

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta Elektrotechnická

## Diplomová práce



Ludvík Saska

# Digitální řízení Leonardova soustrojí

Katedra mikroelektroniky

Vedoucí projektu: Ing. Vít Záhlava, CSc.

Studijní program: Elektronika a komunikace

Studijní obor: Elektronika

Praha 2019





## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

### I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Saska** Jméno: **Ludvík** Osobní číslo: **420128**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**  
Studijní obor: **Elektronika**

### II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Digitální řízení Leonardova soustrojí**

Název diplomové práce anglicky:

**Digital control of the Leonard drive system**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Prostudujte problematiku řízení stejnosměrných elektrických motorů.
- 2) Proveďte rozbor možných řešení.
- 3) Navrhněte obvodové elektrické schéma zapojení řídicího obvodu.
- 4) Výkonovou část realizujte pomocí mikrokontroléru s ARM Cortex M3, pro ovládací část použijte ARM Cortex M4. Vzdálené ovládání komunikační sběrnici CAN.
- 5) Proveďte funkčnost navrženého zařízení. Zhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam doporučené literatury:

1. Erickson, R. W., Maksimovič, D. Fundamentals of power electronics. Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001, ISBN 978-0-306-48048-5
2. Horowitz, P., Winfield H. The Art of Electronics. Cambridge: Cambridge University Press, 1989, ISBN 978-0-521-37095-0
3. Voženilek, P., Novotný V., Mindl P. Elektromechanické měniče: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2015, ISBN 978-80-01-04875-7
4. ZÁHLAVA, V. Návrh a konstrukce desek plošných spojů. 1. vyd.: Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2005, ISBN 80-01-03351-1.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**Ing. Vít Záhlava, CSc., katedra mikroelektroniky FEL**

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

Datum zadání diplomové práce: **15.02.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání diplomové práce: **20.09.2020**

Ing. Vít Záhlava, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
podpis děkana(ky)

### III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

23.5.2019

Datum převzetí zadání

Podpis studenta



## **Poděkování**

Chtěl bych poděkovat vedoucímu diplomové práce Ing. Vítu Záhlavovi, CSc. a Ing. Vítu Hlinovskému, CSc. za ochotu, cenné rady a připomínky. Dále rodičům, blízkým a kamarádům, kteří mne po celou dobu studia podporovali.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně a výhradně s použitím citovaných pramenů, literatury a dalších odborných zdrojů.

Beru na vědomí, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorského zákona v platném znění, zejména skutečnost, že České vysoké učení technické v Praze má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle §60 odst. 1 autorského zákona.

V ..... dne .....

Podpis autora .....

Název práce: Digitální řízení Leonardovo soustrojí

Autor: Ludvík Saska

Katedra: Katedra mikroelektroniky

Vedoucí diplomové práce: Ing. Vít Záhlava, CSc., Katedra Mikroelektroniky

Anotace:

Tato práce se zabývá návrhem a realizací digitálního řízení pro Leonardovo soustrojí, provedením transformace řízení soustrojí z analogové na digitální, tak aby bylo možno nastavit přesný průběh řízení momentu. Práce se dále zabývá návrhem spínaného napájecího zdroje, optickým oddělením signálů výkonové a řídicí části. Jako komunikační rozhraní vzdálené výkonové a ovládací části je použita sběrnice CAN. Výkonová část je osazena mikrokontrolérem ARM Cortex M3, pro ovládací část je použit mikrokontrolér ARM Cortex M4.

Klíčová slova: Leonardovo soustrojí, mikrokontrolér, ARM Cortex M3, ARM Cortex M4, CAN

Title: Digital control of Leonard drive system

Author: Ludvík Saska

Department: Department of microelectronics

Supervisor: Ing. Vít Záhlava, CSc., Department of microelectronics

Abstract:

This paper deals with the design and creation of digital control unit for Leonard drive system by transforming the control of the machine from analogue to digital so that the setting of a precise course of torque is made possible. The thesis also deals with the design of a switched-mode power supply and optical separation of power and control circuits signals. The communication interface of remote power and control units is established through the use of CAN bus. The power unit is equipped with the ARM Cortex M3 microcontroller, for control unit the ARM Cortex M4 microcontroller is used.

Keywords: Leonard drive system, microcontroller, ARM Cortex M3, ARM Cortex M4, CAN





# Obsah

Úvod	3
<b>1 Stejnoseměrný stroj</b>	<b>5</b>
1.1 Princip činnosti . . . . .	5
1.2 Dynamo s cizím buzením . . . . .	6
1.3 Motor s cizím buzením . . . . .	7
1.4 Řízení otáček a momentu stejnosměrného stroje . . . . .	8
1.5 Leonardovo soustrojí . . . . .	9
<b>2 Blokové schéma výkonové části</b>	<b>11</b>
2.1 Parametry technického řešení . . . . .	11
<b>3 Popis jednotlivých bloků výkonové části</b>	<b>13</b>
3.1 Usměrňovač a filtrace vstupního napětí . . . . .	13
3.2 Výkonová část, plný můstek . . . . .	17
3.3 Budiče tranzistorů MOSFET . . . . .	20
3.4 Měření teploty, napětí sítě a obvody ochran . . . . .	22
3.5 Napájecí zdroj řídicích obvodů . . . . .	24
3.6 Komunikační rozhraní . . . . .	25
3.7 Řídicí obvod buzení Leonardova ústrojí . . . . .	27
<b>4 Řízení a regulace Leonardova soustrojí</b>	<b>29</b>
4.1 PID regulace . . . . .	30
4.1.1 Odezva na jednotkový skok . . . . .	31
4.1.2 Výpočet konstant regulátoru . . . . .	31
4.1.3 Stabilita regulované soustavy . . . . .	33
<b>5 Algoritmus výkonové části</b>	<b>35</b>
5.1 Řízení toků dat v systému . . . . .	35
5.2 Měření proudů, komplementární spínání . . . . .	36
5.3 Implementace PID regulátoru . . . . .	37
<b>6 Návrh plošného spoje</b>	<b>39</b>
<b>7 Oživení a testování výkonové části</b>	<b>41</b>
7.1 Měření napájecího zdroje . . . . .	41
7.1.1 Naproudová ochrana . . . . .	42
7.2 CAN . . . . .	42
7.3 Test výkonové části . . . . .	42
<b>8 Uživatelské rozhraní</b>	<b>45</b>
Závěr	47
Literatura	49
Seznam obrázků	51

<b>A Přílohy</b>	<b>53</b>
A.1 První příloha . . . . .	53

# Úvod

Leonardovo soustrojí bylo od roku 1891 používáno pro plynulé řízení velkých výkonů, dále se využívá pro zatěžování motorů a testování parametrů jejich řízení. V současné době je potřeba nastavit průběh zatížení měřeného stroje digitálně.

Tato práce se zabývá návrhem a realizací digitálního řízení Leonardova soustrojí, jehož základní blokové schéma se nachází na obrázku 1 .

Cílem práce je návrh kompletního řešení. Řešení se skládá z výkonové a ovládací části. V první části se realizuje návrh schématu, výroba DPS a návrh softwaru. Druhá část se zabývá návrhem softwaru pro dotykový displej a uživatelské rozhraní. Výsledný prototyp je podroben testování a ověření funkčnosti jednotlivých částí, jakožto i celého řešení.

V první části této se popisuje konstrukce, vlastnosti a možnosti řízení otáček a momentu stejnosměrného stroje. Následuje popis Leonardova soustrojí, jeho využití, výhody a nevýhody tohoto řešení. Dále jsou uvedeny parametry navrhovaného řešení. Následuje popis uspořádání jednotlivých bloků výkonové části. Na tomto místě se popisuje funkce jednotlivých bloků a schématická zapojení. Další část se zabývá základním algoritmem pro řízení výkonové části a obecným popisem PID regulátoru. Následující kapitola popisuje uspořádání jednotlivých bloků ovládací části. Zde se popisuje funkce jednotlivých bloků, včetně schématického zapojení. Následuje popis algoritmu pro řízení ovládací části a komunikaci mezi ovládací a výkonovou částí. Dále je popsáno uživatelské rozhraní. V závěru této práce je ověřena funkčnost jednotlivých bloků na zhotoveném prototypu.



Obrázek 1: Blokové schéma

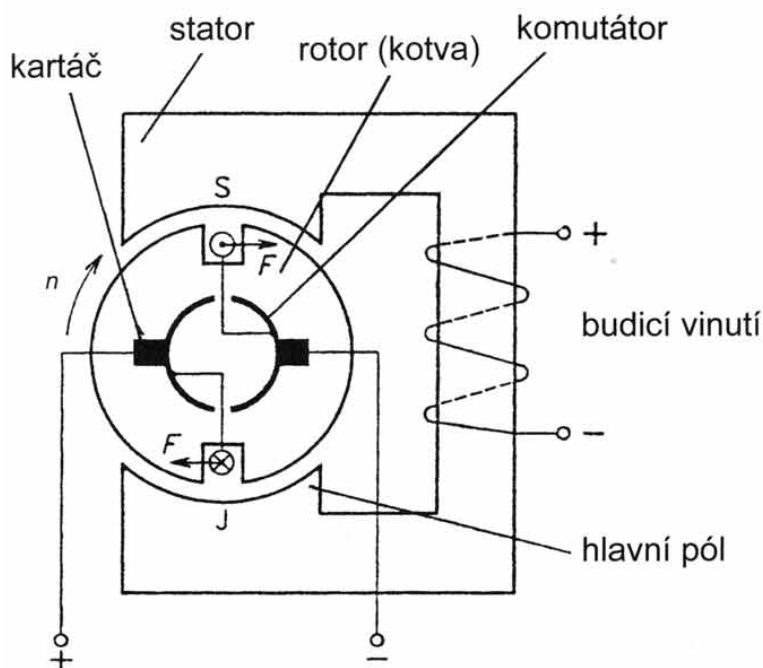


# 1. Stejnosměrný stroj

Elektrická energie se rozvádí převážně ve formě střídavého proudu. I přesto se stejnosměrné stroje v dnešní době stále využívají. Obvykle pracují jako motory při požadavku široké plynulé regulace rychlosti, například v těžkém průmyslu. Dále pro své dobré trakční vlastnosti se uplatňují v dopravě jako trakční motory, například u lokomotiv a tramvají.

## 1.1 Princip činnosti

Princip lze popsat na obrázku 1.1. Budicí vinutí tvoří magnetické pole, v němž se otáčí rotor. Rotor je tvořen vodiči, které tvoří cívky spojené do série. Ty jsou vyvedeny na lamely komutátoru, na něž dosedají kartáče sběracího ústrojí.



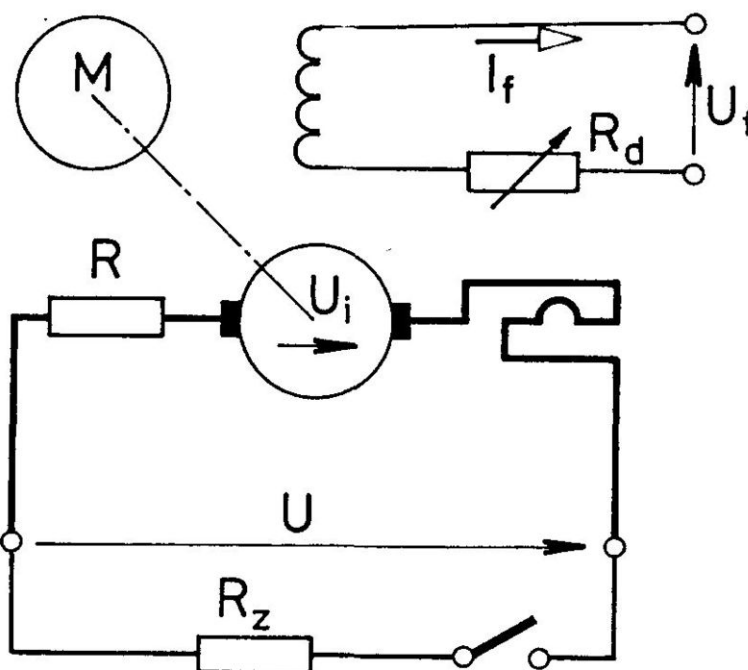
Obrázek 1.1: Princip stejnosměrného stroje [5]

Komutátor působí jako mechanický měnič kmitočtu, který způsobuje změnu frekvence indukovaného napětí na frekvenci budícího pole. V tomto případě na stejnosměrný proud a napětí. Při otáčení rotoru se v jednotlivých cívkách mění smysl proudu - dochází ke komutaci.

Dále se detailněji popisuje princip dynama s cizím buzením a motoru s cizím buzením, které jsou použity v Leonardově soustrojí.

## 1.2 Dynamo s cizím buzením

Generátor s cizím buzením má budící vinutí napájené z externího zdroje stejnosměrného proudu. Schéma zapojení dynama s cizím buzením vidíme na obrázku 1.2.  $I_f$  je budící proud,  $U_f$  budící napětí a odpor  $R_d$  zahrnuje ztráty na budícím vinutí, dále odpor  $R$  zahrnuje veškeré ztráty v obvodu kotvy.  $R_z$  představuje zátěž kotvy a  $U_i$  je indukované napětí na kotvě. [4]



Obrázek 1.2: Dynamo s cizím buzením [4]

Při otáčení rotoru hnacím ústrojím se v cívkách rotoru indukuje napětí, které je popsáno rovnicí 1.1.

$$U_i = Blv \quad (1.1)$$

$U_i$  je indukované napětí na kotvě,  $B$  je magnetická indukce,  $l$  je délka závitů nacházejícího se v magnetickém poli a  $v$  je rychlost otáčení rotoru.

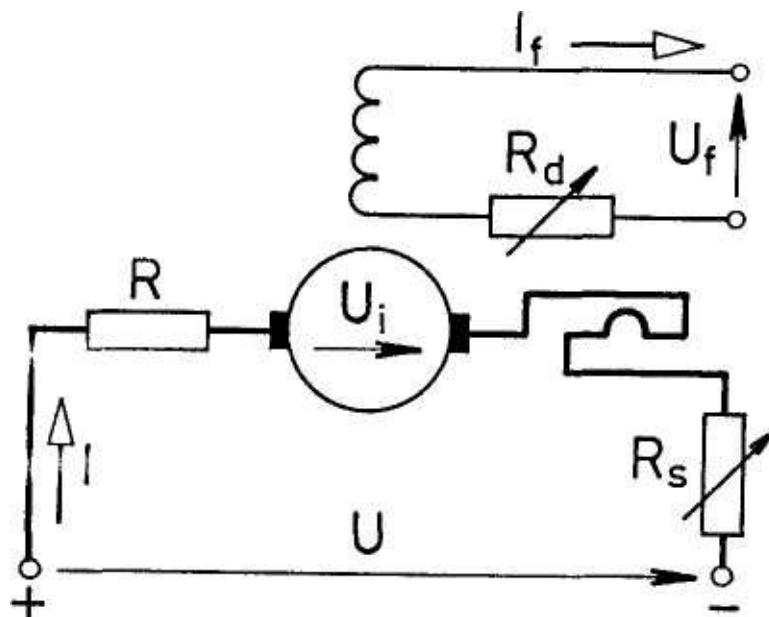
Zatěžovací charakteristika, při  $I_f = konst$ ,  $n = konst$  plyne z napěťové rovnice 1.2.

$$U = k\phi\omega_m - RI = U_i - RI \quad (1.2)$$

$U$  je napětí na zátěži  $k$  konstanta,  $\phi$  je hodnota magnetického toku a  $\omega_m$  je úhlová rychlost otáčení motoru,  $R$  zahrnuje veškeré ztráty v obvodu kotvy  $I$  je proud procházející kotvou.  $U_i$  je indukované napětí na kotvě.

### 1.3 Motor s cizím buzením

Motor s cizím buzením se konstrukčně ani principiálním zapojením neliší od dynama s cizím buzením. Rozdíl je ve formě vstupní a výstupní energie. Schéma zapojení motoru s cizím buzením zobrazené na obrázku 1.3, kde  $I_f$  je budící proud,  $U_f$  budící napětí a odpor  $R_d$  zahrnuje ztráty na budícím vinutí, dále odpor  $R$  zahrnuje veškeré ztráty v obvodu kotvy.  $R_s$  představuje stupňovitý spouštěcí odpor a  $U_i$  je indukované napětí na kotvě. [5]



Obrázek 1.3: Motor s cizím buzením[5]

Na jednotlivé vodiče v rotoru působí jednotná síla, která je popsána rovnicí 1.3.

$$F_m = Bli \quad (1.3)$$

$F_m$  je síla působící na jednotlivé vodiče,  $i$  je proud procházející vodiči,  $B$  je magnetická indukce a  $l$  je délka závitů nacházejícího se v magnetickém poli.

Napětová rovnice motoru 1.4 má na rozdíl od napětové rovnice dynama 1.2 tento tvar.

$$U = k\phi\omega_m + RI = U_i + RI \quad (1.4)$$

$U$  je napětí na kotvě  $k$  konstanta,  $\phi$  je hodnota magnetického toku a  $\omega_m$  je úhlová rychlost otáčení motoru,  $R$  zahrnuje veškeré ztráty v obvodu kotvy,  $I$  je proud procházející kotvou.  $U_i$  je indukované napětí na kotvě.

## 1.4 Řízení otáček a momentu stejnosměrného stroje

Rychlost motoru lze řídit dle rovnice 1.5 změnou napětí na kotvě  $U$  nebo změnou budicího proudu  $I_f$ , která vyvolá změnu magnetického toku  $\phi$ , případně odporem  $R$  v obvodu kotvy. Moment lze řídit změnou budicího proudu  $I_f$ , nebo proudem kotvy  $I$  jak je patrné z 1.6. [4]

$$n = \frac{U - R \cdot I}{k \cdot \phi} = \frac{U}{k \cdot \phi} - \frac{RI}{k \cdot \phi} \quad (1.5)$$

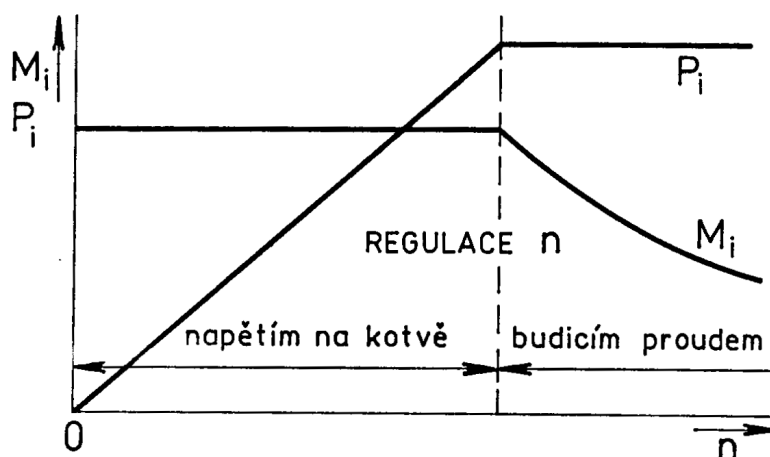
$$M = k \cdot \phi \cdot I_z \quad (1.6)$$

$U$  je napětí na kotvě,  $\phi$  je magnetický tok,  $R$  zahrnuje veškeré ztráty v obvodu kotvy a  $I$  je procházející proud.

Optimálního řízení se dosahuje při jmenovitém proudu kotvy, tedy při maximálním momentu. V první fázi plně nabudíme stroj proudem  $I_f$ , dále se zvyšuje napětí  $U$  na svorkách kotvy. Z toho plyne, že při konstantním proudu  $I_f$  je stále konstantní moment. Pokud se v tomto případě dosáhne jmenovitého napětí, výkon se dále nemění. Zvýšení rychlosti v tomto momentu lze dosáhnout odbuzováním.

Další možností je řízení budicím proudem, tento způsob je technicky méně náročný na realizaci. Nevýhodou však je neúplné magnetické využití, dále pak při zvyšování rychlosti klesá moment.

Průběhy momentu a výkonu při změně rychlosti oběma metodami jsou nažnačeny na obrázku 1.4.

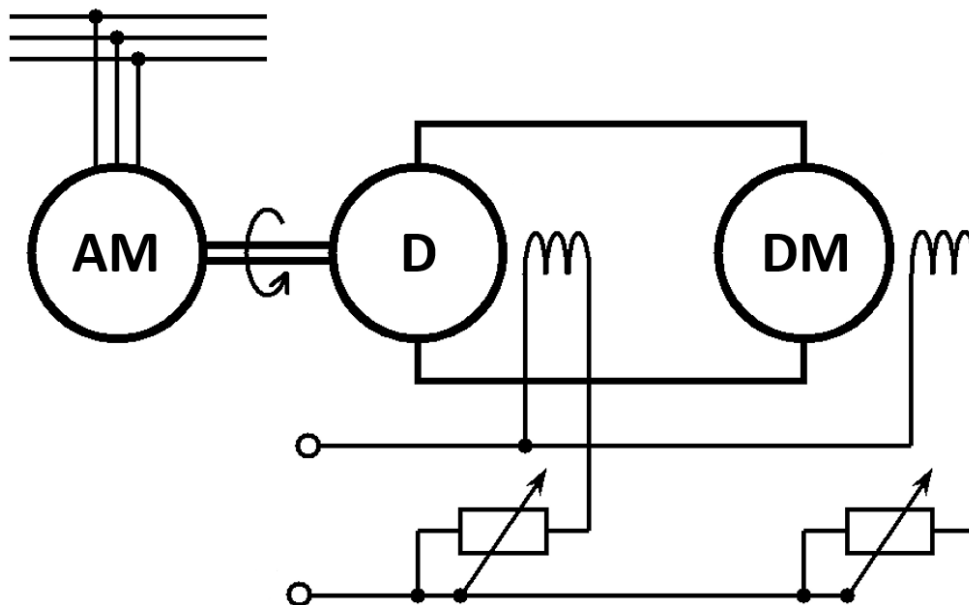


Obrázek 1.4: Řízení rychlosti motoru s cizím buzením při konstantním proudu[4]



## 1.5 Leonardovo soustrojí

Roku bylo použito roku 1891. Jde o zdroj říditelného stejnosměrného napětí. Používá se převážně k plynulému řízení výkonu, otáček a momentu stejnosměrných strojů. Na obrázku 1.5 se nalézá blokové schéma Leonardova soustrojí. Skládá se ze tří prvků. Poháněcího motoru, kterým je nejčastěji asynchronní motor, dále dynama a na konci je zařazen dynamometr. Dynamometr je stejnosměrný stroj s pohyblivým statorem, jehož výchylka udává aktuální moment rotoru.



Obrázek 1.5: Leonardovo soustrojí[4]

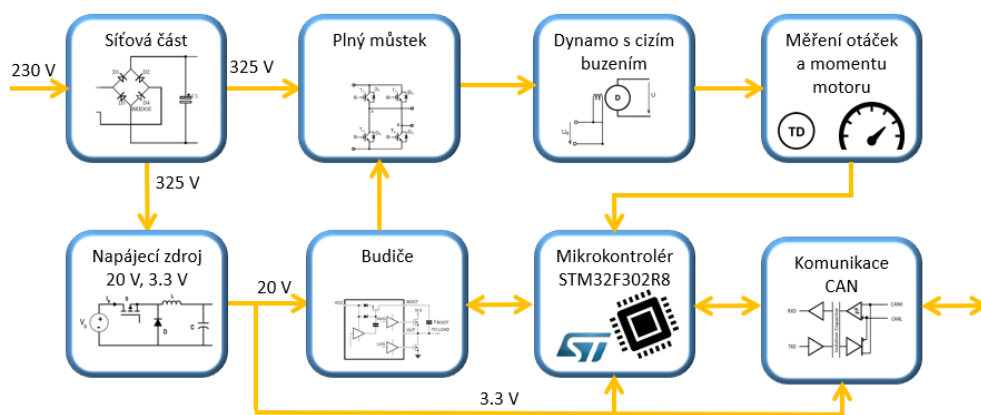
Dynamo s cizím buzením, které zajišťuje široké řízení napájecího napětí kotvy cize buzeného dynamometru. Cizí buzení obou stejnosměrných strojů se obvykle napájí ze stejného externího zdroje. Rychlost otáček se může řídit cizím buzením dynama nebo cizím buzením dynamometru. Liší se následně v průběhu momentů a výkonu, viz. rovnice 1.5 [4].



## 2. Blokové schéma výkonové části

Navrhovaná výkonová část se skládá z 5 částí:

- usměrňovač a filtrace stejnosměrného napětí
- napájecí zdroj řídicích obvodů
- plný spínací H-můstek
- řídicí jednotka s mikroprocesorem ARM Cortex M3
- galvanicky oddělený komunikační kanál



Obrázek 2.1: Blokové schéma výkonové části

### 2.1 Parametry technického řešení

Parametry buzení řízeného stroje:

- vstupní maximální napětí 220 V DC
- jmenovitý proud 1.2 A

Pro realizaci byli zvoleny tyto parametry:

- vstupní napětí 230 V AC
- řízené budičí napětí 0 - 220 V DC
- jmenovitý proud 2 A
- komunikační rozhraní Izolovaná sběrnice CAN
- měření rychlosti motoru Tachodynamo, možnost připojení hallových sond nebo encoderu
- analogový vstup 0 - 10 V
- pomocný zdroj výstupní napětí 15 V, maximální odebíraný proud 1A.



# 3. Popis jednotlivých bloků výkonové části

## 3.1 Usměrňovač a filtrace vstupního napětí

### Usměrňovače

Dělí se na neřízené, u kterých se výstupní napětí určuje způsobem zapojení usměrňovače, a řízené kde lze regulovat výstupní napětí.

### Neřízené usměrňovače

Využívají chování diody v propustném a závěrném směru. Dělí se podle zapojení na jednocestné a dvoucestné. Výhodou je jednoduchá a levná realizace. Nevýhodou oproti řízeným usměrňovačům je nižší efektivita a nutnost počítat s dobou zotavení diody, která zároveň omezuje maximální frekvenci.

### Řízené usměrňovače

Zde jsou využívány řízené polovodiče - tyristory, tranzistory. Výhodou tohoto řešení je vyšší účinnost, možnost spínání vyšších výkonů nebo větších frekvencí. Zároveň je možno nastavit přesně sepnutí, čehož se využívá například u tyristorové regulace. Nevýhodou je složitější zapojení a vyšší cena. [20] [2]

### Odrušovací vstupní filtr, filtr stejnosměrného napětí

Odrušovací vstupní filtry jsou zapojeny do napájecí sítě. Jsou využívány k ochraně před působením rušení šířícího se po vedení. Pro zvýšení útlumu jsou používány LC filtry namísto RC. Jsou děleny podle druhu rušivých signálů na soufázové a protifázové.

### Kondenzátory

Kondenzátory použité na vstupu síťového napětí bývají většinou fóliové, které jsou tvořeny dvěma hliníkovými fóliemi oddělenými fólií např. z polystyrenu, terylenu nebo teflonu. Tyto kondenzátory se vyznačují velkou elektrickou pevností, malým ztrátovým činitelem a velmi velkým izolačním odporem. Pro filtraci síťového napětí existují bezpečnostní třídy kondenzátorů X a Y. Třída X je určena pro umístění mezi fázový a nulový vodič, kde v případě překročení jejich maximálních parametrů dojde ke zkratu a měla by zareagovat nadproudová ochrana zařízení. Třída Y se umísťuje mezi přívod a zem. Je konstruována tak, aby v případě selhání nedošlo ke zkratu, tedy uživatel na zařízení v podstatě tuto poruchu nemusí poznat, pouze bude vystaven vyššímu rušení. [6]

Pro filtraci stejnosměrného napětí po usměrnění nebo stabilizaci se většinou používají elektrolitické kondenzátory. Využívají tenkou oxidační vrstvu pro vytvoření dielektrika velké elektrické pevnosti. Vrstva kysličníku se vytváří na povrchu hliníkové nebo tantalové elektrody z elektrolitu, za pomoci působení elektrického proudu. V případě elektrolytického kondenzátoru je nutné dodržet polaritu. [6]

Kondenzátory keramické jsou vyráběny s dielektrikem ze speciální keramiky, která se vyznačuje velkou permitivitou a malými dielektrickými ztrátami. Jsou malých rozměrů a oproti fóliovým nebo elektrolytickým kondenzátorům mají výrazně menší kapacity (obvykle jednotky pF až stovky nF). Dají se však použít i pro vysoká napětí (desítky kV). [6]

Výkonová část je napájena jednofázovým přívodem 230 V. K usměrnění napětí pro napájecí zdroj a řízený můstek byl zvolen můstkový usměrňovač neřízeného typu.

Výstupní napětí můstkového usměrňovače odpovídá špičkové hodnotě (3.1).

$$U_{dc} = U\sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} \text{ V} = 325\text{V} \quad (3.1)$$

$U_{dc}$  je stejnosměrné napětí po usměrnění,  $U$  je síťové napětí.

Celkový odebíraný výkon z usměrňovače je přibližně dán rovnicí (3.2).

$$P_c = U_{dc} \cdot (I_{FB} + I_{AS}) = 650\text{W} \quad (3.2)$$

$P_c$  je celkový odebíraný výkon,  $I_{FB}$  je proud odebíraný zátěží přes plný můstek a  $I_{AS}$  je proud odebíraný spínaným zdrojem a řídicí logikou.

Střední odebíraný proud výkonové části (3.3).

$$I = \frac{P_c}{U_{dc}} = \frac{650}{325} \text{ A} = 2\text{A} \quad (3.3)$$

$I$  je celkový odebíraný proud,  $U_{dc}$  je stejnosměrné napětí po usměrnění a  $P_c$  je celkový odebíraný výkon.

Výpočet kapacity filtračního kondenzátoru pro maximální zvlnění 10% lze odhadnout ze vztahu 3.4, ze kterého se odvodí výsledný vztah 3.5, pro který se předpokládá otevření diody ve 30% doby periody.

$$I = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (3.4)$$

$$C = 0.7 \cdot \frac{I}{\Delta \cdot U \cdot 2 \cdot f} = 0.7 \cdot \frac{2}{32.5 \cdot 2 \cdot 50} \text{F} = 430.8\mu\text{F} \quad (3.5)$$

Proud  $I$  je střední hodnota odebíraného proudu, konstanta 0.7 vyjadřuje 70% doby, kdy se obvod napájí pouze z kondenzátoru.  $\delta U$  je maximální přijatelné zvlnění a  $f$  je frekvence sítě.

Parametry diod usměrňovacího můstku musí být dimenzovány na špičkové hodnoty napětí sítě  $U_f$ . Aby byla uvažena dostatečná rezerva, je zde použita konstanta  $k_d = 1.5$  výsledný vztah (3.6). [2]

$$U_{rrm} = U_f \cdot \sqrt{2} \cdot k_d = 230\sqrt{2} \cdot 1.5\text{V} = 487.9\text{V} \quad (3.6)$$

$U_{rrm}$  je maximální závěrné napětí,  $U_f$  spičková hodnota napětí sítě. Tyto podmínky splňuje usměrňovací můstek KBU4J-E4/51 s maximálním přípustným napětím 600 V a trvalým proudem 4 A. [21]

V dokumentaci k tomuto obvodu se uvádí maximální úbytek napětí pro jednu diodu, který se rovná 1 V. Součástka bez chladiče má tepelný odpor 19 °C/W a pracovní rozsah teplot -50 až +150 °C. Pro výpočet je uvažována teplota okolí 30 °C.

$$\sigma_j = R_{THja} \cdot P + \sigma_a = 182^\circ\text{C} \quad (3.7)$$

$\sigma_j$  je výsledná teplota čipu,  $R_{THja}$  je teplotní impedance mezi součástkou a vzduchem a  $\sigma_a$  je uvažovaná teplota okolí.

Pro výpočet se určil ztrátový výkon čtyř diod, při procházejícím proudem 2A a úbytku na každé diodě 1V.

Výsledná teplota 182°C překročila povolený rozsah teplot. Výrobce dále v dokumentaci doporučuje použití chladiče, pro který se v dokumentaci nalézá tepelný odpor 4°C/W.

$$\sigma_j = R_{THjl} \cdot P + \sigma_a = 62^\circ\text{C} \quad (3.8)$$

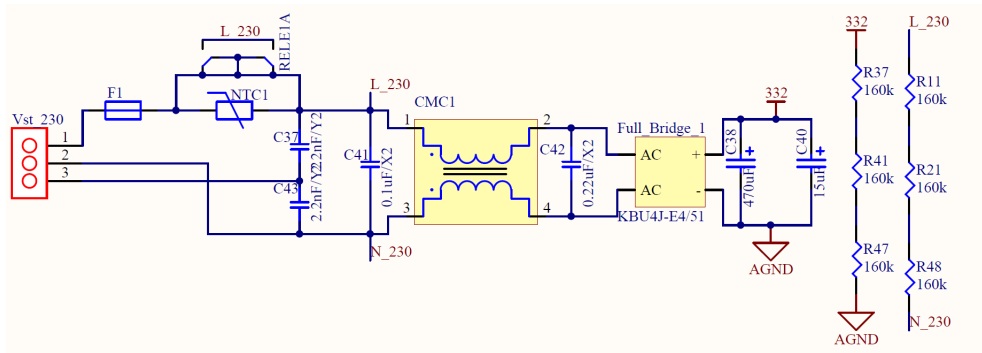
$\sigma_j$  je výsledná teplota čipu,  $R_{THjl}$  je teplotní impedance mezi součástkou a chladičem a  $\sigma_a$  je uvažovaná teplota okolí. V případě použití doporučeného chladiče teplota při stejných podmínkách klesne na 62°C, což se již nachází v rozsahu použitelnosti této součástky.

Z důvodu použití filtrační kapacity větší než 430.8μF je značná možnost proudových nárazů. Z tohoto důvodu by mohlo dojít k poškození součástek v napájecí cestě, proto je vstupní část opatřena obvodem měkkého startu.

Tento obvod se skládá z termistoru, jenž má za studena velký odpor, což způsobí po zapnutí zařízení omezení proudového nárazu, které je zapříčeno nabíjením filtračního kondenzátoru. Následuje oteplení termistoru vlivem procházejícího proudu, snížení jeho odporu a následně k ustálení v pracovním bodě. Trvalé připojení termistoru vede k výrazným ztrátám, navíc způsobuje další tepelné ztráty v zařízení. Další nevýhodou použití tohoto řešení je situace, kdy uživatel dané zařízení odpojí od sítě a následně jej opět připojí. V tomto případě je termistor stále teplý a nezafunguje jako ochrana proudového nárazu.

Řešení této situace, včetně nadbytečných tepelných ztrát, je použití jednoduchého relé, které po nabití filtračních kapacit termistor přemostí. Tímto zapojením se docílí pouze krátkodobého zapojení termistoru v napájecí cestě, z toho důvodu se nestihne ohřát, a dojde k omezení proudových nárazů při opakovaném připojení do sítě. Pokud by došlo k selhání relé, tak se NTC nepřemostí a dojde k jeho zahřání, které však nikterak neovlivní funkčnost zařízení.

Na obrázku 3.1 je schéma vstupní části zdroje. V první části se nachází proudová ochrana ve formě nevratné pojistky, termistor NTC a přemostovací relé,



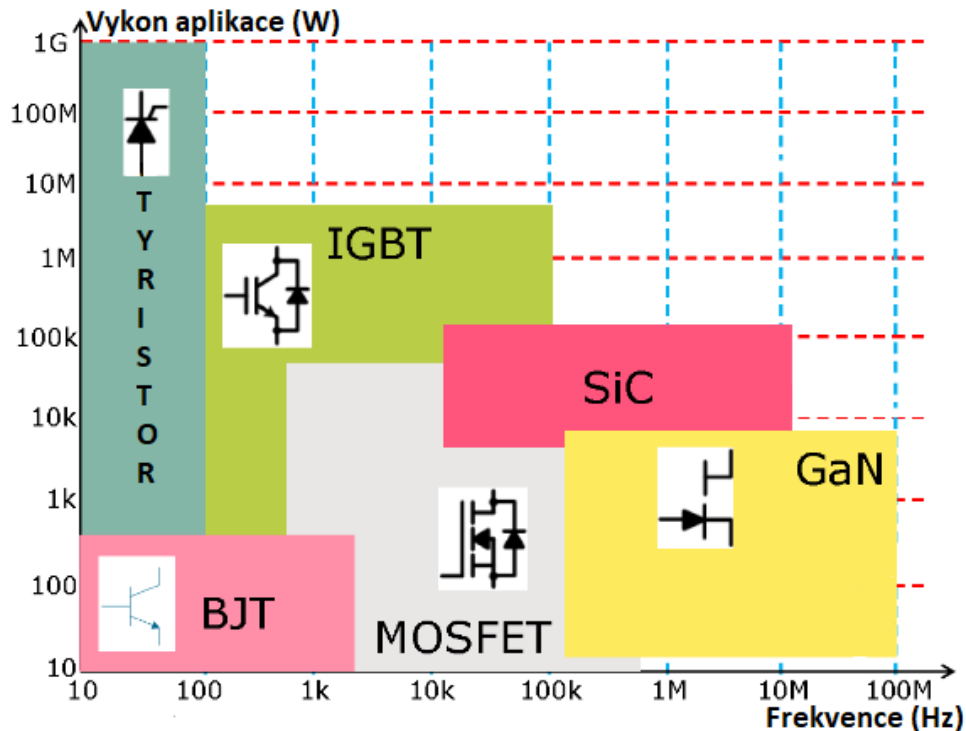
Obrázek 3.1: Schéma vstupní části

odrušovací filtr, neřízený usměrňovací můstek a filtrační kondenzátory. Dále zde jsou dvě trojice odporů sloužící k vybití kondenzátorů při odpojení napájení. První trojice vybíjecích rezistorů je bezpečnostní. Je zapojena na odrušovacím filtru, tak aby při doteku uživatele přívodních kabelů, například při vytržení, nedošlo k úrazu elektrických proudem. Druhá trojice vybíjecích rezistorů slouží pouze k vybití stejnosměrné části, tak aby při oživování byla jistota rychlého vybití kondenzátorů. Obě trojice rezistorů zhoršují účinnost celého zařízení, z toho důvodu se obvykle u zařízení pro sériovou výrobu u stejnosměrné části neosazují.



## 3.2 Výkonová část, plný můstek

Pro výkonovou část je zvolen vhodný výkonový spínací prvek, mezi které patří tranzistory bipolární, unipolární, IGBT a tyristory.



Obrázek 3.2: Porovnání výkonových prvků

### Bipolární tranzistor

Řídí se proudem, jeho výhodou je malé napětí kolektor emitor  $U_{CE(sat)}$ . Nevýhodou je pomalé zapínání/vypínání a velký trvalý proud báze  $I_b$ .

### Unipolární tranzistor (MOSFET)

Ovládá se napětím. Výhodou MOSFET tranzistorů je možnost využití výrazně vyšší spínací frekvence, což vede k nižším ztrátám. Dále se v sepnutém stavu chovají jako rezistor, jehož odpor v sepnutém stavu  $R_{DS(on)}$  je velmi nízký. Tudíž mají pro nižší proudy výrazně nižší výkonové ztráty oproti IGBT. Nevýhodou vysokých spínacích frekvencí může být vznik nežádoucího rušení. [6]

Pokud je zvolena struktura DMOS dvojitě difuzní MOS (double diffuse MOS), kde dvojitá difuze umožňuje vytvořit jámu P, ve které se indukují kanál a ten vytvoří tzv. body diod. Proto se nemusí přidávat externí dioda, ale je nutno zohlednit závěrné zotavení při vypnutí, z toho důvodu musí být nastavený tzv. dead time.

### IGBT tranzistor

Výhodou tohoto typu je možnost spínání větších výkonů, než umožňují unipolární nebo bipolární tranzistory, a narozdíl od tyristoru se ovládají jednodušeji. Ve struktuře tohoto tranzistoru se nachází zabudovaný PNP tranzistor, který je řízen tranzistorem MOSFET, jehož cílem je dosažení bipolární injekce, která zvýší vodivost driftové oblasti. Nevýhodou je parazitní struktura tyristoru, jejíž

sepnutí by vedlo ke zničení tranzistoru, z tohoto důvodu je nutné snížit zisk PNP struktury. [6]

### Tyristor

Má pouze dva stavy: sepnuto nebo rozepnuto. Není možné ovládat pracovní bod v sepnutém stavu. Výhodou tyristoru je možnost spínat nejvyšší výkony ze všech výše zmíněných typů. Nevýhodou je složitější způsobem řízení. Sepnout tyristor lze velkým proudovým impulsem nebo impulsem optického záření (infračervené záření). Tyristor můžeme vypnout poklesem anodového proudu, komutací anodového napětí nebo záporným impulsem do řídicího pinu (pouze GTO tyristory). [6]

Na obrázku 3.2 je srovnání spínacích frekvencí a maximálního výkonu používaných technologií současné doby.

Z důvodu předpokládaného výkonu aplikace a způsobu řízení je zvolen pro praktickou realizaci plného můstku tranzistor MOSFET. vyhod čárku, dej dvojtečku.... Plný můstek se skládá ze dvou shodných částí: polomůstky tvořené dvěma tranzistory MOSFET, budící obvody.

Parametry tranzistoru MOSFET jsou určeny maximálním vstupním napětím, stejně jako u diod použitých v neřízeném můstku viz. (3.6). Maximální odebíraný proud je dán maximálním budícím proudem cizího buzení stejnosměrného stroje, který je dle štítkové hodnoty 1.2 ampér.

Z tohoto hlediska je vhodný k použití MOSFET tranzistor společnosti STMicroelectronics typu STF20NK50Z v celoplastovém pouzdře TO220FP, které usnadní montáž na chladič. Maximální povolené napětí tranzistoru je  $U_{ds} = 500V$  a maximální proud je  $I_d = 17A$ . Tento tranzistor splňuje požadované parametry s dostatečnou rezervou. [22]

Pro výpočet výkonových ztrát je určena maximální pracovní teplota tranzistoru, podle které je odvíjen maximální odpor kanálu v sepnutém stavu. Maximální trvalou pracovní teplotu zvolíme  $100^{\circ}C$ , z grafu dostupného v dokumentaci výrobce 3.3 je odpor kanálu pro tuto teplotu  $1.6\Omega$ .

Následující výpočty ztrát jsou vždy pro jeden poloviční můstek, , neboť proud protéká pokaždé pouze jedním tranzistorem z této dvojice. [5] [1]

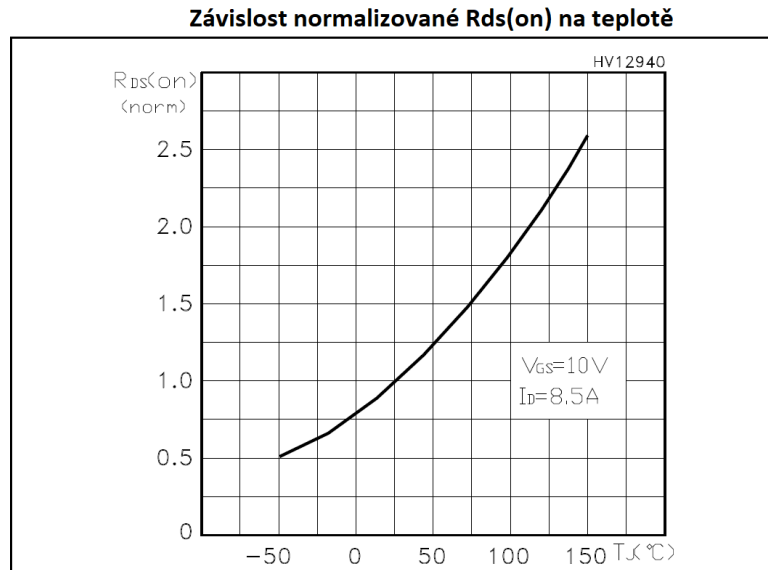
$$P_{sl} = R_{Rdson} \cdot I_{brush-dc}^2 = 1.6 \cdot 1.2^2 W = 2.304 W \quad (3.9)$$

Výpočet statických ztrát je dán vztahem (3.9)  $P_{sl}$  jsou statické ztráty,  $R_{Rdson}$  je odpor sepnutého kanálu a  $I_{brush-dc}$  je jmenovitý proud cizího buzení Leonardova ústrojí.

$$E_{DL} = \frac{1}{4} \cdot (T_r + T_f + T_{on} + T_{off}) \cdot U_d \cdot I_{brush-dc} + Q_n \cdot U_d = 152.72 \mu J \quad (3.10)$$

$$P_{dl} = E_{DL} \cdot f_{sw} = 3.05 W \quad (3.11)$$

Výpočet dynamických ztrát je dán vztahem (3.10)  $E_{DL}$  je energie dynamických ztrát a  $T_r, T_f, T_{on}, T_{off}$  jsou časy zapnutí, vypnutí, náběhu a doběhu.  $U_d$  je napětí



Obrázek 3.3: Závislost  $R_{DS(on)}$  na teplotě[23]

na tranzistorech tj. 325V.  $I_{brush-dc}$  je jmenovitý proud cizího buzení Leonardova ústrojí a  $Q_n$  je náboj substrátové diody.  $P_{dl}$  jsou výsledné dynamické ztráty, které jsou závislé na spínací frekvenci  $f_{sw}$ .

$$P_s = 2 \cdot (P_{dl} + P_{sl}) = 10.718W \quad (3.12)$$

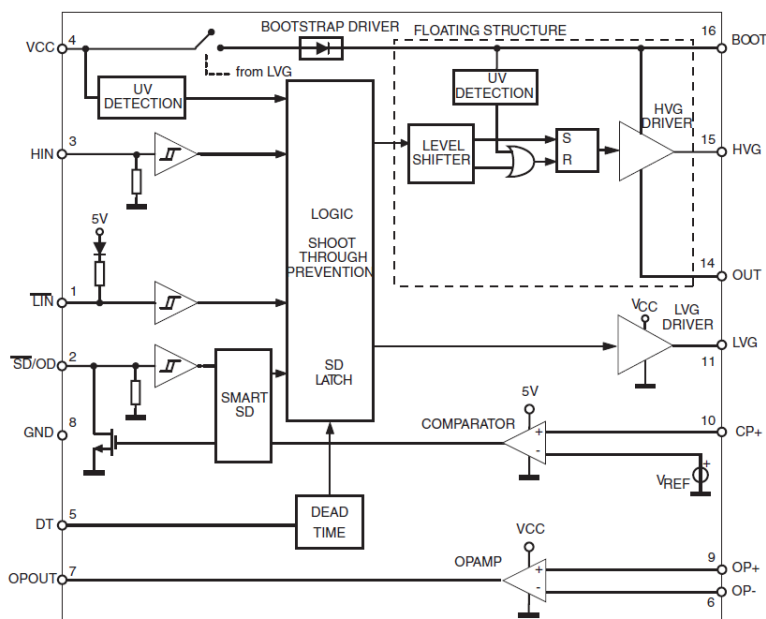
Celkové ztráty  $P_s$  jsou součtem dynamických  $P_{dl}$  a statických ztrát  $P_{sl}$ , které je nutné vynásobit dvěma, neboť jsou použity dva poloviční můstky.

Z těchto ztrát můžeme odhadnout maximální tepelní impedanci použitého chladiče.

$$R_{th_{je}} = \frac{\sigma_j - \sigma_a}{P_s} = 6.53^\circ\text{C/W} \quad (3.13)$$

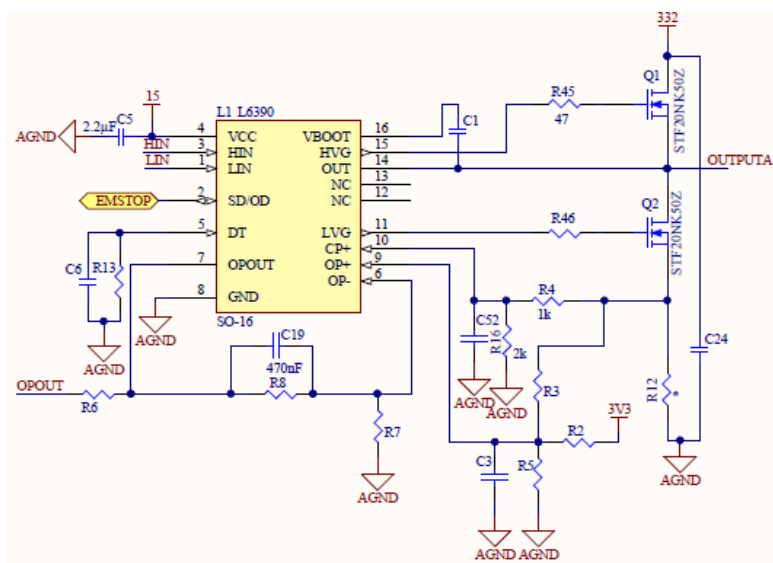
$R_{th_{je}}$  je teplotní impedance chladiče,  $\sigma_j$  je teplota chladiče,  $\sigma_a$  je teplota okolí a  $P_s$  jsou celkové ztráty.

### 3.3 Budiče tranzistorů MOSFET



Obrázek 3.4: Vnitřní zapojení budiče L639[8]

Pro spínání výkonových tranzistorů MOSFET je zvolen vhodný budící obvod splňující parametry dané vybraným tranzistorem MOSFET. Pro tuto aplikaci je použit integrovaný obvod L6390 od firmy STMicroelectronics, který obsahuje kromě budícího obvodu také další části, které usnadňují návrh a řízení tranzistoru. Mezi tyto části patří obvody, které hlídají tzv. dead time - tedy dobu přeběhu, aby nedošlo k sepnutí dvou tranzistorů v jednom půlmůstku. Dále obsahují komparátor, který hlídá maximální možný proud a operační zesilovač sloužící k předzpracování zpětné vazby proudu od snímacích rezistorů.



Obrázek 3.5: Zapojení půlmůstku s L6390

Proud procházející zátěží, budícím vinutím, je snímán bočníky umístěnými na každém půl můstku v source pinu dolního tranzistoru. Jedná se o nejjednodušší a zároveň nejlevnější variantu pro snímání proudu, avšak má řadu nevýhod. Jednou z těchto nevýhod je nespojitost proudu. Z toho důvodu je zvolen operační zesilovač určený k předzpracování signálu s dostatečnou šířku pásma. Stejně tak je potřeba, aby následně AD převodník měl dostatečnou vzorkovací frekvenci a rychlost zpracování signálu. [6]

Zapojení jednoho půlmůstku je patrné ze schématu 3.5, druhý půlmůstek je shodný.

Rezistor R12 je snímací bočník, jehož úbytek napětí je vyveden na operační zesilovač obvodu L6390. Foliový kondenzátor C24, zapojený mezi drain a zem, je určen k filtraci, tak aby na snímaném bočníku byl co nejmenší šum. Kondenzátor C1 je tzv. "bootstrap", který slouží ke spínání horního MOSFETU, aby se mohl tranzistor s N kanálem sepnout.

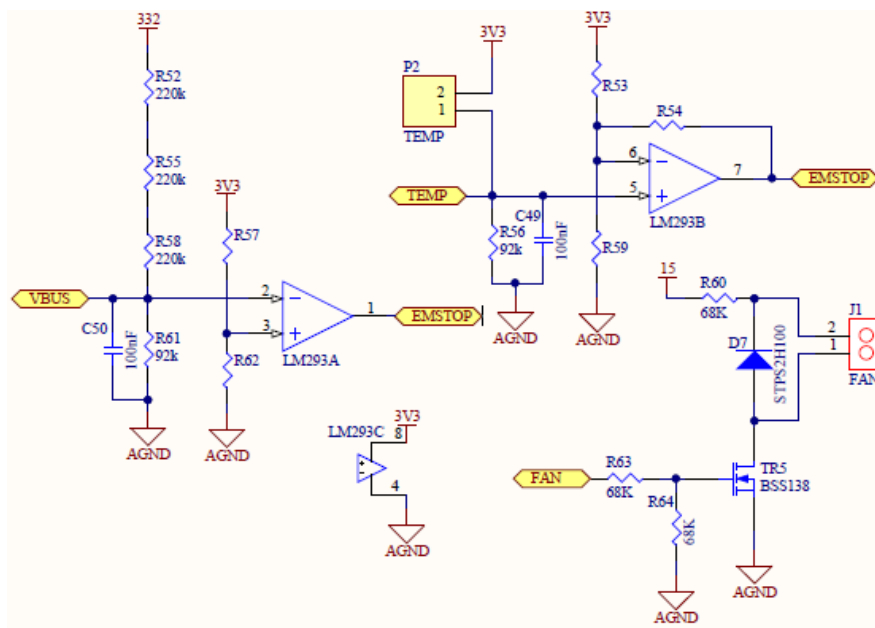
MOSFET tranzistory s N kanálem jsou používány pro horní i dolní stupeň půlmůstku záměrně, neboť N kanál je schopen dosahovat výrazně vyšších spínacích frekvencí než P kanál. Vzhledem k podmínkám (3.14) a (3.15) je nutné horní tranzistor opatřit vhodným budícím obvodem, který obsahuje výše zmíněný externí bootstrap kondenzátor C1. Odpory R4 a R16 tvoří napěťový dělič, jehož výstup jde na komparátor, který slouží jako naproudová ochrana. Výstup z napěťového děliče je porovnáván s vnitřním referenčním napětím L6390, jež je znázorněno na 3.4. Kondenzátor C6 a rezistor R13 tvoří časovou konstantu pro vnitřní obvod dead time. Odpory R8 a R7 nastavují zesílení neinvertujícího operačního zesilovače. Rezistory R3 a R5 slouží jako dělič pro vstupní napětí operačního zesilovače.

$$U_{GS} > U_{TO} \quad (3.14)$$

$$U_{DS} > U_{GS} - U_{TO} \quad (3.15)$$

### 3.4 Měření teploty, napětí sítě a obvody ochran

Pin SD/OD obvodu L6390 slouží k okamžitému vypnutí spínání tranzistorů, tedy tzv. nouzovému zastavení. Obvod L6390 spouští vnitřní ochrany v případě přetížení tranzistorů půl můstku, nadproudu nebo překročení kritické teploty obvodu. Kromě těchto ochran obsahuje výkonová část i další ochranné obvody: proti přepětí, přehřátí výkonových MOSFET tranzistorů.



Obrázek 3.6: Obvody ochran

Vstupní napětí je měřeno na napěťovém děliči R52, R55, R58 a R61. Rozdělení do tří rezistorů je z důvodu snížení namáhání SMD rezistorů. Tento dělič má napěťový přenos následující rovnice.

$$G_{vbus} = \frac{R61}{R52 + R55 + R58 + R92} = 7,67 \cdot 10^{-3}[-] \quad (3.16)$$

$G_{vbus}$  je přenos děliče.

Maximální rozsah měřeného napětí je dán rozsahem A/D převodníku mikroprocesoru, kterým lze měřit napětí do velikosti 3.3V. Tedy maximální měřitelné napětí je dáno (3.17).

$$V_{bus} = \frac{3.3}{G_{vbus}} = 430V \quad (3.17)$$

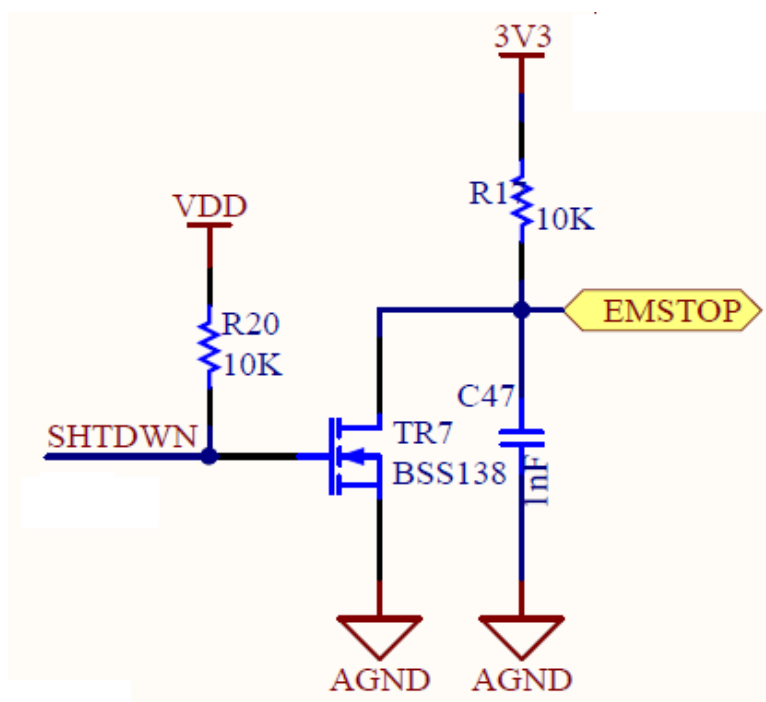
$V_{bus}$  je napětí na plném můstku. Pro potlačení vysokých kmitočtů je zde dolní propust, kterou tvoří kondenzátor C50 a výstupní odpor děliče. Zlomový kmitočet podle níže zmíněné rovnice.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C50 \cdot (R92 || R58 + R55 + R52)} = 4.2kHz \quad (3.18)$$

$f_0$  je zlomový kmitočet dolní propusti.

Z důvodu nutnosti včasného vypnutí obvodu při stavu nouze je výstup děliče připojen také na komparátor. Ten porovnává hodnotu s maximální nastavenou hodnotou nezávisle na mikrokontroléru. V případě překročení napětí je spuštěn signál nouzového vypnutí EMSTOP. Tento signál slouží k vypnutí výkonových MOSFETů a jejich budičů. Stav signálu EMSTOP je přiveden i na mikrokontrolér.

Druhým komparátorem je hlídána teplota chladiče MOSFET tranzistorů, které při překročení teploty spustí signál nouzového vypnutí, stejně jako v případě přepětové ochrany. Teplotu také snímá mikrokontrolér pomocí odporového čidla a v případě překročení mezní hodnoty se zapne ventilátor.



Obrázek 3.7: Obvody ochran ovládání z MCU

Signál nouzového vypnutí lze také spustit pomocí přímého vstupu od řídicího mikrokontroléru. Jeho použití se popisuje v kapitole Algoritmus výkonové části.

### 3.5 Napájecí zdroj řídicích obvodů

Z důvodu nutnosti několika napájecích napětí pro digitální řídicí část je nutné doplnit napájecí zdroj vhodný pro tento typ aplikace. Zde je nutné zahrnout i zapojení zemí, neboť některé jsou galvanicky oddělené a jiné jsou přímo spojené se vstupním napětím.

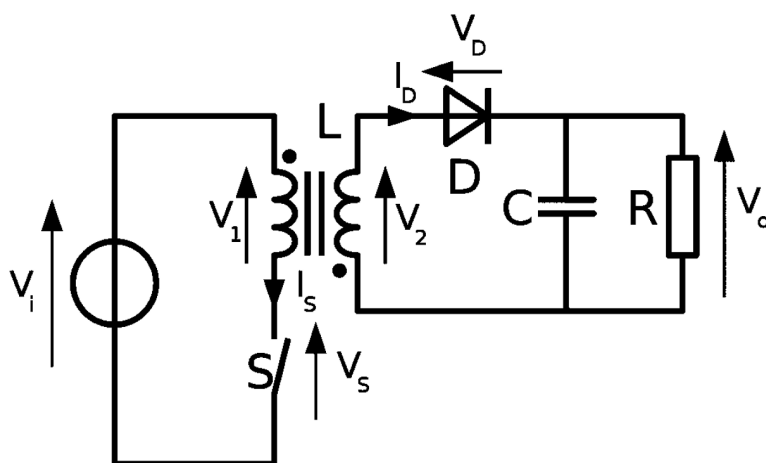
V současné době se využívají dva přístupy k realizaci napájecího napětí pro digitální techniku.

Prvním je zdroj se síťovým transformátorem, který je však prostorově a finančně náročný.

Druhým přístupem je dnes velmi rozšířené použití spínaných zdrojů. Tyto zdroje jsou malé, vykazují vysokou účinnost a jejich návrh je snadný pro rozličná výstupní napětí.

Napájecí zdroj je realizován druhou metodou, tedy návrhem spínaného zdroje. Pro výkonovou část je potřebné napájecí napětí +15V a +3.3V. Z důvodu nutnosti navržení precizní izolace je použit komerčně prodáváný transformátor a pro napájecí napětí 3.3V je použit lineární regulátor.

Parametry pro realizaci spínaného zdroje jsou vstupní napětí AC 230 V resp. DC 325 V a výstupní napětí 15 V DC, proto je vybrána topologie flyback, jejíž základní schéma se nalézá na 3.8. Tato topologie se často využívá ve spotřební elektronice kvůli své ceně a jednoduchosti návrhu. Výstupní napětí zapojení je



Obrázek 3.8: Topologie zapojení Flyback

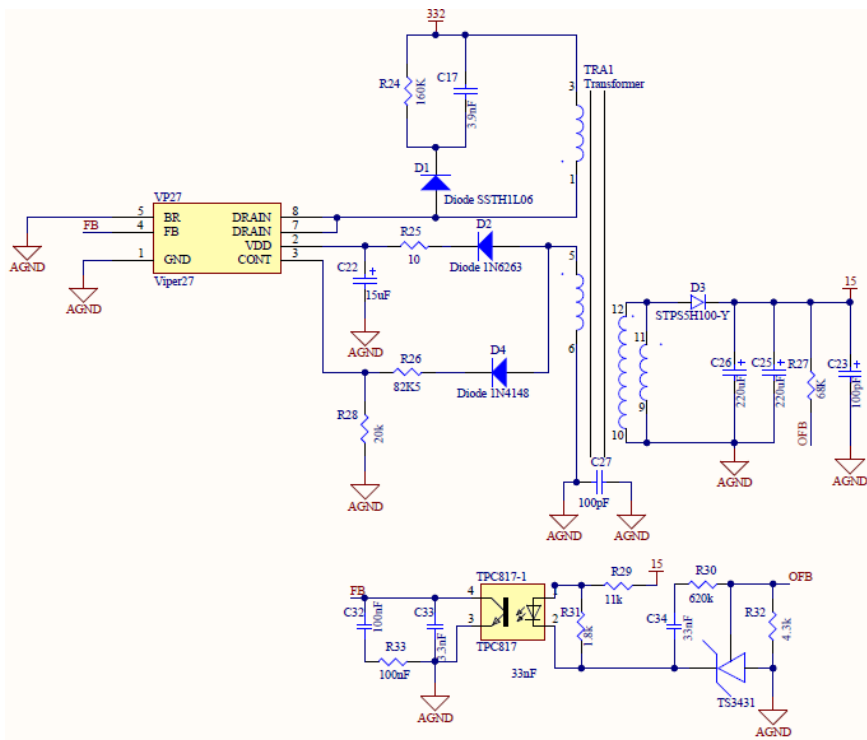
dáno rovnicí (3.19).  $D$  je střída spínání spínače  $S$ , dále  $n$  je poměrem vynutí mezi primární a sekundární stranou. [20]

$$U_O = U_I \cdot \frac{D}{n \cdot (1 - D)} \quad (3.19)$$

Pro realizaci tohoto zapojení je vybrán integrovaný obvod společnosti STMicroelectronics VIPE27LN. Vnitřní zapojení na obrázku 3.9 zobrazuje základní funkční







Obrázek 3.10: eDesignSuite

menším než  $-200\text{mV}$  se jedná o logickou nulu. Pokud je rozdíl napětí na vodičích větší než  $+200\text{mV}$  jedná se o logickou jedničku. Přestože pracujeme s rozdílovým napětím, je třeba vést i zem, neboť na jiných místech mohou být výrazně rozdílné potenciály. [19]

## CAN

Často se využívá v automobilovém průmyslu. Obsahuje dva spoje CANH a CANL. V případě nečinnosti se sběrnice nachází v tzv. recisitním stavu. Signály v klidovém stavu jsou stejné,  $2.5\text{V}$ , pro vyšší rychlost. Dominantní stav vyšší rychlosti (ISO 11898) na vodiči CAN-H je  $3.5\text{V}$ , na CAN-L  $1.5\text{V}$ , vzniká rozdílové napětí  $2\text{V}$ . Pro nižší rychlosti platí standard ISO 11519, ve kterém je na pinu CAN-H  $1.75\text{V}$  v recistním stavu a  $4\text{V}$  v dominantním stavu. Napěťová úroveň CAN-L je  $3.25\text{V}$  v recisitním stavu a  $1\text{V}$  v dominantním. V případě pomalejšího standardu není vyžadováno zakončení přesnou impedancí, jelikož při této rychlosti nevznikají odrazy. Dle standardů je maximální počet připojených zařízení na jedné sběrnici CAN 2032. V případě této sběrnice rozlišujeme dva standardy: CAN v 2.0A, který využívá 11 bitovou identifikaci, Extended CAN v 2.0B, který pro indentifikaci zařízení používá 29 bitů. [9]

## Ethernet, MII a RMII

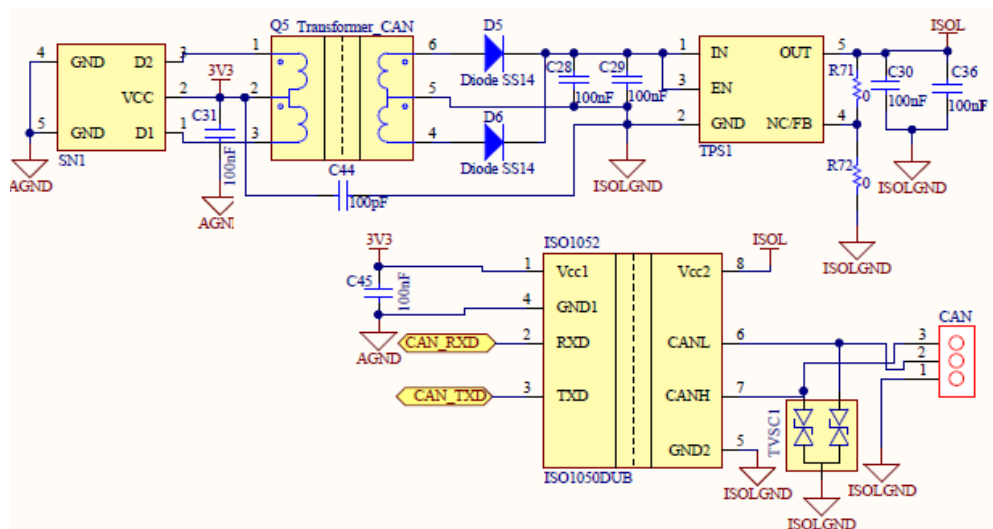
V dnešní době se jedná o velmi rozšířenou variantu, neboť ji lze připojit i do rozsáhlých sítí a ovládat tak dané zařízení takřka z jakékoliv části budovy, případně i mimo ni. Podle provedení lze ethernet rozdělit do dvou skupin. Rozhraní nezávislé na médiu - MMI z angl. media-independent interface, která využívá 4 kabely pro přenos dat a je zde použita přenosová frekvence  $25\text{MHz}$ . Druhým standardem je RMII - redukováná MII. Zvýšením používané frekvence na  $50\text{MHz}$  je docíleno redukce datových kabelů na 2, dále pak je spojen hodinový signál čtení a zápisu do jediného referenčního hodinového signálu. Těmito změnami se docílí redukce

potřebných kabelů na polovinu. [17]

Z důvodu odolnosti vůči rušení a jednoduché implementaci je zvoleno komunikační rozhraní CAN.

V celé výkonové části spojené s buzením Leonardova ústrojí jsou z důvodu jednoduchosti návrhu veškeré záporné póly obvodů spojeny se sítí. Tímto způsobem se zjednoduší návrh, protože v případě oddělení zemí je potřeba vyřešit oddělení budících signálů pro výkonové tranzistory, dále oddělení měření proudů a napětí. Je však nezbytné galvanicky oddělit ovládací rozhraní Leonardova ústrojí.

K izolaci rozhraní CAN je využit integrovaný obvod ISO1050 společnosti Texas Instruments. Jde o izolovaný CAN transceiver, který má výstup oddělený izolační bariérou do 5000  $V_{RMS}$ . Je použit s izolovaným napájecím napětím, které tvoří obvod SN6501 společnosti Texas Instruments, sloužící jako řídicí obvod zdroje izolovaného napětí, transformátor a obvod TPS76350. Před samotným výstupem na svorkovnici je umístěna TVS dioda ESDCAN05 od společnosti STMicroelectronics, která slouží jako ochrana před elektrostatickým výbojem. Zapojení komunikačního rozhraní CAN vidíme na obrázku 3.11. [10]



Obrázek 3.11: Schéma zapojení komunikačního rozhraní - CAN

### 3.7 Řídicí obvod buzení Leonardova ústrojí

Řídicími obvody bývají FPGA nebo mikrokontroléry. Pro tuto aplikaci je vybrán mikrokontrolér, z důvodu jeho ceny a menší náročnosti při vývoji řídicí aplikace.

Mikrokontroléry nejčastěji dělíme podle uspořádání paměti nebo instrukční sady.

#### Architektura dle uspořádání paměti

- **Harvardská** vyznačuje se oddělenou pamětí programu od paměti dat. Oproti Von Neumanově umožňuje větší adresovatelný prostor při stejné šířce sběrnice

- **Von Neumanova** obsahuje fyzicky společnou paměť pro program i data.
- **Modifikovaná Harvardská** je z důvodu zvýšení rychlosti přístupu k datům modifikována. Fyzické rozdělení paměti pro program a data zůstalo, avšak obě paměti jsou adresovány ze společné sběrnice.

### Architektura dle instrukční sady

- **Redukovaná instrukční sada - RISC** z angl. Reduced Instruction Set Computation. Mikrokontroléry této architektury mají redukovanou instrukční sadu, která je založena na fyzickém uspořádání. Z tohoto důvodu se oproti mikrokontrolérům s úplnou instrukční sadou staly výrazně rychlejšími. Většinou ale jsou výrazně omezeny velikostí paměti.
- **Úplná instrukční sada - CISC** z ang. Complete Instruction Set Computation. Tato architektura se vyznačuje úplnou instrukční sadou, každá instrukce se realizuje formou mikroprogramu.

Pro řízení buzení Leonardova ústrojí je zvolen mikrokontrolér STM32F302R8 s jádrem ARM Cortex M4 od výrobce STMicroelectronics.

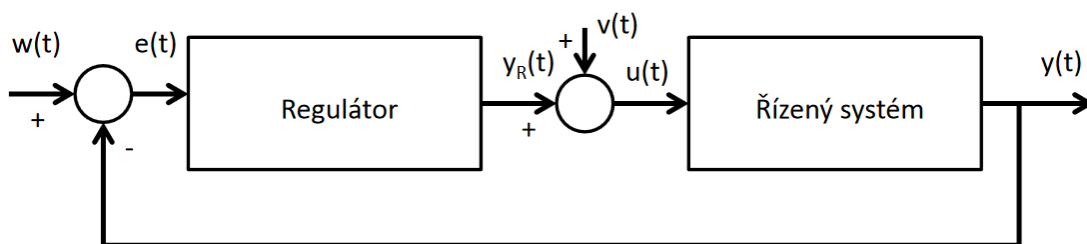
Mikrokontrolér obsahuje 64kByte FLASH paměti, 16 kByte SRAM. Dále je vybaven 12 bitovým ADC a pro řízení plného můstku pokročilými časovači, se třemi komplementárními kanály s PWM modulací, včetně možného nastavení generátoru deadtime, ochrana před současným otevřením horního a spodního tranzistoru jednoho z polovičních můstků, a vstupem emergency stop výkonové části.[15]

## 4. Řízení a regulace Leonardova soustrojí

Řízení systému je činnost, při které se vyhodnocují a zpracovávají informace o řízeném systému a je působeno na řízený systém tak, aby se dosáhlo požadovaného cíle.

Řízení se dělí na regulaci a ovládání. Ovládáním se rozumí přímé řízení bez zpětné vazby. Regulace je řízení se zpětnou vazbou, která udržuje regulovanou veličinu na stanovené hodnotě.

Pro tuto práci je vybráno řešení řízení pomocí regulace, která se stará o udržování uživatelem nastaveného momentu, případně rychlosti otáček rotoru. Obecné schéma soustavy, tedy regulátoru a řízeného systému, je na obrázku 4.1.  $w(t)$  je řídicí veličina,  $e(t)$  regulační odchylka,  $y_R(t)$  akční veličina,  $v(t)$  poruchová veličina,  $u(t)$  řídicí veličina a  $y(t)$  regulovaná veličina. [7]



Obrázek 4.1: Řízení se zpětnou vazbou[7]

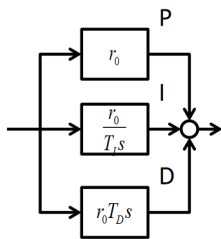
Regulátory se mohou dělit podle typu vstupních a výstupních signálů.

- **Spojité regulace**- signál se mění spojitě, lze dosáhnout vysoké kvality regulace. Nevýhodou je větší spotřeba a cena.
- **Nespojitá regulace**- závislost výstupního signálu na vstupním není spojitá. Tyto regulátory bývají používány pro spínání větších výkonů.
- **Regulace na konstantní hodnotu**- jedná se o velmi často používaný typ regulace. Má zajistit, aby požadovaná veličina (např. teplota, tlak, vlhkost) byla udržována na konstantní hodnotě.
- **Programová regulace**- regulovaná veličina je měněna podle předepsané funkce závislé na času.
- **Vlečná regulace**- řídicí veličina se mění v závislosti na jiné fyzikální veličině, než je čas.
- **Adaptibilní regulace**- využívá se, pokud se mění dynamické nebo statické vlastnosti regulované soustavy v čase.

- **Víceparametrová regulace**- má více regulovaných i akčních veličin a více akčních prvků. Je nutné zde řešit křížové procesy. Jedná se o komplexnější typ regulace.
- **Rozvětvená regulace** regulátor má několik vstupních a výstupních signálů. Může tak sloužit k udržování konstantní teploty i vlhkosti, a to pomocí klimatizace, topení, případně změnou žaluzií, ventilace.

## 4.1 PID regulace

Pro implementaci do řídicí jednotky je využito velmi rozšířeného algoritmu spojitého PID regulátoru. Výhodou je jeho jednoduchost a relativně snadná implementace. Nevýhodou tohoto řešení je konečné ladění konstant, které je nutno dopočítat a následně na reálném systému při aplikaci provést korekce těchto hodnot. Na obrázku 4.2 vidíme typické zapojení PID regulátoru, který se skládá z proporcionálního, integračního a derivačního členu. Paralelního zapojení se využívá z důvodu jednoduchosti, neboť se takto jednotlivé členy vzájemně neovlivňují. [7]



Obrázek 4.2:  
PID regulátor

- **P-Proporcionální složka**

- Pracuje s trvalou regulační odchylkou, tedy akční veličina je přímo úměrná regulační odchylce a ustálí se na konečné hodnotě  $h(\infty) = \frac{b_0}{a_0}$ .

- **I-Integrační složka**

- Akční veličina je přímo úměrná integrálu regulační odchylky  $h(\infty)$ , která se neustálí neboť ustáleným stavem je konstantní rychlost zrychlení.

- **D- Derivační složka**

- Akční veličina je přímo úměrná derivaci regulační odchylky  $h(\infty) = 0$  tj. v nekonečnu se ustálí na nulové hodnotě.

Pro výpočet konstant regulátoru se nejdříve popíše řízená soustava. Existuje několik způsobů popisu.

- **Vnější popis soustavy**

- Diferenciální rovnice.
- Přejchodovou funkce a přechodová charakteristika.
- Impulzní funkce a impulzní charakteristika.

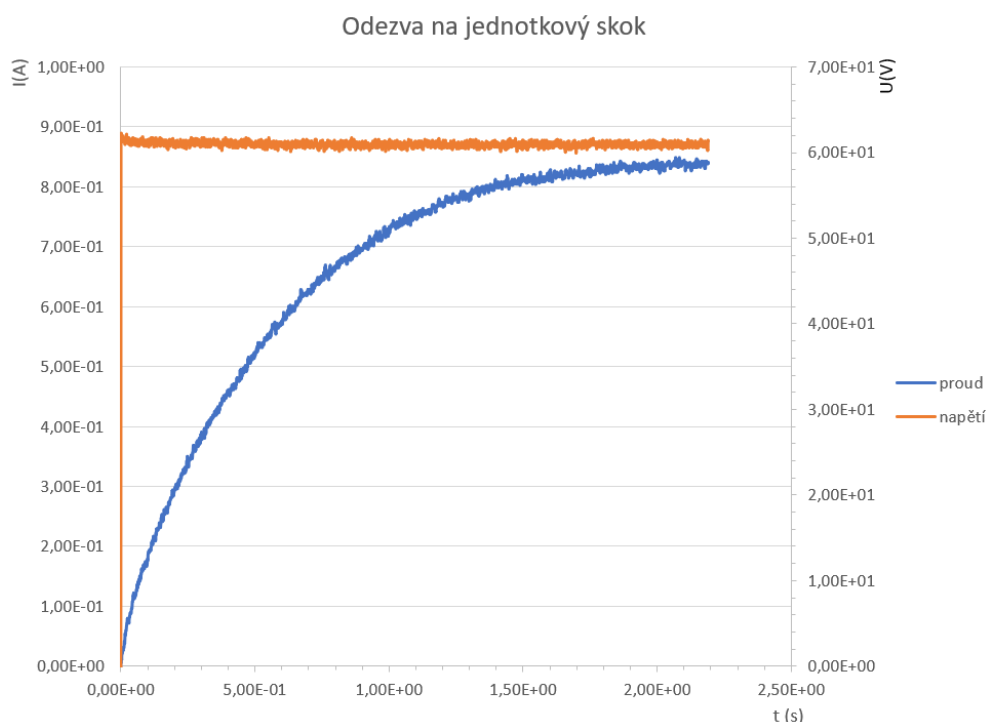
- **Vnitřní popis soustavy**

- Přenosová matice.
- Stavové rovnice.

Z důvodu fyzického měření soustavy je zvolena přechodová funkce, jde o odezvu na jednotkový skok.

### 4.1.1 Odezva na jednotkový skok

Pro účely výpočtu konstant regulátoru je změřena odezva na jednotkový skok. Na cizí buzení Leonardova soustrojí je přiveden jednotkový skok a je změřena odezva systému. Na obrázku 4.3 vidíme záznam z osciloskopu při měření. Kde kanál 1 (žlutá linka) je vstupní signál a kanál 2 (modrá linka) je odezva cizího buzení. Z výsledku měření je patrné, že se jedná o soustavu prvního řádu, kterou lze popsat exponenciální funkcí.



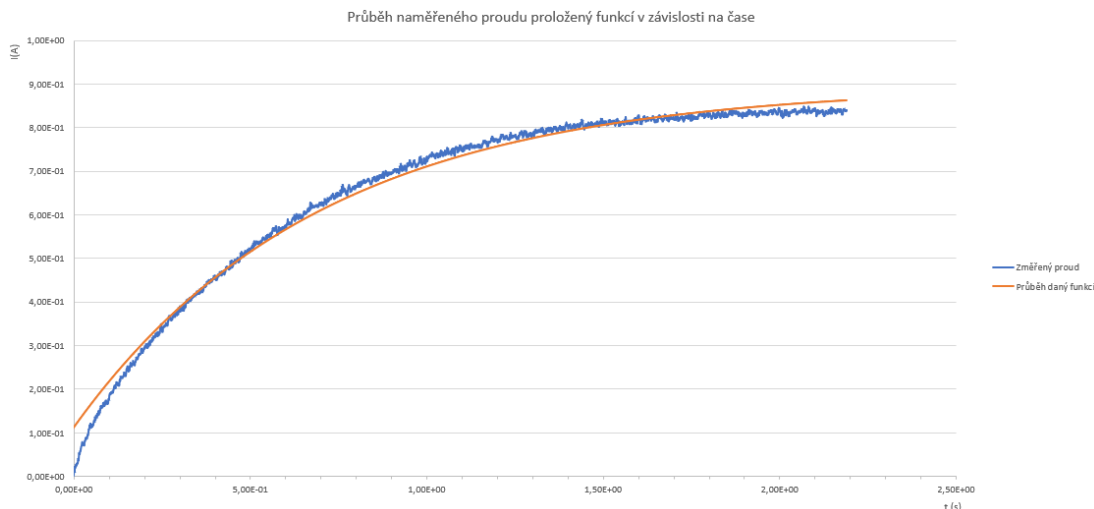
Obrázek 4.3: Odezva na jednotkový skok

### 4.1.2 Výpočet konstant regulátoru

Prvním krokem je zpracování dat z osciloskopu, která byla stažena ve formátu .csv. Pro přesný odhad analytického tvaru funkce je možno využít několik metod, Newton–Raphsonovu metodu nebo tzv. fitovat danou funkci, například využitím metody nejmenších čtverců. Pro zpřesnění daného výsledku je použito nástroje společnosti Plotly, jehož základní verze je k dispozici zdarma na stránkách společnosti [www.plot.ly](http://www.plot.ly). Odezva systému je proložena funkcí ve tvaru 4.1 [7]

$$\omega(t) = 0.86 - 0.82e^{-1.79t} \quad (4.1)$$

Na obrázku 4.4 je vidět proložení danou funkcí v online nástroji společnosti Plotly.



Obrázek 4.4: Plotly

Z této funkce lze již získat přechodovou charakteristiku. Z dané funkce  $\omega(t)$  se pomocí Laplaceovi transformace z časové do frekvenční oblasti získá Laplaceův obraz přechodové charakteristiky 4.2.

$$W(s) = \mathcal{L}\{\omega(t)\} = \frac{0.861428}{s} - \frac{0.820473}{s + 1.79657} \quad (4.2)$$

Následně se přejde k obrazu přenosové funkce 4.3.

$$H(s) = W(s) \cdot s = \frac{0.040955s + 1.54762}{s + 1.79657} \quad (4.3)$$

Poté jsou počítány konstanty regulátoru pouze pro proporcionalní a integrační složku. Použití derivační složky není pro tuto aplikaci nezbytně nutné vzhledem k časové konstatně celého systému. Vyřazení derivační složky vede na jednodušší algoritmus, neboť derivační složku je třeba ošetřit vstupním filtrem, který odstraňuje šum a signály vyšších kmitočtů - ochrana před zahlcením derivační složky.

Existuje mnoho metod výpočtu konstant regulátorů, pro tento případ je zvolena metoda optimálního modulu. Jedná se o metodu uzavřené smyčky spočívající v rozboru koeficientů z přenosové funkce. Metoda vychází z předpokladu, že v ideální případě by měl být přenos řízení uzavřené regulační smyčky obvodu  $H_\omega(s) = 1$ . Metoda vede na soustavu podmínek, ze kterých získáme koeficienty regulátoru. [7] Přenos soustavy bez regulátoru ukazuje rovnice (4.4).

$$H_s(s) = \frac{0.040955s + 1.54762}{s + 1.79657} \quad (4.4)$$

Návrh regulátoru vidíme v rovnici 4.5.

$$H_r(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} \quad (4.5)$$



Výsledný přenos soustavy zobrazuje (4.6).

$$H_{rs}(s) = \frac{H_s(s) \cdot H_r(s)}{1 + H_s(s) \cdot H_r(s)} = \frac{r_0 s^2 + s(37.7883r_0 + r_{-1}) + 37.7883r_{-1}}{s^2(24.4171 + r_0) + s(43.867 + 37.7883r_0) + 37.7883r_{-1}} \quad (4.6)$$

Řešení rovnic (4.7) pro získání konstant  $r_0$  a  $r_{-1}$ .

$$B_{m-1} = b_{m-1}^2 - 2b_{m-2} \cdot b_m A_{m-1} = a_{m-1}^2 - 2a_{m-2} \cdot a_m \quad (4.7)$$

Pro nezávislost přenosu na kmitočtu by měl být stupeň polynomu čitatele i jmenovatele stejný (4.8).

$$\frac{B_{m-1}}{A_{m-1}} = \frac{B_m}{A_m} \quad (4.8)$$

V praxi se tohoto nedá dosáhnout, z toho důvodu je dostatečnou podmínkou monotónnost průběhu funkce (4.9).

$$\frac{B_0}{A_0} \geq \frac{B_k}{A_k} \quad (4.9)$$

Výpočtem metody optimálního modulu se nepodařilo dosáhnout uspokojivého výsledku, neboť výsledné konstanty nabývaly záporných hodnot a obvod byl nestabilní. Z toho důvodu je přistoupeno k použití druhé metody seřízení regulátoru podle Naslima. Tato metoda výpočtu je založena na charakteristické rovnici uzaveného regulačního obvodu (4.10). [7]

$$a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (4.10)$$

Pro charakteristickou rovnici platí (4.11).

$$a_i^2 \geq \alpha \cdot a_{i-1} \cdot a_{i+1} \quad (4.11)$$

$\alpha$  je dána tabulkovými hodnotami a určuje maximální možný procentuální překmit výstupu. Pro maximální překmit 1% je hodnota  $\alpha = 2.4$ . Po provedení výpočtů metodou seřízení regulátoru podle Naslima jsou vypočteny hodnoty konstant  $r_0 = 1$  a  $r_{-1} = 0.5$ .

Výsledný přenos řízeného systému společně s regulátorem je (4.12).

$$H_{rs}(s) = \frac{s^2 + 38.2883s + 18.89415}{25.4171s^2 + 81.6553s + 18.89415} \quad (4.12)$$

### 4.1.3 Stabilita regulované soustavy

Pro zjištění stability se využívá několika metod.

- **Algebraické metody**

Přímý výpočet vlastní čísel matice  $A$  řešením rovnice (4.13).

$$\det(A - \lambda \cdot I) = 0 \quad (4.13)$$

Přímý výpočet kořenů charakteristického polynomu (4.14).

$$H(s) = \frac{M(s)}{N(s)} \quad (4.14)$$

- **Metody založené na analýze charakteristického polynomu bez výpočtu kořenů**

Routhovo kritérium.

Hurwitzovo kritérium.

- **Kmitočtové metody**

Nyquistovo kritérium.

Z důvodu jednoduchosti charakteristického polynomu je zvolena metoda výpočtu využívající znalosti nul a pólů. Pro tento charakteristický polynom vyšly hodnoty pólů a nul.

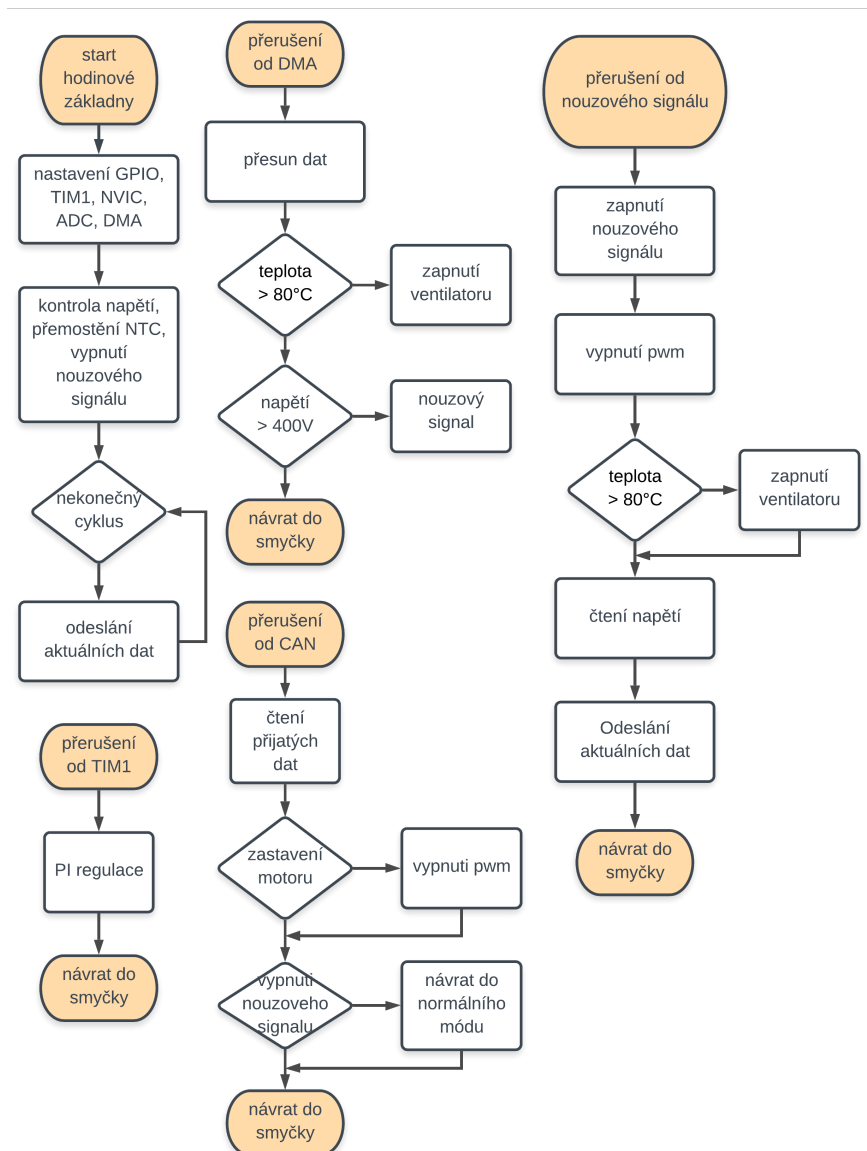
$$p_1 = -2.9616, p_2 = -0.2510, n_1 = -37.7883, n_2 = -0.5$$

Póly jsou v záporné polorovině a z toho důvodu se systém nalézá ve stabilním stavu. Stabilita systému je ověřena v programu Matlab.

# 5. Algoritmus výkonové části

V předchozích kapitolách je popsáno elektrické zapojení obvodů. Tato kapitola popisuje algoritmus řízení a regulace celé soustavy.

## 5.1 Řízení toků dat v systému



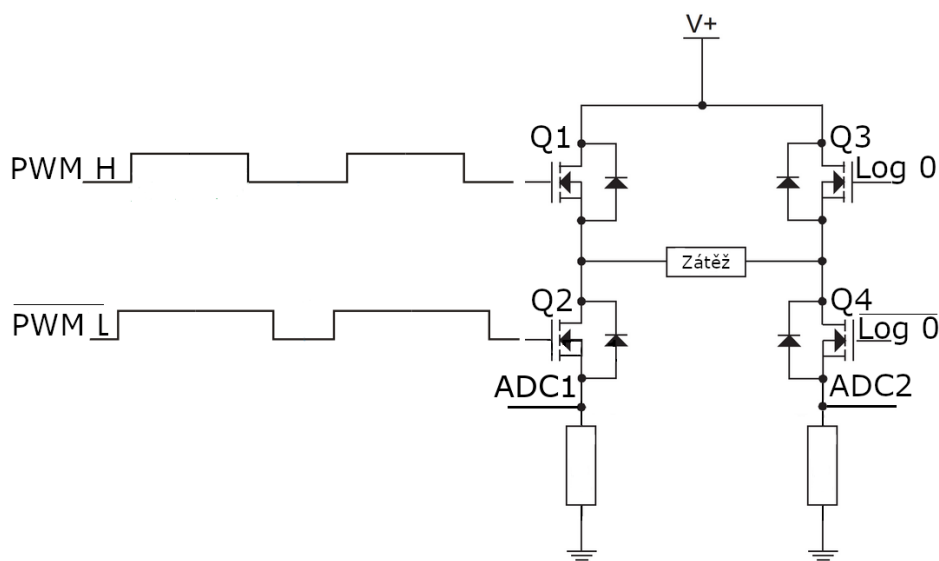
Obrázek 5.1: Vývojový diagram

Nastavení čítače a časovače jedna je provedeno v komplementárním módu pro centrovanou pulsně šířkovou modulaci, poskytuje řídicí signál pro analogově digitální převodník, tak aby došlo ke vzorkování pouze po náběžné hraně. Aby byl přenos dat co nejrychlejší, je použit přímý přístup do paměti DMA z angl. Direct Memory Access, kdy data neprocházejí skrze aritmeticko logickou jednotku,

ale jsou přímo přenášena mezi operační paměti a vstupně výstupními zařízeními. Následně se nastaví CAN komunikace, která má přiřazeno přerušení pro příchozí data, tak aby zařízení reagovalo neprodleně po zásahu uživatele. Dále je zde přerušení od nouzového signálu, který může být vyvolán komparátory nebo budiči L6390, jak bylo popsáno výše. Tento signál způsobí přerušení, ve kterém je signál nastaven, aby nedošlo k rozkmitání. Dále se vypne pulsně šířková modulace a obvod čeká na vstup a vyhodnocení uživatelem, který tuto událost musí zkontrolovat.

## 5.2 Měření proudů, komplementární spínání

Snímání proudů se provádí na bočnicích. Jedná se o cenově nejvýhodnější řešení, musí se však navrhnout jiný software, než se používá u konvenčních řešení. V praxi se dále k měření proudů využívají senzory např. výrobce LEM, které jsou založeny na Hallově jevu, nebo proudové transformátory. Pro spínání plného můstku je použit čítač a časovač jedna, který má k dispozici pokročilé funkce, mezi něž patří komplementární řízení a nastavení deadtime.



Obrázek 5.2: Řídící signály plného můstku

Pro spínání části polovičního můstku se používá komplementární signál, jak je patrné z 5.2, tento signál je přiveden na tranzistory Q1 a Q2, je opatřen tzv. deadtime, aby nedošlo k sepnutí horního a spodního tranzistoru zároveň. Řídící pin dolního tranzistoru obvodu L6390 je invertovaný, z toho důvodu jsou na oba tranzistory Q3 a Q4 přivedeny logické nuly. Pro tento případ bude proud procházet přes tranzistory Q1 a Q4, kde Q4 je po celou dobu otevřený, ale Q1 a Q2 jsou komplementárně spínány, neboť horní tranzistor ke svému sepnutí potřebuje nabít tzv. bootstrap kondenzátor. Jednou z možností je nabít tento kondenzátor

pouze vypnutím a zapnutím tranzistoru Q1, ale vzhledem k velikosti odporu zátěže může být časová konstanta natolik velká, že se nepodaří dobít kondenzátor a dojde k chybě při spínání tranzistoru Q1. Pro tento směr toku proudí jeho velikost snímána pinem ADC2, neboť na tomto pinu je po celou dobu spojitý průběh proudu. Analogově digitální obvod je spouštěn signálem od čítače/časovače 1, přesně ve chvíli náběžné hrany, tímto způsobem se zpřesní vzorkování proudu, které je prováděno několikrát a následně průměrováno. V případě nutnosti otočit směr proudu zátěží jsou komplementárně spínány tranzistory Q3 a Q4, na tranzistory Q1 a Q2 jsou přivedeny logické nuly, stejně tak se v tu chvíli proud začne snímat pinem ADC1.

## 5.3 Implementace PID regulátoru

Na následujících řádcích se nalézá základní implementace PID regulátoru. V případě řízení Leonardova soustrojí je využito pouze složek P a I, tedy D zůstane nulová. Velikost kroku, v kódu jako PID\_StepSize, je potřebná pro výpočet derivační složky a obvykle se určuje pomocí nezávislého časovače, ze kterého je vyčtena aktuální hodnota.

```

double PID_P=0.5;
double PID_I=0.25;
double PID_D=0;
double PID_StepSize=0.0001;
double PID_integration=0;
double PID_last_y_t=0;

double PIDreg(double w_t, double y_t)
{
double Pcalc = w_t-y_t;

PID_integration +=Pcalc;
double Icalc = PID_integration;

double Dcalc = ((y_t-PID_last_y_t)/PID_StepSize);
PID_last_y_t=y_t;

float yr_t = (Pcalc*PID_P)+(Icalc*PID_I)+(Dcalc*PID_D);
return yr_t;
}

```

Následující kód je příkladem optimalizované implementace s knihovnou arm\_math. Je zde použit datový formát Q, jedná se o formát kde je specifikovaný počet zlomkových bitů, případně počet celých bitů. Například pro Q15 má 15 zlomkových bitů, Q1.14 je celočíselný 1 bit a 14 zlomkových. Tento formát je používán v aplikaci s jednotkami, které nemají plovoucí desetinnou čárku nebo vyžadují

konstantní rozlišení.

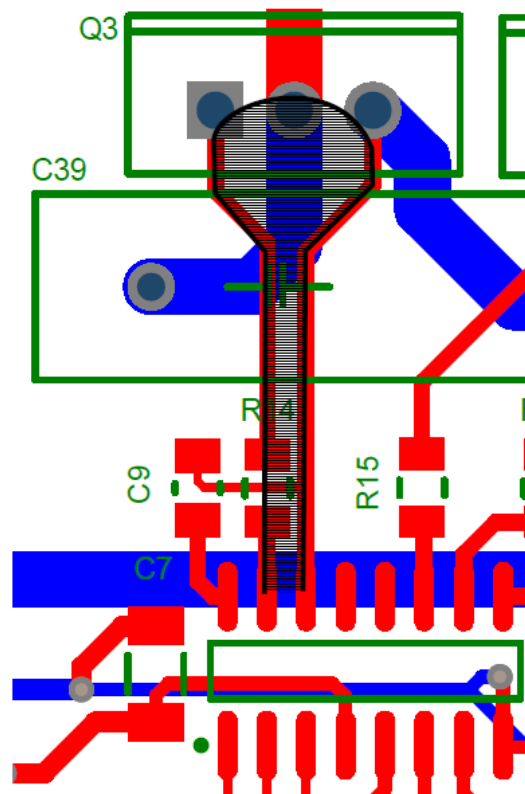
```
emph# emphdefine REGC_KP          0.500 f
emph# emphdefine REGC_KI          0.015 f
emph# emphdefine REGC_KD          0.000 f
arm_pid_instance_q15 RegC;
RegC.Kp = F32_TO_Q15(REGC_KP);
RegC.Ki = F32_TO_Q15(REGC_KI);
RegC.Kd = F32_TO_Q15(REGC_KD);
arm_pid_init_q15(&RegC, 1);
```

```
double PIDreg(double w_t, double y_t)
{
double Pcalc = w_t-y_t;
float yr_t = arm_pid_q15(&RegC, Pcalc);
return yr_t;
}
}
```

## 6. Návrh plošného spoje

Návrh schématu a plošného spoje je vytvořen v programu Altium Designer 17.0. Provedení desky je dvourstvé z materiálu FR4 o síle 1.6mm. Nejmenší vodiče mají tloušťku spoje 8mil, nejmenší prokovy 16 mil. Pro výrobu je zvolena základní třída přesnosti, neboť se nejedná o technologicky náročný návrh.

Během návrhu plošného spoje je třeba dbát na návrhová pravidla. V případě odrušovacího filtru je třeba dodržet co nejmenší vzdálenosti mezi součástkami, dále je třeba keramické filtrační kondenzátory umístit co nejbliž k integrovanému obvodu. Pro digitální techniku je vhodné zemění do rozlité plochy, které se však již nehodí pro výkonové spoje. Vhodné je také minimalizovat proudové smyčky, jak je znázorněno na obrázku-ref, tak aby se vytvářelo zbytečné rušení. [3]



Obrázek 6.1: Minimalizace proudové smyčky



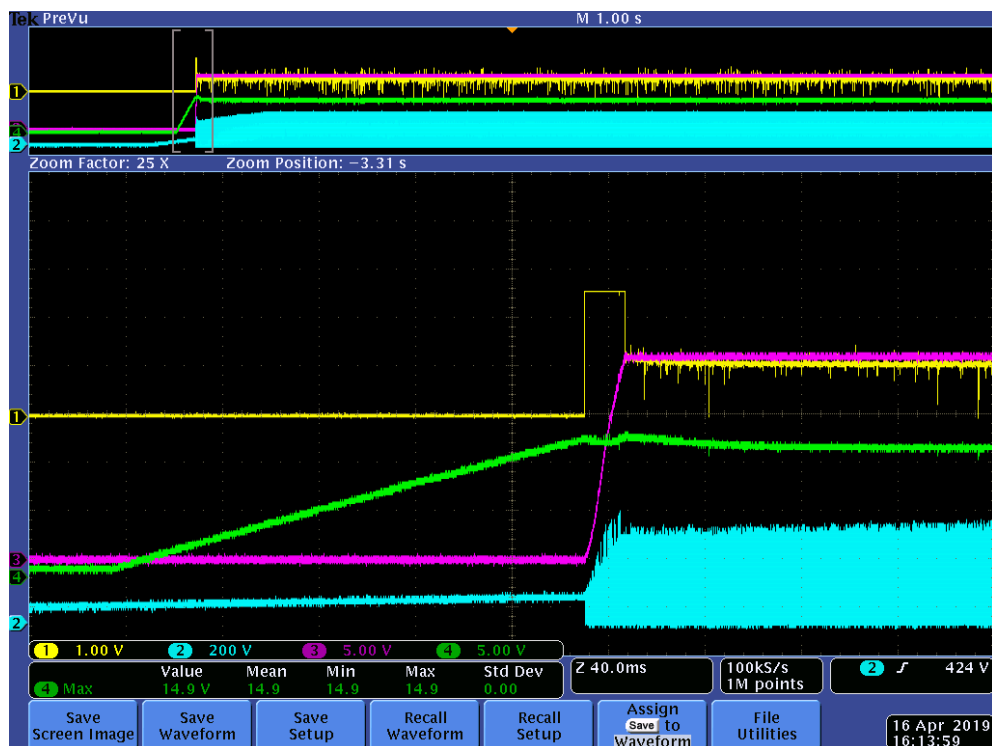


# 7. Oživení a testování výkonové části

Po navržení, výrobě plošného spoje a osazení je proveden test funkčnosti jednotlivých obvodových částí. Plošný spoj je ověřován postupně, tedy po osazení jedné části se provádí test a následně se osadí následující část.

## 7.1 Měření napájecího zdroje

První osazovanou částí je spínaný zdroj. Při kontrole této části se vyskytla chyba, velikost výstupních kondenzátorů způsobovala delší časovou konstantu, a proto nemohla včas zareagovat zpětná vazba, bylo nutné přepočítat odpory ve zpětné vazbě a tuto vazbu upravit. Bylo taktéž nutno zvětšit kapacitu napájecího spínaný zdroj. Po provedení těchto úprav je spínaný zdroj plně funkční a stabilní.



Obrázek 7.1: Měření spínaného zdroje

Na obrázku 7.1 je zobrazen na kanálu jedna (žlutá) průběh na zpětné vazbě, druhý kanál (modrá barva) zachycuje průběh napětí na drainu, třetí kanál (fialová) zobrazuje výstupní napájecí napětí spínaného zdroje a čtvrtý kanál (zelená) zachycuje průběh napětí na napájecím pinu integrovaného obvodu Viper27LN.

### 7.1.1 Naproudová ochrana

Při osazování plošného spoje je nadproudová ochrana navržena pro maximální proud 4A, tak aby se zachovala dostatečná rezerva a zamezilo se výpadkům vlivem šumu a náhodných překmitů. Odporovým děličem před proudovým komparátorem obvodu L6390 je navržen maximální proud tekoucí zátěží. Odporů R4 a R6 tvoří napěťový dělič a R12 tvoří bočník pro snímání proudu, dále  $V_{ref}$  je vnitřní napěťová reference, jejíž velikost je udávána výrobcem 540mV.

$$I_{max} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R4/R6}{R12}\right) \quad (7.1)$$

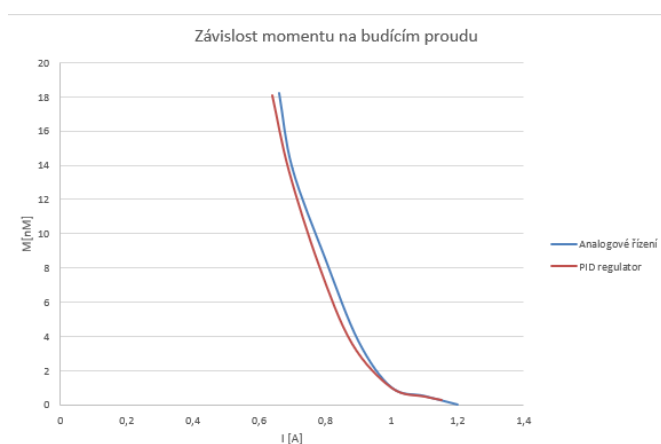
Podle vztahu (7.1) je nastavena hodnota odporů, R4 na  $1000\Omega$  a odporu R6 na  $1500\Omega$  pro maximální proud 1A.

## 7.2 CAN

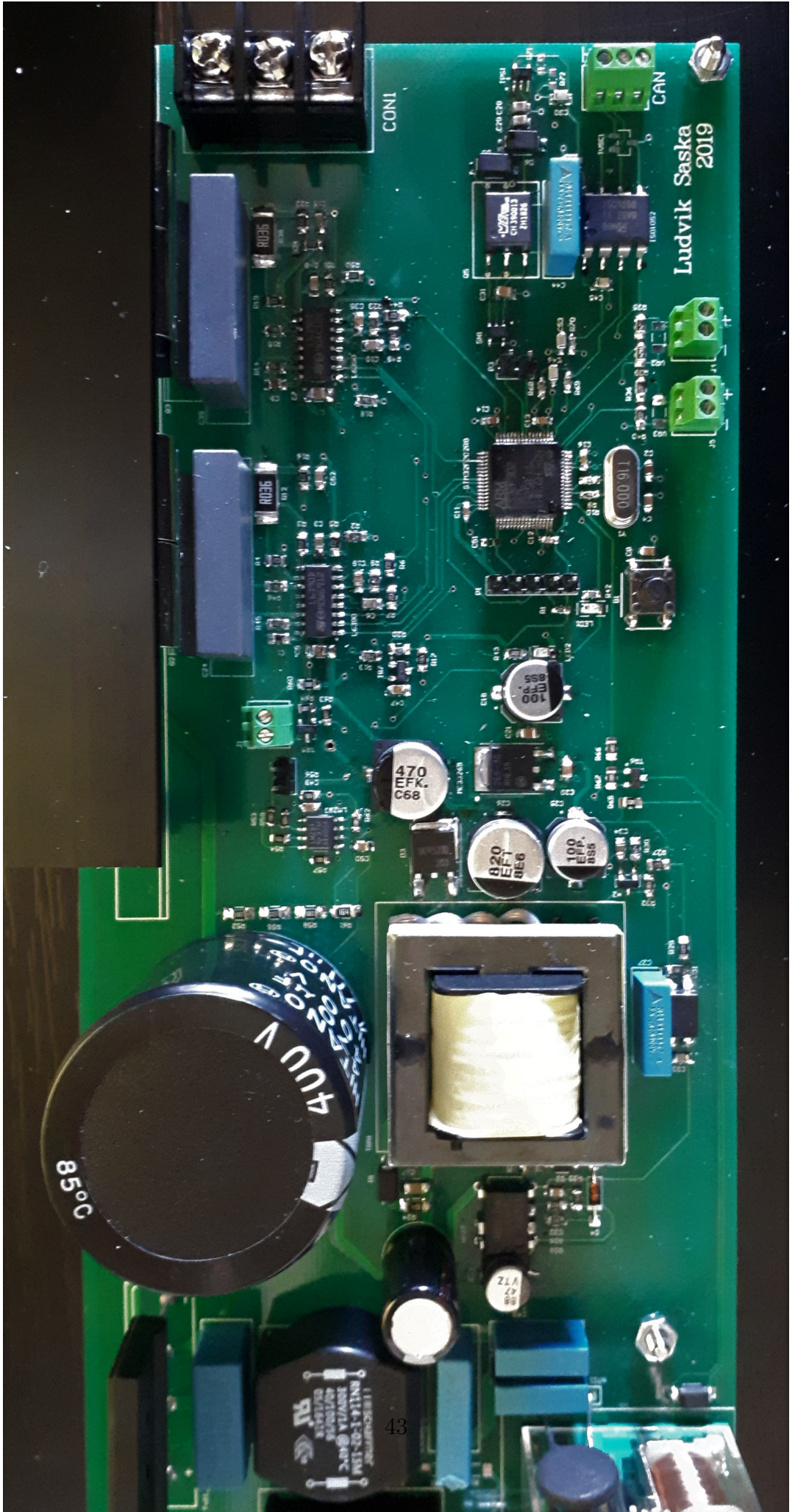
Po osazení je ověřena funkčnost izolovaného napětí, které odpovídá hodnotě 5V, následně je proveden test komunikace s logickým analyzárem Saleae.

## 7.3 Test výkonové části

Jako poslední je proveden test celé výkonové části připojené k Leonardovu ústrojí. Pro přesné nastavení PID regulátoru je provedeno proměření závislosti budicího proudu na momentu, stejné měření je následně provedeno s digitálním řízením. Buzení tachodynamu je nastaveno na konstantní hodnotu a je řízeno buzením dynama, které je prováděno při připojené zátěži. Pro měření z digitálním řízením byl nastaven TIMER2, který vždy po dvou sekundách zaznamenal dosažený moment a proud, nastavil následující krok. Měření probíhalo vždy od plně nabuzeného soustrojí a postupným odbuzováním je zvyšován moment ústrojí.



Obrázek 7.2: Závislost momentu na budícím proudu





## 8. Uživatelské rozhraní

Z hlediska průmyslové aplikace je třeba se zabývat optimálním uživatelským rozhraním. V průmyslu je zvykem kvůli prachu a dalším nečistotám využívat převážně klávesnicové panely, případně dotykové displeje. Dotykové displeje se vyrábí nejčastěji ve dvou verzích a to rezistivní nebo kapacitní. Kapacitní můžeme nalézt v dnešních mobilních telefonech nebo tabletech, tento způsob je uživatelsky přívětivý. V průmyslové aplikaci je toto řešení nevhodné, neboť funguje pouze v případě kontaktu s pokožkou nebo speciálními rukavicemi, které však již nejsou vhodné pro práci např. s chemikáliemi, při jejichž využívání uživatel musí používat různé ochranné pomůcky, například rukavice, které práci s displejem tohoto typu znemožňují. Z těchto důvodů je zvolena forma realizace rezistivního dotykového displeje na TFT LCD. Na vývojové desce je osazeno pro tento projekt mnoho nepotřebných součástek. Z toho důvodu není možné využít interní CAN a je nutné připojit externí integrovaný obvod. Je zvolen MC2515 který převádí CAN sběrnici na SPI. [22]

Pro realizaci je vybrán vývojový kit STM32F429I-DISCO 1 společnosti STMicroelectronics, který je osazen mikrokontrolérem s jádrem ARM Cortex M4 a TFT obrazovkou s rezistivním dotykovým rozhraním. [15]

Pro softwarový vývoj se může zvolit některá z knihoven, ať již nabízených společnostmi STMicroelectronics nebo volně dostupných.

### STemWin

Jedná se o knihovnu nabízenou zdarma společnostmi STMicroelectronics, přímo v programu STM32CubeMX je možné spustit vývojové prostředí a navrhnout základní rozložení konečné aplikace, jejíž funkce jsou vygenerovány a uživatel s nimi následně pracuje. [12]

### TouchGFX

Jde o pokročilé řešení, které je také od společnosti STMicroelectronics. Jedná se o framework, který zahrnuje návrhový program pro jednoduchý a rychlý návrh výsledné aplikace, kterou je možno přímo v tomto nástroji simulovat, avšak výsledný generovaný kód je v C++. [13]

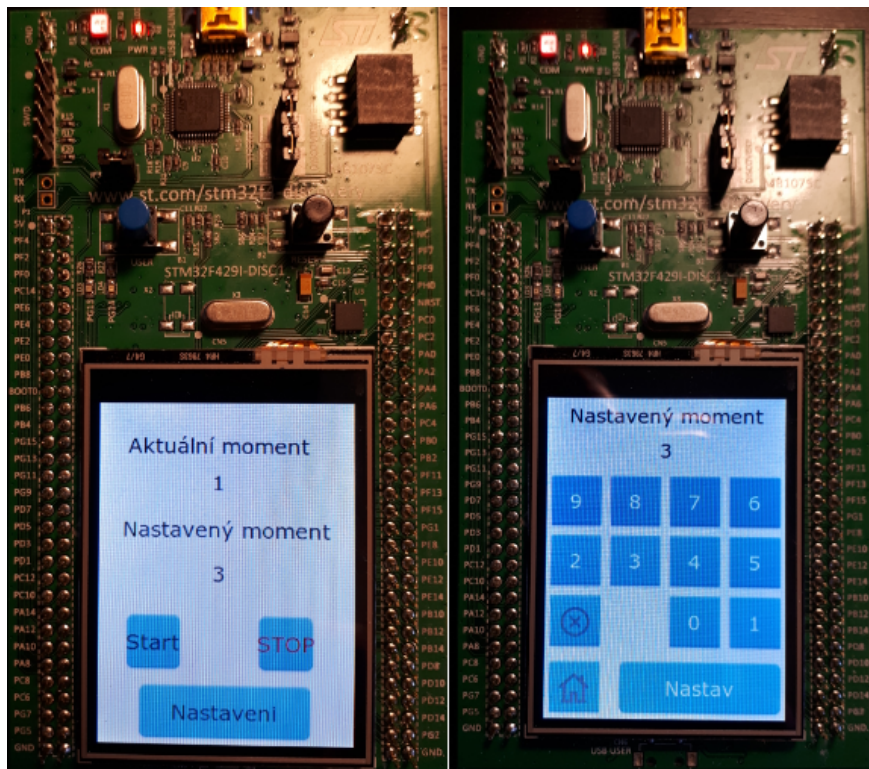
### LittlevGL

Jedná se o otevřený zdrojový kód poskytovaný zdarma pro celé zařízení, od mikrokontrolérů po Linux framebuffer. Výhodou tohoto řešení je otevřený kód, ve kterém lze nastavit vše, avšak je zde horší podpora. [14]

Je použito knihovny TouchGFX z důvodu možnosti provést komplexní a profesionální návrh. Při kompilaci však nastaly značné problémy, Keil uVision není schopen spojit kód vygenerovaný vývojovým prostředím TouchGFX a STM32-CubeMX, IAR Embedded Workbench je schopen kód zkompilovat, avšak jeho verze zdarma je omezena na 12Kb, které tato aplikace značně převyšuje. Následně při použití vývojového prostředí přímo od společnosti STMicroelectronics Atollic True Studio vyvstává více problémů, neboť si tento software nedokáže



poradit se stejným názvem v cestě s rozdílnou velikostí písmen. Tato cesta je přímou součástí knihovny, která je poskytována tímto výrobcem. Výsledný problém se vyřeší použitím SW4STM32, toto vývojové prostředí je vytvořeno otevřenou komunitou a zakládá se na vývojovém prostředí Eclipse. Po výsledném zkompileování je třeba vyřešit problém s dotykovým displejem, je třeba ručně přidat některé části knihovny BSP, po jejímž přidání již dotykový displej funguje bez problémů.



Obrázek 8.1: Uživatelské rozhraní

# Závěr

Je navrženo schéma výkonové části, vytvořena deska plošného spoje a softwarové řešení, které je otestováno. Při osazování plošného spoje jsou otestovány ochrany spínaného zdroje, následně ověřena nadproudová ochrana budícího obvodu L6390. Deska je plně funkční s dostatečnou výkonovou rezervou. Při testování se projevila velká časová konstanta budícího vinutí. Tato skutečnost znemožňuje rychle měnit moment soustrojí. Vhodným řešením je doplnění dalším plošným spojem pro řízení proudu kotvy soustrojí. Je navržen software pro ovládací část, která je postavena na vývojovém kitu. Dále je tento software otestován při komunikaci s výkonovou částí. Zvolená sběrnice CAN funguje v průmyslové aplikaci dobře, ale pokud by se vyráběl plošný spoj pro řízení proudu kotvy, je vhodné ji nahradit.





# Literatura

- [1] Erickson, R. W., Maksimović D., Fundamentals of power electronics. Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001, ISBN 978-0-306-48048-5.
- [2] Horowitz, P., Winfield H., The Art of Electronics. Cambridge: Cambridge University Press, 1989, ISBN 978-0-521-37095-0.
- [3] ZÁHLAVA, Vít., Návrh a konstrukce desek plošných spojů. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005. ISBN 80-01-03351-1.
- [4] Voženílek, P., Novotný V., Mindl P., Elektromechanické měniče: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2015, ISBN 978-80-01-04875-7.
- [5] Sixta J., Frekvenční měnič malého výkonu pro asynchronní motory: Bakalářská práce ČVUT, 2017.
- [6] Mařátko J., Elektronika: Praha: Idea servis, 2008, ISBN 978-80-85970-64-7.
- [7] Balátě, J., Automatické řízení: Praha: BEN - Technická literatura, 2004, ISBN 978-80-73-00148-3.
- [8] L6390 Datasheet [online]. 2019- [cit. 2019-02-09] Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6390.pdf>
- [9] Introduction to the Controller Area Network (CAN) [online]. 2019- [cit. 2019-04-14] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sloa101b/sloa101b.pdf>
- [10] ISO1050 Datasheet [online]. 2019- [cit. 2019-04-10] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso1050.pdf>
- [11] Reference Manuals STM32F302R8 [online]. 2019- [cit. 2019-02-06] Dostupné z: [https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference\\_manual/16/bf/04/cd/f6/25/44/a7/DM00094349.pdf/files/DM00094349.pdf/jcr:content/translations/en.DM00094349.pdf](https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/16/bf/04/cd/f6/25/44/a7/DM00094349.pdf/files/DM00094349.pdf/jcr:content/translations/en.DM00094349.pdf)
- [12] STemWin [online]. 2019- [cit. 2019-04-25] Dostupné z: [https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/54/c9/95/42/8c/0b/43/69/DM00089670.pdf/files/DM00089670.pdf/jcr:content/translations/en.DM00089670.pdf](https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/54/c9/95/42/8c/0b/43/69/DM00089670.pdf/files/DM00089670.pdf/jcr:content/translations/en.DM00089670.pdf)
- [13] TouchGFX [online]. 2019- [cit. 2019-04-25] Dostupné z: [https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/group0/74/21/86/42/af/d5/4f/58/DM00407777/files/DM00407777.pdf/jcr:content/translations/en.DM00407777.pdf](https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/group0/74/21/86/42/af/d5/4f/58/DM00407777/files/DM00407777.pdf/jcr:content/translations/en.DM00407777.pdf)
- [14] LittlevGL [online]. 2019- [cit. 2019-04-25] Dostupné z: <https://docs.littlevgl.com/>

- [15] STM32F429L-DISCO 1 Datasheet [online]. 2019- [cit. 2019-04-18] Dostupné z: [https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user\\_manual/6b/25/05/23/a9/45/4d/6a/DM00093903.pdf/files/DM00093903.pdf/jcr:content/translations/en.DM00093903.pdf](https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/6b/25/05/23/a9/45/4d/6a/DM00093903.pdf/files/DM00093903.pdf/jcr:content/translations/en.DM00093903.pdf)
- [16] Viper27LN- Datasheet [online]. 2019- [cit. 2019-03-14] Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/viper27.pdf>
- [17] RMIITMSpecification [online].2019-[cit.2019-03-14]Dostupné z: [http://ebook.pldworld.com/\\_eBook/-Telecommunications,Networks-/TCPIP/RMII/rmii\\_rev12.pdf](http://ebook.pldworld.com/_eBook/-Telecommunications,Networks-/TCPIP/RMII/rmii_rev12.pdf)
- [18] RS323 Technical Specification [online].2019-[cit.2019-03-14] Dostupné z: <https://www.omega.co.uk/techref/pdf/RS-232.pdf>
- [19] RS485 Technical Specification [online].2019-[cit.2019-03-14] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/s11a272c/s11a272c.pdf>
- [20] Krejčířík, A., Napájecí zdroje I. Praha: BEN, 1997, ISBN 80-86056-02-3.
- [21] KBU4J-E4/51 Datasheet [online].2019-[cit.2019-02-24] Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/88656/kbu4.pdf>
- [22] Převodník SPI/CAN [online].2019-[cit.2019-03-14] Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP2515-Stand-Alone-CAN-Controller-with-SPI-20001801J.pdf>
- [23] STF20NK50Z Datasheet [online].2019-[cit.2019-03-22] Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp20nk50z.pdf>

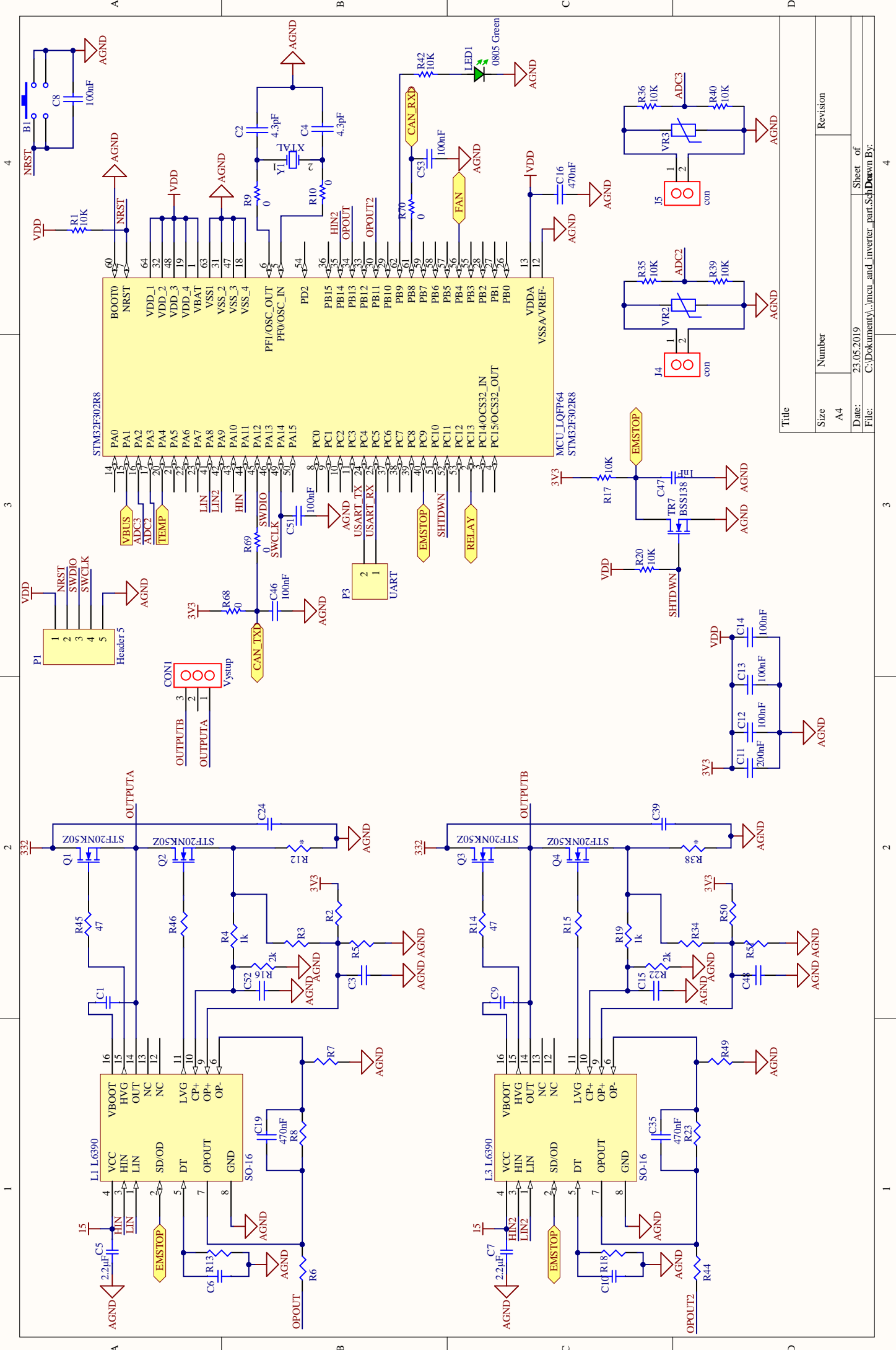
# Seznam obrázků

1	Blokové schéma . . . . .	3
1.1	Princip stejnosměrného stroje Zdroj:[4] . . . . .	5
1.2	Dynamo s cizím buzením Zdroj:[5] . . . . .	6
1.3	Motor s cizím buzením Zdroj:[4] . . . . .	7
1.4	Řízení rychlosti motoru s cizím buzením při konstantním proudu Zdroj: <a href="https://eluc.kr-olomoucky.cz/uploads/images/20182/Obr.1.png">https://eluc.kr-olomoucky.cz/uploads/images/20182/Obr.1.png</a> . . . . .	8
1.5	Leonardovo soustrojí Zdroj: <a href="https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/b/b0/WardLeonard.png">https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/b/b0/WardLeonard.png</a> . . . . .	9
2.1	Blokové schéma výkonové části . . . . .	11
3.1	Schéma vstupní části . . . . .	16
3.2	Porovnání výkonových prvků Zdroj: <a href="https://www.dataweek.co.za/articles/Dataweek%20-%20Published%20by%20Technews/k3391f.png">https://www.dataweek.co.za/articles/Dataweek%20-%20Published%20by%20Technews/k3391f.png</a> . . . . .	17
3.3	Závislost $R_{DS(on)}$ na teplotě Zdroj:[23] . . . . .	19
3.4	Vnitřní zapojení budiče L6390 Zdroj:[8] . . . . .	20
3.5	Zapojení půlmůstku s L6390 . . . . .	20
3.6	Obvody ochran . . . . .	22
3.7	Obvody ochran ovládání z MCU . . . . .	23
3.8	Topologie zapojení Flyback . . . . .	24
3.9	Viper27LN - vnitřní zapojení Zdroj: [16] . . . . .	25
3.10	eDesignSuite . . . . .	26
3.11	Schéma zapojení komunikačního rozhraní - CAN . . . . .	27
4.1	Řízení se zpětnou vazbou Zdroj:[7] . . . . .	29

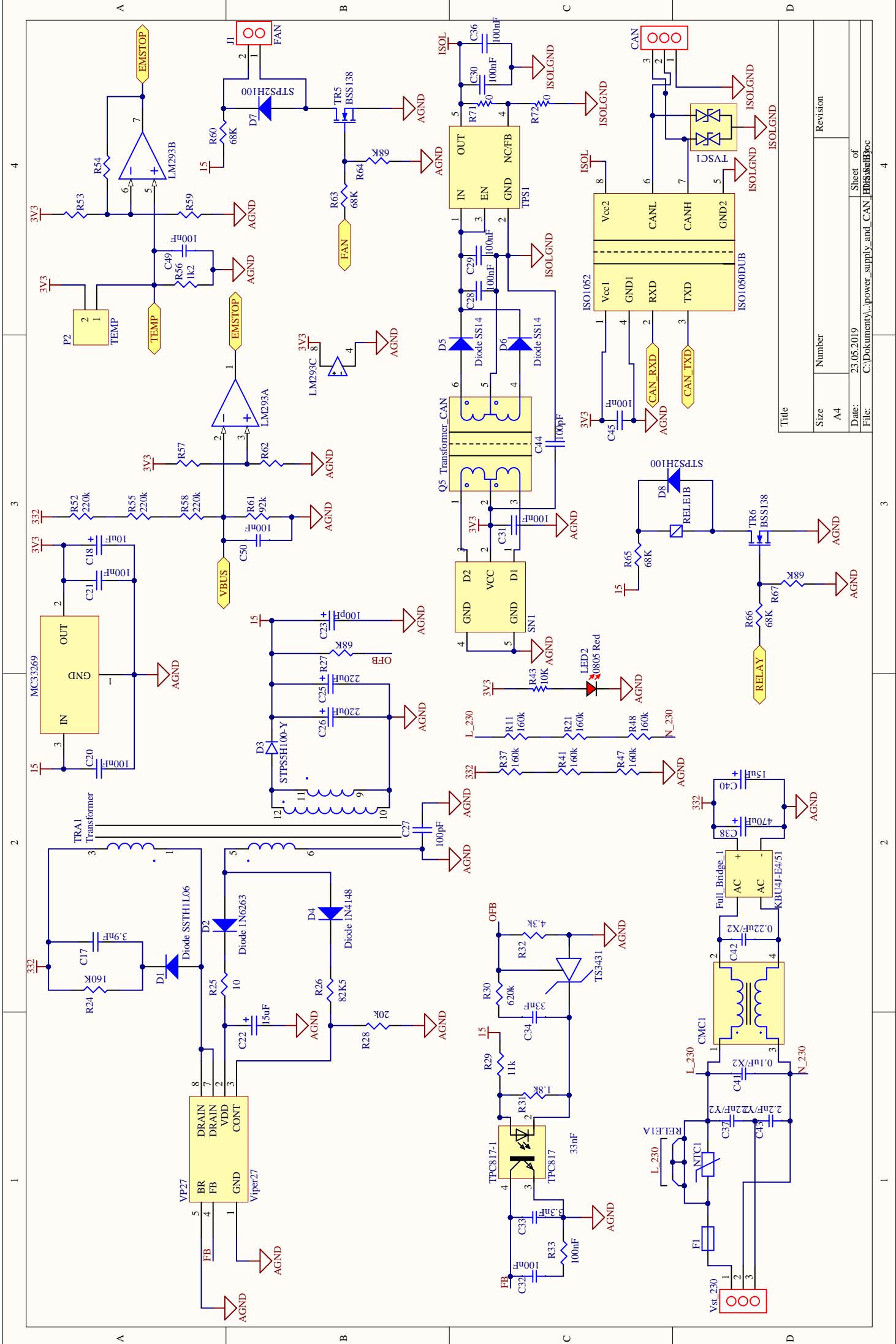
4.2	PID regulátor . . . . .	30
4.3	Odezva na jednotkový skok . . . . .	31
4.4	Plotly . . . . .	32
5.1	Vývojový diagram . . . . .	35
5.2	Řídící signály plného můstku . . . . .	36
6.1	Minimalizace proudové smyčky . . . . .	39
7.1	Měření spínaného zdroje . . . . .	41
7.2	Závislost momentu na budícím proudu . . . . .	42
7.3	DPS - Výkonová část . . . . .	43
8.1	Uživatelské rozhraní . . . . .	46

# A. Přílohy

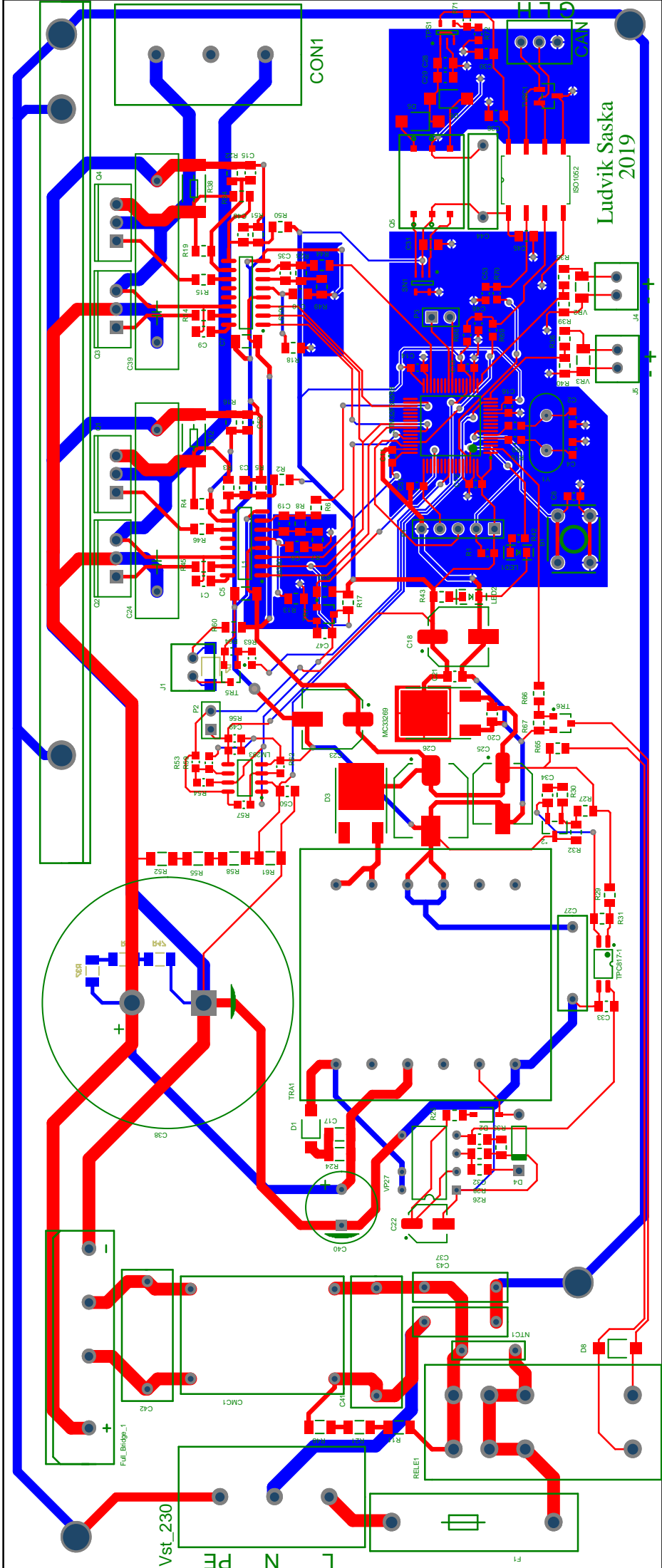
## A.1 První příloha



Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
23.05.2019	
File:	Sheet of
C:\Dokumenty\...invcu_and_inverter_part...Sch.Dwg	4



Title	
Size	Revision
A4	
Date:	Sheet of
23.05.2019	4
File: C:\Dokumenty\power_supply_and_CAN\HD5861B.doc	



Ludvik Saska  
2019

CON1

Vst\_230  
L N PE  
F