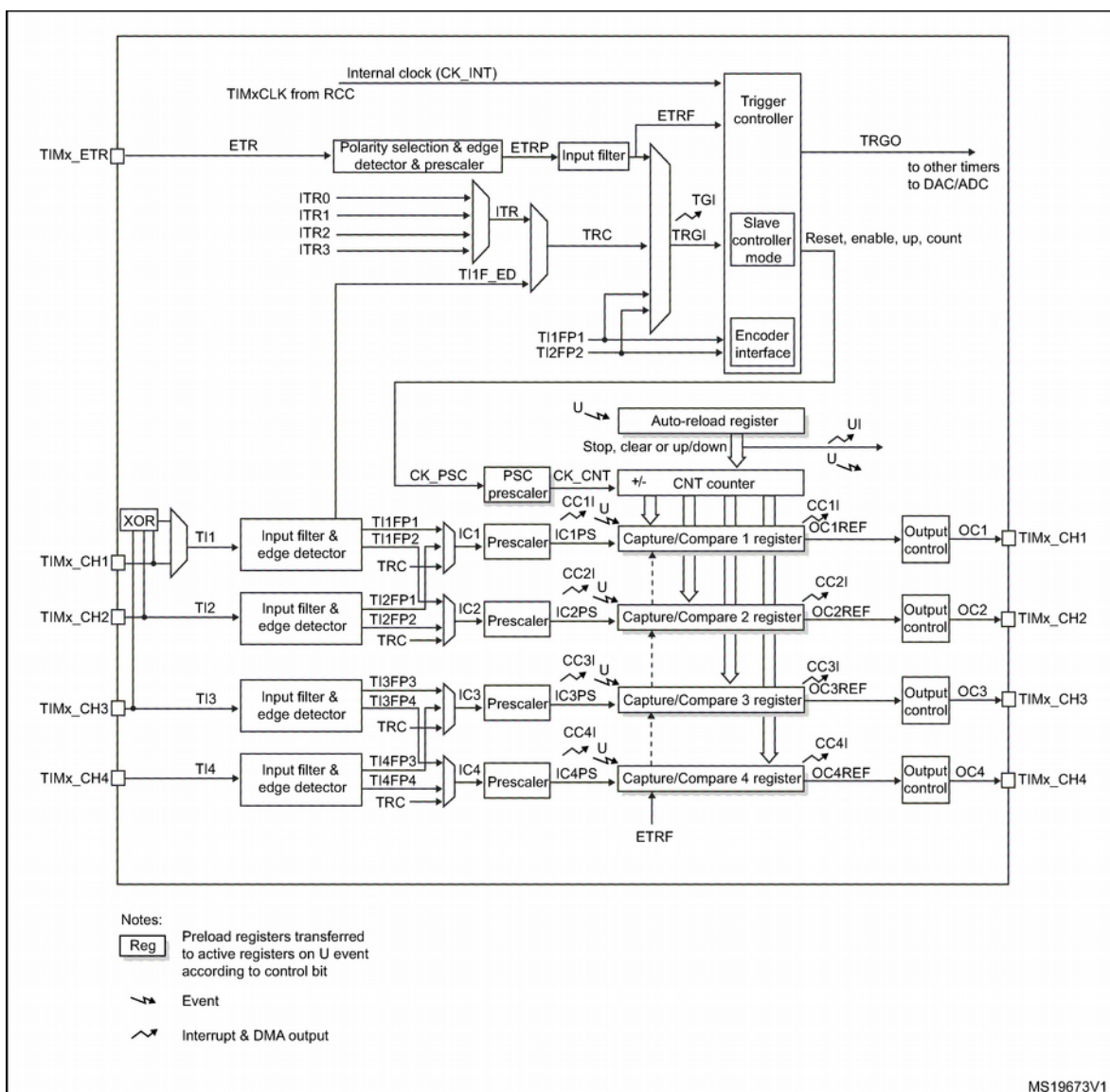
Jak již bylo zmíněno, procesor disponuje dvěma AD-převodníky. V této aplikaci byly využity oba dva. Každý z AD-převodníků převádí svoji sekvenci kanálů. ADC1 převádí fázové proudy, napětí a teplotu. ADC 2 potom má na starosti páčky. Frekvence hodin AD-převodníků je nastavena na 72MHz (5Ms/s). Spouštění probíhá ve spojitém módu (jeden po druhém), ale je možné ho zasynchronizovat na interface Hallových senzorů, což může být pro korektní měření proudů potřebné. Hodnoty se vyčítají pomocí DMA kanálu.



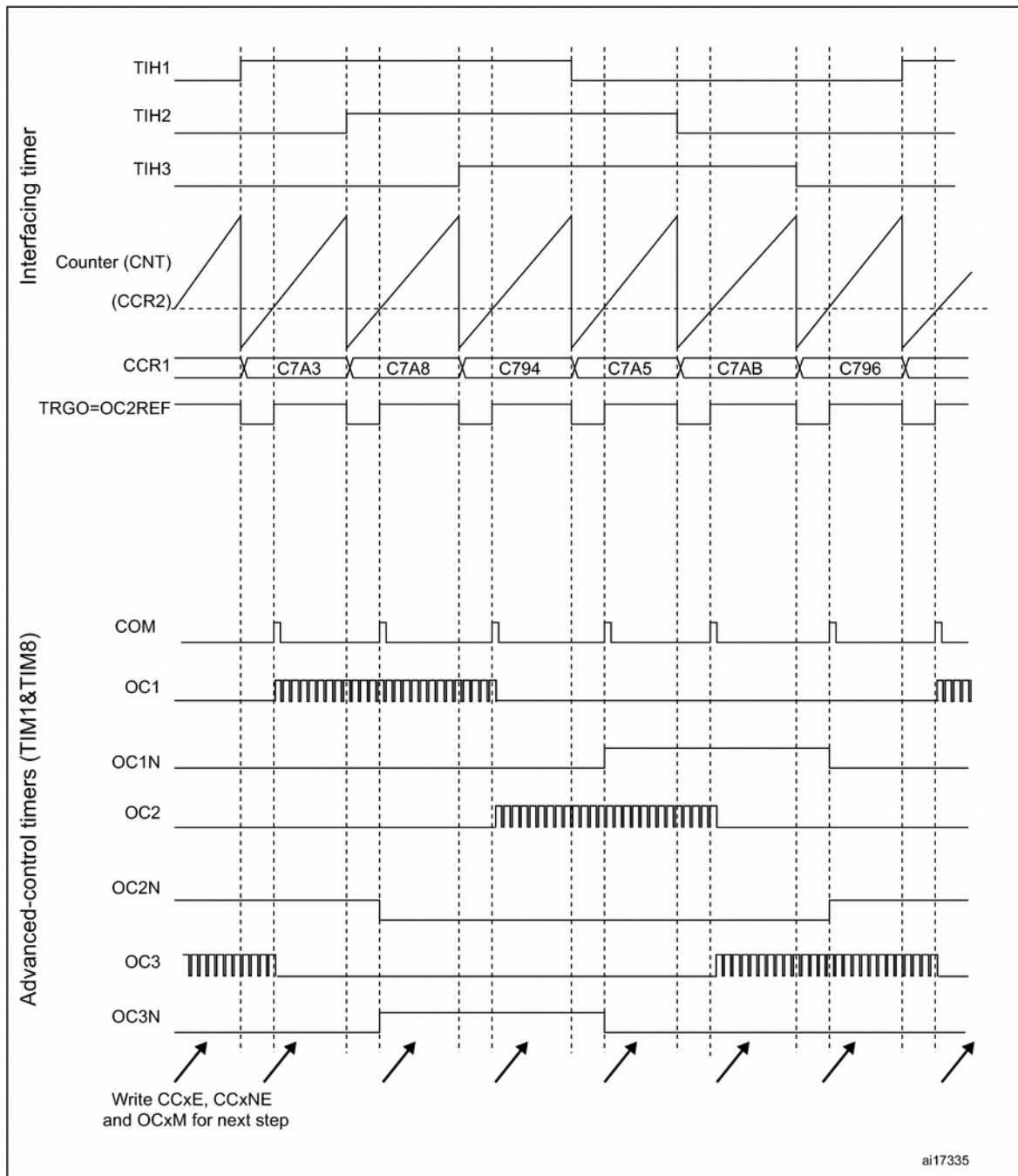
Obr. 8.2: Schéma AD-převodníku, převzato [25]

Timer 2 → Interface Hallových senzorů

Timer 2 je použitý v capute módu Obr. 8.3. Vstupy Hallových senzorů jsou připojeny skrz vstupní XOR na kanál 1. Kanál 1 je nastavený v capute módu tak aby při změně vstupu napočítal do předem nastavené hodnoty a poté vyvolal event. Počítáním do nastavené hodnoty se realizuje zpoždění po kterém dojde k vyvolání eventu. Perioda vyvolávaných eventů je zároveň informací o okamžité rychlosti. Vyvolané eventy vytváří skrz TRGO časovou základnu pro PWM generátor, AD-převodník, viz Obr. 8.4. Mimo jiné event vytváří přerušení, které je nutné pro přednastavení PWM generátoru.



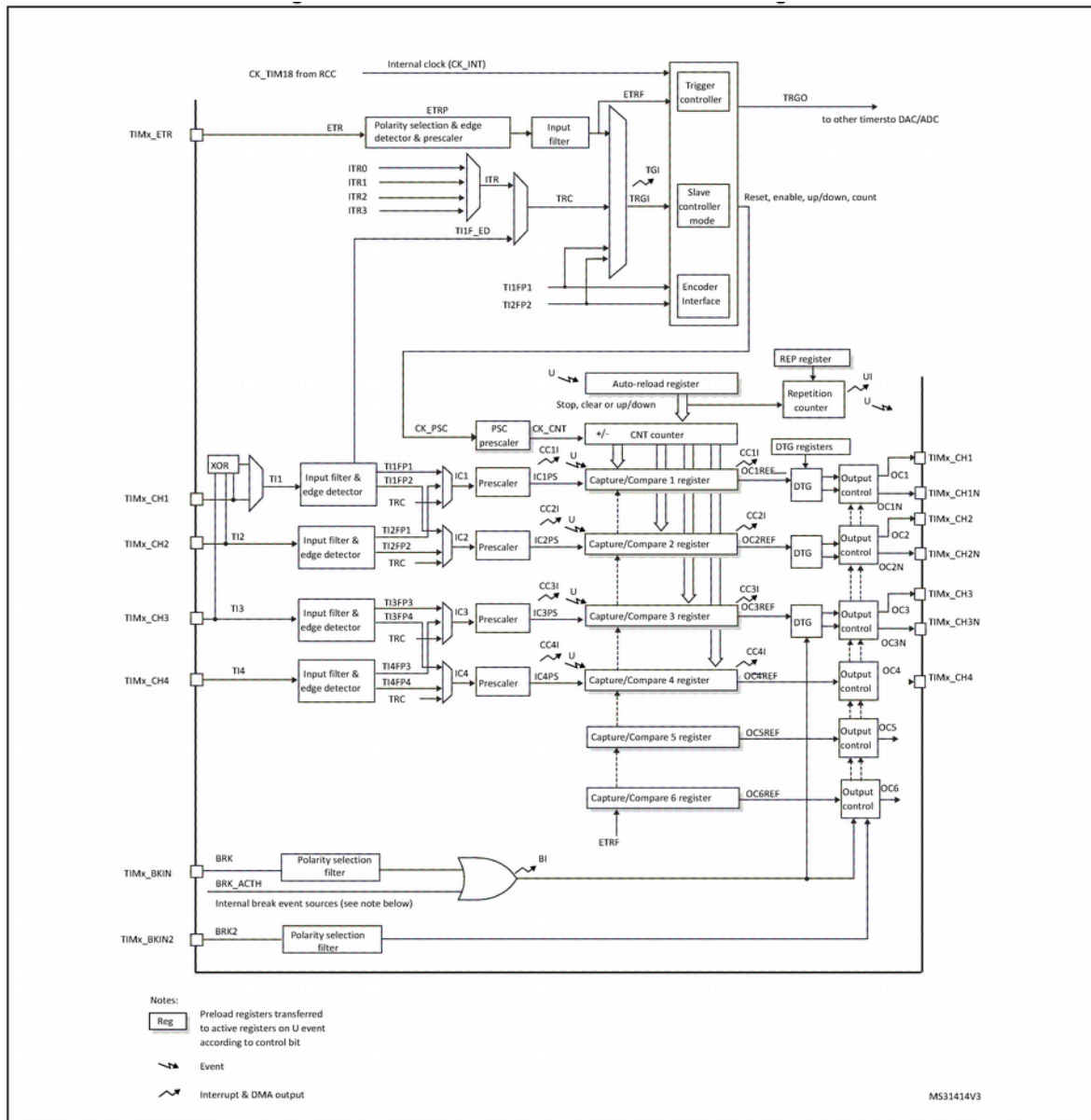
Obr. 8.3: Schéma Timeru 2, převzato [25]



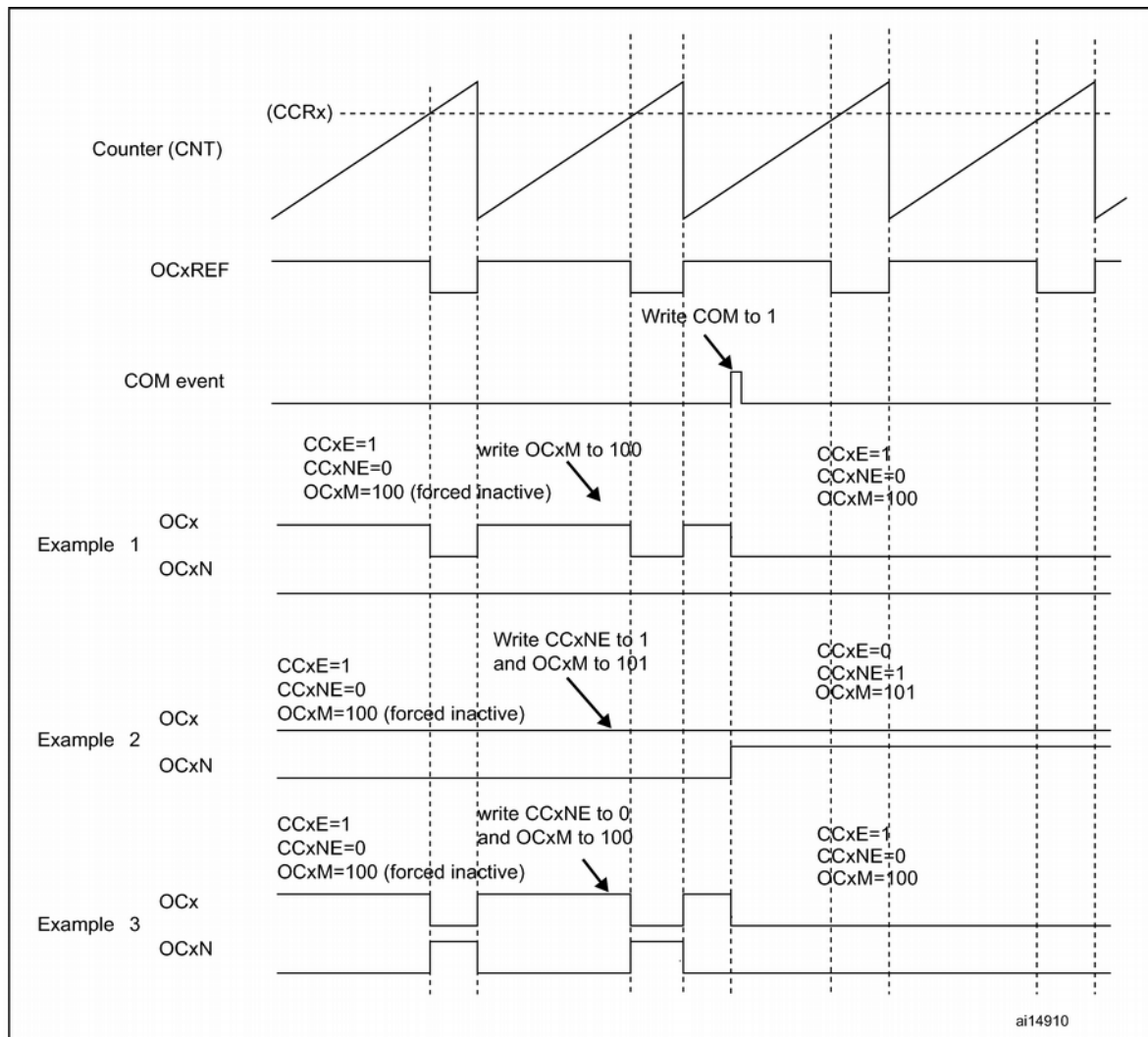
Obr. 8.4: Časové průběhy timeru 2, převzato [25]

Timer 1 → PWM generátor

Timer 1 je nastavený jako PWM generátor. Timer 1 ovšem mění své nastavení vždy s příchozím eventem od timeru 2, respektive od Hallových senzorů. Po tomto eventu je nutné softwarem nastavit další kombinaci pro sepnutí. Tímto způsobem je řešená implementace six-step komutace pomocí k tomu určených komponent.



Obr. 8.5: Schéma timeru 1, převzato [25]



Obr. 8.6: Časové průběhy timeru 1, převzato [25]

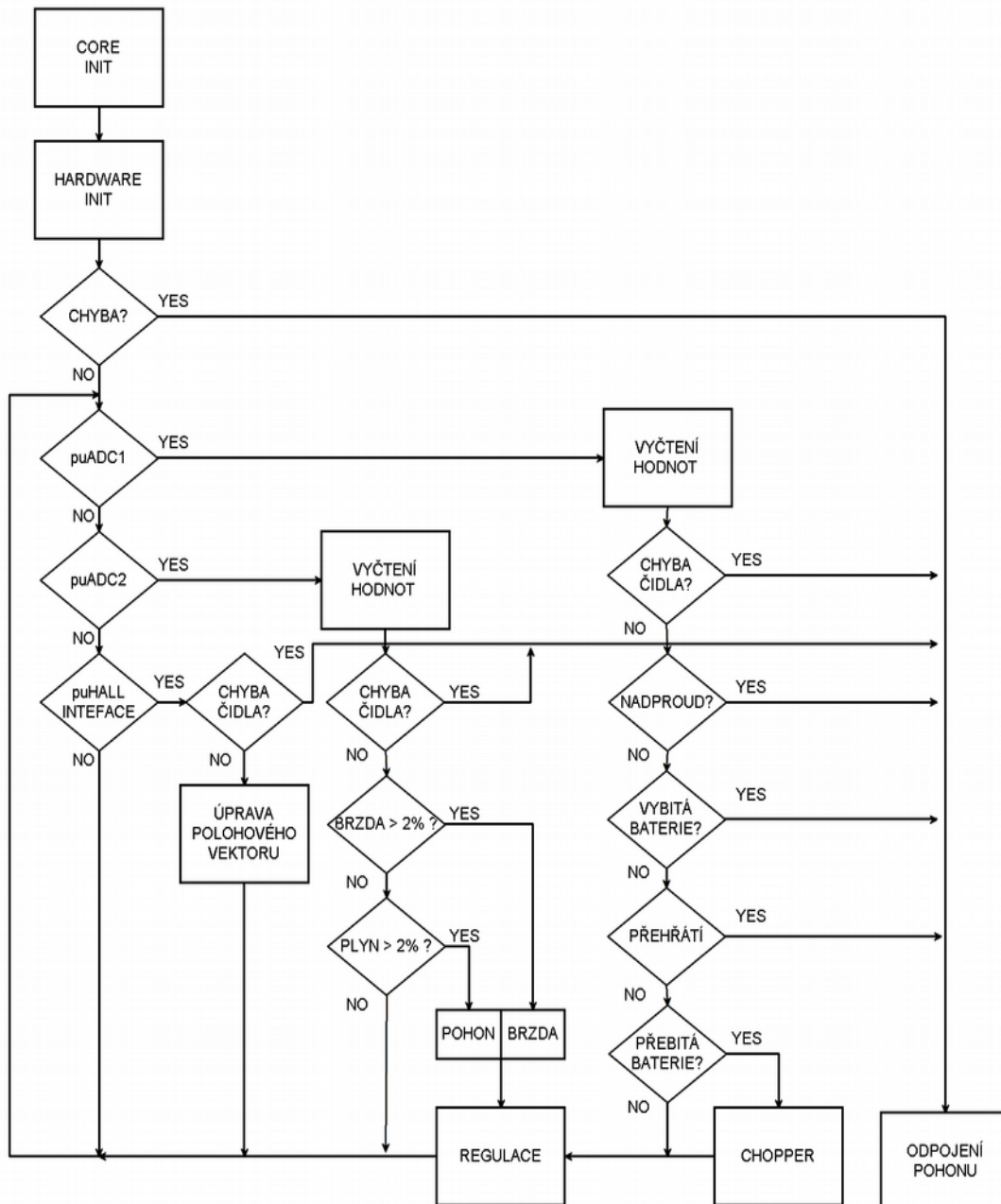
8.2 NEKONEČNÁ SMYČKA

Obrázek 8.7 znázorňuje algoritmus nekonečné smyčky. Software v nekonečné smyčce ošetřuje pouze příchozí události (pu), které jsou generovány periferiemi, respektive hardwarem. Z obrázku je zjevné, že u všech vstupů je ověřená platnost. V případě, že vstupní signál je mimo očekávaný rozsah způsobený kupříkladu utržením kabelu čidla, dojde k odstavení pohonu. A v tomto režimu zůstane až do restartu řídicí jednotky. Při restartu dojde k re-inicializaci. Pokud chyba přetrvává, například právě utržený kabel čidla, pohon se ani nezapne. Těchto bezpečnostních vyjímek je v algoritmu implementována celá řada.

Pokudže vše funguje tak jak má, tzn., že nedojde k odstavení pohonu, pak se vyhodnocují požadavky od uživatele - ADC2. Požadavky mohou být buďto na brzdění, nebo na jízdu. Požadavek brzdy je vyhodnocen přednostně. Pouze tehdy když je stisk brzdové páčky menší než 2%, bude zpracován požadavek plynu. Výstup ze stisku páček je zpracován a jako požadavek vstupuje do regulátoru pohonu.

Druhým vstupem do regulace jsou okamžité hodnoty zejména proudů - ADC1. V případě zjištění nadproudu, vybití nebo přehřátí řídicí jednotky nedochází k regulaci, ale rovnou k odpojení pohonu. Bude-li zjištěno přebíjení baterie rekuperací, dojde k připnutí chopperu který baterii ochrání.

Třetím zpracovávaným signálem je poloha motoru - TIM2. Poněvadž jde o implementaci six – step komutace dochází pouze k přednastavení PWM generátoru pro následující fázi. V případě vektorového řízení by vstupovala do regulace také poloha.



Obr. 8.7: Vývojový diagram řídicího softwaru

8.3 MĚŘENÍ

Jak již bylo zmíněno výše, procesor používá oba dva AD převodníky. ADC1 obstarává měření proudů a napětí baterie, ADC2 pouze polohy ovládacích páček.

8.3.1 ČASOVÁNÍ ADC1

Sample time je nastaven stejně, na $ADC_{clockcycles} = 61,5$ hodinových cyklů. Celkový sample time všech kanálů je následně:

$$t_{sample} = F_{CLK}^{-1} \cdot ADC_{clockcycles} = 72 \text{ MHz}^{-1} \cdot 61,5 = 853 \text{ ns} \quad (8.1)$$

Doba převodu jednoho kanálu při použitém deseti bitovém rozlišení je $t_{SAR} = 145,8 \text{ ns}$. Celková doba převodu jednoho kanálu je tedy:

$$t_{canal} = t_{sample} + t_{SAR} = 853 \text{ ns} + 145,8 \text{ ns} = 998,8 \text{ ns} \quad (8.2)$$

To je přiměřená hodnota. AD-převodník převádí posloupnost pěti signálů. Celkový čas převodu celé sekvence je tedy:

$$t_{sekv} = N_{signal} \cdot t_{canal} = 5 \cdot 998,8 \text{ ns} = 4,994 \text{ us} \quad (8.3)$$

Změřené hodnoty jsou filtrované klouzavým průměrem 4. řádu. Celkový čas odezvy je tedy:

$$t_{celk} = N_{filter} \cdot t_{sekv} = 4 \cdot 4,994 \text{ us} = 19,976 \text{ us} \quad (8.4)$$

Poněvadž jsou že fázové proudy jsou kritické pro regulační smyčku, je nutné zkontrolovat zda tato doba odezvy vyhovuje. Při rychlosti 70Km/h dosahuje motor 15otáček/s. Vzhledem k tomu, že má motor 24pól-párů, a že na základní řídicí algoritmus a na six-step komutaci, potřebuji znát okamžitou hodnotu proudu v každé ze šesti fází, je minimální čas odezvy:

$$\Delta t_{min} = (rps \cdot p \cdot f)^{-1} = (16 \cdot 24 \cdot 6)^{-1} = 434,027 \text{ us} \quad (8.5)$$

Z čehož plyne, že časování AD-převodníku je dostatečné.

8.3.2 ČASOVÁNÍ ADC2

Sample time všech kanálů ADC2 je nastaven stejně, na $ADC_{clockcycles}=601,5$ hodinových cyklů, celkový sample-time kanálu je tedy:

$$t_{sample} = F_{CLK}^{-1} \cdot ADC_{clockcycles} = 72 \text{ MHz}^{-1} \cdot 601,5 = 8,353 \text{ us} \quad (8.6)$$

Doba převodu při použitím osmi bitovém rozlišení je $t_{SAR}=118 \text{ ns}$. Celková doba převodu jednoho kanálu je tedy:

$$t_{canal} = t_{sample} + t_{SAR} = 8,353 \text{ us} + 118 \text{ ns} = 8,471 \text{ us} \quad (8.7)$$

Což, vzhledem k tomu že jde o páčky, je přiměřená hodnota. AD-převodník převádí posloupnost dvou signálů. Celkový čas převodu celé sekvence je tedy:

$$t_{sekv} = N_{signal} \cdot t_{canal} = 2 \cdot 8,471 \text{E-6} = 16,942 \text{ us} \quad (8.8)$$

Změřené hodnoty jsou filtrované klouzavým průměrem 32. řádu. Celkový čas odezvy je tedy:

$$t_{celk} = N_{filter} \cdot t_{sekv} = 32 \cdot 16,942 \text{E-6} = 542,144 \text{ us} \quad (8.9)$$

To je pro ovládací prvky více než dostatečná hodnota.

8.3.3 MĚŘENÍ VĚTVOVÝCH PROUDŮ

Měření větvových proudů je realizováno pomocí trojice Hallových senzorů proudu. Konkrétně jde o typ: ACS758LCB-050B-PFF-T od firmy Allegro Microsystems. Jedná se o bipolární čidlo s rozsahem $\pm 50A$. Čidla mají analogový výstup a nulový proud odpovídá právě jedné polovině napájecího napětí. Proud je měřený na spodní trojici MOS-FETů. Z konstrukčních důvodů mají čidla na layoutu obrácený smysl měřeného proudu. Vybrané údaje o čidlu:

Proudový rozsah:	+50A
Citlivost:	40mV/A
Šum:	10mV
Celková chyba:	-1,2%
Čas odezvy:	4us

Napájecí napětí čidel je vzhledem k úbytku na filtru 2,6V. Výstupní napětí, odpovídající nulovému proudu je tedy 1,3V. Referenční napětí AD-převodníku je 2,92V. Deseti bitový AD-převodník má rozlišovací schopnost:

$$U_{min} = \frac{U_{REF}}{2^{bity}} = \frac{2,92}{2^{10}} = 2,851 \text{ mV} \quad (8.10)$$

Měřená hodnota proudu je zarušená šumem a proto je aplikován klouzavý průměr čtvrtého řádu. Dělení je prováděno bitovou rotací a poslední bit změřeného čísla je zahozen. Takto je zajištěna stabilní hodnota. Zahození posledního bitu ovšem pozměnilo rozlišovací schopnost, která je poté:

$$U_{minFi} = \frac{U_{REF}}{2^{bity}} = \frac{2,92}{2^9} = 5,703 \text{ mV} \quad (8.11)$$

Výsledná citlivost čidla je poté:

$$Cit_{celkova} = \frac{U_{min}}{Cit_{cidla}} = \frac{5,703 \text{ mV}}{40 \text{ mV/A}} = 0.14 \text{ A} \quad (8.12)$$

8.3.4 MĚŘENÍ NAPĚTÍ BATERIE

Napětí baterie, nebo též napětí mezi-obvodu je měřeno na odporovém děliči, $R_1=100k\Omega$ a $R_2=383\Omega$. Z bezpečnostních důvodů je nutné galvanické oddělení. To je zajištěno izolačním zesilovačem ACPL-7900-300E. Použitý izolační zesilovač má vstupní diferenci maximálně 300mV. Je-li tato hodnota překročena, je zesilovač v saturaci. Z převodní charakteristiky vyplývá, že zesilovač bude provozován pouze v kladné diferencii. To znamená, že výstupní napětí bude nabývat hodnot od poloviny napájecího napětí po saturační napětí. Tento jev má zásadní vliv na přesnost měření, protože je využita pouze polovina rozsahu zesilovače.

Napájecí napětí výstupní strany zesilovače, vzhledem k úbytku na filtru, 2,6V. Výstupní napětí, které odpovídá nulovému napětí je tedy $U_{NULA}=1,3V$. Saturační napětí zesilovače je $U_{SAT}=2,5V$. Referenční napětí AD-převodníku je 2,92V. Deseti AD-převodník má rozlišení:

$$U_{min} = \frac{U_{REF}}{2^{bity}} = \frac{2,92}{2^{10}} = 2,851 mV \quad (8.13)$$

Měřený rozsah je od 1,3V kdy je diferenční napětí $U_{diff}=0V$, což odpovídá napětí mezi obvodu:

$$U_{mermin} = U_{dif} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 0 \cdot \frac{100 k\Omega + 383}{383} = 0V \quad (8.14)$$

Do 2,5V, kdy je diferenční napětí $U_{diff}=300 mV$, což odpovídá napětí mezi-obvodu:

$$U_{mermax} = U_{dif} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 300 mV \cdot \frac{100 k\Omega + 383}{383} = 78,6V \quad (8.15)$$

To je vzhledem k maximálnímu napětí vstupního DC-DC měniče 74V dostatečné. Praktické testy ukazují, že měření napětí funguje od 30V výše, což odpovídá minimálnímu vstupnímu napětí vstupního DC-DC měniče.

Rozlišení AD-převodníku je využita pouze část:

$$Res = \frac{U_{SAT}}{U_{MIN}} - \frac{U_{NULA}}{U_{MIN}} = \frac{2,5V}{2,851 mV} - \frac{1,3V}{2,851 mV} = 876 - 456 = 420 bitů \quad (8.16)$$

Citlivost na napětí baterie je následně:

$$CIT_{CELKOVA} = \frac{U_{mermax}}{Res} = \frac{78,6}{420} = 0,187V \quad (8.17)$$

8.3.5 MĚŘENÍ POLOHY PÁČEK

Páčky jsou realizované Hallovou sondou, která má napětí na výstupu podle toho, jak daleko je magnet. Výstupní napětí je 0V až 5V. Toto napětí je zpracováváno stejným izolačním zesilovačem jako v případě měření napětí baterie. Pouze odporový dělič na vstupu je odlišný. Je to $R_1=20k\Omega$ a $R_2=1k\Omega$.

Osmibitový AD-převodník má rozlišení:

$$U_{min} = \frac{U_{REF}}{2^{bity}} = \frac{2,92}{2^8} = 11,405 \text{ mV} \quad (8.18)$$

Měřený rozsah je od 1,3V kdy je diferenční napětí $U_{diff}=0V$, což odpovídá napětí mezi-obvodu:

$$U_{mermin} = U_{dif} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 0 \cdot \frac{20 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 0 \text{ V} \quad (8.19)$$

Do 2,5V kdy je diferenční napětí $U_{diff}=300 \text{ mV}$ což odpovídá napětí mezi obvodu:

$$U_{mermax} = U_{dif} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 300 \text{ mV} \cdot \frac{20 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 6,3 \text{ V} \quad (8.20)$$

Rozlišení AD-převodníku je využita pouze část:

$$Res = \frac{U_{SAT}}{U_{MIN}} - \frac{U_{NULA}}{U_{MIN}} = \frac{2,5 \text{ V}}{11,405 \text{ mV}} - \frac{1,3 \text{ V}}{11,405 \text{ mV}} = 219 - 114 = 105 \text{ bitů} \quad (8.21)$$

Citlivost na napětí baterie je potom:

$$CIT_{CELKOVA} = \frac{U_{mermax}}{Res} = \frac{6,3}{105} = 60 \text{ mV} \quad (8.22)$$

To je přesnost pro páčky více než dostačující.

9 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce byl vývoj a implementace softwaru pro řídicí jednotku elektrokoloběžky s BLDC motorem. To obnáší seznámení s všeobecnou problematikou bezkartáčových motorů a jejich řízením. Dalším cílem této práce bylo provést simulace analyzované metody řízení motoru a v vybrané metody experimentálně odzkoušet na prototypu elektrokoloběžky.

Původním záměrem bylo diplomovou práci rozdělit na dvě části. Část softwarovou která je mým zadáním a část hardwarovou, kterou měl zpracovávat kolega Bc. Lukáš Sedláček. Původní záměr ovšem selhal. Z tohoto důvodu se tato diplomová práce věnuje i návrhu hardwarové části řídicí jednotky.

Úvod do problematiky použití BLDC motoru poskytuje kapitola 2, kde jsou uvedeny běžně používané konstrukce motoru a vlastnosti. Na konstrukční řešení a vlastnosti motoru navazují metody řízení motoru, popsané v kapitole 3. Pro úspěšné řízení motoru je nutné znát jeho polohu a fázové proudy. Možnosti měření těchto veličin jsou zpracovány v kapitole 4.

Druhou velkou kategorií je potom simulace řídicích algoritmů. Tuto část popisuje kapitola 5. Všechny výsledky simulací ukazují na pulzování momentu vždy se změnou fáze indukovaného napětí.

Kapitola 6 se zabývá návrhem hardwarové části řídicí jednotky. Prototyp řídicí jednotky byl rozdělen na dvě desky. Desku střídače a desku řízení. Na desce střídače jsou umístěny MOS-FETy a jejich spínací obvody. Spolu nimi je zde realizováno měření větrových proudů a napětí baterie. Deska řízení potom sdružuje napájecí obvody, obvody měření páček a Hallových senzorů dále komunikační sběrnici CAN a patici pro discovery kit.

Při ožívování střídače se vyskytly dva zásadní problémy, viz kapitola 7. Jednak problém s špatnou polaritou spínacích signálů tranzistorů. Problém způsoboval větrové zkraty když se procesor dostal do resetu. Problém byl odstraněn převrácením logiky na optočlenech. Druhým problémem bylo potom špatné uzemnění nábojových pump pro spínání MOS-FETů. Tento problém se podařilo částečně odstranit propojením zemí. Bohužel však ne úplně.

Problémy s nábojovými pumpami se objevili i při implementaci softwaru, kdy docházelo k vybíjení kapacit nábojových pump. Z tohoto důvodu jsou prvky spínány složitěji než by bylo nutné při použití izolovaných zdrojů.

Samotný software, byl implementován do procesoru STM32F3 s jádrem CORTEX M4. Bylo využito discovery kitu s tímto procesorem. Výhodou tohoto kitu je především jednoduchost použití. Pro finální verzi řídicí jednotky je využití vývojového kitu nevhodné. Samotný software, přiložený na CD, je pouze vývojová verze která má do nasazení v ostré provozu daleko.

I přes výše zmíněné problémy se motor podařilo roztočit. Během těchto experimentů se motor projevoval značnými vibracemi. Bohužel naměřit řídicí veličiny motoru se nepodařilo, z důvodu vyhoření spínacích obvodů.

Do budoucna vidím řešení v překreslení desky střídače s tím že místo současných nábojových pump, které hoří a mají tendenci se vybijet, budou použité vhodnější spínací obvody. Například nábojové pumpy které umožňují trvalé sepnutí horního prvku nebo využití nezávislých izolovaných měničů. Po experimentálním odladění této verze, vidím jako vhodné umístit celý hardware na jednu desku.

10 SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1: Konstrukce BLDC motoru – vlevo outrunner; vpravo inrunner.....	3
Obr. 3.1: Principiální schéma řízení BLDC motoru.....	4
Obr. 3.2: Principiální schéma PWM regulace proudu, převzato [3] upraveno.....	5
Obr. 3.3: Principiální schéma hysterezní regulace proudu, převzato [3] upraveno.....	5
Obr. 3.4: Nezávislé spínání - bipolární.....	6
Obr. 3.5: Nezávislé spínání – unipolární PWM.....	7
Obr. 3.6: Nezávislé spínání - unipolární HIGH PWM.....	7
Obr. 3.7: Spínací diagram - nezávislé spínání prvků.....	7
Obr. 3.8: Komplementární spínání - bipolární.....	8
Obr. 3.9: Komplementární spínání - unipolární.....	9
Obr. 3.10: Spínací diagram - komplementární spínání prvků.....	9
Obr. 3.11: Čtyři kvadranty pro řízení motoru, převzato [7] upraveno.....	10
Obr. 3.12: Fázorový diagram BLDC motoru pohon - brzda, převzato [26], upraveno.....	11
Obr. 4.1: Konstrukce magnetického prstence pro detekci polohy pomocí hall-senzorů.....	12
Obr. 4.2: Porovnání výstupu hall-senzorů v závislosti na elektrickém umístění senzorů...	13
Obr. 4.3: Resolver, průběhy a schéma. Převzato z: [10].....	14
Obr. 4.4: Princip inkrementálního čidla, převzato [12], upraveno.....	15
Obr. 4.5: Příklad disku absolutního enkoderu, převzato [13].....	15
Obr. 4.6: Umělý střed vinutí.....	16
Obr. 4.7: Low side measurement – převzato [15].....	17
Obr. 4.8: High side measurement – převzato [15].....	18
Obr. 4.9: Příklad realizace Hallových proudových senzorů – převzato z [16].....	19
Obr. 5.1: Blok střídače.....	23
Obr. 5.2: Označení prvků střídače v universal bridge bloku.....	23
Obr. 5.3: Simulační schéma pohonu koloběžky.....	24
Obr. 5.4: PWM regulátor proudu.....	25
Obr. 5.5: Graf veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, PWM regulátor.....	26
Obr. 5.6: Detail grafu veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, PWM regulátor.....	27
Obr. 5.7: Hysterezní regulátor proudu.....	28
Obr. 5.8: Graf veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, hysterezní regulátor.....	29
Obr. 5.9: Detail grafu veličin v six-step komutaci, bipolární spínání, hysterezní regulátor.....	30
Obr. 5.10: Simulační schéma pro brzdu usměrňovačem.....	31
Obr. 5.11: Graf při brzdě usměrňovačem.....	32
Obr. 5.12: Detail grafu při brzdě usměrňovačem.....	33
Obr. 5.13: Regulační schéma brzdy reverzací.....	34
Obr. 5.14: Regulátor pro brzdu reverzací.....	34
Obr. 5.15: Graf při brzdě reverzací.....	35
Obr. 5.16: Detail grafu při brzdě reverzací.....	36
Obr. 5.17: Regulační schéma pro brzdu měničem.....	37
Obr. 5.18: Regulátor brzdy měničem.....	37
Obr. 5.19: Graf pro brzdu měničem.....	38
Obr. 5.20: Detail grafu pro brzdu měničem.....	39

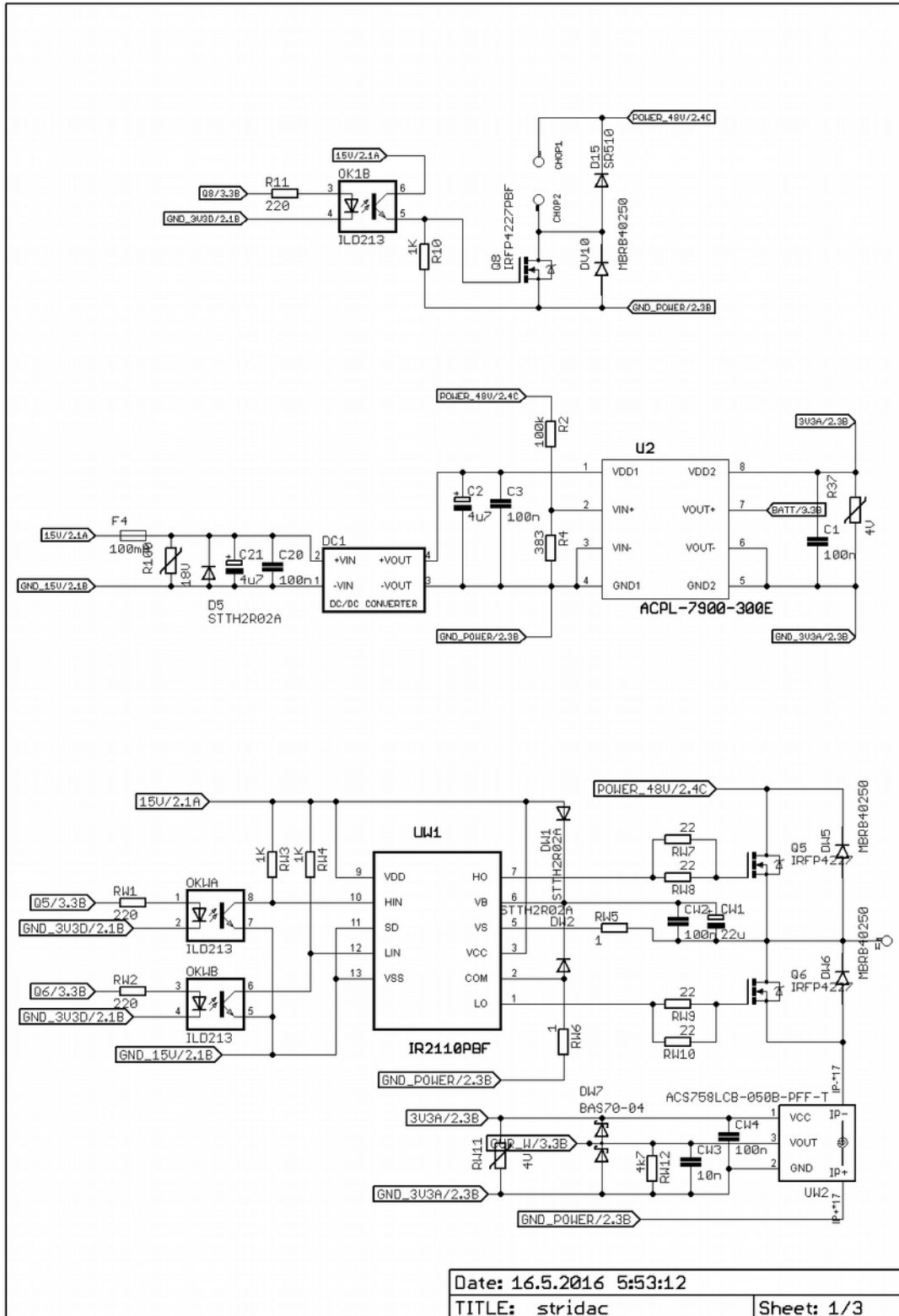
Obr. 6.1: Koloběžka určená k přestavbě, převzato [18].....	40
Obr. 6.2: Principiální schéma elektrokoloběžky.....	41
Obr. 6.3: Použitý BLDC motor.....	41
Obr. 6.4: Blokové schéma řídicí jednotky.....	42
Obr. 6.5 Schéma jedné větve střídače.....	43
Obr. 6.6 Bezpečná oblast provozu mos-fetu – převzato, upraveno [19].....	44
Obr. 6.7 Detail zapojení proudového senzoru ve větvi U.....	48
Obr. 6.8 Obvodové schéma chopperu.....	49
Obr. 6.9 Schéma měření napětí baterie.....	49
Obr. 6.10 Zapojení vstupního měniče.....	50
Obr. 6.11 Řešení podružných měničů.....	51
Obr. 6.12 Měřicí obvody páček.....	51
Obr. 7.1: Použitá metoda spínání prvků.....	52
Obr. 7.2 Schéma jedné větve střídače – před opravou.....	53
Obr. 7.3 Schéma jedné větve střídače - opravené.....	53
Obr. 7.4: Průběhy napětí na kapacitě nábojové pumpy (4), horním tranzistoru (1) a spodním tranzistoru (2) proti zemi pro fázi U.....	54
Obr. 7.5: Výstup střídače naprázdno; fáze U(1) , V(2) , W(3).....	54
Obr. 8.1: Blokové schéma procesoru, převzato [25].....	56
Obr. 8.2: Schéma AD- převodníku, převzato [25].....	57
Obr. 8.3: Schéma Timeru 2, převzato [25].....	58
Obr. 8.4: Časové průběhy timeru 2, převzato [25].....	59
Obr. 8.5: Schéma timeru 1, převzato [25].....	60
Obr. 8.6: Časové průběhy timeru 1, převzato [25].....	61
Obr. 8.7: Vývojový diagram řídicího softwaru.....	63

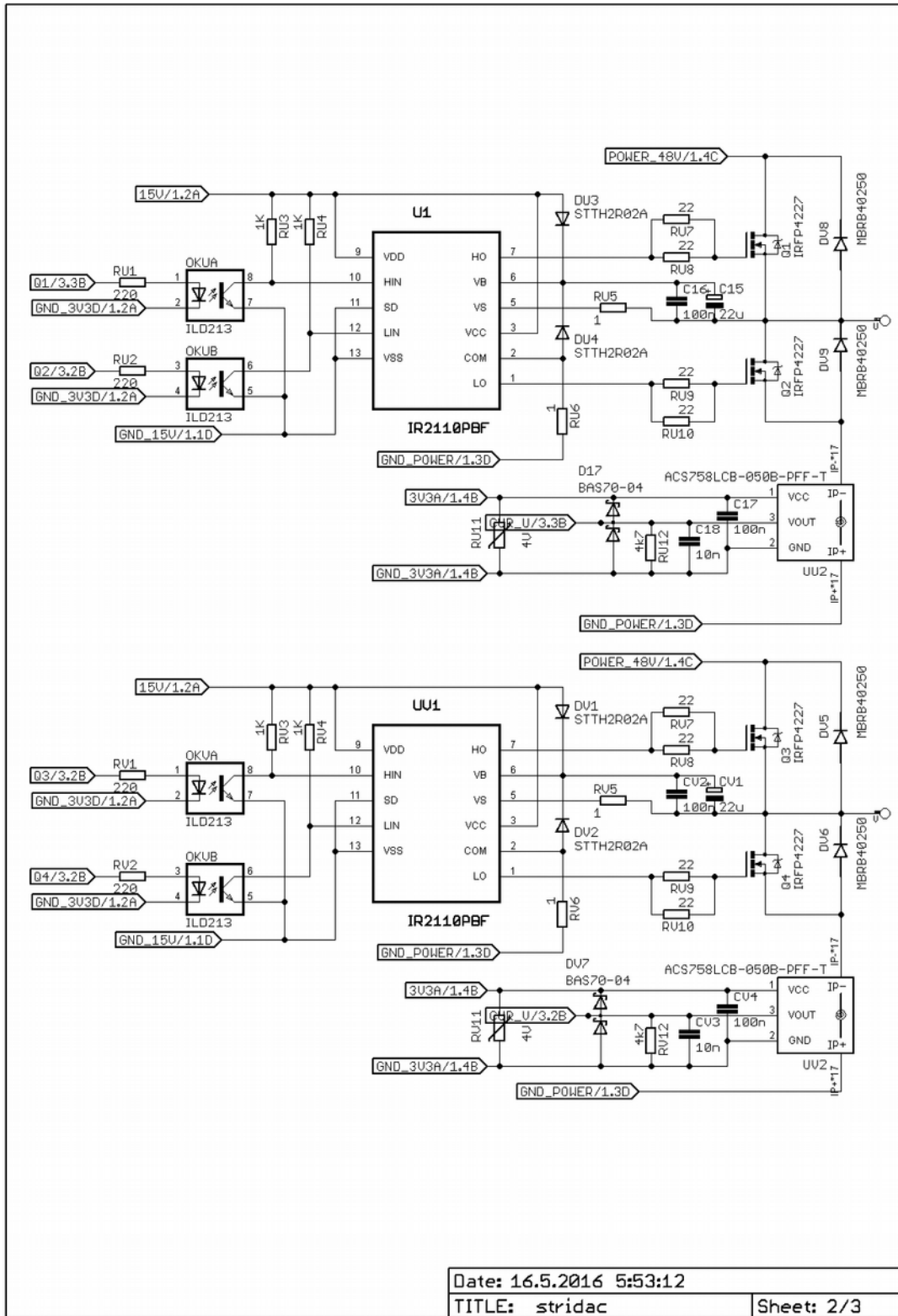
11 SEZNAM LITERATURY

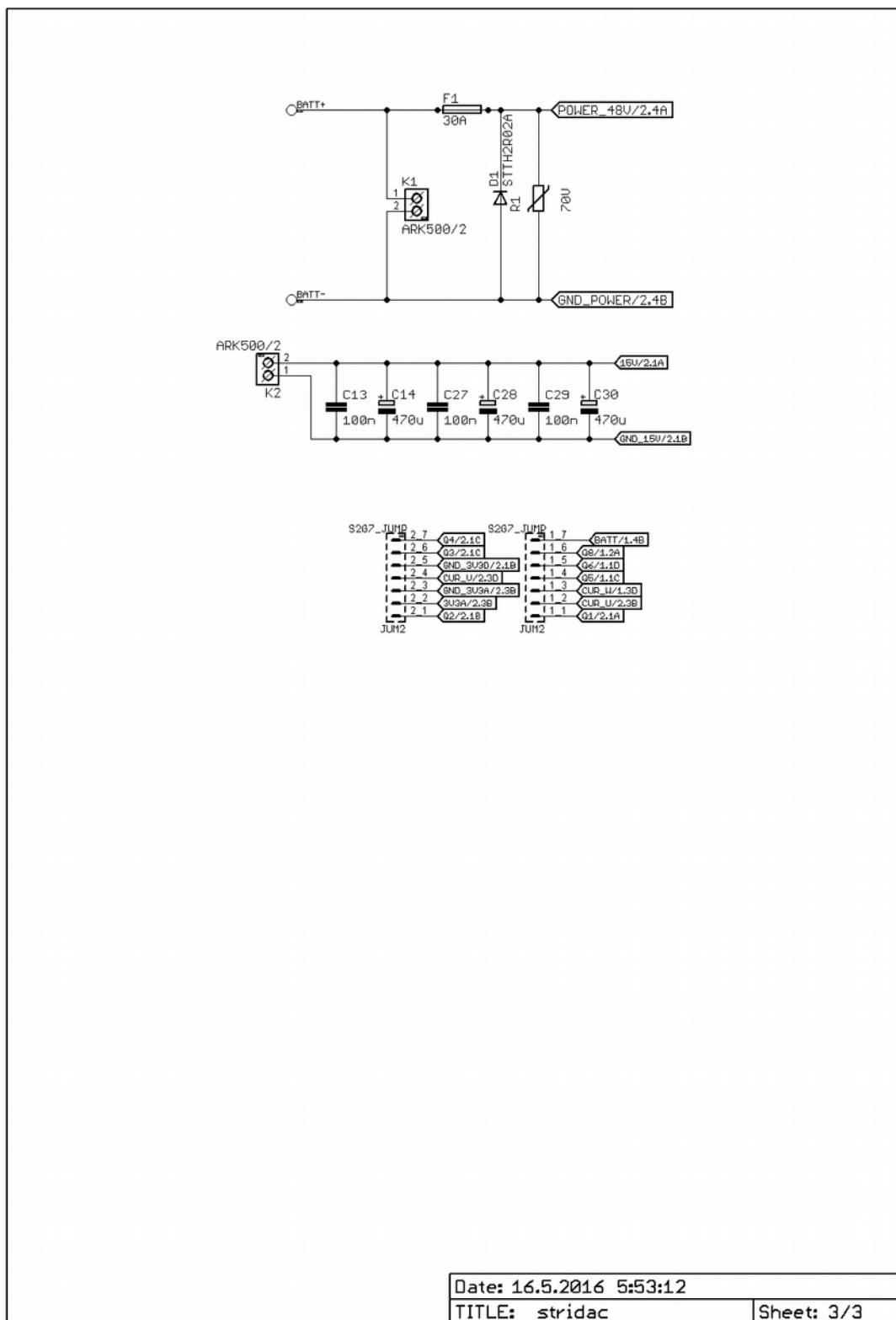
- [1] Texas Instruments , HardwareDesignConsiderationsfor an EfficientVacuumCleanerUsinga BLDCMotor[online], 2015, Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/slva654a/slva654a.pdf>
- [2] Abdulaziz Bello, Ibrahim Muhammad Kilishi, Muntaka Musa Bari, Usman Abubakar , Comparative Review Of PMSM And BLDCM Based On Direct Torque Control Method[online], 2014, Dostupné z: <http://www.ijstr.org/final-print/mar2014/Comparative-Review-Of-Pmsm-And-Bldcm-Based-On-Direct-Torque-Control-Method-.pdf>
- [3] Texas Instruments , TrapezoidalControlofBLDCMotorsUsingHallEffectSensors[online], 2013, Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq6/sprabq6.pdf>
- [4] NXP , Trapezoidal back EMF BLDC motor control techniques[online], 2012, Dostupné z: <http://www.nxp.com/files/industrial/doc/brochure/BBCNTRLBLDCART.pdf>
- [5] Ing. Jaroslav Lepka; Ing. Pavel Grasblum, PhD , Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory[online], 2011, Dostupné z: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1111.pdf
- [6] Freescale Semiconductor - Leonard N. Elevich , 3-Phase BLDC Motor Control with Hall Sensors Using 56800/E Digital Signal Controllers[online], 2005, Dostupné z: <http://cache.nxp.com/files/product/doc/AN1916.pdf>
- [7] Daniel Torres, Applications EngineerPatrick Heath, Marketing ManagerHigh-Performance Microcontroller DivisionMicrochip Technology Inc. , Regenerative Braking of BLDC Motors[online], 2008, Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Regenerative%20Braking%20of%20BLDC%20Motors.pdf>
- [8] FREESCALE , Small cost. Low power. Big Performance Introducing the MC56F8006/2 DSC Family[online], 2002, Dostupné z: https://www.nxp.com/files/training_pdf/LA_AW_CONTROLEDEMOTORES_PDF.pdf
- [9] ON Semiconductor , MC33035, NCV33035 Brushless DC Motor Controlle[online], 2014, Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC33035-D.PDF
- [10] pohonnatechnika.cz , Princip - Encoder[online], 2017, Dostupné z: <http://www.pohonnatechnika.cz/skola/encodery>
- [11] Donald Barnett , Resolver Vs Encoder[online], 2016, Dostupné z: http://www.optoresolver.com/help/tutorials/resolver_v_encoder.htm
- [12] Dr. Hugh Jack , eBook: Automating Manufacturing Systems; with PLCs [online], 2010, Dostupné z: http://engineeronadisk.com/book_plcs/plc_sensa3.html
- [13] Chuck Lewin , Position Encoder Deep Dive[online], 2010, Dostupné z: http://www.pmdcorp.com/news/articles/html/Position_Encoder_Deep_Dive.html

- [14] STMicroelectronics , APPLICATION NOTE SENSORLESS BLDC MOTOR CONTROL AND BEMF SAMPLING METHODS WITH ST7MC[online], 2007, Dostupné z: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00020086.pdf
- [15] LINEAR TECHNOLOGY , Current Sense Circuit Collection[online], 2005, Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an105fa.pdf>
- [16] Allegro MicroSystems , Hall Effect Current Sensing in Hybrid Electric Vehicle (HEV) Applications[online], 2010, Dostupné z: <http://www.allegromicro.com/en/Design-Center/Technical-Documents/Hall-Effect-Sensor-IC-Publications/Hall-Effect-Current-Sensing-In-Hybrid-Electric-Vehicle-HEV-Applications.aspx>
- [17] mathworks , Permanent Magnet Synchronous Machine[online], 2016, Dostupné z: <http://www.mathworks.com/help/phymod/sps/powersys/ref/permanentmagnetsynchronousmachine.html>
- [18] YEDOO , MEZEQ[online], 2015, Dostupné z: <http://www.yedoo.eu/cz/kolobezky-yedoo/yedoo-mezeq-new/v-brake.aspx#White%20Black>
- [19] INTERNATIONAL RECTIFIER , IRFP4227PbF[online], 2007, Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4227pbf.pdf>
- [20] ON SEMICONDUCTOR , MBRB40250TG[online], 2015, Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MBR40250-D.PDF
- [21] INTERNATIONAL RECTIFIER , IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF[online], 2005, Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>
- [22] INTERNATIONAL RECTIFIER , Application Note AN-97[online], 2007, Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>
- [23] STMicroelectronics , STTH2R02 Ultrafast recovery diode[online], 2006, Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1690253.pdf>
- [24] INTERNATIONAL RECTIFIER. , Design Tip: Bootstrap Component Selection For Control IC's.[online], 2001, Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/designntp/dt98-2.pdf>
- [25] STMicroelectronics , RM0316Reference manual[online], 2016, Dostupné z: http://www2.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/4a/19/6e/18/9d/92/43/32/DM00043574.pdf/files/DM00043574.pdf/jcr:content/translations/en.DM00043574.pdf
- [26] ZEMAN, Karel: *Výtah z přednášek předmětu KEV/ARP*, ZČU, 2013

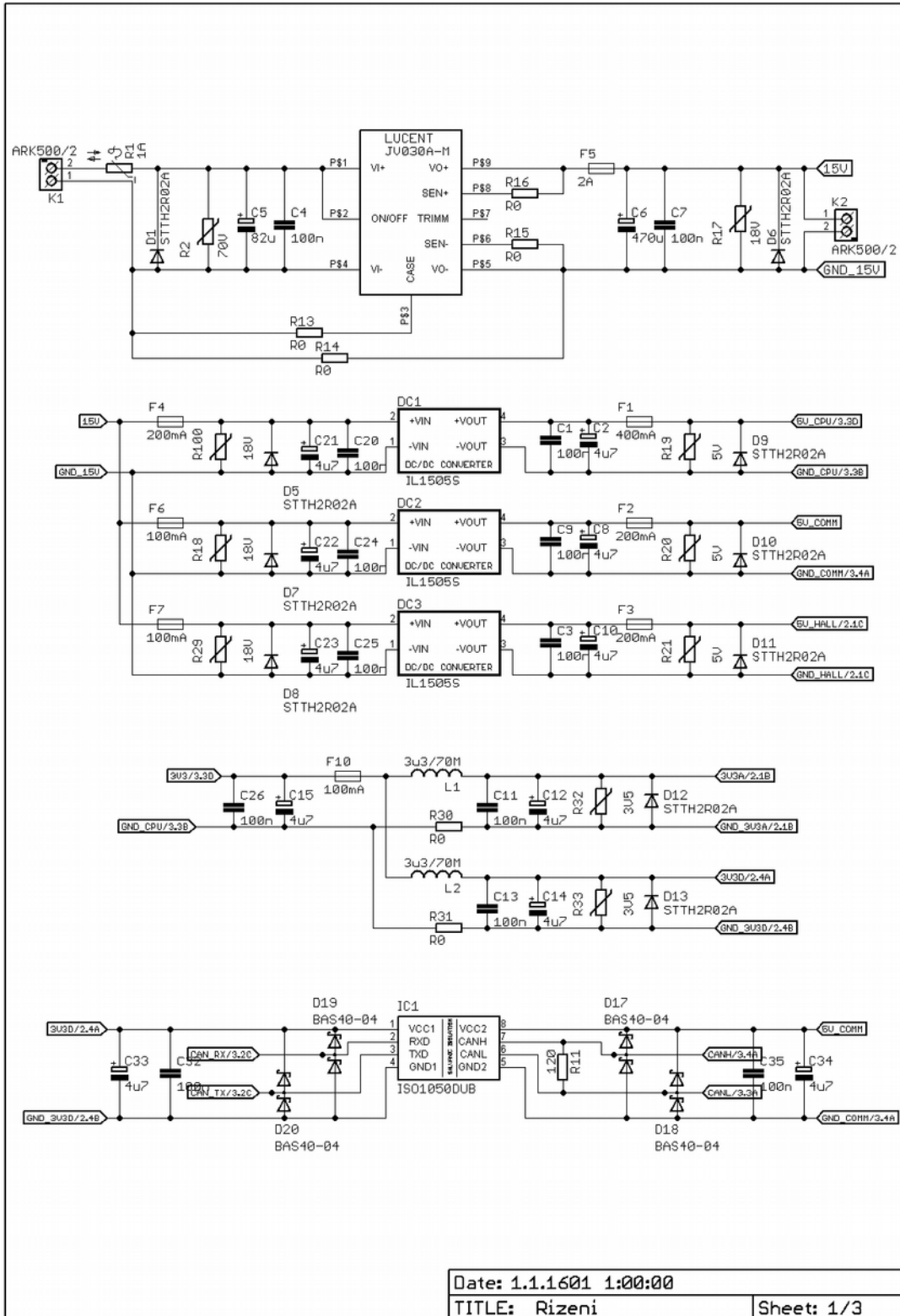
12 PŘÍLOHA 1 - SCHÉMA DESKY STŘÍDAČE



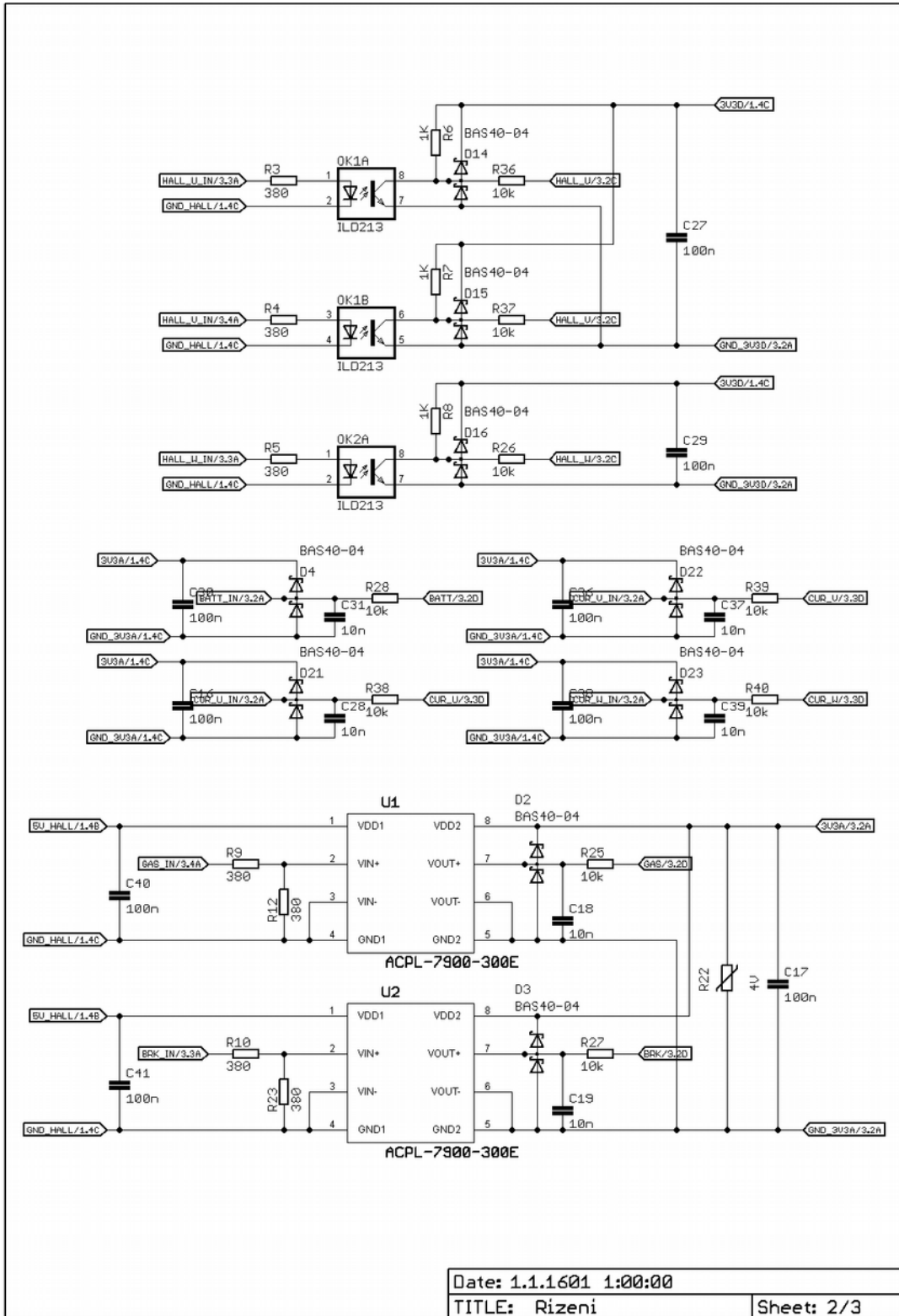




13 PŘÍLOHA 2 - SCHÉMA DESKY ŘÍZENÍ

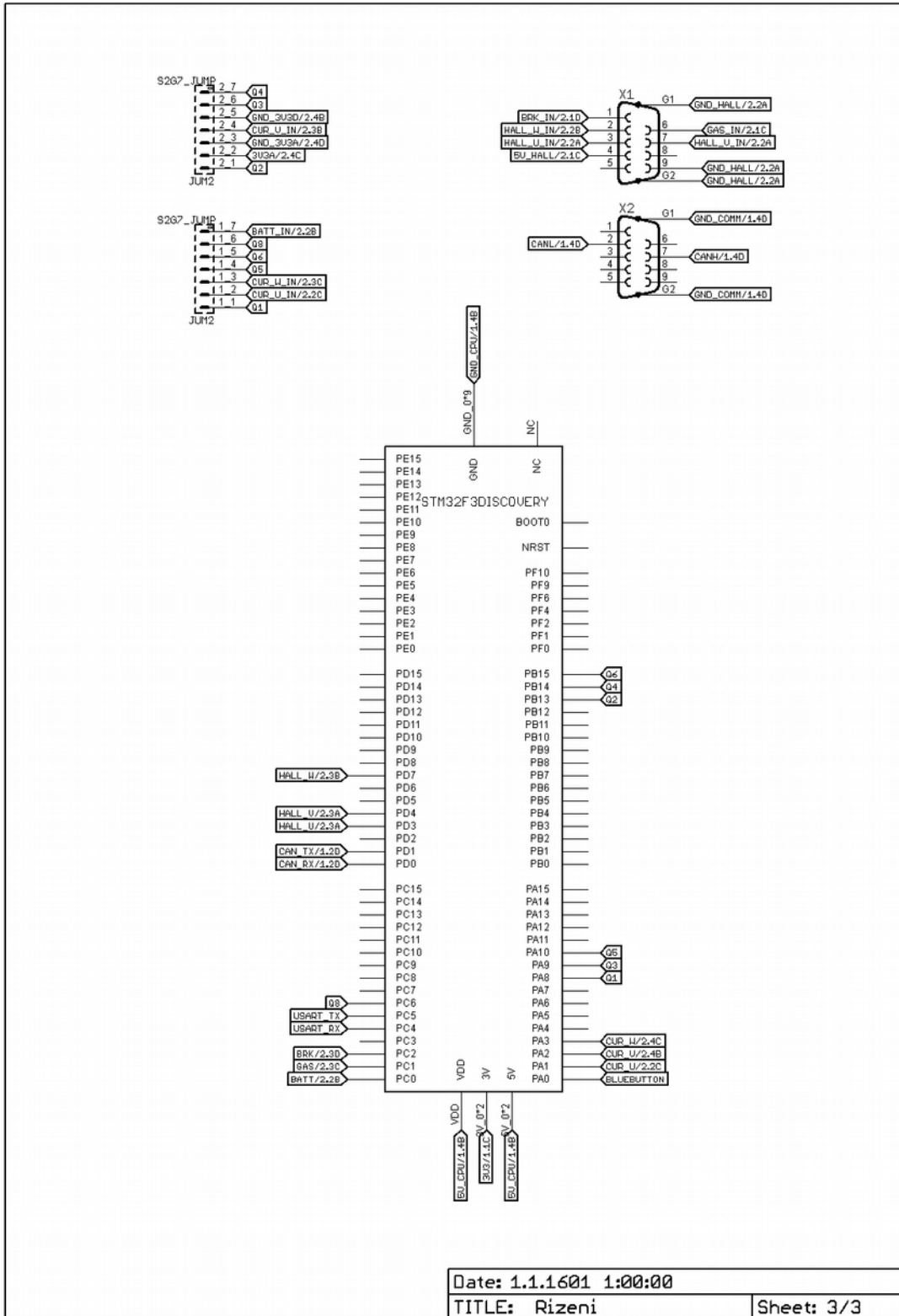


13 Příloha 2 - Schéma desky řízení



Date: 1.1.1601 1:00:00
TITLE: Rizeni
Sheet: 2/3

13 Příloha 2 - Schéma desky řízení



14 PŘÍLOHA 3 - > FOTO ŘÍDÍCÍ JEDNOTKY

