

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Elektrická výzbroj sportovního trenažeru**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2017/2018

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jaroslav DRAGOUN**  
Osobní číslo: **E16N0048P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Název tématu: **Elektrická výzbroj sportovního trenažeru**  
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

1. Navrhnete koncepci základních vlastností trenažeru.
2. Navrhnete řešení výkonové části trenažeru.
3. Sestavte simulační modely vybraných bloků.
4. Navrhnete vhodné algoritmy řízení.
5. Otestujte algoritmy se zaměřením na ergonomii provozu reálného zařízení.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran


Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

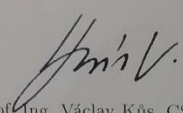
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.  
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: 10. října 2017  
Termín odevzdání diplomové práce: 24. května 2018

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



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

## **Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na návrh konceptu a technického řešení multifunkčního sportovního trenažeru, který by byl schopen vyrábět a uchovávat elektrickou energii. Hlavní částí práce je vytvoření simulačních modelů, které budou sloužit pro vývoj zařízení, a návrh elektroniky výkonové části trenažeru.

## **Klíčová slova**

Elektronický rotoped, domácí elektrárna, stejnosměrný pulzní měnič, Buck-Boost, nabíjení Li-ion baterií

## **Abstract**

The master theses presents concept and final solution in design of multifunctional stationary bike which will be able to produce and store electrical energy. Main part of the thesis is devoted to developing of simulation models which will be used in design of the device, and design of power electronics part of the stationary bike.

## **Key words**

Electronic stationary bike, household electric plant, DC/DC converter, Buck-Boost, Li-ion battery charging

## **Prohlášení**

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

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

.....  
podpis

V Plzni dne 22.5.2018

Jaroslav Dragoun

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Glasbergerovi, Ph.D. za pomoc při vývoji simulačních modelů a konečném zpracování diplomové práce. Dále bych také chtěl poděkovat Ing. Václavu Krausovi, Ph.D. a kolektivu firmy Logic Elements za poskytnutí místa, prostředků a rad při vývoji hardwaru.

## Contents

<b>ÚVOD</b> .....	<b>9</b>
1.1 SOUČASNÝ STAV POZNÁNÍ .....	9
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>10</b>
<b>2 ZAČÁTEK VÝVOJE, SEZNÁMENÍ S PROBLEMATIKOU</b> .....	<b>11</b>
<b>3 VÝVOJ SIMULAČNÍCH MODELŮ</b> .....	<b>12</b>
3.1 MECHANICKÝ SYSTÉM .....	12
3.1.1 <i>Jezdec</i> .....	12
3.1.2 <i>Přenos energie mezi jezdce a generátorem</i> .....	13
3.1.3 <i>Generátor</i> .....	14
3.1.4 <i>Realizace a testování modelu</i> .....	14
3.2 ELEKTROVÝZBROJ .....	16
3.2.1 <i>Výkonová elektronika</i> .....	16
3.2.2 <i>Řídící elektronika</i> .....	17
3.2.3 <i>Nadřazené řízení</i> .....	22
3.2.4 <i>Testování simulačního modelu elektro výbroje</i> .....	25
3.3 CELKOVÝ MODEL SYSTÉMU .....	27
3.3.1 <i>Problém s délkou simulace</i> .....	28
3.3.2 <i>Zjednodušení výkonového obvodu</i> .....	28
3.3.3 <i>Celkový model</i> .....	28
3.3.4 <i>Test různých provozních stavů</i> .....	29
<b>4 VÝVOJ PROTOTYPU A OVĚŘENÍ KONCEPTU ZAŘÍZENÍ</b> .....	<b>31</b>
4.1.1 <i>Popis hlavních částí výkonového obvodu</i> .....	31
4.1.2 <i>Dimenzování součástek</i> .....	32
4.1.3 <i>Buzení tranzistoru</i> .....	37
4.1.4 <i>Měření proudu</i> .....	37
4.2 <i>Řídící SOFTWARE</i> .....	38
4.3 <i>SNÍMÁNÍ POLOHY</i> .....	39
4.4 <i>ZÁVĚR PRÁCE NA PROTOTYPU ZAŘÍZENÍ</i> .....	41
<b>5 NÁVRH HARDWARU</b> .....	<b>42</b>
5.1 NÁVRH NABÍJECÍHO OBVODU .....	42
5.1.1 <i>Topologie nabíjecího obvodu</i> .....	42
5.1.2 <i>Volba Lithiové baterie</i> .....	43
5.1.3 <i>Volba tlumivky</i> .....	43
5.1.4 <i>Návrh buzení tranzistorů</i> .....	44
5.2 <i>IMPLEMENTACE REGULAČNÍCH A ŘÍDÍCÍCH ALGORITMŮ</i> .....	45
5.3 <i>NÁVRH DPS</i> .....	46
<b>6 ZÁVĚR</b> .....	<b>47</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ</b> .....	<b>1</b>



# Úvod

Tato práce se zabývá vývojem elektronicky řízeného rotopedu. Rotoped by měl zvládnout vyrábět a uchovávat energii, kterou pak bude možno využít pro napájení externích spotřebičů až do výkonu několika stovek wattů, díky stejnosměrnému výstupu 5V nebo střídavému výstupu 230V. Kromě těchto vlastností bude mít zařízení možnost připojení k mobilnímu zařízení pomocí rozhraní bluetooth, toto zařízení pak může například řídit velikost zátěže a simulovat tím průjezd skutečnou cyklotrasou.

## 1.1 Současný stav poznání

V současné době na trhu existují trenažery s elektronickým řízením zátěže. To ale ve většině případů slouží pouze k úpravě tréninkového programu na základě tepové frekvence [1]. Navíc až na pár výjimek, které ale stojí desítky tisíc korun [2], potřebují být připojeny do elektrické sítě a i včetně již zmíněných výjimek, žádný neumožňuje vyrobiť přebytek energie, který by se dal využít k napájení externích spotřebičů.

Na základě současného stavu poznání a nároků na výsledné zařízení byly vytipovány následující cíle:

- 1) Návrh koncepce zařízení. Zhodnocení proveditelnosti, pracovní rozsah zařízení a z toho plynoucí parametry základních výkonových prvků, jako je výkon generátoru nebo kapacita baterie.
- 2) Návrh výkonové elektroniky. Topologie zvoleného měniče, proudové a napěťové dimenzování.
- 3) Sestavení simulačních modelů. Simulace budou využity pro vývoj regulačních algoritmů a nadřazeného řízení, které se stará o přerozdělení toků energie.
- 4) Vytvoření regulačních a řídicích algoritmů a jejich testování za použití simulačních modelů.
- 5) Úprava řídicích algoritmů s ohledem na komfort užívání zařízení.

## Seznam symbolů a zkratek

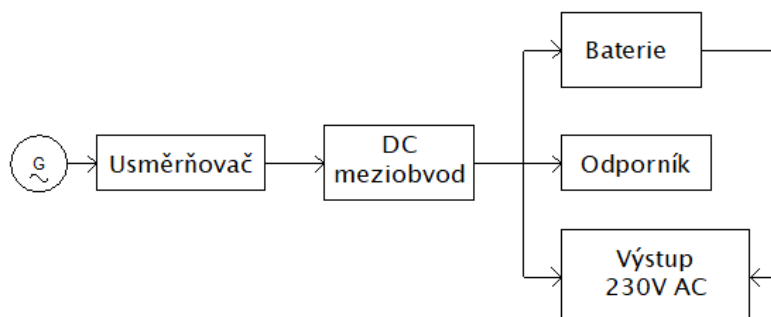
<i>BLDC</i> .....	Brushless Direct Current
<i>DPS</i> .....	Deska plošných spojů
<i>M</i> .....	Točivý moment
$M_j$ .....	Točivý moment vytvářený jezdcem
$M_z$ .....	Zátěžný točivý moment vytvářený generátorem
<i>J</i> .....	Moment setrvačnosti generátoru se setrvačником
$U_c, U_{DC}$ .....	Napětí na kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu
$U_{bat}$ .....	Napětí baterie
$I_L$ .....	Proud indukčností nabíjecího obvodu
$I_{BAT}$ .....	Nabíjecí proud baterie
$I_{av}$ .....	Střední hodnota proudu
$I_{ef}$ .....	Efektivní hodnota proudu
<i>R</i> .....	Činný odpor
$R_{thJ-C}$ .....	Tepelný odpor (čip-pouzdro)
$R_{thC-HS}$ .....	Tepelný odpor (pouzdro-chladič)
$R_{thHS-A}$ .....	Tepelný odpor (chladič-okolí)
$T_j$ .....	Maximální dovolená teplota čipu
$T_a$ .....	Teplota okolí
<i>z</i> .....	Poměrné sepnutí (střída)
<i>PI</i> .....	Proporcionálně integrační
<i>ADC</i> .....	Analog to digital converter
<i>PWM</i> .....	Pulse width modulation
<i>MCU</i> .....	Microcontroller unit

## 2 Začátek vývoje, seznámení s problematikou

Při návrhu zařízení se vycházelo ze dvou pevně daných podmínek. První bylo použití BLDC motoru o výkonu 1 kW, jelikož se jedná o poměrně snadno dostupný model určený pro elektrokola, který je k pedálům rotopedu připojen přes převod 1:4, což znamená, že jedno otočení pedálů odpovídá čtyřem otočením motoru. Pomocí měření bylo zjištěno, že maximální indukované napětí motoru v této konfiguraci je přibližně 50 V, tomuto napětí pak byl přizpůsoben celý další návrh, stejně tak, jako maximálnímu proudu motoru, který je 20 A. Přestože se jedná BLDC motor, bude se dále nazývat generátorem, jelikož je použit pouze pro přeměnu mechanické energie na elektrickou, nikoliv naopak.

Dalším požadavkem bylo využití Li-ion baterií, a to ze dvou důvodů. Prvním byly rozměry. Li-ion baterie mají vzhledem ke konkurenčním technologiím výborný poměr mezi kapacitou a vahou/velikostí článků, jsou samozřejmě i lepší baterie, například Li-pol, ty jsou však výrazně dražší. Dalším důvodem byla efektivita uložení elektrické energie, díky malému vnitřnímu odporu baterií.

V prvním návrhu byl uvažován následující princip funkce. Třífázové napětí z generátoru je usměrněno diodovým můstkovým usměřňovačem a energie uložena do kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu, ze kterého je pak přímo převedena na střídavý výstup 230V, nebo dočasně uložena do baterie a poté převedena na již zmíněný výstup. Proto, aby bylo možno rotoped používat i ve chvíli, kdy je baterie nabita a není připojen žádný spotřebič, byl přidán ještě odporník, ve kterém se mařila přebytečná energie.



Obr. 2.1 Blokové schéma elektrické výzbroje

### 3 Vývoj simulačních modelů

Na základě zkušeností z návrhu a testování prototypu zařízení (viz Kapitola 4) začaly práce na simulacích, které poslouží jako podklad pro vývoj konečné verze zařízení. Vývoj simulací byl rozdělen do několika jednotlivých kroků:

- Simulace mechanické části systému, která zahrnuje uživatele (jezdce), spojení mezi pedály a generátorem, zátěž, kterou představuje generátor a jeho moment setrvačnosti.
- Simulace nabíjecího obvodu a jeho regulace.
- Celkový model systému. Řízení toků energie v závislosti na stavu baterie, přechod mezi jednotlivými provozními stavy a pro zajištění uživatelského komfortu.

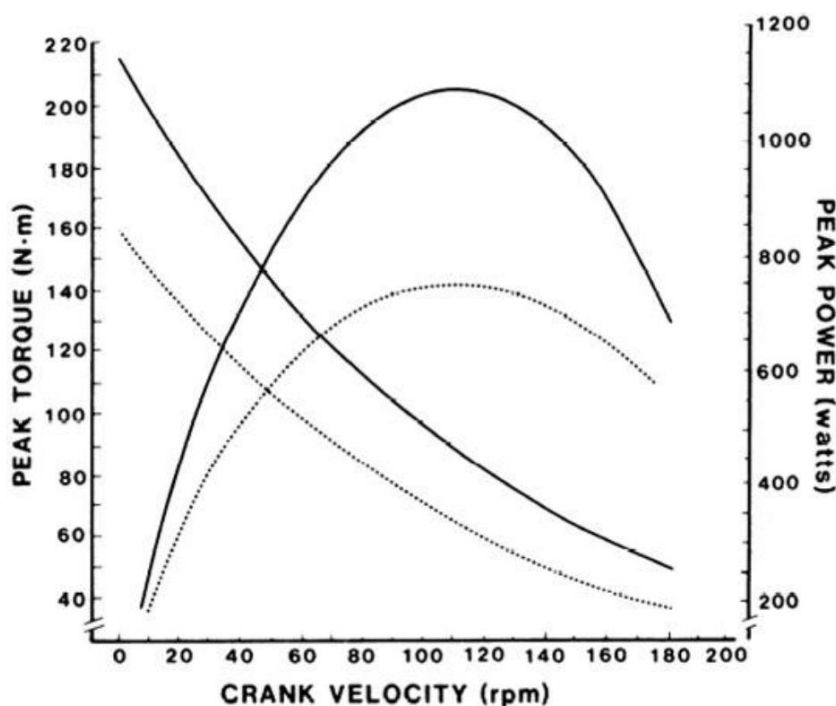
Vytváření simulací probíhalo současně s návrhem hardwaru elektro výzbroje, což se v několika případech projevilo na konečném provedení modelů.

#### 3.1 Mechanický systém

##### 3.1.1 Jezdec

Prvním úkolem bylo vytvoření modelu, který by odpovídal vlivu uživatele na systém. Jednalo se hlavně o to zjistit, jakou silou je člověk schopen šlapat, závislost této síly na rychlosti šlapání a také reakci uživatele na změnu zátěže. V literatuře [3] jsou uvedeny momentové charakteristiky používané pro určení optimální frekvence šlapání.

Přestože tyto charakteristiky na Obr. 3.1 jsou správné a poskytly náhled do problematiky, nemohly být využity, neboť jde o špičkové výkony a u navrhovaného trenažeru se předpokládá s dlouhodobým vyrovnaným výkonem pro získání co největšího množství energie.



Obr. 3.1 Závislost vytvářeného momentu na rychlosti šlapání [3]

Na základě měření bylo vypořazováno, že pokud člověk plánuje šlapat delší dobu, zvolí si přiměřenou rychlost, která záleží na jeho fyzické kondici, a navíc se mění v závislosti na velikosti zátěže. Na základě tohoto pozorování lze člověka přirovnat k „měkkému“ regulátoru rychlosti.

### 3.1.2 Přenos energie mezi jezdcem a generátorem

Jak je podrobně popsáno v kapitole 4.3, točivý moment při šlapání nezávisí pouze na síle, kterou jezdec působí na pedály, ale také na jejich poloze, respektive délce ramene kolmé na vektor síly. Což znamená, že se točivý moment mění na základě polohy pedálů a jak ukázala měření, nelze tento vliv díky malému momentu setrvačnosti při velké zátěži zanedbat, jelikož otáčky v takovém případě kolísají až o 50%, což samozřejmě ovlivňuje velikost indukovaného napětí a také se jedná o velice nepříjemný jev pro uživatele. Pro popis tohoto vlivu byl zvolen jednoduchý vzorec  $M = F * R * \sin(\alpha)$ . Tento vztah počítá s tím, že se směr síly působící na pedál nijak nemění. (Ve skutečnosti se vlivem anatomie nohy a chodidla směr síly mění v závislosti na poloze pedálů, tato změna je však při vhodném nastavení počátečních podmínek pro simulaci zanedbatelná.)

Další věc zohledněná v simulaci mechanického systému je převod, který je pevně nastaven tak, aby byla rychlost otáčení rotoru generátoru čtyřikrát větší než rychlost šlapání, díky čemuž je plně využit pracovní rozsah generátoru.

### 3.1.3 Generátor

Generátor na základě odebíraného proudu vytváří z pohledu uživatele zátěžný moment, který brání zrychlování, navíc je na generátoru připevněn malý setrvačnick, který je také nutné do simulace zahrnout.

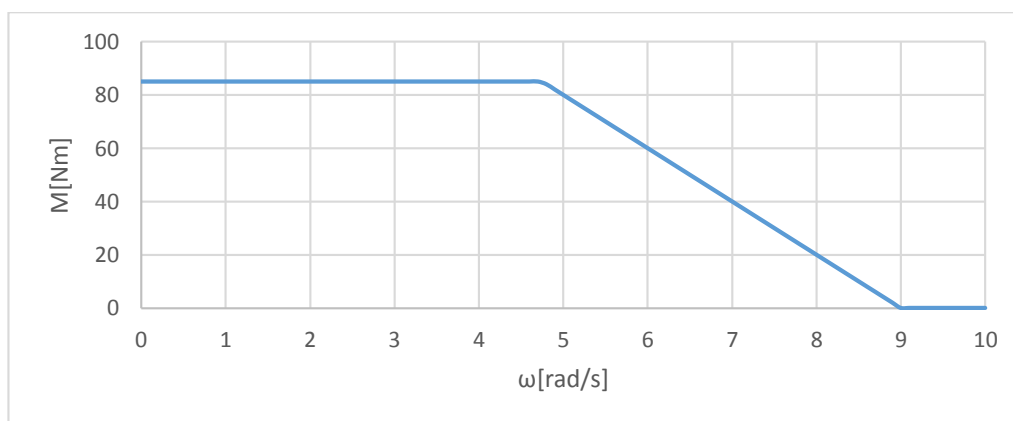
Měření ukázalo, že motor je zkonstruován tak, že platí  $U_i = \omega$ . z čehož po dosazení do rovnice  $P = \omega \cdot M$  a zanedbání ztrát generátoru vyplývá vztah  $M = I$ .

Na generátoru je připevněn litinový setrvačnick, který tvoří většinu setrvačného momentu generátoru. Celkový moment setrvačnosti generátoru se setrvačnickem, vypočítaný na základě jejich váhy a rozměrů, je přibližně  $0,2 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ .

### 3.1.4 Realizace a testování modelu

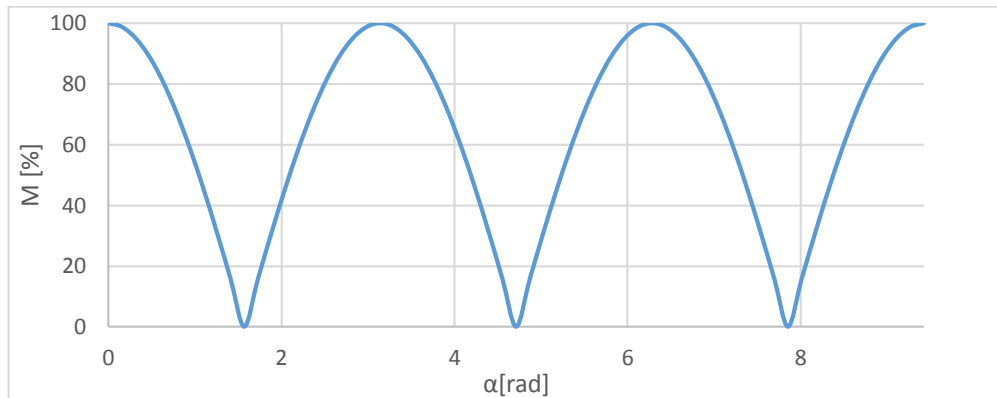
Jak bylo uvedeno dříve, tento model se skládá ze tří částí (viz Obr. 3.4):

- A. Tato část simuluje chování uživatele. Z konstant udaných v Obr. 3.4 vychází, že až do rychlosti  $4,75 \text{ rad/s}$  šlape uživatel plnou silou, která poté lineárně klesá až do rychlosti  $9 \text{ rad/s}$ , což je rychlost šlapání naprázdno. Uvedené konstanty jsou pouze odhadnuty na základě experimentů s jedním uživatelem a ve skutečnosti se budou pro různé uživatele lišit. Průběh momentu v závislosti na rychlosti otáčení je vidět na Obr. 3.2.



Obr. 3.2 Moment vytvářený jezdcem v závislosti na rychlosti šlapání

B. Tato část zohledňuje vliv polohy pedálů. Oproti dříve uvedeným výpočtům je tu pouze změna v interpretaci úhlu natočení pedálů. Důvodem je nulový úhel polohy pedálů na začátku simulace, ten by v kombinaci s funkcí sinus zabránil roztočení. Naproti tomu funkce cosinus zařídí počáteční záběr s maximálním momentem.

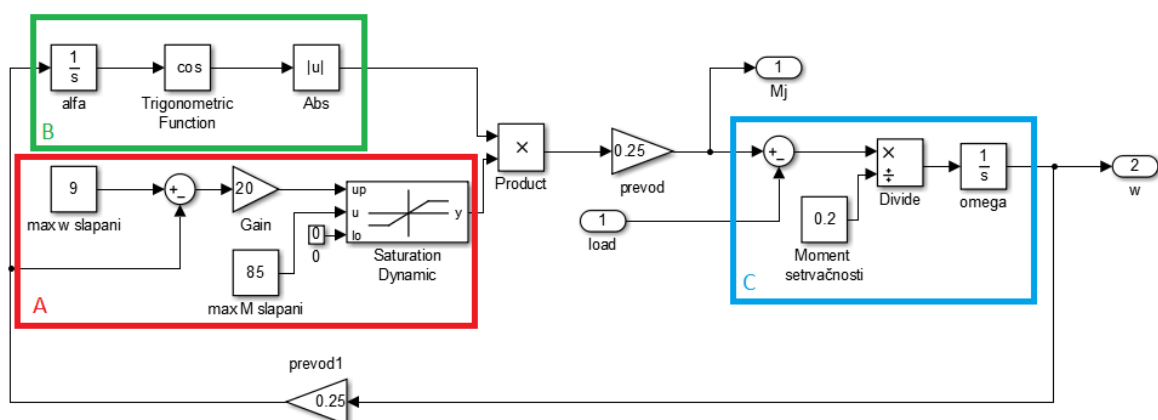


Obr. 3.3 Točivý moment v závislosti na poloze pedálů

C. Poslední část slouží k výpočtu rychlosti otáčení, která odpovídá vztahu:

$$\omega = \int \frac{M_j - M_z}{J}, \quad (3.1)$$

kde  $M_j$  představuje točivý moment vytvářený jezdce zmenšený mechanickým převodem,  $M_z$  točivý moment vytvářený motorem, který působí proti  $M_j$ , a  $J$  je moment setrvačnosti motoru se setrvačником.



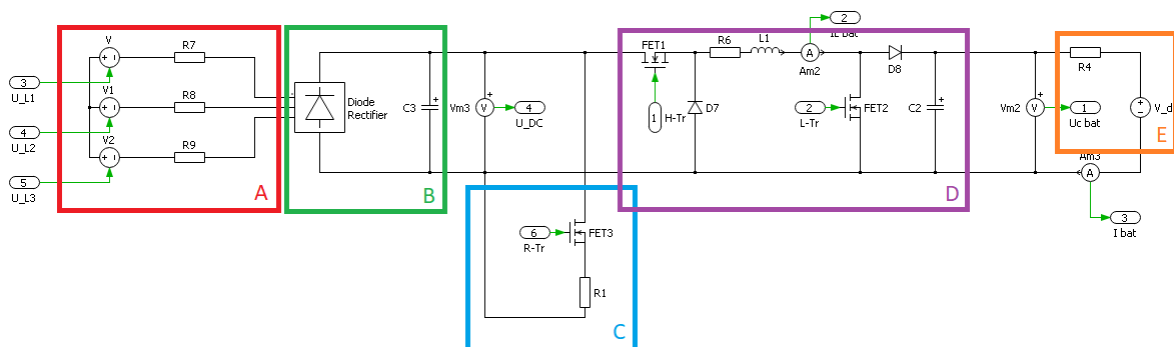
Obr. 3.4 Model mechanického systému v programu Simulink

## 3.2 Elektrovýzbroj

### 3.2.1 Výkonová elektronika

Další částí zařízení, kterou bylo nutno to modelu zahrnout, byla výkonová elektronika, kterou se řídí množství energie odebírané z generátoru a její uložení do baterií, případně maření ve výkonových odpornících. Jelikož se jedná o simulaci elektrického obvodu, byla využita pro její realizaci knihovna Plecs. Celou simulaci lze opět rozdělit do několika menších částí, viz obr. 3.5.

- Generátor je tvořen třífázovým zdrojem napětí s říditelnou frekvencí a amplitudou. Ke zdroji jsou v sérii připojeny odpory, které odpovídají činnému odporu vinutí generátoru, který byl zjištěn měřením.
- Třífázový diodový usměrňovač v můstkovém zapojení a vyhlazovacím kondenzátorem.
- Pulzní měnič odporu, který slouží k maření přebytečné energie.
- Stejnoseměrný pulzní měnič v zapojení Buck-Boost, sloužící, jako nabíjecí obvod baterie.
- Baterie tvořená stejnosměrným zdrojem napětí a činným odporem. Pro některé simulace řídicích algoritmů je stejnosměrný zdroj nahrazen kondenzátorem pro ověření reakce řízení na nabití baterie.



Obr. 3.5 Model výkonového obvodu v programu Plecs

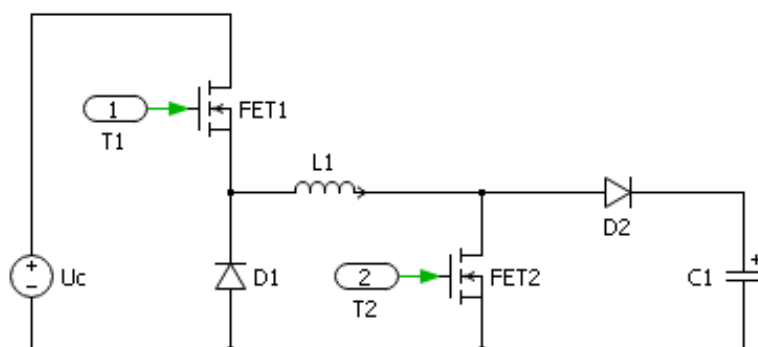


### 3.2.2 Řídící elektronika

Hlavní částí řídicí elektroniky je regulátor vytvářející PWM signál pro spínání tranzistorů nabíjecího obvodu a pulzního měniče. Vzhledem k tomu, že tato část systému bude realizována pomocí MCU bylo v simulaci využito diskrétního výpočtu regulačního zásahu, který je navíc pomalejší, než frekvence nosného pilového signálu PWM (viz kapitola 5.2). Dále je v simulaci také zahrnuto nadřazené řízení, které již není tak náročné na dynamiku a stará se o rozdělení energie mezi baterii a odporník (energy management). Primárním cílem je energii ukládat do baterie, ale může dojít k případu, například při úplném nabití baterie, kdy bude potřeba odvést energii jinam. Nadřazené řízení má také navíc za úkol upravovat požadavek na velikost zátěže v závislosti na poloze pedálů.

#### 3.2.2.1 Regulace nabíjecího obvodu

Vzhledem k tomu, že musela být zvolena menší hodnota indukčnosti, než bylo potřeba (viz kapitola 5.1.3), vznikl velký rozkmit proudu, díky čemuž nebylo možno k regulaci proudu využít obyčejný PI regulátor, ale musel být tento regulátor doplněn o feedforward vazbu (viz Obr. 3.7). Tato vazba funguje tak, že na základě velikosti vstupního a výstupního napětí vypočítá poměr sepnutí polovodičových spínačů v ustáleném stavu a PI regulátor se poté postará pouze o jemné dolazení pracovního bodu. Díky tomuto řešení lze dosáhnout rychlé odezvy měniče i s použitím malých zesílení PI regulátoru, což také zlepšuje stabilitu systému. Další výhodou feedforward vazby založené na napětích je pomalá změna těchto napětí, která je dána vyhlazovacími kondenzátory ve vstupních i výstupních obvodech měniče.



Obr. 3.6 Model nabíjecího obvodu v programu Plecs

Výstupem z PI regulátoru a feedforward vazby je požadavek na poměr sepnutí tranzistorů T1 a T2, který bude dále značen „z“. Pokud je hodnoty z v rozmezí od 0 do 1

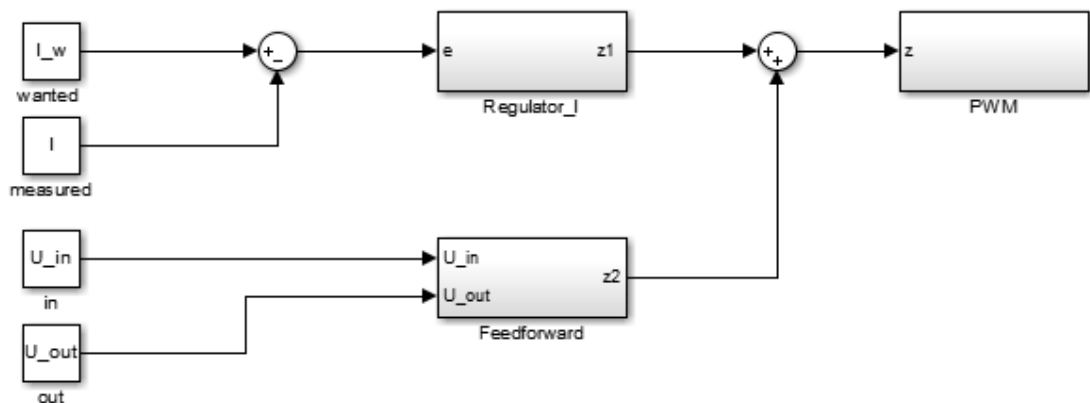
chová se měnič jako snižovací, což znamená, že tranzistor T2 je vypnut a velikost „z“ odpovídá poměrnému sepnutí T1. Když je hodnota „z“ v rozmezí 1 až 2 chová se měnič, jako zvyšovací, což znamená, že tranzistor T1 je neustále sepnut a velikost z-1 odpovídá poměrnému sepnutí T2. Na základě tohoto byly odvozeny vztahy pro feedforward vazbu:

Pro snižovací chod:

$$z = \frac{U_{out}}{U_{in}} \quad (3.2)$$

Zvyšovací chod:

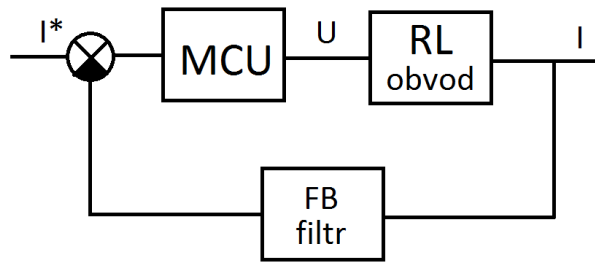
$$z = 2 - \frac{U_{in}}{U_{out}} \quad (3.3)$$



Obr. 3.7 Blokové schéma regulace nabíjecího proudu

### 3.2.2.2 Nastavení PI regulátoru

Pro správnou funkci regulačního obvodu bylo nutné správně nastavit PI regulátor. Za tímto účelem byla vytvořena frekvenční charakteristika regulovaného systému (viz Obr. 3.8). Pro vytvoření charakteristiky byl nejprve odvozen přenos tří základních prvků systému, které jsou pulzně šířková modulace a vzorkování řídicího systému, RL obvod a filtr střední hodnoty proudu. Ve všech případech se jedná o aperiodické bloky prvního řádu.



Obr. 3.8 Zjednodušené blokové schéma regulace proudu bez feedforward

- Vzorkování a pulzně šířková modulace

Pro výpočet zesílení tohoto bloku byl uvažován nejhorší možný stav, což je indukované napětí 50 V a poměrné sepnutí 2, což představuje stav, kdy plné napětí je připojeno přímo na tlumivku a proud je omezen pouze měřicím odporem. Časová konstanta tohoto bloku je dána periodou výpočtu regulačního zásahu, která je nastavena na 50  $\mu$ s. Perioda regulačního zásahu je jasně dána způsobem realizace regulačního algoritmu a nijak se v průběhu času nemění.

$$F_{PWM}(j\omega) = \frac{25}{1 + j\omega \cdot 5 \cdot 10^{-5}} \quad (3.4)$$

- RL obvod

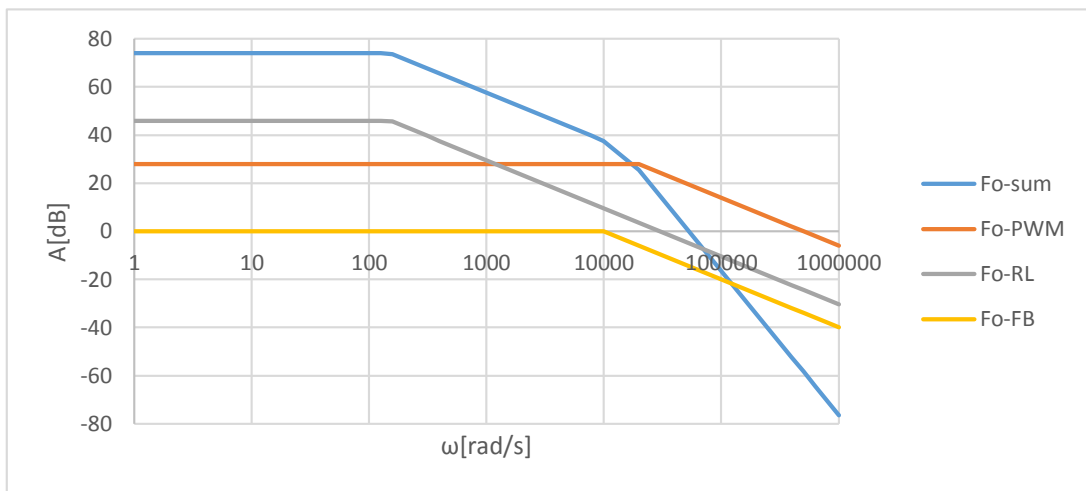
Zesílení bloku je dáno převrácenou hodnotou odporu RL obvodu, který je, jak již bylo zmíněno, tvořen pouze měřicím odporem (5 m $\Omega$ ) a činným odporem cívky, který je ale v rámci simulace zanedbán. Časová konstanta RL obvodu závisí na poměru L/R.

$$F_{RL}(j\omega) = \frac{200}{1 + j\omega \cdot 66 \cdot 10^{-4}} \quad (3.5)$$

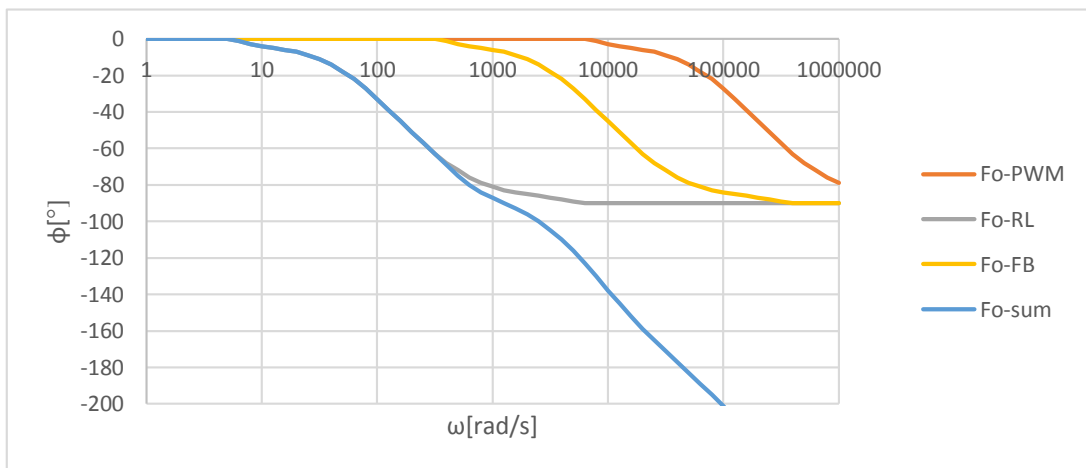
- Filtr střední hodnoty

Posledním blokem, který do systému zanáší zpoždění, je filtr střední hodnoty ve zpětné vazbě měření proudu. Tento filtr kompenzuje nedostatečný výpočetní výkon použitého MCU a usnadňuje regulaci v oblasti přerušovaných proudů. Tento blok má zesílení 1 a časová konstanta je nastavena tak, aby se vyfiltrovalo zvlnění proudu, které má na základě zvolené spínací frekvence, frekvenci 100 kHz.

$$F_{FB}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega \cdot 10^{-4}} \quad (3.6)$$



Obr. 3.9 Frekvenční amplitudová charakteristika systému

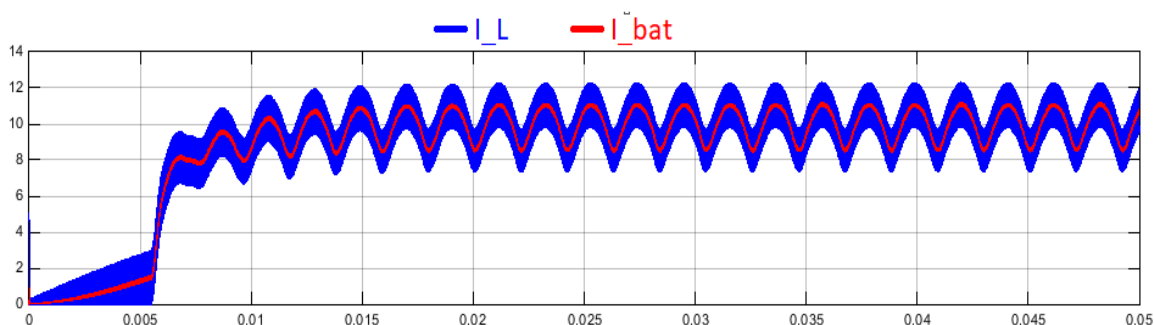


Obr. 3.10 Frekvenční fázová charakteristika systému

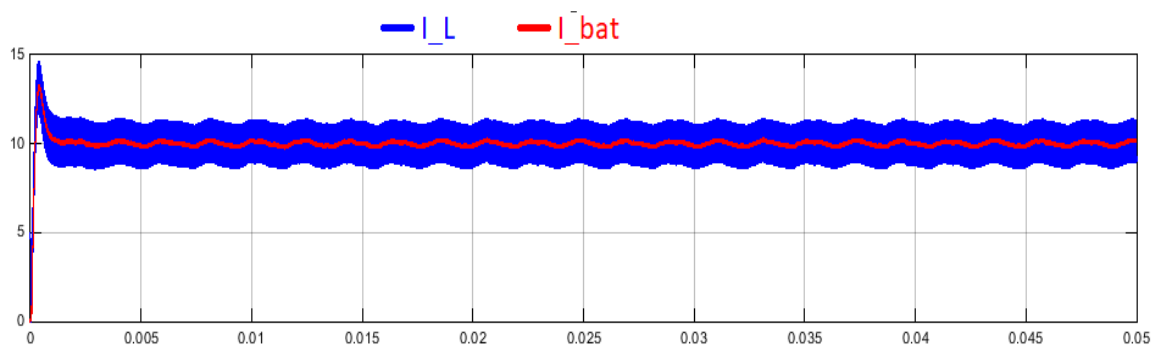
Na základě těchto charakteristik bylo možno přibližně nastavit PI regulátor. Pouze tyto charakteristiky k jeho finálnímu nastavení nestačily, jelikož vycházejí z velmi

zjednodušeného modelu soustavy a navíc jsou odvozené pouze pro jeden ustálený stav. Například zesílení bloku regulace se mění v závislosti na velikosti indukovaného napětí. Proto bylo výsledné nastavení regulátoru otestováno a dolazeno za použití simulačního modelu.

Po provedení testu se ukázalo, že v zájmu stability utrpěla dynamika regulace. Regulátor například nebyl schopen vykompenzovat vliv zvlnění napětí na výstupu z usměrňovače a toto zvlnění se pak projevilo i na průběhu výstupního proudu (viz Obr. 3.11). Proto, jak bylo zmíněno v předchozí kapitole, musel být regulátor doplněn o feedforward vazbu, která je odvozena právě od poměru vstupního a výstupního napětí a tedy schopna zrychlit reakci regulátoru na jejich změny (viz Obr. 3.12).



Obr. 3.11 Výstupní proud bez vazby feedforward



Obr. 3.12 Výstupní proud s vazbou feed-forward

### 3.2.2.3 Regulace pulzního měniče odporu

Jak již bylo dříve uvedeno, součástí elektrovýzbroje bude také pulzně spínaný odpor, který je připraven pro stavy, kdy baterie nebude schopna pojmout potřebné množství energie. Tyto stavy mohou nastat například ke konci nabíjecího cyklu baterie nebo při současném nastavení velké zátěže při šlapání a vysokých otáčkách generátoru.

Z důvodu úspory nebude pulzní měnič regulován, bude fungovat bez zpětné vazby. V tomto případě je možné zpětnou vazbu vynechat, protože pokud zanedbáme změnu odporu vlivem oteplení, lze spočítat poměrné sepnutí podle vzorce:

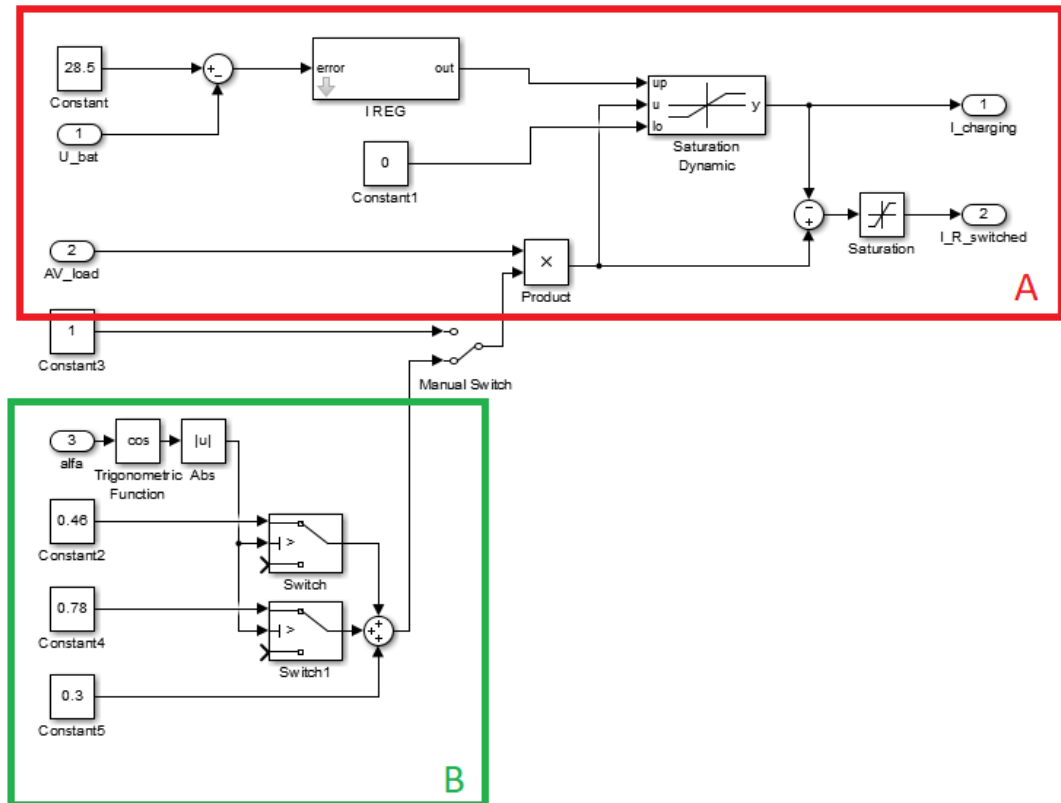
$$z = \frac{I_W \cdot U_{DC}}{R} \quad (3.7)$$

### 3.2.3 Nadřazené řízení

Jelikož jsou k dispozici dvě možnosti, jak s vyrobenou energií naložit a to, nabíjení baterie spojené s možným napájením externího spotřebiče, nebo maření energie ve výkonovém obvodu. Bylo nutné vytvořit řídicí algoritmus (energy management), který se o toto rozdělení postará. Primární je samozřejmě využití vyrobené energie. Její přeměna na teplo v odporníku slouží pouze jako nouzová volba pro zachování spolehlivé funkce sportovního trenažeru. Jde v tomto případě tedy hlavně o to, aby uživatel mohl využívat zařízení, jako cvičební pomůcku bez ohledu na stav nabití baterie.

Nabíjecí proud baterie je ovlivněn stavem jejího nabití. V první části nabíjecího cyklu probíhá nabíjení konstantním proudem. V druhé části však narazíme na napěťové omezení, a proto je nutné nabíjecí proud snižovat, tak aby nebylo překročeno maximální napětí baterie. Tyto podmínky tedy omezují nabíjecí proud a řídicí algoritmus se postará o to, aby byl přebytečný požadovaný proud odveden do odporníku.

Na Obr. 3.13 je v bloku A ukázána realizace řízení toku energie. Toto řízení rozděluje energii mezi nabíjecí obvod a odporník. Prioritou je nabíjení baterie, to je ale omezeno maximálním nabíjecím proudem a napětím baterie. Omezení nabíjecího proudu v závislosti na napětí baterie je řízeno regulátorem s asymetrickou integrací. Ta funguje tak, že při záporné regulační odchylce se zkrátí časová konstanta integrátoru, a tím se omezí překmit napětí. Část proudu, kterou nelze díky omezením využít k nabíjení baterie, je pak převedena do odporníku. V bloku B se provádí optimalizace zátěže.



Obr. 3.13 Model nadřazeného řízení v programu Simulink

Optimalizace zátěže spočívá v úpravě velikosti odebíraného proudu tak, aby se vykompenzoval vliv polohy pedálů popsány v kapitole 4.3. Princip spočívá v tom, že nadřazené řízení v místě úvratě pedálů snižuje zátěžný moment, čímž se dosáhne plynulejšího chodu trenažeru. Aby bylo možno konstantní zátěžný moment nahradit proměnným, bylo nutné vypočítat vhodnou křivku, kterou by byl nahrazen. Výpočet vychází z rozlišení čidla polohy, které každé šlápnutí (půl otočení) rozděluje na čtyři úseky, což znamená, že pro optimalizaci zátěžného momentu jsou k dispozici tři úrovně jeho velikosti, mezi kterými se během pohybu šlapetek přepíná (viz Obr. 3.14). Výpočet tedy za využití těchto tří úrovní kopíruje tvar funkce cosinus a zajišťuje, aby jeho střední hodnota byla rovna velikosti konstantní zátěže.

Tvar funkce zajistí volba koeficientů:

$$k_1 = \int_{-22,5^\circ}^{22,5^\circ} |\cos(x)| \cdot dx = 0.77 \quad (3.8)$$

$$k_2 = \int_{22,5^\circ}^{67,5^\circ} |\cos(x)| \cdot dx = 0.54 \quad (3.9)$$

$$k_3 = \int_{67,5^\circ}^{112,5^\circ} |\cos(x)| \cdot dx = 0.15 \quad (3.10)$$

Srovnatelný odběr energie je zajištěn:

$$M \cdot k_1 \cdot \frac{\Phi}{4} \cdot k_e + M \cdot k_2 \cdot \frac{\Phi}{2} \cdot k_e + M \cdot k_3 \cdot \frac{\Phi}{4} \cdot k_e = \int_0^\Phi M \cdot d\Phi \quad (3.11)$$

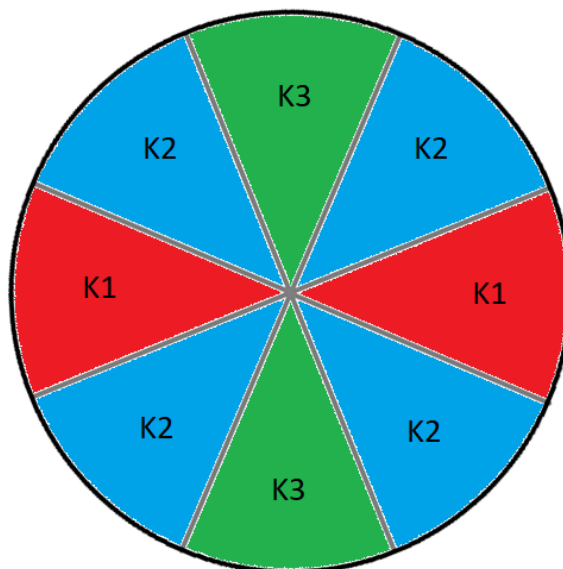
$$0.77 \cdot 0.25 \cdot k_e + 0.54 \cdot 0.5 \cdot k_e + 0.15 \cdot 0.25 \cdot k_e = 1 \Rightarrow k_e = 2$$

Výsledné koeficienty a jejich rozložení v závislosti na poloze pedálů je:

$$K_1 = k_e \cdot k_1 = 2 \cdot 0.77 = 1.54 \quad (3.12)$$

$$K_2 = k_e \cdot k_2 = 2 \cdot 0.54 = 1.08 \quad (3.13)$$

$$K_3 = k_e \cdot k_3 = 2 \cdot 0.15 = 0.3 \quad (3.14)$$



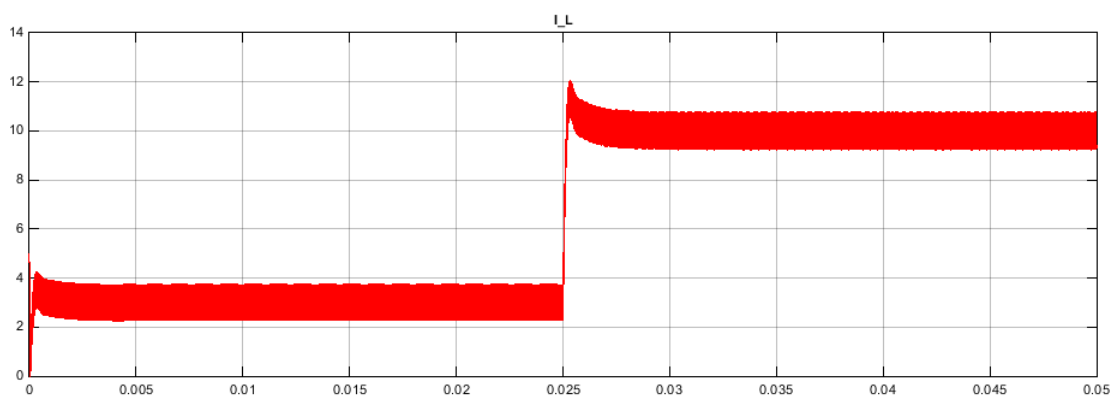
Obr. 3.14 Rozložení koeficientů v závislosti na poloze pedálů



### 3.2.4 Testování simulačního modelu elektro výbroje

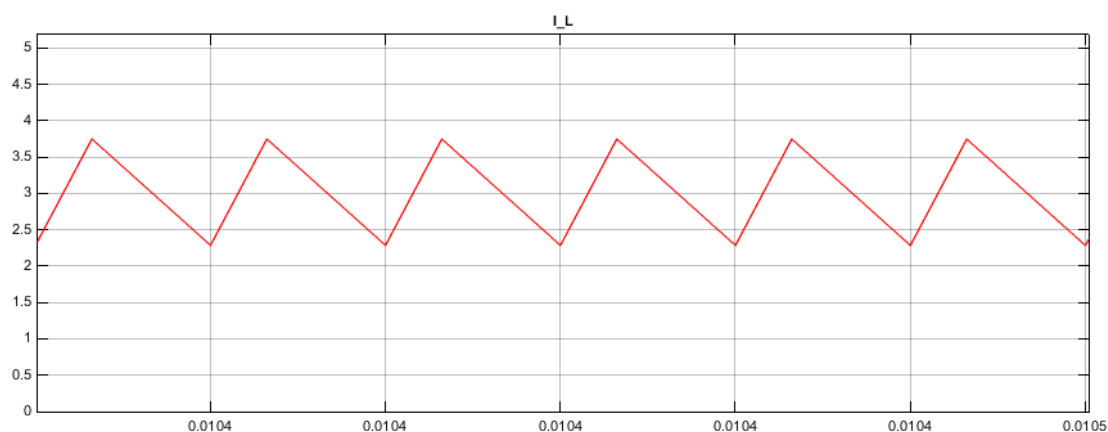
#### 3.2.4.1 Simulace odezvy na skokovou změnu požadavku proudu

Při prvním testu bylo nastaveno vstupní napětí na 15 V a výstupní napětí na 22 V, což znamená, že měnič pracoval ve zvyšovacím chodu. Z grafu 3.15 je vidět, že po změně požadavku na nabíjecí proud ze 3 A na 10 A v čase 0,05 s. Regulátor zareagoval velmi rychle a během 10 ms nastavil na výstupu požadovanou hodnotu.



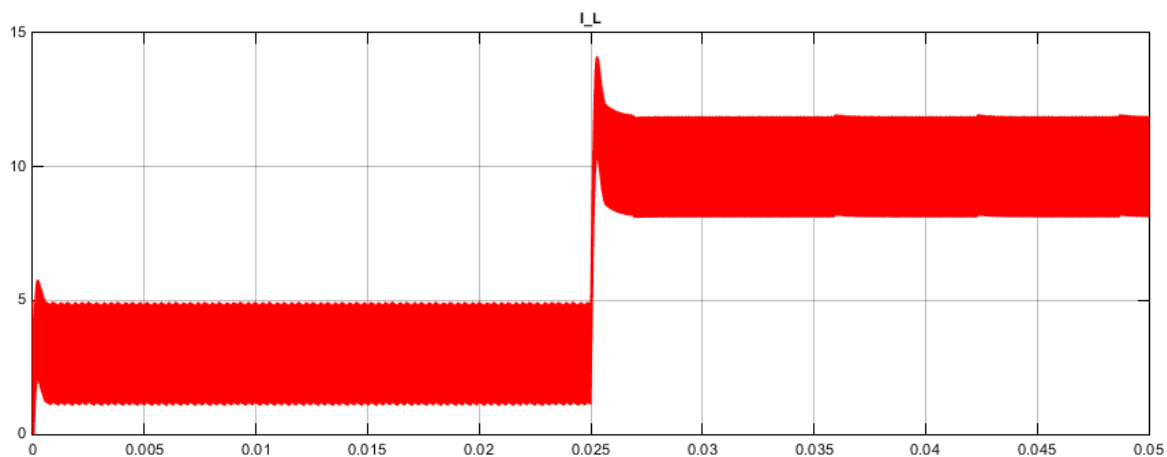
Obr. 3.15 Změna požadavku proudu ( $U_{in}=15V$ ;  $U_{out}=22V$ )

Detail zvlnění proudu tlumivkou je na Obr. 3.16.



Obr. 3.16 Zvlnění proudu ( $I_w=3A$ ;  $U_{in}=15V$ ;  $U_{out}=22V$ )

V druhém testu bylo napájecí napětí 50 V a výstupní napětí opět 22 V. Simulace ukazuje, že díky většímu rozdílu napětí se také zvětšilo zvlnění proudu. Tyto rychlé změny proudu poté způsobily zvětšení překmitu proudu při změně požadované hodnoty. Pokud vezmeme v úvahu, že tyto podmínky jsou vzhledem ke zvlnění proudu ty nejhorší, jaké mohou nastat, lze prohlásit regulaci za vyhovující, překmit svou velikostí neohrožuje bezproblémové fungování zařízení.

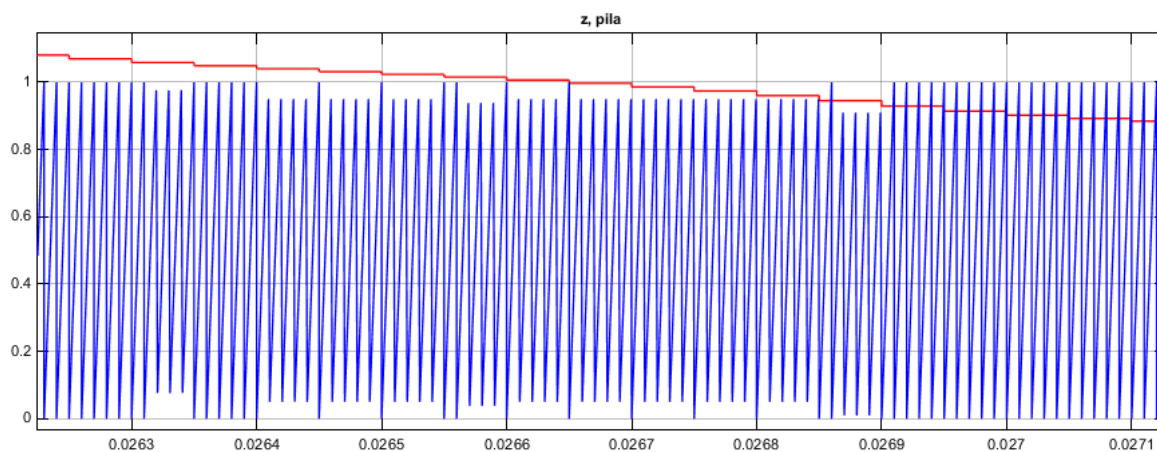


Obr. 3.17 Změna požadavku proudu ( $U_{in}=50$  V;  $U_{out}=22$  V)

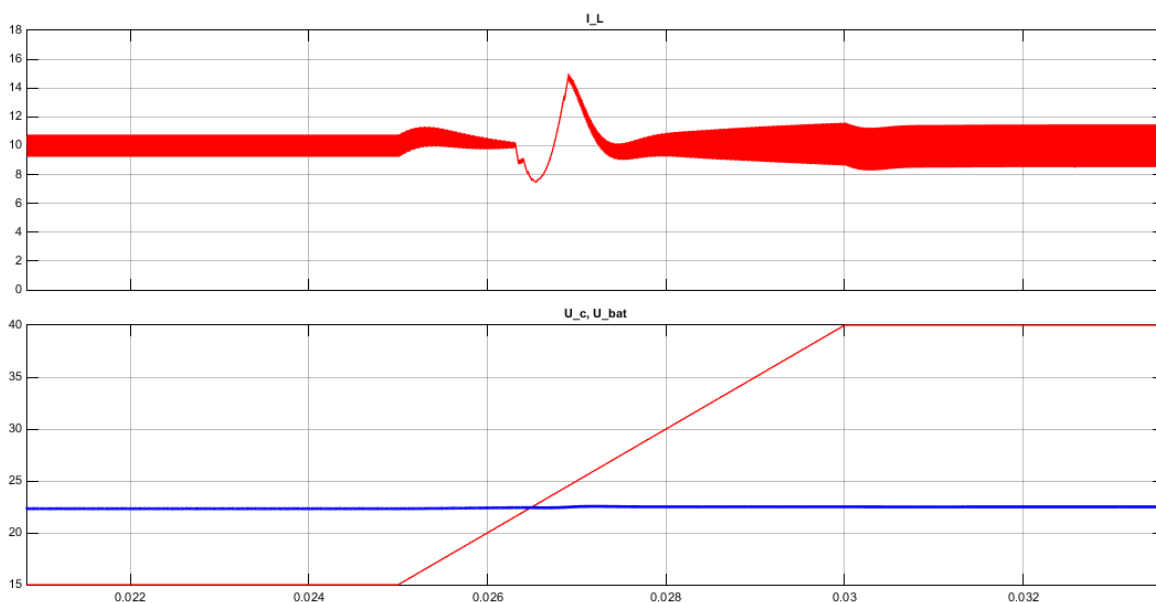
### 3.2.4.2 Přejechod step-down step-up a naopak.

Jak již bylo dříve zmíněno, chod nabíjecího obvodu lze rozdělit na dva hlavní pracovní režimy. Zvyšovací, při kterém je usměrněné napětí nižší, než napětí baterie a snižovací, když je poměr napětí opačný. Při pokusech o přechod měniče mezi těmito dvěma režimy se však objevil veliký překmit proudu (viz Obr. 3.19). Jak se naštěstí ukázalo, tento překmit byl způsoben automatickou změnou kroku simulace.

Simulink je schopen upravovat časový krok simulace tak, aby dosáhl co nejlepšího poměru mezi přesností a dobou výpočtu simulace. V tomto případě však tato změna způsobila deformaci pilového signálu, díky které nedocházelo ke koincidencím mezi ním a modulovaným signálem (viz Obr. 3.18), a tudíž také ke spínání tranzistorů ve výkonovém obvodu.

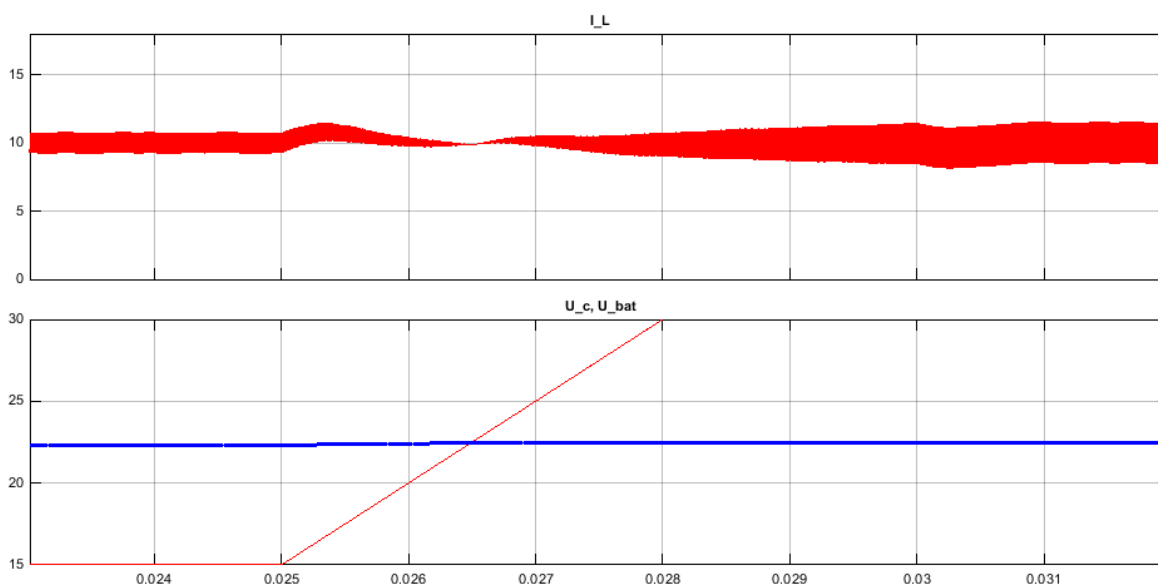


Obr. 3.18 Průběh ukazující deformaci modulačního signálu



Obr. 3.19 Průběh ukazující vliv deformace modulačního signálu na průběh proudu

Problém se povedlo vyřešit zkrácením maximálního kroku simulace, což samozřejmě vedlo k prodloužení doby výpočtu. Tu se následně podařilo zkrátit přibližně na polovinu použitím pevného kroku simulace. Těmito úpravami se podařilo překmit proudu, vzniklý kvůli numerickým chybám, úplně odstranit (viz Obr. 3.20).



Obr. 3.20 Průběh proudu po odstranění deformace modulačního signálu

### 3.3 Celkový model systému

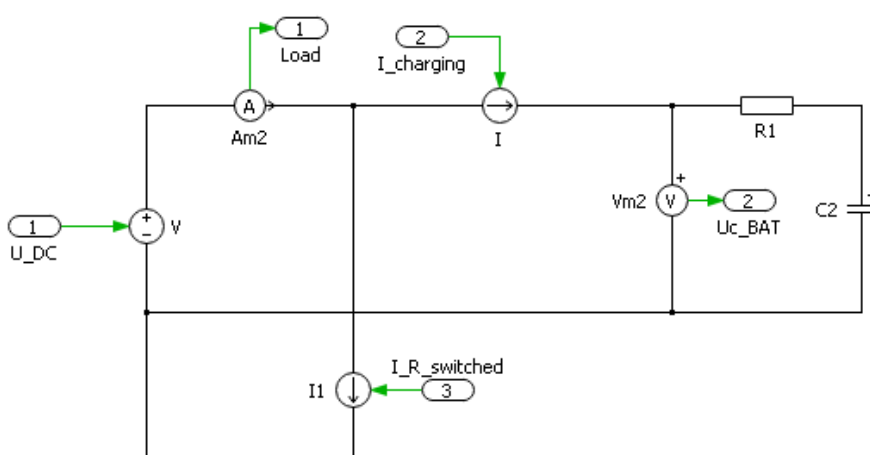
Pro simulaci celého zařízení v různých provozních stavech bylo nutné všechny předchozí modely sloučit do jednoho.

### 3.3.1 Problém s délkou simulace

Spojení systémů, nešlo provést jednoduše pouhým sloučením. Simulace výkonových elektronických obvodů totiž běží s krátkým krokem, který bylo nutné zvolit kvůli velké spínací frekvenci výkonových součástek. Díky krátkému kroku je simulace náročná na výpočetní výkon a není vhodné ji použít v celkovém modelu. Při testování modelu nabíjecího obvodu, byla používána délka simulace 0,1 s a její výpočet trval přibližně 5 minut. To by znamenalo při simulaci celého systému, kde přechodové děje probíhají v řádu desítek vteřin, že by výpočet zabral desítky hodin.

### 3.3.2 Zjednodušení výkonového obvodu

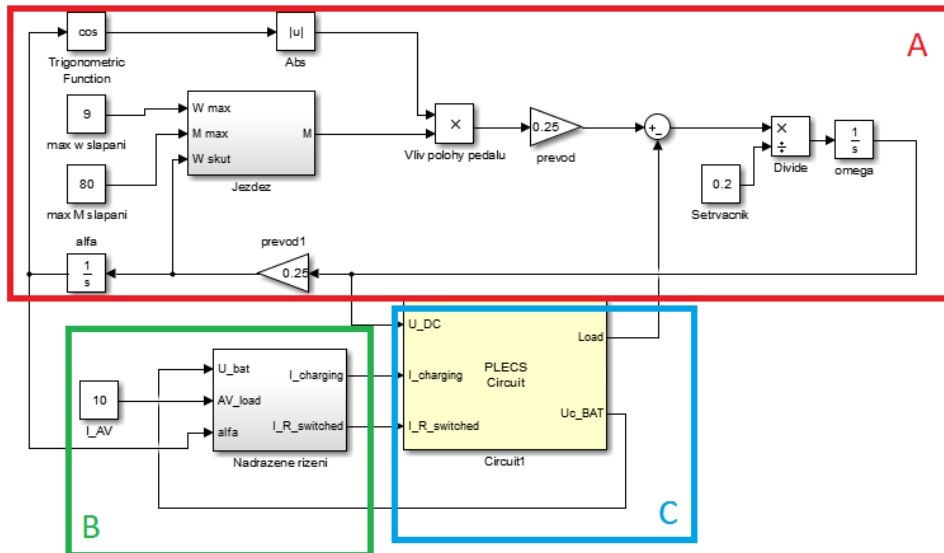
Předchozí simulace ukázaly, že výkonová elektronika reaguje na změnu požadavku přesně a v řádech jednotek milisekund, proto bylo možné ji nahradit řízenými zdroji proudu (viz Obr. 3.21).



Obr. 3.21 Model zjednodušeného výkonového obvodu

### 3.3.3 Celkový model

Celkový model zařízení včetně uživatele je na Obr. 3.22. Blok A je model mechanického systému, tak jak byl popsán v kapitole 3.1.4, blok B je nadřazené řízení popsané v kapitole 3.2.2.4 a blok C je zjednodušený model výkonového obvodu z kapitoly 3.3.2.

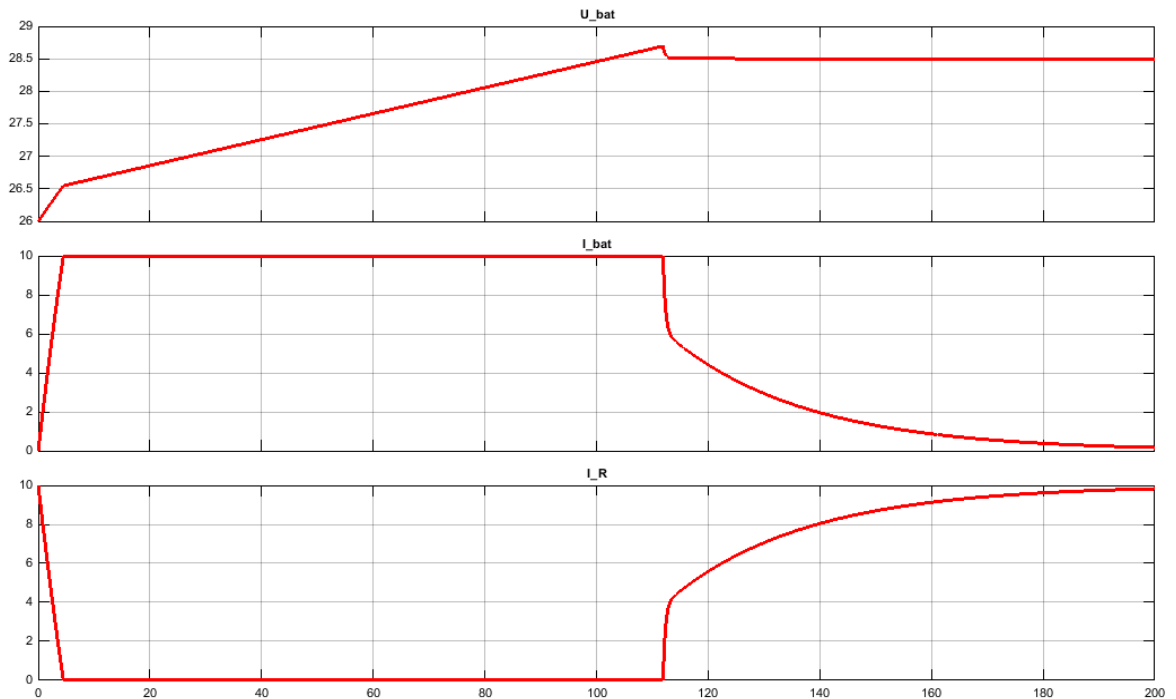


Obr. 3.22 Celkový model zařízení v programu Simulink

### 3.3.4 Test různých provozních stavů

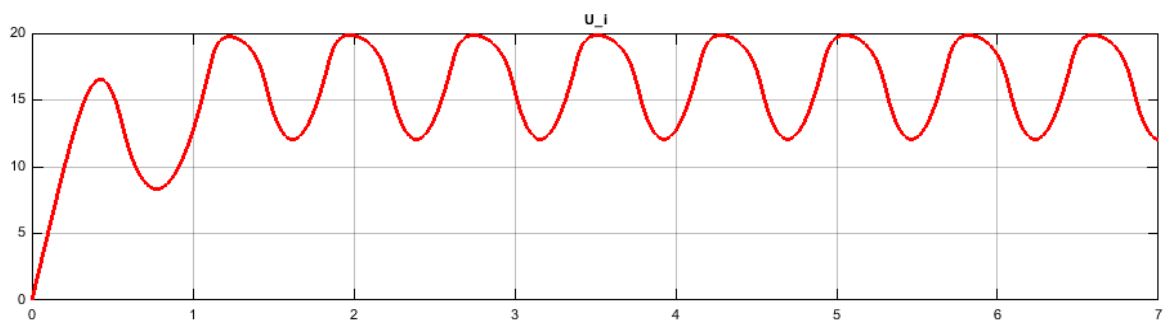
Hlavním důvodem pro vytvoření celkového modelu bylo otestování nadřazeného řízení. První funkce nadřazeného řízení, která byla testována, je přerozdělení toků energií mezi baterii a odporník, tedy ukončení nabíjecího cyklu ve chvíli, kdy je baterie nabitá a přechod na maření energie v odporníku.

Z průběhů na Obr. 3.23 je vidět, že když se napětí baterie přiblíží ke svému omezení, které je nastaveno na 28,5 V, regulátor začne postupně snižovat velikost nabíjecího proudu tak, aby napětí baterie nepřekročilo tuto hranici. Malý překmit napětí je způsoben úbytkem napětí na vnitřním odporu baterie, ale ke skutečnému přebití baterie nedojde. Poslední průběh pak ukazuje, že pokud nemůže být energie využita k nabíjení baterie, je odvedena do odporníku.



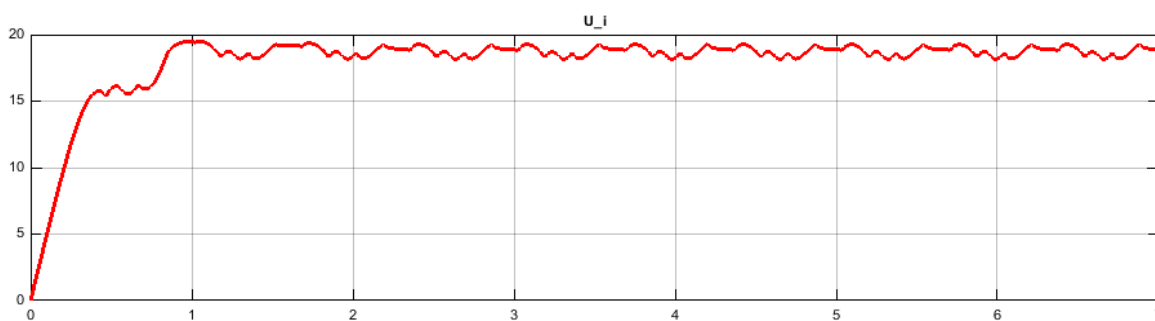
Obr. 3.23 Průběhy napětí a proudů při ukončování nabíjecího cyklu

Další testovaná funkce nadřazeného řízení byla optimalizace zátěže na základě polohy pedálů. Ta měla zajistit příjemnější, plynulejší šlapání, a tím také omezit kolísání napětí generátoru, jehož příklad lze vidět na obrázku 3.24.



Obr. 3.24 Průběh otáček generátoru bez optimalizace zátěže

Test ukázal, že optimalizace zátěže skutečně funguje a otáčky jsou téměř konstantní (viz Obr. 3.25). Drobné zvlnění otáček při optimalizaci zátěže je způsobeno tím, že čidlo polohy nesnímá polohu spojitě, ale rozlišuje polohu pouze po krocích  $45^\circ$ .



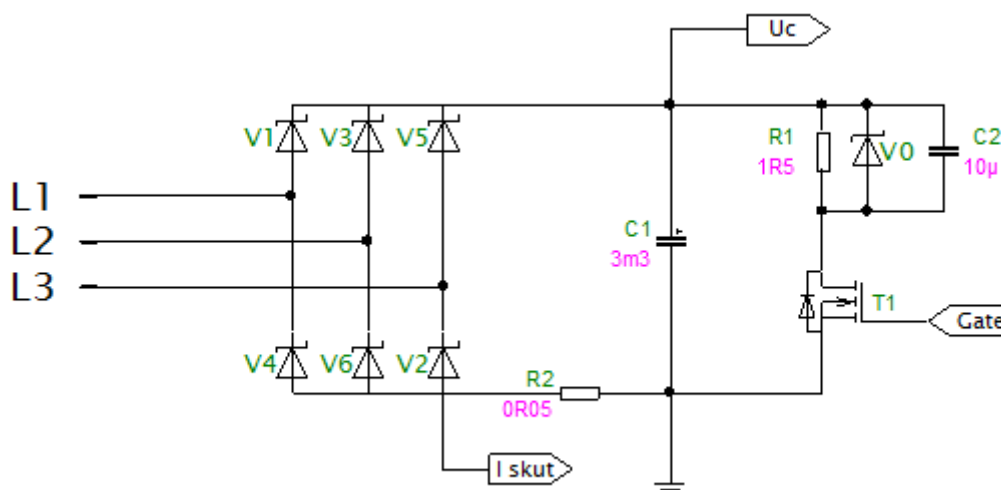
Obr. 3.25 Průběh otáček generátoru s optimalizací zátěže

## 4 Vývoj prototypu a ověření konceptu zařízení

Návrh výkonové části probíhal tak, že byly vybrány součástky pro diodový usměrňovač, stejnosměrný obvod a odporník. Po zkonstruování této části bylo vytvořeno pomocí vývojového kitu STM32F4201 Discovery řízení toku energie v obvodu a zobrazení aktuálního výkonu.

### 4.1.1 Popis hlavních částí výkonového obvodu

Na Obr. 4.1 je schéma výkonového obvodu prototypu zařízení postaveného za účelem ověření konceptu zařízení a testu jeho chování.



Obr. 4.1 Schéma výkonového obvodu

#### 4.1.1.1 Usměrňovač

Usměrňovač se stará o převod střídavého třífázového napětí z generátoru na stejnosměrné napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Díky poměrně malému indukovanému

napětí generátoru (cca 50 V) bylo možno využít ke konstrukci usměrňovač Schottkyho diody, které mají díky malému napětí v propustném směru menší vodivostní ztráty než běžné usměrňovací diody.

#### 4.1.1.2 Pulsní měnič odporu

Aby bylo možno kontrolovat množství energie mařené v odporu, je k odporu sériově připojen výkonový transistor (viz Obr. 4.1). Spínáním tohoto tranzistoru lze měnit ekvivalentní odpor obvodu v rozsahu od  $1,5 \Omega$  (dáno skutečnou velikostí odporu) až po nekonečný odpor v případě, že tranzistor přestane spínat.

### 4.1.2 Dimenzování součástek

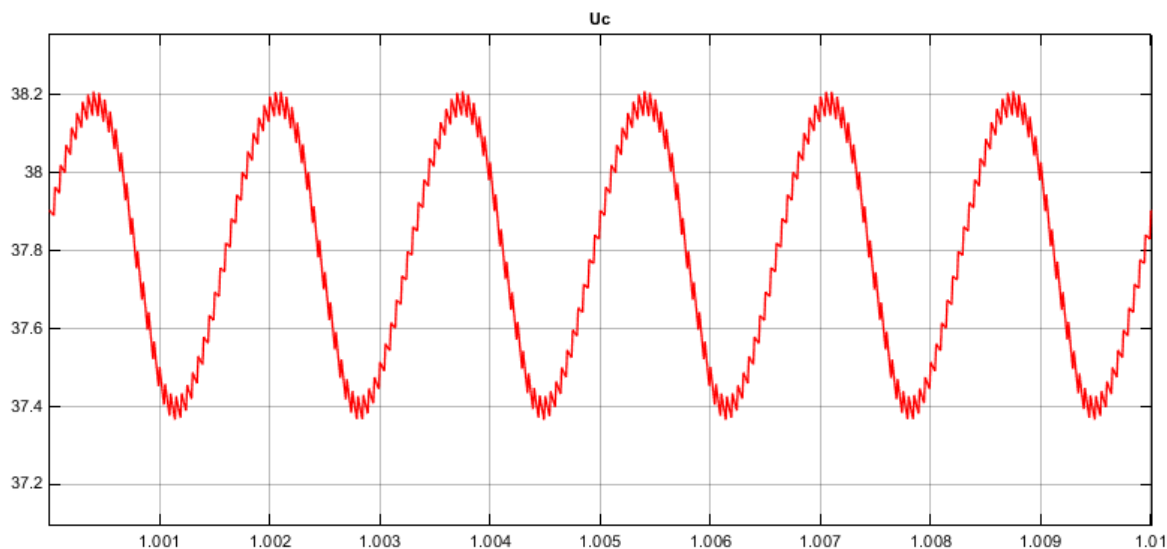
#### 4.1.2.1 Dimenzování stejnosměrného meziobvodu

Stejnoseměrný meziobvod je tvořen elektrolytickým kondenzátorem. Hlavním účelem tohoto kondenzátoru je vyhlazení napětí na vstupech/výstupech jednotlivých funkčních bloků. Kolísání napětí vzniká díky usměrňování střídavého napětí generátoru. Toto kolísání je ale plynulé a dosahuje řádově maximálně stovek Hz. Mnohem závažnější je kolísání způsobené spínáním pulsního měniče odporu, které způsobuje skokové změny odebíraného proudu a mohlo by vést ke vzniku přechodových jevů, které by měly neblahý vliv na správnou funkci zařízení.

Velikost kondenzátoru byla zvolena na základě simulace, ve které se počítalo s nejhorší možnou variantou, která může nastat. To znamená maximální indukované napětí 50 V a střední hodnota proudu 20 A. Modulační frekvence PWM byla zvolena 20 kHz, tato hodnota byla záměrně zvolena nízká, aby se předešlo problémům při ožívování zařízení, ale bylo počítáno s jejím dodatečným navýšením.

Na Obr. 4.2 je viditelné, že zvolený kondenzátor zvládne dostatečně vyhladit napětí, jeho rozkmit je 0,8 V. Z frekvence kolísání napětí je vidět, že je způsobeno usměrněním střídavého napětí z generátoru pomocí šestipulzního usměrňovače. Dále je z průběhu vidět, že kolísání napětí způsobené spínáním pulzního měniče odporu je přibližně osmkrát nižší.



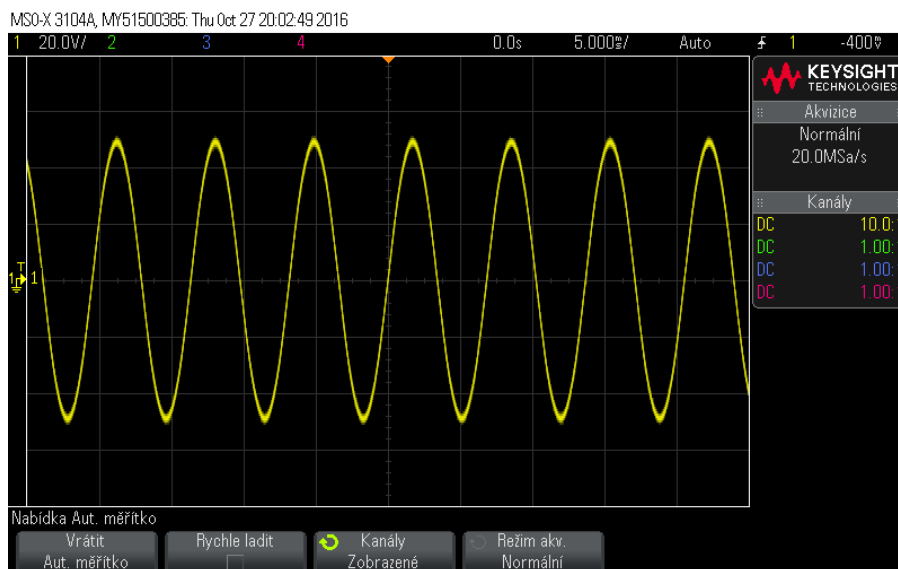


Obr. 4.2 Průběh napětí na vyhlazovacím kondenzátoru

#### 4.1.2.2 Dimenzování usměrňovače

Pro usměrnění střídavého napětí generovaného BLDC motorem je využit třífázový neřízený usměrňovač v můstkovém zapojení.

Na Obr. 4.3 je průběh změřeného indukovaného napětí generátoru, měření probíhalo s odpojenou zátěží a jezdec dostal za úkol šlapat, jak nejrychleji dokáže, aby bylo možno odhadnout nejvyšší napětí, které se může na výstupu z generátoru objevit. Tato hodnota však může být ještě vyšší, jelikož záleží na fyzické kondici uživatele, proto při výběru diod usměrňovače bylo počítáno s rezervou, závěrné napětí volit minimálně 80 V.



Obr. 4.3 Průběh největšího indukovaného napětí naměřeného bez zátěže

Při proudovém dimenzování součástek se vycházelo z nastavení regulace proudu, která omezuje střední hodnotu proudu motorem na 20 A. V třífázovém můstkovém zapojení usměrňovače vede každá součástka po dobu jedné třetiny periody, což znamená, že střední hodnota proudu součástkou je přibližně 7 A.

S ohledem na nabídku byla zvolena dioda MBR10100G. Podle údajů uvedených výrobcem je na této diodě v propustném směru úbytek napětí 0,9 V, což znamená, že ztrátový výkon na součástce je:

$$P = I_{max} \cdot U_F = 7 \cdot 0,9 = 6,3 \text{ W} \quad (4.1)$$

Tento výkon vytváří teplo, které je potřeba ze součástky odvést. Samotná dioda nedokáže okolí předat dostatek tepla, proto se musí doplnit o chladič. Při výpočtu velikosti chladiče se vycházelo z maximální teploty součástky 175 °C, odhadované teploty okolí 50°C, vnitřního tepelného odporu součástky 2° C/W a tepelného odporu přechodu mezi pouzdrem součástky a chladičem 0,5° C/W. [4]

$$R_{th HS-A} = \frac{T_j - (R_{th J-C} + R_{th C-HS}) \cdot P - T_a}{P} \quad (4.2)$$

$$R_{th HS-A} = \frac{175 - (2 + 0,5) \cdot 6,3 - 50}{6,3} = 17,3^\circ\text{C/W}$$

Vzhledem k nabídce na trhu byl zvolen chladič s menším tepelným odporem a to 15,6°C/W. [5][6]

#### 4.1.2.3 Dimenzování tranzistoru pulzního měniče odporu

Maximální pracovní napětí na tranzistoru je ve výpočtech voleno 50 V. Stejně jako u diod je maximální střední hodnota proudu omezena regulací na 20 A, ale na rozdíl od diod, tranzistor je pouze jeden, proto musí zvládnout vést celých 20 A.

Aby bylo možno tranzistor uchladiť pasivním chladičem rozumných rozměrů, byl zvolen tranzistor IPP50N10S3L, který má maximální napětí D-S 100 V a maximální nepřerušovaný proud 50A. Tento tranzistor byl zvolen hlavně pro jeho nízký elektrický odpor v sepnutém stavu a nízký vnitřní tepelný odpor, který zjednodušuje chlazení.

Nejprve byl spočítán statický ztrátový výkon tranzistoru v sepnutém stavu. Výrobce udává, že při teplotě čipu 175 °C je odpor sepnutého tranzistoru 30 mΩ. V nejnepriznivějším možném stavu je dán proud tranzistorem omezením regulace proudu na 20 A, díky filtru, který je součástí obvodů měřících proud, odpovídá těchto 20 A střední hodnotě proudu tranzistorem. Dále je potřeba pro výpočet znát nejvyšší hodnotu okamžitého proudu, která je dána velikostí odporníku 1,5 Ω a maximálním napětím 50 V. V tomto případě nebyla využita hodnota maximálního napětí 80 V, jelikož tento stav může nastat pouze v případě, že tranzistor přestal z nějakého důvodu spínat a uživatel šlape bez zátěže. Z těchto podmínek a hodnoty výkonového odporu v obvodu tranzistoru se dá odvodit průběh proudu:

$$I_{d \max} = \frac{U_{\max}}{R_l} = \frac{50}{1,5} = 33 \text{ A} \quad (4.3)$$

$$z = \frac{I_{\text{av max}}}{I_{d \max}} = \frac{20}{33} \quad (4.4)$$

$$I_{ef \max} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{z \cdot T} I_{d \max}^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{20}{33} \cdot T} 33^2 \cdot dt} = 26 \text{ A} \quad (4.5)$$

$$P_{ON} = R_{DS \text{ on}} \cdot I_{ef \max}^2 = 0,03 \cdot 26^2 = 20 \text{ W} \quad (4.6)$$

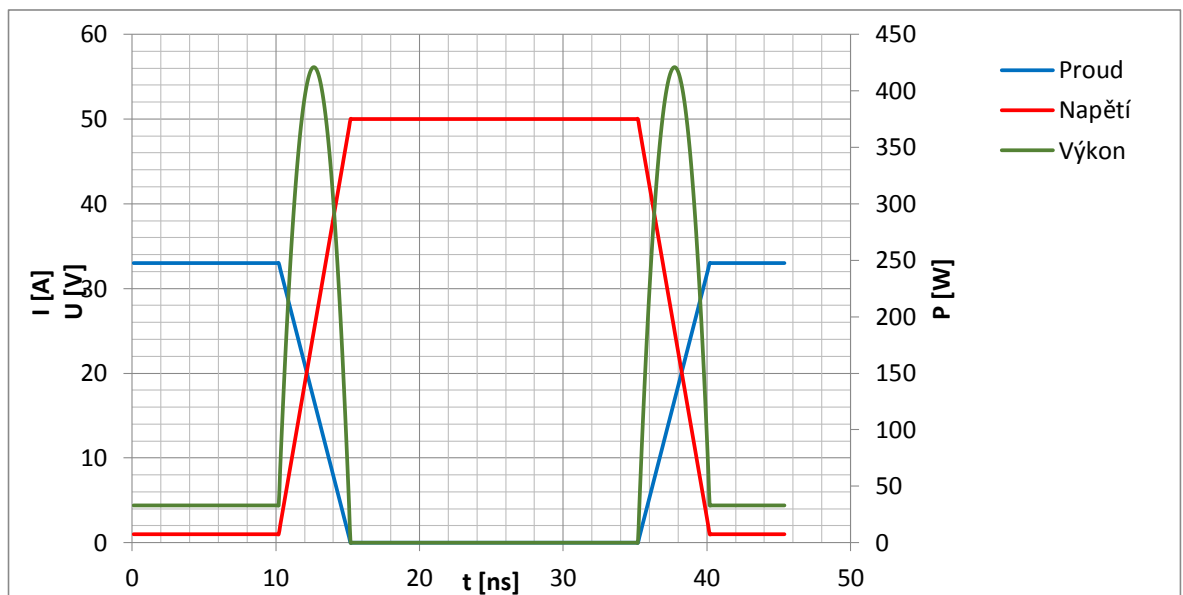
Dále byly pro jistotu spočítány spínací ztráty, ty jsou však při použité frekvenci spínání zanedbatelné. Délka přechodového stavu přepnutí tranzistoru je dána dobou, po kterou trvá nabití parazitní kapacity elektrody gate. Sepnutí tranzistoru proběhne ve chvíli, kdy je napětí mezi gate a source 4 V, proto je potřeba dodat na elektrodu G náboj o velikosti 10 nC. Proud do elektrody G je v tomto okamžiku:

$$I_G = \frac{U_{in} - U_G}{R_G} = \frac{15 - 4}{4,5} = 2,4 \text{ A} \quad (4.7)$$

Čas sepnutí tranzistoru je tedy:

$$t_{on} = \frac{Q_G}{I_G} = \frac{10^{-8}}{2,4} = 4,1 \text{ ns} \quad (4.8)$$

Tato doba je kratší, než doba udávaná výrobcem, proto byla použita katalogová hodnota 5 ns. Stejná doba pak platí i pro vypnutí tranzistoru. Průběh napětí, proudu a ztrátového výkonu tranzistoru při vypínání a zapínání je ukázán na Obr. 4.4.



Obr. 4.4 Průběh  $U, I$  a  $P$  při zapínání a vypínání tranzistoru

Teplná energie vytvořená v tranzistoru během jednoho zapnutí a vypnutí je pak:

$$E = \int_0^{t_{on}} \left(33 - \frac{33}{t_{on}} \cdot t\right) \cdot \left(1 + \frac{49}{t_{on}} \cdot t\right) \cdot dt + \int_0^{t_{off}} \frac{33}{t_{off}} \cdot t \cdot \left(50 - \frac{49}{t_{off}} \cdot t\right) \cdot dt = 2,86 \mu\text{J} \quad (4.9)$$

Při spínací frekvenci 100 kHz je ztrátový výkon způsobený spínáním:

$$P_{SW} = E \cdot f_{SW} = 2,86 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 = 0,286 \text{ W} \quad (4.10)$$

Vnitřní tepelný odpor tranzistoru je 1,5 °C/W a tepelný odpor mezi jeho pouzdrem a chladičem je 0,5 °C/W. Maximální dovolená teplota čipu je 175 °C, teplota okolí je opět zvolena 50 °C a ztrátový výkon je, jak bylo vypočteno 20 W. [6][7]

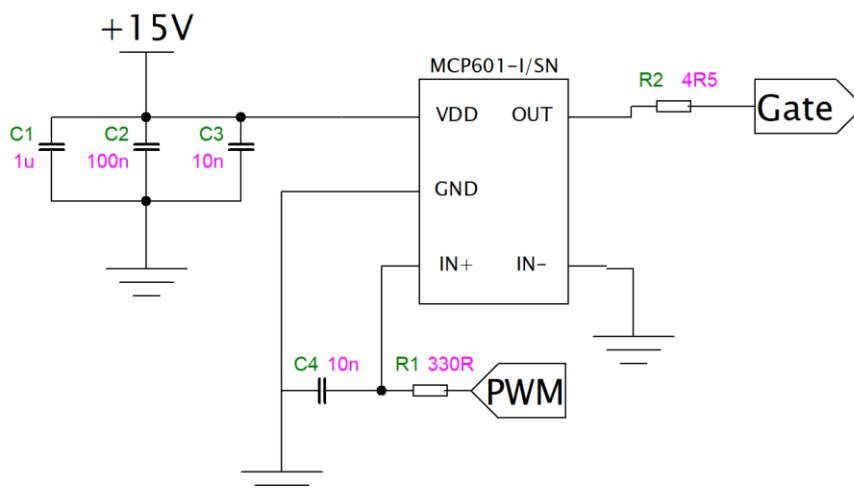
$$R_{th HS-A} = \frac{T_j - (R_{th J-C} + R_{th C-HS}) \cdot P - T_a}{P} \quad (4.11)$$

$$R_{th HS-A} = \frac{175 - (1,5 + 0,5) \cdot 20 - 50}{20} = 4,25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

### 4.1.3 Buzení tranzistoru

Pro řízení pulzního měniče odporu je použit již zmíněný kontrolér řady STM32F401. Výstup z tohoto kontroléru nelze přímo použít pro spínání tranzistoru, protože jeho výstupní napětí je pouze 3 V (tranzistor potřebuje pro uvedení do saturace minimálně 4 V) a navíc není výstup kontroléru stavěn na to, aby dodal dostatečně velký proudový impuls. Pro spínání tranzistoru je tedy nutné přidat ještě budící obvod.

Rozhodujícími kritérii pro výběr budícího obvodu bylo dostatečně velké budící napětí, proto, aby se tranzistor dostal do saturace, schopnost dodat dostatečně velký proudový pulz pro rychlé sepnutí a kompatibilita napětí logických úrovní budiče a kontroléru.



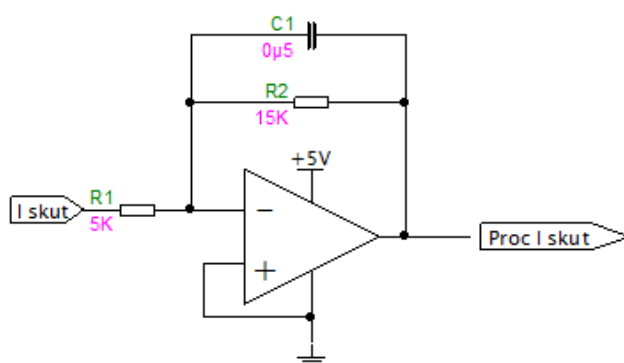
Obr. 4.5 Schéma zapojení budiče

### 4.1.4 Měření proudu

Jelikož zátěž při šlapání na rotopedu je přímo úměrná proudu odebíranému z generátoru, je potřeba tento proud dle potřeby řídit, k čemuž je nutné znát jeho hodnotu. Z důvodu finanční úspory bylo rozhodnuto proud měřit nepřímou, jako úbytek napětí na rezistoru. S ohledem na snížení ztrát byl tento odpor zvolen co nejmenší (50 mΩ).

Umístění měřícího odporu bylo zvoleno tak, aby úbytek na něm odpovídal celkovému proudu z generátoru a jedna z jeho elektrod byla připojena přímo na společnou zem, což zjednodušilo nároky na obvod měřící úbytek napětí, který na něm vzniká (viz Obr. 4.1).

Aby mohlo být napětí z odporového děliče přivedeno na ADC vstup kontroléru, bylo nutné změnit jeho polaritu. K tomu byl využit operační zesilovač v invertujícím zapojení. Kromě změny polarity zesilovač ještě třikrát zvětšuje velikost napětí, aby byl využit celý rozsah ADC vstupu, a funguje také jako filtr typu dolní propust s časovou konstantou 7,5 ms.



Obr. 4.6 Schéma zapojení op. zesilovače pro měření proudu

## 4.2 Řídící software

Jak již bylo zmíněno v předchozích kapitolách, k řízení byl využit vývojový kit, STM32F401-Discovery. Program pro tento kit byl vytvořen pomocí jazyka C. Vytvořený program se staral o regulaci odebíraného proudu a zobrazení výkonu na výstupu z generátoru.

Požadovaná obtížnost šlapání se nastavovala pomocí potenciometru, kterým se nastavoval výstupní proud z generátoru v rozmezí od 0 do 20A. Jelikož nebylo nutné, aby skutečný proud úplně přesně odpovídal nastavené hodnotě, byla použita pouze proporcionální regulace proudu.

Proporcionální regulátor, ve spojení s omezením vzniklým možností nastavit poměrné sepnutí pouze v rozsahu 0 až 1 se choval tak, že porovnal naměřenou a požadovanou hodnotu proudu. Pokud byla požadovaná hodnota oproti naměřené o více než 1 A větší, bylo poměrné sepnutí tranzistoru nastaveno na 1. Pokud byla požadovaná hodnota oproti naměřené naopak

o více než 1 A menší, bylo poměrné sepnutí tranzistoru nastaveno na 0. V kvazistacionárním stavu se systém ustálil mezi těmito dvěma stavy, výjimkou byl pouze případ, kdy bylo napětí ve stejnosměrném meziobvodu příliš malé na to, aby odporem o hodnotě 1,5 Ω prošel požadovaný proud.

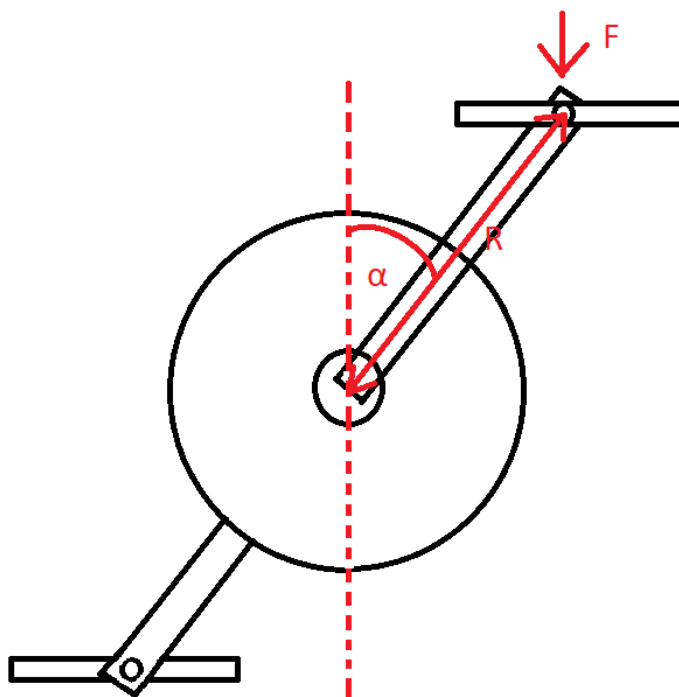
Střída vypočítaná regulátorem byla využita k nastavení PWM výstupu kontroléru.

### 4.3 Snímání polohy

Na rozdíl od klasického bicyklu se u rotopedu objevuje jeden problém spojený s komfortem používání. U rotopedu je setrvačnost tvořena pouze momentem setrvačnosti rotoru, kdežto u bicyklu se kromě momentu setrvačnosti projevuje ještě setrvačnost bicyklu včetně jezdce, která je nesrovnatelně větší.

Problém spočívá v tom, že využití síly, kterou jezdec působí na pedál, závisí na úhlu natočení klik. Točivý moment, který jezdec vytváří, odpovídá:

$$M = F \cdot R \cdot \sin(\alpha) \quad (4.12)$$



Obr. 4.7 Nákres ukazující vliv polohy pedálů na točivý moment

To v kombinaci s malou setrvačností způsobuje nepříjemné zpomalení při natočení klik do oblasti, ve které  $\alpha=0^\circ$  (dále označováno jako úvrat'). Jednou z možností, jak tento problém vyřešit, je přidáním setrvačnicku, ten však výrazně zvýší váhu i cenu celého zařízení příkladem tohoto řešení jsou profesionální cyklotrenažery (viz Obr. 4.8) které mají setrvačnicku o váze až 17kg.

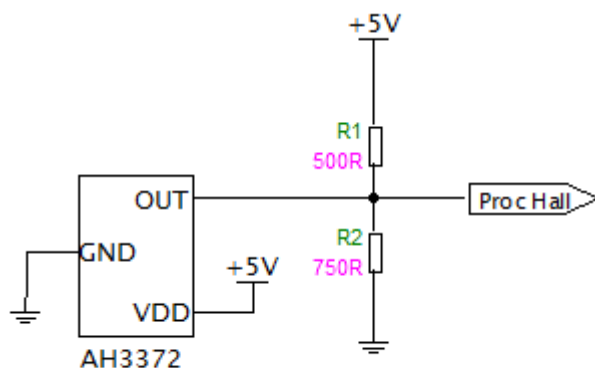


Obr. 4.8 Cyklotrenažér TechnoGym se setrvačnickem o váze 17,4kg [8]

Řešení, které bylo zvoleno pro vyvíjené zařízení, je upravení regulace proudu tak, aby se požadovaný zátěžný proud měnil v závislosti na natočení klik. Díky tomu, že bude v úvratí požadavek na menší zátěžný proud, zmenší se i pokles rychlosti nebo nutnost výrazně zvýšit sílu působící na pedály.

Pro navrhované řešení je však důležité získat informaci o poloze pedálů. Čidlo polohy zabudované v BLDC motoru nelze využít, jelikož je spojené s pedály pomocí řemenu a bylo by nutné vyřešit způsob, jakým by se skutečnou polohou pedálů synchronizovalo. Mnohem spolehlivější je snímat přímo polohu pedálů, za tímto účelem bylo do půlkruhu na rám rotopedu připevněno šest Hallových spínačů a na řemenici dva magnety posunuté po jejím obvodu o  $180^\circ$ . Tím vznikl snímač polohy s přesností  $30^\circ$ .





Obr. 4.9 Schéma zapojení hallové sondy pro snímání polohy

#### 4.4 Závěr práce na prototypu zařízení

Po dokončení návrhu byla zkonstruována a oživena zkušební verze zařízení. Zkušební verze bez problému zvládala základní funkci rotopedu, kterou byla možnost navolit si obtížnost šlapání. Problém se objevil při oživování senzoru polohy, ten samostatně fungoval bez problému, ale když byl připojen ke zbytku systému, objevilo se tak silné rušení, že nebylo možné polohu vyhodnotit. Tento problém by bylo možné vyřešit zlepšením konstrukce zařízení, které bylo v testovací fázi návrhu sestaveno velmi hrubě. K tomu však již nedošlo, protože se objevily další komplikace a od dalších prací na prototypu bylo upuštěno.

Komplikace se objevily v druhé fázi návrhu, kdy bylo potřeba vyřešit volbu obvodů, které budou zajišťovat nabíjení baterie a vytvoření střídavého výstupu. V původní úvaze bylo počítáno s tím, že za tímto účelem budou použity již hotová zařízení a bude pouze doplněno řízení množství energie, které odebírají. Ukázalo se však, že potřebná zařízení na trhu nejsou. Většinou nevyhovovaly z důvodu velkého rozptylu vstupních napětí. Ten byl požadován od 10 do 50V. Dále u nich nebylo možné, nebo bylo velmi obtížné řídit, velikost proudu. Proto bylo nutné potřebné obvody navrhnout.

## 5 Návrh hardwaru

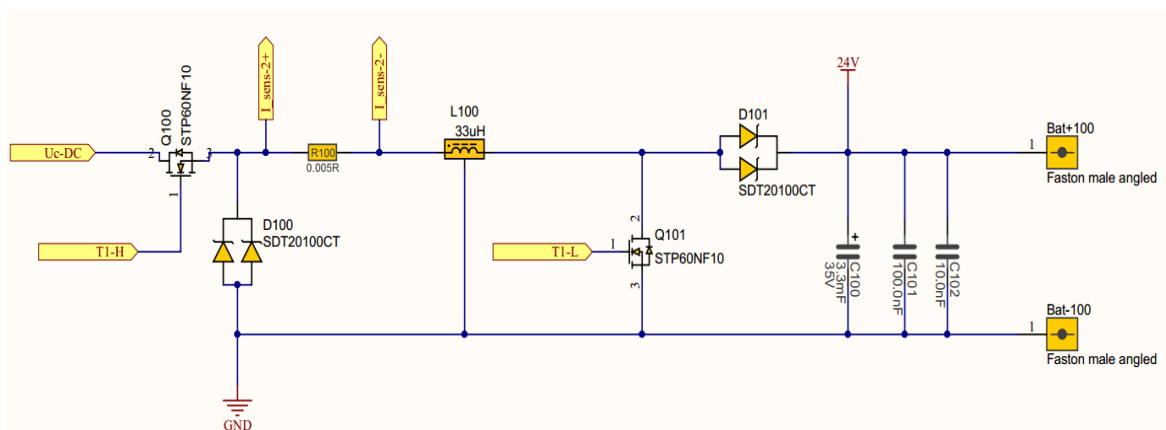
Druhá verze zařízení vychází z předchozí verze zařízení, ale je doplněna o další obvod, který se stará o nabíjení lithiové baterie. Byly také sníženy nároky na výkon pulzního měniče odporu, který zde zůstává pouze jenom jako pomocný pro případy, kdy by nebylo možno nabíjet baterii maximálním proudem, a tím využít plně potenciál sportovního trenažeru. Největší překážkou při návrhu druhé verze zařízení byla volba vhodného nabíjecího obvodu pro lithiovou baterii.

### 5.1 Návrh nabíjecího obvodu

Při návrhu nabíjecího obvodu bylo vycházeno z toho, aby se jím dal řídit nabíjecí proud baterie. Velikost tohoto proudu je nutné mít pod kontrolou ze dvou důvodů, prvním je možnost řídit odpor šlapání, který je přímo úměrný odebíranému proudu a druhým je samotné nabíjení baterie, které využívá dvou cyklů. Prvním je nabíjení konstantním (řízeným) proudem a druhým je nabíjení s omezením napětí, jelikož u běžných lithiových článků nesmí napětí překročit 4,1 až 4,2 V.

#### 5.1.1 Topologie nabíjecího obvodu

Jako nejvhodnější typ měniče se ukázal, stejnosměrný měnič typu Buck-Boost (viz Obr. 5.1), což znamená, že výstupní napětí oproti vstupnímu zvládne snižovat i zvyšovat. Tato vlastnost měniče je výhodná, jelikož dovoluje zvolit libovolné výstupní napětí z měniče, ale současně zachovává veliký pracovní rozsah otáček, ve kterém je možné nabíjet baterii a řídit proud odebíraný z generátoru v jeho plném rozsahu.



Obr. 5.1 Schéma nabíjecího obvodu v programu Altium

### 5.1.2 Volba Lithiové baterie

Při volbě baterie bylo nutné rozhodnout, z kolika článků bude sestavena a jak budou tyto články spojeny. Počet článků v sérii byl určen na sedm, což znamená, že jmenovité napětí je 25,2 V, ale během provozu může pohybovat v rozmezí od 21 do 29 V v závislosti na stavu nabití baterie. Toto napětí je výhodné, protože půjde přímo na baterii připojit běžně dostupný střídač a získat tak střídavý výstup 230 V pro připojení dalších spotřebičů. Další výhodou této napěťové úrovně je, že leží přibližně uprostřed napěťového rozsahu stejnosměrného meziobvodu (50 V), a tím má příznivý dopad na rozkmit nabíjecího proudu, kterému se budu více věnovat v následující kapitole. Kromě počtu článků v sérii, který určuje napětí baterie, je potřeba také zvolit počet paralelně zapojených článků, který je určující pro kapacitu baterie. S ohledem na cenu a výsledné rozměry baterie byly zvoleny čtyři paralelní články. Přibližná kapacita baterie potom činí 220 Wh.

### 5.1.3 Volba tlumivky

Tlumivka je v obvodu stejnosměrného měniče použita jako akumulátor energie, který omezuje zvlnění proudu. Podle kombinace sepnutí polovodičových prvků v obvodu proud tlumivkou roste, nebo klesá. Během růstu proudu se v tlumivce akumuluje energie v podobě magnetického pole, naopak během poklesu proudu tlumivka dodává naakumulovanou energii zpět do obvodu. Velikost tlumivky je nutné volit tak, aby se rozkmit proudu obvodem udržel v přiměřených mezích s ohledem dimenzování použitých součástek a jeho regulaci. Velikost rozkmitu proudu je dána rozdílem mezi vstupním a výstupním napětím, a také rozdílem těchto napětí vůči zemi, proto bylo výstupní napětí voleno jako polovina z rozsahu vstupního napětí. Další proměnou, která ovlivňuje velikost rozkmitu proudu je frekvence spínání polovodičových součástek, ta je v našem případě omezena spínacími ztrátami na 100 kHz. Na základě těchto parametrů, je nutné zvolit velikost indukčnosti tlumivky.

#### 5.1.3.1 Dimenzování tlumivky

Jak již bylo řečeno, při dimenzování tlumivky se vychází z požadavku na maximální zvlnění proudu, to je doporučeno volit jako 40% požadovaného výstupního proudu. [9] Při návrhu tlumivky se naráží na úskalí širokého rozsahu proudu. Nesprávně navržená tlumivka by se mohla sytit v případě provozu s vysokým proudem. V následující tabulce je ukázána závislost velikosti indukčnosti v závislosti na proudu.

Tab. 5.1 Hodnoty indukčností pro různé pracovní proudy

$I_L$ [A]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$\Delta I_L$ [A]	0,4	0,8	1,2	1,6	2	2,4	2,8	3,2	3,6	4	4,4	4,8	5,2	5,6	6	6,4	6,8	7,2	7,6	8
$L$ [ $\mu$ H]	313	156	104	78	63	52	45	39	35	31	28	26	24	22	21	20	18	17	16	16

$$L = \frac{\Delta U_{\max}}{\Delta I_L \cdot f_{sw} \cdot 2} \quad (5.1)$$

Z tabulky je tedy vidět, že by bylo potřeba použít tlumivku o velikosti 313  $\mu$ H, která by ale současně musela být dimenzovaná na proud 20 A. Tlumivka takovýchto parametrů není běžně dostupná, a kdyby byla, bude relativně těžká, velká a drahá. Proto bylo nutné přizpůsobit volbu tomu, co nabízí trh, výsledkem tedy byla volba tlumivky o velikosti 33  $\mu$ H, což by dle původního návrhu znamenalo omezení minimálního výstupního proudu na 10 A.

Tento problém se dal vyřešit vhodnou úpravou regulačního algoritmu, které se budu věnovat v následující kapitole.

#### 5.1.4 Návrh buzení tranzistorů

Výkonové tranzistory v nabíjecím obvodu opět potřebují vhodné budící obvody, zde je však v případě tranzistoru T1 situace složitější o to, že elektroda source tohoto tranzistoru není připojena přímo na společnou zem (viz Obr. 5.1 a 3.6), ale její potenciál závisí na více proměnných, jako je například aktuální kombinace sepnutí, napětí na výstupním kondenzátoru a další. Proto je nutné získat pro sepnutí zdroj napětí, který je nezávislý vůči zbytku obvodu. Normálně se za tímto účelem využívá nábojová pumpa. Tu v tomto případě, ale nelze využít, jelikož ve zvyšovacím režimu je tranzistor T1 neustále sepnut a nábojová pumpa by v tomto případě přestala fungovat.

##### 5.1.4.1 Zdroj napětí pro budič

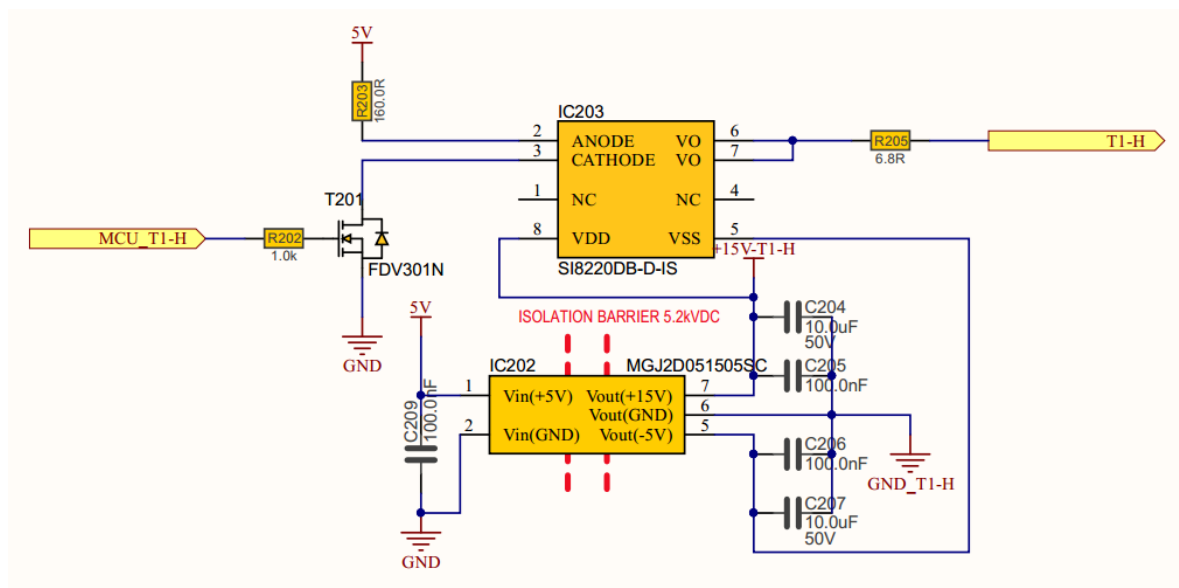
Jako zdroj napětí pro buzení součástek byl tedy zvolen galvanicky oddělený DC/DC měnič s výstupním napětím +15/-5 V. Výstup +15 V bude využíván k sepnutí tranzistoru a výstup -5 V urychlí vypnutí tranzistoru oproti předchozímu případu, kdy jsme připojovali pouze nulové napětí. Pro volbu vhodného zdroje bylo pouze nutné zkontrolovat, zda jeho výkon bude ke spínání tranzistorů stačit.

$$P = Q_{gate} \cdot f_{SW} \cdot \Delta U = 104 \cdot 10^{-9} \cdot 10^5 \cdot 20 = 208 \text{ mW} \quad (5.2) [10]$$

Vzhledem k nabídce byl zvolen DC/DC měnič MGJ2D051505SC s výkonem 2W.

### 5.1.4.2 Budič

Aby bylo možné využít galvanicky oddělené napájení buzení, bylo nutné k němu zvolit budič, který má galvanicky oddělené řídicí elektrody od samotné budícího obvodu. Jako vhodný se ukázal integrovaný obvod Si82220DB, který má galvanicky oddělené vstupní a výstupní obvody.



Obr. 5.2 Schéma budícího obvodu v programu Altium

## 5.2 Implementace regulačních a řídicích algoritmů

Pro řízení výkonové elektroniky byl zvolen procesor STM32F042, který bude osazen na stejné DPS, jako zbytek obvodů. Jak se předpokládalo při vývoji simulačních modelů, tento procesor nemá dostatečný výkon na to, aby vypočítal regulační zásah během jedné periody PWM, která je 10  $\mu$ s. Navíc díky tomu, že sám procesor nezvládne provádět operace v plovoucí řádové čárce, bylo nutno veškeré algoritmy optimalizovat pro pevnou řádovou čárku. Výsledný výpočet regulačního zásahu včetně běhu A/D převodníků je přibližně 15  $\mu$ s, nakonec tedy byla zvolena perioda regulačního zásahu 50  $\mu$ s.

### 5.3 Návrh DPS

Pro realizaci obvodu byla zvolena čtyřvrstvá DPS, na té je umístěná veškerá elektronika včetně procesoru (viz Obr. 5.3). Návrh DPS měl pouze několik omezení, prvním byla šířka 8cm a druhým umístění chladičů na bočních stranách. Obě tato omezení souvisela s plánovaným umístěním elektroniky v rámu rotopedu.



Obr. 5.3 3D model DPS v programu Altium

## 6 Závěr

Všechny cíle práce byly splněny, v následující části, jsou zhodnoceny v pořadí, v jakém byly uvedeny v úvodní části práce.

- 1) Zadání se ukázalo jako proveditelné. Zátěž, kterou zvládne generátor působit proti jezdcí je naprosto dostačující i pro intenzivní trénink. Kapacita baterie byla snížena kompromisem vůči ceně, ale i tak vystačí například na několika hodinové napájení notebooku.
- 2) Navržená elektronika zvládne plně využít potenciál zařízení, díky volbě topologie nabíjecího obvodu Buck-Boost je energie vytvořená uživatelem využita k nabíjení baterie již od minimálních otáček. Dosavadní testy zařízení neobjevily nedostatky v dimenzování výkonového obvodu.
- 3) Simulační modely se chovají dle teoretických předpokladů a ukázaly se být velmi užitečné při návrhu hardwaru a vývoji regulačních a řídicích algoritmů.
- 4) Regulační algoritmus vytvořený pro regulaci nabíjecího proudu byl ověřen v simulacích, a po převedení do jazyka C otestován i na skutečném zařízení. Řídicí algoritmus byl zatím otestován pouze v simulačním prostředí.
- 5) Optimalizace zátěžného momentu na základě polohy pedálů, jak ukázaly simulace, zvládne zásadně snížit kolísání otáček, a tím i zlepšit pocit z užívání rotopedu.

Nad rámec cílů stanovených v úvodu byl navržen a postaven funkční rotoped, na kterém v současné době probíhají další testy a postupná implementace všech funkcí navržených v simulacích.

Perspektivním směrem výzkumu a vývoje bude například optimalizace konstrukce čidla polohy a následná implementace algoritmu pro optimalizaci zátěže nebo vytvoření uživatelského rozhraní pomocí technologie Bluetooth.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Seven Sport s.r.o., 2018. Rotoped Intenza 550UBi - 2.jakost. [online]. [19.5.2018]. Dostupné z: <https://www.insportline.cz/27232/rotoped-intenza-550ubi-2-jakost>
- [2] Seven Sport s.r.o., 2018. Rotoped inSPORTline Gemini B200. [online]. [19.5.2018]. Dostupné z: <https://www.insportline.cz/23768/rotoped-insportline-gemini-b200>
- [3] ABBISS, Chris, PEIFFER, Jeremiah a LAURSEN, Paul. Optimal cadence selection during cycling. International sportmed journal. March 2009. s. 1-15
- [4] STMicroelectronics, 2005. STPS20120D. POWER SCHOTTKY RECTIFIER [online datasheet]. [19.5.2018]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/e5/72/63/c5/7c/e9/4f/5e/CD00050205.pdf/files/CD00050205.pdf/jcr:content/translations/en.CD00050205.pdf>
- [5] Aavid Thermalloy, 2005. Board Level Cooling – Narrow Channel 7020. 7020BG [online datasheet]. [19.5.2018]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/2/Board-Level-Cooling-Narrow-Channel-7020-1275544.pdf>
- [6] Vondrášek, F.; Langhammer, J.; Měsíček, J.; Molnár, J.; Peroutka, A.: Výkonová elektronika – Svazek 6 - Projektování výkonových polovodičových měničů- vybrané stati. Skripta ZČU Plzeň, 2008.
- [7] ON Semiconductor. FDPF3860T. N-Channel PowerTrench® MOSFET [online datasheet]. [19.5.2018]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/308/FDPF3860T-1119605.pdf>
- [8] Seven Sport s.r.o., 2018. Cyklotrenažér TechnoGym Group Cycle CONNECT [online]. [19.5.2018]. Dostupné z: <https://www.insportline.cz/17804/cyklotrenazer-technogym-group-cycle-connect/zluta>
- [9] Texas Instruments, 2016. How to Select a Proper Inductor for Low Power Boost Converter. [online]. [19.5.2018]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva797/slva797.pdf>
- [10] Concept Technologie AG, 2010. IGBT and MOSFET Drivers Correctly Calculated. [online]. [19.5.2018]. Dostupné z: [https://gate-driver.power.com/sites/default/files/product\\_document/application\\_note/AN-1001\\_IGBT\\_and\\_MOSFET\\_Drivers\\_Correctly\\_Calculated.pdf](https://gate-driver.power.com/sites/default/files/product_document/application_note/AN-1001_IGBT_and_MOSFET_Drivers_Correctly_Calculated.pdf)