

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

**Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektrotechniky**

Pohon přední nápravy modelu elektromobilu

Diplomová práce

Vedoucí práce: Ing. Lubor Jirásek, CSc.

Student: Bc. Jan Vavrouš

květen 2014

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. VAVROUŠ Jan**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Pohon přední nápravy modelu elektromobilu**

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte dostupnou literaturu týkající se řízení bezkartáčových třífázových motorků i s ohledem na rekuperaci energie.
2. Na základě 1) vyberte vhodný motorek a navrhnete a realizujete pohonnou soustavu přední nápravy modelu elektromobilu s bezkartáčovým třífázovým motorkem s ohledem na rekuperaci energie.
3. Proveďte ověřovací měření.
4. Zhodnotte dosažené výsledky.
5. Navrhnete budoucí možná řešení.
6. Zařízení zůstane v majetku zadávajícího pracoviště.
7. Publikování výsledků dosažených v této práci je možné pouze se svolením zadavatele.

Seznam odborné literatury:

- [1] Programming manual-PM0056-STM32F10xxx. STMicroelectronics, 2013.
- [2] Microchip. Brushless DC Motor Fundamentals. AN885. 2003
- [3] www.irf.com - aplikační poznámky
- [4] HEXFETs Designers Manual HDM-1, Vol. 1 a 2. IRF.

Vedoucí: **Ing. Lubor Jirásek, CSc.**

Platnost zadání: 31. 8. 2015

L.S.

Prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 22. 1. 2014

Anotace

Tato práce se zabývá návrhem a realizací modulu budiče BLDC motoru pro přední nápravu modelu elektromobilu. Modul budiče využívá mikrokontrolér STM32F051. Práce zahrnuje volbu vhodného elektromotoru, volbu výkonových prvků a porovnání dvou variant realizace výkonového budiče.

Summary

This thesis deals with design and construction of BLDC motor controller unit for the front axle of model of electromobile. The controller unit is based on STM32F051 microcontroller module. The thesis includes choice of suitable electromotor, choice of power semiconductor and a comparison between two versions of controller unit realisation.

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu práce panu Ing. Luboru Jiráskovi, CSc za jeho odborné konzultace, ochotu a množství podnětů při tvorbě této práce. Také bych chtěl poděkovat svým rodičům za všeobecnou podporu v průběhu studia.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem bakalářskou práci s názvem „Pohon přední nápravy modelu elektromobilu“ vypracoval samostatně a použil k tomu úplný výčet citací použitých pramenů, které uvádím v seznamu přiloženém k práci.

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu §60 Zákona č .121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V dne
podpis

Obsah

| | |
|---|----|
| Úvod | 9 |
| 1 Stanovení cílů práce | 10 |
| 2 Rozbor zadání..... | 11 |
| 2.1 Ideový popis navrhovaného pohonu | 11 |
| 2.2 Ackermannova geometrie řízení | 11 |
| 2.3 Elektronický diferenciál | 13 |
| 2.4 BLDC motory - vlastnosti a řízení | 15 |
| 2.4.1 vlastnosti BLDC motorů | 15 |
| 2.4.2 Zjednodušený popis stejnosměrného motoru | 16 |
| 3 Návrh pohonné soustavy přední nápravy | 19 |
| 3.1 Výběr BLDC motoru..... | 19 |
| 3.2 Mikrokontrolér řady STM32F0..... | 21 |
| 3.2.1 AD převodník (ADC)..... | 21 |
| 3.2.2 DAC | 24 |
| 3.2.3 Advanced control timer | 25 |
| 3.2.4 SPI, USART, I2C | 26 |
| 3.3 Řízení motoru pomocí senzorů | 28 |
| 3.3.1 Snímání polohy rotoru..... | 29 |
| 3.3.2 Implementace řízení mikrokontrolérem | 31 |
| 3.4 Regulace proudu motoru | 34 |
| 3.4.1 Měření proudu motoru | 34 |
| 3.4.2 Regulátor proudu | 38 |
| 3.4.3 Proudová ochrana | 40 |
| 3.5 Budič elektrického motoru | 42 |
| 3.5.1 Varianta 1 | 47 |
| 3.5.2 Varianta 2 | 50 |
| 3.5.3 Porovnání variant | 51 |
| 4 Realizace výkonového budiče | 58 |
| 5 Měření dosažených parametrů..... | 61 |
| 6 Závěr..... | 66 |
| Obsah příloženého CD | 68 |
| Literatura | 69 |
| A. výrobní podklady..... | 70 |
| A.1. schéma – procesorová deska | 70 |
| A.2. DPS – procesor - vrstva TOP | 71 |
| A.3. DPS – procesor - vrstva BOTTOM..... | 71 |
| A.4. schéma – výkonová deska | 72 |
| A.5. DPS – výkon – vrstva TOP | 73 |
| A.6. DPS – výkon – vrstva BOTTOM | 73 |
| B. fotodokumentace | 74 |
| B.1. Osazený modul budiče motorů..... | 74 |
| B.2. Výkonová část modulu budiče motorů..... | 74 |
| B.3. Řídící část modulu budiče motorů – strana TOP | 75 |
| B.4. Řídící část modulu budiče motorů – strana BOTTOM | 75 |
| B.5. Prototyp třífázového můstku | 76 |
| B.6. Prototyp snižujícího mněniče pro variantu 2..... | 76 |
| B.7. Modul s procesorem stm32f0x | 77 |
| B.8. BLDC motor z CD-rom mechaniky se setrvačnickem | 77 |

Seznam obrázků

| | |
|---|----|
| 2-1 Blokové schéma přední nápravy | 11 |
| 2-2 zatáčení vozidla..... | 12 |
| 2-3 dráha kol..... | 12 |
| 2-4 mechanický diferenciál | 13 |
| 2-5 srovnání motorů - průběh napětí | 16 |
| 2-6 ekvivalentní schéma motoru | 16 |
| 2-7 Momentová charakteristika DC motoru..... | 17 |
| 2-8 pracovní režimy motoru | 18 |
| 3-1 ekvivalentní schéma vstupu ADC..... | 22 |
| 3-2 ochrana - vstup ADC | 23 |
| 3-3 analogový výstup - DAC | 25 |
| 3-4 jednotka TIMER1 | 26 |
| 3-5 ochrana vstupů - UART | 27 |
| 3-6 SPI - master/slave | 28 |
| 3-7 komutace BLDC motoru..... | 29 |
| 3-8 poloha senzorů - pokusný motor z CD-ROM | 30 |
| 3-9 výstup - Hallovy snímače..... | 30 |
| 3-10 okamžik komutace motoru..... | 31 |
| 3-11 přiřazení stavu výstupů mikrokontroléru komutačním stavům motoru | 31 |
| 3-12 komutační funkce..... | 32 |
| 3-13 autodetekce – změna stavu..... | 32 |
| 3-14 Zaznamenaná odezva stavu senzorů na změnu komutačního stavu | 33 |
| 3-15 vývojový diagram - komutace | 34 |
| 3-16 výpis z programu - filtrace senzorů | 34 |
| 3-17 čidlo proudu - vnitřní uspořádání..... | 35 |
| 3-18 schéma - měření proudu bočníkem | 36 |
| 3-19 proud motoru 50% PWM..... | 37 |
| 3-20 metoda měření proudu | 37 |
| 3-21 schéma I regulátoru | 39 |
| 3-22 regulace - odezva na jednotkový skok | 40 |
| 3-23 pracovní oblast tranzistoru IRF3707..... | 41 |
| 3-24 proudová ochrana..... | 42 |
| 3-25 třífázový můstek..... | 42 |
| 3-26 pouzdro D-PAK ztrátový výkon 2,5W | 43 |
| 3-27 pouzdro D-PAK ztrátový výkon 5W | 44 |
| 3-28 blokové schéma obvodu IR2101..... | 45 |
| 3-29 zapojení bootstrap | 45 |
| 3-30 komplementární spínání..... | 46 |
| 3-31 Zapojení pro jednu fázi | 47 |
| 3-32 synchronní usměrňovač | 48 |
| 3-33 účinnost zvyšujícího měniče v závislosti na střídě | 49 |
| 3-34 šířka pásma PWM pro frekvenci 5 kHz s střídou 7% | 49 |
| 3-35 graf závislosti jakosti indukčností na frekvenci..... | 50 |
| 3-36 zapojení pro jednu fázi varianta 2 | 50 |
| 3-37 porovnání variant | 51 |
| 3-38 aktivní zátěž | 52 |
| 3-39 mechanické ztráty – volnoběh, rozběh 400 mA..... | 53 |

| | |
|--|----|
| 3-40 rekuperace v. 1 porovnání při různém proudu motoru..... | 53 |
| 3-41 rekuperace v. 2 porovnání při různém proudu motoru..... | 54 |
| 3-42 rozběh v. 1 proud motoru 400 mA..... | 55 |
| 3-43 rozběh v. 2 proud 400 mA | 56 |
| 3-44 rekuperace v.2, proud motoru 200 mA | 57 |
| 4-1 snižující měnič modulu budiče | 58 |
| 4-2 řídicí logika snižujícího měniče | 59 |
| 5-1 měření - dead time | 61 |
| 5-2 měření - buzení hradla - doba náběhu | 62 |
| 5-3 měření - buzení hradla - doba sestupu | 62 |
| 5-4 měření - řídicí logika přepínání zdrojů | 63 |
| 5-5 měření - proudová ochrana – BREAK..... | 64 |
| 5-6 měření - výstupní proud 12,8 A | 65 |
| 5-7 měření se zátěží 64 mΩ, vstup 11,1 V | 65 |

Úvod

Využití elektřiny pro pohon není žádnou novinkou. Elektromotor byl bouřlivě rozvíjen ve druhé polovině 19. století prakticky souběžně se spalovacími motory. Již tehdy bylo využito podnětí řadou výhod (snadná regulace, velký měrný výkon, čistota provozu a spolehlivost).

Výhody elektromotorů přetrvávají až do dnešních dob. Měrný výkon se dále podařilo zvětšit použitím magnetů ze vzácných zemin (Neodym a podobné). Spolehlivost elektromotorů závisí především na mechanickém opotřebení. Nejslabším článkem je komutátor, proto nejspolehlivějšími motory jsou motory bezkomutátorové (například indukční či synchronní s permanentními magnety). Problémem těchto motorů je jejich regulace, kdy je třeba pro změnu otáček měnit frekvenci napájecího napětí. I tuto potíž se podařilo vyřešit použitím frekvenčních měničů s polovodičovými spínacími prvky.

Bezkomutátorové motory zaujímají stále větší podíl mezi elektromotory ve spotřební elektronice, ale i v průmyslu. Jako příklad uveďme pohon průmyslových čerpadel, pohon bubny automatické pračky, pohony ve výpočetní technice a v neposlední řadě pohony v prostředcích osobní i hromadné přepravy.

Na rozdíl od běžného automobilu elektromobil umožňuje získávat zpět energii například při brzdění (rekuperovat), a to právě díky pokročilým frekvenčním měničům. Celková efektivita provozu elektromobilů přispívá energetický koncept Smart-grids, kde se počítá s inteligentním řízením nabíjení akumulátorů v době přebytku elektrické energie v rozvodné síti.

Překážkou ve větším nasazení elektromotorů v osobní dopravě je obtíž spojená se skladováním elektrické energie. I přes bouřlivý vývoj elektrochemických zdrojů jsou i nejmodernější akumulátory stále drahé a těžké. Je však pouze otázkou času, kdy se elektromobil stane hlavním dopravním prostředkem.

1 Stanovení cílů práce

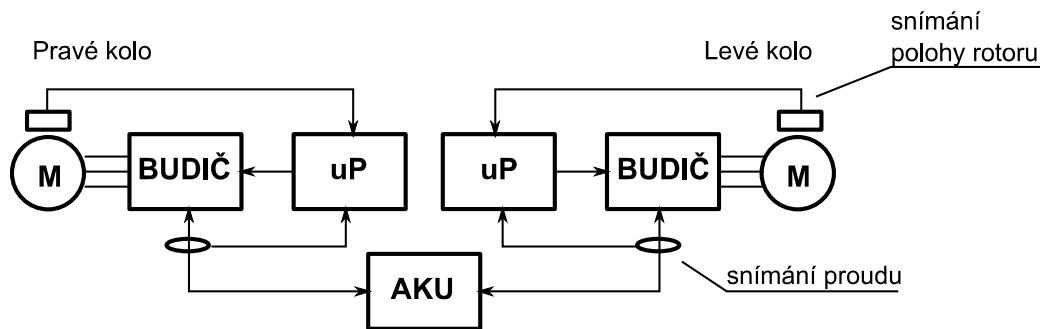
Cíl diplomové práce je navrhnout pohon přední nápravy modelu elektromobilu. Návrh bude zahrnovat volbu vhodného BLDC motoru a zdůvodnění tohoto výběru a návrh modulu řídicí elektroniky motorů.

Modul řídicí elektroniky motorů se bude sestávat z výkonové části - budiče elektromotorů a z procesorové jednotky. V návrh se bude zabývat řízením motorů z pohledu difference rychlosti otáčení kol, rozdělení točivého momentu a možností rekuperace při brzdění. Modul bude umožňovat komunikaci s případnou nadřazenou řídicí jednotkou. Pohon bude reagovat na povely řídicí jednotky.

2 Rozbor zadání

2.1 Ideový popis navrhovaného pohonu

S ohledem na mechanický návrh byl zvolen koncept, kdy každé kolo je samostatně hnané jedním motorem. Toto řešení je mechanicky nejjednodušší, neobsahuje rozvodovou hřídel ani diferenciál.

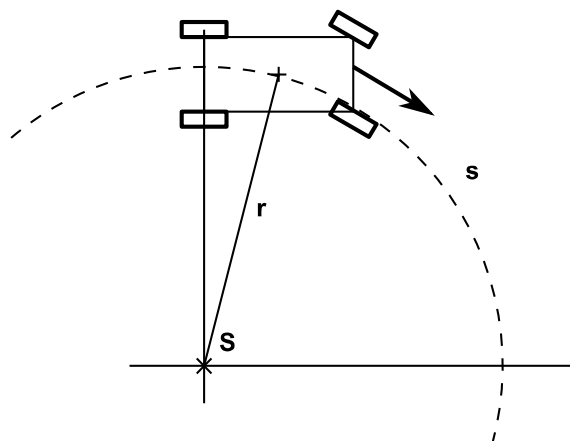


2-1 Blokové schéma přední nápravy

Základní myšlenka řízení obou motorů je vyobrazena na obr. 2-1. Pohon každého kola je možné nezávisle na sobě regulovat. energii pro pohon dodává akumulátor. Při brzdění je možné energii rekuperovat (ukládat zpět do akumulátoru).

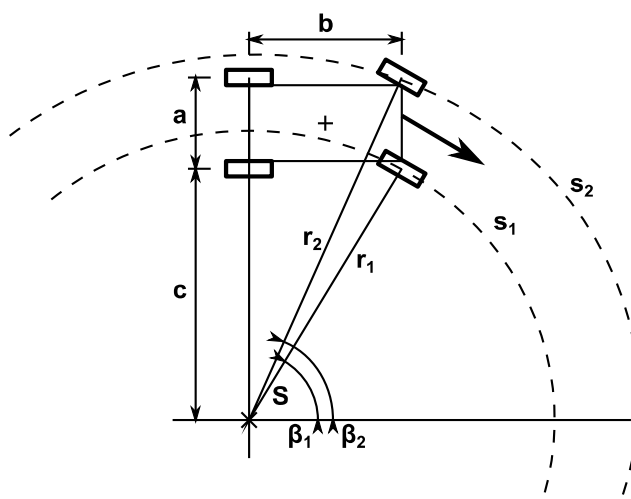
2.2 Ackermannova geometrie řízení

Mechanismus řízení kol automobilu obvykle obsahuje jednu pevnou nápravu (zadní) a jednu řiditelnou nápravu (přední). Změnou úhlu natočení předních kol (vyosením) se změří trajektorie vozidla. Trajektorií bude kružnice se středem S a poloměrem r .



2-2 zatáčení vozidla

Z obr. 2-2 je patrné, že každé kolo se pohybuje po dráze s jiným poloměrem. To znamená, že ani rychlost otáčení kol, ani dráha odvalování nebude shodná.



2-3 dráha kol

Aby se kola nepohybovala ve smyku a bylo tak dosaženo optimálního nastavení, musí v každém okamžiku osa kol tvořit tečnu k trajektorii odvalování. Tento způsob řízení je znám jako Ackermannův.

Vycházíme-li z předpokladu, že rychlost je úměrná dráze za čas, kde čas je pro obě kola stejný a tedy rychlost otáčení kol je úměrná dráze. Chceme-li zajistit, že se obě kola budou otáčet správnou rychlostí, musí platit že:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{r_1}{r_2} \quad (1)$$

Vzdálenosti r_1 a r_2 můžeme vyjádřit jako:

$$r_1 = \frac{c+a/2}{\cos(\beta_1)} \quad r_2 = \frac{c+a/2}{\cos(\beta_2)} \quad (2)$$

Poměr rychlostí ω_1/ω_2 je pak:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{\cos(\beta_2)}{\cos(\beta_1)} = \frac{\operatorname{tg}(\beta_2)}{\operatorname{tg}(\beta_1)} \quad (3)$$

Dosazením za $\operatorname{tg}(\beta_{1,2})$ získáme výsledný vztah:

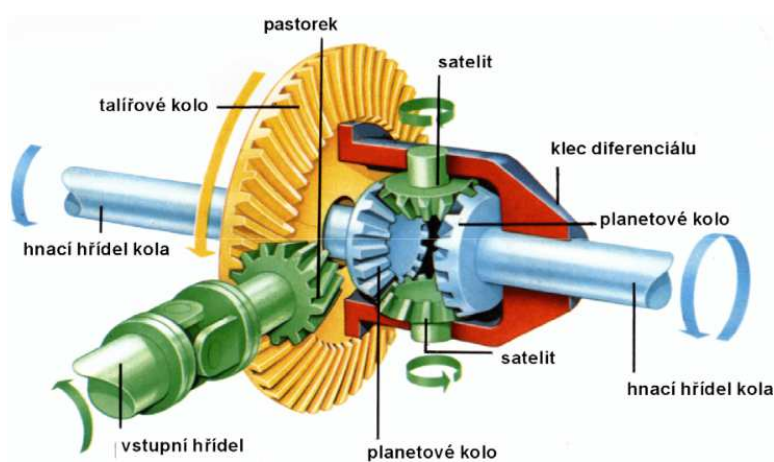
$$\operatorname{tg}(\beta_{1,2}) = \operatorname{tg}\left(\frac{c \pm a/2}{b}\right) = \operatorname{tg}\left(\frac{\operatorname{tg}(\beta) \cdot b \pm a/2}{b}\right) = \operatorname{tg}(\beta) \pm \frac{a}{2b}$$

$$\Rightarrow \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{\operatorname{tg}(\beta) + \frac{a}{2b}}{\operatorname{tg}(\beta) - \frac{a}{2b}} \quad (4)$$

Úhel β představuje střední úhel vyosení kol, v případě tříkolého vozidla by odpovídal vyosení předního kola. Tento vztah je možné využít například pro detekci proklouznutí kola v zatáčce, uvíznutí kola a podobně.

2.3 Elektronický diferenciál

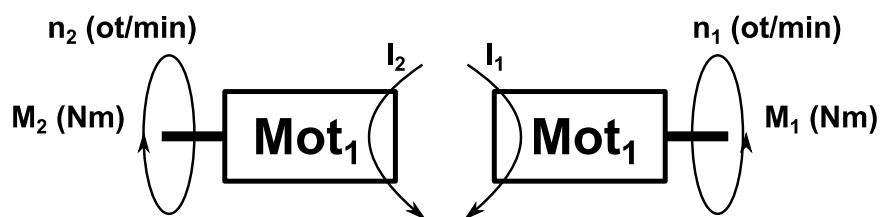
V automobilu obstarává rozdělení točivého momentu motoru diferenciál. Umožňuje každému kolu otáčet se odlišnou rychlostí při současném rovnoměrném rozdělení hnacího momentu.



2-4 mechanický diferenciál¹

¹ Převzato z [6]

Rovnoměrné rozdělení momentu dodává vozidlu stabilitu v zatáčkách. V některých případech je výhodné moment rozdělovat nerovnoměrně. Můžeme jmenovat dnes běžné systémy kontroly řízení jako například ASR (AntriebsSchlupfRegelung), EDL (Electronic Diferencial Lock) či ATTS (Active Torque Transfer Sytem) Všechny systémy se snaží eliminovat vlivy nerovnoměrné adheze vozovky (námraza atd.) změnou rozdělení momentu. Nejčastěji se tak děje přibrzděním kola. V případě systému ATTS se využívá rozdělovací převodovky.



Pro výstupní momenty platí pro jakékoliv n_1, n_2 :

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{I_2}{I_1} \quad (5)$$

Výhoda nezávislého pohonu kol elektromotory je proti mechanickému řešení značná jednoduchost, a tím i spolehlivost celku. Jak je uvedeno v kapitole 2.4.1, moment elektromotoru je přímo úměrný proudu procházejícím vinutím. Regulací proudu je tak přímo ovlivňován kroutící moment pohonu.

2.4 BLDC motory - vlastnosti a řízení

Motory BLDC neboli Brush-Less-DC motory. Spadají do kategorie točivých elektrických strojů s permanentními magnety („aktivním rotorem“). Jejich velká přednost je vysoká životnost a velký měrný výkon. Životnost motoru je stejná, jako u asynchronních strojů, a závisí prakticky jen na životnosti ložisek motoru.



4 kW BLDC motor²

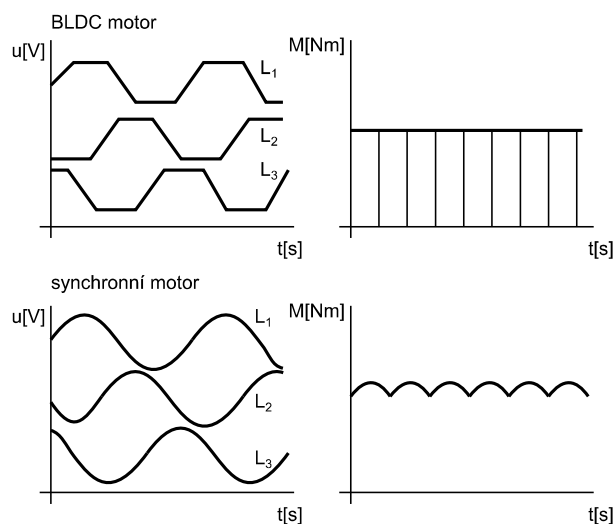
Možnou konkurencí BLDC motorům jsou tzv. reluktanční motory. Rotor je vyroben z feromagnetického materiálu a nevytváří vlastní magnetické pole („pasivní rotor“). Jsou výrobně levnější, ale jejich nevýhoda je složitější způsob řízení a menší výkonová hustota.

2.4.1 vlastnosti BLDC motorů

Konstrukčně se BLDC motory velmi podobají například synchronním motorům, popřípadě krokovým motorům. Podstatný rozdíl je ve způsobu řízení. BLDC motor obsahuje dvě a více vinutí (fází). Typicky se jedná o motory se třemi vinutími, tj. třífázové.

Napětí na vinutí synchronního motoru má sinusový průběh, zatímco napětí na cívkách BLDC motoru má z principu jeho řízení lichoběžníkový průběh. Krokový motor má rovněž neharmonický průběh napětí, avšak z podstaty funkce je jeho chod (průběh momentu) nespojitý, kdežto BLDC motor má v ideálním případě moment konstantní.

² Převzato z <http://www.rctigermotor.com>

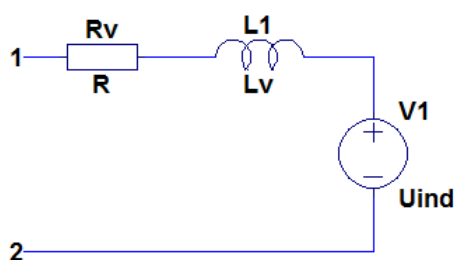


2-5 srovnání motorů - průběh napětí

Z pohledu řízení je BLDC motor velmi podobný klasickému stejnosměrnému motoru s permanentními magnety a komutátorem. Komutátor je zde nahrazen výkonovým budičem, který zabezpečuje komutaci proudu vinutími motoru. Tyto motory jsou tak někdy označovány jako EC motory (Eelectronically commutated).

2.4.2 Zjednodušený popis stejnosměrného motoru

Stejnosemřný motor se chová jako reálný zdroj napětí s parazitní indukčností. Napětí zdroje je úměrné úlové rychlosti rotoru (indukované napětí).



2-6 ekvivalentní schéma motoru

Chování stejnosměrného motoru můžeme s dostatečnou přesností určit podle následujícího vztahu:

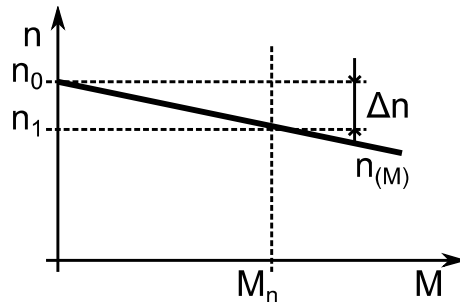
$$U_{1,2} = R_v \cdot I_v + L_v \frac{dI}{dt} + U_{ind} \quad (6)$$

Kde $U_{1,2}$ je napětí na svorkách motoru, R_v je odpor vinutí motoru, I_v proud vinutím a L_v indukčnost vinutí. Napětí U_{ind} je indukované napětí v anglické literatuře je toto napětí

označováno jako BEMF (Back Electromotive Force). Velikost tohoto napětí je přímo úměrná otáčkám motoru.

$$U_{ind} = k_n \cdot n \text{ (ot / min)} \quad (7)$$

Konstanta k_n je takzvaná rychlostní konstanta motoru. Konstanta bývá udávána výrobcem její fyzikální rozměr je $(\text{ot} \cdot \text{min}^{-1} \cdot \text{V}^{-1})$. Závislost otáček na zátěži udává tzv. momentová charakteristika motoru. Pro stejnosměrný motor vypadá typicky jako na obrázku 2.3-4:



2-7 Momentová charakteristika DC motoru

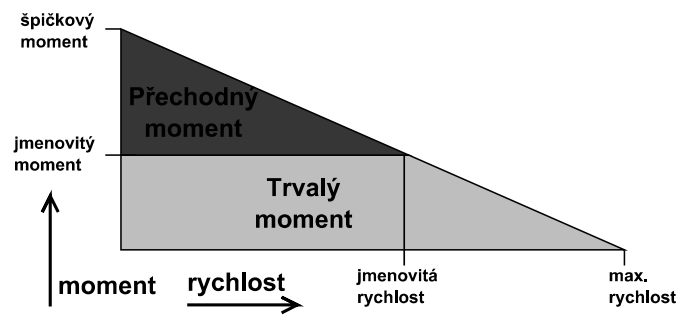
Zavedením momentové konstanty k_m a momentu motoru M dostaneme vztah pro rychlost otáčení motoru.

$$n = (k_n \cdot U) - \left(R_a \cdot \frac{k_n}{k_M} \right) \cdot M$$

$$M = k_M \cdot I \quad (8)$$

Jak vyplývá ze vztahu (8), otáčky motoru naprázdno jsou přímo úměrné napájecímu napětí, se vzrůstajícím zatížením M otáčky klesají se směrnici $R_a \cdot \frac{k_n}{k_M}$. Největší moment M_H tzv. záběhový moment je několika násobně větší, než jmenovitý moment, který je v trvalém provozu omezen ztrátami ve vinutí a následným ohřevem motoru.

Provozní režimy jsou znázorněny na obr. 2-8.



2-8 pracovní režimy motoru

Velmi důležitý je vztah (8) který vyjadřuje, že moment motoru je přímo úměrný proudu procházejícím vinutím.

3 Návrh pohonné soustavy přední nápravy

V kapitole 2.3 byla odůvodněna volba konceptu přímého náhonu pro každé kolo. Přímý náhon vyžaduje pohon s velkým krouticím momentem a relativně nízkými jmenovitými otáčkami.

3.1 Výběr BLDC motoru

BLDC motory se vyrábějí ve velmi širokém sortimentu. Jsou určeny pro nepřeberné množství aplikací, mezi nejvýznamnější příklady využití patří pohony ve výpočetní technice (CD-ROM mechaniky, pevné disky, ventilátory) v automatizační technice pro pohony klapek čerpadel a ventilů a také se stále častěji využívají pro pohon modelů letadel aut a vrtulníků v neposlední řadě také pro pohon elektro-kol a elektro-skútrů.

Pro pohon kol bylo zvoleno řešení s použitím bezkartáčového motoru se snímáním polohy rotoru. Existují i řešení bez senzorů založená na principu detekce průchodu indukovaného napětí nulou. Tyto motory jsou zpravidla levnější, avšak pro spolehlivou funkci se nemůže jejich pracovní oblast pohybovat v otáčkách blízkých nule (indukované napětí je pak příliš malé a nedetekovatelné). To je pro pohon modelu elektromobilu nepřijatelné, předpokládá se časté rozjíždění a zastavování.

Model elektromobilu je postaven na základě sériově vyráběného rádiem řízeného modelu. Byla upravena základová deska, tak, aby bylo možné zabudovat motory standardní velikosti 540 s přímým náhonem na kola.

Při volbě motoru jsem bral v úvahu následující parametry:

- Napájecí napětí 11,1 V (7,4 V) pro 3-článkovou resp. 2-článkovou baterii akumulátorů typu Li-Pol
- Nahrazení stávajícího pohonu motory s ekvivalentním výkonem (tzn. 150W)
- Maximální rychlost modelu 40km/h
- Přímý náhon kol o průměru 115mm.
- Dostupnost a přijatelná cena

Ze zadaných údajů můžeme určit maximální otáčky motoru, respektive kola, jako:

$$n = \frac{60 \cdot v}{s} = \frac{60 \cdot v}{\pi \cdot D_{kol.}} = \frac{60 \cdot 40 / 3,6}{\pi \cdot 0,115} \doteq 1840 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$$

Na základě vztahu (7) uvedeného v kapitole 2.4.2 můžeme dopočítat požadovanou konstantu k_n .

$$k_n = \frac{n_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1840}{7,4} \doteq 249 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}$$

Výběr motoru byl překvapivě snadný, jedinými komerčně dostupnými BLDC motory se senzory požadované výkonové kategorie jsou motory pro rádiem řízené modely aut. Motory se vyrábí ve standardní velikosti 540 a liší se počtem závitů statorových vinutí.

| závity | n_{\max} | P_{\max} | k_v |
|---------------|------------------------------|------------------------------|-------------------------|
| 22,5 | 12580 | 145 | 1700 |
| 17,5 | 16560 | 153 | 2300 |
| 13,5 | 23040 | 201 | 3200 |
| 10,5 | 27360 | 255 | 3800 |

3-1 tabulka parametrů BLDC motorů vel. 540

Obecně lze říci, že čím více závitů, tím menší je konstanta k_n , proto je nejvhodnější motor s 22,5 závity. Z důvodu výhodné nabídky byl zvolen motor se 17,5 závity značky NOSRAM (v.č. 91850).

Z tabulky lehce zjistíme maximální napětí a proud motorem jako:

$$U_{\max} = \frac{n_{\max}}{k_v} = \frac{16560}{2300} = 7,2 \text{ V} \quad I_{\max} = \frac{P_{\max}}{U_{\max}} = \frac{153}{7,2} \doteq 21,3 \text{ A}$$

Z výše vypočtené hodnoty maximálních jmenovitých otáček motoru n , můžeme dopočítat maximální provozní napětí U a výkon motoru P .

$$U = \frac{n}{k_v} = \frac{1840}{2300} = 0,8 \text{ V} \quad P = U \cdot I_{\max} = 0,8 \cdot 21,3 \doteq 17 \text{ W}$$

Z vypočtených hodnot je patrné, že motor bude provozován mimo pracovní oblast maximálního výkonu ($U_{max} = 7,2V$). Výkonové využití motoru bude limitováno na 11% jmenovité maximální hodnoty.

Pro účely testování principu modulu budiče a řízení motoru jsem použil motorek z CD-ROM mechaniky počítače viz. obrázek 2-1 v kapitole 3.3.1. Parametry motoru nejsou známe, přihlédneme-li k průměru použitého drátu (vinutí 0,2 mm), pak lze usuzovat, že maximální proud nebude větší než doporučené zatížení smaltovaného drátu průměru 0,2 mm (dle tabulek) přibližně 100 mA. Rovněž stejnosměrný odpor vinutí fáze je značný (1,9 Ω). Pokud dojde k chybě v řízení motoru, proud bude tímto odporem omezen a nedojde tak ke zničení spínacích prvků výkonového budiče dimenzovaného na maximální proud 10 A.

3.2 Mikrokontrolér řady STM32F0

Jak bylo uvedeno v kapitole 0 pro řízení je nutné použít spínací logiku. Pro vývoj řídicí jednotky jsem zvolil procesor firmy STMicroelectronics řady STM32F0. Procesor disponuje jádrem ARM Cortex M0 se sběrnici o šíři 32 bitů. Jedná se o nejnižší řadu 32 bit procesorů firmy ST, tomu odpovídá i cena použitého obvodu (STM32F051) přibližně 2\$.

Jádro ARM umožňuje efektivní implementaci kódu v jazyce C. Velká výhoda tohoto procesoru je také podpora rozhraní SWD (Serial wire debug). Toto rozhraní umožňuje sledovat stavy registrů a obsah paměti procesoru za běhu programu. Za další výhodu považuji možnost provozovat procesor s taktovací frekvencí až 48 MHz, výpočetní výkon je vysoký.

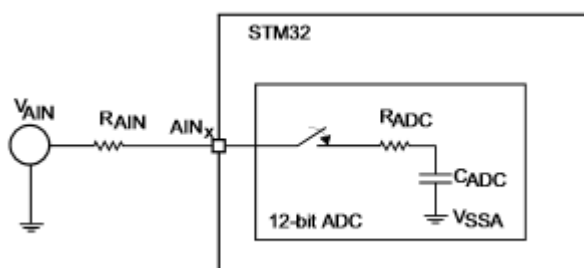
Pro aplikaci řízení výkonového budiče lze použít některé periferie procesoru.

3.2.1 AD převodník (ADC)

Jedná se o analogově-digitální převodník s postupnou aproximací a rozlišením 12 bit. Při taktování 14MHz je možné dosáhnout doby převodu až 1 μs . Periferie obsahuje 16-ti kanálový analogový multiplexer. Rozsah vstupního napětí nesmí překračovat napájecí napětí převodníku.

Předpoklad pro správnou funkci převodníku je kvalitní napájení analogové části, to znamená co nejmenší zvlnění napětí. Totéž platí i pro referenční napětí, u kterého je navíc kladen důraz na teplotní a časovou stabilitu. Periferie umožňuje i částečnou kompenzaci některých negativních vlivů AD převodníku (automatická kompenzace napěťového offsetu a interní bandgap reference 1,2 V). Referenční napětí je u každého procesoru individuálně změřeno a naměřená hodnota je zapsána do paměti (při $V_{ref} = V_{dda} = 3,3$ V).

Velmi důležité je nastavení doby vzorkování a volba vhodné kapacity na vstupu ADC. Tento převodník je založen na principu spínaných kapacit. Vstupní obvod si tak můžeme zjednodušeně znázornit viz. obr. 3-1.



3-1 ekvivalentní schéma vstupu ADC³

Z principu funkce SAR převodníku se spínanými kapacitami musí být vnitřní vzorkovací kondenzátor na počátku převodu nabit na referenční napětí U_{ref} . Poté je sepnut spínač vzorkovače, vstupem protéká proud úměrný rozdílu potenciálu na vstupu a na vzorkovacím kondenzátoru.

$$U_{ADC} = \frac{1}{C_{ADC}} \int_0^{T_s} I_{C_{ADC}}(t) dt = (U_{ref} - U_{in}) \cdot e^{-\frac{T_s}{(R_{ADC} + R_{AIN}) \cdot C_{ADC}}} \quad (9)$$

$$U_{ADC} = (U_{ref} - U_{in}) \cdot e^{-\frac{T_s}{(R_{ADC} + R_{AIN}) \cdot C_{ADC}}}$$

Chyba převodu je pak dána rozdílem napětí na vstupu a na vzorkovacím kondenzátoru. Obvykle se snažíme, aby chyba nebyla větší než 0,5 LSB.

$$Err = U_{AIN} - U_{ADC} \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^N} \quad (10)$$

³ převzato z [7]

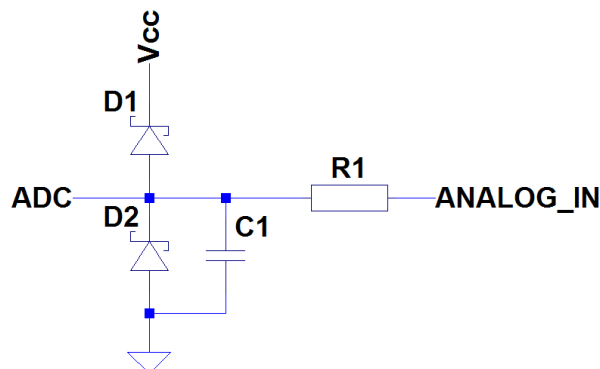
Maximální přípustný vstupní odpor AD převodníku jako

$$R_{Ainmax} = \frac{T_s}{f_{ADC} \cdot C_{ADC} \cdot \ln(2^{N+1})} - R_{ADC} \quad (11)$$

Pro zvolenou dobu vzorkování $T_s = 1,7 \mu s$ a frekvenci hodin převodníku $f_{ADC} = 24 \text{ MHz}$. Kapacita $C_{ADC} = 8 \text{ pF}$, uvažované rozlišení 10 bit. Maximální odpor bude určen dosazením do vztahu (11).

$$R_{Ainmax} = \frac{T_s}{f_{ADC} \cdot C_{ADC} \cdot \ln(2^{N+1})} - R_{ADC} = \frac{1,7 \mu s}{25 \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \cdot \ln(2^{11})} - 1000 \doteq 115 \Omega$$

Pro ochranu vstupů jsem se rozhodl zařadit do zapojení Schottkyho diody, které omezí případné přepětí/podpětí. Pro omezení proudu Schottkyho diodou D1 a D2 je zařazen sériový rezistor R1. V katalogovém listu mikrokontroléru je stanoven maximální rozsah napětí na vstupu jako $V_{SS} - 0,3 \text{ V}$ až 4 V .



3-2 ochrana - vstup ADC

Stanovíme-li si požadavek, že analogový vstup musí trvale snést napětí v rozsahu $+5 \text{ V}$ až -1 V . Použitá Schottkyho dioda BAT54 má propustné napětí $V_F = 300 \text{ mV}$ při proudu $I_F = 1 \text{ mA}$. Požadovanou hodnotu rezistoru R1 pak určíme jako:

$$R_{1_min_ -} = \frac{U_{R1}}{I_R} = \frac{U_{in} - U_F}{I_F} = \frac{-1 + 0,3}{-0,001} = 700 \Omega$$

$$R_{1_min_ +} = \frac{1 - 0,3}{0,001} = 700 \Omega$$

Bohužel maximální vstupní odpor $R_{ainmax} < R_{I_min}$, proto je nutné přidat kondenzátor C1, který zajistí nižší impedanci na vstupu převodníku, ovšem za cenu omezení šířky pásma vstupního signálu. Vzhledem k vzorkovací frekvenci 10 kHz je dokonce i vhodné omezit šířku pásma RC článkem se zlomovou frekvencí 10 kHz. Zvolíme-li $C1 = 10 \text{ nF}$ pak pro dobu vzorkování T_s můžeme určit ekvivalentní impedanci:

$$Z = \frac{1}{2\pi fC} \approx \frac{T_s}{2\pi C} = \frac{1,7 \cdot 10^{-6}}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \doteq 27 \Omega$$

Platí že $R_{ainmax} > Z$, dopočítáme hodnotu R1, tak aby bylo dosaženo zlomové frekvence 10kHz.

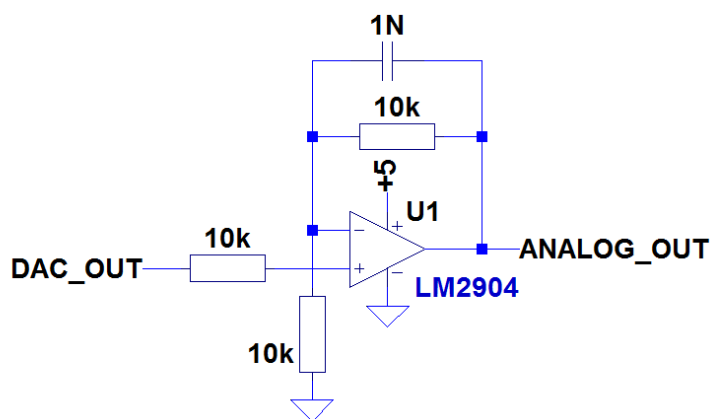
$$R1 = \frac{\tau}{C1} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-9}} = 10 \text{ k}\Omega$$

3.2.2 DAC

Výhoda použitého mikrokontroléru STM32F051 je integrovaný DAC (Digitálně-Analogový převodník) s rozlišením 12 bitů. Obvod obsahuje výstupní buffer a umožňuje pracovat přímo do zátěže 5 k Ω .

Z principu funkce DAC je převod velmi rychlý, omezením je pouze odezva výstupního bufferu. Pro převod dat je možné využít DMA kontrolér, tím se ušetří strojový čas jádra mikrokontroléru. Výstup lze použít například při vývoji zařízení k zobrazování okamžitých hodnot analogových veličin v programu mikrokontroléru na obrazovce osciloskopu.

Pro větší robustnost návrhu byl přidán na výstup zesilovač; odděluje tak mikrokontrolér a chrání jej před nechtěným přetížením či poškozením (zkratování výstupu a pod.)



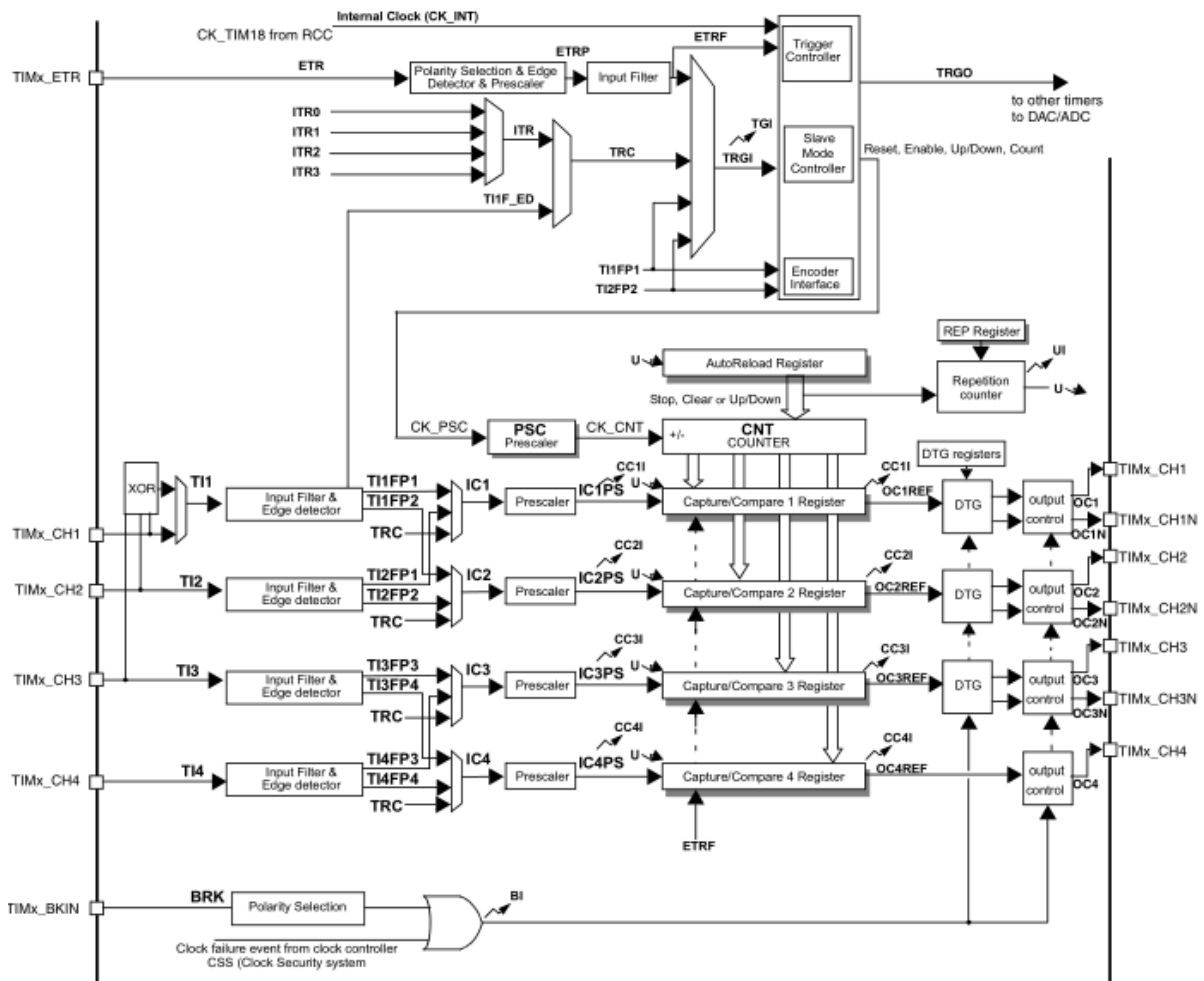
3-3 analogový výstup - DAC

Šířka pásma zesilovače je pro potlačení rušení omezena na 100 kHz filtrem prvního řádu typu dolní propust.

3.2.3 Advanced control timer

Použitý mikrokontrolér je vybaven celkem sedmi čítači/časovači. Čítače TIM1, TIM15, TIM16 a TIM17 mají komplementární výstupy, jsou předurčeny pro řízení (spínání) výkonových součástí v můstku (polomostu).

Jednotka časovače TIM1 umožňuje nezávisle řídit čtyři komplementární kanály. Jedná se o 16-ti bitový čítač s funkcí „capture/compare“ a nastavitelnou vstupní děličkou kmitočtu.



3-4 jednotka TIMER1⁴

Další zajímavá a užitečná funkce je funkce BREAK. Jednotka čítače umožňuje nastavit stav výstupů v klidovém stavu. Jakmile je na vstup procesoru přiveden signál BREAK jednotka okamžitě uvede výstupy do definovaného klidového stavu.

Pro řízení komplementárních výstupů je jednotka časovače vybavena tzv. deat-time generátorem, ten umožňuje programově nastavit časovou prodlevu pro spínání high a low side tranzistorů. Podrobněji v kapitole 3.5.

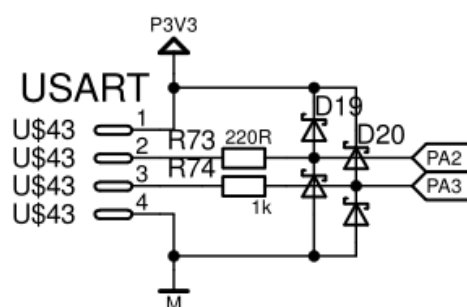
3.2.4 SPI, USART, I2C

Mikrokontrolér je vybaven periferiemi pro komunikaci s okolím. Je vybaven dvěma nezávislými jednotkami USART, SPI a I2C.

⁴ Převzato z [8]

Pro komunikaci mezi počítačem a mikrokontrolérem jsem zvolil rozhraní USART. Důvod je v jednoduché a přímé podpoře tohoto rozhraní programy jako například Hyperterminál apod. Pokud je pro komunikaci s počítačem použit bezdrátový modul, je počítač od mikrokontroléru galvanicky oddělen.

Ochrana vstupů mikrokontroléru byla realizována obdobně jako v případě analogového vstupu viz. kapitola 3.2.1. Hodnota rezistoru R74 byla zvolena jako $R74 = 1\text{ k}\Omega$.



3-5 ochrana vstupů - UART

Výstup mikrokontroléru (signál TX – pin PA2) je typu push-pull, hodnota rezistoru R73 je proto volena s ohledem na maximální dovolený proud (sink/source, $I_{IO} = \pm 25\text{ mA}$) pro nejhorší případ, kdy výstup v log. 0 připojíme na $U_{max} = 5\text{ V}$ a výstup v log. 1 připojíme na $U_{min} = -1\text{ V}$ jako:

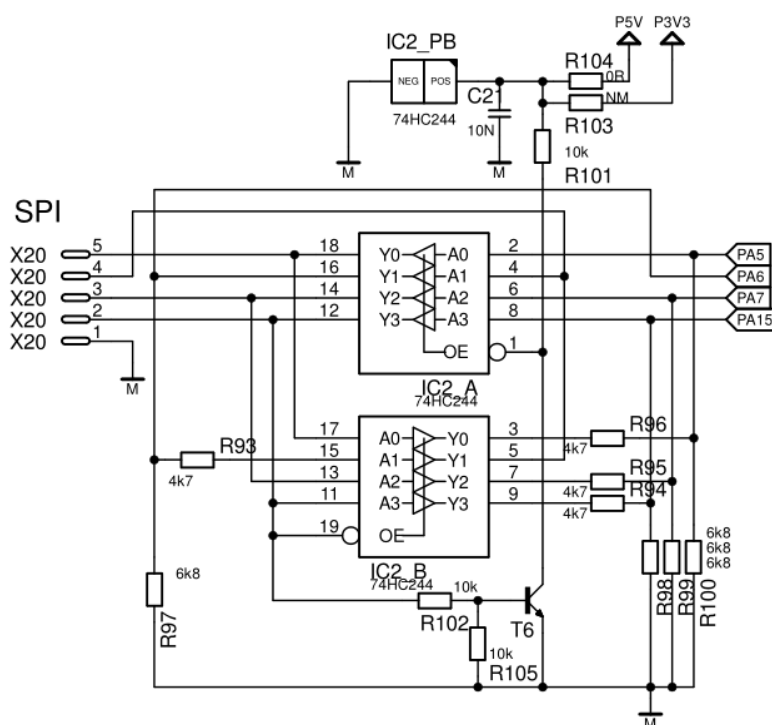
$$R_{73_min_+} = \frac{U_{max} - U_{CC} - U_F}{I_{max_+}} = \frac{5 - 3 - 0,5}{25 \cdot 10^{-3}} = 60\ \Omega$$

$$R_{73_min_-} = \frac{U_{min} - U_{CC} + U_F}{I_{max_-}} = \frac{-1 - 3 + 0,5}{-25 \cdot 10^{-3}} = 140\ \Omega$$

Hodnota rezistoru R73 proto byla zvolena jako $R73 = 220\Omega$.

Elektronika modelu elektromobilu bude obsahovat modul řízení přední nápravy, zadní nápravy a řídicí jednotku. Jako komunikační rozhraní mezi moduly byla zvolena sběrnice SPI. Především pro svou rychlost a možnost snadné implementace multi-slave komunikace. Uvažovalo se i o konceptu topologie „daisy-chain“.

Aby byl návrh flexibilní, byl navržen obvod, který umožňuje přepínat roli zařízení ve sběrnici (master/slave). Obvod je založen na integrovaném obvodu 74HC244 jedná se o 8-bit buffer s třístavovými výstupy. Integrovaný obvod zároveň slouží jako ochrana procesoru.



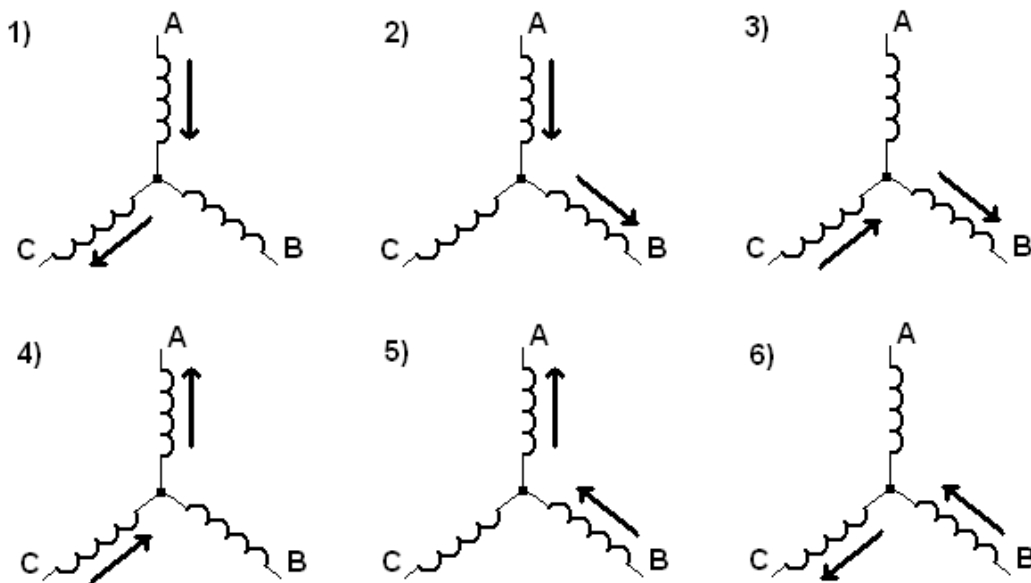
3-6 SPI - master/slave

Osazením rezistorů R104, R103 se volí napájecí napětí budiče, a tím i napěťová úroveň na sběrnici SPI (3 V/5 V). Integrovaný obvod 74HC244 je schopen akceptovat proud protékající parazitními diodami ve struktuře obvodu o velikosti až ± 25 mA. Sběrnici je schopen budit proudem až ± 35 mA. Protože je sběrnice použita pouze v rámci uzavřeného systému další ochranné prvky nebyly zahrnuty, pro rozšíření ochrany by bylo vhodné za konektor na vstupy/výstupy budiče sériové ochranné rezistory 220Ω .

3.3 Řízení motoru pomocí senzorů

Řídicí obvod u BLDC motorů zabezpečuje komutaci proudu vinutími statoru tak, aby byl zajištěn optimální pracovní bod, ve většině případů je optimem co největší kroutcí moment. Vytvoření točivého magnetického pole je zajištěno sekvenčním spínáním výstupních obvodů (budiče). Třífázové vinutí může být provedeno ve dvou konfiguracích „hvězda“ a „trojúhelník“.

Jeden z možných způsobů komutace je zobrazen na obrázku 2-1. Jedná se v praxi o nejobvyklejší způsob řízení. Proud protéká současně pouze dvěma cívkami, vinutí třetí cívky je v ten okamžik zakončeno naprázdno.



3-7 komutace BLDC motoru⁵

Komutace třífázového BLDC motoru má 6 stavů, tj. stav se mění každých 60° elektrické otáčky.

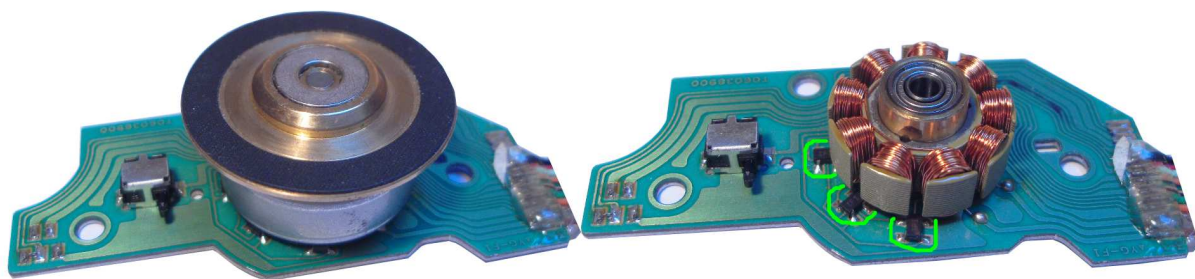
3.3.1 Snímání polohy rotoru

Pro zjištění polohy rotoru se v motoru používají Hallovy snímače. Pracují na principu Hallova jevu (působení Lorenzovy síly na nosiče elektrického náboje).

$$U_H = R_H \cdot \frac{IB_y}{d} \quad (12)$$

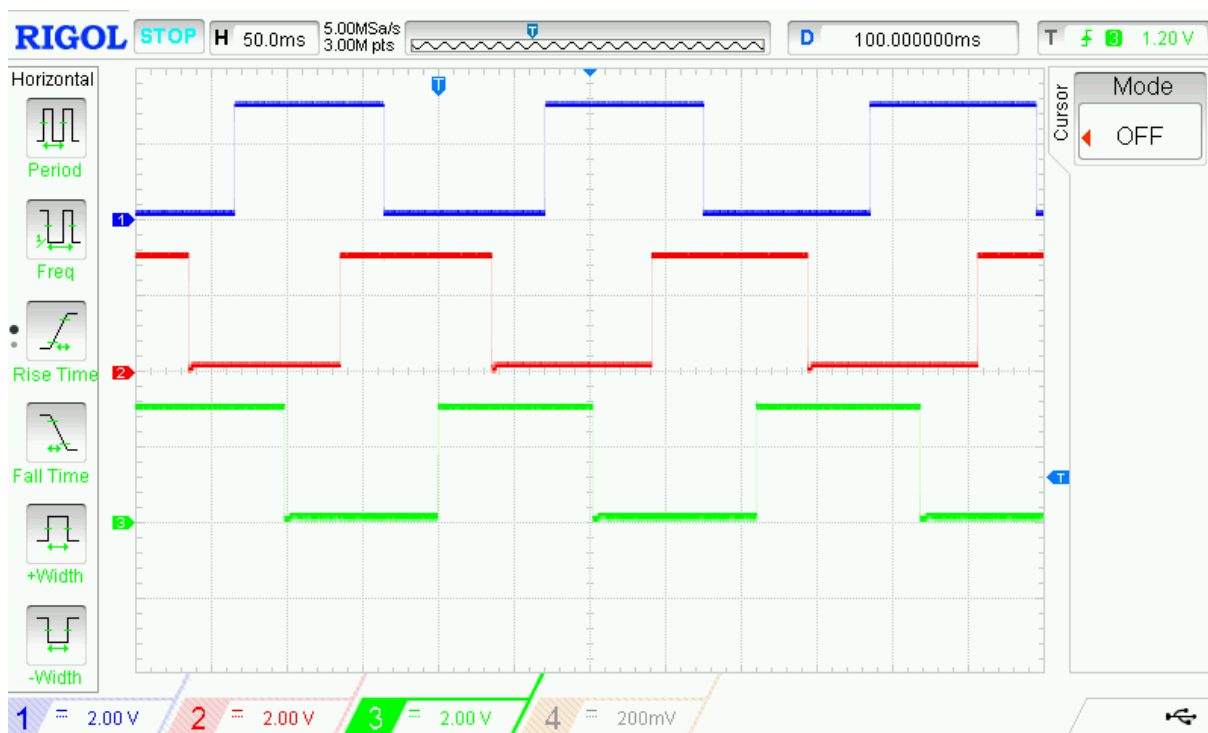
Výstupní signál je funkce velikosti magnetické indukce. Může být spojitý v případě Hallových snímačů bez integrované elektroniky, nebo logický – dvoustavový. S výhodou se využívá magnetické pole rotoru. Vhodným umístěním snímačů získáme fázově posunuté signály, jež je možné snadno zpracovat, a vyhodnotit tak okamžik komutace motoru.

⁵ převzato z [2]



3-8 poloha senzorů - pokusný motor z CD-ROM

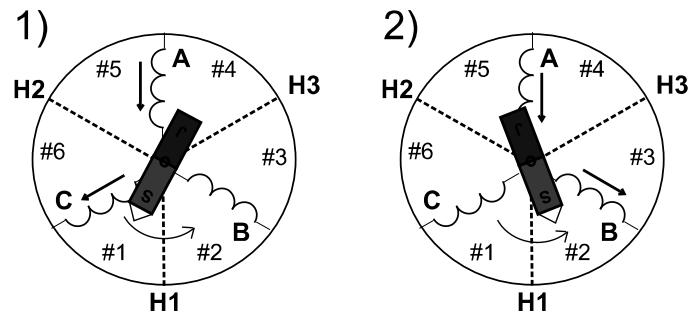
Motorek na obrázku obr. 3-8 je BLDC motorek z CD-ROM mechaniky počítače. Pro detekci polohy používá výrobce diskrétní Hallovy snímače, pro zpracování signálu jsou použity komparátory. Po roztočení motorku byl na výstupech komparátorů zachycen následující průběh.



3-9 výstup - Hallovy snímače

Komutace motoru nastává v okamžiku, kdy se rotor snaží zaujmout svou stabilní polohu (magnet (rotor) zaujme takovou pozici, kdy je magnetický indukční tok maximální možný). Pozice snímačů polohy rotoru by měla být taková, aby právě v tento okamžik došlo ke změně stavu jejich výstupů.

Průběh komutace ze stavu 1 do stavu 2 je patrný z obrázku 3-10. Písmeny A, B, C jsou označena vinutí motoru. Označení H1, H2 a H3 představuje pozice halových senzorů (komutace nastane poté, co pomyslná osa magnetu - šipka přejde přes znázorněnou pozici senzoru – čárkované čáry).



3-10 okamžik komutace motoru

3.3.2 Implementace řízení mikrokontrolérem

Na základě závislosti výstupů snímačů polohy a proudu procházejícím vinutími můžeme sestavit komutační funkci. V tomto případě je funkce vyjádřena tabulkou. Konkrétní realizace tabulky se vždy bude lišit pro různá zapojení motoru (pořadí fází, pořadí senzorů)

```

/* extension bit - table - motor0
* | C | B | A | x | phase
* =====
* |Hi Lo|Hi Lo|Hi Lo| xxx | driver switch connection
* P | 8 7 | 6 5 | 4 3 | 210 | hex
* -----
* 0 | 1 0 | 1 0 | 1 0 | 000 | 150
* 1 | 1 0 | 0 0 | 0 1 | 000 | 108
* 2 | 0 0 | 1 0 | 0 1 | 000 | 048
* 3 | 0 1 | 1 0 | 0 0 | 000 | 0c0
* 4 | 0 1 | 0 0 | 1 0 | 000 | 090
* 5 | 0 0 | 0 1 | 1 0 | 000 | 030
* 6 | 1 0 | 0 1 | 0 0 | 000 | 120
* > | 0 0 | 0 0 | 0 0 | 000 | 000
* -----
*/

```

3-11 přiřazení stavu výstupů mikrokontroléru komutačním stavům motoru

Každá fáze má přiřazeny 2 bity (Hi, Lo), ty představují označení spínacích prvků výkonového budiče (High-side, Low-side). Podrobněji v kapitole 3.5.

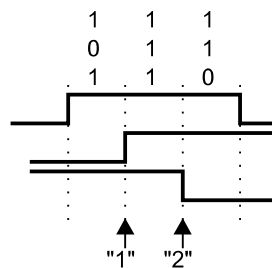
```

// hall sensor state
// -----
// a  b  c  |  state
// -----
// 0  0  0  |  0
// 0  0  1  |  6
// 0  1  0  |  2
// 0  1  1  |  1
// 1  0  0  |  4
// 1  0  1  |  5
// 1  1  0  |  3
// 1  1  1  |  0

```

3-12 komutační funkce

Za účelem usnadnění vytváření komutační tabulky jsem vytvořil program pro autodetekci polohy sensorů. Po spuštění je motor postupně uveden do všech šesti komutačních stavů. Na základě odezvy sensorů na přechod ze současného do následujícího stavu je automaticky vytvořena komutační tabulka. Program autodetekce je popsán následujícím postupem



3-13 autodetekce – změna stavu

- 1) Uvedeme výstupy (budič) do stavu 1 až do ustálení.
- 2) Mějme 3 stavové registry m1, m2 a m3, do kterých je uložen stav vstupů / výstupů snímačů). Registr m1 obsahuje stav vstupů odpovídající ustálenému stavu výstupů 1. Do dalších registrů jsou zapisovány změny stavů vstupů (nepřepisují se).
- 3) Výstupy jsou uvedeny do stavu 2, čeká se do ustálení. Může nastat několik následujících situací viz. tabulka **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**
- 4) Pro stav výstupů 2 přiřadíme stav vstupů (110), jedná se o v pořadí poslední dosažený stav. Tímto způsobem se určí kombinace vstupů pro všech 6 stavů výstupů

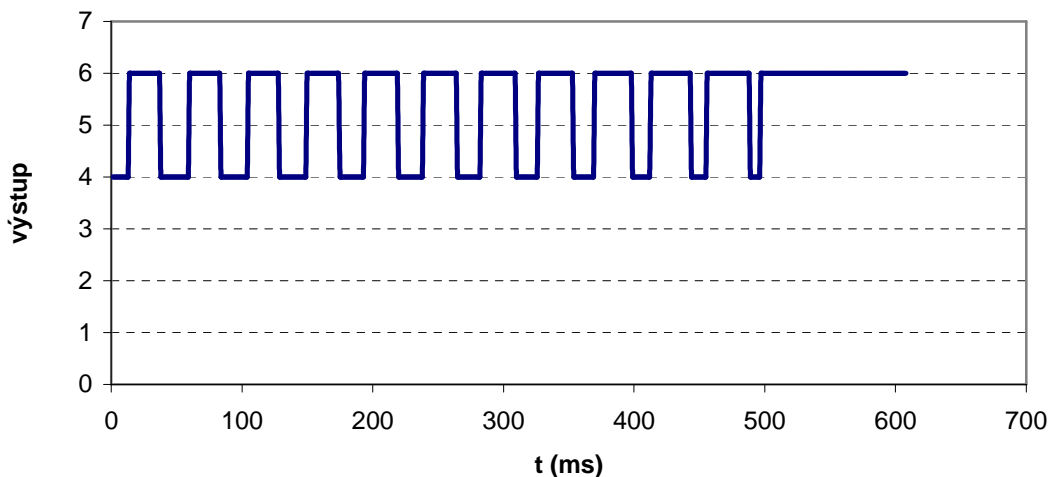
| | M1 | M2 | M3 |
|-----|-----|-----|-----|
| I | 101 | 111 | 110 |
| II | 101 | 111 | x |
| III | 111 | 110 | x |
| IV | 111 | x | x |
| V | 101 | x | x |

Tabulka 3-2 možné stavy - autodetekce

- I) ustálená poloha ve stavu výstupů 1 odpovídá kombinaci 101, ve stavu 2 odpovídá kombinaci 110, stav 111 je vlivem mechanických nesymetrií pouze přechodný, nebo došlo k překmitu, čímž ustálenému stavu 2 odpovídá kombinace 111.
- II) Podobně jako I) pouze nedošlo k překmitu.
- III) Zde ustálená poloha ve stavu výstupů 1 odpovídá kombinaci 111
- IV) Motor se nepohnul, nebo nastala jiná chyba (možnost zvýšení výkonu)
- V) Stejně jako v IV).

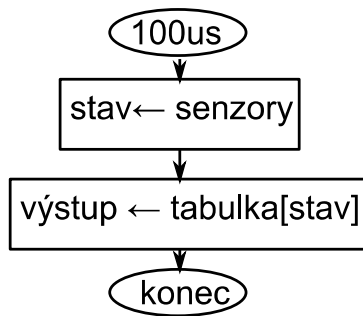
Pro druhý stav hledáme okamžik změny z 111 na 110, respektive stav 110, to představuje spínání s optimálním předstihem. Pravděpodobnost, že by nastala možnost II) je malá, téměř vždy nastane jistý překmit, proto nebudu o této možnosti dále uvažovat.

Reverzního chodu bude dosaženo obráceným postupem v posloupnosti stavů.



3-14 Zaznamenaná odezva stavu senzorů na změnu komutačního stavu

Vlastní princip řízení motoru je velmi jednoduchý. S jistou periodou (konkrétně 100 μ s) je vzorkován stav senzorů polohy, na základě vytvořené komutační tabulky je vybrán odpovídající stav výstupů.



3-15 vývojový diagram - komutace

Protože docházelo k zákmitům, snažil jsem se tento jev potlačit. Níže uvedeným způsobem se dokonce podařilo nežádoucí zákmity zcela odstranit.

```

void bldc_next(void){
  static uint8_t state, prevState, event, prevEvent, elRev;
  //static uint32_t comutPeriSum;
  state = decoder[bldc_getSensState()];
  event = (state^prevState);
  prevState = state;
  if ((event != 0)&&(event != prevEvent)){
    prevEvent = event;
    if ((status & BLDC_STATUS_BRAKE) && (status & 0x04)) bldc_setState(0); //brzda
    //else if(status & BLDC_STATUS_FREE) bldc_setState(7); //volnobeh
    else bldc_setState(state);
  }
}
  
```

3-16 výpis z programu - filtrace senzorů

Použitý způsob filtrace je založen na principu stavového automatu. Stav senzorů se vyhodnotí jako validní pouze pokud předchozí stav senzorů odpovídá předchozímu stavu komutační funkce.

3.4 Regulace proudu motoru

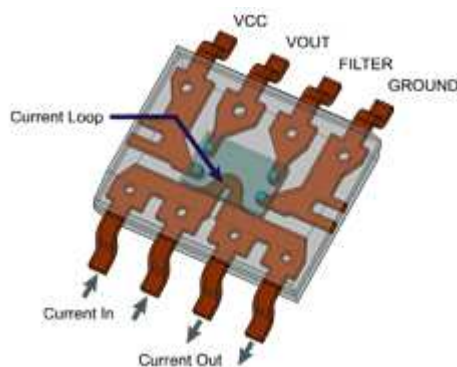
3.4.1 Měření proudu motoru

Pro účel zpětnovazebního řízení elektrického motoru je nezbytně nutné měřit proud protékající vinutím motoru. Jak bylo řečeno v kapitole 2.4.2 moment motoru je přímo úměrný procházejícímu proudu.

Vzhledem k uvažované možnosti rekuperace a s přihlédnutím k výkonu motorů je nutno měřit proud kladný i záporný v řádu jednotek až desítek ampérů.

Stejnoseměrný proud můžeme měřit na základě dvou principů. První možnost je měření velikosti magnetické indukce způsobené průchodem proudu vodičem. Druhá možnost je použití odporového bočnicku.

Integrovaná čidla pracující na principu měření magnetické indukce využívají pro určení její velikosti Hallův jev. Malé napětí je zesíleno integrovaným zesilovačem. Příklad těchto integrovaných proudových senzorů je obvod firmy Allegro MicroSystems. Výhoda je především v galvanickém oddělení měřeného obvodu, dobrá přesnost i citlivost. Pro použitý obvod ACS711 jsou to následující parametry: chyba $\pm 4\%$, citlivost 55 mV/A a rozsah $\pm 25\text{A}$ při minimálním úbytku napětí (vnitřní odpor 1,2 m Ω).

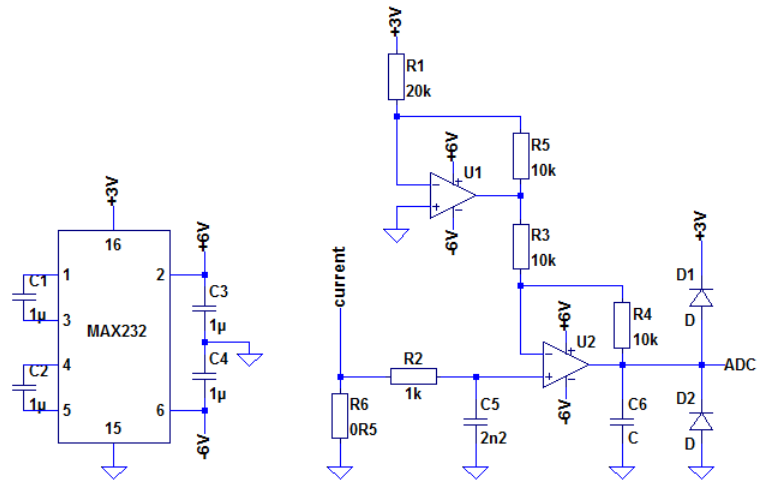


3-17 čidlo proudu - vnitřní uspořádání⁶

Pro ověření funkce výkonového budiče jsem se rozhodl pro měření proudu pomocí bočnicku. Důvodem je řádově menší maximální proud „zkušebního“ motoru. Citlivost v pracovní oblasti ($\pm 0,5\text{A}$ max.) by byla nedostatečná. Ve finální verzi bude výhodné použít integrovaný senzor vzhledem k větším proudům (až 20 ampérů).

Bočník je galvanicky spojený se zemí, protože proud může téci oběma směry, je nutné vyřešit zesílení a posun úrovně signálu tak, aby ho bylo možné měřit pomocí AD převodníku procesoru (rozsah 0 až 3 V). Pro zesílení signálu jsem použil operační zesilovač, který vstupní signál zesílí dvakrát a posune úroveň signálu o 1,5 V ($V_{DDA}/2$). Pro napájení operačního zesilovače je pro potřebu záporného napětí použita nábojová pumpa obvodu MAX232. Při napájení +3 V je na nezátíženém výstupu (č. 2, 6) $\pm 6\text{V}$.

⁶ převzato z www.allegromicro.com



3-18 schéma - měření proudu bočníkem

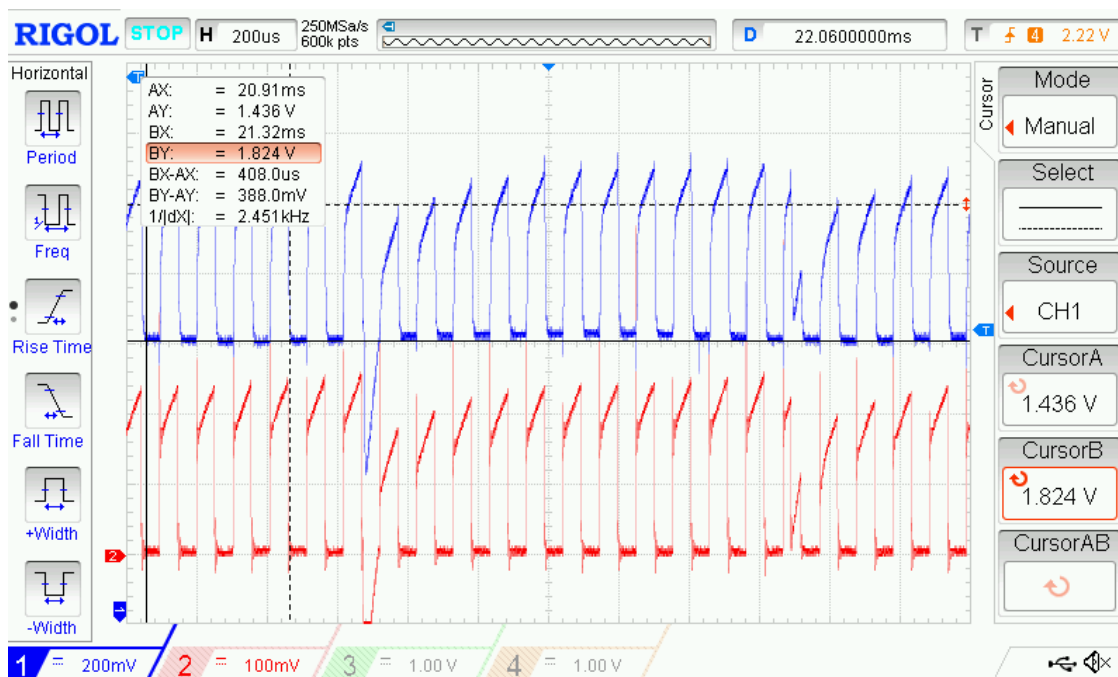
Výstupní stejnosměrné napětí (ADC) můžeme zjednodušeně vyjádřit jako:

$$U_{out} = \frac{U_{CC}}{2} + R6 \cdot I \cdot \left(1 + \frac{R3}{R4}\right) = \frac{U_{CC}}{2} + I \quad (13)$$

D1 a D2 jsou Schottkyho diody a slouží k ochraně analogového vstupu. Napájení operačního zesilovače je dostatečně „měkké“, proto jsem nepoužil ochranný odpor.

3.4.1.1 Zpracování signálu

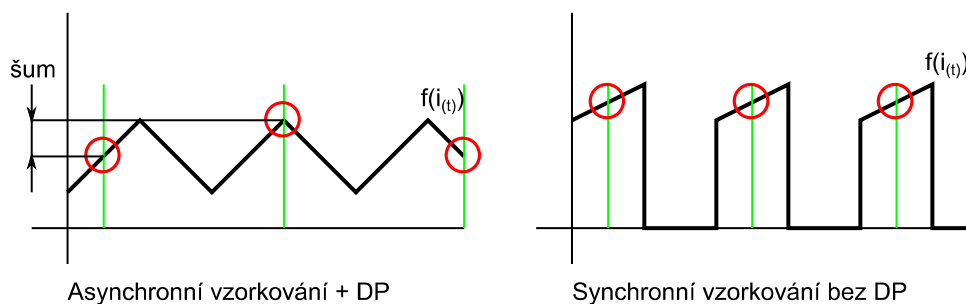
Na vstupu AD převodníku můžeme pozorovat signál průběhu proudu motoru, viz obrázek 3-19. Průběh „2“ představuje průběh napětí přímo na bočníku R6, průběh „1“ je signál U_{out} .



3-19 proud motoru 50% PWM

Tento signál se sestává z PWM pulzů, kdy v aktivním stavu je patrný téměř lineární nárůst proudu na indukčnosti vinutí a v neaktivním stavu je proud bočníkem nulový (uzavírá se přes tranzistory můstku budiče, viz kapitola 3.5).

Signál je možné nejprve upravit pomocí filtru typu dolní propust (DP), čímž získáme střední hodnotu proudu. Pokud tento signál budeme asynchronně vzorkovat, dojde ke vzniku aliasingu.



3-20 metoda měření proudu

Z toho důvodu je výhodnější použít metodu synchronní detekce. Signál je vzorkován pokaždé ve stejný okamžik (přesně v polovině impulsu). Díky této metodě není nutné tolik omezovat šířku pásma užitečného signálu dolní propustí, a zbytečně tak zvětšovat setrvačnost systému (zpomalovat jeho odezvu).

Další nežádoucí jev patrný z obrázku 3-19 je kolísání proudu na počátku komutace. Jedná se o přechodový jev způsobený indukčností vinutí motoru, kdy je k vinutí, kterým protéká proud připojeno vinutí, v němž je proud nulový. Jev vzniká v důsledku nespojitého (nesinusového) průběhu budicího napětí.

Tento jev je patrný díky velké indukčnosti použitého motoru 200 μH a poměrně velké komutační frekvenci 830 Hz (vztaženo k průběhu na obrázku 3-19). Zvlnění průběhu proudu způsobuje také zvlnění průběhu krouticího momentu. Dostatečně rychlý regulátor umožňuje tato zvlnění částečně potlačit.

3.4.2 Regulátor proudu

Regulace proudu motoru je možná díky indukčnosti, která slouží jako akumulční prvek. V mnoha případech lze pro účel regulace použít parazitní indukčnost motoru, viz obrázky 2-6 v kapitole 2.4.2. Regulátor se snaží udržet požadovaný střední proud motoru. Přičemž proud cívky je přímo úměrný době, po kterou je cívka připojena k napájení.

Pokud bude napětí na cívce řízeno PWM modulací, pak můžeme soustavu v rámci jedné periody uvažovat jako proporcionalní, neboť platí, že:

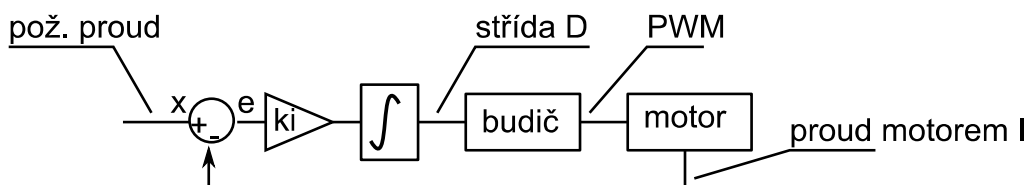
$$I_L = \frac{1}{L} \int U_L dt \Rightarrow \bar{I}_L = \frac{1}{L} \cdot \frac{U_L \cdot t_{on}}{T} \quad D = \frac{t_{on}}{T}$$

$$I_L = \frac{U_L \cdot D}{L} \quad (14)$$

Napětí U_L a indukčnost L můžeme považovat za konstantní. Pak pro proud cívky platí vztah:

$$I_L = k \cdot D \quad (15)$$

K regulaci proporcionalní soustavy je nejvhodnější použít I případně PI regulátor. Nejprve byla ověřena funkce I regulátoru, a to jak v režimu běhu, tak v režimu brzdění s rekuperací.

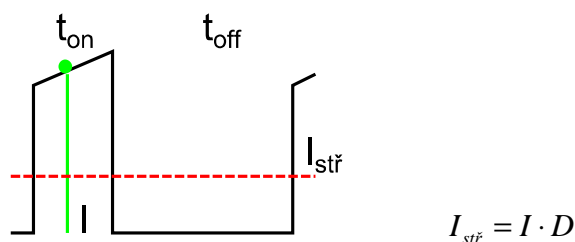


3-21 schéma I regulátoru

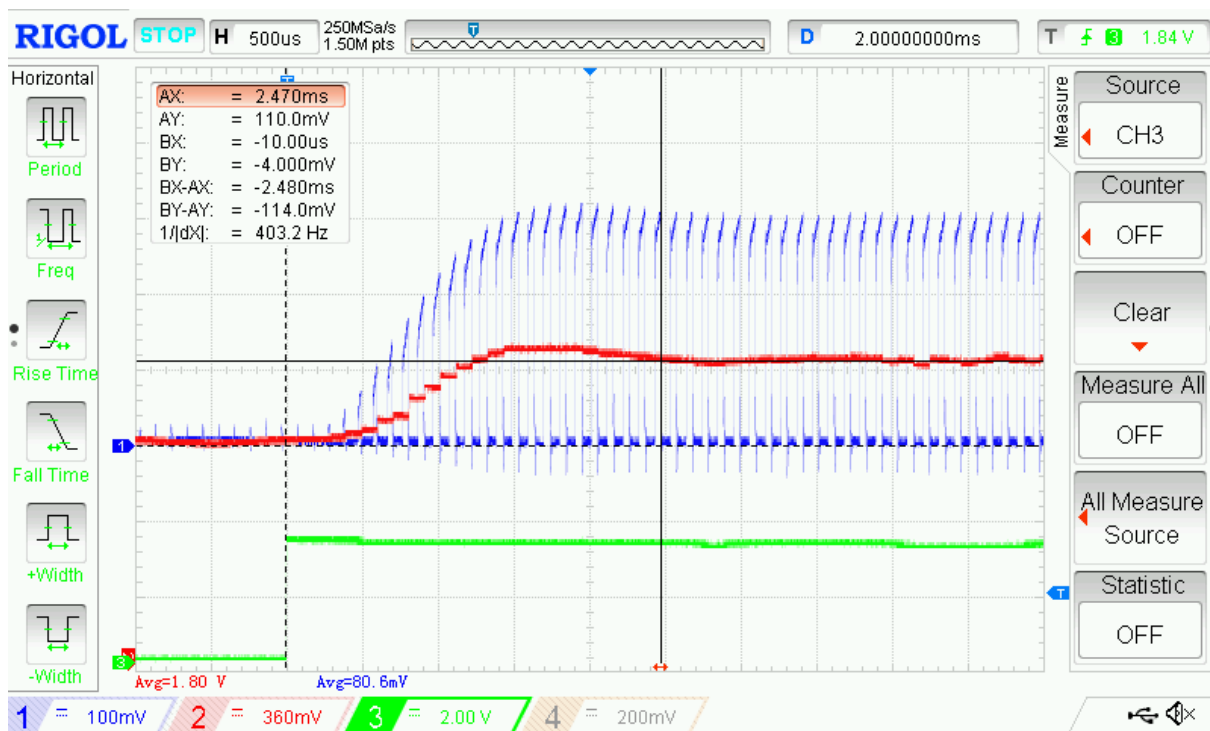
Funkce regulátoru je podrobněji rozepsána v následující tabulce:

| | $D = t_{on}/T$ | požadovaná < skutečná | požadovaná > skutečná |
|--------------|---------------------------|---|---|
| běh | <p>zdrojem je baterie</p> | <ul style="list-style-type: none"> odchylka e je záporná užší pulz, D klesá kratší doba nabíjení ze zdroje | <ul style="list-style-type: none"> odchylka e je kladná širší pulz, D roste delší doba nabíjení ze zdroje |
| brzda | <p>zdrojem je motor</p> | <ul style="list-style-type: none"> odchylka e je záporná užší pulz, D klesá delší doba nabíjení ze zdroje | <ul style="list-style-type: none"> odchylka e je kladná širší pulz, D roste kratší doba nabíjení ze zdroje |

Pokud je pro měření proudu použita technika synchronní detekce, je nutné přepočítat naměřenou hodnotu proudu tak, aby odpovídala střední hodnotě:



Regulace byla otestována odezvou na jednotkový skok pro požadovaný proud z 0 mA na 100 mA (kanál 3). Byl zaznamenáván průběh proudu měřicím bočnickem (kanál 1) a filtrovaný signál odpovídající střední hodnotě proudu (kanál 2) v závislosti na čase.



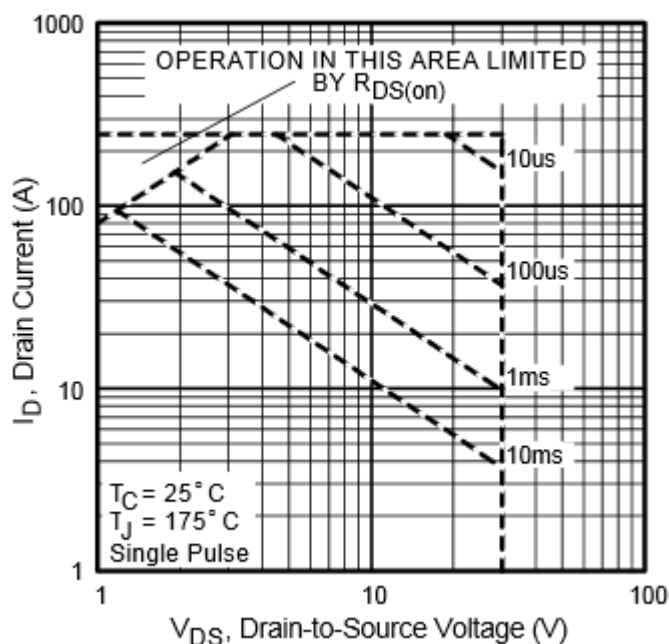
3-22 regulace - odezva na jednotkový skok

Pomocí kurzorů můžeme odečíst čas od počátku jednotkového skoku až po ustálení na požadované hodnotě proudu 100 mA, jako 2,48 ms, viz obrázek 3-22. Rychlost odezvy je pro daný účel dostatečná, není proto potřeba použít regulátor PI, který by odezvu urychlil.

3.4.3 Proudová ochrana

Primární ochrana budiče bude tavná pojistka dimenzovaná na 35A, která zamezí destruktivním účinkům proudu v případě zkratu v napájecí větvi. Tavná pojistka ale není dostatečně rychlá, aby ochránila výkonové spínací prvky modulu budiče před poškozením krátkodobým nadproudem.

Proto bude realizována i sekundární proudová ochrana, ta v případě překročení limitního proudu uvede budič do klidového stavu, a zabrání tak jeho dalšímu nárůstu.



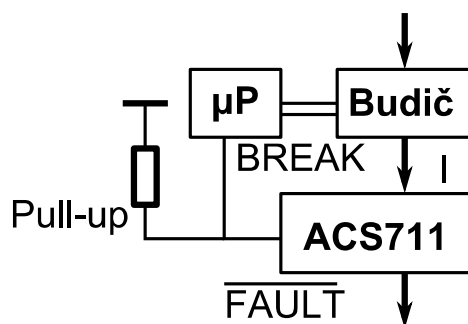
3-23 pracovní oblast tranzistoru IRF3707

Maximální proud výkonovým budičem je omezen odporem tranzistorů v sepnutém stavu, odporem vinutí motoru a odporem vedení, do něhož musíme započítat i odpor proudového senzoru. Ze vstupních požadavků vyplývá, že maximální napájecí napětí je 11,1V. Z těchto údajů lze určit limitní proud jako:

$$I_{lim} = \frac{U_{DD}}{2 \cdot R_{DSon} + R_{vin.} + R_{senz.}} = \frac{11,1}{2 \cdot 0,013 + 0,06 + 0,0012} = 127 \text{ A}$$

Odpor vedení byl stejně jako odpor napájecího zdroje zanedbám, proto bude ve skutečnosti limitní proud I_{lim} menší. Na obrázku 3-23 je znázorněna výrobcem deklarovaná pracovní oblast tranzistoru IRF3707, pro proud 100 A a napětí $U_{DS} = 1,3 \text{ V}$ ($U_{DS} = R_{DSon} \cdot I_{DS}$) je maximální doba sepnutí $10 \text{ ms} > t_{on} > 1 \text{ ms}$.

Doba, po kterou může být tranzistor sepnut je omezena oteplením struktury tranzistoru. Závisí na způsobu pouzdření, počáteční teplotě struktury i pouzdra a na množství generovaného tepla. Z výše uvedeného odhadu vychází požadavek na vypnutí tranzistoru při nadproudu v čase do 1 ms.

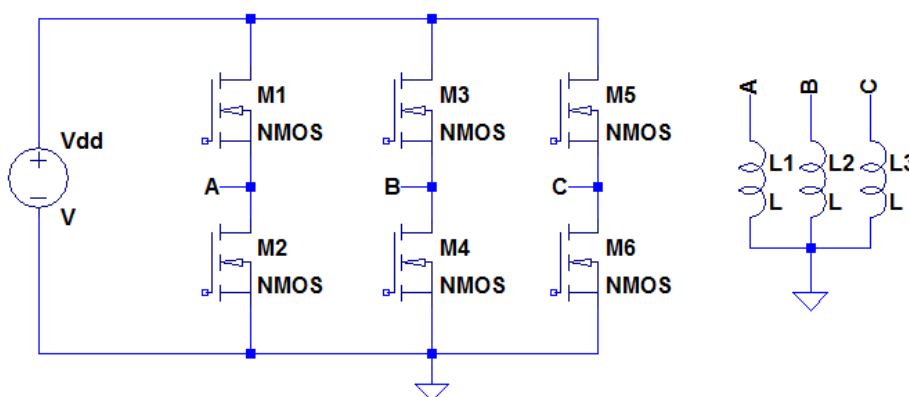


3-24 proudová ochrana

Pro realizaci proudové pojistky bude využit výstup „FAULT“ senzoru proudu ACS711. Senzor vyhodnotí překročení jmenovitého proudu (± 25 A) jako chybu a výstup „FAULT“ stáhne k nule. Doba odezvy je $1,3 \mu\text{s}$. Výstup je připojen na vstup mikrokontroléru „TIM1_BREAK“. Tento vstup lze konfigurovat tak, aby byly komplementární výstupy uvedeny do klidového stavu, a to automaticky bez zásahu programu (hardwarově), viz kapitola 3.2.3. Odezva mikrokontroléru je asynchronní v řádu desítek ns. Poslední článek je integrovaný budič, doba vypnutí tranzistoru je typicky 150 ns . Proudová ochrana by tak měla zareagovat do $1,5 \mu\text{s}$ po překročení meze ± 25 A, což splňuje požadavek jedné ms.

3.5 Budič elektrického motoru

Výkonový budič zajišťuje komutaci vinutí motoru, spínání tranzistorů je řízeno mikrokontrolérem. Pro řízení třífázového motoru bez vyvedeného středu vinutí je potřeba 6 spínacích prvků.



3-25 třífázový můstek

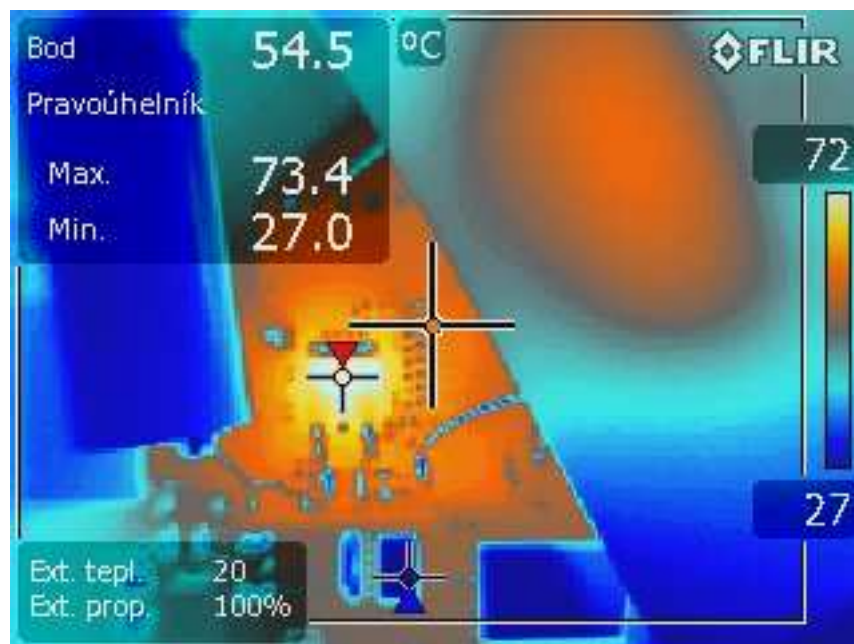
Pro spínání proudu v řádu jednotek až stovek ampérů se používají tranzistory MOSFET s indukovaným kanálem. Délka kanálu ovlivňuje odpor tranzistoru v sepnutém stavu (R_{DSon}),

čím je kanál kratší, tím je menší odpor v sepnutém stavu a tím větší může být proud a spínaný výkon. Dobrých parametrů je dosahováno například použitím struktury HEXFET.

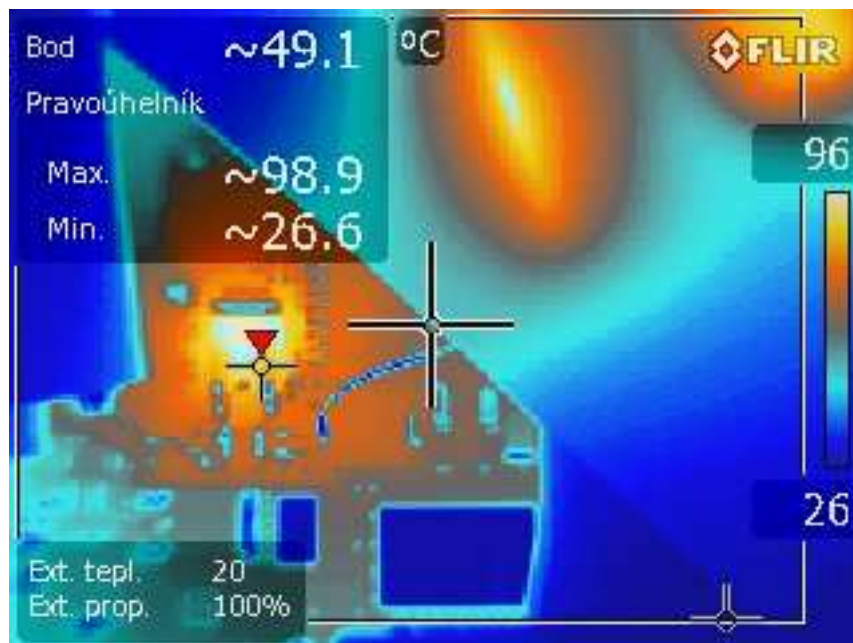
Požadavky na výkonový budič se odvíjí od použitých motorů vybraných v kapitole 3.1:

- maximální trvalý proud 21,3A
- pracovní napětí 11,1 V
- pouzdro D-PAK provoz bez chladiče – přenos tepla, pouze prostřednictvím DPS

Pro ověření odvodu ztrátového tepla DPS, bylo uskutečněno experimentální měření za pomoci termokamery. Využil jsem lineární stabilizátor 78M05 v pouzdru D-PAK. Stabilizátor byl osazen na DPS s ekvivalentní chladičí plochou 2,5 cm². Měření bylo provedeno pro ztrátový výkon 5 W a 2,5 W.



3-26 pouzdro D-PAK ztrátový výkon 2,5W



3-27 pouzdro D-PAK ztrátový výkon 5W

Proud protéká vždy přes 2 spínací prvky. Ztrátový výkon je v průběhu jedné elektrické otáčky rozdělen mezi 6 spínacích prvků, můžeme tedy počítat se středním ztrátovým výkonem 1/3 z trvalého ztrátového výkonu. Pracovní teplota součástí by neměla přesahovat 100 °C, proto by ani ztrátový výkon neměl přesahovat 5 W.

Ze ztrátového výkonu můžeme spočítat mezní hodnotu odporu kanálu v sepnutém stavu R_{DSon} jako:

$$R_{DSon} \leq 3 \cdot \frac{P_{ztr.}}{I^2} = 3 \cdot \frac{5}{21,3^2} = 0,033 \Omega$$

Můžeme si tak stanovit požadavky na výkonový tranzistor - Pouzdro tranzistoru D-PAK, maximální proud při 100 °C $I_D > 2xI_{max}$, to znamená minimálně 42,6 A. Maximální napětí volíme také s rezervou tedy $U_{DS} > 2xU_{in}$ a tedy U_{DS} by mělo být větší než 22V. Proud v sepnutém stavu R_{DSon} by měl být nižší než 33 mΩ.

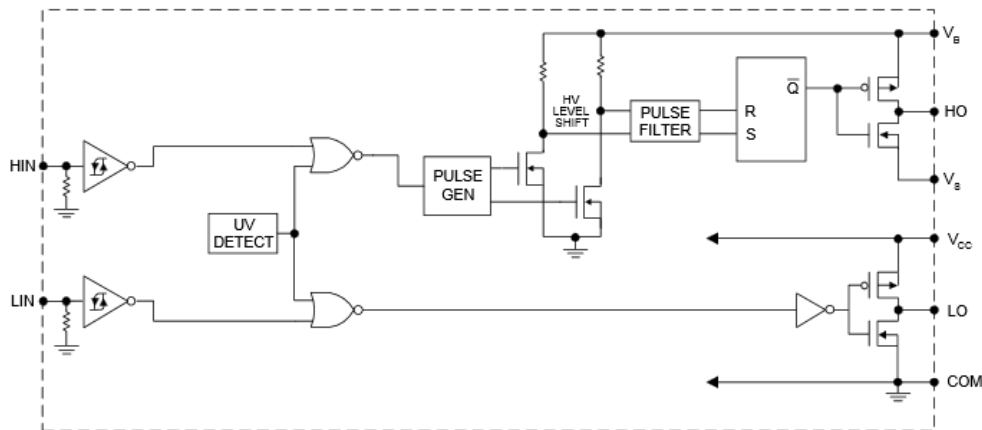
Ze základové desky vyřazeného počítače jsem získal tranzistory IRF3707 v pouzdru D-PAK. Výrobce uvádí v katalogovém listu následující parametry:

| V_{DSS} | R_{DSon} | I_D |
|-----------|------------|-------|
| 30 V | 12,5 mΩ | 62A |

3-3 parametry tranzistoru IRF3707

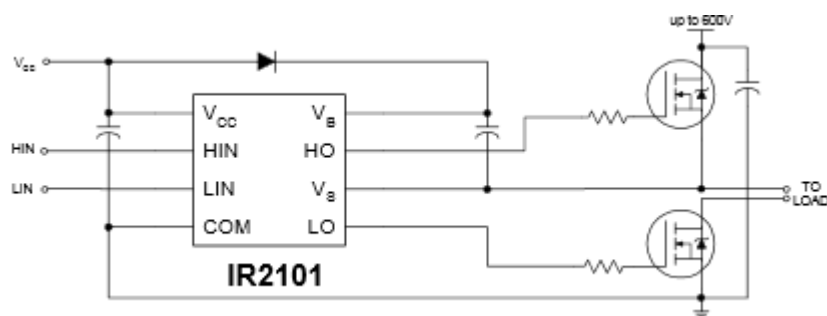
Tranzistor splňuje požadavky na odpor v sepnutém stavu, jmenovité napětí a proud. S dostatečnou rezervou překračuje požadované hodnoty.

Ve výkonových aplikacích se používají v celém můstku tranzistory s kanálem typu N, dosahují lepších vlastností (pohyblivost elektronů je lepší než u děr). Aby bylo možné tranzistor s kanálem typu N sepnout, je nutné, aby napětí mezi elektrodami gate - source $U_{GS} > U_{th}$. Tranzistory ve spínacích aplikacích se používají v režimu saturace, a tedy $U_{GS} \gg U_{th}$. Aby tranzistor sepnul rychle a spínací ztráty byly co nejmenší, musíme na hradlo náboj přivést (resp. odvést) co nejrychleji. Za tímto účelem se nejčastěji používají specializované obvody takzvané MOSFET – drivers. Příkladem těchto může být integrovaný obvod IR2101, ten je schopný nabíjet gate výkonového tranzistoru proudem až 130mA. Při kapacitě hradla 1000 pF výrobce deklaruje dobu sepnutí tranzistoru 160 ns.



3-28 blokové schéma obvodu IR2101

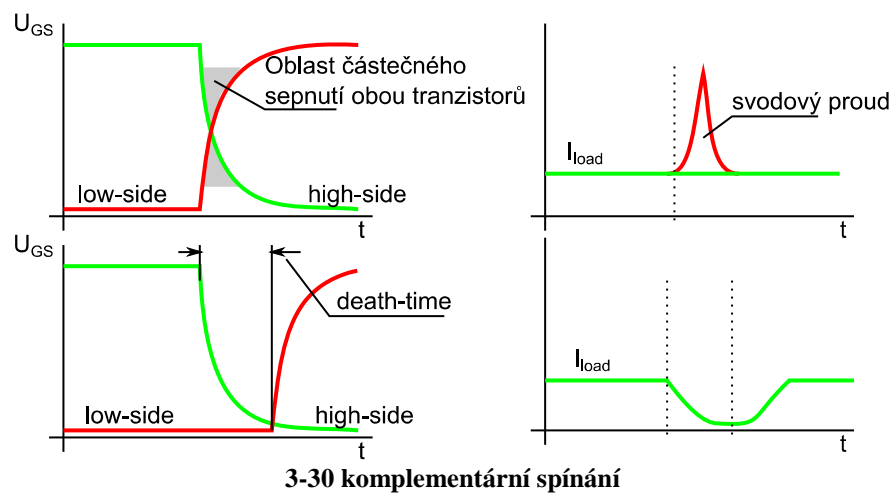
Aby bylo možné spínat oba tranzistory v můstku (horní větev – high-side a spodní větev – low-side), potřebujeme dva oddělené zdroje napětí 10V. To lze částečně obejít použitím takzvaného bootstrap obvodu.



3-29 zapojení bootstrap

Nejdříve je sepnut spodní tranzistor (low-side). Výstup integrovaného obvodu V_s je jím připojen k potenciálu vývodu COM, kondenzátor (bootstrap) se přes diodu nabíjí na napětí V_{cc} . Poté co spodní tranzistor rozezne je napětí V_B přičteno k napětí na spodním tranzistoru. Tím je zajištěno napájení obvodu řídicí elektrody horního tranzistoru. Výhoda tohoto zapojení je jednoduchost, nevýhoda je, že cyklus spínání musí začít sepnutím spodního tranzistoru. Nelze spínat samostatně horní tranzistor.

Při komplementárním spínání tranzistorů je třeba brát v úvahu konečnou dobu sepnutí a rozeznutí low-side a high-side tranzistorů. Pokud bychom tento stav neošetřili, docházelo by na krátký okamžik k částečnému sepnutí obou tranzistorů a můstkem by tak protékal až zkratový proud zdroje.

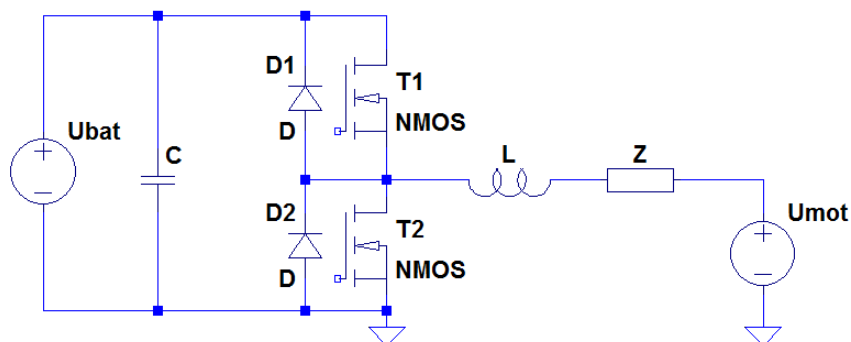


Prodleva mezi sepnutím respektive rozeznutím low-side a high-side tranzistoru se označuje jako „dead time“. Snažíme se, aby dead-time byl co nejmenší tak, aby ještě nedocházelo k sepnutí obou tranzistorů zároveň. V praxi se tento čas stanovuje měřením proudu můstku a následným nastavením optimálních hodnot s jistou rezervou pro výrobní tolerance součástek.

Koncept výkonového budiče byl ověřen ve dvou variantách. První varianta je standardní řešení, používá se pro většinu aplikací využívající BLDC motory menších výkonů, druhá varianta přináší za cenu vyšší složitosti některé výhody (vyšší účinnost, tichý chod, menší elektromagnetické vyzařování). Podrobněji v kapitole 3.5.2.

3.5.1 Varianta 1

Jak bylo řečeno v úvodu, jedná se o klasickou variantu řízení BLDC motoru. Schéma budiče odpovídá obrázku 3-25. Obvod je nakreslen pro jednu fázi.



3-31 Zapojení pro jednu fázi

Režim „běh“

V tomto režimu pracuje budič jako snižující měnič. Tranzistor T1 se otevře, proud cívkou narůstá (cívka se nabíjí), poté se tranzistor T1 se zavře. Cívka se snaží udržet proud, ten se začne uzavírat přes diodu D2. Obvodem může protékat proud až 20 A, to by představovalo neúnosné ztráty ($I \cdot U_f = 20 \text{ A} \cdot 1 \text{ V} = 20 \text{ W}$) Proto je spínán i tranzistor T2, který pracuje jako synchronní usměrňovač. Maximální střídu spínání můžeme vyjádřit jednoduchým vztahem:

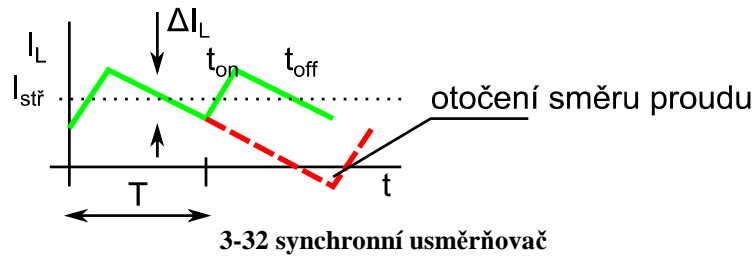
$$D_{\max} = \frac{V_{out_max}}{V_{in}} = \frac{0,8}{11,1} = 7,2 \%$$

Režim „brzda“

V tomto režimu pracuje budič jako zvyšující měnič. Tranzistor T2 se otevře, cívka se nabíjí ze zdroje U_{mot} poté se tranzistor T2 uzavře proud začne protékat diodou D1 do zdroje U_{bat} . Opět se využívá principu synchronního usměrňovače (tranzistor T1). Opět můžeme vyjádřit tentokrát minimální střídu:

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{max}}{V_{out}} = 1 - \frac{0,8}{11,1} = 92,8\%$$

Synchronní usměrňovač má ale i nevýhody. Pokud bude snižující měnič provozován v nespojitém režimu dojde k úplnému vyčerpání energie cívky a následné změně toku proudu (energie je v režimu „běh“ namísto dodávání z motoru odebírána)



Aby nedocházelo k tomuto jevu, je nutné zajistit spojitý režim měniče, proto musí platit že:

$$\frac{\Delta I_L}{2} \leq I_{stř.} \quad (15)$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} U_L(t) dt = \frac{1}{L} \cdot U_L \cdot t_{on} = \frac{1}{L} \cdot U_L \cdot D \cdot T \quad (16)$$

Zde si musíme stanovit požadavek na regulaci minimálního proudu motoru. Budeme-li chtít regulovat proud v rozsahu od 5% do 100% jmenovité hodnoty, pak minimální hodnota středního proudu bude:

$$I_{stř._{min}} = I \cdot 0,05 = 21,3 \cdot 0,05 \doteq 1,1 \text{ A}$$

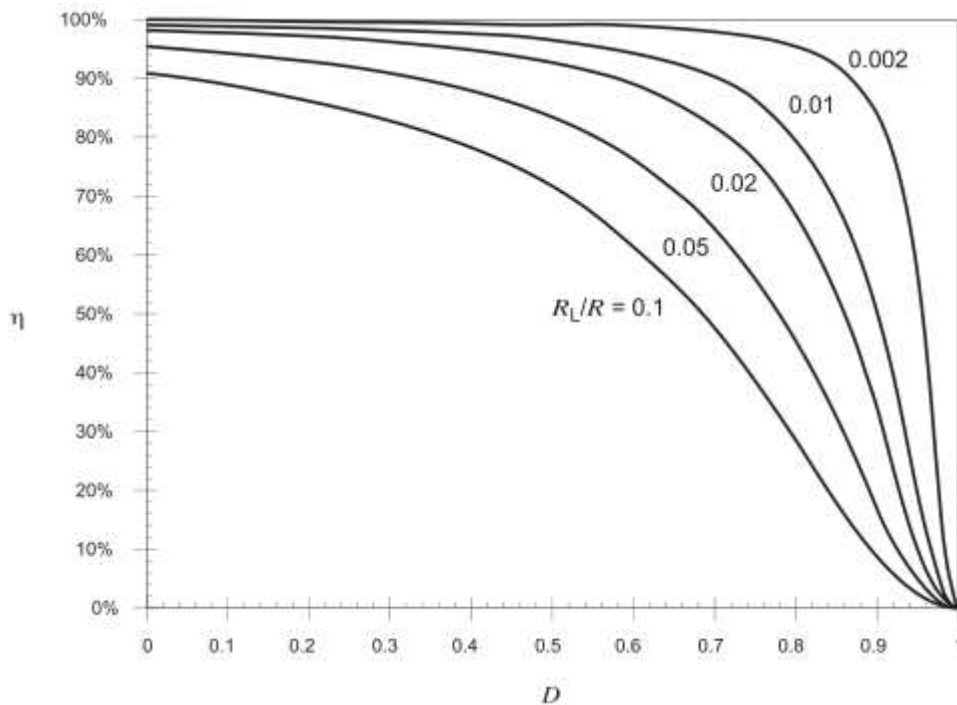
Velikost maximálního přípustného zvlnění proudu ΔI_L získáme dosazením do (16).

$$\Delta I_L = 2 \cdot I_{stř.} = 2 \cdot 1,1 = 2,2 \text{ A}$$

Úpravou vztahu (16) zjistíme pro zvolené parametry minimální spínací frekvenci tak, aby platil vztah (15).

$$f_{min} = \frac{U_L \cdot D}{L \cdot \Delta I_L} = \frac{(U_{DD} - U) \cdot D_{max}}{L \cdot \Delta I_L} = \frac{(11,1 - 0,8) \cdot 0,072}{0,00007 \cdot 2,2} \doteq 4816 \text{ Hz}$$

Střída má výrazný vliv na účinnost měniče, aby bylo dosaženo dobré účinnosti i pro velký poměr doby t_{on}/t_{off} , musí být stejnosměrný odpor spínací cívky o několik řádů menší než impedance zátěže.

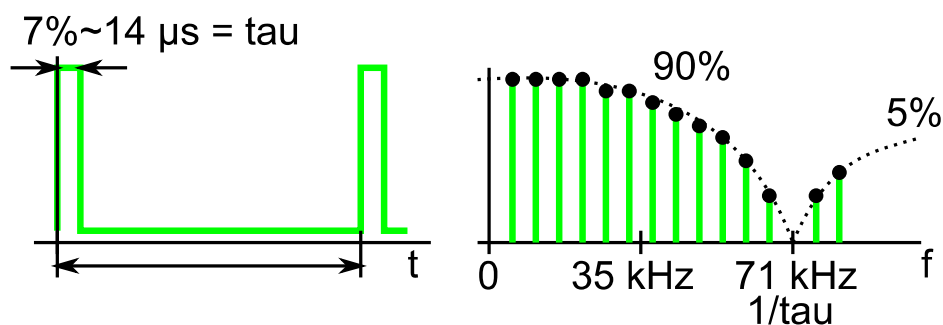


3-33 účinnost zvyšujícího měniče v závislosti na střídě⁷

Chceme-li například dosáhnout účinnosti 80 % při střídě $D = 0,9$ musí být poměr $R_L/R < 0,002$. Stejnoseměrný odpor vinutí použitého motoru je 60 mΩ. Minimální zatěžovací odpor a proud tak určíme jako:

$$R_{\min} = \frac{R_L}{0,002} = \frac{0,06}{0,002} = 30 \Omega \Rightarrow I_{load_max} = \frac{U_{load}}{R_{\min}} = \frac{11,1}{30} = 0,37 A$$

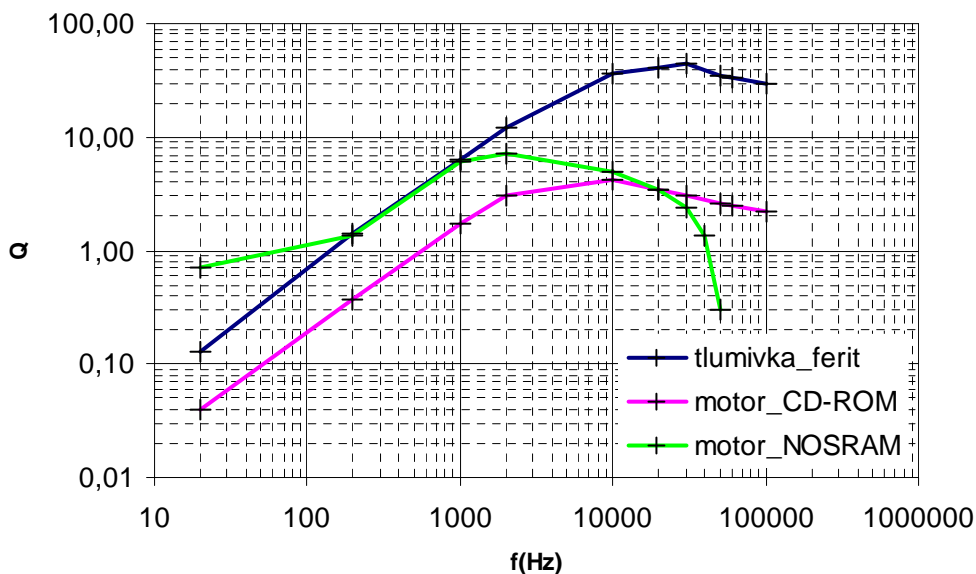
Další negativní vliv velkého poměru doby t_{on}/t_{off} je velký podíl vyšších harmonických proudů, to je příčina velkých hysterezních ztrát v materiálu cívky (motoru) .



3-34 šířka pásma PWM pro frekvenci 5 kHz s střídou 7%

Pro zjištění a porovnání magnetických vlastností materiálu motoru bylo provedeno následující měření indukčnosti a jakosti cívek v závislosti na frekvenci.

⁷ převzato z [5]

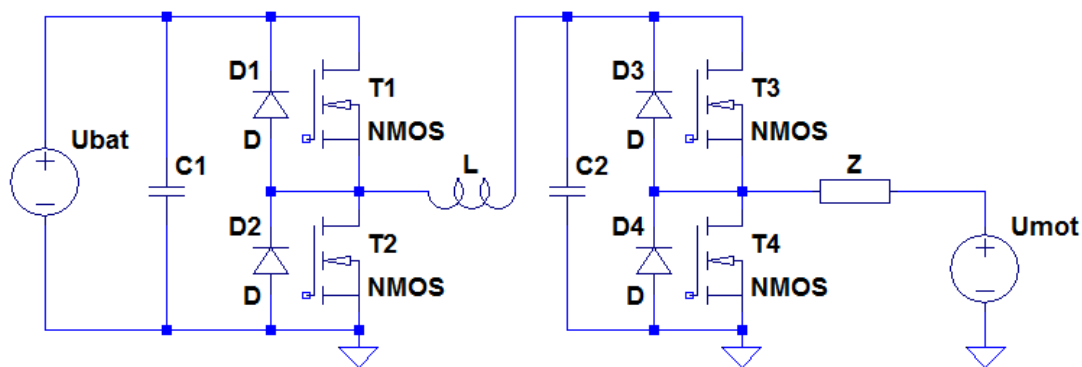


3-35 graf závislosti jakosti indukčnosti na frekvenci

Z obrázku 3-35 je patrné, že magnetické vlastnosti materiálu statoru motoru NOSRAM se velmi rychle zhoršují s frekvencí > 20 kHz. I pokud by byla použita nejnižší možná frekvence 5 kHz bude vzhledem k velmi malé střídě a nepříliš dobrému materiálu docházet ke značným ztrátám v magnetiku.

3.5.2 Varianta 2

O problematiku jsem se dále zajímal a narazil jsem na zajímavý materiál [6], což mě přimělo ověřit vlastnosti budiče s externí tlumivkou ve variantě 2. Schéma budiče bude opět rozkresleno pouze pro jednu fázi.



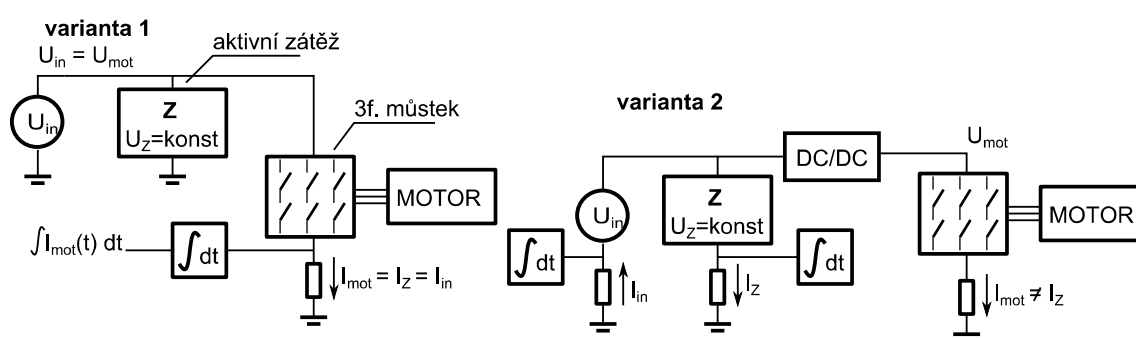
3-36 zapojení pro jednu fázi varianta 2

Princip spínání tranzistorů T1 a T2 je totožný s variantou číslo 1, tranzistory T3 a T4 plní pouze funkci komutátoru. Vlastní indukčnost motoru se neuplatňuje a její funkce je nahrazena tlumivkou v předřazeném měniči. Proti první variantě dále přibyl filtrační kondenzátor C2. Materiál tlumivky dovoluje spínat při vyšších frekvencích s menšími ztrátami, proud motorem je vyhlazen filtračním kondenzátorem C2 vinutí motoru je tak napájeno stejnosměrným proudem.

3.5.3 Porovnání variant

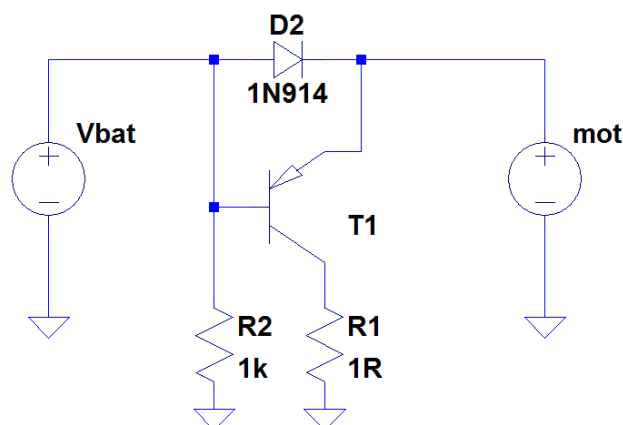
Objektivně jsem se snažil zhodnotit, která varianta dosahuje lepších parametrů. Rozhodl jsem se porovnat účinnost přeměny elektrické energie v mechanickou a zpět. Rovněž jsem porovnával dobu, po kterou byl budič schopen udržet konstantní brzdný moment.

Díky rozdílné topologii budičů nebylo možné měření provést totožně, blokové schéma měření pro obě varianty je znázorněno na obrázku 3-37.



3-37 porovnání variant

Protože se běžný laboratorní zdroj nedokáže chovat jako spotřebič (sink) bylo nutné realizovat aktivní zátěž jako samostatný obvod.



3-38 aktivní zátěž

Tento obvod se chová tak, že pokud je napětí na výstupu vyšší než na vstupu, otevře se tranzistor T1 a odvádí proud do zatěžovacího rezistoru R1. Napětí na zátěži tak nepřesáhne napětí zdroje + 0,6 V.

Prvně byla porovnávána regulace proudu do zátěže při rekuperaci. Jako zdroj mechanické energie sloužil setrvačnick (ocelový disk) připevněný přímo k rotoru který byl nejprve roztočen na 2000 ot./min a poté byl brzděn rekuperací. Celkovou energii uloženou v setrvačnicku můžeme vyjádřit jako:

$$E = \frac{1}{2} m \cdot v^2 = \frac{1}{2} J_0 \omega^2 \quad (17)$$

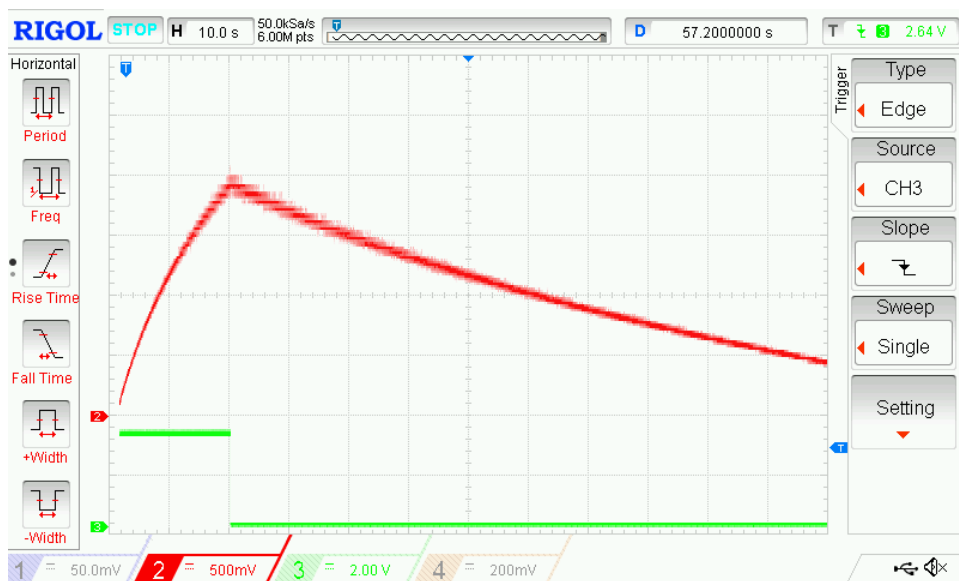
Pro použitý setrvačnick tvaru válce o poloměru 60mm a hmotnosti 173g určíme moment setrvačnosti J_0 jako:

$$J_0 = \frac{1}{2} m \cdot r^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,173 \cdot 0,06^2 = 0,00031 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Dosazením do (17) získáme maximální dosaženou kinetickou energii setrvačnicku:

$$E = \frac{1}{2} J_0 \omega^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,00031 \cdot \left(\frac{2\pi \cdot 2000}{60} \right)^2 \doteq 6,8 \text{ J}$$

Mechanické ztráty určíme za volnoběhu jako směrnici průběhu závislosti otáček na čase na obrázku 3-39. Průběh „2“ reprezentuje rychlost otáčení rotoru (500 ot./min na dílek). Průběh „3“ znázorňuje okamžik dosažení požadovaných otáček.



3-39 mechanické ztráty – volnoběh, rozběh 400 mA

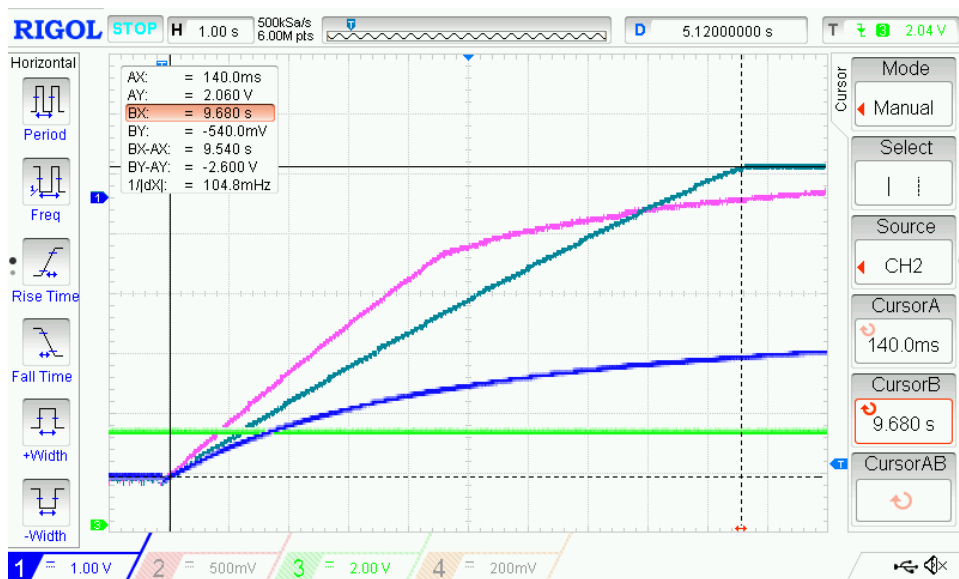
Z obrázku 3-39 odečteme směrnici poklesu otáček $\Delta n/\Delta t$ jako $500 \text{ ot.min}^{-1}/20 \text{ s}$. Dosazením do vztahu (17) určíme změnu kinetické energie v čase.

$$\Delta E = \frac{1}{2} J_0 (\omega_0^2 - \omega_1^2) = \frac{1}{2} \cdot 0,00031 \cdot \left(\left(\frac{2\pi \cdot 2000}{60} \right)^2 - \left(\frac{2\pi \cdot 1500}{60} \right)^2 \right) \doteq 3 \text{ J}$$

Mechanické ztráty můžeme vyčíslit jako:

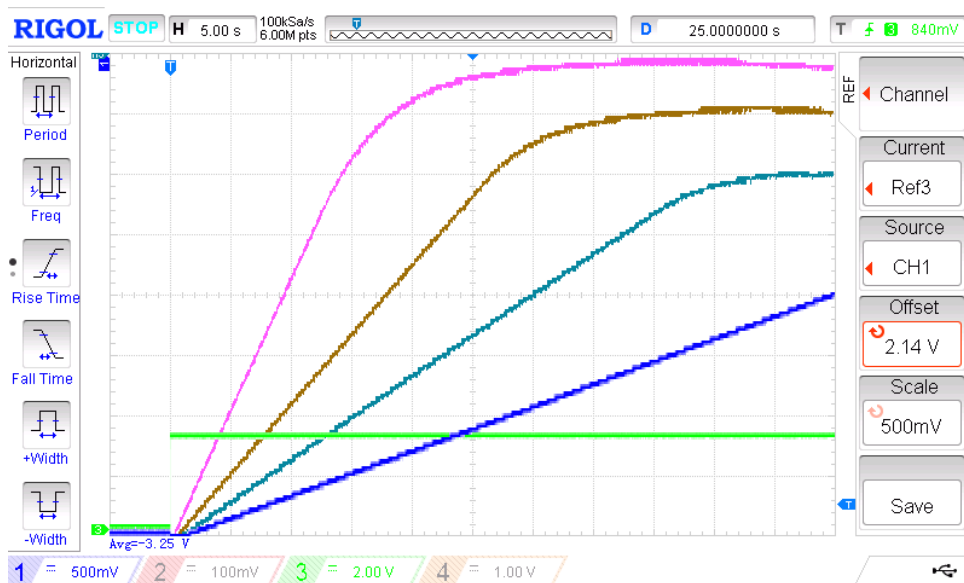
$$P_{zt} = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{3}{20} = 0,15 \text{ W}$$

První varianta nedokázala udržet proud 200 mA. Proud 100 mA udržela po dobu 4,5 s. Ve druhé variantě bylo možné dodávat proud 200 mA po dobu 15 s.



3-40 rekuperace v. 1 porovnání při různém proudu motoru

Na obrázku 3-40 jsou průběhy proudu $\int I_{mot} dt$ pro regulaci (od shora 100 mA, 50 mA a 200 mA). Dole na obrázku 3-41 jsou průběhy (od shora 200 mA, 100 mA, 50 mA a 25 mA).



3-41 rekuperace v. 2 porovnání při různém proudu motoru

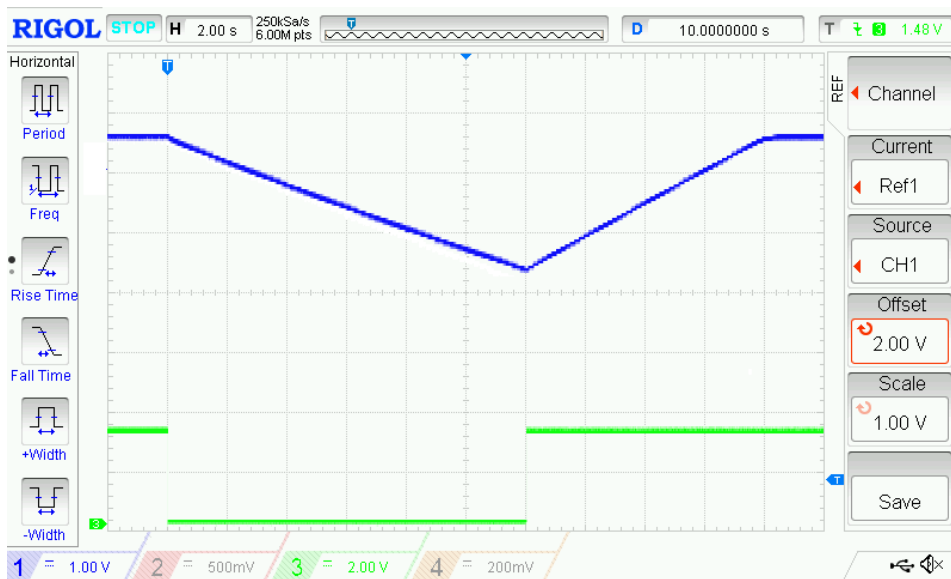
Druhým porovnáním je měření účinnosti. Přeměny elektrické energie v kinetickou a zpět. Měření bylo provedeno v uspořádání dle obrázku 3-37.

Pro první variantu bylo provedeno měření při vstupním napětí (napětí zdroje) $U_{in} = 10V$. Konečná resp. počáteční rychlost motoru byla 2000 ot./min. Proud při rozběhu byl regulován na hodnotu $I_{mot} = 400$ mA, proud při rekuperaci brzděním byl regulován na hodnotu $I_{mot} = 100$ mA. Integrátor proudu byl před měřením zkalibrován pro proud 100 mA, převodní konstantu k_{i_a} můžeme určit jako.

$$Q = \int i(t) dt = U_{int.} \cdot k_i \Rightarrow k_i = \frac{I_{konst.} \cdot t}{U_{int.}}$$

$$k_{i_a} = \frac{0,1 \cdot 17}{1,6} \doteq 1,1$$

Na obrázku 3-42 je zachycený průběh napětí na výstupu integrátoru proudu „1“. Průběh „3“ znázorňuje dobu integrace (roztáčení motoru = 0 V).



3-42 rozběh v. 1 proud motoru 400 mA

Na obrázku 3-40 jsou průběhy napětí na výstupu integrátoru proudu pro regulované proudy 200 mA – spodní průběh, 50 mA – prostřední průběh a 100 mA horní průběh.

Aby bylo dosaženo proudu do zátěže 200 mA regulátor musel nastavit velmi malou střídu, důsledkem takto malé střídy klesla účinnost natolik, že okamžitá hodnota dodávaného proudu byla dokonce menší než 50 mA.

Energii spotřebovanou pro roztočení setrvačnicku určíme jako:

$$E_{in} = (P_{in} - P_{ZT}) \cdot t = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot U_{in} - P_{ZT} \cdot t = \frac{1}{2} \cdot k_{i_a} \cdot U_{int.} \cdot U_{in} - P_{ZT} \cdot t$$

$$E_{in} = \frac{1}{2} \cdot 1,1 \cdot 2,1 \cdot 9,4 - 0,15 \cdot 12 \doteq 9,1 J$$

Účinnost roztáčení je pak dána jako:

$$\eta = \frac{E}{E_{in}} = \frac{6,8}{9,1} = 75 \%$$

Stejným způsobem určíme účinnost při brzdění rekuperací proudem 100 mA. Integrovní konstanta byla upravena a byla proto znovu provedena kalibrace:

$$k_{i_b} = \frac{I_{konst.} \cdot t}{U_{int.}} = \frac{0,1 \cdot 4}{4} \doteq 0,1$$

$$E_{out} = (P_{out} + P_{ZT}) \cdot t = \frac{1}{2} \cdot k_{i_b} \cdot U_{int.} \cdot U_{in} + P_{ZT} \cdot t$$

$$E_{out} = \frac{1}{2} \cdot 0,1 \cdot 3,8 \cdot 10,6 + 0,15 \cdot 4,6 \doteq 2,7 \text{ J}$$

$$\eta = \frac{E_{OUT}}{E} = \frac{2,7}{6,8} \doteq 40 \%$$

Nyní aplikujeme celý postup na druhou variantu. Na obrázku 3-43 je průběh napětí na integrátoru proudu I_{in} „2“. Průběh není přímkou, protože napětí na motoru není konstantní, tím se mění i vstupní proud snižujícího měniče I_{in} . Průběh „3“ vymezuje dobu trvání rozběhu.



3-43 rozběh v. 2 proud 400 mA

Nejdříve stanovíme integrační konstantu k_{i_c} .

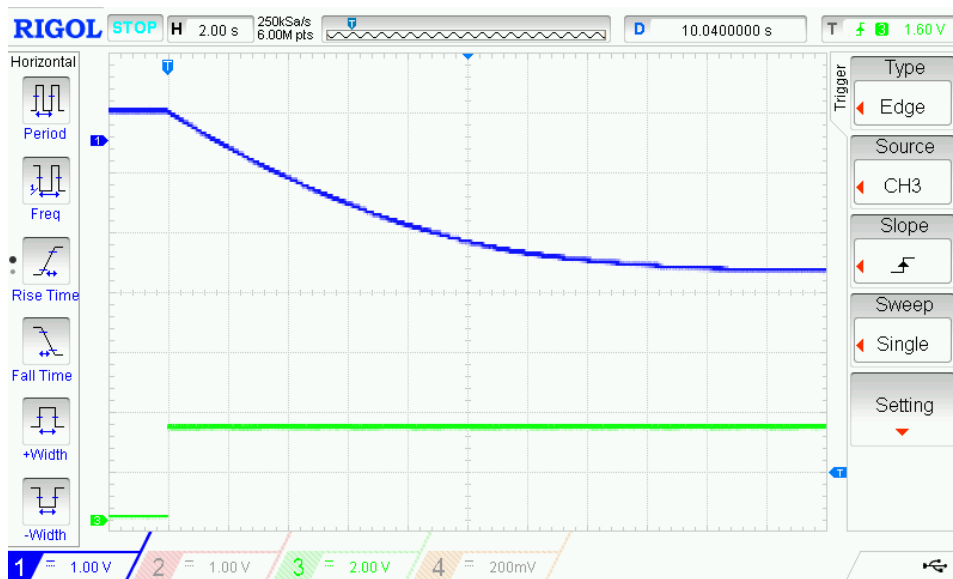
$$k_{i_c} = \frac{0,1 \cdot 16}{3,1} \doteq 0,5$$

Uřídíme účinnost pohonu při rozběhu:

$$E_{in} = \frac{1}{2} \cdot k_{i_c} \cdot U_{int.} \cdot U_{in} - P_{ZT} \cdot t = \frac{1}{2} \cdot 0,5 \cdot 4,6 \cdot 10,6 - 0,15 \cdot 15,2 \doteq 9,9 \text{ J}$$

$$\eta = \frac{E}{E_{in}} = \frac{6,8}{9,9} \doteq 69 \%$$

Na obrázku 3-44 je průběh napětí na integrátoru proudu I_{in} „1“ Průběh „3“ znázorňuje okamžik počátku rekuperace.



3-44 rekuperace v.2, proud motoru 200 mA

$$k_{i_d} = \frac{0,1 \cdot 6}{4,4} \doteq 0,14$$

$$E_{out} = \frac{1}{2} \cdot k_{i_d} \cdot U_{int.} \cdot U_{in} + P_{ZT} \cdot t = \frac{1}{2} \cdot 0,14 \cdot 2,5 \cdot 10,6 + 0,15 \cdot 15 \doteq 4,1 J$$

$$\eta = \frac{E_{out}}{E} = \frac{4,1}{6,8} \doteq 60 \%$$

Účinnost varianty 1 při rozběhu byla 75 %, druhá varianta dosáhla účinnosti pouze 69 %. Nižší účinnost v tomto případě přisuzuji přidanému parazitnímu odporu (indukčnost, spínací prvek), který převážil výhody varianty 2. Minimální střída je při rozběhu 25 %. Pokud porovnáme varianty při rekuperaci (zde střída klesá pod 5 %) potvrdí se předpoklad, že varianta 2 dosahuje lepších výsledků pro vyšší frekvence (velmi nízkou střídu). Účinnost varianty jedna při rekuperaci byla 40 % u varianty 2 bylo dosaženo účinnosti 60 %.

Protože ve finální verzi bude požit motor provozovaný s napětím výrazně nižším než jmenovitým, střída bude velmi malá, očekáváme nižší než 7 %, viz kapitola 3.1 zvolil jsem pro realizaci variantu 2.

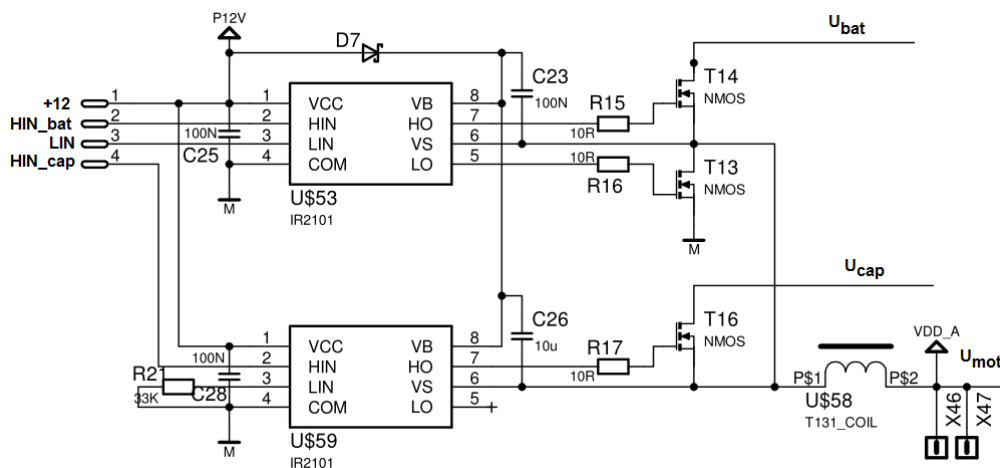
4 Realizace výkonového budiče

Modul výkonového budiče bude realizován na základě bloků navržených v kapitole 3 - Návrh pohonné soustavy přední nápravy. Oproti uvažovanému konceptu návrh počítá s využitím vysokokapacitního kondenzátoru typu EDLC (Electrochemical Double Layer Capacitor).

Tento typ vyrábí například firma PowerStor uvažovaný typ XV3560-2R7407-R disponuje parametry: kapacita 400 F, pracovní napětí 2,7 V Ekvivalentní sériový odpor 3,2 mΩ.

Kondenzátor bude využit jako dočasná zásobárna elektrické energie, umožňuje uchovat značný náboj v krátkém čase mnohem efektivněji než elektrochemické články. Napětí motoru při provozu nepřesáhne hodnotu větší než 1 V. Pokud použijeme jako zdroj energie kondenzátor s maximálním pracovním napětím 2,7 V, bude poměr vstupního a výstupního napětí budiče mnohem menší, tím pádem střída a v konečném důsledku i účinnost pohonu bude větší, viz kapitola 3.5.

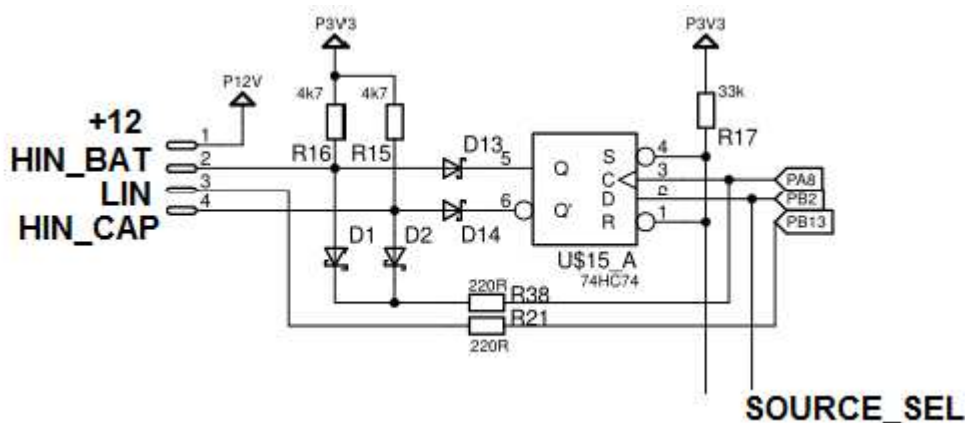
Bylo nutné navrhnut obvod, který umožní rychle přepínat zdroj energie a to mezi kondenzátorem a baterií.



4-1 snižující měnič modulu budiče

Integrovaný budič MOSFET tranzistorů U53 spolu s tranzistory T14 a T13 tvoří snižující měnič, viz varianta 2 v kapitole 3.5.2. Zdrojem pro měnič je v tomto případě napětí U_{bat} . Pokud chceme jako zdroj použít kondenzátor, řídicími vstupy budou vstupy LIN budiče U53

a vstup HIN budiče U59, spínány budou tranzistory T13 a T16. Aby při přepnutí zdroje napětí nemohlo dojít ke zkratu byl navržen obvod s klopným obvodem 74HC74, který na základě signálu procesoru SOURCE_SEL sepne v následujícím cyklu PWM buďto tranzistor T14, (SOURCE_SEL = 1) - zdrojem je baterie, nebo tranzistor T16 (SOURCE_SEL=0) - zdrojem je kondenzátor.



4-2 řídicí logika snižujícího měniče

Modul budiče motorů je navržen jako dva samostatné plošné spoje výkonová část a řídicí část. Desky plošných spojů jsou mezi sebou propojeny konektory. Výkonová část obsahuje dva nezávislé budiče elektromotorů. Řízení obou motorů a komunikaci s okolím obstarává jediný procesor řady STM32F05x.

Pro modul budiče je použito komunikační rozhraní SPI. Délka jednoho slova je 8 bitů, řízení toku dat je prováděno signálem SS (Slave Select). Maximální komunikační rychlost je 100 kHz. Klidová úroveň signálu hodin sběrnice (CLK) je logická 0. Data jsou platná se sestupnou hranou signálu CLK. Prvním odesílaným bitem slova je nejvýznamnější bit (MSB).

Byl vytvořen koncept datové struktury pro jednosměrnou komunikaci umožňující řídit nezávisle každý motor modelu elektromobilu.

| pořadí slova | funkce |
|--------------|--|
| 1. | nastavení proudu – levý motor, zadní náprava |
| 2. | nastavení proudu – pravý motor, zadní náprava |
| 3. | nastavení proudu – levý motor, přední náprava |
| 4. | nastavení proudu – pravý motor, přední náprava |
| 5. | stav pro každý motor |
| 6. | kontrolní součet |

4-1 komunikační datová struktura

Proud bude nastavován pomocí 8-mi bitového čísla se znaménkem hodnota bude číselně odpovídat polovině hodnoty požadovaného proudu motorem.

| hodnota | binárně | popis |
|----------------|----------------|---|
| -128 | 10000000 | brzda rekuperací, požadovaný proud 25,6 A |
| +127 | 01111111 | běh, požadovaný proud 25,4 A |
| 0 | 00000000 | volnoběh motoru |

4-2 nastavení proudu motoru

Každý motor může být uveden do čtyřech stavů

| bit xx | popis stavu motoru |
|-------------------|---------------------------|
| 00 | volnoběh |
| 01 | chod vpřed |
| 10 | zpětný chod |
| 11 | brzda – motor nakrátko |

4-3 význam bitů stavového slova

| datové slovo | popis |
|---------------------|-----------------------------|
| MSB LSB | |
| 000000xx | levý motor, zadní náprava |
| 0000xx00 | pravý motor, zadní náprava |
| 00xx0000 | levý motor, přední náprava |
| xx000000 | pravý motor, přední náprava |

4-4 pozice bitů ve stavovém slovu

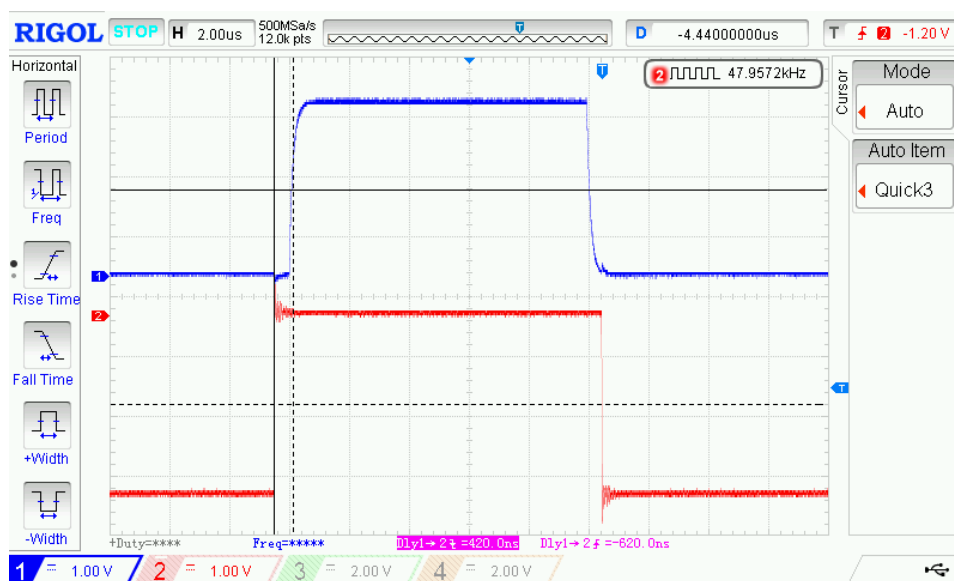
Posledním slovem je kontrolní součet, číselná hodnota slova odpovídá počtu logických 0 v předcházejících pěti slovech datové struktury.

5 Měření dosažených parametrů

Deska plošného spoje byla osazena a zařízení bylo postupně oživováno. Bylo ověřeno zda napájecí napětí odpovídají požadovaným hodnotám. Poté byla provedena zkouška zápisu programu do procesoru (blikání LED).

Druhý test byl zaměřen na ověření funkce spínání tranzistorů třífázového můstku modulu budiče. Testovací program cyklicky spínal nejprve horní tranzistory můstku, poté spodní tranzistory můstku. Indikace funkce byla provedena zatížením obvodu žárovkou v každé fázi nejprve proti zemi a poté proti napájecímu napětí.

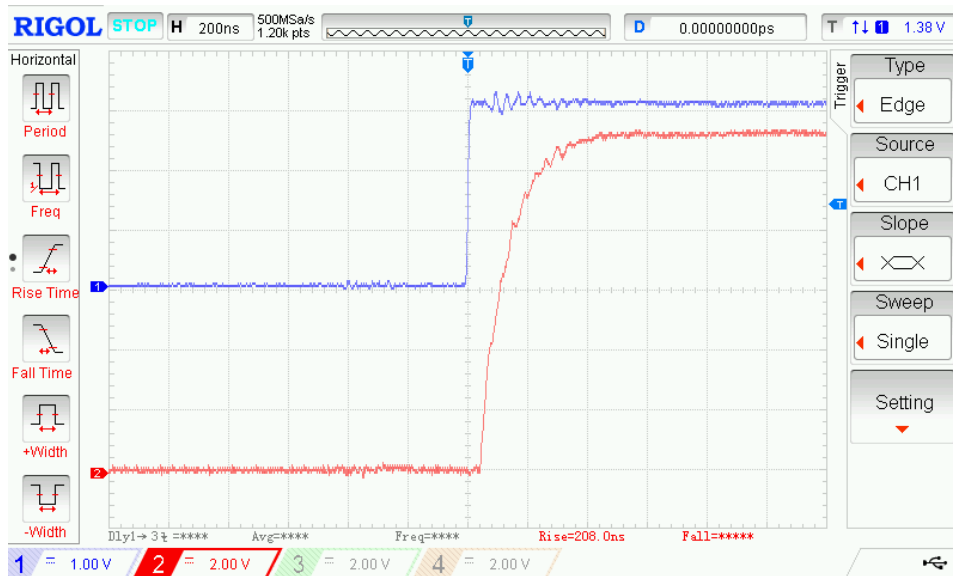
Dále byl zachycen průběh časování komplementárních výstupů procesoru pro buzení tranzistorů snižujícího měniče. Dead-time byl programově nastaven na hodnotu 500 ns. Spínání výkonových prvků bylo testováno na frekvenci 48 kHz.



5-1 měření - dead time

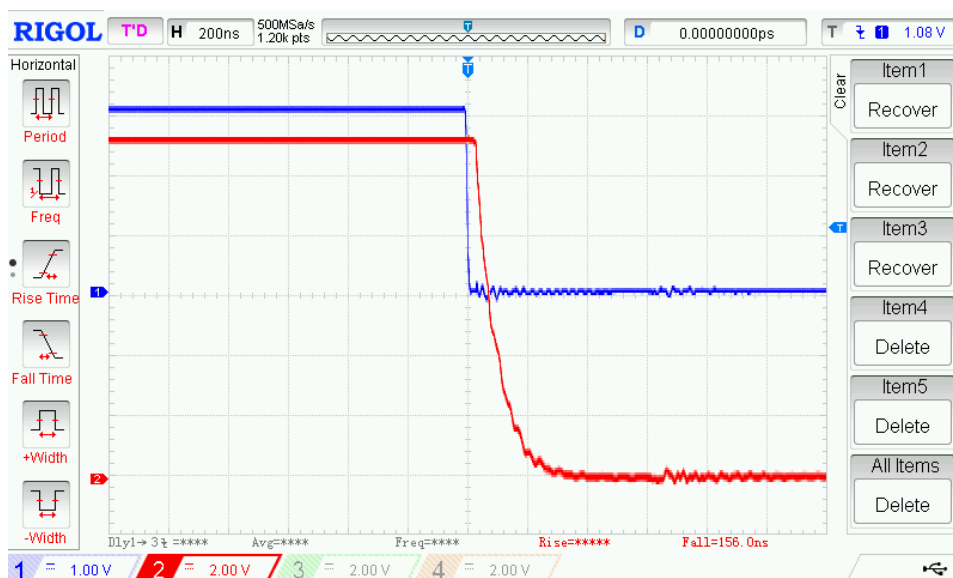
Na obrázku 5-1 je zobrazen průběh měření deat-time. Průběh 1 je signál pro MOSFET-driver horního tranzistoru. Kanál 2 byl invertován, průběh 2 je signál pro MOSFET-driver spodního tranzistoru.

Dále bylo ověřeno správné buzení hradel výkonových tranzistorů integrovanými budiči (MOSFET - drivery).



5-2 měření - buzení hradla - doba náběhu

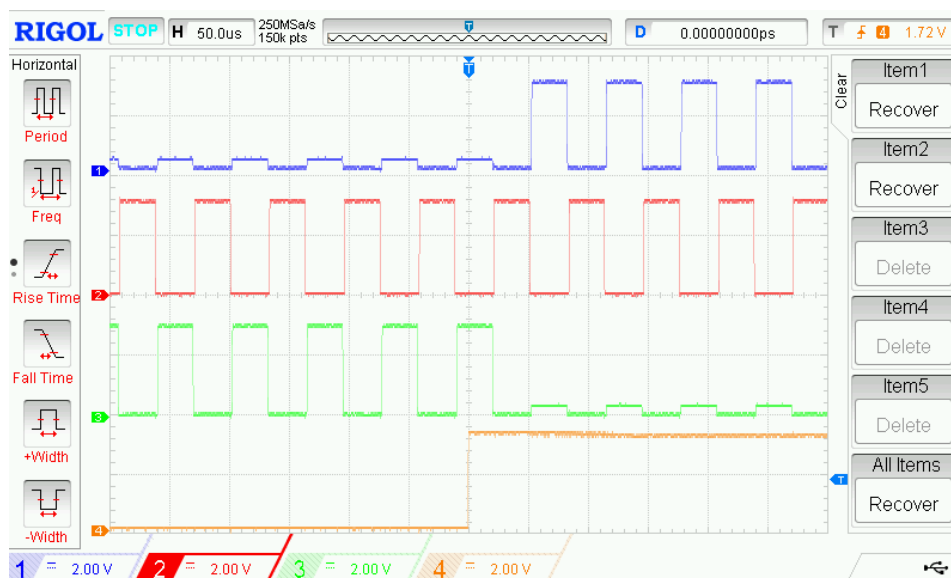
Na obrázku 5-2 je vykreslen referenční průběh 1 (vstup integrovaného budiče) a napětí na hradlu výkonového tranzistoru průběh 2. Doba náběhu je 208 ns.



5-3 měření - buzení hradla - doba sestupu

Na obrázku 5-3 je vykreslen referenční průběh 1 (vstup integrovaného budiče) a napětí na hradlu výkonového tranzistoru průběh 2. Doba sestupu je 156 ns.

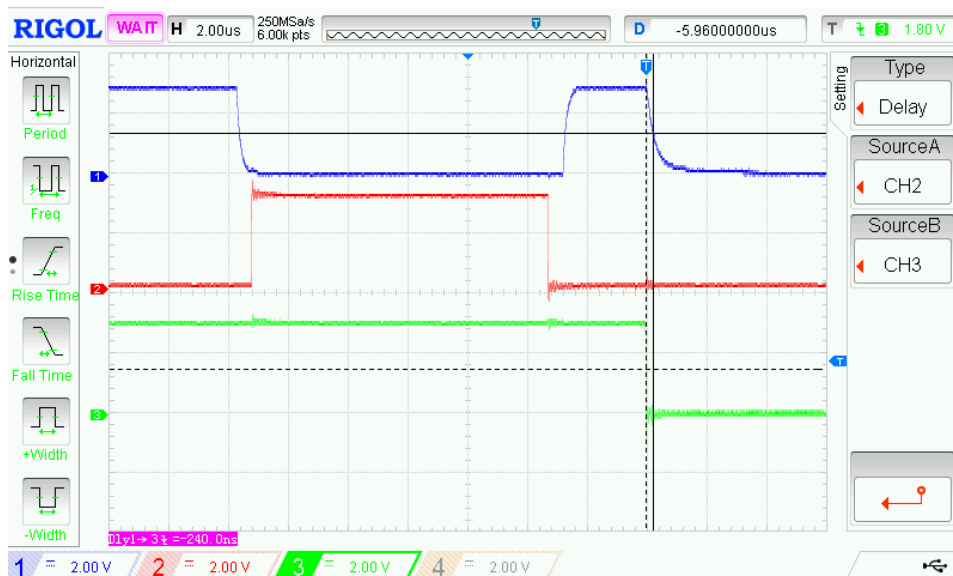
Dalším bodem bylo ověření časování obvodu řídicí logiky pro přepínání napájecích zdrojů. Při měření byl objeven nedostatek v návrhu tohoto obvodu. Nebyl zajištěn správný klidový stav vstupů integrovaného budiče při resetu mikrokontroléru. Problém byl vyřešen drobnou úpravou v zapojení, viz kapitola 6.



5-4 měření - řídicí logika přepínání zdrojů

Na obrázku 5-4 je zachycen okamžik přepnutí zdroje snižujícího měniče modulu budiče (z kondenzátoru na akumulátor). Signál pro přepínání zdrojů – průběh 4, průběh signálu buzení horního tranzistoru pro kondenzátor – 3, průběh signálu buzení spodního tranzistoru – 2 a průběh signálu buzení horního tranzistoru pro akumulátor – 1.

Před zátěžovou zkouškou modulu budiče bylo provedeno ověření funkce sekundární proudové ochrany využitím vstupu mikrokontroléru BREAK.



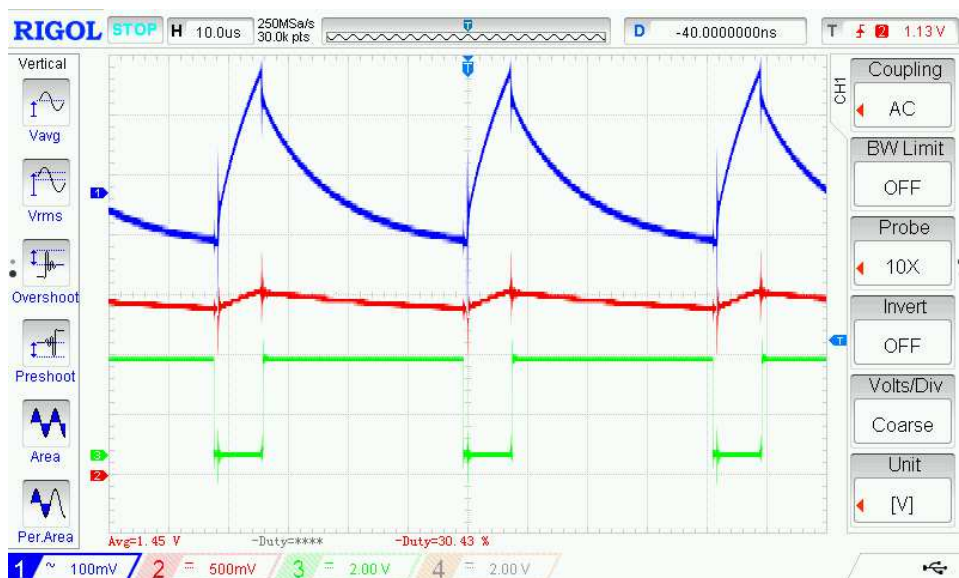
5-5 měření - proudová ochrana – BREAK

Průběh 3 na obrázku 5-5 je průběh napětí na vyvedeném vstupu BREAK. Průběh 2 je signál buzení spodního výkonového tranzistoru a průběh 1 je signál buzení horního výkonového tranzistoru. Mezi hranou signálu průběhu 3 a 1 bylo naměřeno zpoždění 240 ns.

Posledním bodem bylo měření modulu výkonového budiče se zátěží. Jako zátěž byl použit odpor 64 mΩ. Odpor zátěže je ekvivalentní impedanci použitého motoru NOSRAM. Pro měření proudu byl použit výstup senzoru proudu výkonové části modulu budiče. Výstup senzoru byl kalibrován při proudu 5 A. Modul budiče byl připojen ke stabilizovanému zdroji napětí 11,1 V.

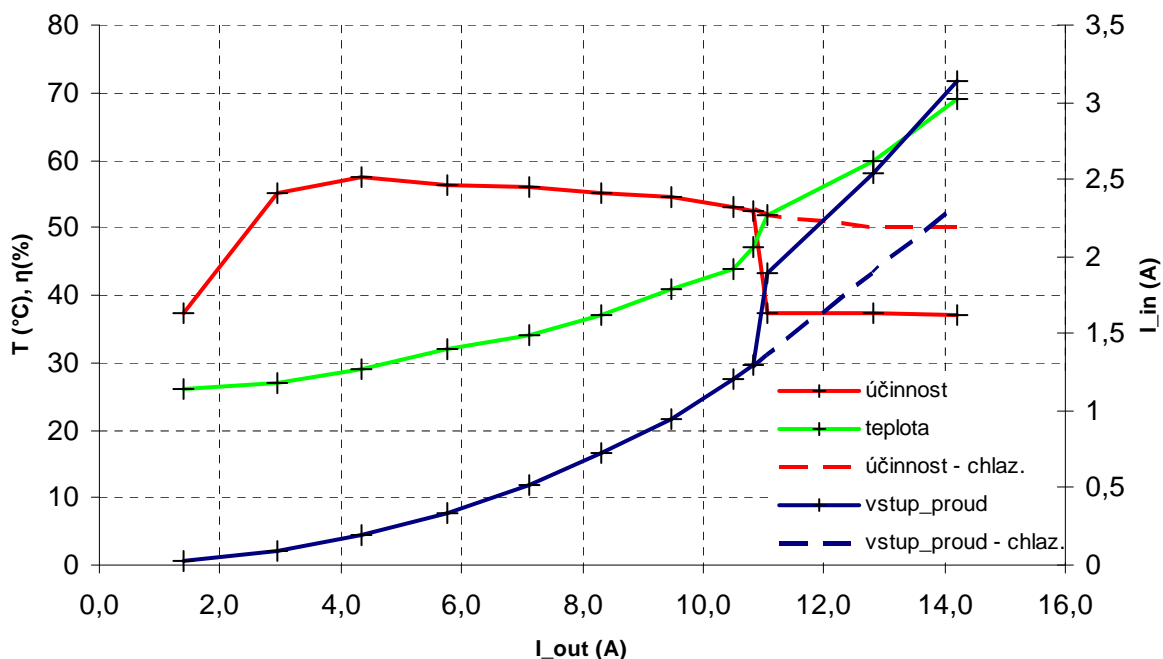
Při zkoušce bylo zamezeno nucenému proudění vzduchu, chlazení výkonových prvků proto bylo čistě pasivní.

Na obrázku 5-6 jsou zobrazeny průběhy napětí a proudu při výstupním proudu zátěží 12,8 A. Průběh 3 představuje budící signál spodního tranzistoru snižujícího měniče modulu budiče. Průběh 2 je napětí na zátěži a průběh 1 představuje průběh proudu tlumivkou měniče. Proud tlumivkou byl měřen proudovým transformátorkem. Transformátor byl vytvořen přivínutím třech závitů k vinutí tlumivky budiče a zakončen odporem 10 mΩ.



5-6 měření - výstupní proud 12,8 A

Na obrázku 5-7 jsou vyneseny do grafu naměřené hodnoty vstupního proudu ze zdroje napětí, teploty spodního spínacího tranzistoru snižujícího měniče modulu budiče a elektrickou účinnost.



5-7 měření se zátěží 64 mΩ, vstup 11,1 V

Z grafu je patrný výrazný pokles účinnosti při proudu nad 10 A. Ukázalo se, že je způsoben oteplením spínacích tranzistorů. Poslední čtyři hodnoty proto byly přeměřeny s aktivním chlazením ventilátorem.

6 Závěr

Cílem práce bylo zvolit vhodný motorek a navrhnout a realizovat pohonnou soustavu přední nápravy modelu elektromobilu s bezkartáčovým třífázovým motorkem. Návrh měl být proveden s ohledem na rekuperaci energie.

Prostudoval jsem literaturu týkající se řízení BLDC motorů. Protože motor měl být provozován v nestandardním pracovním bodě (v oblasti nízkých otáček), uvědomil jsem si, že bude problém dosáhnout uspokojivé účinnosti pohonu. Z toho důvodu jsem se rozhodl porovnat dva způsoby řízení motoru ve dvou variantách modulu výkonového budiče motoru.

Byla porovnána účinnost obou variant v režimu rozběhu a v režimu brzdění rekuperací. Při rozběhu byla účinnost první varianty o 6 % lepší než u druhé, v případě rekuperace byla první varianta o 20 % horší. Toto měření tak potvrdilo domněnku, že v pracovní oblasti, kdy je střída velmi nízká, dochází k elektromagnetickým (hysterezním) ztrátám v materiálu motoru. Měřením bylo zjištěno, že materiál motoru není schopen pracovat na frekvencích vyšších než 20 kHz.

Z těchto důvodů jsem se rozhodl realizovat finální modul budiče motorů s obvodovým řešením stejným jako u druhé varianty, využívající snižující měnič.

Návrh byl realizován jako modul skládající se ze dvou částí - výkonové a procesorové řídicí desky. Modul byl oživen a odzkoušen s odporovou zátěží 64 mΩ. Při zkoušení byla odhalena chyba v návrhu, ochranným transilem D8 protékal značný proud. Což bylo způsobeno tím, že tlumivka snižujícího měniče je společná pro oba napájecí zdroje (kondenzátor i akumulátor). Vyšší napětí z akumulátoru se ale může uzavírat přes diodu ve struktuře spínacího tranzistoru a proniká tak do napájecí větve kondenzátoru. Chybu lze odstranit přidáním druhé tlumivky, je nutné přerušit cestu na plošném spoji v místě elektrody source tranzistoru T16 a T18.

Měřením zatěžovací charakteristiky modulu budiče motorů s zátěží 64 mΩ bylo dosaženo maximální účinnosti 57 % při proudu zátěží 4,3 A. Zlepšení je možné zajistit použitím lepších spínacích prvků s nižším odporem kanálu v sepnutém stavu, případně paralelní kombinaci

více prvků. K datu 12.5.2014 jsem bohužel nestihl vyzkoušet modul budiče se zvolenými motorky v modelu elektromobilu.

Navržený a realizovaný modul budiče motorů je schopný regulovat proud oběma motory, rychlá proudová ochrana zajišťuje zkratuvzdornost výstupů. Řídicí logika přepínání zdrojů umožňuje ve velmi krátkém čase přepnout mezi napájecími zdroji a zajišťuje dokonalou ochranu před nechtěným zkratováním tranzistorů při přepínání například oproti řešení v [4]. Domnívám se, že navržené řešení dosahuje v daném pracovním bodě mnohem lepších parametrů než standardní řešení, jakým je například varianta 1.

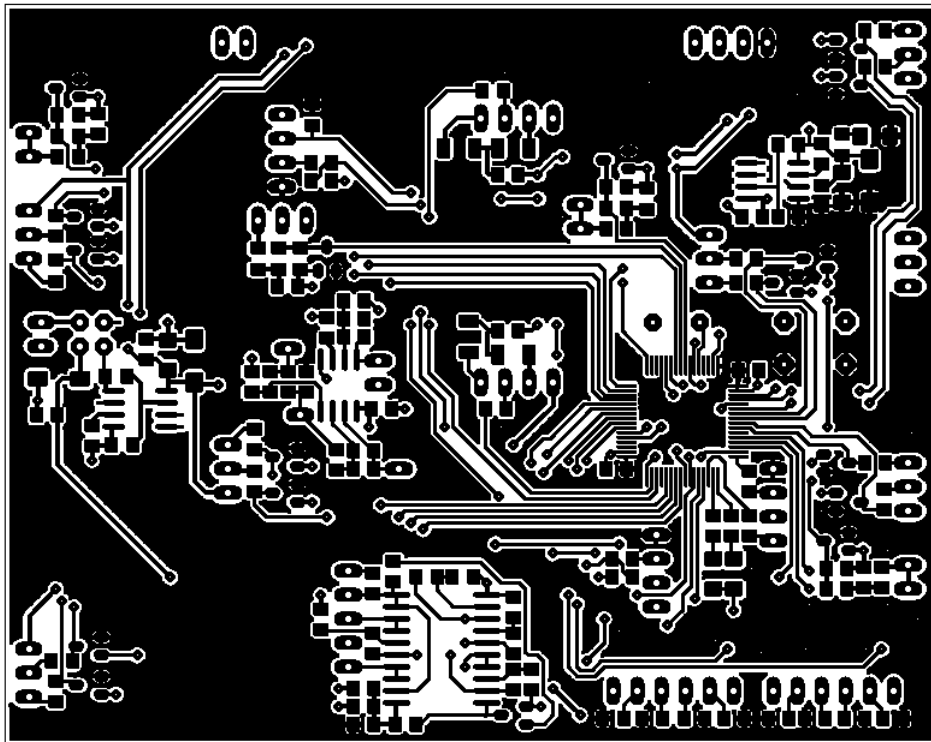
Obsah přiloženého CD

| Složka | Obsah |
|---------------|---|
| doku | <i>Aplikační a datové listy použitých součástek</i> |
| eagle | <i>Výrobní data a podklady z programu EAGLE Schémata a motivy spoje exportované do .pdf</i> |
| firmware | <i>Zdrojové kódy programu mikrokontroléru</i> |
| doc | <i>tento dokument ve formátu .doc a ve formátu .pdf</i> |
| gerber | <i>gerber data pro výrobu DPS</i> |

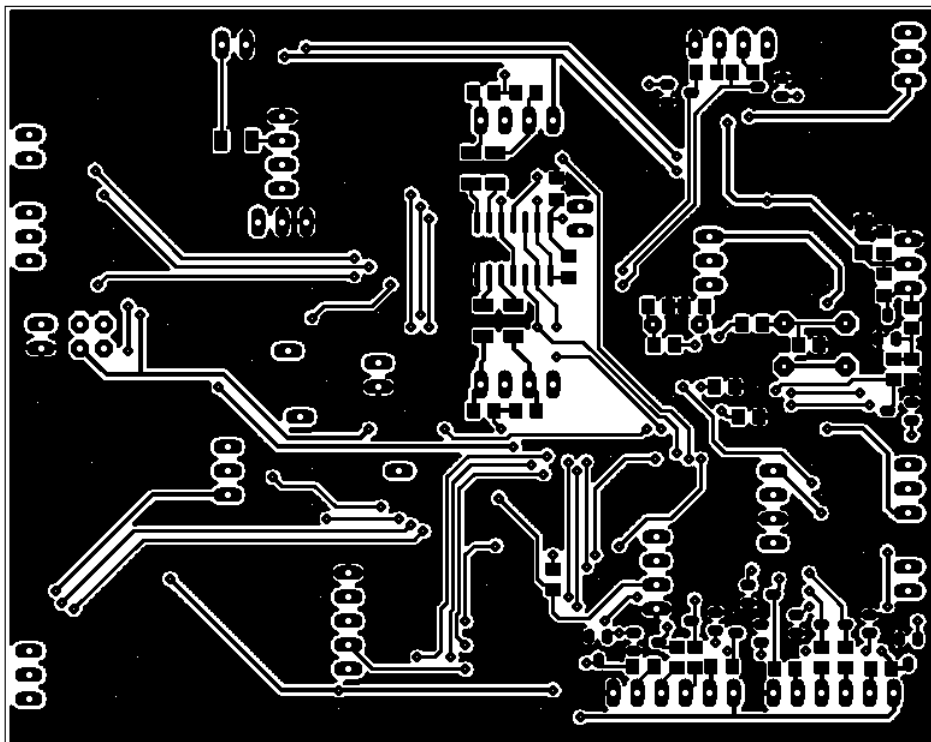
Literatura

- [1] Programming manual – PM0056-STM32F10xxx. STMicroelectronics, 2013
- [2] Microchip. Brushless DC Motor Fundamentals. AN885. 2003
- [3] www.irf.com – aplikační poznámky
- [4] HEXFETs Designers Manual HDM-1, Vol. 1 a 2. IRF.
- [5] DC-DC Power Converters, Robert W. Erickson, University of Colorado. CO 80309-0425
- [6] Regenerative Braking Control for Light Electric Vehicles, Cheng-Hu Chen a kol. National Han University, 2011
- [4] System for Energy Recovering with BLDC Motor at Deceleration, A. Taut a kol. Technical University of Cluj–Napoca ,2013
- [5] SPI interface and use in a daisy-chain bus configuration, Infineon, AN v1.2, 2002
- [6] Bezpečnost vozidel silničního provozu, VUTBR, dostupné z www:
<http://www.vutbr.cz/usi/dokumenty/dokumenty-ke-stazeni-f23776>
- [7] How to get the best ADC accuracy in STM32Fx Series, AN2834 STMicroelectronics. 2013
- [8] Reference manual, RM0091, STMicroelectronics, 2013

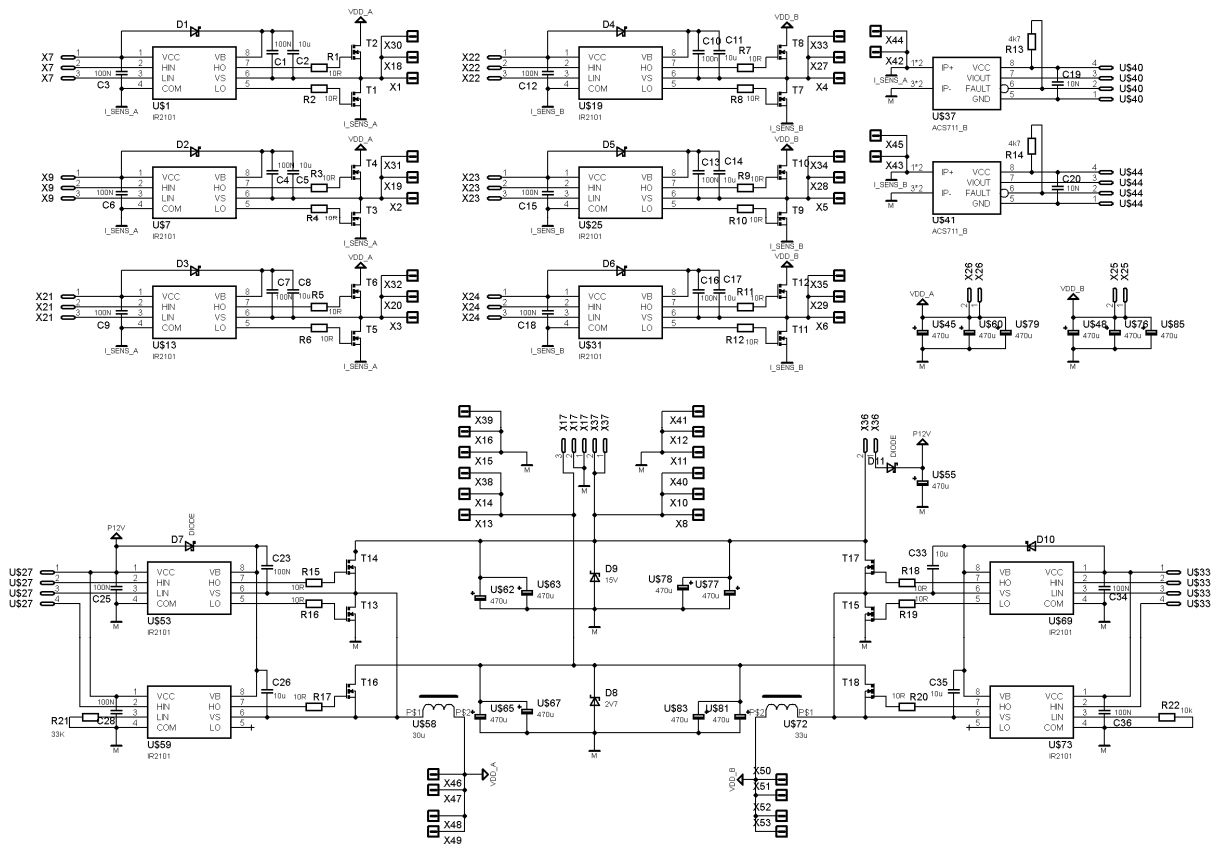
A.2. DPS – procesor - vrstva TOP



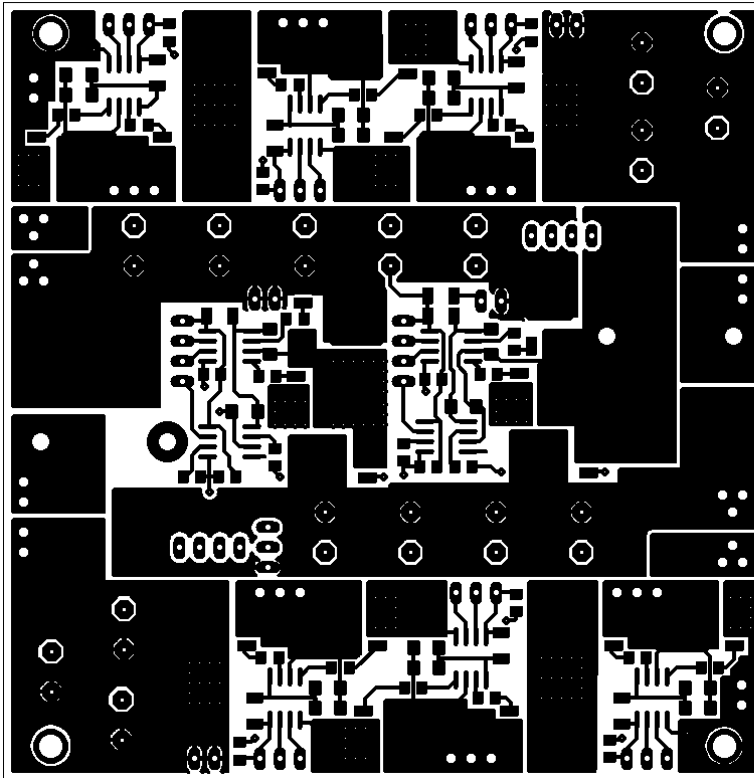
A.3. DPS – procesor - vrstva BOTTOM



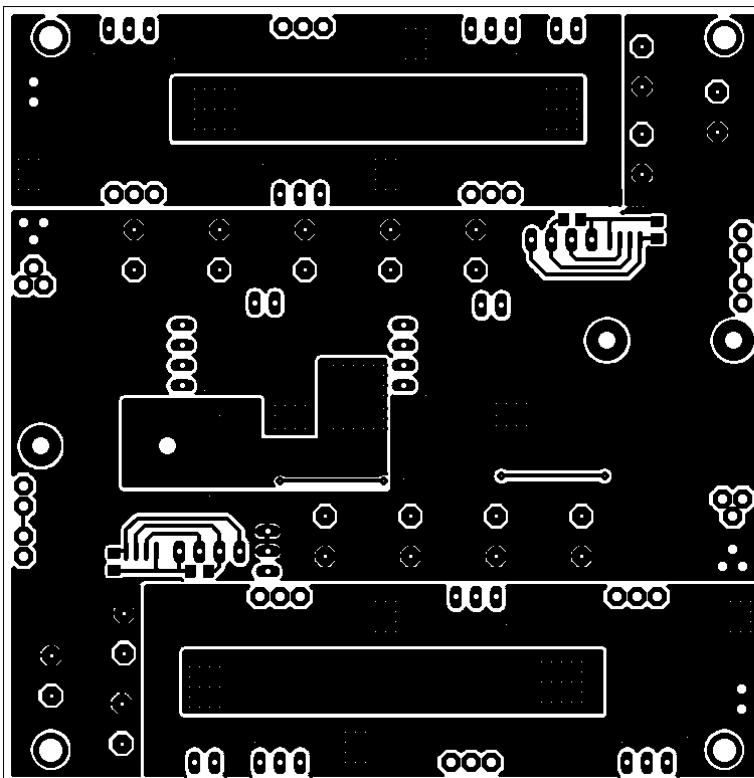
A.4. schéma – výkonová deska



A.5. DPS – výkon – vrstva TOP

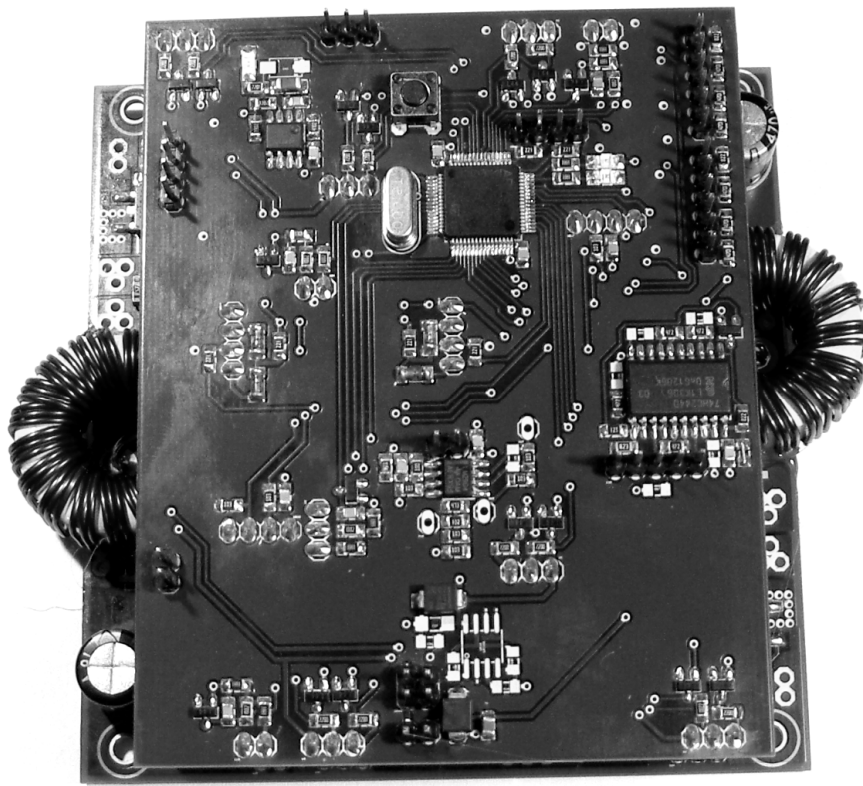


A.6. DPS – výkon – vrstva BOTTOM

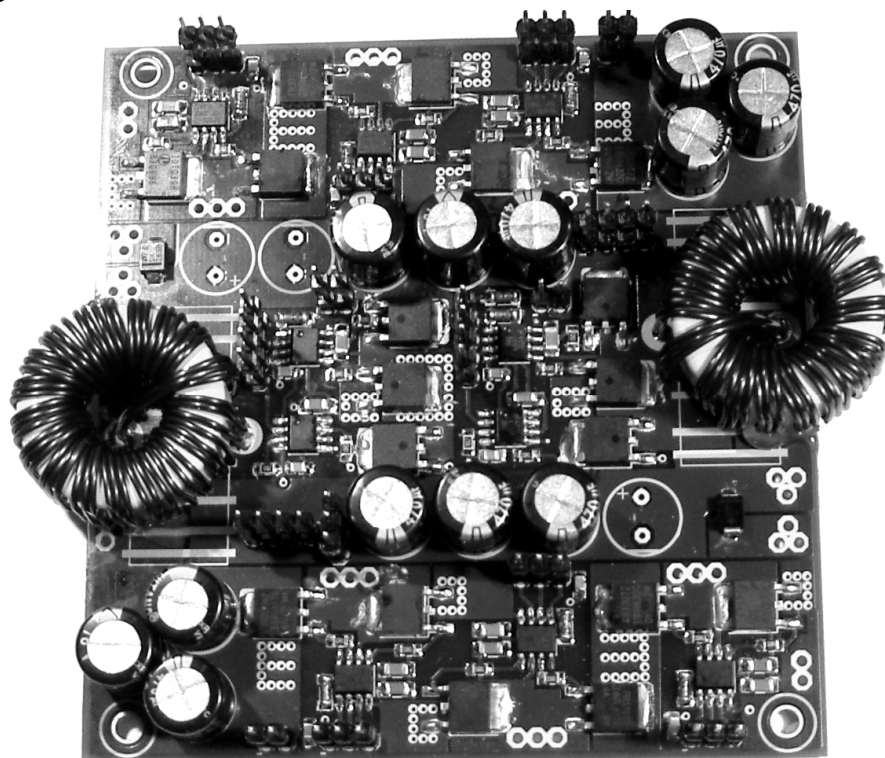


B. fotodokumentace

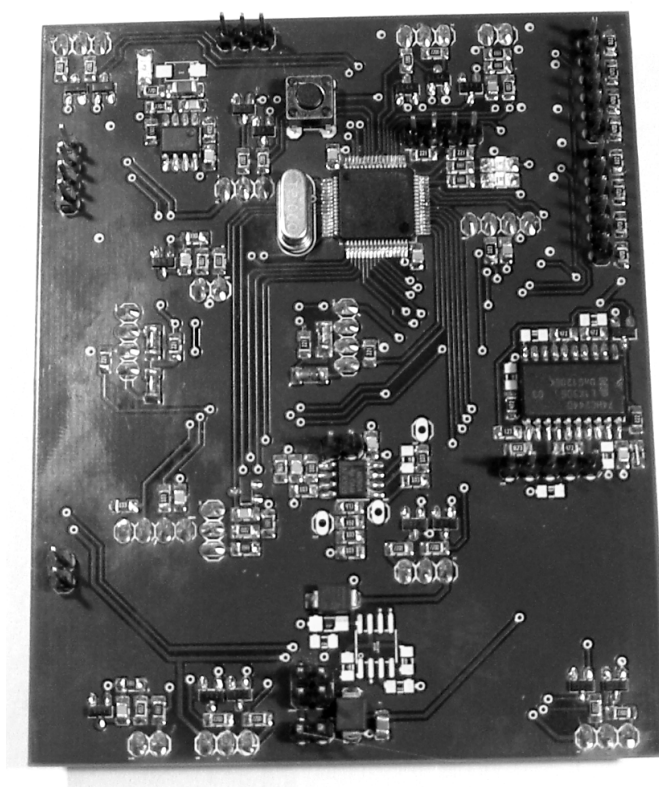
B.1. Osazený modul budiče motorů



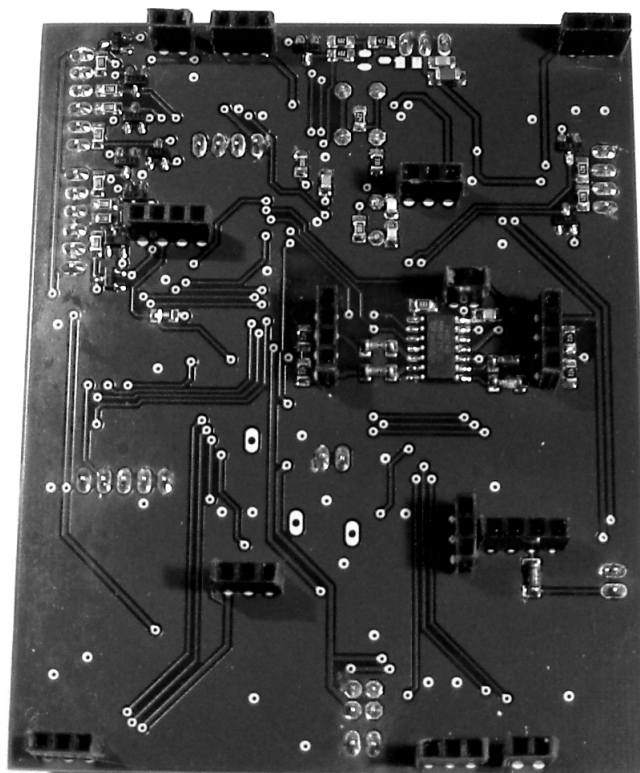
B.2. Výkonová část modulu budiče motorů



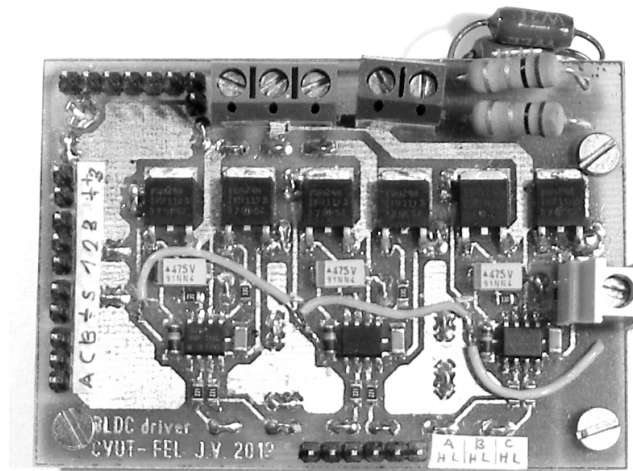
B.3. Řídící část modulu budiče motorů – strana TOP



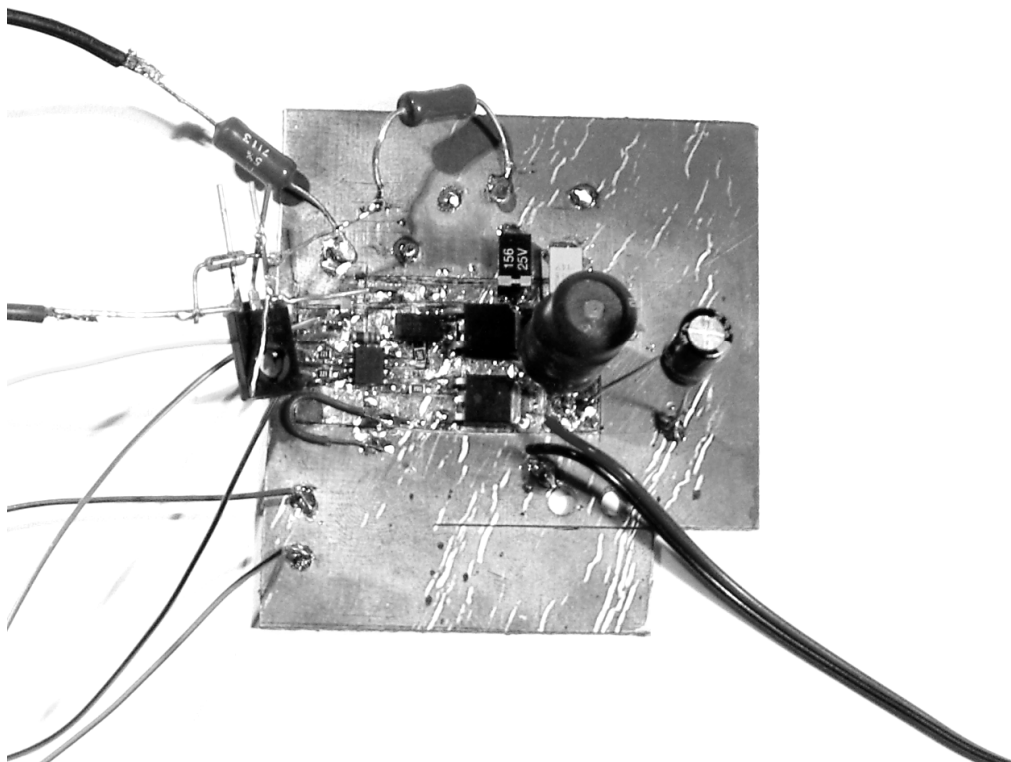
B.4. Řídící část modulu budiče motorů – strana BOTTOM



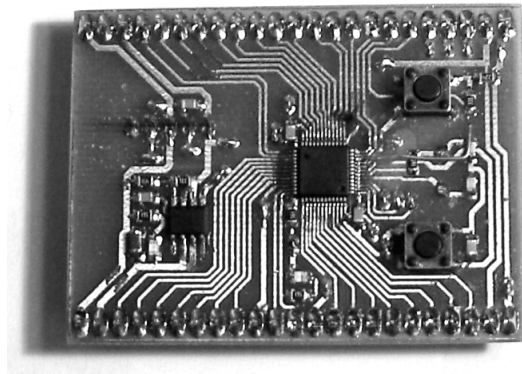
B.5. Prototyp třífázového můstku



B.6. Prototyp snižujícího měniče pro variantu 2



B.7. Modul s procesorem stm32f0x



B.8. BLDC motor z CD-rom mechaniky se setrvačníkem

