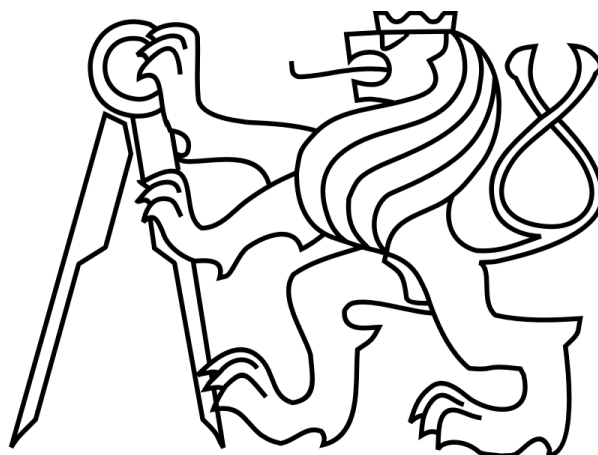


**České vysoké učení technické v Praze
fakulta elektrotechnická
katedra mikroelektroniky**



Diplomová práce

Pohon zadní nápravy modelu elektromobilu

Autor: Bc. David Wünsche

Vedoucí práce: Ing. Lubor Jirásek, CSc

2015

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. W Ü N S C H E David**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Pohon zadní 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 zadní nápravy modelu elektromobilu s bezkartáčovým třífázovým motorkem s ohledem na rekuperaci energie.^
3. Proveďte ověřovací měření. ^
4. Zhodnoťte dosažené výsledky.^
5. Navrhnete budoucí možná řešení.^
6. Zařízení zůstane v majetku zadávajícího pracoviště.^
7. Publikování výsledků dosažených v této práci je možné se souhlasem zadavatele.

Seznam odborné literatury:

- [1] Microchip. Brushless DC Motor Control Using PIC18FXX31 MCUs. AN899, leden 2004. (http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=1824&appnote=en012145)
- [2] 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 14. 2. 2014

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou prací „Pohon zadní nápravy modelu elektromobilu“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce.

Souhlasím se zapůjčováním práce a jejím zveřejňováním.

V Praze dne _____

podpis

Poděkování

Chtěl bych poděkovat vedoucímu práce Ing. Luboru Jiráskovi za jeho podporu, cenné rady a připomínky. Dále bych rád poděkoval všem dalším, kteří mi s prací pomohli. A samozřejmě můj velký dík patří rodině, která mi umožnila se této práci věnovat.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací pohonného systému modelu elektromobilu, především zadní nápravou. Pohonný systém je řešen dvojicí bezkartáčových, senzorových elektromotorů na každé nápravě, které jsou buzeny třífázovými MOSFET H můstky. Každý z můstků zadní nápravy je řízen jedním mikrokontrolérem PIC18LF4431. Elektromotory jsou připojeny přímo na kola modelu, diferenciál je řešen elektronicky. Součinnost jednotlivých částí pohonného systému je zajištěna řízením pomocí sběrnice SPI a snímáním provozních parametrů. Celé zařízení je navrženo pro napájení akumulátorem a uvažuje se i možnost rekuperace elektrické energie. Práce zvažuje možnosti konstrukce, návrh mechanických a elektronických částí a jejich výrobu a následné naprogramování a zprovoznění.

Abstract

This thesis focuses on design and implementation of an electric car model drive system, especially its rear axle. The drive system consists of two brushless sensored electric motors on each axle. These BLDC motors are driven by three-phase MOSFET H bridges, controlled by a PIC18LF4431 microcontroller. BLDC motors are connected directly to wheels, differential is implemented electronically. Elements of drive system exchange commands and data using a SPI bus. The electric car model is designed to be powered by accumulator and is capable to recuperate energy. The thesis describes options of mechanic parts and electronic circuit design, their building, programming and putting into operation.

Obsah

Čestné prohlášení.....	i
Poděkování.....	ii
Abstrakt.....	iii
Seznam použitých zkratk a symbolů.....	v
Seznam tabulek.....	vi
Seznam obrázků.....	vii
Kapitola 1 – Úvod.....	1
1.1 Rozvoj elektromobilů.....	1
1.2 Model elektromobilu.....	3
Kapitola 2 – Elektromotor.....	4
2.1 Typy elektromotorů.....	4
2.2 Použité elektromotory.....	8
2.3 Komutace BLDC elektromotoru.....	10
2.4 Rekuperace elektrické energie.....	15
2.5 Elektronický diferenciál.....	16
Kapitola 3 – Konstrukce podvozku.....	18
3.1 Úprava původního podvozku.....	18
3.2 Geometrie podvozku.....	20
3.3 Výroba podvozku.....	20
Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru.....	21
4.1 Mikrokontrolér PIC18LF4431.....	21
4.2 Budiče IRS2011S.....	29
4.3 Proudová sonda ACS711.....	30
4.4 Výkonové MOSFE tranzistory.....	32
4.5 Třífázový MOSFET můstek.....	37
4.6 Ochrana pinů obvodu.....	40
4.7 Můstek v režimu rekuperace.....	43
4.8 Optimalizace spotřeby.....	46
4.9 Návrh desky plošných spojů.....	47
4.10 Návrhový software.....	50
Kapitola 5 – Centrální řídicí jednotka.....	52
5.1 Raspberry Pi.....	52
5.2 Servomotor pro zatáčení.....	55
5.3 Komunikační protokoly.....	57
Kapitola 6 – Napájení.....	60
6.1 DC/DC měniče.....	60
6.2 Akumulátor.....	66
Kapitola 7 – Měření.....	69
Kapitola 8 – Závěr.....	75
Seznam použité literatury.....	77
Příloha A - Elektronická schémata.....	79
Příloha B - Výkresy podvozku.....	85

Seznam použitých zkratek a symbolů

A/D	převodník analogového signálu na digitální (Analog-to-digital converter)
ARM	procesor s redukovanou instrukční sadou (Advanced RISC Machines)
BJT	bipolární tranzistor (Bipolar Junction Transistor)
DMA	přímý přístup do paměti periferiemi (Direct Memory Access)
FIFO	způsob organizace datového bufferu (First In, First Out)
I ² C	počítačová sběrnice (Inter-Integrated Circuit); také I2C
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MCU	mikrokontrolér (MicroController Unit)
MOSFET	polem řízený tranzistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PWM	pulzně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
QEI	Quadrature Encoder Interface
RISC	redukovaná instrukční sada (Reduced Instruction Set Computing)
SPI	sériové periferní rozhraní (Serial Peripheral Interface)
SSH	komunikační protokol (Secure SHell)
UART	asynchronní sériové komunikační rozhraní (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter)

kv	(-)	konstanta motoru, počet otáček za minutu na volt napájecího napětí
I	(A)	elektrický proud
U	(V)	elektrické napětí
U _f		napětí na přechodu součástky
U _{IN}		vstupní napětí
U _{OUT}		výstupní napětí
f	(Hz)	frekvence
f _{sw}		spínací frekvence
T	(s)	perioda
T	(K)	termodynamická teplota
C	(C)	kapacita
C _g		kapacita řídicí elektrody tranzistoru

Seznam tabulek

Tabulka 1: Parametry elektromotoru LRP Vector K7 brushless (viz [7]).....	9
Tabulka 2: Zapojení kontrolního konektoru elektromotoru (viz [8]).....	10
Tabulka 3: Parametry PIC18LF4431 [16].....	22
Tabulka 4: Základní parametry budiče IRS2011S.....	29
Tabulka 5: Tabulka maximálních hodnot tranzistoru IRLR8734 [19].....	34
Tabulka 6: Legenda proměnných pro vzorec 9.....	38
Tabulka 7: Parametry ochranné vratné pojistky.....	43
Tabulka 8: Funkce ovládacích souborů serva v Raspberry Pi [29].....	56
Tabulka 9: Příkazy ovládání přední nápravy přes SPI rozhraní.....	58

Seznam obrázků

Obrázek 1: Zjednodušený nákres BLDC elektromotoru typu inrunner (převzato z [4])...5	5
Obrázek 2: Závislost točivého momentu BLDC motoru na rychlosti otáčení (převzato z [5]).....7	7
Obrázek 3: K výpočtu krouticího momentu BLDC elektromotoru (převzato z [6]).....7	7
Obrázek 4: Čtyři kvadranty provozu elektromotoru.....11	11
Obrázek 5: Můstek pro 3-fázové unipolární spínání.....11	11
Obrázek 6: Bipolární spínání tranzistorů v nezávislém režimu.....12	12
Obrázek 7: Bipolární spínání tranzistorů v komplementárním režimu (převzato z [10])13	13
Obrázek 8: Průběh napětí a proudů v BLDC elektromotoru (převzato z [5]).....14	14
Obrázek 9: Mechanický diferenciál (převzato z [13]).....16	16
Obrázek 10: Model nápravy v prostředí AutoCAD.....18	18
Obrázek 11: Napojení hřídele motorku na poloosu.....19	19
Obrázek 12: Blokové zapojení elektroniky zadní nápravy.....21	21
Obrázek 13: Provozní frekvence MCU při různých napětích. (Převzato z [16]).....23	23
Obrázek 14: Zapojení ICSP.....23	23
Obrázek 15: Stranově zarovnaná PWM (převzato z [16]).....24	24
Obrázek 16: Středově zarovnaná PWM (převzato z [16]).....25	25
Obrázek 17: Nastavení dead time intervalu PWM.....26	26
Obrázek 18: Blokové schéma AD převodníku PIC18LF4431 (převzato z [16]).....27	27
Obrázek 19: Blokový diagram SPI periferie PIC18F4431 (převzato z [16]).....28	28
Obrázek 20: Blokové schéma vnitřního zapojení budiče IRS2011S (převzato z [30])...30	30
Obrázek 21: Výstupní napětí proudové sondy ACS711 (převzato z [17]).....31	31
Obrázek 22: Zapojení proudové sondy ACS711.....32	32
Obrázek 23: Synchronizace okamžiku snímání velikosti proudu.....32	32
Obrázek 24: Oblasti použití IGBT a MOSFET (převzato z [18]).....34	34
Obrázek 25: Maximální ztrátové teplo pro SMD pouzdra (převzato z [19]).....36	36
Obrázek 26: Tranzistorový půlmůstek.....37	37
Obrázek 27: Tranzistorový půlmústek s budičem (první prototyp).....38	38
Obrázek 28: Zabudovaná ochrana pinů MCU diodami.....40	40
Obrázek 29: Ochrana pinů MCU.....41	41
Obrázek 30: U/I charakteristika jednosměrného transilu (převzato z [23]).....42	42
Obrázek 31: U/I charakteristika obousměrného transilu(Převzato z [23]).....42	42

Obrázek 32: Ochranný obvod napájení mikrokontroléru.....	43
Obrázek 33: Náhradní schéma BLDC motoru a můstku (převzato z [25]).....	44
Obrázek 34: Znázornění principu synchronního usměřovače (převzato z [25]).....	45
Obrázek 35: Třífázový H můstek v režimu zvyšujícího měniče napětí.....	46
Obrázek 36: Deska plošných spojů prvního prototypu BLDC budiče.....	49
Obrázek 37: Možnosti komunikace s Raspberry.....	53
Obrázek 38: Komunikace Pi a PICu přes SPI.....	55
Obrázek 39: Ovládání servomotoru (převzato z [28]).....	56
Obrázek 40: Propojení zařízení pomocí SPI.....	58
Obrázek 41: Základní zapojení obvodu TPS40200 (převzato z [29]).....	61
Obrázek 42: Doporučené zapojení obvodu MC33063A (převzato z [31]).....	63
Obrázek 43: Proudové smyčky ve spínaném měniči (převzato z [32]).....	65
Obrázek 44: Kelvinův spoj (převzato z [[32]]).....	66
Obrázek 45: Časový průběh proudu motorem při bipolárním spínání.....	70
Obrázek 46: Náběžná hrana řídicího pulzu a silového výstupu budiče IRS2011S.....	70
Obrázek 47: Sestupná hrana řídicího pulzu a silového výstupu budiče IRS2011S.....	71
Obrázek 48: Průběhy napětí při pasivním usměřování.....	71
Obrázek 49: Rekuperace synchronním usměřováním pomocí low-side tranzistorů.....	72
Obrázek 50: Rekuperace synchronním usměřováním a zvyšováním napětí.....	72
Obrázek 51: Závislost účinnosti systému na nastavení střídy PWM signálu. Zatížení 10 Ω rezistorem.....	73
Obrázek 52: Závislost účinnosti systému na nastavení střídy PWM signálu. Zatížení 100 Ω rezistorem.....	73

Kapitola 1 – Úvod

1.1 Rozvoj elektromobilů

První elektromobily se objevily prakticky současně s vozidly se spalovacími motory. Nejstarší funkční vůz poháněný elektromotorem byl zkonstruován roku 1837 Robertem Davidsonem. Byl poháněn stejnosměrným elektromotorem, napájeným galvanickými bateriemi. Jeho celková omezení znemožňovala praktické využití, ale stroj ukázal cestu dalšímu vývoji. Skutečně použitelná vozidla přišla až v roce 1859 (viz [1]) s objevem nabíjecích olověných akumulátorů. Ty v mnohém zlepšily parametry strojů a po zavedení průmyslové výroby akumulátorů byla otevřena cesta pro skutečné rozšíření elektromobilové dopravy. Zlatý věk elektrických vozidel nastal na konci 19. století. V porovnání se spalovacím pohonem měl elektrický řadu výhod. Stroje byly tiché, bez vibrací, nevyžadovaly použití složitých a nespolehlivých převodovek a byly jednoduché na obsluhu, neboť nevyžadovaly dlouhé zahřívání jako parní stroje ani ruční natočení motoru jako spalovací motory. Omezený dojezd a rychlost elektromobilů je předurčovaly pro městské použití. S pozdějším zlepšením stavu silnic a technologie spalovacích motorů však nastal postupný úpadek elektromobilů a až dosud je jejich podíl na vozovém parku minimální.

Obrovský rozvoj polovodičových technologií, vynález bipolárních a unipolárních tranzistorů a později digitální techniky a procesorů dláždí cestu pro návrat elektromobilů na výsluní. Moderní budiče a spínané zdroje dosahují velice vysoké účinnosti a mohou pracovat s velkými proudy. Nové materiálové technologie umožňují vyrábět elektromotory nových konstrukcí s dříve nevídanými parametry. Mnohá elektricky poháněná vozidla v leckterých parametrech předčí své spalovací protějšky. Hybridní sportovní vozidla dokáží využívat točivého momentu elektromotorů pro vyšší zrychlení. Velká města, dušena výfukovými plyny, volají po změně a zavádí výhody pro elektrická vozidla. Situace se zdá být zcela nakloněna ve prospěch elektromobilů. Přesto zatím nedošlo k jejich rozšíření, neboť jsou omezeny možnostmi akumulátorů. Napájení je Achillovou patou elektrických vozidel.

V několika posledních letech došlo ke skoku v technologiích ukládání elektrické energie. Akumulátory na bázi niklu nebo olova byly ve většině použití nahrazeny lithiovými akumulátory, které mají většinu parametrů zásadně lepší. Akumulátory typu

Kapitola 1 – Úvod

Li-pol, Li-ion nebo LiFePO_4 vynikají velkou kapacitou v poměru k objemu a hmotnosti a velkým maximálním vybíjecím proudem. V současné době napájí naprostou většinu mobilních zařízení, starší technologie jsou na ústupu. Olověné akumulátory se využívají převážně již jen pro startování motorů, od použití NiCd se upouští kvůli jejich toxicitě. Výhody nových lithiových technologií jasně převažují nad jejich nedostatky, kterými je například možné rychlejší stárnutí a složitější nabíjení. Závažnější nedostatek je chování akumulátorů Li-Pol při mechanickém namáhání. Pokud je proražen plášť, může dojít k samovznícení nebo dokonce explozi. Tento problém lze řešit například použitím stabilnějších LiFePO_4 , u kterých podobné nebezpečí nehrozí a mají jen o málo nižší kapacitu. Další technologický a parametrový skok se očekává s rozšířením nanotechnologií, které by mohly umožnit mnohonásobně zvýšit plochu elektrod akumulátorů jejich zvrásněním.

Akumulátory samozřejmě nepředstavují jediný směr rozvoje, existují i další možnosti napájení. Z elektrických zdrojů je nutno zmínit superkondenzátory, čili elektrolytické kondenzátory které mají obrovskou plochu elektrod díky aplikaci nanočástic a navíc velmi malou mezeru mezi elektrodami. V porovnání s konvenčními elektrolytickými kondenzátory mají mnohem větší kapacitu, ale také nižší průrazné napětí; řádově několik voltů. Superkondenzátory se již v zařízeních začínají používat například i jako náhrada za baterie pro udržení obsahu paměti. Jejich masovější rozvoj přijde s postupným předpokládaným snížením ceny. Přestože je však kapacita superkondenzátorů relativně vysoká, mohou poskytovat obrovský vybíjecí a nabíjecí proud, mají prakticky neomezený počet nabíjecích cyklů a jejich vybíjecí charakteristika je lineární, dosahují stále jen zlomku kapacity lithiových akumulátorů. Jejich uplatnění v elektromobilech je tak v současné době omezeno pouze na vyrovnávání odběru proudu a vyhlazování proudových špiček.

Slibně vypadají i nové pokroky v oblasti technologie palivových článků. Ty pracují na principu chemické reakce methanolu s kyslíkem, při které dochází ke vzniku elektrického náboje na opačných stranách reakční komory (viz [2]).



Reakce však vyžaduje elektrody pokovené vrstvou platiny, která funguje jako katalyzátor. Cena platiny je tak dosud hlavním důvodem malého rozšíření této technologie. V současnosti probíhají výzkumné práce, zaměřující se na minimalizaci potřebného množství vzácného kovu. Nově vyvíjené povrchy elektrod jsou pokryty nanokompozitem z oxidu ceru (Pt-CeO_2) s pouze 4 % příměsí atomární platiny (viz [3]). Tato konstrukce

by umožnila podstatně snížit výslednou cenu palivového článku.

1.2 Model elektromobilu

Obsahem práce je návrh a konstrukce pohonného systému modelu elektromobilu. Model by měl sloužit především jako učební a demonstrační pomůcka. Nepředpokládá se dosažení ohromujících parametrů, ale spíše názorná aplikace principů skutečných elektromobilů na malém modelu.

Základem pro konstrukci je RC model auta standardní velikosti 1:10. Ten je poháněn jedním stejnosměrným motorem, jehož výkon je na všechna čtyři kola po zpřevodování rozveden pomocí hřídelí a dvou nápravových diferenciálů. Motor je napájen z akumulátoru pomocí tranzistorového můstku a celý model je řízen dálkovým ovládním. Cíl práce je přestavba modelu na pohon pomocí čtyř bezkartáčových elektromotorů. Model je proto celkově prodloužen, nápravy rozšířeny, diferenciál řešen elektronicky. Pohonný systém sestává ze čtyř motorů, jejich budičů a vzájemně komunikujících mikrokontrolérů. Systém by měl dostávat informace o požadovaném směru a charakteru pohybu vozidla a řešit konkrétní rozdělení výkonu na jednotlivé motory. Jako zpětná vazba slouží naměřené hodnoty z různých senzorů.

Miniaturizace konstrukce s sebou přináší určitá omezení, která je nutné respektovat. Pro čtyřmotorový pohon by bylo logické zvolit motory typu outrunner integrované do kol. Tato konstrukce se u reálných vozidel skutečně používá. Výhoda je například jednodušší technické provedení, snazší údržba a lepší jízdní vlastnosti, plynoucí z přesunutí těžiště téměř do nejnižšího místa stroje. V modelu je však toto řešení nepraktické. Vhodné modelářské motory tohoto typu ani neexistují a bylo by nutné pořídit neporovnatelně dražší profesionální elektromotory nebo nějaký dostupnější motor upravit. Dosahovaná účinnost bezkartáčových elektromotorů se také mění s jejich fyzickou velikostí. Velikost ztrát je značně ovlivněna vzduchovou mezerou mezi statorem a rotorem. Šířka mezery je z konstrukčních důvodů u velkých i miniaturních motorů srovnatelně velká, proto u těch menších způsobuje větší procentuální ztráty. Nepříjemné omezení je i nižší realizovatelný počet pólů u menších elektromotorů, proto mají menší motorčky horší vlastnosti v nízkých otáčkách – pracují trhaně a více se zahřívají.

Kapitola 2 – Elektromotor

Vybrat vhodný model elektromotoru je klíčová část přípravy, která velkou měrou ovlivňuje zbytek konstrukce. U reálných elektromobilů se objevuje mnoho různých konstrukcí motorů, velikostí, umístění, zpřevodování a podobně. Používají se střídavé indukční elektromotory, stejnosměrné s komutátorem, bezkomutátorové s rotorem uvnitř nebo vně a začínají se objevovat první praktická nasazení reluktančních elektromotorů s velmi vysokou účinností. Zvolení konkrétního typu motoru závisí na předpokládaném využití vozidla, jeho očekávané finální ceně a dalších parametrech. Při návrhu modelu je bohužel výběr značně omezen.

2.1 Typy elektromotorů

Asynchronní elektromotor

Střídavé asynchronní elektromotory jsou velmi oblíbené pro svou jednoduchou konstrukci a použití. Uplatňují se všude, kde příliš nezáleží na přesnosti otáček a vyžaduje se vysoká spolehlivost. Stator motoru sestává ze svazku plechů a statorového vinutí. Rotor je vyroben z plechů, skrývajících měděné tyče. Ty jsou buď spojeny na koncích nakrátko, nebo jsou k nim připojeny rozběhové rezistory.

Otáčky motoru obvykle nejsou řízeny vůbec, nebo se předřadí měnič kmitočtu. Při rozběhu motoru vzniká krátkodobá proudová špička, proto je u silnějších modelů nutné například při rozběhu přepnout vinutí statoru z trojúhelníku do zapojení typu hvězda.

Tento typ elektromotorů nemívá příliš vysokou účinnost a vyžaduje napájení střídavým napětím, proto se v elektromobilech používá minimálně.

DC elektromotor s komutátorem

Dosud nejběžnější typ stejnosměrného elektromotoru používá stator z permanentních magnetů nebo elektromagnetu a vnitřní rotor s vinutím. Rotor má obvykle o jeden pól více než stator a je napájen pomocí uhlíkového komutátoru. Stejnosměrné komutátorové elektromotory mají jednoduchou konstrukci, snadno se řídí například tranzistorovým můstkem, dosahují velmi dobrých parametrů v nízkých otáčkách a jsou relativně

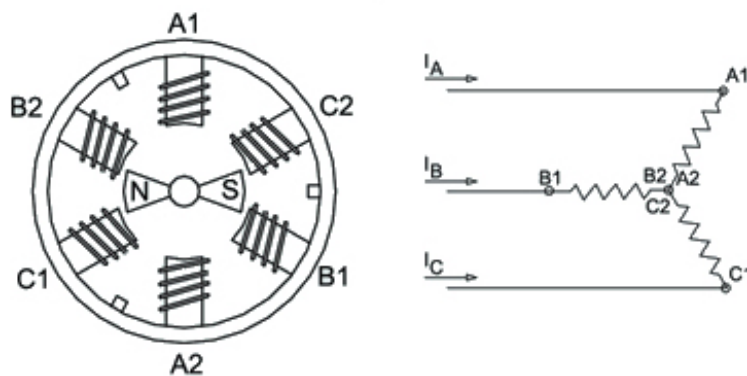
spolehlivé, protože jejich konstrukce je již dobře zvládnutá.

Uhlíkový komutátor je ale příčina několika důležitých nevýhod. Elektrické spojení mezi uhlíkovou elektrodou a měděným sběračem rotoru není nikdy dokonalé. Dochází zde ke ztrátám a jiskření. Ztráty mohou nabývat až desítek procent a jiskření nepříznivě ovlivňuje okolní elektroniku, pokud není chráněna. Navíc za běhu dochází k opotřebování komutátoru a jednou za čas je třeba uhlíky vyměnit. Pro hladký chod motoru také bývá potřeba jej zaběhnout.

Dříve byly elektromotory tohoto typu v elektromobilech poměrně běžné hlavně pro jejich snadné nasazení. Dnes se již používají jen výjimečně, například ve vojenské technice, kde je bezporuchovost důležitější než maximální účinnost.

BLDC elektromotor

BrushLess Direct Current elektromotory jsou vícefázové synchronní stroje s elektronickou komutací. Stator je tvořen navinutými cívkami, připojenými obvykle na tranzistorový můstek, ovládaný řídicí logikou. Rotor obvykle tvoří neodymový permanentní magnet umístěný buď uvnitř statoru (inrunner), nebo vně (outrunner).



Obrázek 1: Zjednodušený náčrt BLDC elektromotoru typu inrunner (převzato z [4])

Absence komutátoru umožňuje motoru pracovat s velmi vysokou účinností, při vysokých otáčkách a eliminuje hlavní zdroj poruch komutátorových elektromotorů.

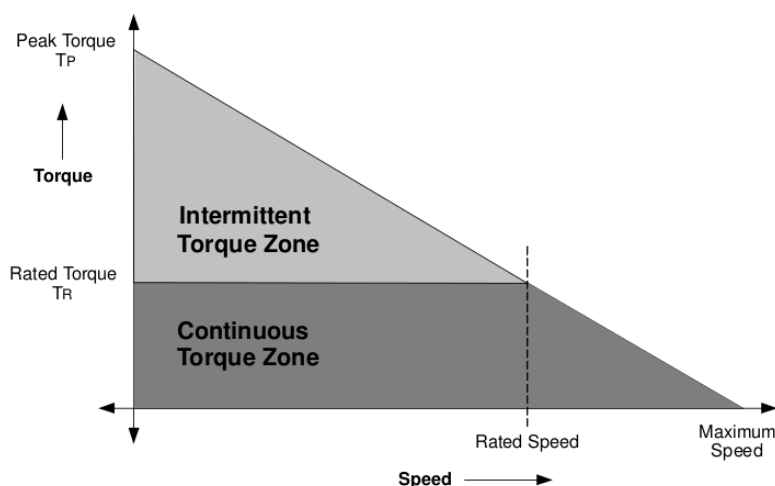
Kapitola 2 – Elektromotor

Výhody BLDC elektromotoru v porovnání s klasickým komutátorovým DC motorem lze shrnout jako:

- vyšší výkon v poměru k rozměrům
- lepší dynamická odezva
- vyšší účinnost
- delší životnost
- nižší hlučnost
- vyšší maximální rychlost

Komplikace je ale nutnost elektronické komutace cívek. U třífázových BLDC je komutace obvykle řešena třífázovým H-můstkem z tranzistorů typu MOSFET nebo IGBT. Můstek bývá řízen buď procesorem nebo specializovaným logickým obvodem. Pro správnou komutaci je nutné vždy znát okamžité natočení rotoru. Klasické řešení je použití tří Hallových sond, jejichž signál je poté logikou vyhodnocen. Nevýhoda sond je nižší spolehlivost, především pokud je motor provozován v náročných podmínkách. Optické snímání polohy rotoru není příliš rozšířené. Z důvodu zjednodušení konstrukce a zvýšení spolehlivosti se v mnoha zapojeních uplatňují bezsensorové motory. Jejich konstrukce je totožná, i sensorový motor je možné provozovat v bezsensorovém módu. Okamžitá poloha rotoru je vyhodnocena z napětí indukovaného na tom vinutí, na nějž není v daném okamžiku přivedeno napájecí napětí. Pro přesnou funkci takového mechanismu jsou nutné relativně vysoké otáčky a kvalitní algoritmy programu řídicího procesoru. Rozběh elektromotoru je obvykle řešen rozběhovou rutinou, vyžadující předem definované provozní podmínky, neboť obvod v tu chvíli pracuje „naslepo“, bez zpětné vazby. Bezsensorové BLDC elektromotory jsou ideální pro použití ve vyšších otáčkách a s předvídatelným zatížením. Omezení jsou vyvážena nižší cenou konstrukce a velmi dobrou spolehlivostí. Pro provoz s proměnlivou zátěží na nízkých otáčkách je vhodnější použít sensorový motor.

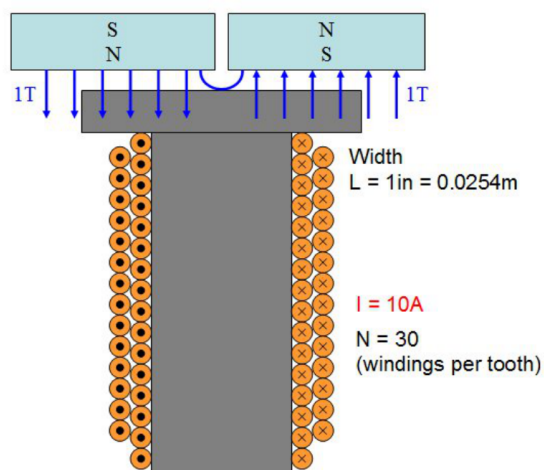
Kapitola 2 – Elektromotor



Obrázek 2: Závislost točivého momentu BLDC motoru na rychlosti otáčení (převzato z [5])

Permanentní magnety statoru jsou obvykle vyrobeny z neodymu ($\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$). Tento typ magnetu byl vyvinut firmou GM právě pro použití v elektromotorech a silou magnetického pole daleko předčí dříve používané SmCo (samarium-kobalt) typy. Problém může působit nižší Curieova teplota, přibližně $310 - 400\text{ }^\circ\text{C}$ ($t_c > 700\text{ }^\circ\text{C}$ u SmCo). Je proto nutné více brát v potaz zahřívání motoru a případně instalovat odpovídající chladič.

Podle konkrétní aplikace elektromotoru se také volí jeho fyzické uspořádání. Motory s rotorem uvnitř a státorem vně (inrunner) vynikají vyššími otáčkami, opačná možnost (outrunner) má obvykle vyšší hmotnost, ale silný permanentní magnet mu poskytuje vyšší točivý moment, což ho předurčuje pro použití spíše v nižších otáčkách.



Obrázek 3: K výpočtu krouticího momentu BLDC elektromotoru (převzato z [6])

Kapitola 2 – Elektromotor

Točivý moment BLDC elektromotoru lze spočítat z konstrukčních charakteristik a dle použitých materiálů. Pokud tyto parametry známe, lze spočítat točivý moment elektromotoru podle vzorce (2):

$$M = \frac{I \cdot (2 \cdot n_z \cdot n_a \cdot N) \cdot L \cdot B_m}{r_{rot}} \quad (2)$$

Symbol	Jednotka	Význam
M	(Nm)	točivý moment motoru
I	(A)	proud cívkou statoru
n_z	(-)	počet zubů na fázi
n_a	(-)	počet aktivních fází
N	(-)	počet závitů na zubu
L	(m)	šířka zubu statoru
B_m	(T)	magnetická indukce tvořená magnety rotoru
r_{mot}	(m)	poloměr rotoru

Takový výpočet je však spíše orientační. Počítá s nižším proudem motorem, při kterém nedojde k nasycení jádra. Jakmile se jádro nasytí, točivý moment již nestoupá přímo úměrně procházejícímu proudu.

PMSM elektromotor

Permanent Magnet Synchronous Motor (Synchronní motor s permanentními magnety) je konstrukčně i ovládáním velmi podobný BLDC elektromotoru. Jediný rozdíl je ve vinutí statoru. U PMSM je navinuto tak, aby back-EMF (indukované napětí na momentálně nenapájené fázi) mělo sinusový tvar. Back-EMF BLDC elektromotorů má trapezoidální tvar.

2.2 Použité elektromotory

Díky svým vlastnostem je na trhu k dostání široké spektrum BLDC elektromotorů pro použití v mnoha různých oblastech. Z běžných uplatnění lze zmínit například použití v počítačové technice (pohon disků, ventilátory), vozidlech (elektromobily, elektrokola) a modelářství. Lze si proto snadno vybrat model s vhodnými parametry pro konkrétní aplikaci. Použití v modelu elektromobilu však klade na elektromotor poměrně nestandardní

Kapitola 2 – Elektromotor

nároky. Požadavek přímého spojení hřídele elektromotoru s osou kola bez zpřevodování vyžaduje provoz elektromotoru ve velmi nízkých otáčkách s přesnou kontrolou pohybu. Toho může být docíleno jedině použitím elektromotoru se senzory polohy rotoru. Přesto nelze očekávat optimální výkony, neboť rozměrově malé elektromotory jsou určeny spíše pro provoz ve vyšších otáčkách. Je to dáno jejich konstrukcí, přesněji především intenzitou pole generovaného permanentními magnety statoru. Fyzicky malý permanentní magnet není schopen vyvinout příliš silné magnetické pole, od kterého se přímo odvíjí točivý moment motoru.

Výpočet požadovaných parametrů elektromotoru vycházel z uvažované maximální rychlosti pohybu modelu. Průměr kol je daný: 115 mm, maximální rychlost přibližně 40 km/h. Při příliš vysokých rychlostech by se již model mohl stát špatně ovladatelný. Postup výpočtu požadované konstanty motoru k_v ilustruje vzorec (3).

$$n = \frac{v}{l} = \frac{40/3,6}{\pi \cdot 0,115} \approx 30,75 \text{ ot} \cdot \text{s}^{-1} \sim 1845 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$$

$$k_v = \frac{n_{max}}{U_{min}} = \frac{1845 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}}{8,4 \text{ V}} \approx 220 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1} \cdot \text{V}^{-1} \quad (3)$$

Ačkoliv by bylo z technického hlediska ideální použít průmyslové elektromotory (například od firmy Maxxon), pro model jako výukovou pomůcku budou dostačovat dostupnější modelářské elektromotory. Výrobou elektromotorů do dálkově ovládaných modelů aut se zabývá hned několik výrobců a v sortimentu se nachází i několik typů, vhodných pro použití v modelu elektromobilu.

Vybrán byl motor LRP Vector K7 brushless 21.5. Motor je typu BLDC inrunner, senzorový, se 21,5 závity cívky statoru, velikostní třídy 540. Tento nízkootáčkový elektromotor je běžně používán pro terénní modely aut měřítko 1:8, 1:10, atp. Vinutí statoru je zapojeno do hvězdy, střed není vyveden.

LRP Vector K7 Brushless	
Maximální otáčky	12 580 ot·min ⁻¹
Výkon	145 W
Účinnost	93 %
Počet otáček za minutu na volt (kv)	1700
Provozní napětí	3,7 - 14,8 V

Tabulka 1: Parametry elektromotoru LRP Vector K7 brushless (viz [7])

Jelikož parametr k_v je mnohem vyšší než požadovaný, bude motor provozován pouze

Kapitola 2 – Elektromotor

ve spodní části rozsahu provozních otáček.

Kromě plošek pro připojení silového napájení má elektromotor v zadní části malý konektor typu JST ZHR-6 (viz [8]) s vývody kontrolních obvodů. Jejich zapojení se řídí normami ROAR.

Zapojení kontrolního konektoru elektromotoru	
Pin 1	GND
Pin 2	Hallův senzor C
Pin 3	Hallův senzor B
Pin 4	Hallův senzor A
Pin 5	Termistor 10 k Ω s GND referencí
Pin 6	Napájení +5 V +/- 10 %

Tabulka 2: Zapojení kontrolního konektoru elektromotoru (viz [8])

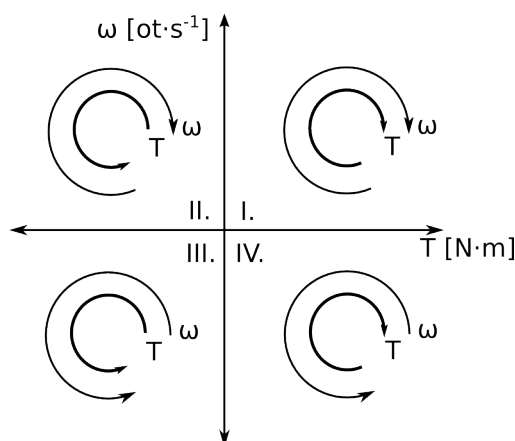
Výstupy z Hallových sond jsou typu otevřený kolektor. Proto je třeba k nim připojit pull-up rezistory, osvědčila se hodnota 4,7 k Ω . Pak již stačí číst logickou úroveň přímo vstupem mikrokontroléru.

2.3 Komutace BLDC elektromotoru

Absence mechanického komutátoru v BLDC elektromotorech přináší nutnost zajistit komutaci elektronicky. Jak bylo zmíněno v kapitole 2.1 Typy elektromotorů, lze volit mezi senzorovým a bezsenzorovým snímáním polohy rotoru. Další logický krok je, dle zjištěné okamžité polohy rotoru, přivést na odpovídající vinutí napětí, aby se motor roztočil.

Provozní módy elektromotoru

V závislosti na požadovaných vlastnostech motoru v různých otáčkách a dostupných možnostech řídicího obvodu lze volit z několika různých metod časování spínání výkonových tranzistorů v H-můstku. Metoda spínání má vliv především na rovnoměrnost rozložení točivého momentu elektromotoru, velikost rušení generovaného při spínání, tepelné ztráty a podobně. Některé metody také nelze využít při všech režimech motoru.

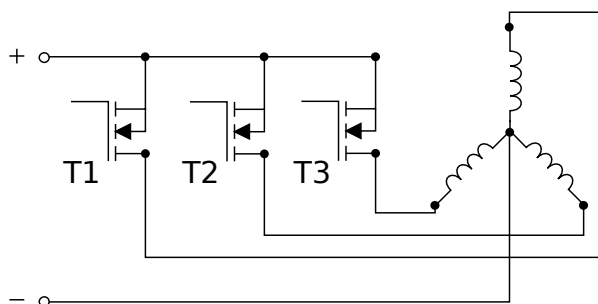


Obrázek 4: Čtyři kvadranty provozu elektromotoru

Na obrázku č.4 je zobrazení čtyř provozních módů elektromotoru. Základní režimy, tedy pohon vpřed a vzad, jsou v kvadrantu I, resp. III. Kvadranty II a IV představují režim rekuperace energie [9]. Točivý moment elektromotoru (T), působí proti směru otáčení (generátorový režim). Podle toho se metody spínání tranzistorů označují jako dvoukvadrantové (jen pohon) nebo čtyřkvadrantové (pohon i generátor [10]). Pokud mluvíme o brzdění, musíme rozlišovat mezi brzděním v generátorovém režimu, kdy se kinetická energie motoru mění zpět v elektrickou (proud teče od elektromotoru do zdroje) a dynamickým/aktivním brzděním, při kterém se spotřebovává energie zdroje k zastavení motoru.

Unipolární spínání

Unipolární spínání je nejjednodušší možností komutace. Pokud má elektromotor vyveden střed vinutí, stačí k němu dokonce pouze jeden tranzistor na každou fázi [11].



Obrázek 5: Můstek pro 3-fázové unipolární spínání

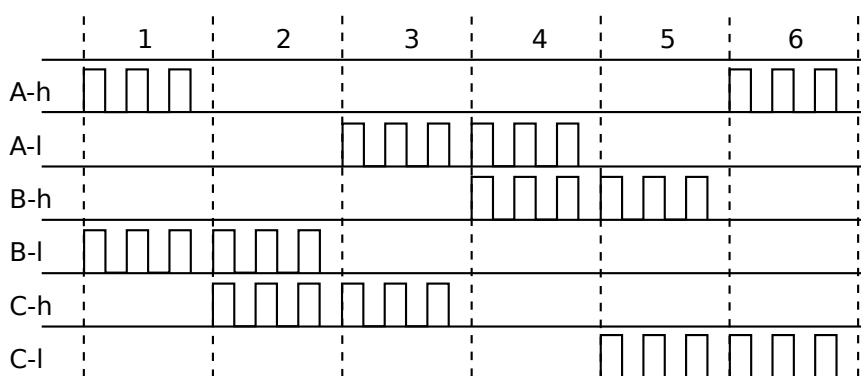
Hlavní výhodou unipolárního spínání v porovnání s bipolárním je menší generované rušení, neboť proud každou fází prochází jen v jednom směru. Obecně je tato metoda vhodná především pro vysokootáčkové aplikace s požadavky na nižší náklady.

Unipolárního spínání lze dosáhnout i u elektromotoru bez vyvedeného středu, pomocí standardního třífázového H můstku.

Bipolární spínání

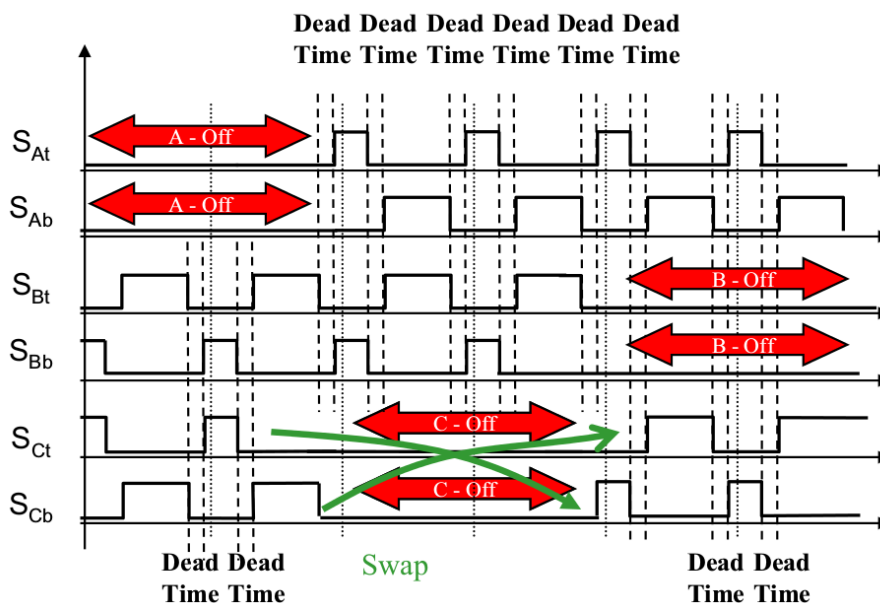
Princip bipolárního spínání spočívá v napájení vinutí elektromotoru tak, aby vinutím procházel proud v různých fázích komutačního cyklu v různých směrech. Spínání vyžaduje třífázový H můstek, tedy šest výkonových tranzistorů. V porovnání s unipolárním spínáním dosahuje elektromotor vyššího točivého momentu, a to především při nízkých otáčkách.

Nejjednodušší řešení je spínání horního tranzistoru z jednoho páru a spodního z jiného ve stejný okamžik pomocí PWM se stejnou střídou. Tímto způsobem lze ovládat elektromotor v prvním a třetím kvadrantu.



Obrázek 6: Bipolární spínání tranzistorů v nezávislém režimu

Sofistikovanější metodu popisuje obrázek č.7; jde o rozšíření předešlé metody. Aktivní tranzistorové páry pracují v tomto případě v komplementárním režimu. Během jedné periody PWM se nejdříve sepne jedna dvojice tranzistorů (pohon) a poté komplementární dvojice (rekuperace). Jde tedy o synchronní usměrňování. Poměrem těchto dvou fází lze řídit výkon dodávaný nebo generovaný motorem. Nízkootáčkové motory s malou indukčností vinutí mohou touto metodou dosáhnout vyšší efektivity. Navíc v soustavě vznikají menší napěťové výkyvy a špičky [12]. Elektromotor lze navíc provozovat ve všech čtyřech kvadrantech.

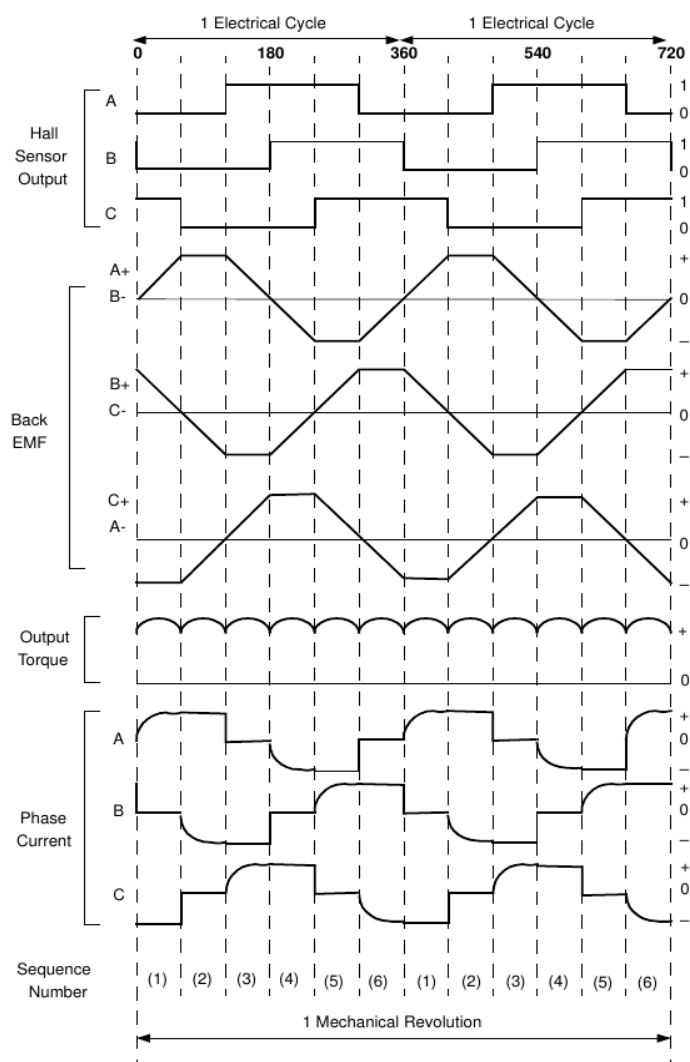


Obrázek 7: Bipolární spínání tranzistorů v komplementárním režimu (převzato z [10])

Komplikace může způsobovat nutnost dodržet správnou polaritu PWM výstupů a vkládat dead time, tedy krátký časový úsek mezi vypnutím jednoho tranzistoru v páru a sepnutím druhého. Pokud by byly oba tranzistory v páru sepnuty naráz, došlo by ke zkratu napájecího zdroje. PCPWM periferie použitého PIC mikrokontroléru bohužel neumožňuje generovat komplementární PWM dvojic výstupů v opačné fázi. Popsanou metodu proto nelze efektivně implementovat (viz kapitola 4.1 Mikrokontrolér PIC18LF4431).

V některých případech se používá i kombinace více metod, například rozběh motoru v bipolárním režimu a přechod na unipolární po dosažení provozních otáček. Také lze pracovat se změnou střídy PWM během jednotlivých fází komutace, například pro generování sinusového průběhu napájení. Takové metody jsou však často relativně komplikované a vyžadují vyšší výpočetní kapacitu ovládacího obvodu.

Kapitola 2 – Elektromotor



Obrázek 8: Průběh napětí a proudů v BLDC elektromotoru (převzato z [5])

Standardním řešením je použití mikroprocesoru nebo mikrokontroléru. Komutační logika je dána softwarově, lze doplnit i pokročilejší funkce - například pro kontrolu zařízení, komunikaci a podobně. Specializované mikrokontroléry, jako je například PIC18F4431, navíc obsahují pokročilé periferie pro ovládání elektromotoru. Lze tak s minimálním množstvím externích součástek realizovat různá zapojení. Je možné snímat polohu rotoru bezsensorově, ale i s využitím hallových nebo optických senzorů a podporován je i kvadrurní enkodér.

Skalární a vektorové řízení

Zmíněné metody řízení tranzistorů v můstku pomocí tabulky kombinací a PWM signálem s pevnou střídou po dobu fáze komutace se označují jako skalární. Jsou

jednoduché na implementaci, nenáročné na výpočetní kapacitu, spolehlivé a ve většině případů podávají dostačující výsledky. Alternativní metoda, vektorové řízení, počítá relativní střidu PWM signálu a spínanou kombinaci tranzistorů ne podle pevně dané tabulky, ale podle skutečné, okamžité polohy rotoru. Lze tak dosáhnout plynulejšího chodu motoru, neboť nedochází k nárazovým změnám směru toku proudu jako při přeskoku mezi pozicemi v tabulce. Procesor se pomocí změn střidy PWM signálu snaží obvykle dosáhnout sinusového průběhu napětí na fázích motoru po dobu fáze komutace, stejně jako by tomu bylo například při napájení ze síťového střídavého napětí.

Vektorové řízení pro implementaci vyžaduje neustálé přepočítávání délky fáze komutace a odpovídající rychlé změny střidy řídicího signálu. Jelikož procesory se slabší výpočetní kapacitou, jako je například použitý PIC18, by nemusely zvládnout počítat potřebnou střidu signálu s dostatečně rychlou odezvou, používají se předem vypočítané převodní tabulky (Lookup Table), ve kterých jsou uvedeny například hodnoty průběhu funkce sinus. Takové tabulky jsou však vyžadují poměrně velkou oblast paměti, v případě použitého kontroléru by tedy zabraly podstatnou část z jeho dostupných 768 slov. Přestože by jistě bylo možné tuto metodu řízení implementovat vhodnou optimalizací výpočtu a paměť případně rozšířit o externí EEPROM, při testech se ukázalo, že skalární řízení funguje v tomto případě dostatečně a nepůsobí žádné pozorovatelné problémy.

2.4 Rekuperace elektrické energie

Při provozu elektromobilu je velmi důležité dosahovat co nejvyšší účinnosti využití elektrické energie. Jedna z markantních metod úspory energie je rekuperace, tedy zpětné získávání elektrické energie z kinetické energie vozidla. Pro uvedení stroje do pohybu musí motor vyvinout určitou práci odpovídající hmotnosti vozidla a výsledné rychlosti (v nejjednodušším, modelovém případě). Energie z baterie se tedy uvedením elektromobilu do pohybu přemění na energii kinetickou. Pokud se řidič rozhodne zpomalit nebo zastavit, elektromobily mohou velkou část kinetické energie přeměnit zpět v elektrickou energii, pokud se elektromotor zapojí jako generátor. V reálných podmínkách tímto způsobem mohou uspořit až desítky procent energie v závislosti na typu provozu. Při častém rozjíždění a brzdění například ve městě je tedy úspora značně vyšší, než při konstantní jízdě po dálnici.

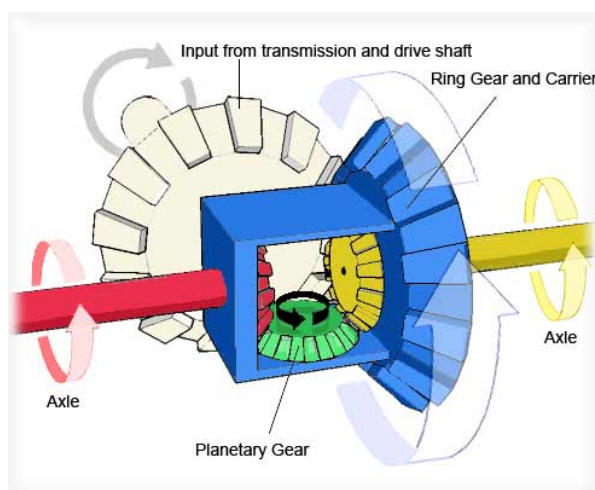
Účinnost rekuperace energie elektromobilem je samozřejmě negativně ovlivněna třením, častou nižší efektivitou elektromotoru v generátorovém režimu a podobně. Navíc se snižujícími otáčkami motoru se snižuje síla brzdění, takže je nutné pro dobrzdění nebo

rychlé zabrzdění používat i klasické mechanické brzdy.

Ke ztrátám při rekuperaci dochází i při zpětném vstřebávání energie akumulátorem - nabíjení. Také rychlé nárazy nabíjecího proudu nedokáže akumulátor dobře zpracovat, neboť trvá určitý čas, než se zahájí patřičná chemická reakce. Řešení nabízí použití vyrovnávacích kondenzátorů. Ty sice nemají srovnatelnou kapacitu s akumulátorem, ale mohou daleko lépe a rychleji vstřebávat a uvolňovat energii. Slouží tedy jako vyrovnávací článek mezi akumulátorem a elektromotorem.

2.5 Elektronický diferenciál

Diferenciál slouží k rozvádění krouticího momentu motoru na kola. Klasický, mechanický diferenciál pracuje na principu planetové převodovky a rozvádí moment ze vstupní hřídele na dvě výstupní v poměru 50:50. Rychlost otáčení výstupních hřídelí však může být různá.



Obrázek 9: Mechanický diferenciál (převzato z [13])

U auta se jednotlivá kola při zatáčení pohybují po dráhách s různým poloměrem, a proto je pro stabilitu vozidla v zatáčce důležité zachovat vhodné rozložení momentu při rozdílných otáčkách kol. Diferenciál je tedy velmi důležitá součást pohonného systému. Používá se u většiny vozidel, které mají více hnaných kol než motorů.

V některých případech se moment rozvádí nerovnoměrně mezi nápravami nebo jednotlivými koly. Typický případ je uvíznutí jednoho kola nápravy na ledě. Kolo se protáčí, led mu neklade žádný odpor a proto se na kolo převede veškerý výkon, dodávaný motorem nápravě. Tento problém se v praxi řeší buď uzávěrkami diferenciálu (EDL - Electronic Differential Lock) nebo systémy přibrzdování jednotlivých kol

Kapitola 2 – Elektromotor

(TCS - Traction Control System).

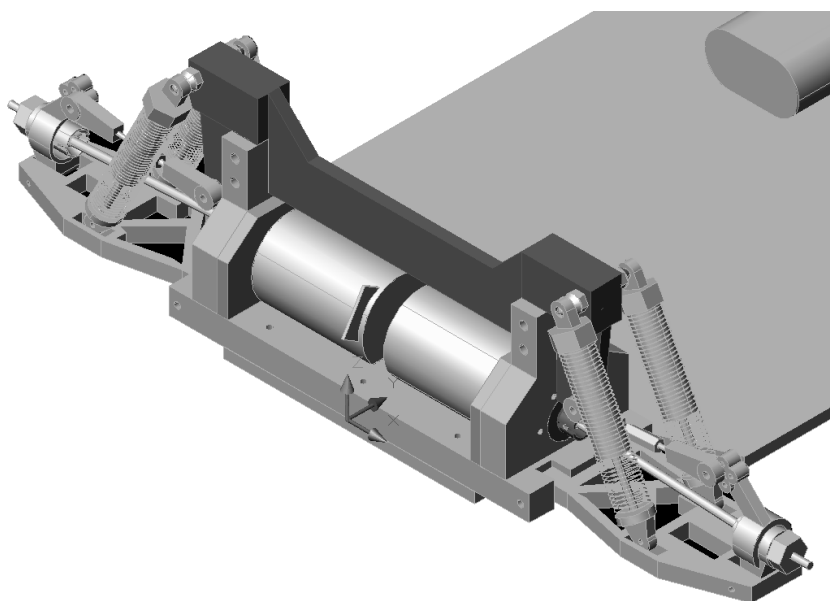
U elektromobilů s více elektromotory se diferenciál neřeší mechanicky, ale elektronicky. Princip je totožný, řízení rozvádění krouticího momentu na jednotlivá kola. U elektromobilu se samostatným náhonem každého kola jde tedy v nejjednodušším případě o rovnoměrné rozdělení hnací síly na kola v poměru 25:25:25:25. Pokud tedy uvažujeme, že krouticí moment motoru je přímo úměrný dodávanému proudu (viz kapitola 2.1 Typy elektromotorů), stačí zajistit, aby každým motorem tekla stejný proud.

Kapitola 3 – Konstrukce podvozku

Konstrukce modelu elektromobilu vychází z původního uspořádání RC auta. Kvůli přestavbě na čtyřmotorový pohon a celkovému rozšíření a prodloužení stroje však bylo nutné podstoupit poměrně radikální úpravy.

3.1 Úprava původního podvozku

Původní model standardní velikosti 1:10 byl poháněn jedním kartáčovým DC elektromotorem s náhonem na všechna čtyři kola. Ten byl řešen mezinápravovou hřídelí. Na obou nápravách byl diferenciál. Odpružení je zajištěno jednoduchými pružinami, po dvou na každé kolo. Tuhost pružin je možné nastavit, stejně tak lze přidat do tlumičů olej. Řízení zajišťuje servomotor natáčející přední kola. Celá konstrukce je převážně plastová, více namáhané díly jsou pak zhotoveny z kovových slitin.



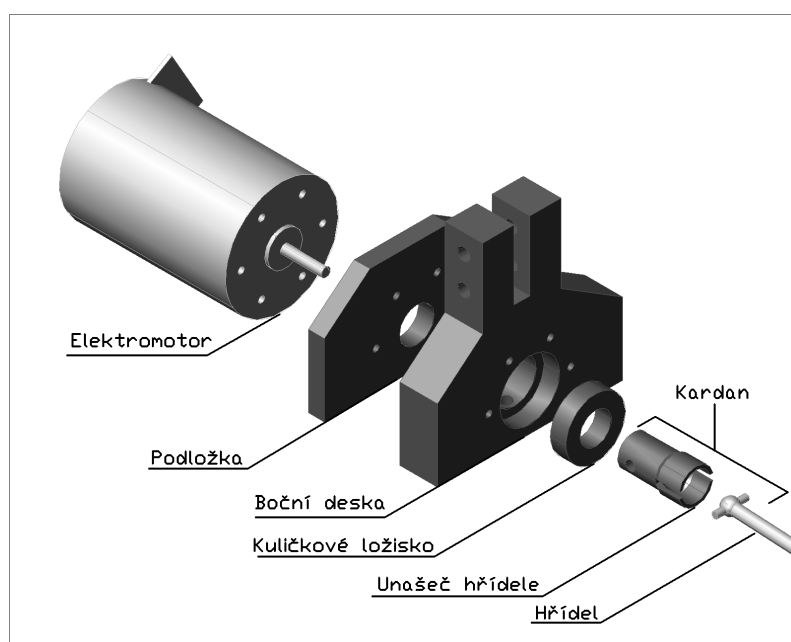
Obrázek 10: Model nápravy v prostředí AutoCAD

Návrh konstrukce nového podvozku probíhal v prostředí programu AutoCAD 2006. Tento software pro tvorbu technických výkresů umožňuje modelovat a zpracovávat i trojrozměrné objekty a značně usnadňuje návrh mechanických zařízení, složených z více spolupracujících částí. Pro následné zpracování modelu a vytvoření výkresu je vhodné

Kapitola 3 – Konstrukce podvozku

se držet platných norem. Ukázalo se však, že vhodnější by bylo použít CAE software, tedy některý z programů pro tvorbu interaktivních modelů, který umožňuje s modelem „hýbat“ a vidět tak jeho chování v různých podmínkách.

Základní konstrukční díly jsou zhotoveny z desek materiálu texgumoid o různých tloušťkách. Texgumoid byl zvolen pro svoji vysokou pevnost, dostačující pružnost a především dostupnost. Návrh jednotlivých dílů byl podřízen co nejlepšímu zakomponování do stávající konstrukce. Tento požadavek práci poněkud zkomplikoval, pokud by se navrhovalo celé vozidlo bez využití stávajících dílů, výsledek by zřejmě byl čistší řešení. Toho by bylo možné dosáhnout použitím 3D tisku pro výrobu jednotlivých dílů. Výhoda by byla i možnost snadné výroby na míru navržených úchytů pro elektronické komponenty, neboť dnes již i software pro návrh elektronických obvodů, například Eagle, umožňuje export 3D modelu výsledného výrobku. Ten je pak možné připojit k celkovému modelu a v podstatě tak sestavit zcela kompletní trojrozměrný model stroje a až následně ho fyzicky vyrobit. Tato technologie bohužel není v současné době dostatečně dostupná a přináší s sebou další problémy.



Obrázek 11: Napojení hřídele motorku na poloosu

Důležité prvky nápravy jsou například kuličková ložiska chránící elektromotor před přílišným mechanickým stranovým namáháním, prostor pro případné převrtání úchytů nápravy pro změnu její geometrie, tenký horní díl kvůli možnosti instalace chladičů elektromotorů a servisní otvor pro utahování unašeče hřídele. Jednotlivé díly jsou spojovány šrouby velikostí M3 a M4, přičemž je kladen důraz na možnost konstrukci opakovaně rozebírat a skládat. Proto jsou komponenty spojovány převážně šroubem

a matkou. Ty je nutné dostatečně zajistit, aby nedošlo k uvolňování vibracemi.

Technické výkresy postihují hlavní mechanické součásti podvozku. Realizace řízení natáčení předních kol, uchycení desek elektroniky, baterie a další drobnější součásti vznikaly bez předchozích návrhů a bylo by vhodné je při dalším vývoji do modelů doplnit. Modely návrhového software Eagle lze pro tento účel exportovat například pomocí skriptu Eagle'Up do formátu programu SketchUp od firmy Google. Problematika softwaru je podrobněji rozebrána v odpovídajících kapitolách.

3.2 Geometrie podvozku

Konstrukce původního podvozku modelu, ze kterého ten současný vychází, byla poměrně jednoduchá a umožňuje různé parametry doladit pomocí stavitelných šroubů. Lze tak nastavit například odklon kol, úhel připojení odpružení nebo seřídít geometrii zatáčení přední nápravy. Nová konstrukce principiálně funguje stejně a snaží se tyto možnosti zachovat.

3.3 Výroba podvozku

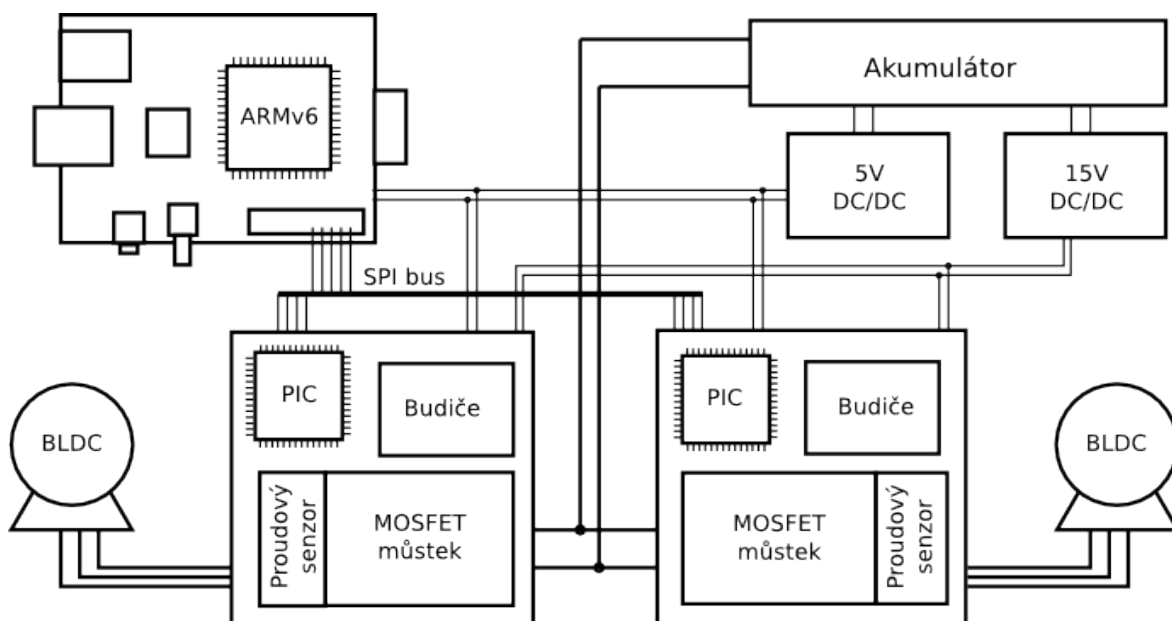
Během sestavování modelu vyšlo najevo, že vhodnější by zřejmě bylo použít jako základní materiál dural nebo podobný lehký kov. Textgumoidové desky nemají přesnou tloušťku a při obrábění se třepí. Vzhledem k velké houževnatosti textgumoidu je pro práci s Duralová konstrukce by tak vyžadovala podobné úsilí při výrobě a výsledná konstrukce by byla přesnější a čistší.

Pro výrobu menších součástek konstrukce byla použita mosaz. Unašeče hřídelí poloos navíc není díky tomuto materiálu nutné mazat, mosaz je samomazná.

Výsledná konstrukce se v některých rozměrech poněkud liší kvůli komplikacím při stavbě, nebo když se ukázalo výhodné některé detaily poněkud upravit kvůli lepší funkci nebo dostupným materiálům. Pozměnila se tak například konstrukce unašečů s a byly více zkoseny některé hrany. Jednotlivé díly jsou označeny značkami, které určují jak se mají sesadit. Ačkoliv jsou některé díly teoreticky zaměnitelné, pro optimální sestavení je vhodné se těmito značkami řídit, neboť byly svrtávány společně.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

Stěžejní součástí celého pohonného systému je řídicí elektronika. Při jejím návrhu jsem vycházel ze své bakalářské práce Pohonná jednotka BLDC motoru [14]. Obvod sestává z logické části, tedy obvodu mikrokontroléru, a výkonové části, tvořené tranzistorovým můstkem a jeho budičem.



Obrázek 12: Blokové zapojení elektroniky zadní nápravy.

Každý z motorů na zadní nápravě je řízen jedním budičem s PIC mikrokontrolérem. Ty komunikují prostřednictvím SPI s centrální jednotkou - Raspberry Pi. Všechna zařízení jsou napájena akumulátorem, napájení o potřebných napětích obstarávají spínané DC/DC měniče.

4.1 Mikrokontrolér PIC18LF4431

Řízení celé elektronické části systému zajišťuje osmibitový mikrokontrolér řady PIC18 společnosti Microchip. Řada PIC18Fxx31 je určena pro motorové aplikace, tedy řízení různých typů elektromotorů. Zároveň ale obsahuje i komunikační periferie a další pokročilé funkce. Jednotlivé modely se liší velikostí paměti, počtem vývodů a pouzdrem.

Tento konkrétní mikrokontrolér jsem zvolil kvůli svým předchozím dobrým zkušenostem s výrobky firmy Microchip. Silný konkurent jsou mikrokontroléry Atmel

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

AVR, které se mezi amatérskými konstruktéry těší velké oblibě kvůli jednoduššímu programování a obrovským množstvím projektů, ke kterým lze dohledat schémata a Microchip je znám velmi kvalitně provedenými aplikačními poznámkami, jasným způsobem programování a ukázkovými kódy, které do detailu znázorňují všechny probíhající procesy. Ve výsledku může být tedy programování obvodů PIC náročnější, ale pro pochopení principu funkce zařízení názornější. Výkonové parametry obvodů obou výrobců jsou srovnatelné a pro použití dostačující. Jelikož přední náprava staví na výkonnějším kontroléru STM32[15], model elektromobilu může zároveň sloužit jako dobrá ukázka rozdílů mezi programováním na odlišných platformách. Kvalitní mikrokontroléry prodávají i další výrobci, například Freescale, ale jejich uživatelská základna je menší a proto může být složitější najít řešení v případě komplikací při návrhu a použití.

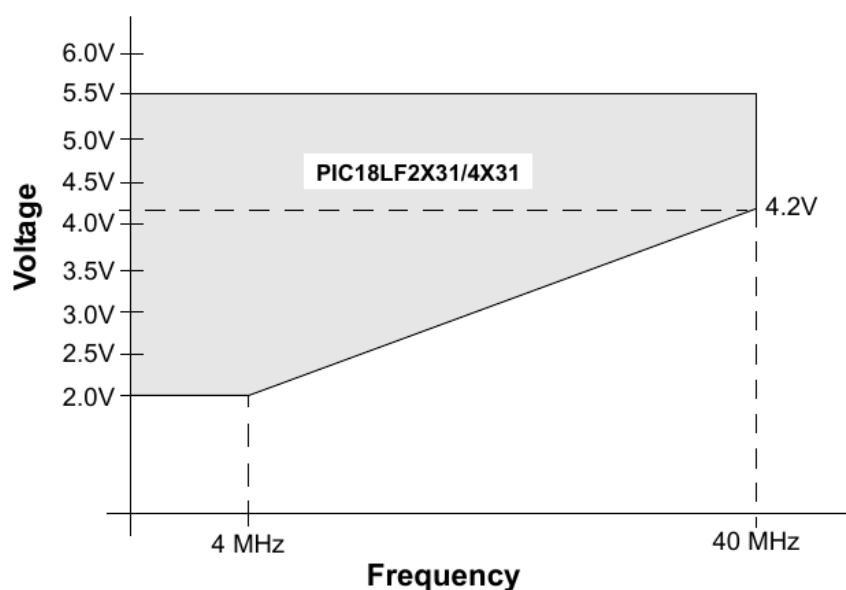
Parametry mikrokontroléru

PIC18LF4431 je určen pro široké použití, včetně průmyslových aplikací. Tomu odpovídá rozsah provozních teplot. Operační frekvence je závislá na napájecím napětí. Pro vyšší frekvence je nutné zajistit patřičné napájení, viz Obrázek 13. Většina pinů mikrokontroléru je chráněna dvojicí Schottkyho diod na ochranu proti přepětí a ESD [16].

Parametr	Hodnota
Provozní frekvence	DC až 40 MHz
Programová paměť	16384 Bytů / 8192 Instrukcí
Datová paměť	768 Bytů + 256 Bytů EEPROM
Provozní napětí	2,0 V až 5,5 V
Maximální napájecí napětí	7,5 V
Napětí na pinech	-0,3 V až $V_{DD} + 0,3 V$
Provozní teplota	-55 °C až +125 °C

Tabulka 3: Parametry PIC18LF4431 [16]

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru



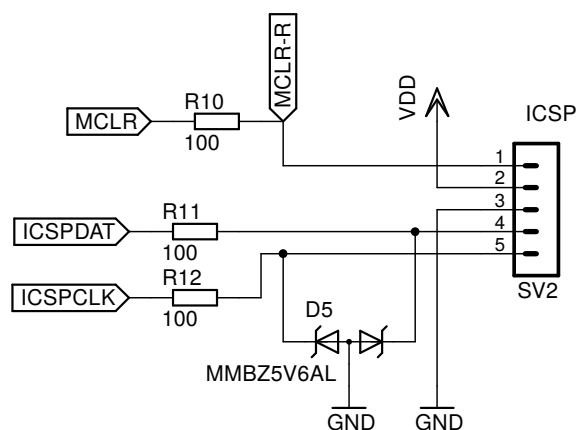
$$F_{MAX} = (16.36 \text{ MHz/V}) (V_{DDAPP_{MIN}} - 2.0\text{V}) + 4 \text{ MHz}$$

Note: $V_{DDAPP_{MIN}}$ is the minimum voltage of the PIC[®] device in the application.

Obrázek 13: Provozní frekvence MCU při různých napětích. (Převzato z [16])

ICSP

Programování mikrokontroléru lze provést dvěma způsoby. Standardním postupem je připojení MCU přes piny MCLR, PGD, PGC a společný potenciál. Připojením vysokého napětí (přibližně 11 V) na pin MCLR dojde ke kompletnímu smazání obsahu paměti MCU. Poté je nový program nahrán přes synchronní sériové rozhraní – PGC je vstupem pro hodinový signál a PDG pro sériová data.



Obrázek 14: Zapojení ICSP

Zapojení na obrázku 14 zobrazuje připojení konektoru pro sériové programování MCU a ochranu pinů pomocí 100 Ω omezovacích rezistorů R10, R11, R12 a dvojice transilů D5. K pinu MCLR nemůže být tento transil připojen, protože se při programování používá vyšší napětí.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

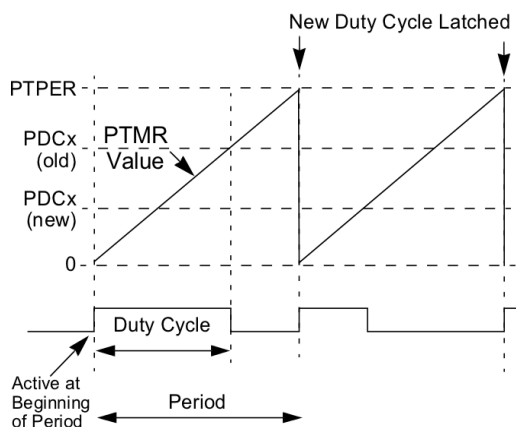
Některé mikrokontroléry řady PIC18 umožňují i programování bez využití vyššího napětí na pinu MCLR, pomocí LVP (Low Voltage Programming). Tato metoda umožňuje například připojit i na MCLR pin standardní vnější ESD ochranu, navrženou pro nízkonapěťové vstupy. V praxi se však příliš nevyužívá. PIC18LF4431 umí však také programovat sám sebe. Umožňuje to tzv. Bootloader. Po nahrání tohoto malého úseku kódu lze například aktualizovat program MCU přes standardní komunikační rozhraní. Tato metoda je však výhodná například v zařízeních komunikujících přes USB. V tomto zapojení je výhodnější programování a ladění provádět klasicky přes ICSP port s použitím programátoru, například PICkit 3.

Periferie mikrokontroléru

Kromě standardního jádra obsahuje řada 18Fxx31 i periferie určené pro řízení motorů a komunikaci. K použití periferií slouží knihovny plib kompilátoru XC8, které by měly umožnit psát programy s rozumnou mírou abstrakce. Dokumentace popisuje použití jednotlivých předpřipravených maker a masek.

PCPWM

Power Control PWM modul je periferie s výstupem osmi PWM kanálů. Kanály jsou rozděleny do dvojic. V každé dvojici, obvykle ovládající high-side a low-side tranzistory, mohou kanály pracovat buď nezávisle nebo v komplementárním módu. PWM je generována společným časovačem s volitelnou předděličkou, společným registrem periody a registry střídy pro každou dvojici zvlášť. PWM může být generována hned několika způsoby podle nastavení komparátorů a kontrolních registrů.

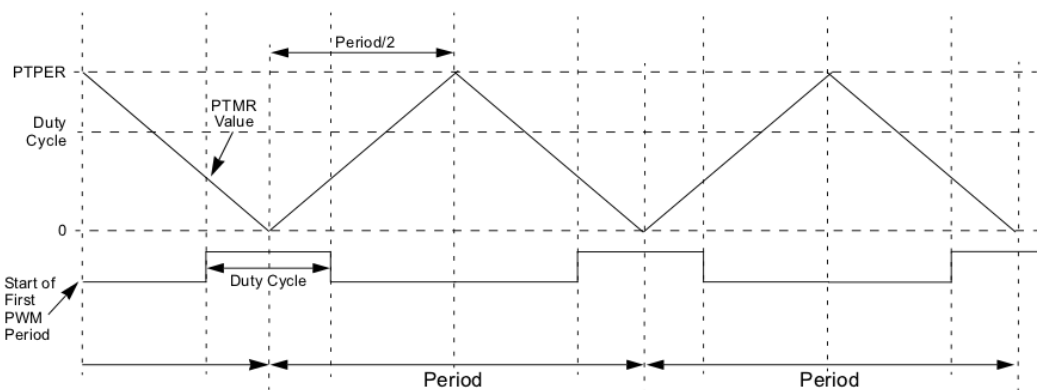


Obrázek 15: Stranově zarovnaná PWM (převzato z [16])

Stranově zarovnaná (edge-aligned) PWM je nejjednodušší z hlediska generování

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

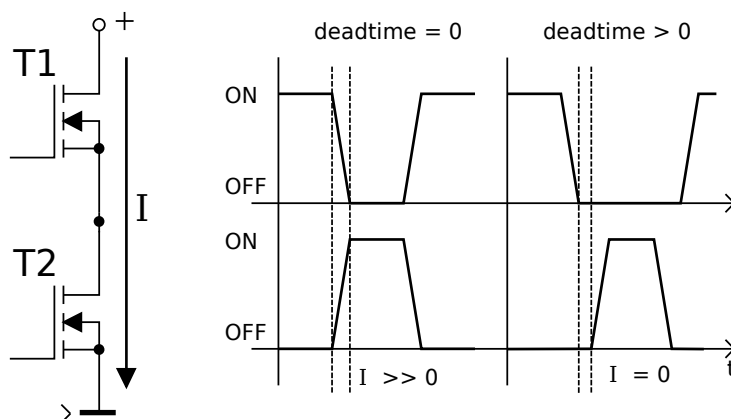
a výpočtů. Časovač běží pouze jedním směrem a po přetečení se vynuluje. Pro použití v jednoduchých aplikacích je dostatečná. Pro náročnější zapojení je však často vhodnější generovat PWM pomocí středově zarovnaného časování. Při něm časovač počítá (např. přičítá) a po dosažení nulové hodnoty nebo nastavené periody změni směr počítání (např. začne odečítat). Ke změně stavu výstupu PWM dochází při každém dosažení hodnoty zapsané v registru PDCx. Tato metoda umožňuje využít pokročilejších metod časování, například vysílání signálu pro zapnutí A/D převodu přesně uprostřed PWM pulzu. V některých aplikacích může také sloužit ke snížení rušení, generovaného spínacími prvky, díky lepšímu rozprostření času sepnutí a rozepnutí tranzistorů v různých kanálech. Generovaná PWM má, při stejném nastavení jako u stranově zarovnané, o polovinu nižší frekvenci.



Obrázek 16: Středově zarovnaná PWM (převzato z [16])

Zapínání a vypínání jednotlivých výstupů je řízeno registrem OVDCOND. Periferie navíc umožňuje vkládat volitelný dead-time a využít FAULT vstupů, které při poruše okamžitě přepnou výstup kanálů do předem definovaného pohotovostního stavu. Frekvence a rozlišení generované PWM závisí na nastavení a hodinové frekvenci procesoru. Pro motorky do RC modelů se obvykle používá frekvence PWM mezi 8 kHz a 16 kHz. Nižší frekvence způsobují menší spínací ztráty a naopak s vyššími je chod motorky plynulejší a motor je méně hlučný.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru



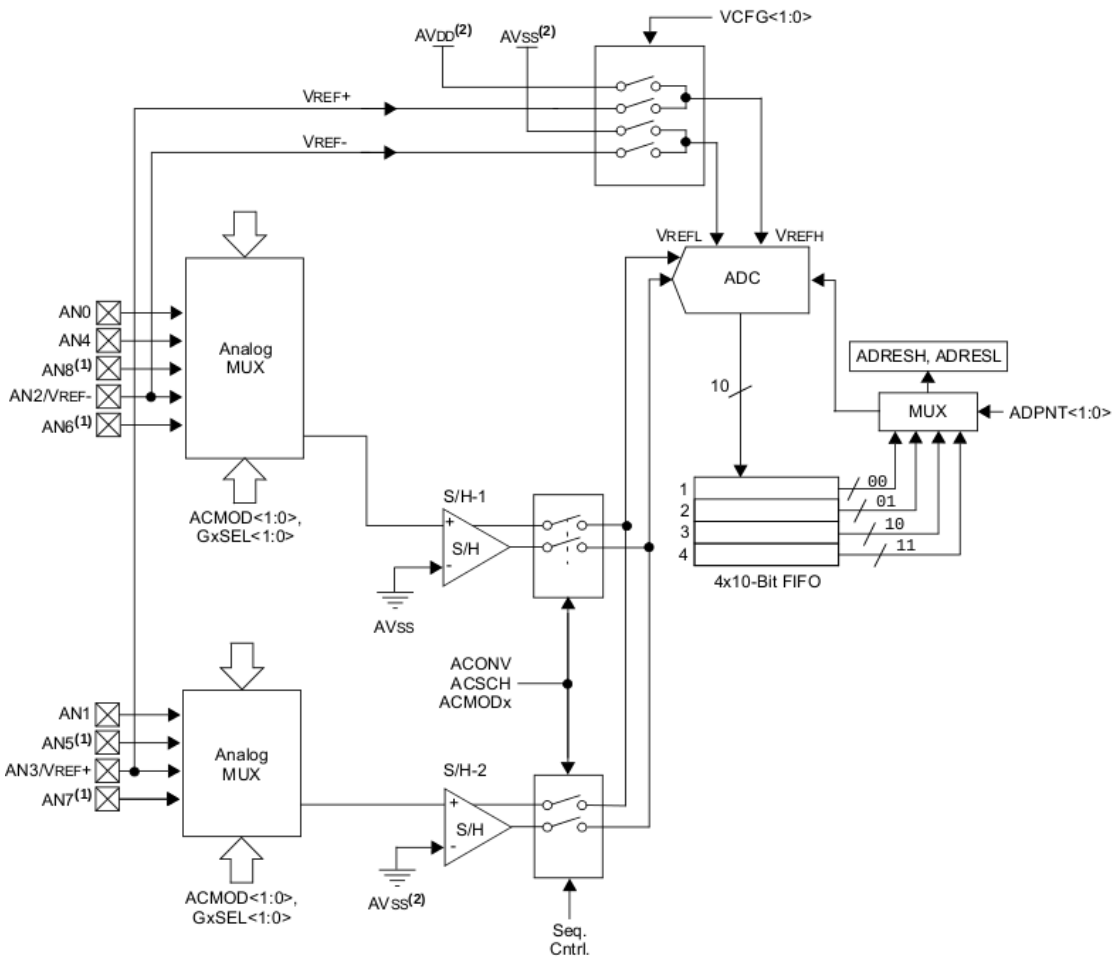
Obrázek 17: Nastavení dead time intervalu PWM

Komplementární režim PWM kanálů umožňuje spínat horní a spodní tranzistor z dvojice v opačné fázi vůči sobě. Při tomto zapojení je nutné vkládat mezi signály dead time, aby nedošlo k současnému sepnutí horního a spodního tranzistoru a zkratu napájení. Pro nastavení komplementárního režimu a dead time existují v kontroléru speciální registry.

Periferie PCPWM však v komplementárním režimu není příliš vhodná pro buzení elektromotorů. Jednotlivé kanály nelze nastavit tak, aby byly komplementární vůči sobě navzájem. Tranzistory jsou také buzeny komplementárně i mimo aktivní část periody PWM signálu, což působí problémy i při unipolárním spínání. Tyto nedostatky ztěžují implementaci pokročilejších metod řízení elektromotorů a synchronní usměrňování.

A/D převodník

Pro zpracování analogových vstupních signálů je mikrokontrolér vybaven 10-bit A/D modulem s možností snímat až 200 tisíc vzorků za sekundu. Převodník má osm vstupních pinů rozdělených dvěma multiplexery do čtyř skupin. Dokáže vzorkovat dva signály naráz a poté je sekvenčně převést a uložit do čtyřmístného FIFO registru. Kromě softwarového příkazu lze modul spouštět i pomocí časovače a vstupu z několika dalších periférií. Pro rychlé a bezchybné čtení napětí vstupu by neměl výstupní odpor zdroje měřeného napětí mít více než 10 k Ω [16].



Obrázek 18: Blokové schéma AD převodníku PIC18LF4431 (převzato z [16])

V budiči pracuje AD převodník ke snímání hodnot teploty motoru a tranzistorů, napětí baterie a proudu, procházejícího motorem. Čtyři analogové vstupy jsou přiřazeny do Konverze se spouští pomocí impulzu z PCPWM modulu při každém šestnáctém přetečení PWM časovače. Po konverzi jsou výsledná data uložena do FIFO registru pro další zpracování.

Input Capture

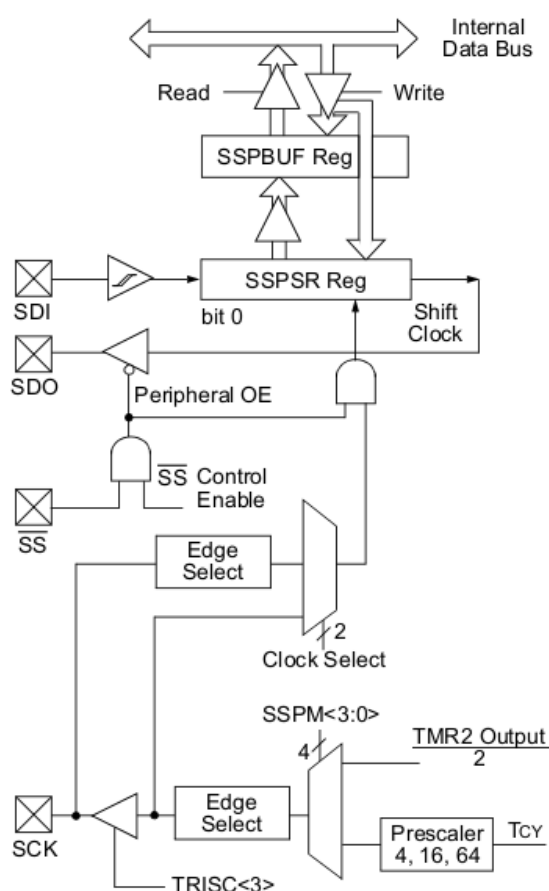
Zjišťováním okamžitého natočení rotoru elektromotoru je pověřen Input Capture modul. Ten je speciálně určen pro snímání výstupů Hallových sond nebo jiných senzorů polohy, čtení výstupu kvadrurního enkodéru a také zjišťování periody nebo frekvence otáčení pomocí dedikovaného hardwarového časovače. Modul umí vyvolat přerušeni, proto při dekódování dochází jen k minimálním prodlevám. Výhoda je i možnost předřadit hardwarový filtr, který vyčistí vstupní signál od častého šumu a oscilací při překlápění senzorů z jedné polohy do druhé.

EUSART

Mikrokontrolér samozřejmě obsahuje i periférii pro jednoduchou sériovou komunikaci na nízkém napětí. Modul poskytuje běžné funkce, které umožňují snadný přenos dat například pro ladění programu.

Synchronní Sériový Port (SSP)

Další komunikační rozhraní umožňuje výměnu informací pomocí komunikačních protokolů SPI a I²C. Nelze použít obě zároveň. Mikrokontrolér může v obou případech pracovat jako Master nebo Slave, v závislosti na nastavení ovládacích registrů.



Obrázek 19: Blokový diagram SPI periferie PIC18F4431 (převzato z [16])

Jak I²C tak SPI jsou nízkourovňové komunikační protokoly, používané pro komunikaci na úrovni jednoho zařízení, tedy fyzicky do vzdálenosti desítek centimetrů. Složitější z nich je I²C. Používá ke komunikaci dva vodiče, datový a s hodinovým pulzem. I²C také podporuje adresaci. SPI je naopak velmi jednoduchý protokol. Pracuje na principu plně duplexního přenosu dat mezi dvěma posuvnými registry. V klasickém zapojení Master - Slave mají obě zařízení data ve svém přenosovém registru

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

(obvykle 8 bitů). Komunikaci zahájí Master spuštěním hodinového signálu. S každým pulzem se přenesení jeden bit směrem Master → Slave a po druhé lince jeden bit zpět. Po osmi pulzech si obě strany vymění celý obsah registru. Při SPI komunikaci tedy nelze jen vysílat nebo jen přijímat, ale vždy jde o vzájemnou výměnu dat.

V režimu SPI používá kontrolér ke komunikaci tři nebo čtyři vodičů. Hodinový signál je přenášen přes SCK (Serial Clock), data jsou přijímána na pinu SDI (Serial Data In) a odesílána z pinu SDO (Serial Data Out). Použití SS (Slave Select, někdy Chip Select) je volitelné. V případě připojení více slave zařízení na jednu sběrnici pomocí tohoto pinu může master určovat, komu je komunikace určena. Tohoto principu je v budičem využito k řízení zadní nápravy.

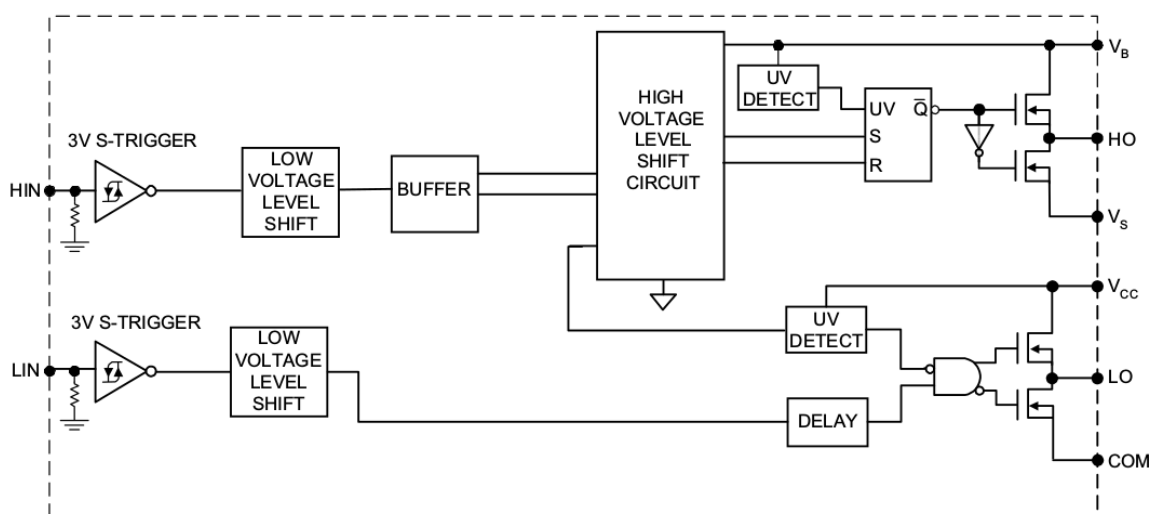
4.2 Budiče IRS2011S

IRS2011S je integrovaný budič MOSFET půlmůstku. Umožňuje spínat výkonové tranzistory podle výstupu z mikrokontroléru. Samotný MCU svými výstupními piny nedokáže dodat napětí a proud dostatečný k úplnému a rychlému otevření tranzistoru. Budič tak odděluje logickou část obvodu od výkonové, včetně napájení. Navíc umožňuje spolehlivé spínání horního tranzistoru půlmůstku pomocí bootstrap obvodu (viz 4.5 Třífázový MOSFET můstek)

Parametr		Hodnota
U_{CC}	Napájecí napětí obvodu	10 V - 20 V
U_{OFFSET}	Maximální napěťový odstup plovoucí části obvodu	200 V
$I_{O+/-}$	Výstupní pulzní proud (s obou směrech)	1 A
U_{IN}	Napěťový rozsah logických vstupů	0 V - 5 V
I_{QCC}	Klidový odběr proudu	200 μ A typ.

Tabulka 4: Základní parametry budiče IRS2011S

Jak je vidět v tabulce č.4, budič vyžaduje napájecí napětí nejméně 10 V. To může působit problémy, chceme-li použít pro napájení modelu akumulátor s nižším napětím (viz 6.1 DC/DC měniče).



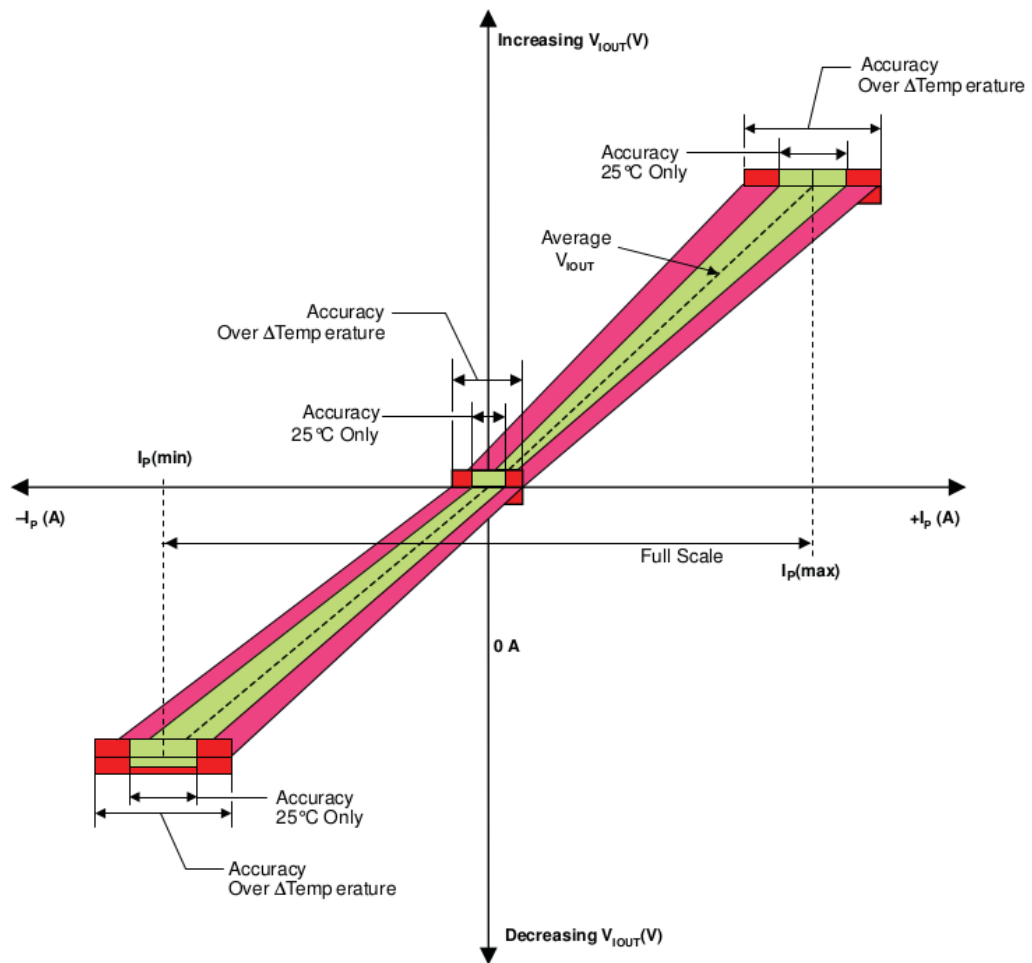
Obrázek 20: Blokové schéma vnitřního zapojení budiče IRS2011S (převzato z [30])

4.3 Proudová sonda ACS711

Spolehlivé řízení elektromotoru a kooperace jednotlivých motorů v pohonu vyžadují zpětnou vazbu v podobě měření okamžitého proudu protékajícího vinutím statoru. Nejjednodušší řešení je zařazení rezistoru do cesty napájení a měření úbytku na něm například pomocí přístrojového zesilovače. Nevýhoda této metody je nevyhnutelné zvýšení celkového odporu výkonového vedení, vedoucí ke ztrátám.

Sofistikovanější řešení skýtá použití Hallovy proudové sondy. Ta dokáže měřit procházející proud a neklást mu přitom prakticky žádný odpor. V tomto zapojení byla použita integrovaná proudová sonda, která měří proud, protékající vodičem přímo v jejím pouzdru. Existují i typy pro bezkontaktní měření, skrz které se vede měřený vodič, ale z hlediska parametrů a rozměrů zde takové řešení není nejvhodnější.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru



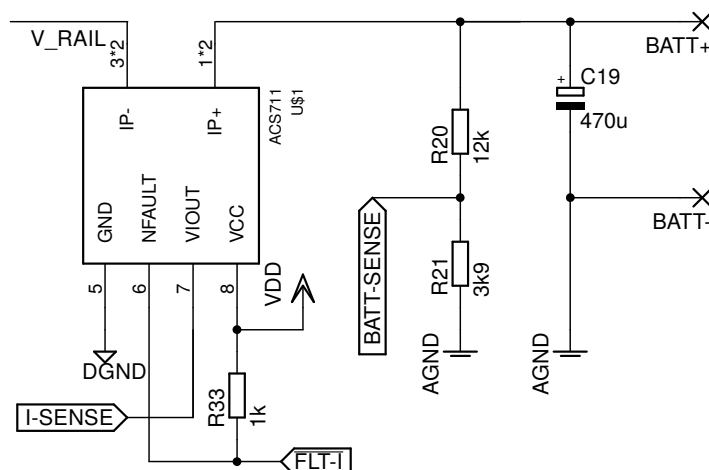
Obrázek 21: Výstupní napětí proudové sondy ACS711 (převzato z [17])

Některé integrované proudové sondy nabízí kromě analogového - měřicího výstupu také chybový výstup. Na tomto pinu je za běžného provozu logická 1. V případě překročení nastavené hodnoty proudu nebo maximální měřitelné hodnoty proudu (u ACS711) se na chybovém výstupu objeví logická 0. Připojením tohoto výstupu na FAULT vstup MCU lze dosáhnout okamžitého odpojení napájecího napětí od elektromotoru v případě přetížení bez nutnosti softwarové kontroly.

Na obrázku 22 je zobrazeno použité zapojení proudové sondy ACS711. Hlavní výkonová napájecí smyčka prochází piny IP+ a IP-. Sonda je napájena z rozvodu nízkého napětí VDD. Výstupní pin I-SENSE je připojen k A/D vstupu mikrokontroléru a slouží k měření proudu. Pin FLT-I je spojen s FAULT vstupem MCU. Odporový dělič 1:4 slouží k měření napětí na baterii a elektrolytický kondenzátor C19 vyrovnává proudové špičky.

Použitý model proudové sondy je obousměrný, kromě velikosti okamžitého procházejícího proudu tedy dokáže určit i jeho směr.

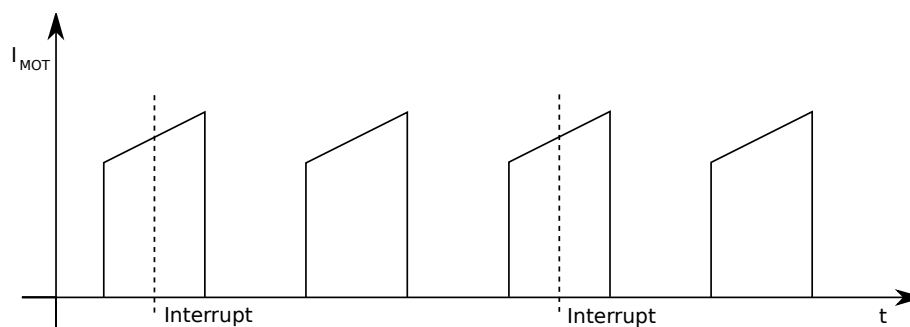
Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru



Obrázek 22: Zapojení proudové sondy ACS711

Při nulovém procházejícím proudu je na výstupu sondy polovina napájecího napětí. Pokud prochází proud o velikosti maxima vstupního rozsahu, na výstupu se objeví napětí o hodnotě napájecího napětí. Při maximálním proudu v druhém směru je na výstupu sondy nulový potenciál. V porovnání s jednosměrným typem sondy, kalibrovaným na stejný maximální proud, tak klesá rozlišení na polovinu.

Vzhledem k měnící se velikosti proudu procházejícího motorem je třeba okamžik snímání proudu synchronizovat. Nejvhodnější je pro tento účel Special Event Trigger PCPWM periferie. Při použití středově zarovnané PWM (viz obrázek 16) lze synchronizovat spuštění AD převodu s okamžikem překlopení čítače PWM báze.



Obrázek 23: Synchronizace okamžiku snímání velikosti proudu

Special Event Trigger umožňuje také nespínat převod každou periodu, ale pomocí děliče (postscaler) číst hodnotu jen každou šestnáctou periodu a méně tak výpočty zatěžovat procesor.

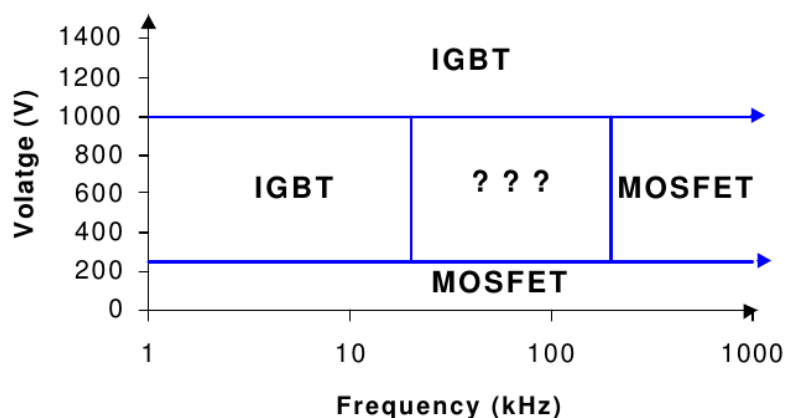
4.4 Výkonové MOSFE tranzistory

Výběr vhodného tranzistoru pro konstrukci budiče elektromotoru je velmi důležitý.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

Některé z parametrů je nutné bezpodmínečně dodržet, volba jiných je obtížnější, neboť se často navzájem negativně ovlivňují. Tranzistor je navíc vhodné vybrat tak, aby nabízel dostatečnou výkonovou rezervu pro neočekávané situace.

Nejprve je třeba zvolit správný typ tranzistoru. Na výběr je jich hned několik. Kromě bipolárních tranzistorů BJT můžeme vybírat i mezi IGBT a unipolárními *FET tranzistory. Klasické BJT se příliš nehodí. Sice dokáží zpracovat řídicí impulzy s velmi nízkým napětím a kladou procházejícímu proudu velice malý odpor (z polovodičových součástek lepších hodnot dosahují jen tyristory), ale jsou řízeny proudem, tedy proud kolektorem odpovídá proudu báze, násobenému proudovým zesilovacím činitelem tranzistoru. Typicky tranzistory na vyšší proudy mají tento parametr h_{21} poměrně nízký, v řádu desítek nebo maximálně stovek. Při $h_{21} = 100$ a požadovaném kolektorovém proudu 20 A by bázi musel téci proud 200 mA, což již není zanedbatelné číslo. IGBT jsou již značně zajímavější volba. Jejich vnitřní struktura vychází ze struktury MOSFETu, kombinující malý polem řízený tranzistor na vstupu jako řídicí s výkonným bipolárním tranzistorem, který se stará o spínání velkých proudů. Pro některá zapojení tak vhodně kombinují přednosti obou technologií, tedy možnost řídit napětím s velmi dobrou proudovou zatížitelností. Navíc mohou pracovat i s napětím přes tisíc voltů, což je v některých aplikacích kritické. Nicméně v časové oblasti příliš nevynikají. Na rychlé spínání nejsou vhodné, neboť stejně jako u klasických bipolárů je nutné do oblasti báze injektovat a poté z ní opět odvádět nosiče náboje. Tento proces je poměrně časově a energeticky náročný. Další možností jsou čistě unipolární tranzistory, označované FET. Polem řízené tranzistory pro sepnutí nebo rozepnutí potřebují pouze změnit napětí na řídicí elektrodě. V typickém spínačovém režimu, kdy tranzistor pracuje pouze v plně otevřeném nebo nevodivém režimu, jde tedy o rychlé nabíjení a vybíjení kapacity vstupní elektrody. Řídicí obvod musí být schopen dodat okamžitě poměrně vysoký proud, ale jen po krátký okamžik přechodu mezi dvěma stavy. Polem řízených tranzistorů existuje mnoho typů, za zmínku stojí JFET a MOSFET. JFET tranzistory mají vynikající parametry. Jsou rychlé a mají minimální odpor kanálu. Nicméně v klidovém stavu jejich kanál vede proud, což může při použití ve výkonovém H můstku mít katastrofální následky. Tranzistory typu MOSFET pro sepnutí potřebují signál na řídicí elektrodě a proto jsou přes poněkud horší katalogové parametry daleko vhodnější.



Obrázek 24: Oblasti použití IGBT a MOSFET (převzato z [18])

Jak je vidět na obrázku č.24, MOSFE tranzistory se uplatňují hlavně v nízkonapěťových aplikacích a při práci na vyšších frekvencích. To je právě oblast působení spínaných zdrojů. Použit IGBT by mělo smysl pouze při daleko vyšším napájecím napětí.

Tranzistor IRLR8743

Pro použití ve výkonovém H můstku byly vybrány MOSFE tranzistory IRLR8743 od firmy International Rectifier v pouzdru D-Pak. Jsou určeny pro použití ve vysoko - výkonových aplikacích a vyznačují se velmi nízkým odporem kanálu v sepnutém stavu a malou impedancí Gate elektrody.

Parametr		Typ. hodnota
U_{DS}	maximální napětí mezi Drain a Source	30 V
$I_D @ 100\text{ }^\circ\text{C}$	maximální trvalý proud Drainem při 100 °C	113 A
$P_D @ 100\text{ }^\circ\text{C}$	maximální ztrátový výkon při 100 °C	68 W
$R_{DS, ON}$	odpor kanálu v sepnutém stavu	2,4 mΩ
$U_{GS(th)}$	prahové napětí tranzistoru	1,9 V
Q_g	celková kapacita Gate elektrody	39 nC
Q_{GD}	náboj přechodu Gate - Drain	12 nC
C_{OSS}	výstupní kapacita	21 nC
t_r	čas přechodu do sepnutého stavu	35 ns
t_f	čas přechodu do rozepnutého stavu	17 ns

Tabulka 5: Tabulka maximálních hodnot tranzistoru IRLR8734 [19].

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

Maximální proud a ztrátový výkon tranzistoru uvedené v tabulce 5 se vztahují k ideálním situacím. Tedy dokonalému chlazení. Naměřená hodnota ztrátového výkonu odpovídá osazení tranzistoru na měděnou plošku o jednom čtverečním palci na desce z materiálu FR-4. Hodnota proudu je vypočítána z maximální teploty přechodu a zanedbává vliv pouzdra. Obvyklá uváděná hodnota maximálního proudu pouzdem typu D-Pak je 42 A nebo 50 A.

Ztrátový výkon tranzistoru při trvalém sepnutí a maximálním přípustným proudem 19 A lze určit jako:

$$P_{cont} = (R_{DS,ON} \cdot I_{max}^2) = 1,12 W \quad (4)$$

Čas potřebný k sepnutí tranzistoru při výstupním napětí budiče $U_{DR} = 12 V$:

$$t_{sw} = Q_{GD} \cdot \left(\frac{R_{DS,ON}}{U_{DR} - U_{GS(th)}} \right) = 2,85 \cdot 10^{-12} s \quad (5)$$

Ztráty vznikající při spínání (spínací frekvence $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$, napětí zdroje $U_{DS} = 12 V$):

$$P_{switch} = (t_{sw} \cdot U_{DS} \cdot I_{max} \cdot f_{pwm}) + \frac{C_{OSS} \cdot U_{DS}^2 \cdot f_{pwm}}{2} = 0,015 W \quad (6)$$

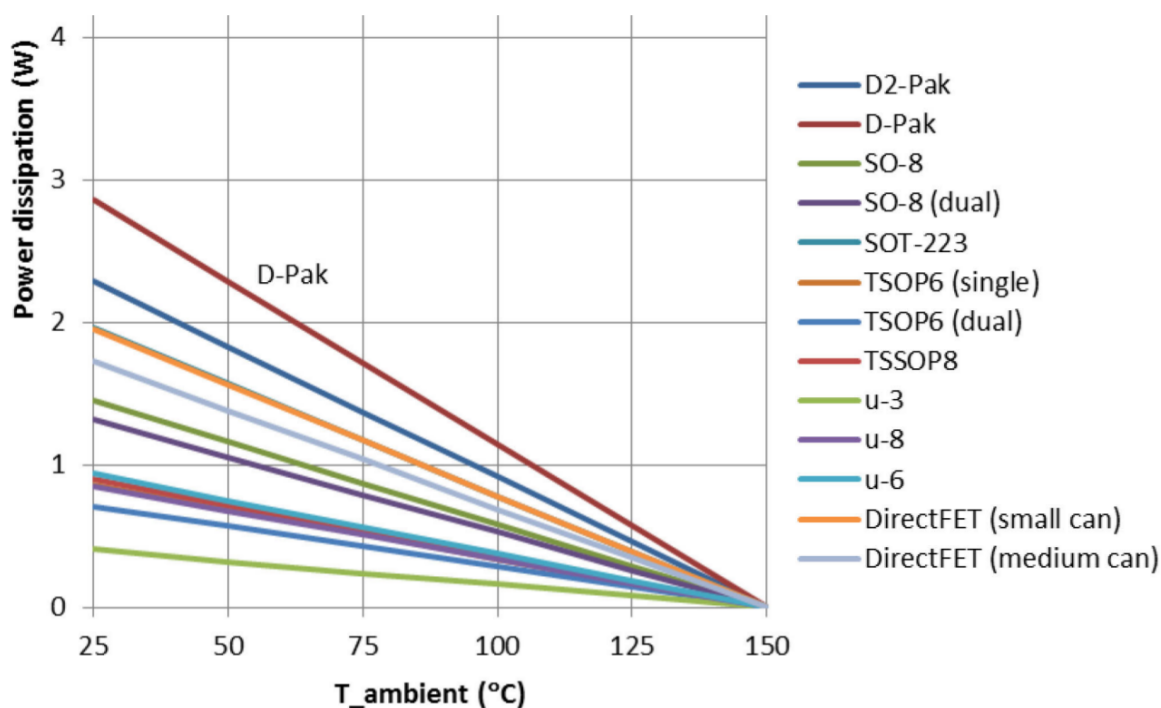
Ztráty vznikající nabíjením kapacity hradla tranzistoru (Gate):

$$\begin{aligned} I_G &= Q_g \cdot f_{PWM} = 3,9 \cdot 10^{-4} A \\ P_{Gate} &= I_G \cdot U_{DR} = 0,047 W \end{aligned} \quad (7)$$

Celkové ztráty na MOSFETu lze tedy vyjádřit jako součet jednotlivých částí:

$$P_D = P_{cont} + P_{switch} + P_{Gate} = 1,182 W \quad (8)$$

Takové množství tepla by mělo být pouzdro typu D-Pak schopné odvést, pokud okolní teplota nepřekročí přibližně 75 °C. Výslednou hodnotu je třeba brát spíše jako orientační a počítat s určitou rezervou. Neuvažuje totiž další charakteristiky obvodu jako vliv zátěže a konečnou rychlost činnosti budiče výkonových tranzistorů.



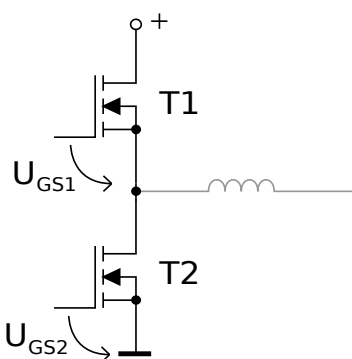
Obrázek 25: Maximální ztrátové teplo pro SMD pouzdra (převzato z [19])

Na obrázku č.25 je graf schopnosti různých pouzder SMD součástek odvádět ztrátové teplo. V tomto případě jsou součástky osazeny na ploše mědi nepřesahující jejich půdorys. Pro zlepšení možnosti odvádění tepla je možné zvětšit plochu mědi, na kterou je tranzistor připájen. Použitím propojek lze část přebytečného tepla odvést i do jiných vrstev plošného spoje. Klasický chladič nelze efektivně použít, neboť plastový povrch pouzdra má příliš velký teplotní odpor. Pro odvedení většího ztrátového tepla je proto vhodnější použít součástky pro výkonové prvky s klasickou montáží (THT), nebo speciální kovová výkonová SMD pouzdra DirectFET, umožňující montáž chladiče (na obrázku č.25 jde o stav bez pouzdra, pouze pro referenci). Pouzdra typu DirectFET mohou dosahovat velmi dobrých parametrů. Jejich správné použití je však velmi obtížné a pro pájení je nezbytné zhotovit DPS s nepájivou maskou.

V prvních dvou prototypch budiče byly použity výkonové tranzistory v pouzdře D-PAK. Při testovacích jízdách však docházelo k poměrně výraznému a rychlému zahřívání. Proto bylo rozhodnuto ve finální verzi použít klasická pouzdra typu TO-220, ke kterým lze přišroubovat vnější chladič. Vzniká tak velká výkonová rezerva a zároveň se snižují ztráty, neboť při nižší teplotě je odpor kanálu tranzistorů nižší.

4.5 Třífázový MOSFET můstek

Komplikovaná metoda řízení vícefázových synchronních elektromotorů vyžaduje relativně složitou výkonovou část obvodu. Každou z cívek statoru je třeba připojovat na společný potenciál nebo napájecí napětí samostatně. Standardním řešením je spínání jednotlivých cívek pomocí pálmůsteků.



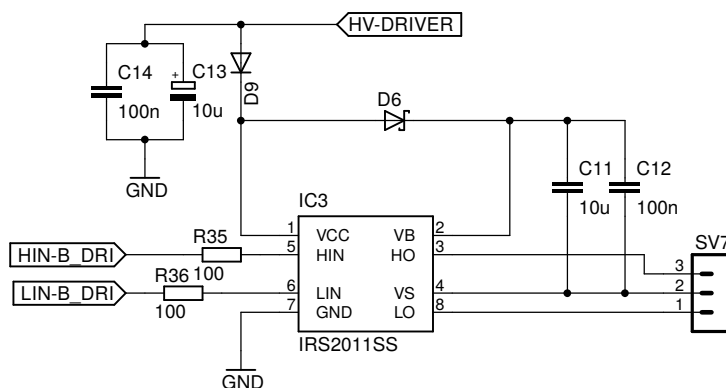
Obrázek 26: Tranzistorový pálmůstek

Tranzistorový pálmůstek je tvořen dvojicí tranzistorů „nad sebou“, podle čehož jsou často označovány jako „high side“ a „low side“. Cívka statoru elektromotoru je v zapojení budiče připojena mezi oba tranzistory, viz Obrázek 26. Problém je zajištění dostatečného napětí pro úplné sepnutí tranzistorů za každé situace. Pro dosažení minimálního odporu kanálu napětí logických výstupů MCU nestačí. Existují sice tranzistory označované jako „logic level“, ale ani u nich není možné dosáhnout úplného sepnutí pomocí pětivoltových logických úrovní. Budicí obvod pro pálmůstek tedy musí zajistit napětí vyšší, obvykle se pracuje nejméně s deseti volty.

Buzení spodního (low side) tranzistoru je poměrně jednoduché. Stačí pomocí budicího obvodu dodávat $U_{GS2} > 10\text{ V}$. Docílit toho lze například další dvojicí tranzistorů, zapojenou mezi vyšší napětí a společný potenciál.

Spínat horní tranzistor je již o poznání komplikovanější úkol. Pokud by jeho source elektroda byla připojena na společný potenciál, byla by situace obdobná jako u spodního tranzistoru. Takový případ by však znamenal zkrat. V pálmůstku musí být v jednu chvíli sepnut pouze jeden z tranzistorů. Při spínání horního tranzistoru je tak jeho source elektroda plovoucí a vytvoření dostatečného napětí U_{GS1} může být problém. Nejběžnějším řešením, které také využívají integrované budiče, je použití bootstrap obvodu. Použité zapojení je na obrázku 27.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru



Obrázek 27: Tranzistorový půlmůstek s budičem (první prototyp)

Na bootstrap kondenzátorech C7 a C8 se udržuje napětí pro spínání horního tranzistoru. V okamžiku sepnutí spodního tranzistoru jsou kondenzátory připojeny na společný potenciál GND a zároveň na napájecí napětí (zde 12 V) přes Schottkyho diodu D4. Kondenzátory se tak mohou nabíjet a udržovat náboj i po uzavření spodního tranzistoru. V okamžiku spínání horního tranzistoru jsou kondenzátory budičem připojeny mezi elektrody Gate a Source, čímž dojde k jeho dokonalému sepnutí.

Bootstrap obvod musí být patřičně dimenzován pro dané použití. V úvahu je třeba brát hlavně kapacitu hradla tranzistoru – v datových listech se obvykle uvádí náboj hradla. Výkonové tranzistory se širšími kanály mají obvykle tuto hodnotu vyšší a je tak třeba kondenzátor s vyšší kapacitou.

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{U_{CC} - U_f - U_{LS} - U_{min}} \quad (9)$$

Veličina	Jednotka	Význam
Q_g	(C)	Náboj hradla horního tranzistoru
Q_{ls}		Náboj, vyžadovaný budičem pro změnu stavu výstupu
f	(Hz)	Frekvence spínání tranzistoru
$I_{Cbs(leak)}$	(A)	Zbytkový proud bootstrap kondenzátoru
$I_{qbs(max)}$		Maximální klidový proud bootstrap obvodu
U_{CC}	(V)	Napětí zdroje
U_f		Úbytek napětí na diodě v propustném směru
U_{LS}		Úbytek napětí na kanále spodního tranzistoru
U_{min}		Minimální spínací napětí pro tranzistor

Tabulka 6: Legenda proměnných pro vzorec 9.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

Při výpočtu je vhodné použít hodnoty pro nejhorší možný scénář. Některé proměnné lze vypustit, jako zde zbytkový proud bootstrap kondenzátoru, který je u keramických kondenzátorů zanedbatelný [20]. Frekvence spínání byla zvolena 10 kHz. Podle tohoto vzorce při použití hodnot z datových listů použitých součástek vychází minimální hodnota bootstrap kondenzátoru na 70 nF. Hodnota je to poměrně nízká.

Další možností výpočtu je vzorec podle aplikačního listu International Rectifier [21]. Vzorec (10) je původně určen pro IGB tranzistory, avšak vzhledem k podobným nárokům na buzení lze po drobné modifikaci použít.

$$C_{BOOT(min)} = \frac{Q_G + Q_{LS} + (I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK(diode)} + I_{LK(cap)}) \cdot T_{H(on)}}{U_{CC} - U_f - U_{CE(min)} - U_{CE(on)}} \quad (10)$$

Za pomoci druhého vzorce se dobereme k výsledku 22 nF. V případě bootstrap kondenzátoru je vhodné použít vždy vyšší hodnotu. Jelikož dnes již jsou běžně k dostání vícevrstvé keramické kondenzátory s velmi kvalitním dielektrikem a vysokou výslednou kapacitou, do zapojení byl zvolen keramický kondenzátor s kapacitou 10 μ F. Pro lepší vykrytí kratších proudových špiček byl paralelně připojen ještě keramický kondenzátor 100 nF. Tato dvojice by měla budiči poskytovat dostatečnou výkonovou rezervu v každé situaci. Kapacitní rezerva se může hodit například v případě zastavení otáčení motoru v jedné pozici komutace, kdy bootstrap obvod nemá delší dobu možnost dobít kondenzátory.

Pro nabíjení bootstrap kondenzátorů je třeba také vhodně dimenzovat bootstrap diodu. Zvolená dioda by měla pracovat velmi rychle a mít co nejmenší úbytek napětí na přechodu v propustném směru. Ačkoliv se dnes vyrábí velmi rychlé diody například do usměrňovačů, vhodnější než klasická PN dioda je v tomto zapojení Schottkyho dioda. Na té dochází k menšímu úbytku napětí a vykazuje lepší časové charakteristiky, především dobu zotavení [22]. Při výběru vhodné Schottkyho diody se poté postupuje podle maximálního proudu diodou a přípustného závěrného napětí.

$$I_F = Q_G \cdot f \quad (11)$$

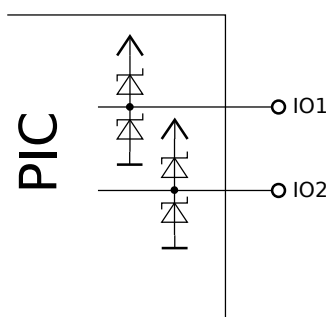
Uvažuje se opět frekvence spínání tranzistoru a kapacita jeho hradla. Výsledná hodnota je 500 μ A, což je velmi nízká hodnota. Nároky na diodu v tomto směru tudíž nejsou velké. Splnit se musí ještě povolené závěrné napětí, které musí být větší než napájecí napětí a je velmi vhodné přidat větší rezervu. Diody, použité v obvodu, mají povolený proud v propustném směru nejméně 500 mA, je zde tedy opět velká výkonová

rezerva.

Mezi integrovaný budič a gate elektrody výkonových tranzistorů je ještě vhodné vložit rezistory o malé hodnotě, aby došlo k lepšímu přizpůsobení. Odpor by měl být dostatečně malý, aby nezpůsobil ztráty a zpomalení spínání, ale zároveň zabránil případným oscilacím na vstupu MOSFE tranzistoru, které by mohly být způsobeny „přeléváním“ náboje mezi výstupní kapacitou budiče a kapacitou řídicí elektrody tranzistoru. Obvykle se doporučuje použít hodnoty kolem 10 Ω.

4.6 Ochrana pinů obvodu

Jedna z priorit při návrhu budiče bylo zabezpečení vysoké odolnosti vůči ESD, přepětí a přepólování. Zvláště náchylný je v tomto ohledu samotný mikrokontrolér. Ačkoliv sám poskytuje určitou úroveň integrované ochrany proti nesprávnému zacházení, může například při nevhodné manipulaci s napájením dojít k přetížení a zničení MCU. Výstupní piny kontroléru jsou jištěny zabudovanými Schottkyho diodami.



Obrázek 28: Zabudovaná ochrana pinů MCU diodami

Z páru ochranných diod je jedna zapojena na společný potenciál a druhá na napájecí napětí. Toto zapojení chrání vnitřní obvody MCU před přepětím či přepólováním. Diody začnou pracovat, pokud napětí na pinu překročí hodnotu $V_{DD} + 0,3\text{ V}$ nebo klesne pod $V_{SS} - 0,3\text{ V}$. Diody pracují velmi rychle, rychleji než externí ochrany. Vyžadují ale stabilní vstupní napětí na V_{DD} a vnější ochranný rezistor, který bude omezovat případný protékající proud.

Vybrat vhodnou velikost odporu je v některých případech otázka kompromisu. Příliš malá hodnota odporu nemusí zabránit poškození obvodu a naopak příliš velká brání v jeho funkci. Hodnota proudu tekoucího jedním IO pinem MCU nesmí přesáhnout 25 mA [16]

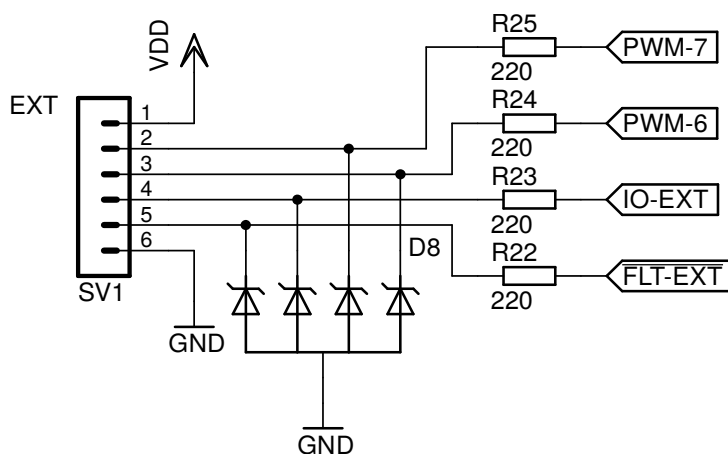
$$R = \frac{5\text{ V}}{25\text{ mA}} = 200\ \Omega \quad (12)$$

Na každý pin kontroléru by proto měl být do série připojen rezistor o odporu alespoň

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

200 Ω . Tak vysoká hodnota odporu ale může způsobovat komplikace, například při ICSP programování. Hodnota sériového odporu na pinech PGC a PGD by neměla přesáhnout 100 Ω .

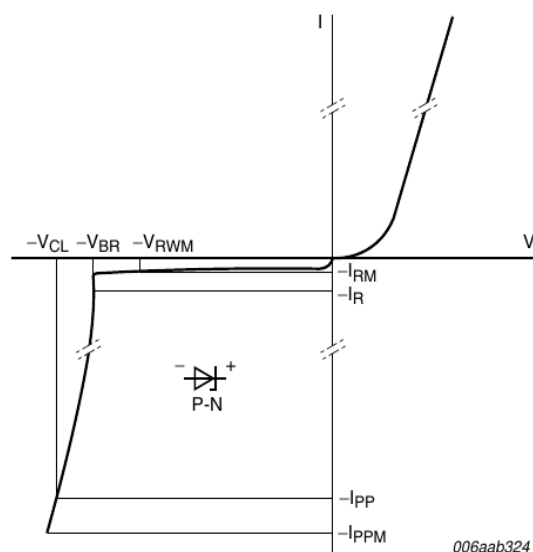
Dalším přidaným ochranným prvkem na konektorech obvodu jsou transily. Transil (Transient Voltage Suppression diode) svou charakteristikou připomíná velmi rychlou Zenerovu diodu. Transil dokáže omezit velikost napětí na vodiči, pokud přesáhne danou hodnotu. V tomto případě jsou použity vícenásobné transily, tedy několik samostatných diod integrovaných v jednom pouzdře. Kromě rychlosti se v porovnání se Zenerovými diodami transily liší v chování při přetížení. Pokud dojde u transilu k překročení maximálního dovoleného proudu, transil se sice zničí, ale při tomto procesu vytvoří vždy zkrat. Chování Zenerovy diody je v takové situaci nevyzpytatelné. Po zničení a zkratování transilu sice obvod dále nemůže pracovat, ale měla by se ochránit okolní elektronika. Obvod tedy může být jednoduše opraven vyjmutím nebo výměnou součástky.



Obrázek 29: Ochrana pinů MCU

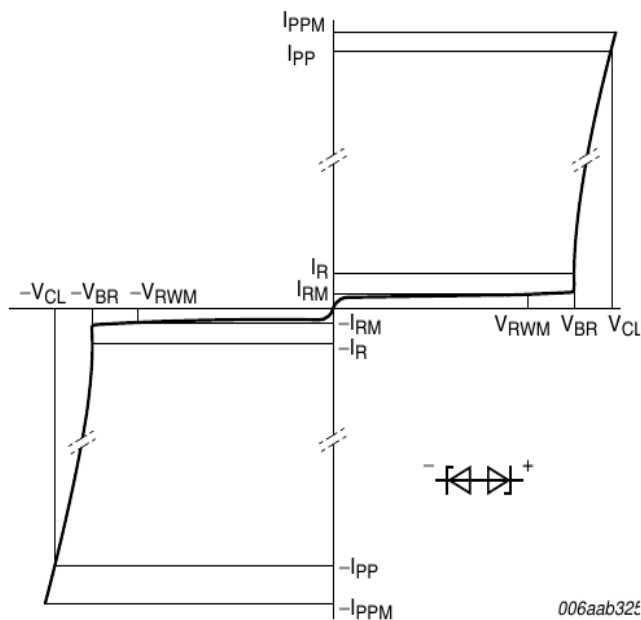
Při výběru vhodného transilu jsou rozhodující parametry U_{BR} (Breakdown Voltage) a U_{CL} (Clamping Voltage). U_{BR} je úroveň napětí, na kterém začíná koleno charakteristiky. Jeho hodnota musí být vyšší než nejvyšší hodnota napětí, vyskytující se za běžného provozu v obvodu. Druhá charakteristika je hodnota napětí, při které již je transil plně otevřen. U_{CL} by nemělo přesahovat maximální přípustnou hodnotu napětí chráněného obvodu.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru



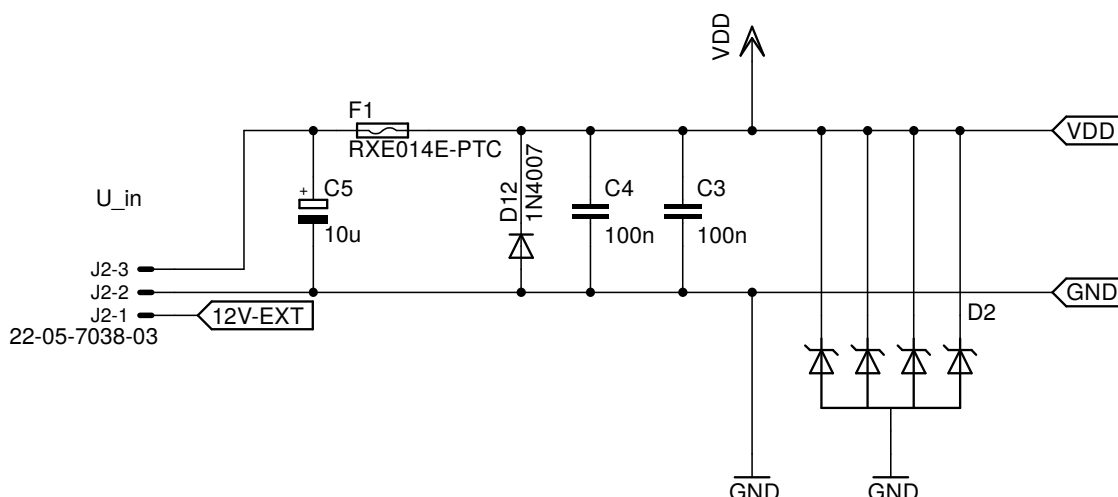
Obrázek 30: U/I charakteristika jednosměrného transilu (převzato z [23])

Kromě klasických jednosměrných transilů existují transily obousměrné - dvojitě. Jsou tvořeny dvěma diodami, připojenými k sobě anodami. Obousměrný transil se otevře, pokud je překročeno napětí v jednom či druhém směru. Nevýhoda je přibližně poloviční rychlost reakce v porovnání s jednosměrným transilem.



Obrázek 31: U/I charakteristika obousměrného transilu (Převzato z [23])

Pro ochranu proti přepětí nebo přepólování napájecího konektoru desky s mikrokontrolérem slouží kromě transilu také kombinace diody a vratné pojistky polyfuse.



Obrázek 32: Ochranný obvod napájení mikrokontroléru

Polyfuse (nebo polyswitch, PPTC) je polymerové zařízení s pozitivním teplotním koeficientem. Aktivní oblast polyfuse je z nevodivého organického polymeru uspořádaném v klidovém stavu do krystalické struktury. Do polymeru je přimíchána příměs uhlíkových částic. Ty v krystalické struktuře utváří vodivý most s nízkým odporem. Pokud však proud procházející součástkou dosáhne definované mez, začne polymer expandovat a přejde z krystalického do amorfního stavu, ve kterém uhlíkové částice již nemohou elektrinu přenášet a dojde k rozpojení kontaktu. Po ochlazení dojde během minut až desítek minut k navrácení do původního stavu [24].

V ochranném obvodu napájení plní polyswitch roli druhé linie obrany, neboť k překročení povoleného odběru proudu mikrokontrolérem by nemělo samovolně dojít. Nicméně pokud dojde k přepětí na napájecí větvi a sepnou transily, případně dojde-li k přepólování a sepnutí ochranné diody, vzroste rychle proud vratnou pojistkou nad kritickou mez a ta rozpojí přívod napětí k obvodu.

Parametr		Hodnota
I_H	maximální proud, při kterém nedojde k rozpojení	0,14 A
I_T	minimální proud, při kterém vždy dojde k rozepnutí	0,30 A
R_{min}	minimální odpor přechodu	1,2 Ω

Tabulka 7: Parametry ochranné vratné pojistky

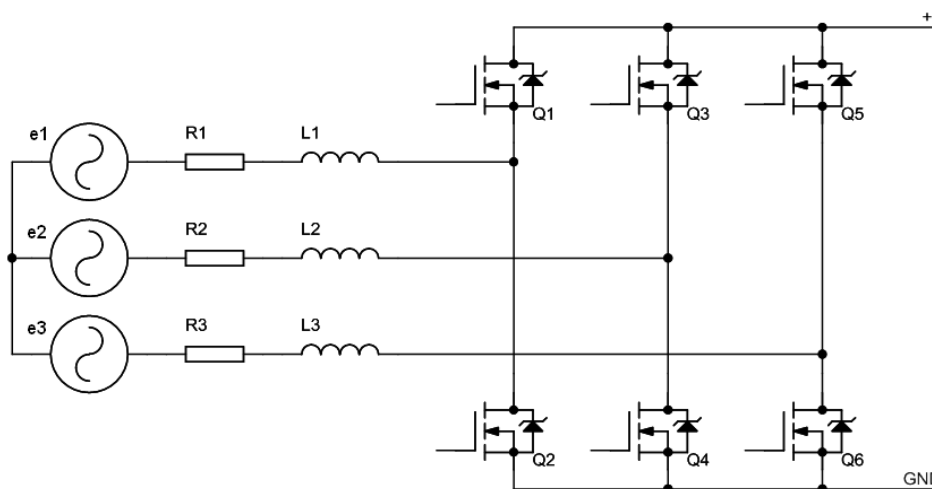
4.7 Můstek v režimu rekuperace

Režim rekuperace (angl. „regenerative braking“) nebo také generátorový režim, umožňuje přeměnit kinetickou energii elektromotoru na elektrickou. V tomto režimu může vozidlo brzdít s proměnnou intenzitou v závislosti na výstupním výkonu generátoru.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

Princip rekuperace je symetricky obrácený k principu pohonu. Při otáčení magnetů rotoru dochází ke změnám magnetického pole v okolí. Tyto změny způsobí indukci napětí na cívkách statoru. Obvykle je tvar indukovaného napětí, zvaného také „back EMF“, trapezoidální. Takový případ ilustruje obrázek 8. Vzniká složením dvojic vzájemně posunutých sinusových průběhů. Velikost indukovaného napětí je přímo úměrná rychlosti otáčení, jedná se o chování symetrické s provozem elektromotoru v motorovém režimu. Takto získané napětí je nutné usměrnit, aby bylo možné s ním dále pracovat.

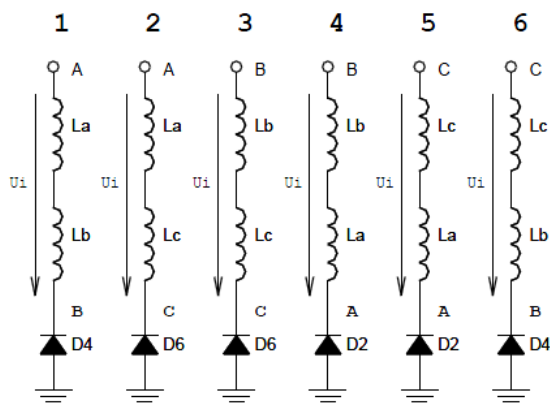
Nejjednodušší možnost je usměrnění pomocí vestavěných diod v tranzistorech výkonového můstku. Diodové usměrnění nevyžaduje žádné řízení, budič může být vypnutý, uplatňují se pouze zabudované diody MOSFE tranzistorů, které indukované napětí usměrní. Protože velikost indukovaného napětí závisí na rychlosti otáčení rotoru, u pomalu se otáčejících elektromotorů na nízké napětí představuje úbytek na přechodech diod velké procentuální ztráty, u použitých tranzistorů přibližně jeden volt. Na testovaných elektromotorech se v tomto režimu na výstupu usměrňovače objevilo měřitelné napětí až při překročení zhruba 1500 ot/min.



Obrázek 33: Náhradní schéma BLDC motoru a můstku (převzato z [25])

Synchronní usměrňování umožní dosáhnout menších ztrát na přechodech tranzistorů jejich aktivním spínáním v dobách, kdy by jinak procházel proud volnoběžnými diodami. Využívá se tak schopnost MOSFE tranzistorů propouštět proud oběma směry. Implementace tedy spočívá pouze ve správném načasování spínání low-side tranzistorů pomocí přímého řízení PCPWM výstupů registry OVDCOND a OVDCONS. Pokud by se zároveň spínaly i odpovídající high-side tranzistory, při nízkém generovaném napětí by se akumulátor snažil roztočit elektromotor proti směru otáčení a vozidlo by se nakonec rozjelo na druhou stranu. High-side tranzistor tedy zajišťuje, aby proud tek

jen do akumulátoru, ne naopak.



Obrázek 34: Znáznornění principu synchronního usměrňovače (převzato z [25])

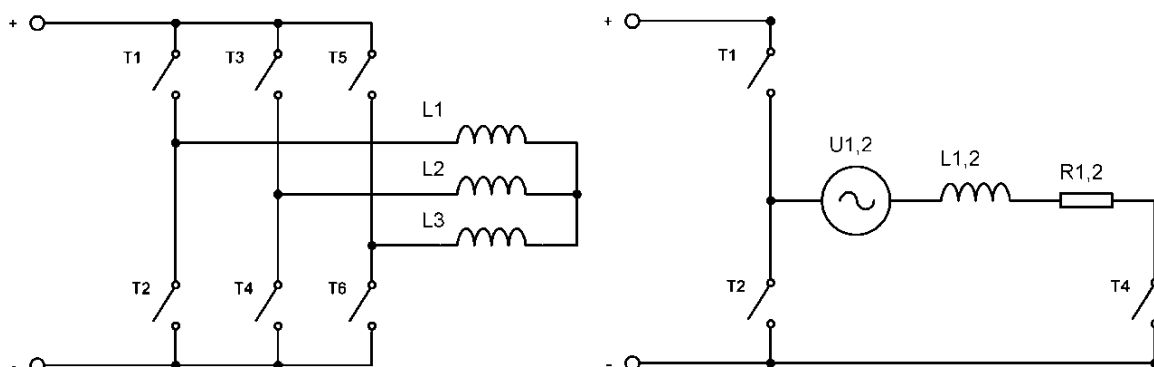
Zásadní problém dvou předchozích metod je nízké a nestabilní generované napětí při nízkých otáčkách elektromotoru. Parametry BLDC elektromotoru jsou stejné, ať už je použit v motorovém nebo generátorovém režimu. Velikost generovaného napětí se tak odvíjí od konstanty k_v elektromotoru a okamžitých otáček (viz vzorec (2)). Při uvažované maximální rychlosti, daných parametrech použitého motoru a velikosti kol se lze dobrat k následující hodnotě:

$$U_{gen} = \frac{n_{max}}{k_v} = \frac{1845 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}}{1700 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}} = 1,09 \text{ V} \quad (13)$$

Výsledná hodnota bude ještě snížena vlivem ztrát. Takto nízké napětí není vhodné pro nabíjení akumulátorů metodou konstantního napětí. Pro nabíjení akumulátorů při rekuperaci energie je vhodnější na výstupu usměrňovače vytvářet stabilní napětí či proud o definované hodnotě podle typu článků. Jeden způsob jak toho docílit je používat můstek v zapojení měniče napětí.

Zvyšovač napětí s využitím můstku

Pokud si zjednodušíme schéma třífázového H můstku pro prvky, uplatňující se v jedné fázi komutačního cyklu, vznikne zapojení, používané ve spínaných měničích napětí typu Boost. Ačkoliv parametry vinutí elektromotoru nepředurčují takový měnič k práci s příliš velkou účinností, lze dosáhnout několikanásobně vyšší účinnosti než v předchozích případech.



Obrázek 35: Třífázový H můstek v režimu zvyšujícího měniče napětí

Dvojici vinutí lze nahradit zdrojem napětí, indukčností a sériovým odporem. Tranzistor T4 je po celou dobu funkce sepnut, lze jej tedy také zanedbat. Princip měniče je následující:

1. Fáze: T1 je rozpojen. T2 sepne. Roste proud, procházející vzniklou smyčkou.
2. Fáze: T1 stále rozpojen. T2 se rozpojí. V reakci na skokový nárůst odporu ve smyčce se zvyšuje napětí na cívce.
3. Fáze: T2 rozpojen. T1 vede proud a připojí vyšší napětí na pozitivní terminál zátěže. Energie cívky se vybije do zátěže.

Režim spínání high-side tranzistoru T1 lze volit změnou nastavení generování PWM signálu. V základním nastavení není řízen a pracuje pouze jako usměrňovací dioda. Pro snížení úbytku napětí by bylo možné ho přemostit Schottkyho diodou, čímž by se situace dále přiblížila zapojení typu Boost. Alternativně je možné volit komplementární režim PWM, při kterém by tranzistor sepnul automaticky s rozepnutím T2; vznikají však komplikace spojené se stavem po vybití energie akumulované ve vinutí.

4.8 Optimalizace spotřeby

Jeden z nejdůležitějších požadavků na bateriově napájené elektronické systémy je nízká spotřeba elektrické energie. Stejně jako u skutečných elektromobilů, i tento model se potýká s problémem nedostatečné kapacity dostupných akumulátorů. Pro prodloužení času výdrže zásoby energie je proto nutné snažit se držet spotřebu energie na minimu.

Výkonová část obvodu

Nejvíce elektrické energie samozřejmě proudí výkonovými tranzistory a jejich budiči. Protékají zde proudy v řádech jednotek a špičkově dokonce desítek ampérů.

Je proto kritické minimalizovat odpor tras a přechodové odpory prvků. Dostatečně dimenzované vodiče jsou klíčové. Kromě zvýšení ztrát se na vodičích s příliš vysokým odporem se při průchodu vysokých proudů objevuje úbytek napětí, který posouvá společný potenciál výkonové části zařízení. To může vést k průchodu silového proudu skrz vedení řídicí části obvodu.

Řídicí část obvodu

Přestože spotřeba mikrokontroléru a jeho pomocných obvodů je v porovnání s výkonovou částí velmi malá, nedá se zanedbat. Základní zásady omezení spotřeby se dají shrnout do několika bodů.

Od velikosti odporu pull-up rezistorů se přímo odvíjí statická spotřeba obvodu, tedy velikost procházejícího proudu při nečinnosti MCU. Jejich odpor by měl být co největší, ale zároveň nesmí překročit určitou hranici. Například maximální přenosová rychlost I²C rozhraní je na jejich odporu přímo závislá.

Použití vysoce svítivých LED také dokáže v kombinaci s vyšším sériovým odporem nabídnout dostatečnou svítivost při menším protékajícím proudu.

Využitím režimu spánku mikrokontroléru lze dosáhnout klidového protékajícího proudu v řádu stovek nA. Problematické je v tomto případě probouzení MCU a časová prodleva před ustálením krystalového oscilátoru, ještě zvětšená použitím fázového závěsu PLL.

4.9 Návrh desky plošných spojů

Při navrhování kvalitní desky plošných spojů je nutné zohlednit mnoho různých faktorů. Kromě přenesení signálů na trase spoje musí být zajištěno spolehlivé napájení součástek a pokud možno odstínění vzájemného rušivého působení jednotlivých částí obvodu. Společnou elektrodu GND je nejvhodnější rozvést do jednoduté plochy na spodní straně DPS. Zajistí se tak minimální rozdíl napětí společné elektrody v různých částech obvodu, zmenší se plocha proudových smyček a navíc se zajistí určitá úroveň stínění obvodu. Je však vhodné oddělovat společnou elektrodu v řídicí a výkonové části obvodu a spojit je ideálně jen v jednom bodu. Trasy napájení by měly být co nejpřímější, dostatečně silné a nevést v různých vrstvách desky.

Vysoké proudy

Pro zvýšení maximální možné hodnoty protékajícího proudu spoji na DPS lze využít

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

několik metod. Jako první se nabízí rozšíření spoje. Při výpočtu šířky trasy se uvažuje předpokládaná střední hodnota protékajícího proudu, tloušťka měděné vrstvy a maximální přípustné oteplení spoje. Výpočet lze jednoduše provést například aplikací z webu firmy Pragoboard nebo použít vzorec pro výpočet ohřevu trasy [26]

$$\Delta T = 215.3 \cdot C \cdot W^{-1.15} \cdot Th^{-1} \quad (14)$$

Ten lze pro použití s rozumnými jednotkami přepsat jako:

$$\Delta T = 80,0639 \frac{I}{d \cdot w} \quad (15)$$

Symbol	Jednotka	Význam
ΔT	(K)	Zvýšení teploty vodiče
I	(A)	Protékající proud
d	(μm)	Tloušťka měděné fólie
w	(mm)	Šířka trasy

Určení tloušťky vrstvy mědi při laboratorní výrobě DPS není přesné, proto je nezbytné počítat s určitou rezervou. Pokud z nějakého důvodu nelze trasu dostatečně rozšířit pro požadované hodnoty protékajícího proudu, lze spoj posílit přidaným vodičem nebo měděnou páskou. Pocínování spoje není vhodné, neboť pájka difunduje do měděné vrstvy a zvyšuje tak její výsledný odpor.

Výroba

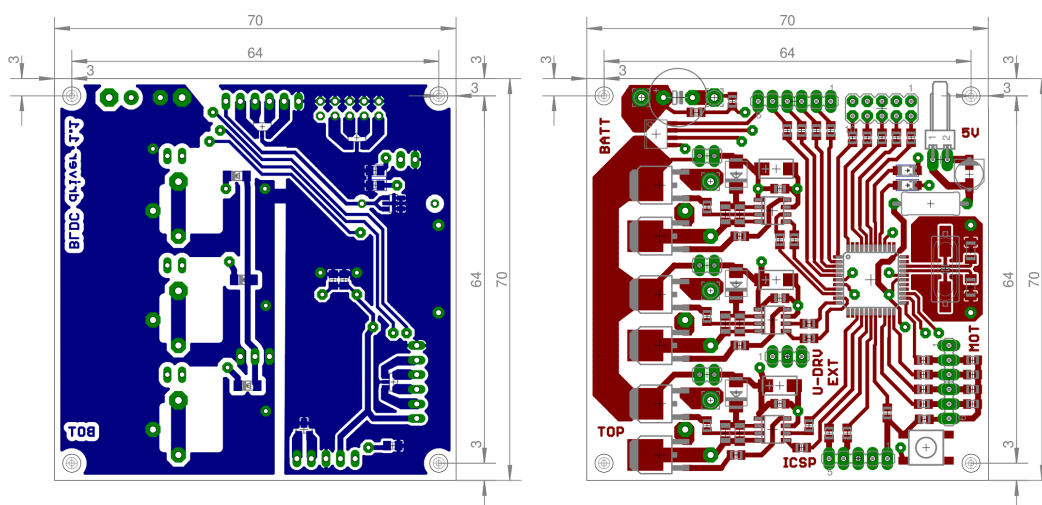
V dnešní době je snadné nechat si DPS profesionálně vyrobit podle vlastních nákresů u různých firem i po jednotlivých kusech za poměrně dostupnou cenu. Výsledné desky dosahují velmi vysoké kvality, není problém s větším množstvím vrstev, prokovy, maskami a podobně. Stačí pouze dodržet výrobcem předepsaná pravidla, jako například minimální tloušťku spojů a podobně. Takový proces je však neprůhledný poněkud se rozchází s výukovým určením zařízení.

Při vlastnoruční výrobě DPS jsou návrhová pravidla v mnoha ohledech přísnější, přestože byly spoje zhotovovány fotocestou, tedy jednou z přesnějších metod. Tato metoda spočívá v použití speciálního kuprexitu s měděnou fólií a vrstvou materiálu citlivého na UV záření. Motiv spojů se vytiskne na průhlednou folii, přiloží na desku a ta se poté krátce osvítlí. Následně se folie odstraní, fotocitlivá vrstva vyvolá v roztoku hydroxidu sodného a měděná vrstva podle motivu odleptá v roztoku chloridu železitého.

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

Hlavní omezení při výrobě touto metodou je větší bezpečná tloušťka spojů, přibližně 0,5 mm, a mezera mezi sousedními spoji. Toto pravidlo však nelze dodržet u použitého TQFP pouzdra, kde je nominální šířka vývodu 0,37 mm a šířka mezi dvěma sousedními vývody 0,43 mm [16]. Pro dosažení takové přesnosti je nutné při osvicování a leptání posupovat precizně a následně zkontrolovat kvalitu výsledných spojů ohmmetrem.

Další nepříjemnost představují prokovy. Přestože je možné vyrobit prokov pokovováním i v improvizovaných podmínkách, je to poměrně náročné. Další možnost je vlisování tenkých měděných trubiček nebo drátků, opět je to ale metoda netriviální. Nejjednodušší je tedy vyvrtat na místě prokovu díru, prostrčit drátek a připájet na obou stranách. Musíme však počítat s většími prostorovými nároky vzniklé propojky, které mohou působit problémy například pod TQFP pouzdrem. Vzhledem k problematickému umístění některých pinů na použitém pouzdře PICu je však obtížné se této záležitosti vyhnout. Na obrázku 36 je vidět umístění propojek pro přívod napájení pod pouzdrem kontroléru.



Obrázek 36: Deska plošných spojů prvního prototypu BLDC budiče

První prototyp BLDC budiče byl založen pouze na jedné desce. Oddělení procesorové a výkonové části bylo realizováno pouze pomocí mezery mezi rozlitou zemí na spodní straně. Obě části byly propojeny jednou propojkou, z důvodu omezení rušení, proudových smyček a dalších rušivých prvků. Projevily se některé nedostatky, například nevhodné rozmístění tranzistorů, které řeší další verze.

Druhý prototyp řeší problém silového vedení tranzistorů jejich přesunutím na oddělenou desku, čímž se trasy mohou rozšířit, zkrátit a zjednodušit. Možnost vyměnit zvláště výkonovou desku je praktická při odstraňování problémů se zařízením. Nová deska

zároveň usnadňuje montáž případného chladiče. Kvůli dosažení lepšího rozložení komponent a zmenšení celkových rozměrů zařízení byly následně na samostatnou desku přesunuty i budiče tranzistorů. Druhý prototyp tak sestává z desky s mikrokontrolérem a řídicím obvodem, desky s budiči a přepínačem jejich napájení a konečně desky s výkonovými tranzistory a proudovou sondou. V řídicí části obvodu byla vylepšena napájecí část a opraveny nedostatky v zapojení analogových vstupů.

Ve finální verzi byla upravena zejména část s výkonovými tranzistory. Původní D-PAK pouzdra byla nahrazena většími TO-220. Krom toho bylo opět pozměněno zapojení analogových kanálů a několik dalších drobností.

4.10 Návrhový software

Na volbě vhodného vývojového prostředí pro tvorbu schémat, layoutu a především psaní a ladění programu kontroléru do značné míry závisí rychlost postupu práce a objem potřebného vynaloženého úsilí. V dnešní době si lze většinou vybrat hned z několika možností.

Návrh elektroniky

Vývoj hardware BLDC budiče probíhal v prostředí software EAGLE (Easily Applicable Graphical Layout Editor). Jde o velmi rozšířený, multiplatformní software pro návrh elektronických obvodů a desek plošných spojů. Návrh obvodů je v tomto programu poměrně jednoduchý a vyhovuje kladeným, relativně malým, nárokům. Některé použité součástky však v dodávaných knihovnách chyběly a bylo nutné je vytvořit.

Vzhledem k omezením volně dostupné verze (zejména maximální velikost desky 8 x 10 cm) a některým chybějícím funkcím a obecným nedostatkům tohoto software by mohlo být vhodnější použít jiný program. Nabízí se například KiCAD, který obsahuje některé pokročilejší funkce, 3D zobrazení vhodné právě pro návrh zařízení z více desek a jako open-source je k dispozici zcela bez omezení.

Návrh programu MCU

Zde se zdála volba být poměrně jasná. Firma Microchip přímo vyvíjí a doporučuje vývojové prostředí MPLAB X. K programování byl použit jazyk C. Ačkoliv Microchip ve svých aplikačních poznámkách obecně preferuje Assembly, tvorba programu v C vyžaduje značně menší úsilí. Tam, kde je časování kritické, umožňuje kompilátor XC8 vkládat přímo úseky kódu v Assembly. Toho bylo využito například při sestavování

Kapitola 4 – Budič BLDC elektromotoru

rychlých komutačních rutin.

Během programování se ale objevilo mnoho nedostatků tohoto vývojového prostředí. MPLAB X často hlásí chyby v místech, kde ve skutečnosti nejsou. Jde zejména o vložený assembly kód a názvy některých registrů MCU. Při ladění někdy začne program ukazovat nesmyslná data a je nutné ho restartovat. Další nepříjemnosti přináší XC8. Překladač často produkuje velmi špatně optimalizovaný kód a například při čtení registru výsledků AD převodu může být kód přímo nefunkční. Optimalizace také někdy bez varování vypustí kritické části kódu. Dodávaná knihovna pro obsluhu periférií plib.h obsahuje velké množství chyb, kvůli kterým je lepší se jejímu použití vyhýbat. Většinou se jedná o nesprávně definované verze periférií u jednotlivých modelů PIC.

K programování a ladění funkce budiče byl použit programátor PICkit3, připojovaný přes ICSP rozhraní. Ten umožňuje kromě nahrávání programu i program krokovat, což je při odstraňování chyb nedocenitelné.

Kapitola 5 – Centrální řídicí jednotka

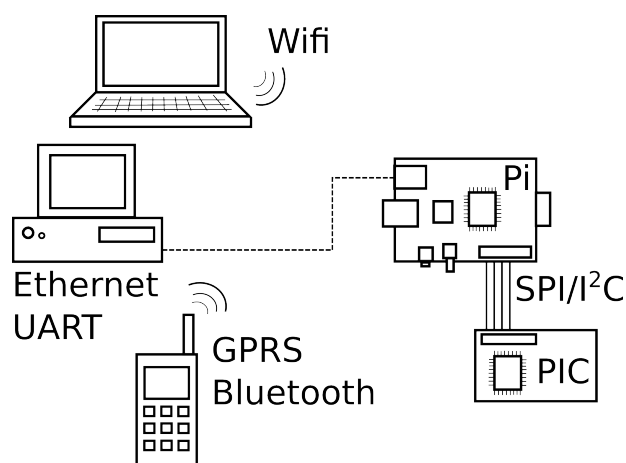
Pro spolupráci všech řídicích obvodů podvozku modelu elektromobilu je nezbytné komunikovat se všemi mikrokontroléry v reálném čase a přeposílat jim instrukce na základě pokynů řidiče. Vystává proto nutnost řídicí jednotky. Ta měla být realizována jako samostatná práce, k čemuž však nedošlo. V rámci přední nápravy je nahrazena jednoduchým obvodem na základě procesoru 8051, který převádí analogový signál z původní přijímací jednotky na jednoduché příkazy přes SPI rozhraní. Takové řešení není optimální (více v kapitole 5.3 Komunikační protokoly). Z tohoto důvodu bylo přistoupeno k výměně provizorní řídicí jednotky za vhodnější zařízení.

5.1 Raspberry Pi

Jako vhodný kandidát byl vybrán jednočipový počítač Raspberry Pi. RasPi je založen na čipu BCM2835 SoC (System on Chip), který obsahuje 32-bitový RISC procesor typu ARM11 (instrukční sada ARMv6) [27]. Kromě SoC jsou na desce základní periferie a napájecí obvody. Doporučeným operačním systémem je Raspbian, odvozený od ARM verze systému Debian. Raspbian se od standardního Debianu liší přidanou podporou pro FPU použitého procesoru, tedy hardwarové jednotky pro výpočty s plovoucí čárkou. Při využití této periferie je systém při některých typech operací značně rychlejší. Důležité přednosti Raspberry jsou:

- Rozhraní UART, I2C a SPI (2x slave select)
- Softwarově ovladatelné GPIO piny, včetně jednoho PWM kanálu.
- USB port, vhodný pro připojení Wi-Fi nebo Bluetooth modulu
- Ethernet port (některé modely)
- 3,3V – 5V napájení (podle připojených periférií)
- Bootování z SD karty – možnost rychlé výměny celého systému
- malé rozměry, otvory pro šrouby v DPS

Kapitola 5 – Centrální řídicí jednotka



Obrázek 37: Možnosti komunikace s Raspberry

Raspberry Pi existuje v několika různých variantách, lišících se v počtu dostupných USB portů, podpoře Ethernet rozhraní a spotřebě. Z modelů se jako nejvhodnější jeví A+, osazený úspornějšími spínanými měniči napětí. Spotřeba energie modelu A+ za běhu by neměla přesáhnout 1W (200 mA při 5 V). USB porty pak umožňují připojit různé další periferie, například Wi-Fi modul, Bluetooth modul nebo GPRS modem.

S Raspberry je možné pracovat standardně přes síť pomocí protokolu SSH, nebo pouze v základním textovém režimu komunikací přes UART nebo jiné seriové rozhraní. Pro komunikaci s PIC lze poté napsat jednoduchý program, který čte vstup od uživatele/řidiče a posílá data pomocí SPI PICu.

Použití SSH pro přístup k počítači a ovládání je jednoduché, vyžaduje pouze připojovat se přes kompatibilní terminál, přičemž spuštěný program běží na Raspberry a pouze výstup (i grafický) je zobrazován na vzdáleném terminálu. Kvůli šifrování přenosu a při použití grafického rozhraní narůstá objem přenášených dat. Navíc se objevuje problém s nejistým chováním při ztrátě signálu. Teoreticky by mělo při přerušení datového toku dojít velmi rychle k zastavení programu a tím i motorů. Při testech však se však ukázalo, že k zastavení programu může dojít se zpožděním, nebo dokonce vůbec, pokud se data přenáší alespoň v jednom směru.

Problémy s SSH může pomoci vyřešit rozdělení ovládacího programu na dvě části běžící nezávisle na sobě, na Raspberry a ovládacím počítači. Oba programy si pak mohou vyměňovat data přes datový kanál. Takovým způsobem lze lépe vypojit motory při přerušení datového přenosu pomocí vlastních časovačů. Vhodný způsob realizace takového spojení nabízí program ncat. Je to velmi jednoduchý program pro přenos dat přes síťové rozhraní. Po spuštění ncat serveru na Raspberry se lze pomocí známé IP adresy a portu serveru pomocí instance ncat na jiném počítači v téže síti k Raspberry připojit

a obousměrně si vyměňovat data. Řídicí program na RasPi, napsaný například v C, komunikující přes standardní vstup a výstup stdin, stdout tak lze pomocí přesměrování nebo pipe připojit k ncat serveru a komunikovat se vzdáleným počítačem. Takto pracující program lze pak označit jako backend systému. Ze vzdáleného počítače se potom může řidič připojit pomocí programu - uživatelského rozhraní (frontend). Ten dekóduje data přijatá od backendu a zobrazuje je řidiči a zároveň odesílá zpět povely. Spuštění backendu při startu systému lze obstarat přidáním odpovídajícího skriptu do /etc/init.d adresáře. Kromě lepší kontroly datového přenosu lze při jasném definování komunikačního protokolu vytvořit různé fronty, například pro ovládání klávesnic, volantem, akcelerometrem v mobilu a podobně. Stdin a stdout lze také jako standardní formu komunikace přenášet přes mnoho různých spojení, UART, Bluetooth, IRDA, ...

Operační systém

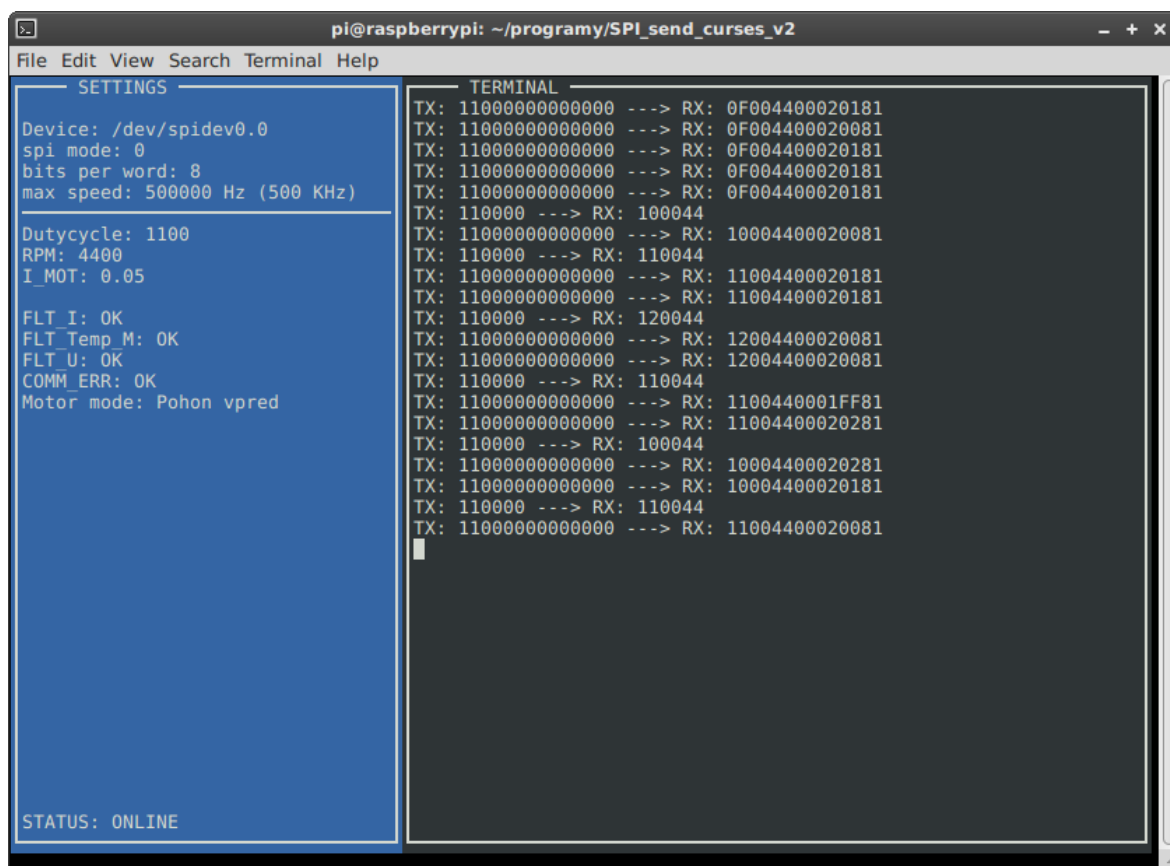
Jelikož je Raspberry velmi oblíbený mikropočítač, používající komponenty s převážně otevřenými ovladači, při výběru operačního systému jsou možnosti široké. Kromě obskurních řešení jako RISC OS se jedná především o varianty Linuxu. Kromě univerzálních systémů (Raspbian, Arch), které obsahují veškeré vymoženosti moderního systému včetně grafického rozhraní, se jedná o různé jednostranně zaměřené distribuce (video, web). Pro použití v modelu elektromobilu jsou tyto systémy v základním nastavení příliš robustní a obsahují příliš mnoho nepotřebných programů a dat.

Pro Raspberry lze sestavit linuxový systém přesně na míru odpovídající požadavkům - obecně označovaný jako embedded Linux. K tomu lze využít například rozhraní Buildroot. Jde o soubor zdrojových kódů jádra a důležitých komponentů systému a skriptů pro jejich konfiguraci a kompilaci. Pomocí grafických rozhraní lze zkompileovat kompletní obraz pro uložení na SD kartu, ze které Raspberry bootuje. Výsledný systém může obsahovat minimální sadu programů a ovladačů přesně pro daný úkol a být maximálně rychlý a stabilní. Při testování tohoto postupu byl vytvořen systém, který od zapnutí nabootoval do textového přihlašovacího dialogu během pěti vteřin. Takový systém bohužel není flexibilní, je určen pro neměnný přístroj a mohl by tak v budoucnu představovat překážku.

Pružnější řešení nabízí volba standardního systému, ze kterého mohou být odebrány nepotřebné komponenty (grafické rozhraní, atp.). Jedná se o pomalejší řešení, které je však díky podpoře balíkovacího systému a obecnému zaměření na flexibilitu vhodnější pro další vývoj. Kromě odlehčení není třeba systém významně upravovat, stačí přidat možnost

Kapitola 5 – Centrální řídicí jednotka

ovládání hardwarového PWM pomocí přídatného kernel modulu (viz 5.2 Servomotor pro zatáčení).



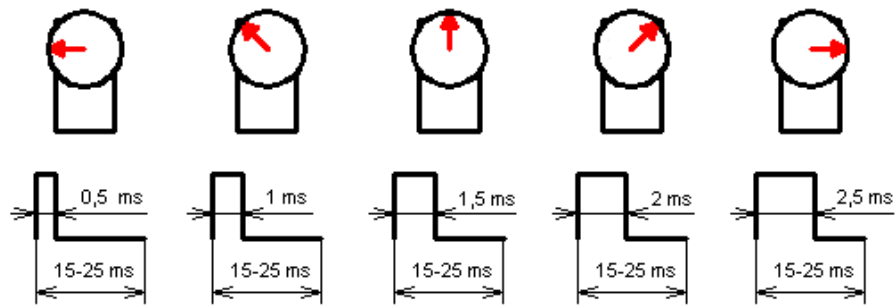
```
pi@raspberrypi: ~/programy/SPI_send_curses_v2
File Edit View Search Terminal Help
----- SETTINGS -----
Device: /dev/spidev0.0
spi mode: 0
bits per word: 8
max speed: 500000 Hz (500 KHz)
-----
Dutycycle: 1100
RPM: 4400
I_MOT: 0.05
FLT_I: OK
FLT_Temp_M: OK
FLT_U: OK
COMM_ERR: OK
Motor mode: Pohon vpred
-----
STATUS: ONLINE
----- TERMINAL -----
TX: 1100000000000000 ---> RX: 0F004400020181
TX: 1100000000000000 ---> RX: 0F004400020081
TX: 1100000000000000 ---> RX: 0F004400020181
TX: 1100000000000000 ---> RX: 0F004400020181
TX: 1100000000000000 ---> RX: 0F004400020181
TX: 110000 ---> RX: 100044
TX: 1100000000000000 ---> RX: 10004400020081
TX: 110000 ---> RX: 110044
TX: 1100000000000000 ---> RX: 11004400020181
TX: 1100000000000000 ---> RX: 11004400020181
TX: 110000 ---> RX: 120044
TX: 1100000000000000 ---> RX: 12004400020081
TX: 1100000000000000 ---> RX: 12004400020081
TX: 110000 ---> RX: 110044
TX: 1100000000000000 ---> RX: 1100440001FF81
TX: 1100000000000000 ---> RX: 11004400020281
TX: 110000 ---> RX: 100044
TX: 1100000000000000 ---> RX: 10004400020281
TX: 1100000000000000 ---> RX: 10004400020181
TX: 110000 ---> RX: 110044
TX: 1100000000000000 ---> RX: 11004400020081
```

Obrázek 38: Komunikace Pi a PICu přes SPI

Na obrázku 38 je grafické okno ovladačského programu, využívajícího standardního systémového volání `ioctl` pro komunikaci s PICem pomocí SPI. Interakce s uživatelem probíhá přes rozhraní napsané s použitím knihovny `ncurses`, umožňující číst vstup z terminálu v raw módu (okamžitá odezva na stisk tlačítka, ne čtení instrukcí po řádcích) a zároveň zobrazovat výstup v jednoduchém, přehlednějším grafickém módu. Pravý panel zobrazuje přímo tok dat SPI v hexadecimálním zápisu, zatímco levý panel ukazuje význam těchto dat v čitelnější formě.

5.2 Servomotor pro zatáčení

Natáčení kol přední nápravy pro zatáčení do stran je na modelu řešeno klasickým způsobem pomocí servomotoru, který pohybuje táhlem, uchyceným na přední nápravě. Zatímco ovládání hardwarového SPI lze na Raspberry dosáhnout snadno pomocí standardních zabudovaných funkcí systému, řízení servomotoru již vyžaduje složitější řešení. Servomotor je řízen pomocí šířky ovladačského pulzu podle schématu na obrázku 56.



Obrázek 39: Ovládání servomotoru (převzato z [28])

Natočení servomotoru je tedy přímo závislé na šířce ovládacího pulzu, jehož šířka je standardně 0,5 až 2,5 ms. Časový interval mezi jednotlivými pulzy by měl být přibližně 20 ms, ale tuto hodnotu není nutné přesně dodržet. Generování pulzu o přesně stanovené šířce ale v prostředí multitaskingového operačního systému nelze provést pomocí čekání, jako například funkcí `nanosleep`. Jelikož systém obsluhuje více procesů zároveň, v čekací smyčce dochází k různým zpožděním a šířka pulzu se ve výsledku nevyzpytatelně mění (tzv. jitter). Možné řešení je použití hardwarových časovacích prostředků. Použitý procesor podporuje DMA (Direct Memory Access). DMA umožňuje PWM periférii přímý přístup do paměti, což ji umožňuje pracovat nezávisle na procesoru a odstraňuje nežádoucí vliv jeho zatížení na generovaný signál. PWM modul není takto běžně ovládán, proto je nutné buď použít dodatečnou knihovnu (RPIO), spustit v pozadí speciální daemon proces (např. ServoBlaster), nebo doinstalovat patřičný kernel modul. Poslední možnost se ukázala jako nejvhodnější a proto bylo v použité standardní verzi systému Raspbian vyměněno jádro za Occidentalis v0.2 kernel a doplněn patřičný modul. Ovládací pulzy servomotoru jsou na GPIO výstupu č.18 a ovládají se pomocí systémových souborů v adresáři `/sys/class/rpi-pwm/pwm0/` následovně:

soubor	funkce
active	1 - výstup je aktivní; 0 - výstup není aktivní
delayed	1 - změny nastavení se projeví až po nastavení active=1
mode	změna módu výstupu: PWM/servo/audio
servo_max	přiřazení číselné hodnoty krajní pozici serva (stanovení rozsahu)
servo	nastavení šířky kontrolního pulzu pro servo v rozsahu 0..<servo_max>

Tabulka 8: Funkce ovládacích souborů serva v Raspberry Pi [29]

Po výměně jádra systému se začly objevovat výpadky ve spojení přes Wi-Fi. Časový interval od zapnutí Pi až po úspěšné připojení přes SSH se také značně prodloužil. Na vině je zřejmě chyba v jádru, které je přibližně o dva roky starší než původní. Tento problém

však není příliš závažný, protože k výpadkům nedochází často. Z novějších zdrojů Linux kernelu již bohužel byl tento ovladač vyřazen ve prospěch modulů s knihovnamy pouze pro ovládání z vyšších skriptovacích jazyků (Python) nebo modulů pro ovládání více PWM kanálů zároveň, avšak pouze se softwarovým řízením, které způsobuje výše popsané problémy. Pro případné doplnění tohoto modulu do novější, vyladěnější verze jádra by bylo třeba zdrojové kódy doplnit a překompilovat.

5.3 Komunikační protokoly

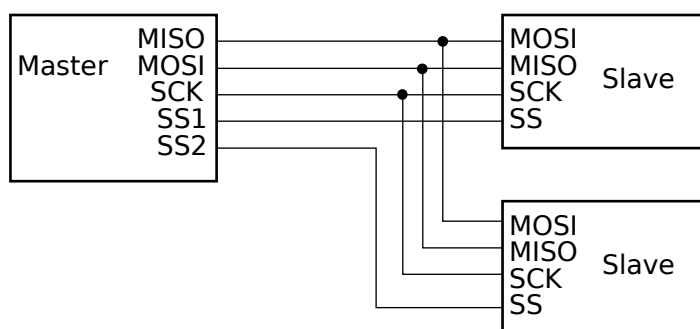
Při výběru vhodného komunikačního protokolu pro přenos informací mezi řídicím počítačem (Raspberry) a kontroléry, ovládajícími jednotlivá kola, se nabízí hned několik možností. Mezi nejdůležitější požadavky patří: snadná implementace software a hardware, nenáročnost obsluhy procesorem, dostatečná rychlost a odolnost přenosu.

Z hlediska software nejjednodušší možnost je využít jednoduché signálování, například analogově, úrovní napětí na vodiči. Takové řešení je však těsně vázané na konkrétní zapojení obvodů a komplikuje úpravy a rozšiřování. Vhodnější se ukazuje použití jednoho z protokolů pro přenos dat. Mikrokontroléry i Pi jsou vybaveny hardwarovou podporou klasické trojice protokolů: UART, I2C a SPI. Z této trojice byl zvolen protokol SPI, díky možnosti jednoduché implementace a vysoké přenosové rychlosti.

Parametry SPI

- tři (čtyři) komunikační vodiče: Master In Slave Out (MISO), Master Out Slave In (MOSI) a Serial Clock (SCK) a volitelně Slave Select (SS)
- plně duplexní přenos
- single master

Většina ostatních parametrů (časování, frekvence hodinového signálu, počet bitů přenosu, atp.) je dána konkrétní implementací a může se lišit u různých zařízení, definice protokolu je velmi volná. Adresace existuje pouze ve formě slave select vodiče, jakákoliv kontrola přenosu není protokolem definovaná.



Obrázek 40: Propojení zařízení pomocí SPI

Při komunikaci pomocí SPI přesune master obsah svého SPI registru (obvykle 8 bitů) do registru slave zařízení a slave přesune obsah svého registru dále, buď do masteru, nebo dalšího slave (při topologii typu daisy chain).

Komunikační protokol obvodu přední nápravy

Velká část vývoje obvodu přední nápravy probíhala před stěžejní částí této práce. Také celkové představy o pohonném systému byly dříve jiné. SPI mělo být použito pouze k řízení rozložení výkonu do jednotlivých motorů, jako velmi rychlý kanál pro přenášení krátkých příkazů pouze mezi přední a zadní nápravou. Z toho vychází následující schéma:

Byte	Označení	Hodnota a význam
1.	proud_levý	0x00 - 0x7F : Proud levým motorem 0 - 127 * 1,5 A
2.	status_levý	Levý motor: 0x11: reverz; 0x22: vpřed; 0x88: volnoběh
3.	proud_pravý	0x00 - 0x7F : Proud pravým motorem 0 - 127 * 1,5 A
4.	status_pravý	Pravý motor: 0x11: reverz; 0x22: vpřed; 0x88: volnoběh

Tabulka 9: Příkazy ovládání přední nápravy přes SPI rozhraní

Komunikace je osmibitová, první se posílá MSB a zápis probíhá na sestupnou hranu hodinového pulzu. Perioda CLK signálu je 100 μ s, frekvence je tedy 10 kHz.

Komunikační protokol zadní nápravy

Starý protokol sice umožňuje základní ovládání elektromotorů, ale již nic dalšího. Přenášení informací o stavu budičů a naměřených dat mělo být zajištěno pomocí jiného rozhraní, speciálně pro komunikaci jen s řídicí jednotkou. Nový komunikační protokol však oboje spojuje do jednoho a přes jeden SPI kanál se posílají příkazy pro jednotlivé MCU a zpět telemetrie. Pro zachování kompatibility a spolupráce obou náprav je zároveň použit stejný způsob řízení výkonu motorů jako v původním protokolu.

Kapitola 5 – Centrální řídicí jednotka

Jednou za daný časový úsek sepne Raspberry (Master) Slave Select signál, čímž se vyvolá v adresovaném PICu (Slave) přerušení. Poté Master odešle příkaz pro nastavení režimu provozu motoru a požadovaného proudu. Následně odesíláním nulových bytů udržuje v chodu hodinový signál a čeká na odpověď. Přenos dat tedy kvůli zjednodušení de facto neprobíhá duplexně. PIC odpovídá výpisem aktuálního nastavení, naměřených hodnot a nakonec odešle status byte, ve kterém jsou zapsány příznaky možných chyb. Na základě těchto dat Raspberry vyhodnocuje okamžitou situaci. Detailně je protokol popsán v příloze.

Pomocný obvod řídicí jednotky

Pro usnadnění připojení jednotlivých budičů a servomotoru k centrální jednotce byla vyvinuta jednoduchá deska s rozvodem napájení, překladem napětíových úrovní SPI rozhraní a multiplexorem Slave Select signálů. Obvod také obsahuje vyrovnávací kondenzátory. Servomotor při přímém zapojení na výstupy Raspberry Pi při špičkách proudového odběru způsoboval pokles napájecího napětí počítače pod požadovanou úroveň a jeho restartování. Multiplexování Slave Select signálů zajišťuje integrovaný obvod 74HC137. Umožňuje rozšířit počet ovládaných SPI zařízení. Celý obvod je sestaven na univerzální desce plošných spojů. Kromě toho je jsou zde vyvedeny piny UART a SPI pro ladění programu a komunikace.

Kapitola 6 – Napájení

6.1 DC/DC měniče

Jednotlivé části elektromobilu vyžadují napájení různým napětím. Motory mohou pracovat přibližně od 3,7 V do 14,8 V [7], budiče výkonových MOSFETů od 10 V do 20 V [30], ale mikrokontroléry PIC pouze od 3,3 V do 5 V. Elektronika přední nápravy (MCU i servo) vyžaduje napájení pěti volty, přičemž komunikuje na 3,3 V úrovních. K zajištění těchto požadavků obsahuje zařízení několik měničů napětí.

Napájení logiky přední nápravy obstarává její vlastní lineární měnič [15]. Mikrokontroléry PIC jsou v současném zapojení napájeny napětím 5 V, které dodává spínaný DC/DC měnič. Raspberry Pi obsahuje dva regulátory. Jeden z 5 V na 3,3 V a druhý z 3,3 V na 1,8 V pro samotný procesor. Původně byly PICy napájeny z 3,3 V rozvodu Raspberry Pi, což odstraňovalo nutnost překladu logických úrovní SPI rozhraní. Při tomto napájení ale musely mikrokontroléry pracovat jen na 10 MHz. V tomto režimu nebylo možné generovat PWM o dostatečně vysoké frekvenci a kontrolér někdy trpěl poměrně pomalou odezvou při komunikaci.

Systém měničů napětí pro napájení vozítka je navržen jako modulární. Sestává z modulů (v tomto zapojení ze dvou) o rozměrech 5 x 8 cm, které je možné stavět na sebe, aby zabraly menší prostor. Při takovém zapojení je nutné brát v potaz vyzařované rušení a části obvodu od sebe odstínit. V případě potřeby lze moduly vyměnit, vyjmout, nebo přidat další.

5 V regulátor

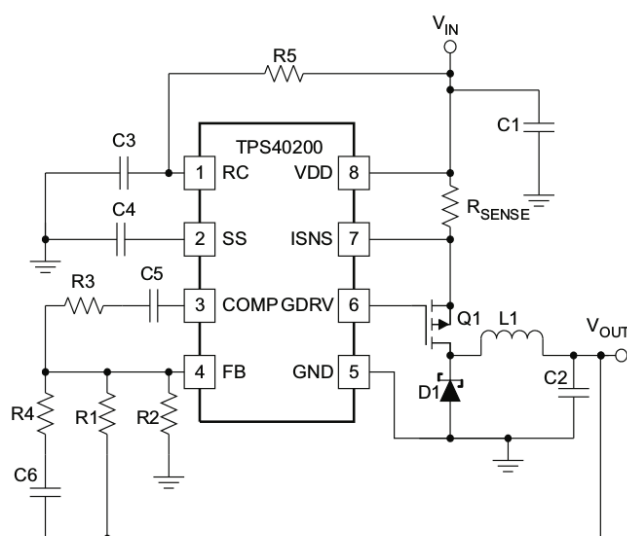
Pětivoltová větev se stará o napájení centrální řídicí jednotky (Raspberry Pi), servomotoru zatáčení a logické části budičů zadních motorů (PIC MCU). Odběr proudu v této větvi může být poměrně značný. Raspberry s Wi-Fi modulem při práci odebírá proud až přibližně 700 mA. Servomotor při zablokování kotvy, k čemuž kvůli vysoké hmotnosti vozítka dochází poměrně často, dokáže odebírat i přes jeden ampér. Mikrokontroléry se na spotřebě podílí pouze v řádu desítek miliampérů.

K pokrytí těchto požadavků byl navržen spínaný snižující měnič napětí s integrovaným obvodem TPS40200 od firmy Texas Instruments. Jedná se o běžný řídicí obvod pro zapojení ve spínaných měničích několika základních topologií. V tomto případě

Kapitola 6 – Napájení

se jedná o obvod typu Buck, tedy snižující spínaný regulátor napětí.

Zkonstruování měniče s tímto obvodem vyžaduje výpočet hodnot poměrně vysokého množství externích komponent. Kromě vstupních a výstupních kapacit, výkonové diody a děliče napětí pro obvod zpětné vazby zde figuruje RC oscilátor pro nastavení pracovní frekvence, soft-start kondenzátor pro plynulý náběh výstupního napětí při startu, vnější kompenzace vnitřního zesilovacího obvodu pro vyhodnocení zpětné vazby a také obvod kontroly procházejícího proudu s odporovým děličem a případným RC filtrem.



Obrázek 41: Základní zapojení obvodu TPS40200 (převzato z [29])

K výpočtu hodnot všech komponentů je v datovém listu integrovaného obvodu poměrně obsáhlá dokumentace. Bohužel však obsahuje nekonzistentní značení veličin, chyby ve vzorcích a vzhledem k několika různým možnostem výkladu uvedených informací je často nutné si neuvedené části postupu domýšlet. Použitý obvod se proto zakládá na hodnotách v ukázkovém zapojení obvodu, které svými parametry splňuje požadavky. Zapojení se liší v některých detailech a v zapojení obvodu kontroly nadproudu, který je v ukázkovém zapojení založen na měření úbytku napětí na rezistoru o odporu 0.01Ω (viz [29]). Použití takové součástky by sice bylo velmi výhodné z hlediska minimalizace ztrát, nicméně při kalkulaci s tak nízkým odporem již nelze zanedbávat odpor cest na DPS, čímž se návrh značně komplikuje i vzhledem k nepřesnosti zvolené metody výroby desky.

15 V regulátor

Při zatěžování akumulátoru velkými proudy dochází nezbytně k poklesu napětí na jeho kontaktech vlivem nenulového vnitřního obvodu. Úbytky na vodičích již také není možné při tak velkých proudech zanedbávat. Pokles napětí by zvláště u částečně vybitého nebo staršího akumulátoru mohl způsobit pokles napětí na budičích pod 9 V a jejich vypnutí při podpětí. Tento stav není havarijní, ale je nežádoucí.

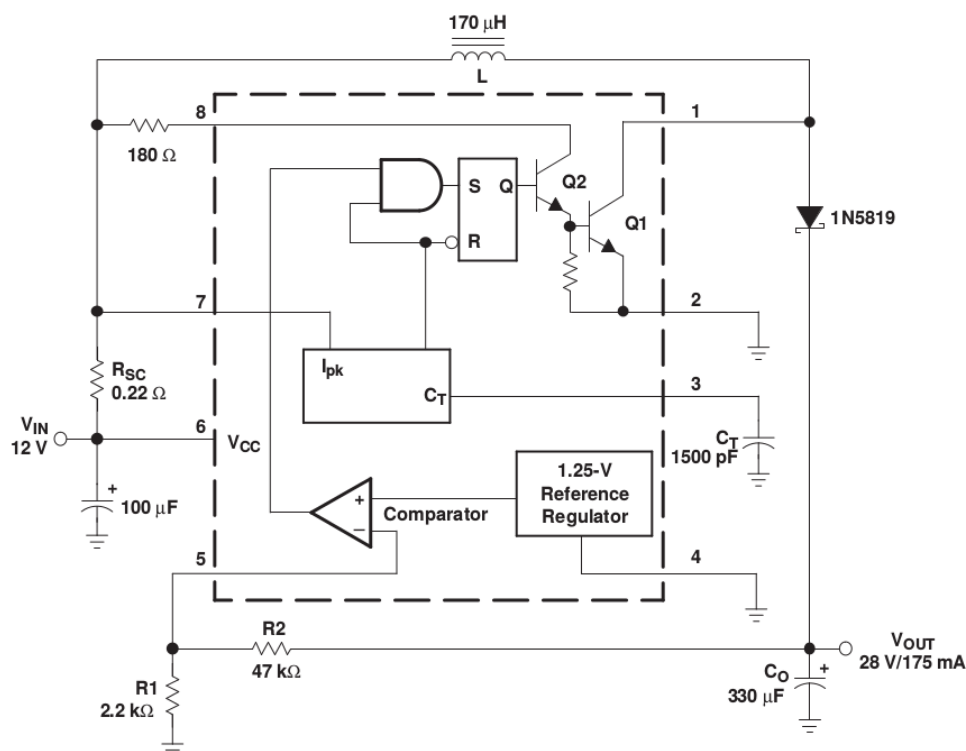
Proudové zatížení měniče závisí především na velikosti náboje, který je třeba dodávat a odčerpávat z kapacit řídicích elektrod výkonových MOSFE tranzistorů, a frekvence, s jakou je třeba tyto úkony provádět. Hrubý odhad maxima lze stanovit podle proudu, kterým se kapacity nabíjí, a doby nabíjení. Maximální proud, který jsou budiče schopny dodat, je 1 A a bylo změřeno, že nabíjení u použitých tranzistorů trvá přibližně 500 ns. Pro dobu periody 100 μ s (odpovídá 10 kHz) dostáváme následující vztah:

$$I = \frac{t_{ch}}{t_{per}} \cdot n_a \cdot n_b \cdot I_{max} \quad (16)$$

Pro počet v jednu dobu aktivních tranzistorů ($n_a = 2$) a počet budičů ($n_b = 2$) vychází hodnota 10 mA. Po připočtení klidového odběru budičů 11 mA. Kvůli impulznímu charakteru odběru je třeba dbát na vhodné vyhlazovací kondenzátory na výstupu obvodu. Na základě tohoto odhadu lze začít navrhovat měnič.

Pro návrh obvodu zvyšujícího měniče napětí byla zvolena topologie spínaného měniče typu Boost. Obvod je postaven na základě integrovaného obvodu MC33063 od firmy Texas Instruments. Je to jednoduchý spínaný regulátor pro nízké zatěžovací proudy s integrovanou dvojicí výkonových tranzistorů v Darlingtonově zapojení. Vyžaduje proto poměrně malý počet vnějších součástek. Jejich hodnoty lze vypočítat podle návodu v datovém listu integrovaného obvodu na základě pracovních podmínek a požadovaného charakteru výstupního napětí a proudu.

Kapitola 6 – Napájení



Obrázek 42: Doporučené zapojení obvodu MC33063A (převzato z [31]).

Výpočet součástek probíhá podle jednoduché tabulky se vzorci v datovém listu. Obvykle se pro získání konkrétních hodnot součástek používá nejhorší možná varianta zatížení, tedy například maximální proudové zatížení při minimálním vstupním napětí. Použité hodnoty jsou parametry součástek nebo jsou uvedeny v dokumentaci integrovaného obvodu. Saturační napětí spínače odpovídá pro zapojení bez externího tranzistoru $U_{sat} = 0,45 \text{ V}$.

Nejdříve je potřeba vypočítat charakter spínacího signálu, tedy jeho teoretickou periodu a střídu, podle rozdílu požadovaného a vstupního napětí.

$$t_{on}/t_{off} = \frac{U_{out} + U_F U_{in(min)}}{U_{in(min)} - U_{sat}} \quad (17)$$

$$t_{on}/t_{off} = \frac{15 \text{ V} + 0,5 \text{ V} - 8 \text{ V}}{8 \text{ V} - 0,45 \text{ V}} = 0,99$$

Perioda PWM signálu je určena jako převrácená hodnota zvoleného pracovního kmitočtu.

$$(t_{on} + t_{off}) = \frac{1}{f_{nom}} = \frac{1}{33 \text{ kHz}} = 30,3 \mu\text{s} \quad (18)$$

Doba, po kterou spínací tranzistor nevede proud, je určena podle periody a střídy.

Kapitola 6 – Napájení

$$t_{off} = \frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1} \quad (19)$$

$$t_{off} = \frac{30,3 \mu s}{0,99 + 1} = 15,2 \mu s$$

Doba, po kterou tranzistor proud vede, je pak vypočtena jako doplněk.

$$t_{on} = (t_{on} + t_{off}) - t_{off} \quad (20)$$

$$t_{on} = 30,3 \mu s - 15,2 \mu s = 15,1 \mu s$$

Poté už se přistoupí přímo k výpočtu požadovaných součástí. Dosazované hodnoty odpovídají požadovaným parametrům, tedy $I_{out(max)} = 200 \text{ mA}$, $U_{in(min)} = 8 \text{ V}$, $U_{ripple(pp)} = 0,2 \text{ V}$.

Špičkový proud cívku měniče určuje vzorec (21):

$$I_{pk(switch)} = 2 \cdot I_{out(max)} \cdot \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right) \quad (21)$$

$$I_{pk(switch)} = 2 \cdot 200 \text{ mA} \cdot (0,99 + 1) = 0,8 \text{ A}$$

Hodnota rezistoru R_{SC} určuje maximální přípustný proud, při jehož překročení se měnič vypne.

$$R_{SC} = \frac{0,3}{I_{pk(switch)}} \quad (22)$$

$$R_{SC} = \frac{0,3}{0,8 \text{ A}} = 0,38 \Omega$$

Velice důležitým parametrem je indukčnost cívky, jejíž minimální hodnota se odvíjí zejména od vstupního napětí U_{min} , špičkového proudu $I_{pk(switch)}$ a doby sepnutí tranzistoru $t_{on(max)}$.

$$L_{(min)} = \left(\frac{U_{in(min)} - U_{sat}}{I_{pk(switch)}} \right) \cdot t_{on(max)} \quad (23)$$

$$L_{(min)} = \left(\frac{8 \text{ V} - 0,45 \text{ V}}{0,8 \text{ A}} \right) \cdot 15,1 \mu s = 143 \mu \text{ H}$$

Prvkem, který zajišťuje vyhlazování výstupního napětí a vykrývání nárazových odběrů proudu, je výstupní kondenzátor C_o .

$$C_o = 9 \cdot \frac{I_{out} \cdot t_{on}}{U_{ripple(pp)}} \quad (24)$$

$$C_o = 9 \cdot \frac{200 \text{ mA} \cdot 15,1 \mu s}{0,2 \text{ V}} = 136 \mu \text{ F}$$

Nakonec samotná regulace velikosti výstupního napětí probíhá porovnáváním vnitřní

reference 1,25 V s výstupem z napět'ového děliče, tvořeného rezistory R1 a R2.

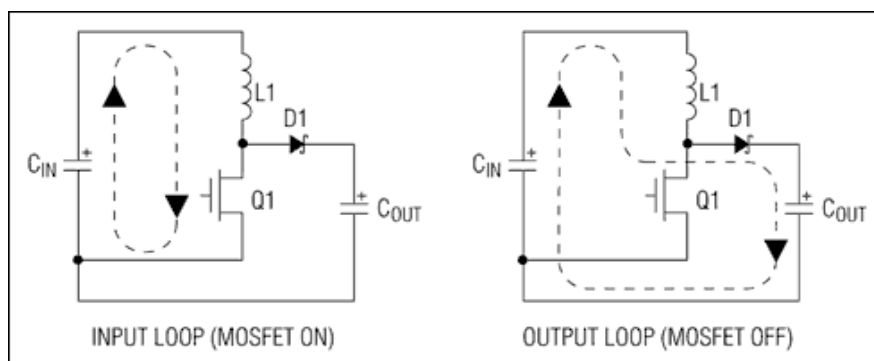
$$U_{out} = 1.25 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (25)$$

Vypočtené hodnoty jsou určeny pro další zpracování. Například indukčnost cívky je minimální možná, je nutné počítat i s jejím saturačním proudem, kterého by se nemělo v obvodu za provozu dosáhnout. Výstupní kondenzátor je vhodné volit s vyšší kapacitou, ideálně paralelně ve dvojici s keramickým kondenzátorem, pro snížení celkového ESR. Dvojice rezistorů, tvořící zpětnovazební dělič, by se měla zvolit tak, aby jejich poměr zajistil správnou hodnotu výstupního napětí. V zapojení je použito hodnot $R1 = 1 \text{ k}\Omega + 0 \Omega$ a $R2 = 10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega$. Zapojení dvou rezistorů do série umožňuje snadnější pozdější doladění výstupního napětí.

Návrh desky plošných spojů regulátorů

Kvalitní návrh spínaného měniče napětí musí brát v potaz jevy vyskytující se při jeho práci. Platí zde stejné poučky jako při návrhu jakýchkoliv obvodů, ale vzhledem k výkonovému charakteru zapojení je dopad návrhu DPS na výsledné parametry obvodu výraznější.

Velkou pozornost je potřeba věnovat minimalizaci proudových smyček. Během dvou fází spínání, tedy při otevřeném a uzavřeném spínacím tranzistoru, prochází proud dvěma různými cestami. Například u měniče typu boost při sepnutém tranzistoru (fáze „nabíjení“ cívky) prochází proud z kladného pólu vstupu skrz cívku a spínací tranzistor nulovým vodičem zpět na záporný pól vstupu. Při fázi rozpojení tranzistoru se energie akumulovaná v poli cívky vybíjí přes diodu do výstupního kondenzátoru a smyčka se uzavře přes nulový vodič mezi zápornými póly vstupního a výstupního kondenzátoru.[32]

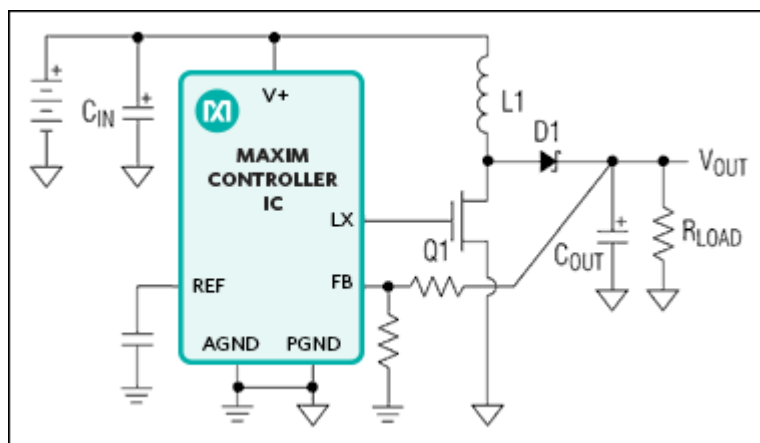


Obrázek 43: Proudové smyčky ve spínaném měniči (převzato z [32])

Při návrhu rozložení součástek na desce by se měla plocha těchto dvou smyček

minimalizovat a vést přímým, širokým spojem. Zmenší se tak ztráty a především rušení citlivých částí obvodu a okolí.

Další aspekt, který je třeba brát v potaz, je konečný odpor plošných spojů na desce a s tím spojené rozdíly v potenciálu na různých místech téhož spoje. Při spínání velkých proudů může docházet k dostatečně velkým rozdílům, aby to ovlivnilo citlivější části zapojení.



Obrázek 44: Kelvinův spoj (převzato z [[32]])

Například při zapojení měřicího vodiče pro obvod zpětné vazby vyhodnocování výstupu by se tento vodič měl zapojit přímo na kontakt výstupu, ideálně vlastním spojem. Na něm nebude docházet k výrazným úbytkům napětí vlivem velkého proudu jako u silového vedení a dojde tak k zlepšení stabilizace výstupního napětí. Další možné vylepšení je zapojení společného vodiče výkonových komponentů do jednoho místa, které je spojeno se společným potenciálem celého obvodu pouze v jednom bodě. Takové zapojení se nazývá Kelvinův spoj [32]. Zajišťuje, aby všechny součástky do spoje zapojené byly napojeny na stejný potenciál. Na obrázku 44 je zapojení do Kelvinova spoje znázorněno symbolem trojúhelníku. Podobného efektu lze dosáhnout použitím jednolitě zemnící plochy v jedné vrstvě DPS a vhodným rozmístěním výkonových komponent.

Při navrhování DPS je pak samozřejmě nutné ještě brát v úvahu dostatečné chlazení výkonových komponent, obecně vytvářet spoje dostatečně široké a krátké a dodržovat další obecné zásady návrhu.

6.2 Akumulátor

Nároky na akumulátor, použitý v modelu elektromobilu, jsou poměrně vysoké. Každý z motorů elektromobilu při plném projektovaném výkonu může odebírat proud 19 A. Motory v zadní nápravě tento proud odebírají přímo, v přední přes snižující měnič

Kapitola 6 – Napájení

napětí. Akumulátor by tedy měl být schopen dodávat krátkodobě proud přibližně 50-80 A, v závislosti na nastavení a podmínkách. Spotřeba řídicích obvodů toto číslo výrazně neovlivní. Vhodné napětí akumulátoru z hlediska měničů napětí je přibližně v rozsahu 9-13 V. Všechny nároky je třeba splnit při co nejmenší hmotnosti, rozměrech a samozřejmě ceně akumulátoru .

Olovené akumulátory, rozšířené nejvíce v podobě startovacích akumulátorů pro automobily, jsou schopny splnit proudové i napěťové nároky a jsou snadno dostupné. Navíc je lze nabíjet jednoduše metodou konstantního napětí, která je jednoduchá na implementaci. Jsou však velmi těžké a rozměrné.

Kadmiové akumulátory NiCd rovněž mohou dodávat velké proudy do obvodu, snadno se nabíjí a dosahují vyšší kapacity na jednotku hmotnosti a objemu než olovené, avšak stále by byl třeba rozměrný a těžký akumulátor. Navíc jsou kadmiové články kvůli toxickým účinkům těžkého kovu v EU již zakázány.

Podobné parametry nabízí i klasické NiMH akumulátory, známé jako dobíjecí „tužkové baterie“ velikostí AAA, AA či větších. Tyto články mají obecně vyšší kapacitu než kadmiové, které historicky nahradily. Stále však nedostatečnou.

Lithium-iontové články mají v porovnání s předchozími technologiemi ve většině ohledů výrazně lepší parametry. Ve všech variantách se vyznačují vyšším napětím na článek a hustotou energie. Z hlediska možností dodávaného výkonu mezi ostatními typy zcela jasně vítězí. Také proto se v posledních letech rozšířily do většiny oblastí, kde je kapacita akumulátoru rozhodující. Nese to však s sebou nevyhnutelné nevýhody, jak již bylo zmíněno v kapitole 1.1 Rozvoj elektromobilů. Z hlediska modelu však nejsou otázky bezpečnosti posádky tak zásadní a proto je možné použít běžný lithiový modelářský akumulátor.

Z hlediska životnosti jsou lithiové články citlivé na rozsah nabíjecího cyklu. Běžně se akumulátory ve spotřební elektronice cyklují z plné kapacity až do plného vybití. Při takovém zacházení a intenzivním používání v zařízení má akumulátor životnost jen několik stovek cyklů a obvykle si udrží přibližně původní kapacitu kolem tří let. V zařízeních, kde lithiové akumulátory pracují jako záložní zdroje energie nebo je z nějakého důvodu upřednostňována životnost před maximálním výkonem, se používá odlišné cyklování. Akumulátory se nabíjí na 80 % kapacity a nevybíjí pod 20 %. Také se neudržují na maximálním nabití malým udržovacím proudem, ale dobíjení se zapne až pokud úroveň nabití klesne například o deset procent. Podobným principem se může za cenu nedosažení maximálního výkonu prodloužit životnost akumulátoru i na deset let.

Použitý akumulátor Power X5-30C 11,1 V 6150 umožňuje vybíjení trvalým proudem

Kapitola 6 – Napájení

až 184,5 A („30C“ - 30-ti násobek kapacity) a až 369 A špičkově. To pro potřeby modelu bohatě dostačuje. Označení „6150“ naznačuje kapacitu přibližně 6 Ah, která by měla vystačit pro několik minut až desítek minut provozu v závislosti na charakteru jízdy.

K nabíjení akumulátoru je nutná nabíječka určená pro tento typ článků. Ty by se měly dobíjet metodou CC-CV, tedy nejdříve konstantním proudem a po jeho poklesnutí pod definovanou mez ještě konstantním napětím. To nesmí v žádném případě překročit 4,2 V na článek, jinak dojde k poškození akumulátoru. Z toho důvodu musí nabíječka obsahovat balancér, který se stará o rovnoměrné nabití jednotlivých článků. Na dodržení napětí by se mělo dbát i při rekuperaci a kontrolovat napětí jednotlivých článků pomocí servisního konektoru akumulátoru i za jízdy. Akumulátor je také náchylný na přílišné vybití. Pokud napětí klesne pod přibližně tři volty na článek, dochází k jejich nezvratné degradaci. K tomu může dojít i během dlouhodobého skladování. V případě uschovávání akumulátoru po delší časové období by se měl akumulátor nabít přibližně na polovinu kapacity a jednou za několik měsíců kontrolovat a případně dobít.

Kapitola 7 – Měření

Spotřeba 5 V větve

V pětivoltové větvi je zapojeno Raspberry Pi s WiFi modulem, dva BLDC budiče a servomotor. Na příkonu Raspberry Pi se malou měrou podílí i připojený převodník napěťových úrovní SPI.

Zařízení	Stav	Spotřeba
Raspberry Pi	pouze s převodníkem	340 mA trvale, malé výkyvy
Raspberry Pi	připojen WiFi modul ZyXEL G-202	570 mA bez zatížení, 610 mA maximálně
BLDC budiče	takt 10 MHz, v provozu	2 x 20 mA, bez výkyvů
Servomotor	zatáčení	1 A, velké výkyvy
Servomotor	zablokovaný rotor	1,6 A špičkově
Celkem	Raspberry+WiFi, budiče, servo	610 mA bez zatížení, 2,26 A maximálně

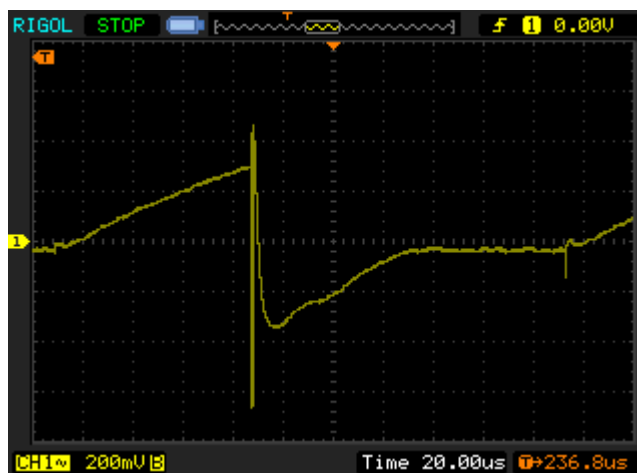
Ukazuje se, že příkon Raspberry Pi se se zátěží mění jen minimálně, procesor je také programem zatěžován jen na jednotky procent maxima. Větší vliv má nastavení výkonu WiFi karty. Příkon BLDC budičů je také velmi stálý, větší měrou než samotný PIC se projevuje statický odběr proudu. Příkon servomotoru se ale zcela odvíjí od aktuálního stavu. V klidovém stavu, tedy pokud jsou kola natočena v požadovaném úhlu, neodebírá téměř žádný proud. Při snaze otočit kola z jedné krajové polohy do druhé však jeho odběr přesáhne dvojnásobek součtu odběrů všech ostatních zařízení dohromady. Servomotor je také určen pro původní, menší a lehčí konstrukci. Dochází k situaci, kdy servomotor nemá dostatek síly pro otočení koly, zastaví se a odebírá vysoký proud. Taková situace by mohla vést k jeho poškození. Bylo by tedy vhodné zvětšit páku, s jakou působí na řízení, nebo instalovat silnější servomotor.

Spotřeba 15 V větve

Zvyšující 15 V měnič je zatížen pouze stavovou LED a budiči výkonových tranzistorů. Klidový proud IRS2011 dosahuje pouze stovek μA a při provozu stoupá proud až na 10 mA pro oba budiče při 5 kHz PWM. Zatížení je tedy velmi nízké.

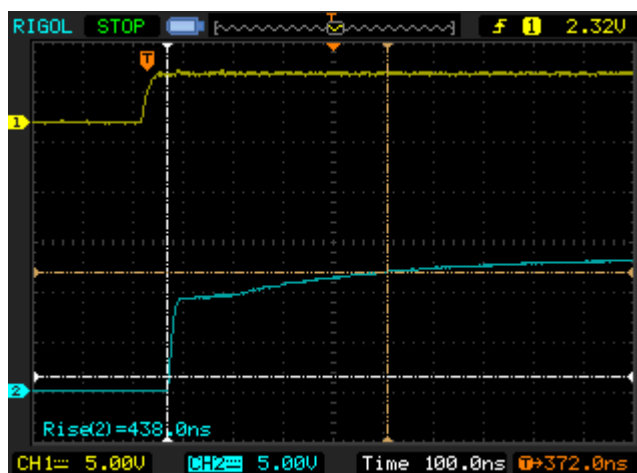
Měření na výkonové části

Časový průběh proudu elektromotorem při jedné fázi PWM za použití bipolárního 2Q komutačního schématu je zobrazen na obrázku 45. Zobrazen je napěťový výstup proudové sondy. Proud nejdříve při aktivní fázi PWM cyklu prochází dvěma sepnutými tranzistory a vlivem indukčnosti cívky pomalu narůstá. Následně dojde k uzavření tranzistorů a proud začne strmě klesat (zobrazená špička je pouze indukované napětí). Obvod s velkou indukčností by nedovolil tak velký di/dt . Poslední verze budiče umožňuje jevu zabránit osazením filtračním RC článkem). Frekvence použité PWM byla 9,7 kHz při střídě 50 %.



Obrázek 45: Časový průběh proudu motorem při bipolárním spínání

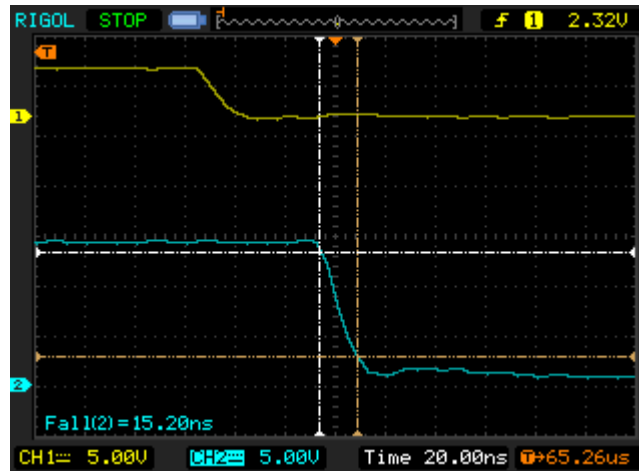
Budiče výkonových tranzistorů při pohledu na časový průběh signálů pracují v mezích udávaných výrobcem.



Obrázek 46: Náběžná hrana řídicího pulzu a silového výstupu budiče IRS2011S

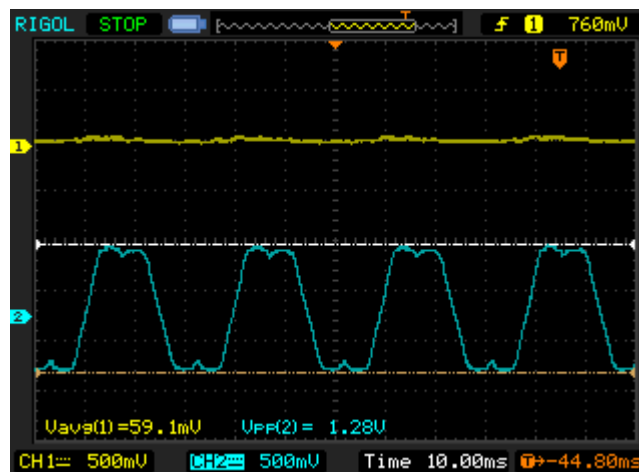
K plnému otevření MOSFETu by mělo dojít už po prvním strmém nárůstu napětí,

který trvá 17 ns a je tedy symetrický se sestupnou hranou:



Obrázek 47: Sestupná hrana řídicího pulzu a silového výstupu budiče IRS2011S

Zajímavé výsledky ukázalo měření při rekuperaci energie. Dva motory byly spojeny hřídelí. Zatímco jeden fungoval jako hnací a udržoval konstantní otáčky 2000 ot/min, druhý rekuperoval v různých režimech. Jako zátěž byl použit 10 Ω rezistor, ve zvyšujícím režimu je tak měnič poněkud přetížen. Na následujících obrázcích je zobrazeno porovnání různých režimů rekuperace. Kanál 1 zobrazuje napětí na zátěži, kanál 2 napětí na jedné fázi, tedy vývodu elektromotoru.

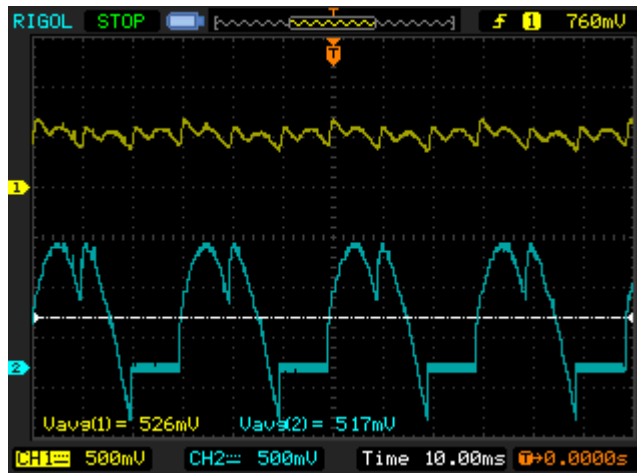


Obrázek 48: Průběhy napětí při pasivním usměrňování

Průběh napětí na obrázku 48 odpovídá předpokládanému trapezoidálnímu průběhu napětí na fázi motoru. Na výstupu prakticky není měřitelné napětí, generátor běží téměř naprázdno.

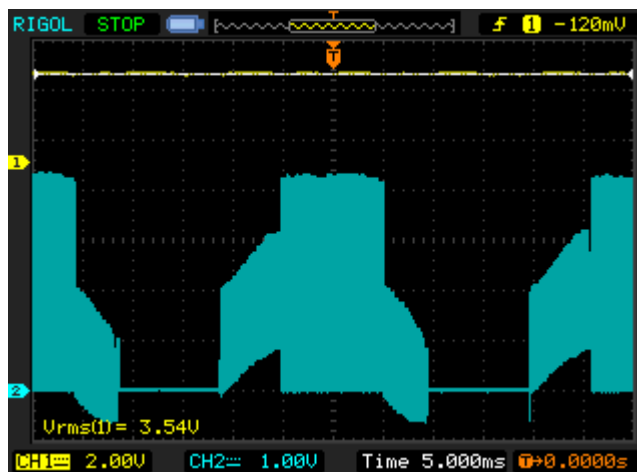
Na obrázku 49 jsou zobrazeny průběhy napětí při zapnutí funkce synchronního usměrňování. V okamžicích minimálního napětí na fázi sepne low-side tranzistor, čímž se dvojice cívek připojí jedním pólem na společný potenciál (viz obr 34). Součet napětí

na cívkách se tak může přes závěrnou diodu high-side tranzistoru přenést na kladný pól můstku, což vede k sice stále nízkému, ale již zaznamatelnému napětí na zátěži. Nesymetrický tvar průběhu je způsoben nastaveným nenulovým předstihem senzorů motoru.



Obrázek 49: Rekuperace synchronním usměřňováním pomocí low-side tranzistorů

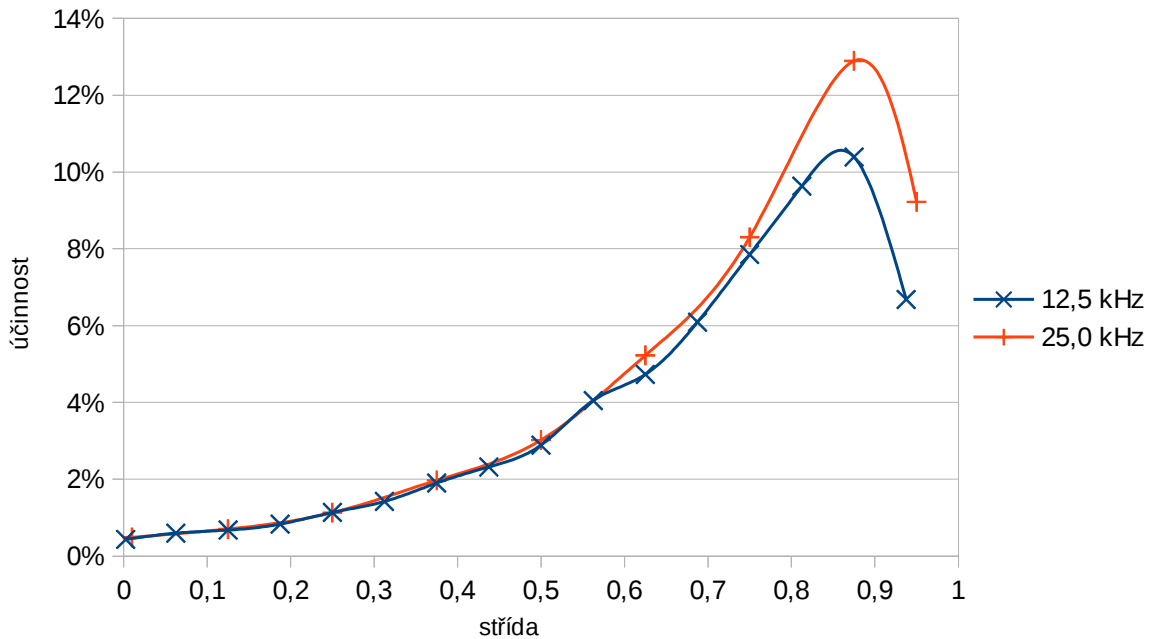
Poslední obrázek zobrazuje stav při zapnutém zvyšovači napětí. Na obrázku 50 je vidět markantní zvýšení napětí na zátěži. Bloky na druhém kanálu představují rychlé střídání stavů napětí při pulzně šířkové modulaci.



Obrázek 50: Rekuperace synchronním usměřňováním a zvyšováním napětí

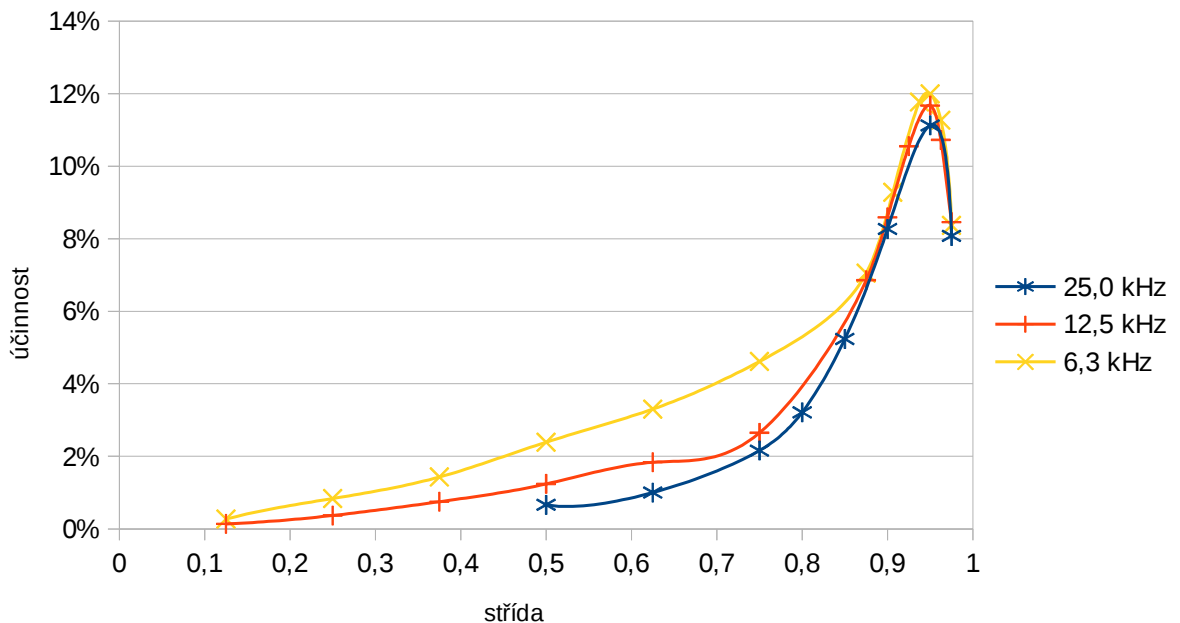
Následující grafy znázorňují změnu účinnosti celého procesu pohánění motoru a rekuperace při různém nastavení střídání PWM signálu.

Kapitola 7 – Měření



Obrázek 51: Závislost účinnosti systému na nastavení středy PWM signálu. Zatížení 10 Ω rezistorem.

Graf 51 jasně ukazuje markantní vliv PWM na parametry systému. Zároveň s účinností stoupalo i zatížení hnacího motoru (tedy brzdná síla), vstupní i výstupní výkon a napětí na zátěži. V bodě nejvyšší účinnosti při 25 kHz bylo napětí na výstupu 4,31 V, příkon 17,88 W a generovaný výkon 1,86 W.



Obrázek 52: Závislost účinnosti systému na nastavení středy PWM signálu. Zatížení 100 Ω rezistorem.

Kapitola 7 – Měření

Při připojení $100\ \Omega$ zátěže na výstup generátoru (obrázek 52) je průběh velmi podobný předchozímu případu. Oblast nejvyšší účinnosti se posunula až na přibližně 95 %, poté strmě klesá. Vliv spínací frekvence není příliš výrazný, pouze u nižší hodnoty střídavy se ukazuje nižší frekvence jako vhodnější. Jelikož je generovaný výkon u $100\ \Omega$ zátěže přibližně stejný jako u $10\ \Omega$, objevuje se na výstupu napětí i přes 15 V.

Kapitola 8 – Závěr

Projekt modelu elektromobilu se zabývá problematikou principů konstrukce pohonného systému elektromobilů a jejich aplikace na vozítko menších rozměrů za účelem názorné demonstrace. Byl zvolen systém náhonu každého kola vlastním motorem přímo, bez zpřevodování. Z důvodu nedostupnosti vhodných elektromotorů nebyl realizován náhon typu motor v kole (wheel hub motor), namísto toho byly použity standardní modelářské elektromotory připojené na kolo přes kardan.

Pro rozvádění odpovídajícího výkonu na jednotlivá kola byl implementován jednoduchý elektronický diferenciál pracující na principu udržování stejného točivého momentu kol pomocí regulace proudu tekoucího vinutím elektromotorů. Budič motoru udržuje velikost proudu na požadované úrovni lineárním nebo PID regulátorem.

Elektromobily používají pro pohon vícero typů elektromotorů s různými charakteristikami. Třífázový BLDC elektromotor typu inrunner, použitý v modelu, se principem funkce a řízení velmi blíží motorům používaným v reálných elektromobilech.

Buzení elektromotorů zajišťuje třífázový H můstek složený ze šesti výkonových tranzistorů typu MOSFET. Ty jsou řízeny mikrokontrolérem PIC18LF4431 přes integrovaný budič zajišťující dostatečné napětí a proud pro spínání MOSFETů.

Z několika různých používaných principů komutace BLDC elektromotorů bylo zvoleno skalární, bipolární řízení. Poskytuje vhodné výsledky a lze jej poměrně jednoduše implementovat.

Kvůli řízení jednotlivých budičů motorů byl navíc připojen řídicí počítač. Jeho úkol je zajistit komunikaci s uživatelem - řidičem a starat se o součinnost jednotlivých motorů modelu. Komunikace s budiči motorů probíhá přes SPI rozhraní podle předem definovaných protokolů. Spojení s řidičem je obvykle bezdrátové, do vozítka jsou přenášeny povely; naměřené provozní údaje opačným směrem, do uživatelova počítače.

Během vývoje a testování se objevily problémy, spojené s přímým napojením motoru na kola, bez zpřevodování. Takové uspořádání způsobuje, že i při jízdě maximální rychlostí motor pracuje hluboko pod nominálními otáčkami a nezužítkuje se tak jeho plný potenciál. Standardně se rychlost a točivý moment motoru upravují použitím převodovky. Ta zajišťuje, že se kola sice točí menší rychlostí než motor, ale s úměrně vyšším točivým momentem. I v tomto zapojení však nakonec model akceleruje poměrně svižně.

Příliš pomalé otáčky motoru při jízdě však působí problémy i při rekuperaci. Napětí,

Kapitola 8 – Závěr

indukované na cívkách statoru je velmi malé a obtížně se zpracovává. Použití synchronního usměrňování a zvyšování napětí za použití stávajícího H můstku a indukčnosti vinutí motoru problém částečně řeší, ale pouze s poměrně nízkou účinností. Zapojení by tedy bylo vhodné například pro rekuperaci energie do superkondenzátorů, které pracují na nízkém napětí. Alternativní řešení pomocí přidané cívky s větší indukčností, jak je tomu u budiče přední nápravy, dosahuje výrazně vyšší účinnosti.

Potenciál pro markantní zlepšení funkce modelu skýtá především řídicí počítač, který byl navržen pouze pro ověření realizovatelnosti zvolených řešení, nad rámec zadání. S vhodnou programovou výbavou by mohl přispět ke znázornění principu funkce systémů. Další zlepšení by představoval systém pro řízení zdrojů napájení, například přepínání mezi akumulátorem a superkondenzátory pro napájení motorů a rekuperaci. K datu odevzdání práce navíc nebyl zhotoven zdroj 5 V napětí. Práce na řešení těchto problémů bude dále pokračovat.

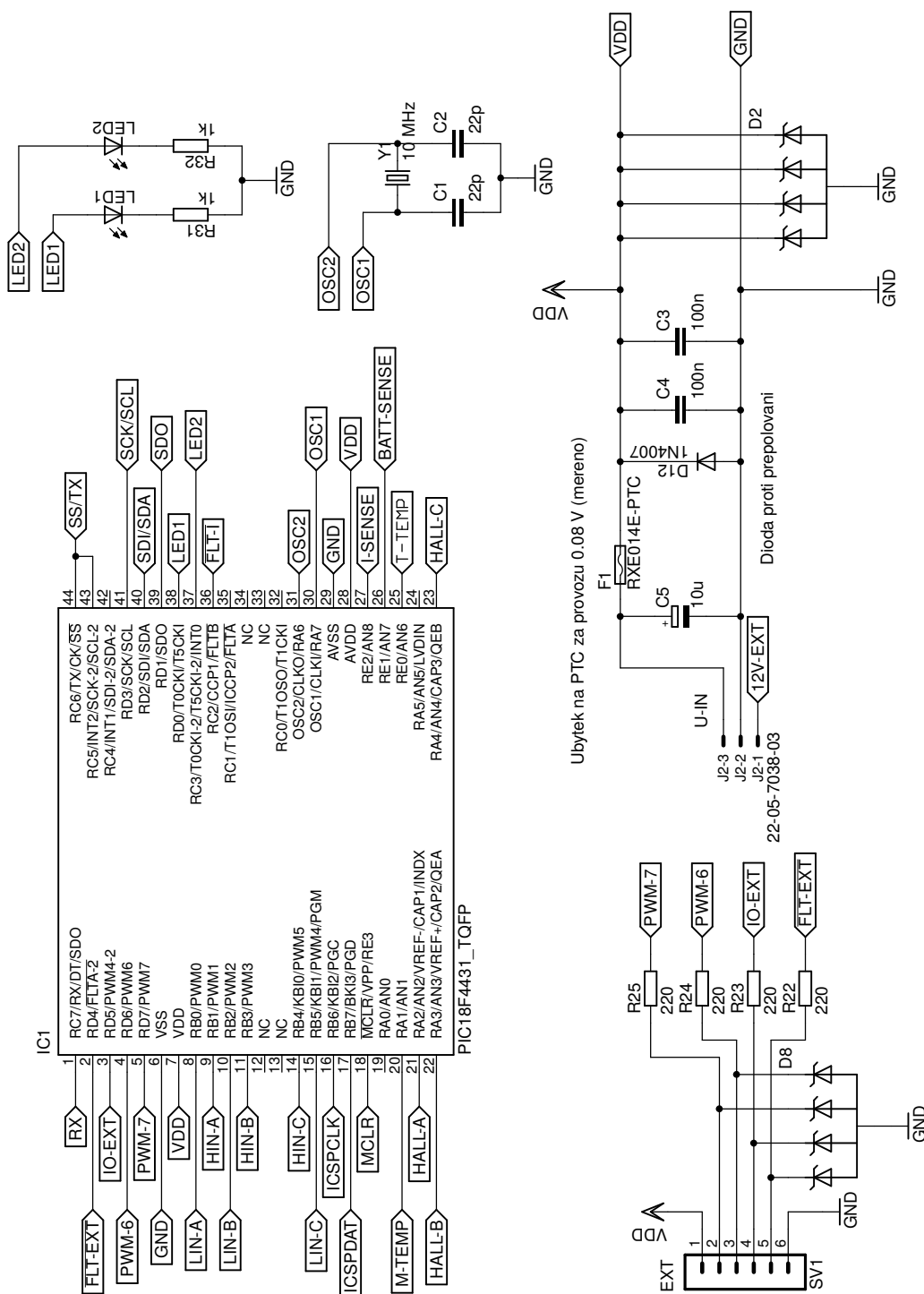
Seznam použité literatury

- [1] Guangbin Li. *Influence of Electric Vehicles Connected to the Grid*, 2013. Dostupné na: www.ee.columbia.edu
- [2] M.Z.F. Kamaruddin, S.K. Kamarudin, W.R.W. Daud, M.S. Masdar. *An overview of fuel management in direct metanol fuel cells*, 2013. Dostupné na: <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.013>
- [3] Albert Bruix, Yaroslava Lakhach, Iva Matolínová, Armin Neitzel, Tomáš Skála, Nataliya Tsud, Mikhailo Vorokhta, Vitalii Stetsovych, Klára Ševčíková, Josef Mysliveček, Roman Fiala, Michal Václavů, Kevin C. Prince, Stéphanie Bruyère, Valérie Potin, Francesc Illas, Vladimír Matolín, Jörg Libuda, Konstantin M. Neyman. *Maximum Noble-Metal Efficiency in Catalytic Materials: Atomically Dispersed Surface Platinum*, 2014. Dostupné na: dx.doi.org/10.1002/anie.201402342
- [4] Oriental Motor U.S.A.. *Basics of Motion Control*. 2012. Dostupné na: www.orientalmotor.com/technology/articles/step-motor-basics.html
- [5] Padmaraja Yedamale. *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. 2003. Dostupné na: www.microchip.com
- [6] Massachusetts Institute of Technology. *Simple Analysis for Brushless DC Motors*, 2009. Dostupné na: web.mit.edu/first/scooter/
- [7] LRP electronic GmbH. *Vector k7 brushless motor - 21.5T*. 2013. Dostupné na: www.lrp.cc
- [8] Remotely Operated Auto Racers. *ROAR Rule Book*, 2011. Dostupné na: www.roarracing.com
- [9] Ing. Jaroslav Lepka, Ing. Pavel Grasblum, Ph.D.. *Mikroprocesorová technika v aplikacích řízení elektrických pohonů*, 2011. Dostupné na: www.crr.vutbr.cz
- [10] Freescale. *3-Phase Sensorless BLDC MotorControl Using MC9S08MP16*. 2009. Dostupné na: www.freescale.com
- [11] H.R. Hiziroglu. *On the Brushless DC Motors*, 1999. Dostupné na: www.emo.org.tr/
- [12] Dal Y. Ohm, Richard J. Oleksuk. *Influence of PWM Schemes and Commutation Methods for DC and Brushless Motors and Drives*, 2002. Dostupné na: www.drivetechinc.com
- [13] Outback Crossing. *How a 4WD Differential Works*. 2013. Dostupné na: http://www.outbackcrossing.com.au/FourWheelDrive/The_Spin_on_4WD_Differentials.shtml
- [14] David Wünsche. *Pohonná jednotka BLDC motoru*. Bakalářská práce, 2012
- [15] Bc. Jan Vavrouš. *Pohon přední nápravy modelu elektromobilu*. Diplomová práce, 2014
- [16] Microchip Technology Inc.. *PIC18F2331/2431/4331/4431 Data Sheet*. 2010.

Seznam použité literatury

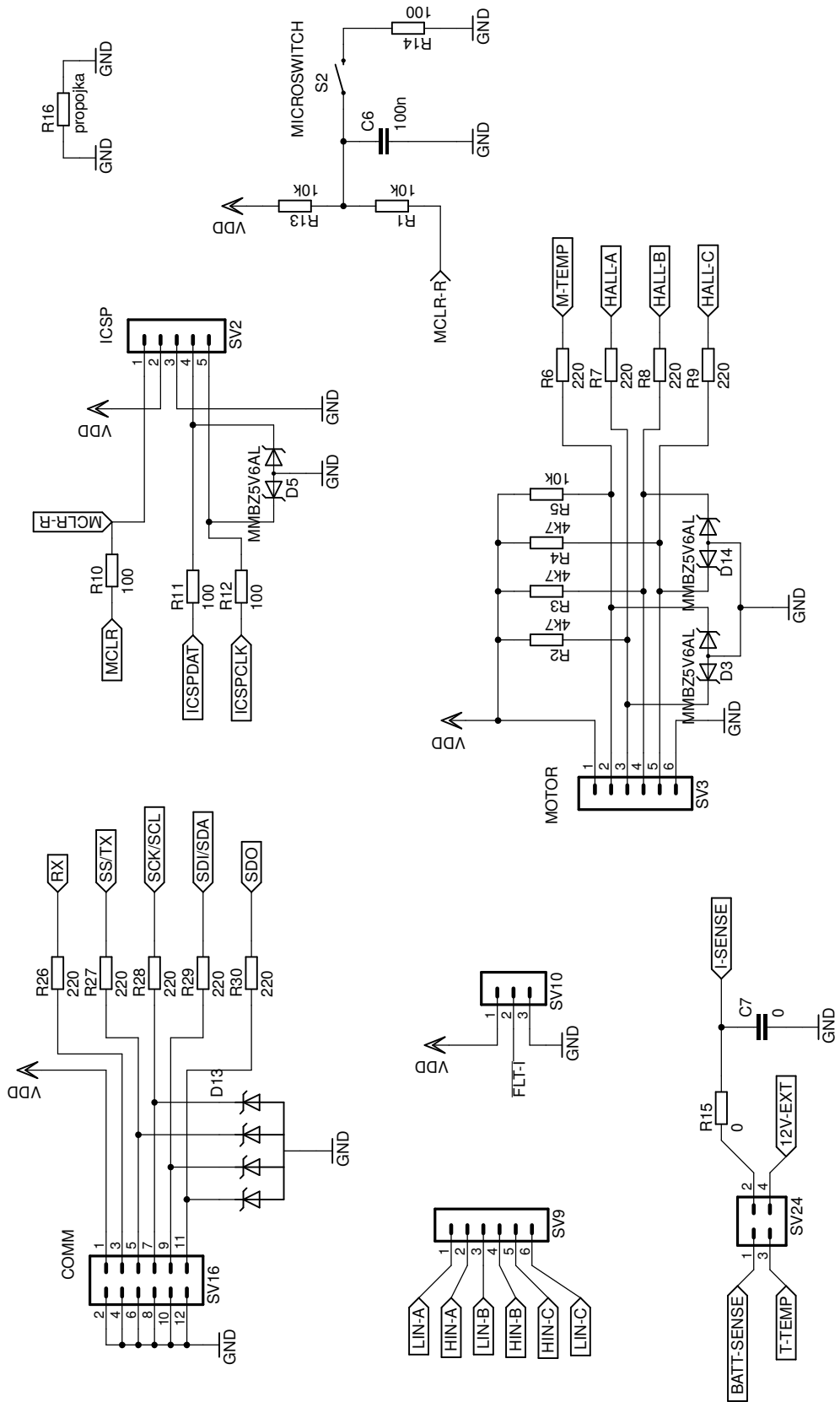
- Dostupné na: www.microchip.com
- [30] International Rectifier. *IRS2011SPBF high and low side driver datasheet*. 2005.
Dostupné na: www.irf.com
- [17] Allegro MicroSystems, LLC. *ACS711 Hall Effect Linear Current Sensor datasheet*. 2013. Dostupné na: www.allegromicro.com
- [18] Carl Blake, Chris Bull. *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. 2000. Dostupné na: www.irf.com
- [19] International Rectifier. *Maximizing the Effectiveness of your SMD Assemblies*. 2012.
Dostupné na: www.irf.com
- [20] International Rectifier. *HV Floating MOS-Gate Driver ICs*. 2007. Dostupné na: www.irf.com
- [21] A. Merello, A. Rugginenti and M. Grasso. *Using Monolithic High Voltage Gate Drivers*, 2012. Dostupné na: www.irf.com
- [22] Ken Walters, Bob Werner. *Introduction to Schottky Rectifiers*. 1997. Dostupné na: www.microsemi.com
- [23] NXP Semiconductors. *MMBZxAL Data Sheet*. 2009. Dostupné na: www.nxp.com
- [24] TE Connectivity. *PolySwitch Resettable Devices Fundamentals*. 2011. Dostupné na: www.te.com
- [25] Fiala Jan. *Návrh řídicí jednotky pro elektrokolo*. Diplomová práce, 2010
- [26] Douglas G. Brooks, Dr. Johannes Adam. *Trace Currents and Temperatures Revisited*, 2015. Dostupné na: www.ultracad.com
- [27] Gert van Loo. *BCM2835 ARM Peripherals*. 2012. Dostupné na: www.raspberrypi.org
- [28] Pavel Bánský. *Control servos from .NET Micro Framework*. 2009. Dostupné na: <http://bansky.net/blog/2008/05/control-servos-from-micro-framework/>
- [29] Texas Instruments. *TPS40200-Q1, Wide-Input-Range Nonsynchronous Voltage-Mode Controller*. 2013. Dostupné na: www.ti.com
- [31] Texas Instruments. *1.5-A Peak Boost/Buck/Inverting Switching Regulators, MC33063A*. 2011. Dostupné na: www.ti.com
- [32] Maxim Integrated. *Basic Switching-Regulator-Layout Techniques*. 2003. Dostupné na: www.maximintegrated.com

Příloha A - Elektronická schémata

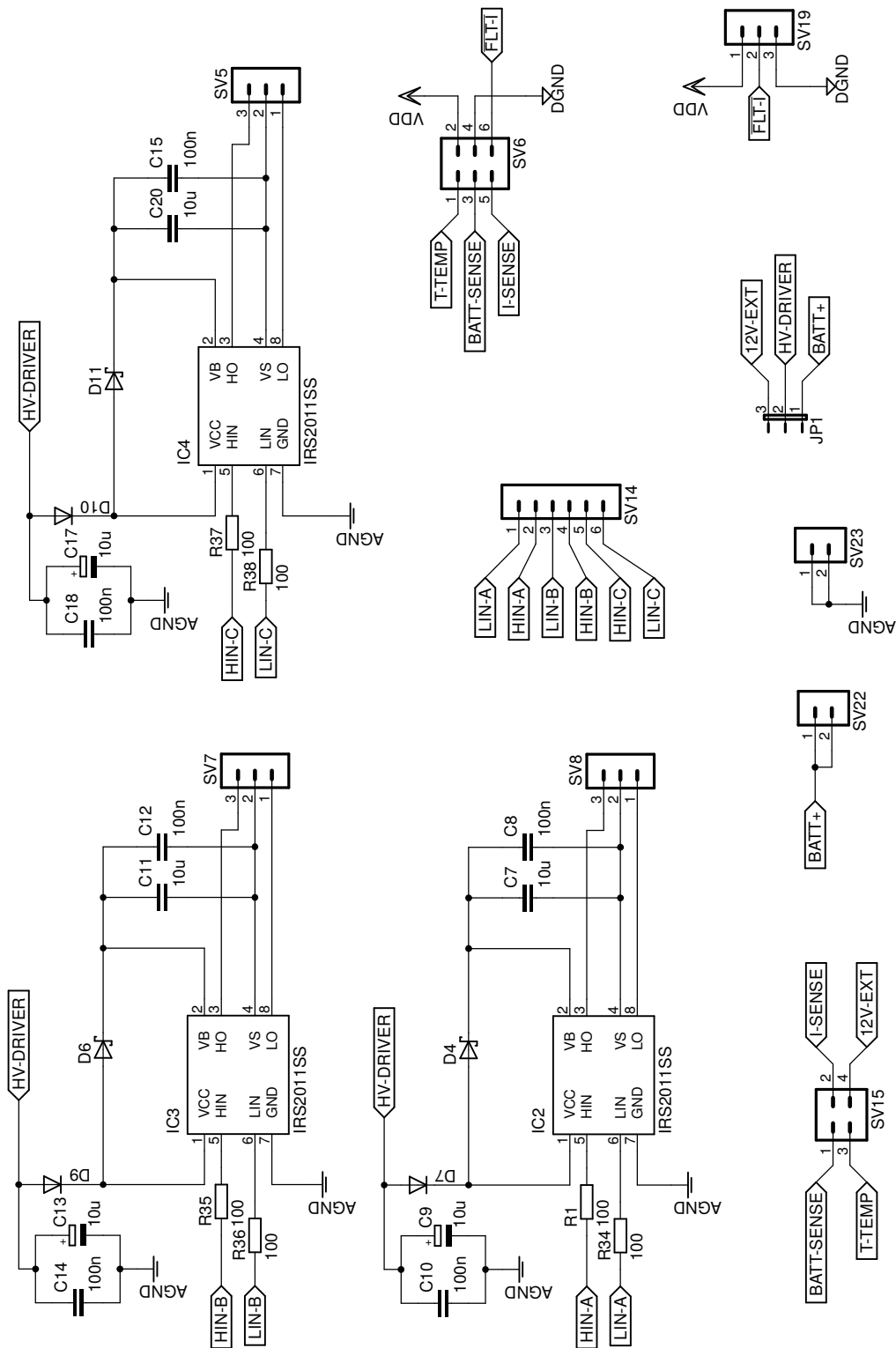


Modul MCU 1/2

Příloha A - Elektronická schémata

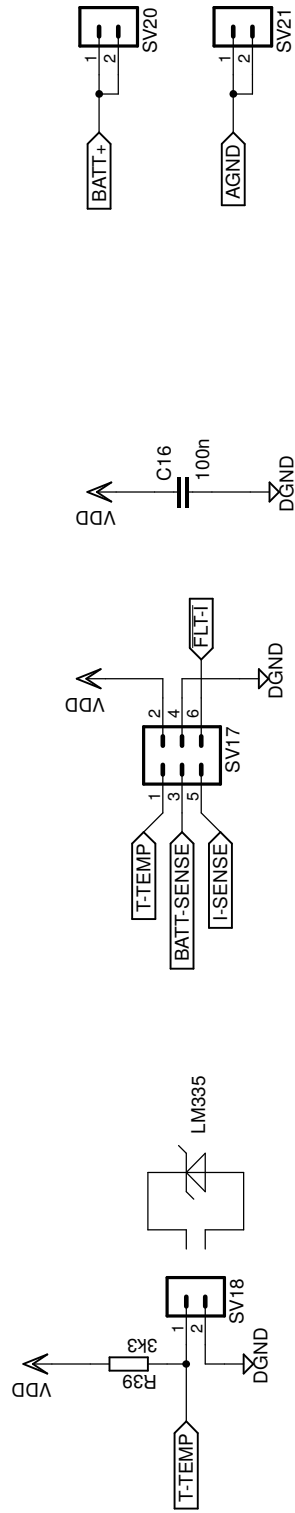
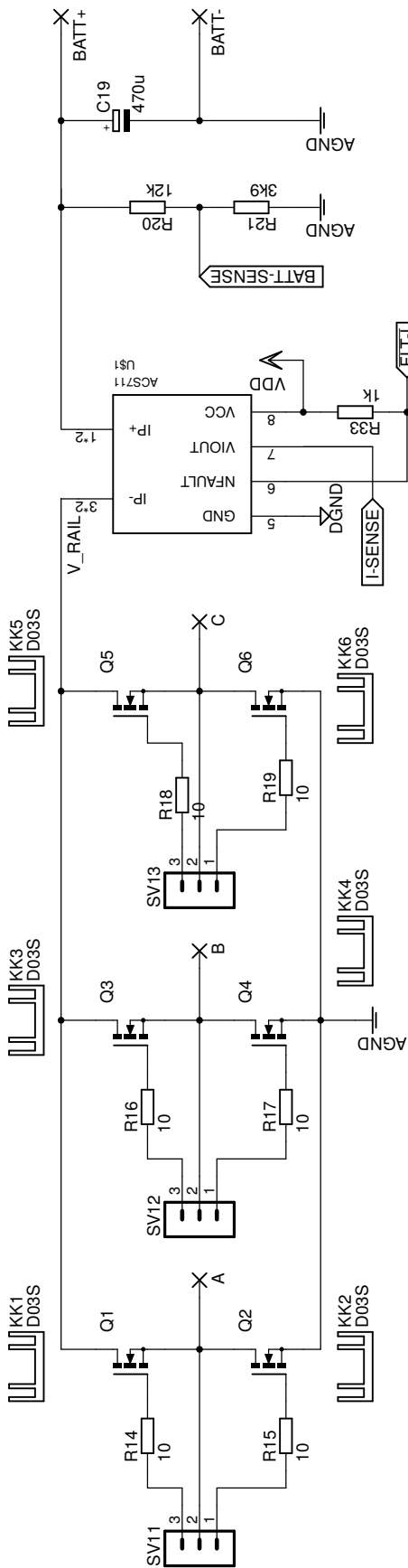


Modul MCU 2/2

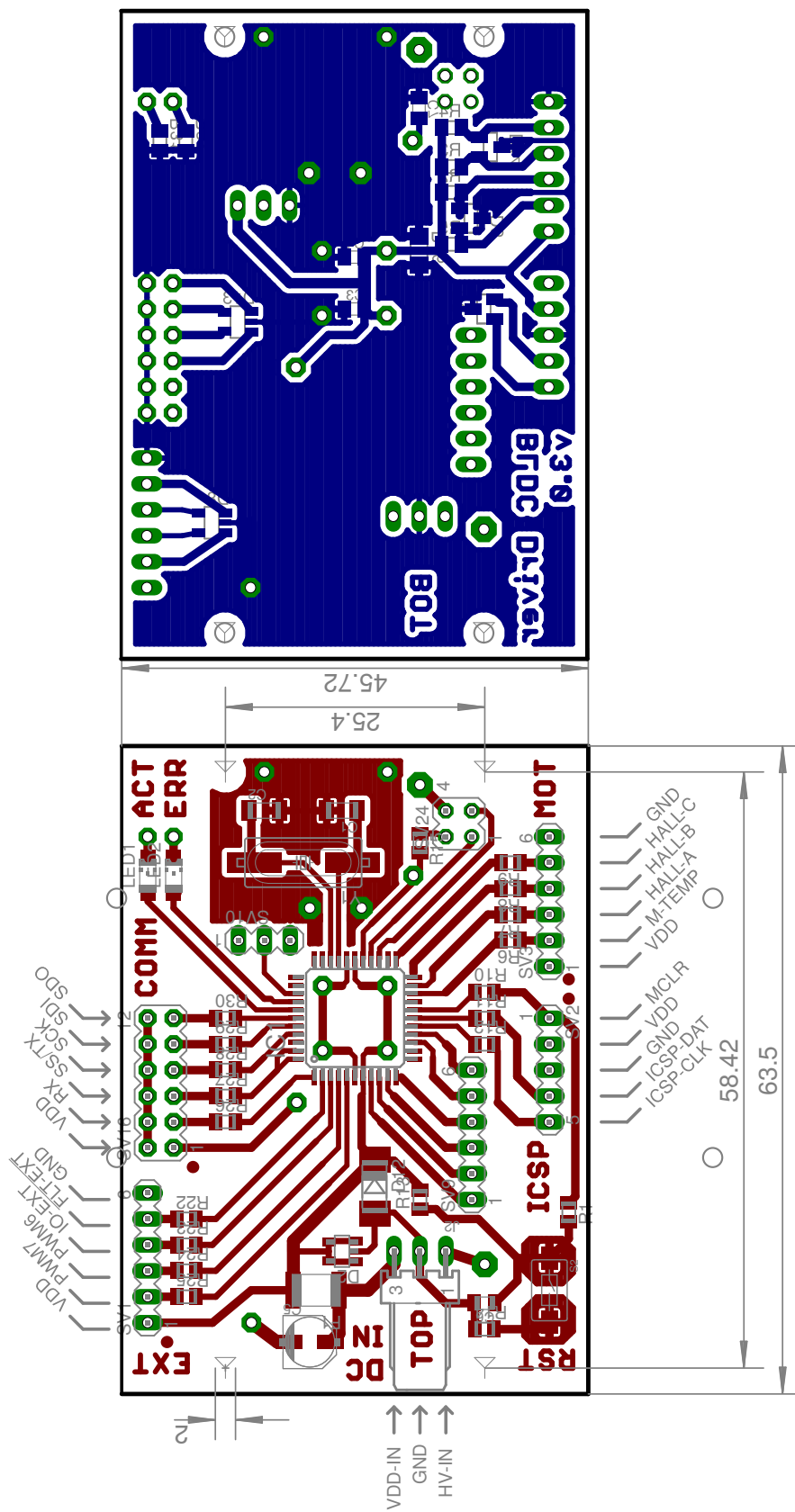


Modul Budičů

Příloha A - Elektronická schémata

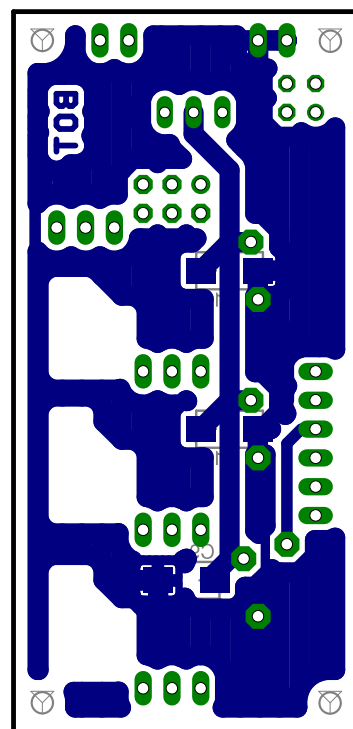
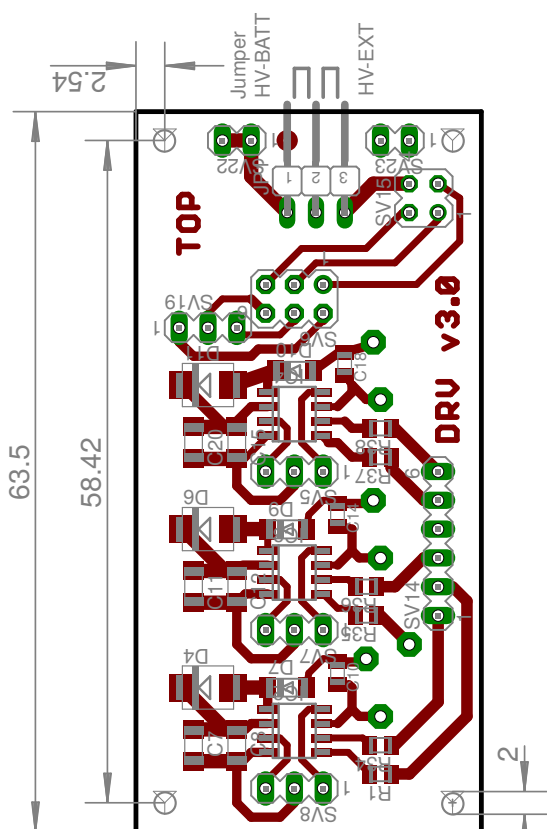


Modul MOSFET

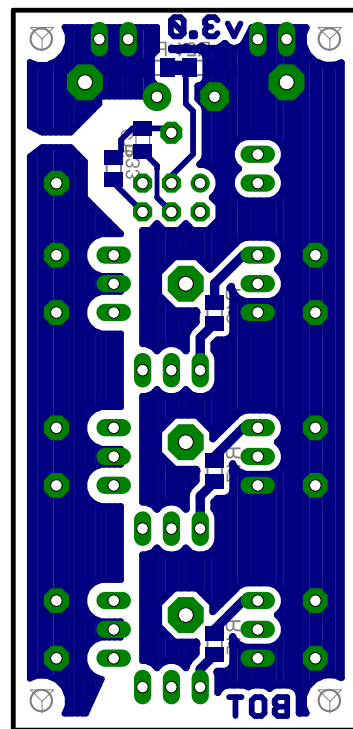
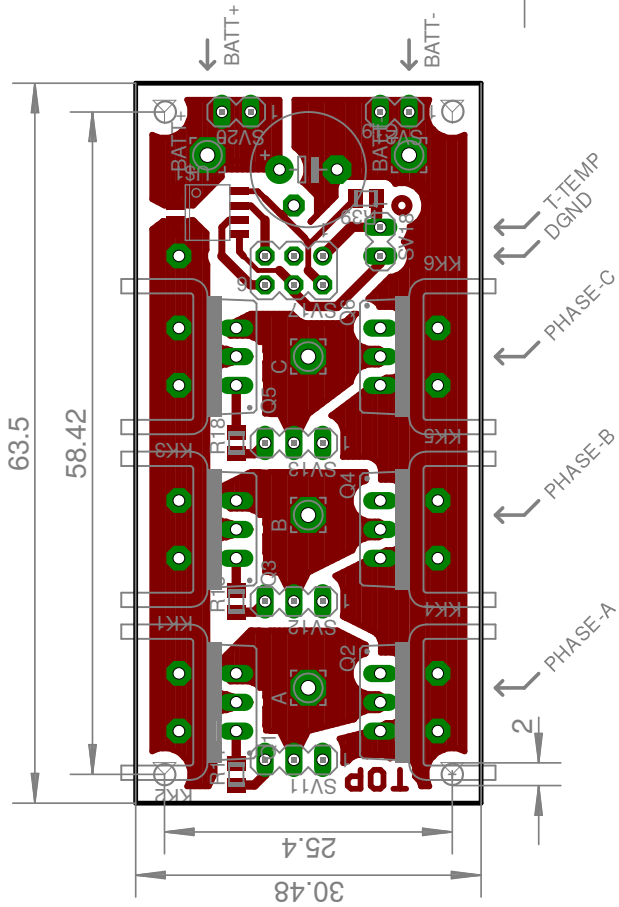


Modul mikrokontroléru

Příloha A - Elektronická schémata

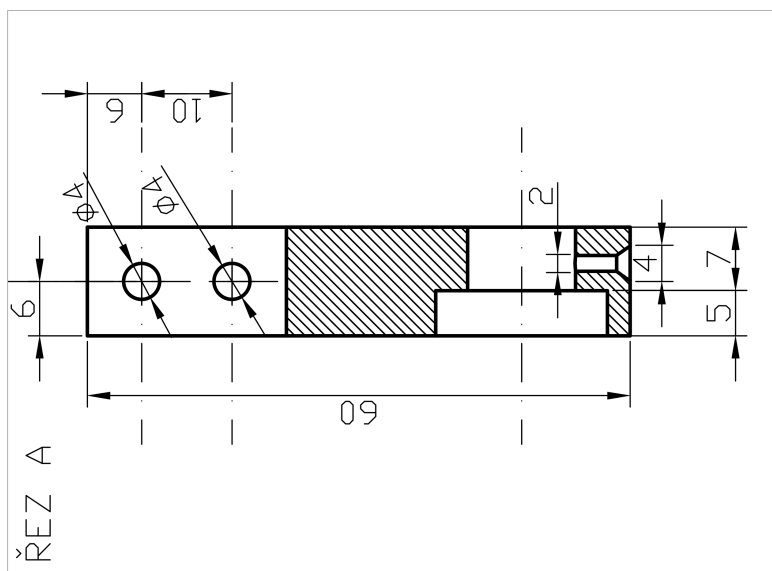


Modul budičů

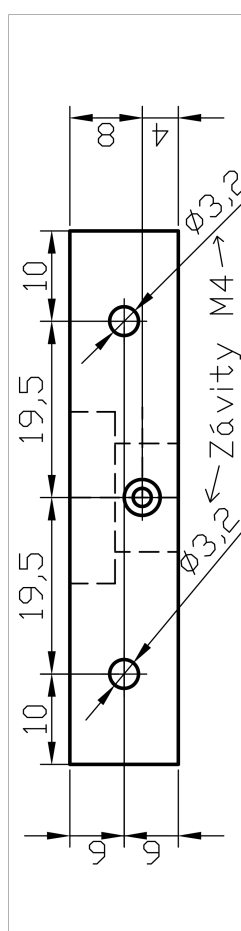
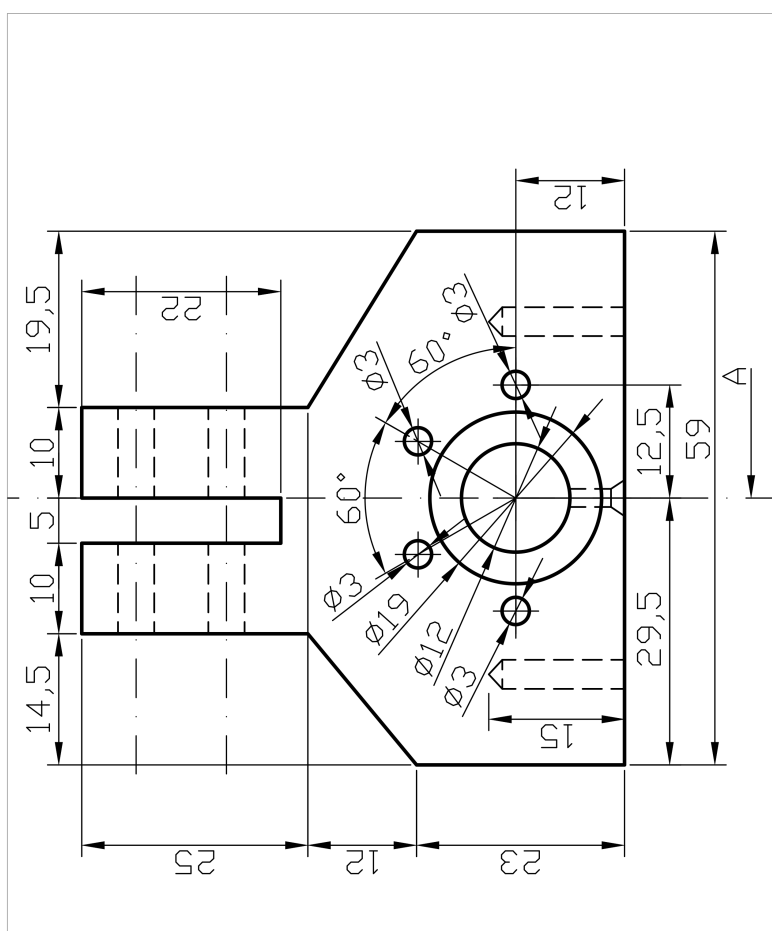


Modul tranzistorů

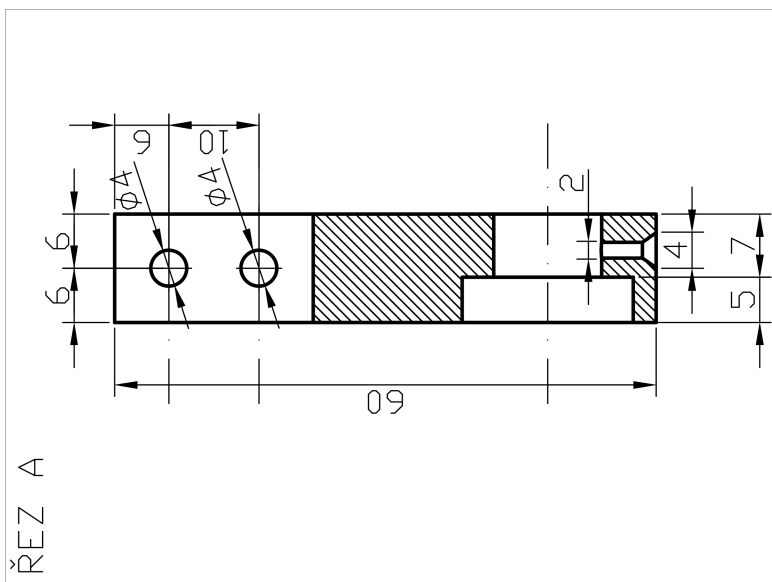
Příloha B - Výkresy podvozku



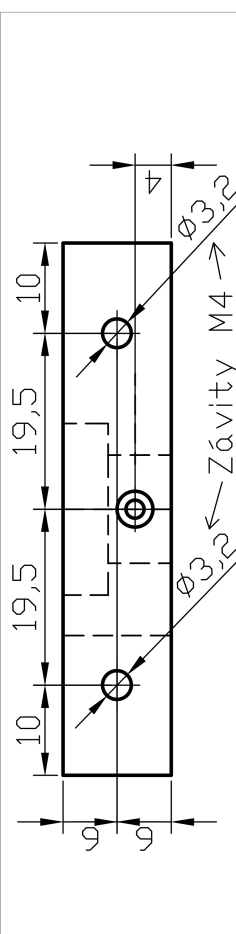
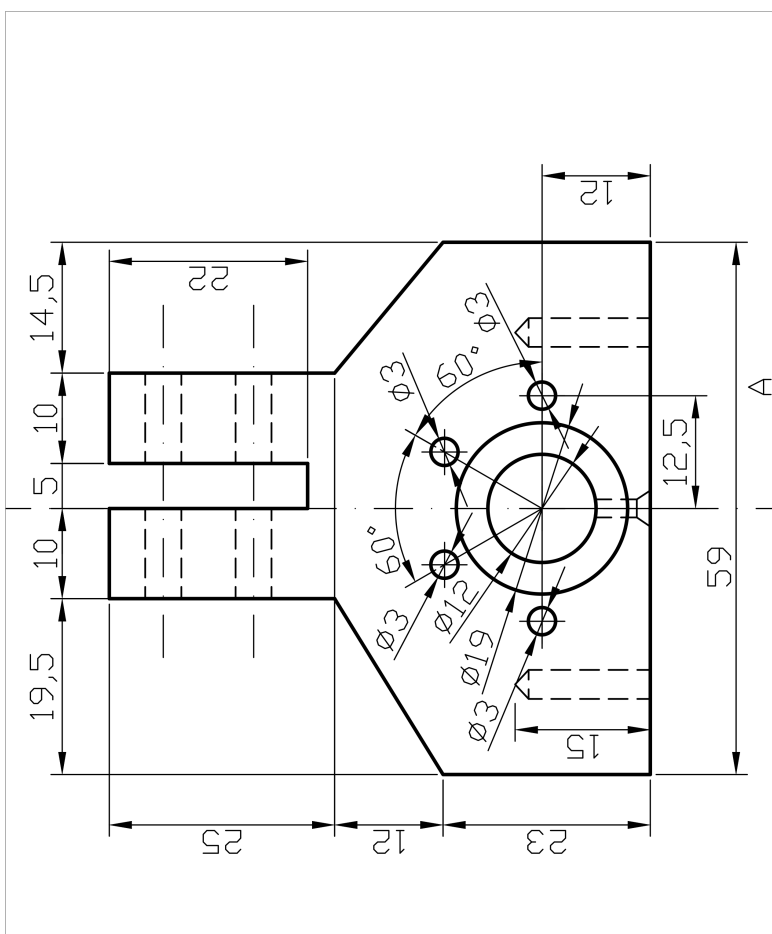
Boční deska A
 Revize 2
 Materiál: Texgumoid 12 mm
 Počet kusů: 2



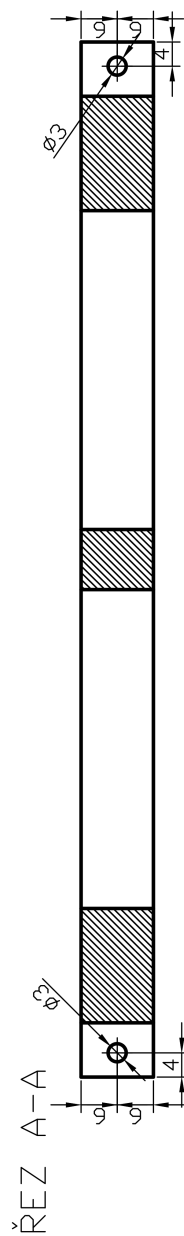
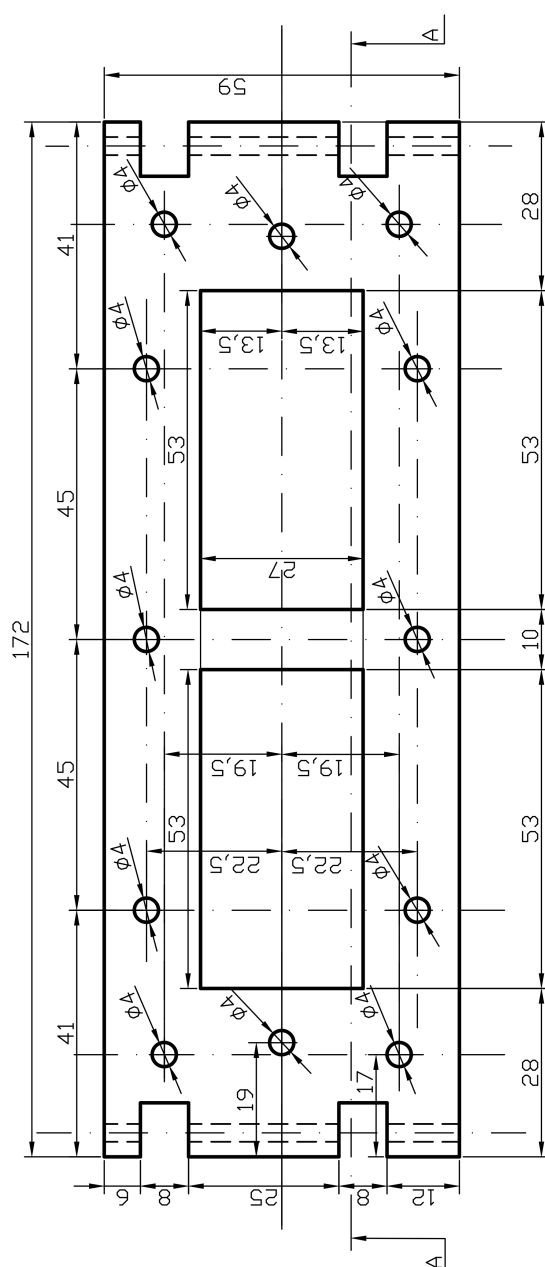
Příloha B - Výkresy podvozku



Boční deska B
 Revize 2
 Materiál: Texgumoid 12 mm
 Počet kusů: 2

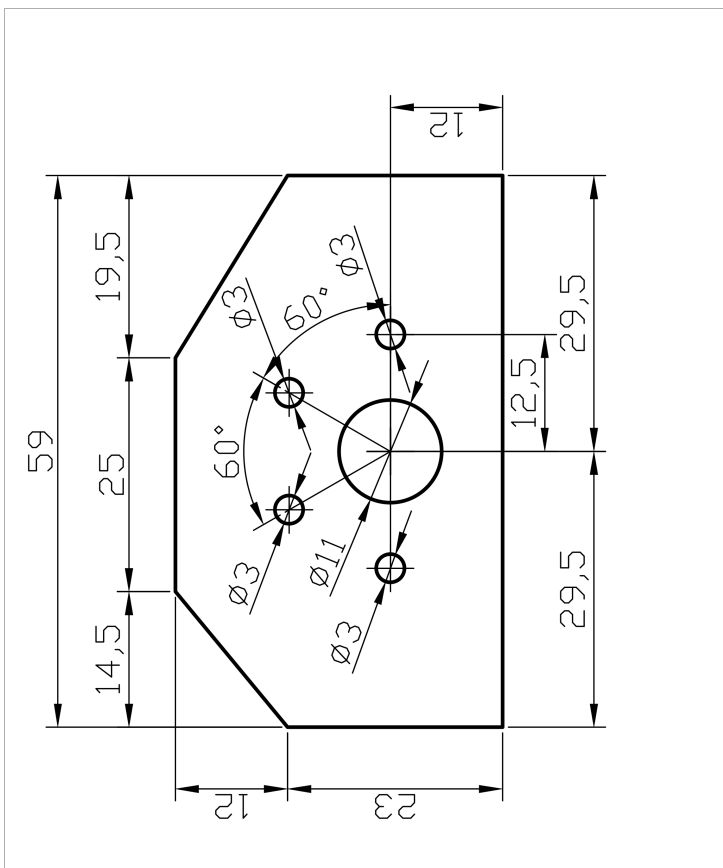
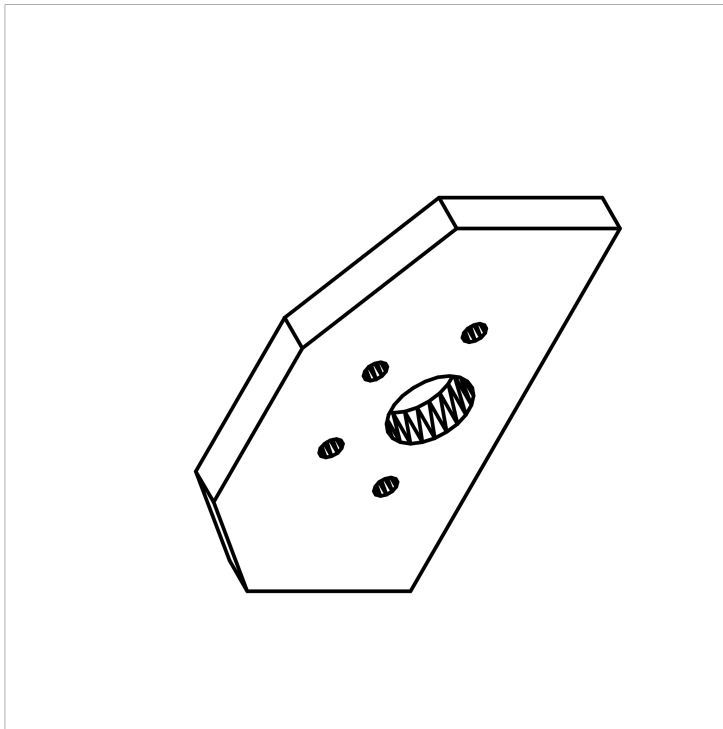


Příloha B - Výkresy podvozku



Deska nápravy
 Revize: 2
 Materiál: Texgumoid
 12 mm
 Počet kusů: 2

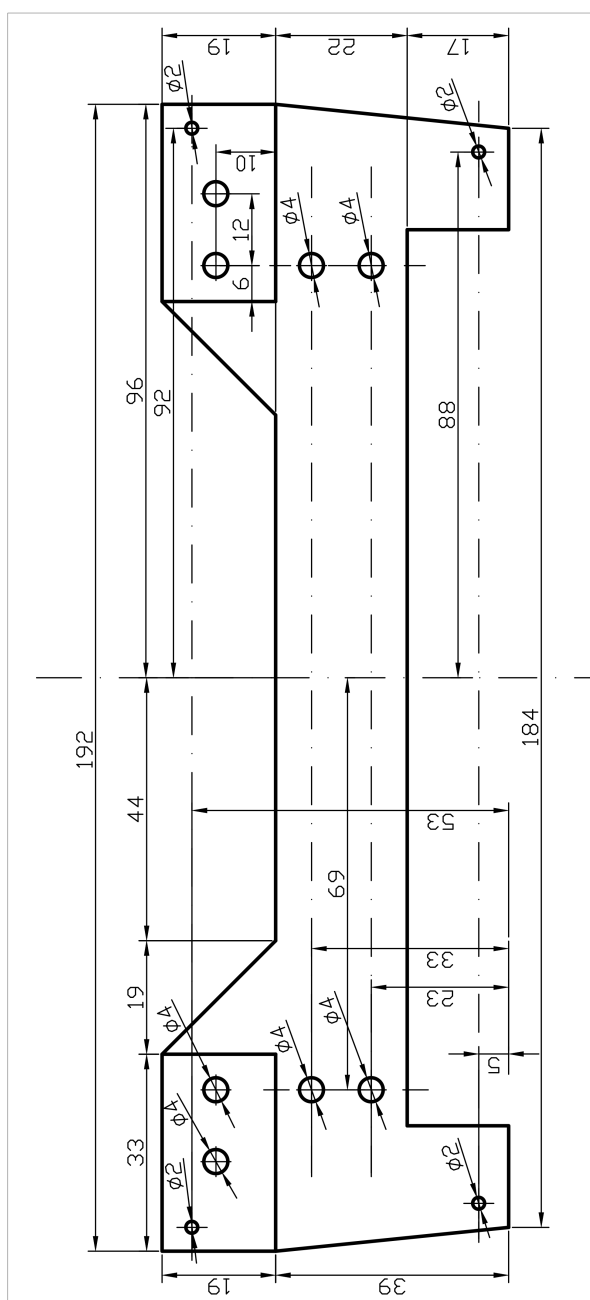
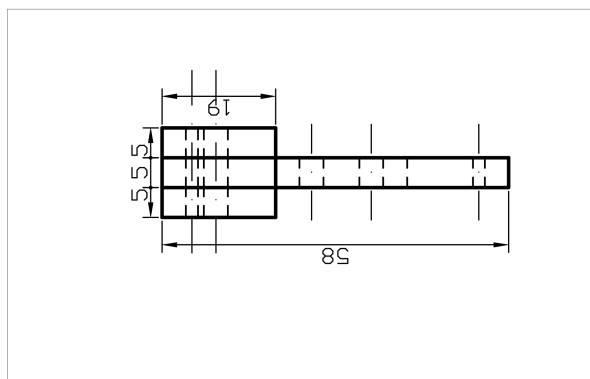
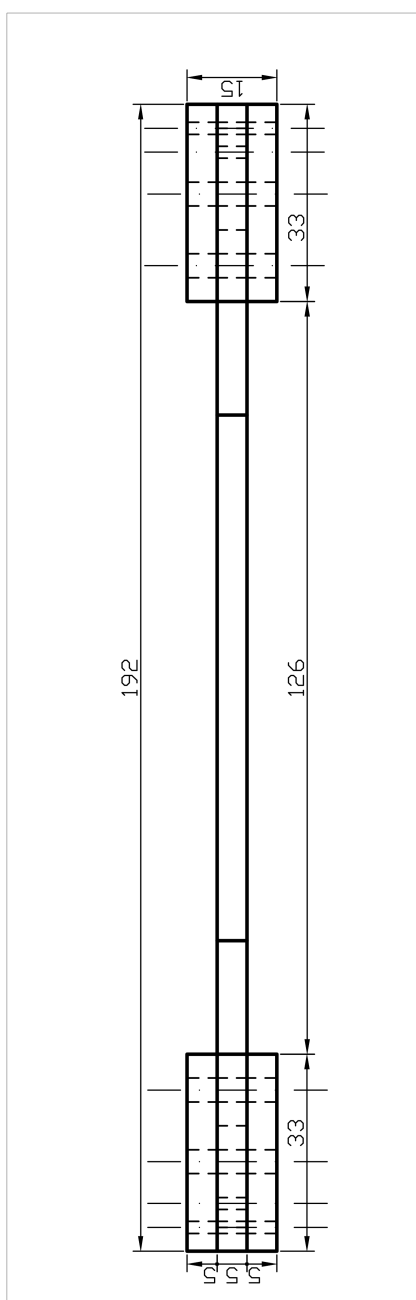
Příloha B - Výkresy podvozku



Podložka boční desky
Revize 2
Materiál: Texgumoid 5 mm
Počet kusů: 4

Příloha B - Výkresy podvozku

Překlad
 Revize: 2
 Materiál: Texgumoid
 5 mm
 Počet kusů: 2



Příloha B - Výkresy podvozku

