

VŠB – Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky

Analýza napájecích veličin pohonu s DC motorem  
s regulací otáček  
Analysis of Input Quantities of DC Motor Drive  
with Speed Control

2015

Jakub Bača

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky

## Zadání bakalářské práce

Student: **Jakub Bača**

Studijní program: B2649 Elektrotechnika

Studijní obor: 2612R003 Aplikovaná elektronika

Téma: **Analýza napájecích veličin pohonu s DC motorem s regulací otáček**  
**Analysis of Input Quantities of DC Motor Drive with Speed Control**

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor poměrů u DC pohonu s tyristorovým usměrňovačem a pulzním měničem při regulaci otáček
2. Vytvoření matematického modelu DC pohonu se zanedbáním ztrát
3. Vytvoření matematického modelu DC pohonu s uvažováním ztrát v motoru a měničích
4. Vyšetření veličin DC pohonu pro konkrétně zadaný příklad

Seznam doporučené odborné literatury:

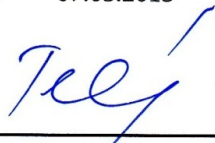
Dle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Ivo Neborák, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015



doc. Ing. Petr Paľacký, Ph.D.  
vedoucí katedry

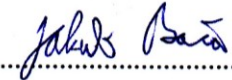


prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

„Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě dne 7. 5. 2015

  
.....

Podpis studenta

## Poděkování

Touto cestou bych chtěl poděkovat panu doc. Ing. Ivu Neborákovi, Csc. za odborné vedení, připomínky a rady, které mi poskytl při zpracování této bakalářské práce.

Dále bych chtěl poděkovat svým rodičům za podporu během studia.

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zabývá modelováním stejnosměrného pohonu napájeného z řízeného usměrňovače a pulzního měniče a analýzou jeho napájecích veličin. Nejprve jsou popsány matematické modely stejnosměrného motoru, řízeného usměrňovače a čtyřkvadrantového pulzního měniče a jsou vytvořeny matematické modely stejnosměrného pohonu pro oba způsoby napájení. Následně jsou tyto modely rozšířeny o ztráty v motoru a měničích. Modely byly vytvořeny v programu Matlab/Simulink. Poslední část je věnována vyšetření a srovnání veličin pohonu při regulaci otáček.

## **Klíčová slova**

Stejnoseměrný pohon, DC motor, řízený usměrňovač, pulzní měnič, účinník, matematický model, Matlab, Simulink, ztráty, ztráty v motoru, ztráty v měniči

## **Abstract**

This bachelor thesis deals with the modeling of DC drives powered by a controlled rectifier and DC/DC converter and with analyzing of input quantities of the drive. There is described and created mathematical model of a brushed DC motor, thyristor controlled rectifier and four-quadrant chopper. These models are further enhanced with calculation of power losses in the motor and converters. Models of the drive were developed in Matlab/Simulink. The last section focuses on the comparison of input quantities for the two types of power supply.

## **Key Words**

DC drive, DC motor, controlled rectifier, DC/DC converter, power factor, mathematical model, Matlab, Simulink, losses, losses in motor, losses in converter

## Seznam použitých symbolů a zkratek

| Symbol            | Jednotka                | Název   |
|-------------------|-------------------------|---|
| $B$               | [T]                     | Magnetická indukce                                    |
| $E$               | [J]                     | Ztrátová energie při spínání                          |
| $F(p)$            | [ - ]                   | Operátorový přenos                                    |
| $I$               | [A]                     | Proud   |
| $I_a$             | [A]                     | Proud kotvy   |
| $I_d$             | [A]                     | Proud v meziobvodu                                    |
| $I_s$             | [A]                     | Efektivní hodnota síťového proudu                     |
| $I_{s1}$          | [A]                     | Efektivní hodnota základní harmonické síťového proudu |
| $K_{TM}$          | [ - ]                   | Zesílení měniče                                       |
| $M$               | [N. m]                  | Moment motoru   |
| $P_1$             | [W]                     | Činný výkon   |
| $P_d$             | [W]                     | Činný výkon v meziobvodu                              |
| $P_m$             | [W]                     | Výkon motoru  |
| $\Delta P$        | [W]                     | Ztrátový výkon  |
| $\Delta P_{Fe,h}$ | [W]                     | Hysterezní ztráty                                     |
| $\Delta P_{Fe,v}$ | [W]                     | Vířivé ztráty   |
| $\Delta P_j$      | [W]                     | Jouleovy ztráty                                       |
| $\Delta P_{jk}$   | [W]                     | Ztráty na kartáčích                                   |
| $\Delta P_t$      | [W]                     | Třecí ztráty  |
| $\Delta P_v$      | [W]                     | Aerodynamické ztráty                                  |
| $R_v$             | [ $\Omega$ ]            | Diferenciální odpor                                   |
| $T$               | [s]                     | Perioda   |
| $T_{TM}$          | [s]                     | Časová konstanta měniče                               |
| $U_a$             | [V]                     | Napětí na motoru                                      |
| $U_d$             | [V]                     | Napětí v meziobvodu                                   |
| $U_{d0}$          | [V]                     | Střední hodnota napětí neřízeného usměrňovače         |
| $U_{d\alpha}$     | [V]                     | Střední hodnota napětí řízeného usměrňovače           |
| $U_m$             | [V]                     | Amplituda napájecího napětí                           |
| $U_s$             | [V]                     | Sdružené napětí sítě                                  |
| $U_{TO}$          | [V]                     | Prahové napětí  |
| $W_1$             | [J]                     | Odebíraná energie                                     |
| $W_2$             | [J]                     | Užitečná energie                                      |
| $\Delta W$        | [J]                     | Ztrátová energie                                      |
| $c\phi$           | [Wb]                    | Budicí konstanta stroje                               |
| $\cos \varphi_1$  | [ - ]                   | Účinitel základní harmonické                          |
| $f$               | [Hz]                    | Frekvence   |
| $i_v$             | [A]                     | Okamžitý proud v polovodičové součástce               |
| $k_1$             | [ - ]                   | Konstanta úměrnosti                                   |
| $n$               | [ot/min <sup>-1</sup> ] | Otáčky  |
| $p$               | [ - ]                   | Počet pólových dvojic                                 |
| $p_{fw}$          | [W]                     | Okamžitá hodnota propustného ztrátového výkonu        |

|           |  |  |
|-----------|--|--|
| $p_v$     | [W]                                      | Okamžitý ztrátový výkon polovodičové součástky |
| $q$       | [-]                                      | Počet pulzů                                    |
| $t$       | [S]                                      | Čas  |
| $u_v$     | [V]                                      | Okamžitý úbytek napětí polovodičové součástky  |
| $\alpha$  | [rad]                                    | Řídicí úhel                                    |
| $\eta$    | [-]                                      | Výkonová účinnost                              |
| $\eta_w$  | [-]                                      | Energetická účinnost                           |
| $\lambda$ | [-]                                      | Účinit   |
| $\omega$  | [s <sup>-1</sup> , rad·s <sup>-1</sup> ] | Mechanická úhlová rychlost                     |

## Obsah

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 1   | Úvod.....  | 1  |
| 2   | Rozbor poměrů u DC pohonu .....                          | 2  |
| 2.1 | Stejnoseměrný motor napájený z řízeného usměřovače ..... | 2  |
| 2.2 | Stejnoseměrný motor napájený z pulzního měniče.....      | 4  |
| 3   | Ztráty v elektrickém pohonu .....                        | 6  |
| 3.1 | Ztráty v motoru .....                                    | 6  |
| 3.2 | Ztráty v měničích .....                                  | 8  |
| 4   | Matematický model pohonu se zanedbáním ztrát.....        | 11 |
| 4.1 | Matematický model stejnosměrného motoru .....            | 11 |
| 4.2 | Matematický model řízeného usměřovače.....               | 13 |
| 4.3 | Matematický model pulzního měniče .....                  | 16 |
| 4.4 | Vytvoření modelů .....                                   | 18 |
| 5   | Matematický model pohonu s uvažováním ztrát.....         | 20 |
| 5.1 | Stejnoseměrný motor .....                                | 20 |
| 5.2 | Usměřovač .....  | 23 |
| 5.3 | Pulzní měnič.....  | 23 |
| 6   | Vyšetření veličin .....                                  | 27 |
| 7   | Závěr .....  | 32 |
|     | Literatura.....  | 33 |
|     | Seznam příloh .....                                      | 34 |

# 1 Úvod

Tato bakalářská práce se zabývá analýzou napájecích veličin stejnosměrného pohonu s regulací otáček při uvažování napájení z řízeného usměrňovače a pulzního měniče.

V první části je proveden teoretický rozbor poměrů u stejnosměrného pohonu při regulaci otáček, především z hlediska účinníku a proudu, který je odebírán ze sítě v různých provozních režimech pohonu.

V další části je provedeno shrnutí ztrát, které vznikají v motoru a v polovodičových měničích. Následuje popis matematických modelů stejnosměrného motoru, řízeného usměrňovače a pulzního měniče a vytvoření matematických modelů pohonu bez uvažování ztrát, při napájení z trojfázového můstkového řízeného usměrňovače a čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním obousměrným řízením. Vytvoření počítačových modelů bylo provedeno v prostředí programu Matlab/Simulink.

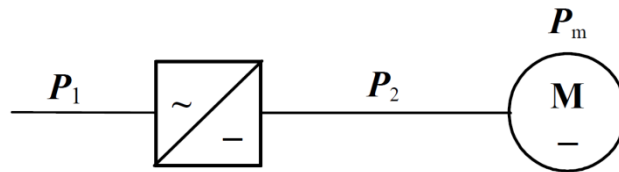
Předposlední kapitola je věnována rozšíření vytvořených modelů o ztráty vznikající v motoru, usměrňovači a pulzním měniči.

Poslední kapitola je věnována vyšetření veličin stejnosměrného pohonu. Jsou zde srovnány průběhy proudů, ztrát a účinníku pohonu při regulaci otáček, při napájení z řízeného usměrňovače a pulzního měniče..



## 2 Rozbor poměrů u DC pohonu

### 2.1 Stejnoseměrný motor napájený z řízeného usměrňovače



Obr. 2.1 Zapojení DC pohonu s tyristorovým řízeným usměrňovačem [1]

Při zanedbání ztrát v motoru a měniči je činný výkon odebíraný ze sítě  $P_1$  roven výkonu na svorkách motoru  $P_2$  a ten je roven mechanickému výkonu  $P_m$  na hřídeli motoru:

$$P_1 = P_2 = P_m \quad (2.1)$$

Proud odebíraný měničem ze sítě je přímo úměrný proudu motoru a při plném buzení je přímo úměrný i momentu motoru, konstanta úměrnosti  $k_1$  je dána zapojením usměrňovače:

$$I_{s1} = k_1 I_a = k_1 \frac{M}{c\phi} \quad (2.2)$$

Řízený usměrňovač představuje nelineární zátěž, odebírá ze sítě neharmonický proud. Za předpokladu harmonického napájecího napětí se na přenosu činného výkonu podílí pouze základní harmonická síťového proudu (ostatním harmonickým chybí příslušná harmonická napětí). Základní harmonická proudu  $I_s$  je fázově posunuta vzhledem k síťovému napětí, při uvažování ideálně vyhlazeného usměrňovaného proudu a okamžité komutace je tento fázový posun roven řídicímu úhlu  $\alpha$  a účinník základní harmonické je roven kosinu řídicího úhlu: [2]

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (2.3)$$

Střední hodnota usměrňovaného napětí je při spojitém proudu dána vztahem:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha = U_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad (2.4)$$

Dále budeme uvažovat řízený trojfázový můstkový usměrňovač. Předpokládáme pouze střední hodnotu proudu zátěže, tzn. ideálně vyhlazený proud  $I_a$  ( $L \rightarrow \infty$ ). Efektivní hodnota fázového proudu bude podle Obr. 2.2:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_1^2(\omega t) d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_a^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_a \quad (2.5)$$

Efektivní hodnotu základní harmonické proudu určíme z rovnosti činných výkonů na střídavém vstupu a stejnosměrném výstupu usměrňovače. Dosazením za výkony  $P_1$  a  $P_2$  získáme:

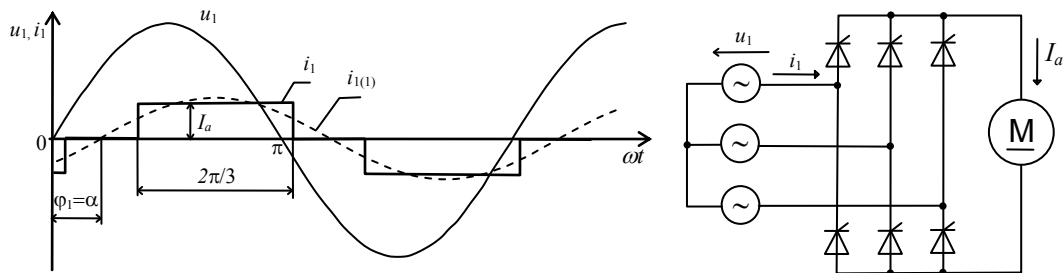
$$\sqrt{3} U_s I_{s1} \cos \varphi_1 = U_{d\alpha} I_a = \sqrt{2} U_s \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha I_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_s \cos \alpha I_a \quad (2.6)$$

$U_s$  je zde efektivní hodnota sdruženého napětí sítě, počet pulzů  $q = 6$ . Za předpokladu rovnosti (2.3) dostaneme vztah:

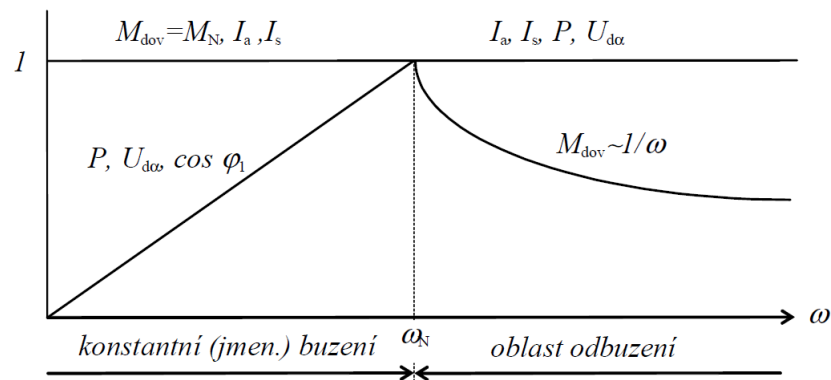
$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a \quad (2.7)$$

Celkový účinek s respektováním harmonických by pak byl: [3]

$$\lambda = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \cos \varphi_1 \quad (2.8)$$



Obr. 2.2 Průběh fázového napětí a proudu trojfázového můstkového usměrňovače, ideálně vyhlazený usměrněný proud a okamžitá komutace



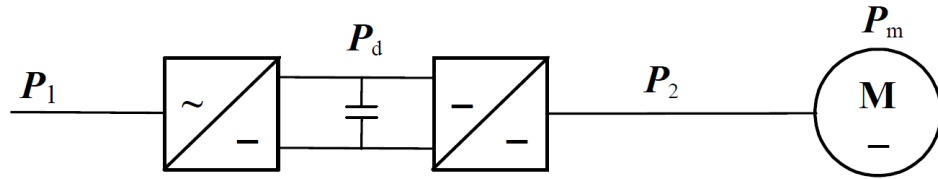
Obr. 2.3 Průběhy poměrných veličin pohonu pro zatížení dovoleným momentem [1]

Na Obr. 2.3 jsou znázorněny průběhy poměrných veličin pohonu v závislosti na otáčkách při zatížení dovoleným momentem. V oblasti otáček do jmenovité rychlosti se řízení otáček děje změnou napájecího napětí při konstantním, jmenovitém buzení, dovolený moment je dán jmenovitým proudem kotvy. Trvalé překročení tohoto proudu by způsobilo přehřátí motoru. V oblasti nad jmenovitou rychlostí se otáčky dále zvyšují odbuzováním. Napětí, proud a výkon zůstávají konstantní. Dovolený moment se proto snižuje nepřímo úměrně s rostoucí rychlostí. Vstupní proud měniče odebíraný ze sítě je dán momentem zátěže a zůstává stejný i při malých výkonech, kdy se zhoršuje účinek.

Z uvedeného plyne, že při nízkých otáčkách se snižuje (zhoršuje) účinek  $\cos \varphi_1$ , protože nízkým otáčkám odpovídá malé napětí  $U_{d\alpha}$  a malý  $\cos \alpha$ .

[1, 2, 3]

## 2.2 Stejnosměrný motor napájený z pulzního měniče



Obr. 2.4 Zapojení DC pohonu s pulzním měničem [1]

Uvažujme uspořádání na Obr. 2.4 s diodovým usměrňovačem, stejnosměrným napěťovým meziobvodem a pulzním měničem s pulzně šířkovou modulací, pomocí které řídíme napětí motoru a tím i jeho otáčky.

Z důvodu použití diodového usměrňovače platí, že napětí v meziobvodu bude při konstantním napětí sítě rovněž konstantní:

$$U_s = \text{konst.} \Rightarrow U_d = kU_s = \text{konst.} \quad (2.9)$$

Díky kondenzátoru zapojeného v DC meziobvodu platí, že účinník základní harmonické je prakticky roven jedné:

$$\cos \varphi_1 \cong 1 \quad (2.10)$$

Při zanedbání ztrát v motoru a měničích, bude platit následující výkonová bilance:

$$P_1 = P_d = P_2 = P_m \quad (2.11)$$

Dosazením za jednotlivé výkony získáme:

$$\sqrt{3}U_s I_{s1} \cos \varphi_1 = \sqrt{3}U_s I_{s1} = U_d I_d = U_a I_a = M\omega \quad (2.12)$$

Z tohoto vztahu, s uvážením vztahu (2.9) mezi napětími  $U_s$  a  $U_d$  plyne, že proud sítě je přímo úměrný proudu  $I_d$  v meziobvodu:

$$I_{s1} = k_1 I_d \quad (2.13)$$

Závislost mezi napájecím proudem a proudem motoru rovněž plyne z výkonové bilance:

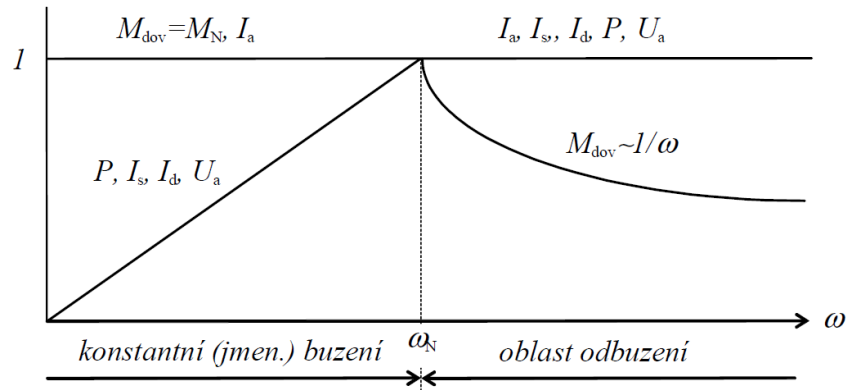
$$I_{s1} = k_1 I_d = k_1 \frac{U_a}{U_d} I_a = k_1 \frac{P}{U_d} = k_1 \frac{U_a M}{U_d c \phi} \quad (2.14)$$

Na rozdíl od napájení z řízeného usměrňovače je zde vidět, že proud sítě je přímo úměrný výkonu motoru při plném buzení i v odbuzeném stavu. [1]

Při uvažování napájení z trojfázového můstkového usměrňovače lze stejně jako v (2.5) odvodit vztah pro efektivní hodnotu proudu odebraného ze sítě. Tento vztah však bude platit, pokud je proud v meziobvodu konstantní. Pro zjednodušení tedy uvažujeme jen jeho střední hodnotu, odpovídá to situaci, kdy je ve stejnosměrném meziobvodu místo samotného kondenzátoru zapojen LC-filtr, který pro  $L \rightarrow \infty$  propustí jen stejnosměrnou složku proudu. Fázový proud pak bude mít stejný tvar jako na Obr. 2.2, fázový posun bude nulový. Celkový účinník při použití LC-filtru dosahuje hodnoty  $\lambda = 0.95$ . Vynechání tlumivky vede ke zhoršení tvaru vstupního fázového proudu a účinník klesá na hodnotu asi  $\lambda = 0.6$ . [3]

Z rovnosti výkonů  $P_l$  a  $P_d$  získáme vztah pro efektivní hodnotu základní harmonické proudu.  $I_d$  je střední hodnota proudu v meziobvodu:

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.15)$$



Obr. 2.5 Průběhy poměrných veličin pohonu pro zatížení dovoleným momentem [1]

Na Obr. 2.5 jsou znázorněny závislosti poměrných veličin pohonu při řízení otáček pro zatížení dovoleným momentem. Proud motoru je dán momentem zátěže, dovolený moment je opět omezen maximálním proudem motoru. Při řízení otáček do jmenovité rychlosti je zde situace výhodnější než v případě napájení z řízeného usměrňovače, protože je odebrán menší proud ze sítě, který se mění s otáčkami a závisí na odebíraném výkonu, navíc je lepší účinnost. V oblasti od jmenovité rychlosti pak zůstávají výkon, napětí a proud konstantní a snižuje se dovolený moment.

### 3 Ztráty v elektrickém pohonu

V elektrickém pohonu dochází k elektromechanické přeměně energie. Jako v každém zařízení sloužícím k přeměně energie, se její část mění v neužitečné, ztrátové formy. Ztrátová energie je dána rozdílem mezi energií odebíranou ze zdroje a užitečnou energií, odevzdávanou na výstupu zařízení. Energetická účinnost zařízení udává poměr mezi odebranou užitečnou energií a energií dodanou na vstupu zařízení v určitém časovém intervalu:

$$\eta_w = \frac{W_2}{W_1} = \frac{W_2}{W_2 + \Delta W} \quad (3.1)$$

Výhodnější je pracovat s výkony. Ztrátový výkon je ztrátová energie za jednotku času, výkon zařízení je dán rozdílem mezi výkonem odebíraným ze zdroje energie (příkonem) a celkovými ztrátami. Výkonová účinnost:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} \quad (3.2)$$

Ztráty lze rozdělit na ztráty nezávislé na zatížení, které se označují jako ztráty naprázdno  $\Delta P_0$ , a ztráty závislé na proudu. Mezi ztráty naprázdno řadíme ztráty v magnetických obvodech motorů, tlumivek a transformátorů a mechanické ztráty vznikající třením. Ke ztrátám závislým na zatížení patří Jouleovy ztráty ve vinutích motorů, tlumivek a transformátorů, ztráty propustné a spínací v polovodičových součástkách napájecích měničů.

Při určování ztrát v libovolném okamžiku můžeme vyjít ze ztrát ve jmenovitém pracovním bodě. Pro přepočítání lze využít závislosti jednotlivých složek ztrát na provozním stavu pohonu.

[4, 5]

#### 3.1 Ztráty v motoru

##### Ztráty v železe $\Delta P_{Fe}$ a přídavné ztráty při chodu naprázdno $\Delta P_{ad0}$

Jsou to ztráty hysterezní  $\Delta P_{Fe,h}$  a ztráty vířivými proudy  $\Delta P_{Fe,v}$ , vznikající při přemagnetování železného jádra kotvy, ztráty vířivými proudy způsobené různými pulzacemi magnetického pole při chodu nezatíženého stroje, ztráty vířivými proudy od rozptylových toků při chodu naprázdno. Tyto ztráty se považují za nezávislé na zatížení.

Ztráty v železe obecně závisí na magnetické indukci a frekvenci. Hysterezní ztráty jsou přímo úměrné druhé mocnině magnetické indukce a frekvenci. Ztráty vířivými proudy jsou přímo úměrné druhé mocnině magnetické indukce a frekvence:

$$\Delta P_{Fe,h} \sim B^2 f \quad (3.3)$$

$$\Delta P_{Fe,v} \sim B^2 f^2 \quad (3.4)$$

V kotvě stejnosměrného motoru je střídavý proud a střídavé magnetické pole, frekvence střídání je [6]:

$$f = \frac{pn}{60} \quad (3.5)$$

kde  $p$  je počet pólových dvojic.

Ztráty v železe stejnosměrného motoru pak budou závislé na otáčkách motoru a na buzení:

$$\Delta P_{Fe,h} \sim (c\phi)^2 n \sim (c\phi)^2 \omega \quad (3.6)$$

$$\Delta P_{Fe,v} \sim (c\phi)^2 n^2 \sim (c\phi)^2 \omega^2 \quad (3.7)$$

### **Ztráty mechanické $\Delta P_m$**

Jsou to všechny druhy ztrát třením otáčejících se částí stroje: ztráty v ložiskách, třením kartáčů na komutátoru, třením otáčejících se částí stroje o prostředí uvnitř stroje, třením chladiwa v kanálech otáčejících se částí, ztráty vyvolané činností ventilátorů, čerpadel a jiných pomocných strojů poháněných hřídelí stroje, které jsou určeny jen pro obsluhu stroje. Jsou nezávislé na zatížení motoru.

Lze je rozdělit na ztráty třením, které jsou lineárně závislé na rychlosti, a na ztráty ventilační, které jsou závislé na třetí mocnině rychlosti:

$$\Delta P_t \sim n \sim \omega \quad (3.8)$$

$$\Delta P_v \sim n^3 \sim \omega^3 \quad (3.9)$$

### **Jouleovy ztráty v pracovních vinutích $\Delta P_j$**

Elektrické ztráty vznikající průchodem proudu ve vinutí kotvy a v ostatních vinutích, které jsou spojeny do série s kotvou: pomocné póly, kompenzační vinutí. Jsou přímo úměrné druhé mocnině proudu:

$$\Delta P_j \sim I^2 \quad (3.10)$$

### **Ztráty na kartáčích $\Delta P_{jk}$**

Elektrické ztráty vznikající průchodem proudu přes kluzné kontakty mezi kartáči a komutátorem jsou dány součinem úbytku napětí na kartáčích  $\Delta U_k$  a proudu procházejícího přes kontakt. Úbytek napětí na kartáčích se uvažuje konstantní, nezávislý na proudu a polaritě kartáče. Počítá se s hodnotou úbytku napětí 1V na každý styk pokud jsou kartáče uhlíkové a 0,3V pokud jsou kartáče měděnouhlíkové nebo měděnografitové.

$$\Delta P_{jk} \sim I \quad (3.11)$$

### **Ztráty v budicím vinutí $\Delta P_b$**

Ztráty vznikající průchodem proudu v obvodu budicího vinutí. Záleží na druhu stejnosměrného motoru, zda tyto ztráty závisí na zatížení. V případě stejnosměrného motoru s cizím buzením jsou konstantní, pokud je buzení konstantní.

### **Přídavné ztráty $\Delta P_{ad}$**

Jsou to všechny ostatní ztráty. Patří sem ztráty způsobené vířivými proudy v aktivních i konstrukčních částech stroje a rozptylovými poli vytvořenými zatěžovacím proudem. Přídavné ztráty při jmenovitém chodu se uvažují jako určitá část příkonu motoru, u nekompensovaných motorů 1%, u kompenzovaných 0,5%.

[4, 7]

### 3.2 Ztráty v měničích

Ztráty v měničích tvoří ve srovnání se ztrátami v motoru jen menší část celkových ztrát v elektrickém pohonu. Významnou část tvoří ztráty vznikající ve výkonových polovodičových prvcích, dále zde patří ztráty v ochranách, ztráty ve vinutí a v magnetických obvodech tlumivek. Mezi ztráty také patří energie potřebná pro napájení řídicích obvodů a chlazení.

Z těchto ztrát se zaměříme na ztráty vznikající ve výkonových polovodičových součástkách. Ztrátový výkon zde vzniká průchodem proudu propustného, blokovacího, závěrného, řídicího a při spínání. Na základě toho se rozlišují ztráty:

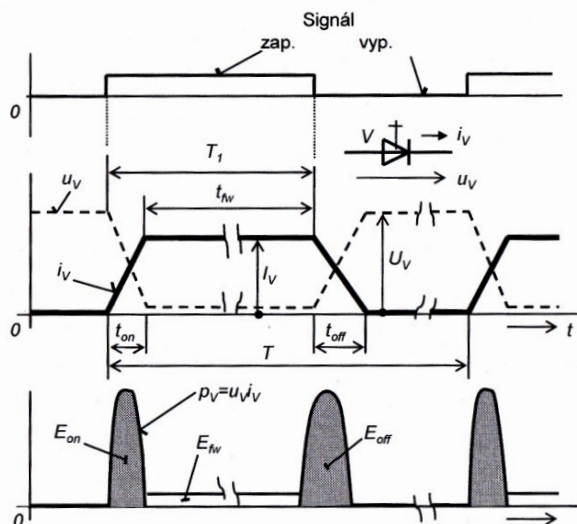
- 1) propustným proudem
- 2) spínací
- 3) blokovacím proudem
- 4) závěrným proudem
- 5) řídicím (hradlovým) proudem.

Poslední tři druhy ztrát jsou ve srovnání s propustnými a spínacími ztrátami zanedbatelné a tvoří jednotky procent celkových ztrát. U měničů s vnější komutací (diodové a řízené usměrňovače) jsou největší složkou ztráty propustné. Spínací ztráty se začínají projevovat až od vyšších spínacích kmitočtů (stovky Hz), proto tvoří největší část ztrát u měničů s vlastní komutací, které pracují s kmitočty i mnohonásobně vyššími. Součet všech ztrát je nazýván totálním ztrátovým výkonem ( $P_{tot}$ )

Okamžitý ztrátový výkon je obecně určen součinem proudu procházejícího součástkou a napětí na součástce:

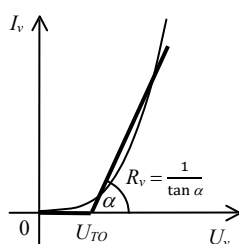
$$p_v = u_v i_v \quad (3.12)$$

Typický průběh ztrátového výkonu v závislosti na spínání polovodičové součástky je na Obr. 3.1. Při pohledu na pohon jako na celek se nebudeme podrobně zabývat procesy, které probíhají v polovodičových měničích a pro vyčíslení ztrát v měničích přibližně spočítáme střední hodnotu celkového ztrátového výkonu.



Obr. 3.1 Ztráty v polovodičové součástce [8]

## Ztráty propustným proudem



Obr. 3.2 Linearizovaná VA-charakteristika

Při výpočtu ztrát propustným proudem se vychází z propustných (výstupních) charakteristik polovodičových součástek. Pro výpočet ztrát propustným proudem se tyto charakteristiky vhodně aproximují. Náhrada lomenou přímkou (Obr. 3.2) se používá u diod, tyristorů, triaků a IGBT tranzistorů, charakteristika polovodičové součástky je pak popsána tzv. prahovým napětím  $U_{TO}$  a diferenciálním odporem  $R_v$ . V závislosti na proudu bude pak okamžitý úbytek napětí  $u_v$  a okamžitý ztrátový výkon propustným proudem  $p_{fw}$ :

$$u_v = U_{TO} + R_v i_v \quad (3.13)$$

$$p_{fw} = U_{TO} i_v + R_v i_v^2 \quad (3.14)$$

Za předpokladu periodického průběhu ztrátového výkonu platí pro střední hodnotu propustného ztrátového výkonu při uvažování (3.13) vztah:

$$P_{fw} = \frac{1}{T} \int_0^{T_1} (U_{TO} i_v + R_v i_v^2) dt = U_{TO} I_{v, stř} + R_v I_{v, ef}^2 \quad (3.15)$$

Střední hodnota je podle tohoto vztahu závislá na střední hodnotě a na efektivní hodnotě propustného proudu. Při výpočtu je interval  $t_{fw}$  běžně ztotožňován s intervalem  $T_1$  (viz Obr. 3.1), protože intervaly zapnutí  $t_{on}$  a vypnutí  $t_{off}$  bývají zanedbatelné.

### Ztráty spínací

Spínací ztráty vznikají, protože proces zapínání a vypínání neprobíhá nekonečně rychle. Při spínání dosahuje okamžitý ztrátový výkon vysokých hodnot, ale jen po velmi krátkou dobu, při nízkých spínacích kmitočtech, pak vychází střední hodnota spínacího ztrátového výkonu velmi malá.

Pro označení veličin dle Obr. 3.1, je ztrátová energie při vypnutí  $E_{on}$  a při zapnutí  $E_{off}$ :

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} u_v i_v dt \quad (3.16)$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} u_v i_v dt \quad (3.17)$$

Při frekvenci spínání  $f$  je pak střední zapínací a vypínací ztrátový výkon:

$$P_{on} = f E_{on} \quad (3.18)$$

$$P_{off} = f E_{off} \quad (3.19)$$



Na Obr. 3.3 je zjednodušené schéma s obecnou vypínatelnou součástkou  $V$ , u níž se předpokládá komutace s diodou  $V0$  při konstantním proudu zátěže  $I_z$ , které vystihuje poměry u měničů, kde jsou na místě  $V$  tranzistory IGBT nebo FET, což může být případ pulzního měniče. Pro zapínací a vypínací střední ztrátový výkon součástky  $V$  jsou v literatuře [8] odvozeny přibližné vztahy:

$$P_{on} = \frac{1}{2} f U_v I_v t_{on} \quad (3.20)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} f U_v I_v t_{off} \quad (3.21)$$

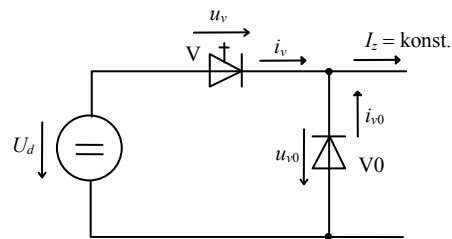
Celková střední hodnota spínacího ztrátového výkonu pak je:

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off} = \frac{1}{2} f U_v I_v (t_{on} + t_{off}) \quad (3.22)$$

kde  $U_v = U_d$  a  $I_v = I_z$ .

Na základě těchto vztahů jsou spínací ztráty přímo úměrné frekvenci spínání, napájecímu napětí  $U_d$ , proudu zátěže  $I_z$  a celkové vypínací a zapínací době.

[3, 8]



Obr. 3.3 Obvod komutace obecné vypínatelné součástky

## 4 Matematický model pohonu se zanedbáním ztrát

### 4.1 Matematický model stejnosměrného motoru

Na Obr. 4.2 je náhradní schéma stejnosměrného motoru s cizím buzením a s naznačením působení jednotlivých veličin. Navíc je zde vyznačen tzv. moment ztrát, který vyjadřuje mechanické ztráty a ztráty v železe.

Matematický model stejnosměrného motoru s cizím buzením je popsán soustavou diferenciálních a algebraických rovnic, které vyjadřují vztahy mezi elektrickými veličinami, momenty a rychlostí stroje. Následující rovnice platí s uvažováním určitých zjednodušujících předpokladů. Zanedbává se rozptylový magnetický tok budicího vinutí, vliv reakce kotvy, vzájemné transformační působení jednotlivých vinutí, vliv vířivých proudů v magnetickém obvodu, úbytek napětí na kartáčích a jsou uvažovány konstantní odpory a na sycení nezávislé indukčnosti.

Napět'ová rovnice pro obvod kotvy:

$$u_a = u_i + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (4.1)$$

kde  $R_a$  a  $L_a$  je celkový odpor a celková indukčnost všech vinutí v obvodu kotvy,  $u_i$  je vnitřní indukované napětí v kotvě motoru, pro které platí:

$$u_i = c\phi(i_b)\omega \quad (4.2)$$

kde  $c$  je konstrukční konstanta motoru,  $\phi$  je budicí magnetický tok závislý na budicím proudu a  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost.

Napět'ová rovnice pro budicí obvod:

$$u_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} \quad (4.3)$$

Pohybová rovnice :

$$M_e - M_z = J_c \frac{d\omega}{dt} \quad (4.4)$$

kde  $J_c$  je celkový moment setrvačnosti pohonu,  $M_z$  je zatěžovací moment, kterým působí poháněný mechanismus na motor a  $M_e$  je hnací elektromagnetický moment, pro který platí vztah:

$$M_e = c\phi(i_b)i_a \quad (4.5)$$

Máme tedy soustavu pěti rovnic (4.1) až (4.5) s osmi proměnnými veličinami, tři z nich můžeme volit jako nezávisle proměnné, které se mění vnějším působením, například změnou zatížení nebo napájecího napětí. Tyto veličiny nazýváme vstupními veličinami (kotevní a budicí napětí) nebo poruchovými veličinami (zatěžovací moment). Ostatní veličiny budou závisle proměnné, jsou to výstupní veličiny.

Pokud budeme uvažovat stejnosměrný motor řízený změnou napětí kotvy při konstantním buzení  $c\phi = \text{konst.}$ , resp. motor s permanentními magnety, odpadá z řešení rovnice pro obvod

buzení (4.3), dostáváme soustavu čtyř lineárních rovnic o šesti proměnných veličinách a motor lze jednoduše popsat operátorovým přenosem.

Použitím Laplaceovy transformace získáme obrazy rovnic matematického modelu motoru (4.6) až (4.9), ze kterých lze odvodit obrazové přenosy (4.10) až (4.13) jako poměr obrazu výstupní veličiny k obrazu vstupní veličiny.

$$u_a = u_i + R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad U_a(p) = U_i(p) + R_a I_a(p) + L_a p I_a(p) \quad (4.6)$$

$$u_i = c \phi \omega \quad U_i(p) = c \phi \Omega(p) \quad (4.7)$$

$$M_e - M_z = J_c \frac{d\omega}{dt} \Rightarrow M_e(p) - M_z(p) = J_c p \Omega(p) \quad (4.8)$$

$$M_e = c \phi i_a \quad M_e(p) = c \phi I_a(p) \quad (4.9)$$

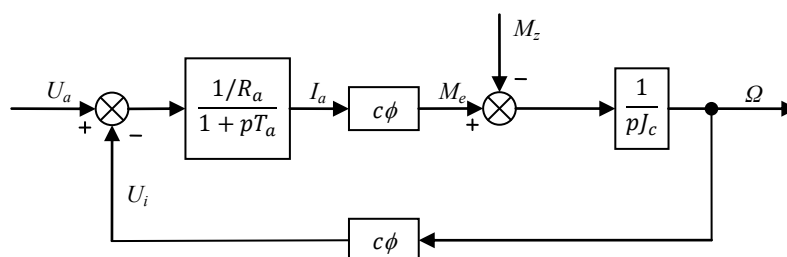
$$F_a(p) = \frac{I_a(p)}{U_a(p) - U_i(p)} = \frac{1/R_a}{1 + pT_a} \quad (4.10) \quad F_{c\phi}(p) = \frac{U_i(p)}{\Omega(p)} = c\phi \quad (4.11)$$

$$F_m(p) = \frac{\Omega(p)}{M_e(p) - M_z(p)} = \frac{1}{pJ_c} \quad (4.12) \quad F_{c\phi}(p) = \frac{M_e(p)}{I_a(p)} = c\phi \quad (4.13)$$

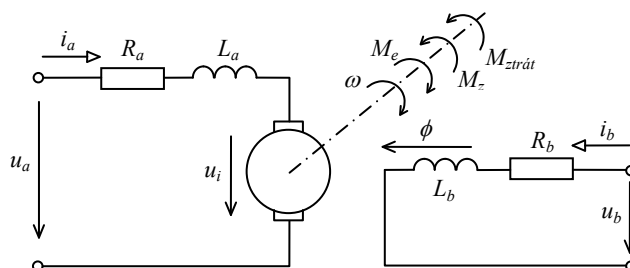
$T_a = L_a / R_a$  je elektromagnetická časová konstanta.

Na Obr. 4.1 je blokové schéma modelu motoru s konstantním buzením, nezávisle proměnnými veličinami jsou zde napětí kotvy a zatěžovací moment, výstupní veličinou jsou otáčky. Z tohoto schématu je pak dále možné na základě blokové algebry odvodit přenosy mezi vstupními a výstupními veličinami v rámci soustavy motoru.

[4, 5, 10]



Obr. 4.1 Blokové schéma motoru s PM (s konstantním buzením)

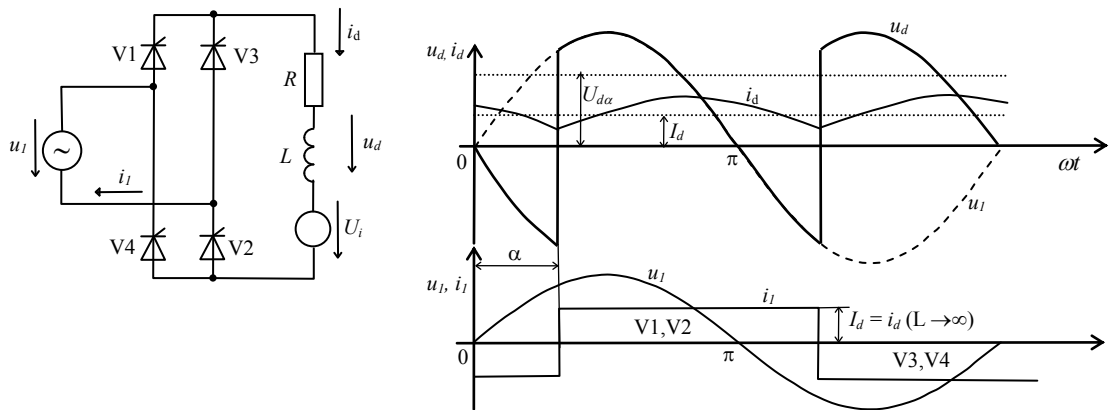


Obr. 4.2 Náhradní schéma stejnosměrného motoru s cizím buzením, podle [9]

## 4.2 Matematický model řízeného usměrňovače

Podobně jako v případě modelování motoru přijmeme určitá zjednodušení a zanedbáme některé vlastnosti řízeného usměrňovače. Předpokládáme harmonický průběh napájecího napětí, nulovou impedanci napájecí sítě, ideální polovodičové součástky a spojitý proud. Neuvažujeme okamžitý časový průběh výstupního napětí  $u_d$ , bude nás zajímat pouze střední hodnota usměrněného napětí, matematický model tedy bude s uvažováním pouze střední hodnoty výstupního napětí  $U_{d\alpha}$ .

Na Obr. 4.3 je pro ilustraci zapojení řízeného můstkového dvoupulzního usměrňovače s průběhy veličin při spojitém proudu, následující vztahy však platí i pro vícepulzní zapojení usměrňovačů, ovšem jen při spojitém proudu.



Obr. 4.3 Průběhy veličin jednofázového můstkového usměrňovače při spojitém proudu, průběh fázového proudu je pro  $L \rightarrow \infty$

Řízený usměrňovač je nelineární člen s dopravním zpožděním. Při spojitém proudu platí pro střední hodnotu usměrněného napětí v závislosti na řídicím úhlu  $\alpha$  vztah:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \quad (4.14)$$

kde  $U_{d0}$  je střední hodnota usměrněného napětí neřízeného usměrňovače, která závisí na napájecím napětí a zapojení usměrňovače, je dána vztahem (2.4).

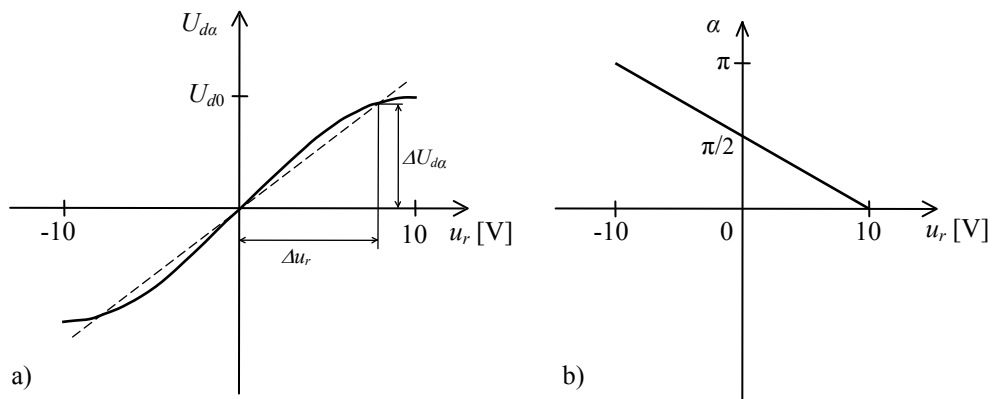
Statické vlastnosti usměrňovače jsou reprezentovány napět'ovým zesílením, které je dáno převodní charakteristikou  $U_{d\alpha} = f(u_r)$ . Aby bylo zesílení konstantní, musí být převodní charakteristika lineární, toho je možné dosáhnout tím, že závislost řídicího úhlu  $\alpha$  na řídicím napětí bude realizována jako  $\alpha = \arccos u_r / U_{rmax}$ . Závislost řídicího úhlu na řídicím napětí se však často realizuje jako lineární, viz Obr. 4.4b), zesílení usměrňovače se pak mění v závislosti na pracovním bodě a je dáno směrnici tečny k převodní charakteristice. Pro závislost  $\alpha = f(u_r)$  lze podle Obr. 4.4b) odvodit:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{u_r}{U_{rmax}} \right) \quad (4.15)$$

Dosazením (4.15) do (4.14) lze získat následující vztah mezi řídicím napětím a střední hodnotou usměrněného napětí, který je nelineární (viz Obr. 4.4a):

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \left[ \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{u_r}{U_{rmax}} \right) \right] = U_{d0} \sin \left( \frac{\pi}{2} \frac{u_r}{U_{rmax}} \right) \quad (4.16)$$

Kladnému řídicímu napětí odpovídá řídicí úhel menší než  $90^\circ$ , tzn. usměrňovačový chod, při záporném řídicím napětí pak usměrňovač přechází do střídačového chodu, pokud to umožňuje typ zátěže. Máme-li pohon s reverzací otáček (použití reverzačního usměrňovače), odpovídá kladnému řídicímu napětí kladný směr otáčení motoru a usměrňovačový chod nebo střídačový chod pokud jsou otáčky motoru opačné, v případě záporného řídicího napětí je to naopak.



Obr. 4.4 Závislost usměrněného napětí na řídicím napětí při lineární závislosti řídicího úhlu na řídicím napětí

Pokud chceme usměrňovač popsat obrazovým přenosem s konstantním zesílením, můžeme provést linearizaci v rozsahu řídicích úhlů, kde předpokládáme pohyb pracovního bodu, např. tak, jak je to na Obr. 4.4a), zesílení pak určíme z krajních bodů mezi kterými se budeme pohybovat. Nejjednodušší je vypočítat střední hodnotu zesílení z krajních bodů řídicí charakteristiky:

$$K_{TM} = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta U_{rmax}} = \frac{U_{d0}}{U_{rmax}} \quad (4.17)$$

Zesílení  $K_{TM}$  určuje velikost výstupního napětí, v řízeném usměrňovači ale ještě dochází k dopravnímu zpoždění. Při změně řídicího napětí se nezmění usměrněné napětí okamžitě, ale sleduje řídicí napětí s určitým zpožděním. Toto zpoždění není konstantní, ale závisí na mnoha okolnostech, proto používáme průměrnou dobu zpoždění  $T_{TM}$ , která je rovna polovině doby jednoho pulzu, frekvence  $f$  je dána frekvencí napájecího napětí:

$$T_{TM} = \frac{1}{2fq} \quad (4.18)$$

Pokud je uvažováno konstantní zesílení  $K_{TM}$ , bude matematickým modelem usměrňovače vztah (4.19) v časové oblasti a vztah (4.20) pro obrazy veličin v operátorové oblasti, rovnice (4.21) je pak obrazový přenos řízeného usměrňovače:

$$U_{d\alpha}(t) = K_{TM} \cdot u_r(t - T_{TM}) \quad (4.19)$$

$$U_{d\alpha}(p) = K_{TM} U_r(p) e^{-pT_{TM}} \quad (4.20)$$

$$F_{TM}(p) = \frac{U_{d\alpha}(p)}{U_r(p)} = \frac{K_{TM}}{e^{pT_{TM}}} \quad (4.21)$$

Exponenciální člen můžeme aproximovat Taylorovým polynomem a při uvažování pouze prvních dvou členů získáme operátorový přenos řízeného usměřňovače (4.23):

$$e^{pT_{TM}} = 1 + pT_{TM} + \frac{1}{2!}(pT_{TM})^2 + \frac{1}{3!}(pT_{TM})^3 + \dots \quad (4.22)$$

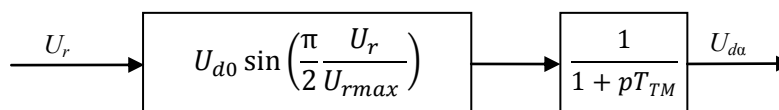
$$F_{TM}(p) = \frac{U_{d\alpha}(p)}{U_r(p)} = \frac{K_{TM}}{1 + pT_{TM}} \quad (4.23)$$

Tímto jsme dopravní zpoždění nahradili setrvačným členem 1. řádu, v časové oblasti této náhradě odpovídá exponenciála s časovou konstantou  $T_{TM}$ :

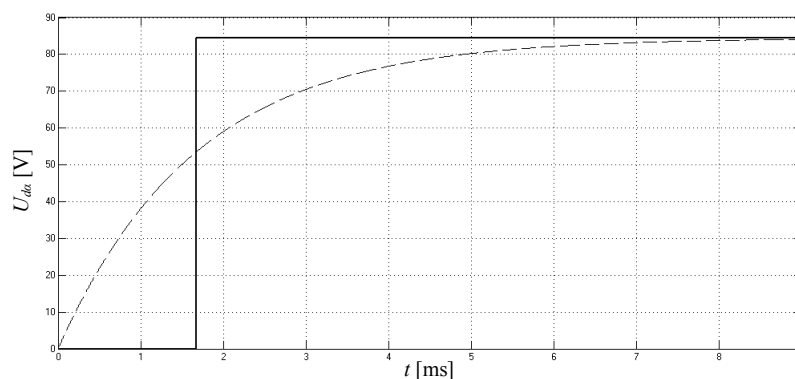
$$U_{d\alpha}(t) = K_{TM} u_r \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{TM}}} \right) \quad (4.24)$$

V našem případě použijeme přesnější způsob, který vychází ze skutečného vztahu mezi usměrněným a řídicím napětím. Blokové schéma modelu usměřňovače je na Obr. 4.5, vstupem je řídicí napětí, výstupem je střední hodnota usměrněného napětí  $U_{da}$ . První blok realizuje nelineární závislost (4.16), vliv časového zpoždění se zde projeví zařazením setrvačného členu nebo bloku s dopravním zpožděním. Na Obr. 4.6 je pak srovnání přechodových charakteristik při použití setrvačného členu a dopravního zpoždění.

[4, 5, 10]



Obr. 4.5 Blokové schéma modelu usměřňovače



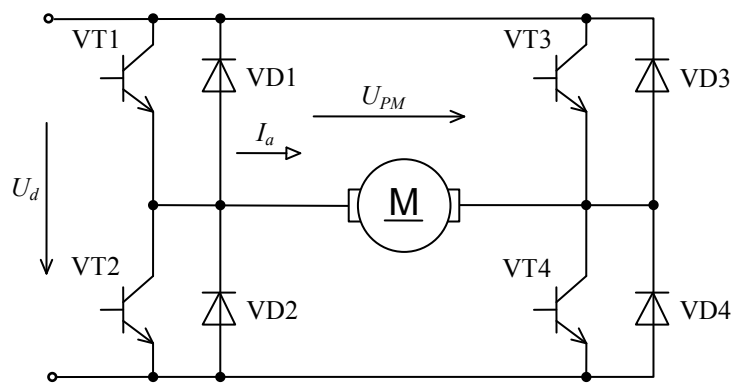
Obr. 4.6 Přechodové charakteristiky modelu usměřňovače, aproximace zpoždění čárkovaně

### 4.3 Matematický model pulzního měniče

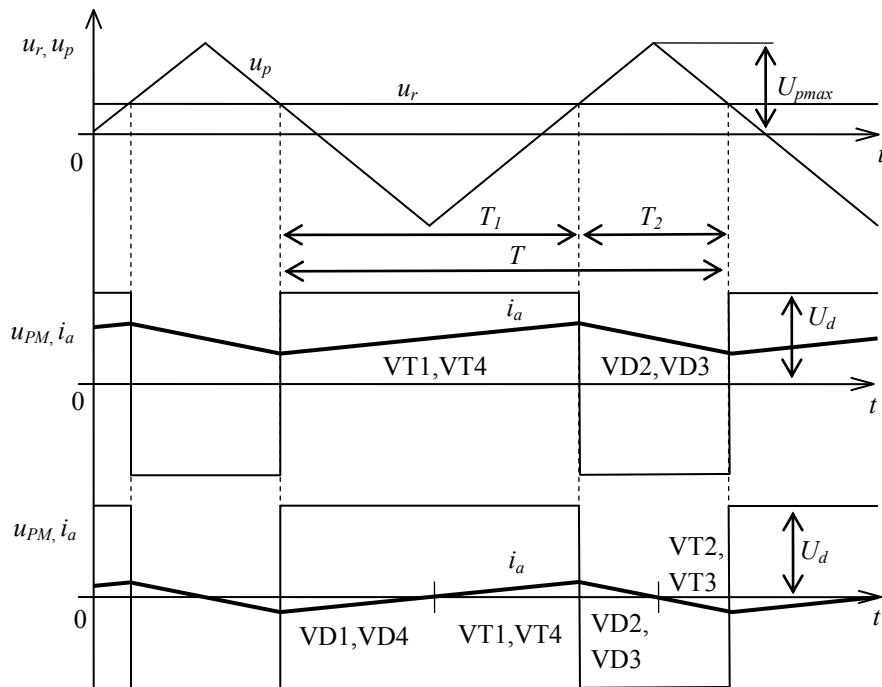
Pro napájení motoru je uvažován čtyřkvadrantový pulzní měnič s bipolárním obousměrným řízením. Na Obr. 4.7 je schéma zapojení čtyřkvadrantového pulzního měniče, na Obr. 4.8 jsou okamžité průběhy veličin při bipolárním obousměrném řízení, ze kterých je vidět jakým způsobem probíhá řízení měniče.

Řídicí napětí  $u_r$  se porovnává s referenčním pilovitým napětím  $u_p$ , na základě toho jsou spínány příslušné tranzistory. Pokud je  $u_r > u_p$  jsou sepnuty tranzistory VT1 a VT4 a na zátěži je kladné napětí. Pokud je  $u_r < u_p$  jsou sepnuty tranzistory VT2 a VT3 a na zátěži je záporné napětí. Závisí na směru proudu, zda teče přes sepnuté tranzistory nebo přes jejich zpětné diody.

Na Obr. 4.7 a při vytváření modelu je zanedbána tzv. ochranná doba, což je časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru ve větvi, pokud má například sepnout dolní tranzistor VT2, musí nejprve vypnout horní tranzistor VT1 a až potom je VT2 sepnut.



Obr. 4.7 Zapojení čtyřkvadrantového pulzního měniče



Obr. 4.8 Průběhy veličin při bipolárním obousměrném řízení

Stejně jako v případě řízeného usměrňovače zde bude i pro pulzní měnič popsán model, s uvažováním pouze střední hodnoty výstupního napětí, dále pak bude uveden i matematický model s uvažováním okamžitých hodnot výstupního napětí.

Při zanedbání ochranné doby je výstupní napětí dáno pouze řídicím napětím a napětím pily. Změnou velikosti řídicího napětí se mění poměr doby  $T_1$  a  $T_2$  a tím i střední hodnota napětí na zátěži, která je určena vztahem:

$$U_{PM} = U_d \frac{u_r}{U_{pmax}} \quad (4.25)$$

Zesílení pulzního měniče  $K_{PM}$  je, konstantní, nezávislé na pracovním bodě:

$$K_{PM} = \frac{U_{PM}}{u_r} = \frac{U_d}{U_{pmax}} \quad (4.26)$$

Podobně jako u řízeného usměrňovače dochází k dopravnímu zpoždění, které opět není konstantní, uvažuje se střední hodnota:

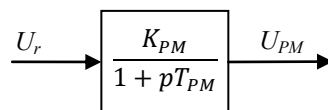
$$T_{PM} = \frac{1}{2f} = \frac{T}{2} \quad (4.27)$$

kde  $f$  je frekvence spínání tranzistorů (frekvence referenčního pilovitého napětí). Pulzní měnič má lepší dynamické vlastnosti než řízený usměrňovač, protože zpoždění je menší v důsledku vysokých spínacích frekvencí.

Stejnými úvahami jako u řízeného usměrňovače bychom dospěli k obrazovému přenosu pulzního měniče:

$$F_{PM}(p) = \frac{U_{PM}(p)}{U_r(p)} = \frac{K_{PM}}{1 + pT_{PM}} \quad (4.28)$$

Blokové schéma modelu pulzního měniče s uvažováním střední hodnoty výstupního napětí je na Obr. 4.9, vstupem je řídicí napětí, výstupem střední hodnota napětí na zátěži  $U_{PM}$ .



Obr. 4.9 Blokové schéma modelu pulzního měniče

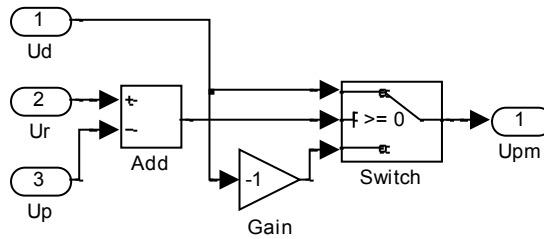
### Matematický model s uvažováním okamžitých průběhů veličin

Pro určení okamžité hodnoty výstupního napětí na při bipolárním obousměrném řízení lze použít jednoduchý algoritmus: pokud je  $u_r > u_p$  pak  $U_{PM} = U_d$  jinak  $U_{PM} = -U_d$ .

Na Obr. 4.9 je blokové schéma modelu pulzního měniče vytvořené v programu Matlab/Simulink. Vstupem je napájecí napětí, řídicí napětí a pilovité referenční napětí, výstupem je okamžitý průběh napětí na zátěži. Je-li  $u_r > u_p$  je  $u_r - u_p > 0$  a na výstupu je hodnota  $U_d$  nebo naopak.

[10]

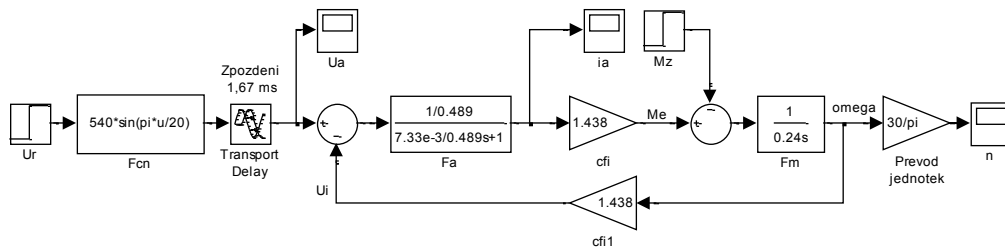




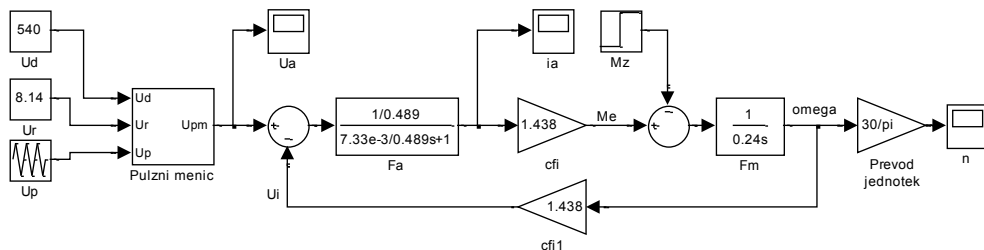
Obr. 4.10 Model pulzního měniče s uvažováním okamžitých hodnot

#### 4.4 Vytvoření modelů

Následující modely byly vytvořeny v programu Matlab/Simulink použitím standardních bloků z knihovny funkcí *Simulink*. Na Obr. 4.11 je schéma modelu pohonu při uvažování napájení z řízeného usměrňovače, na Obr. 4.12 je pak schéma modelu pohonu s pulzním měničem s uvažováním okamžitých průběhů veličin.



Obr. 4.11 Model pohonu s řízeným usměrňovačem



Obr. 4.12 Model pohonu s pulzním měničem

#### Motor

Byl simulován stejnosměrný motor s cizím buzením typu TTN 20 Ab (MEZ Brno) s těmito parametry, změřené hodnoty odporu a indukčnosti byly poskytnuty vedoucím práce:

$P_N = 15 \text{ kW}$ ,  $U_{aN} = 440 \text{ V}$ ,  $I_{aN} = 37,5 \text{ A}$ ,  $n_N = 28 \div 2800 \text{ ot/min}^{-1}$ ,  $J_m = 0,24 \text{ kgm}^2$ ,  
 CB  $U_{fN} = 190 \text{ V}$ ,  $I_{fN} = 1 \text{ A}$ ,  $R_a = 0,489 \Omega$ ,  $L_a = 7,33 \text{ mH}$ .

Z jmenovitých hodnot spočítáme budící konstantu stroje, nejprve převedeme jmenovité otáčky na jmenovitou mechanickou úhlovou rychlost:

$$\omega_N = \frac{2\pi n_N}{60} = \frac{2\pi \cdot 2800}{60} = 293,22 \text{ s}^{-1} \quad (4.29)$$

$$c\phi_N = \frac{U_{aN} - R_a I_{aN}}{\omega_N} = \frac{440 - 0,489 \cdot 37,5}{293,22} = 1,438 \text{ Wb} \quad (4.30)$$

dále spočítáme jmenovitý moment zátěže:

$$M_{zN} = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{15 \cdot 10^3}{293,2} = 51,2 \text{ Nm} \quad (4.31)$$

elektrickou časovou konstantu obvodu kotvy:

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{7,33 \cdot 10^{-3}}{0,489} = 15 \text{ ms} \quad (4.32)$$

a pro úplnost ještě mechanickou časovou konstantu:

$$T_m = \frac{J_m R_a}{(c\phi_N)^2} = \frac{0,24 \cdot 0,489}{(1,438)^2} = 56,8 \text{ ms} \quad (4.33)$$

Model motoru, který je součástí modelu pohonu na předchozích dvou obrázcích, je sestaven na základě blokového schématu podle Obr. 4.1. Pro sčítání je možné použít blok *Sum*, operátorové přenosy jsou zadány pomocí bloku *Transfer Fcn*, násobení konstantou je realizováno blokem *Gain*.

### Usměrňovač

Motor je napájen šestipulzním řízeným usměrňovačem. Podle vztahu (2.4) vypočítáme napětí  $U_{d0}$ , za  $U_m$  dosadíme amplitudu napájecího napětí (sdružené napětí s efektivní hodnotou 400 V):

$$U_{d0} = \sqrt{2} \cdot 400 \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = 540 \text{ V} \quad (4.34)$$

Při uvažování závislostí na obrázku Obr. 4.4 dostaneme vztah pro blok určující velikost střední hodnoty výstupního napětí:

$$U_{d\alpha} = 540 \cdot \sin \left( \frac{\pi}{20} u_r \right) \quad (4.35)$$

Časová konstanta zpoždění usměrňovače je podle (4.18):

$$T_{TM} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 6} = 1,67 \text{ ms} \quad (4.36)$$

Model řízeného usměrňovače je sestaven podle blokového schématu na Obr. 4.5, v Simulinku je pro zadání nelineárního vztahu (4.35) použit blok *Fcn*, dále je definováno dopravní zpoždění pomocí bloku *Transport Delay*.

### Pulzní měnič

Je uvažováno napájení z čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním obousměrným řízením, který je napájen z trojfázového diodového usměrňovače v můstkovém zapojení. Velikost napájecího napětí  $U_d$  spočítáme stejně jako ve (4.34),  $U_d = U_{d0} = 540 \text{ V}$ .

Obsah bloku *Pulzni menic* je na Obr. 4.10. Pro vytvoření referenčního pilovitého signálu je použito bloku *Repeating Sequence*,  $U_{pmax}$  je 10, spínací frekvence byla zvolena  $f = 10 \text{ kHz}$ .

## 5 Matematický model pohonu s uvažováním ztrát

V příloze I jsou matematické modely pohonu s uvažováním ztrát vytvořené v prostředí Matlab/Simulink. V příloze I a) je matematický model pohonu s řízeným usměrňovačem a v příloze I b) je matematický model pohonu s pulzním měničem, v obou případech jsou uvažovány střední hodnoty veličin. Model motoru je rozšířen o možnost změny buzení, pro získání modelu motoru s cizím buzením by stačilo doplnit přenos setrvačného členu budicího obvodu a nelineární závislost  $c\phi = f(I_b)$ .

### 5.1 Stejnoseměrný motor

Když si na základě předchozího modelu motoru vyčíslíme elektrický příkon jako součin napájecího napětí a proudu kotvy a mechanický výkon jako součin momentu motoru a mechanické úhlové rychlosti, bude výkon menší o ztráty ve vinutí kotvy, tyto ztráty jsou zde zahrnuty prostřednictvím odporu vinutí kotvy  $R_a$ . Nyní se pokusíme tento model rozšířit o další ztráty, které v motoru vznikají.

Nejprve je potřeba provést rozdělení ztrát v motoru, výpočet ztrát až po (5.11) je proveden na základě příkladů v [9]. Vypočítáme jednotlivé složky ztrát ve jmenovitém pracovním bodě, parametry motoru byly uvedeny v předchozí kapitole. Nebudou uvažovány ztráty průchodem proudu kluzným kontaktem a ztráty v budicím vinutí.

Ztráty v obvodu kotvy:

$$\Delta P_a = R_a I_{aN}^2 = 0,489 \cdot 37,5^2 = 687,6 \text{ W} \quad (5.1)$$

Indukované napětí při jmenovitém zatížení, zanedbání úbytku napětí na kartáčích  $\Delta U_k$ :

$$U_{iN} = U_{aN} - R_a I_{aN} = 440 - 0,489 \cdot 37,5 = 421,66 \text{ V} \quad (5.2)$$

Jmenovitá úhlová rychlost:

$$\omega_N = \frac{2\pi n_N}{60} = \frac{2\pi \cdot 2800}{60} = 293,22 \text{ s}^{-1} \quad (5.3)$$

Konstanta buzení stroje:

$$c\phi_N = \frac{U_{iN}}{\omega_N} = \frac{421,66}{293,22} = 1,438 \text{ Wb} \quad (5.4)$$

Jmenovitý moment na hřídeli spočítáme pomocí jmenovitého výkonu na hřídeli  $P_N$  a jmenovité úhlové rychlosti  $\omega_N$ :

$$M_{zN} = \frac{P_N}{\omega_N} = \frac{15 \cdot 10^3}{293,22} = 51,16 \text{ Nm} \quad (5.5)$$

Jmenovitý elektromagnetický moment:

$$M_{eN} = c\phi_N \cdot I_{aN} = 1,438 \cdot 37,5 = 53,93 \text{ Nm} \quad (5.6)$$

Moment ztrát:

$$M_{ztrát} = M_{eN} - M_{zN} = 53,93 - 51,16 = 2,77 \text{ Nm} \quad (5.7)$$

Moment ztrát reprezentuje ztráty, které nezávisí na zatížení, v případě tvrdé mechanické charakteristiky motoru přibližně uvažujeme  $\omega_0 = \omega_N$  a tyto ztráty můžeme označit jako ztráty naprázdno  $\Delta P_0$ , jsou tvořeny ztrátami v železe, mechanickými ztrátami a přidavnými ztrátami:

$$\Delta P_0 = \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + \Delta P_{ad} = M_{ztrát} \omega_N = 2,77 \cdot 293,22 = 812,2 \text{ W} \quad (5.8)$$

Celkové ztráty motoru ve jmenovitém stavu jsou:

$$\Delta P_N = \Delta P_a + \Delta P_0 = 687,6 + 812,2 = 1499,8 \text{ W} \quad (5.9)$$

Celkové ztráty jsou také dány rozdílem příkonu a výkonu, dospějeme ke stejnému výsledku:

$$\Delta P_N = P_{pN} - P_N = 16,5 - 15 = 1,5 \text{ kW} \quad (5.10)$$

Jmenovitý příkon:

$$P_{pN} = U_{aN} \cdot I_{aN} = 440 \cdot 37,5 = 16,5 \text{ kW} \quad (5.11)$$

Nyní bychom ještě potřebovali rozdělit ztráty naprázdno na jednotlivé složky, na ztráty hysterezní, vířivými proudy, třením, a ventilační, aby bylo možné přepočítat ztráty pro jiný než jmenovitý provozní režim. Protože je obtížné toto rozdělení ztrát zjistit, a nepodařilo se ani najít příklad tohoto rozdělení, budeme se muset spokojit se zjednodušením. Přídavné ztráty by mohly být odhadnuty jako 1% z příkonu, nebudeme je ale uvažovat. Předpokládejme rozdělení ztrát naprázdno stejným dílem, tzn. na čtvrtiny:

$$\Delta P_{Fe,hN} = \Delta P_{Fe,vN} = \Delta P_{m,tN} = \Delta P_{m,vN} = \frac{\Delta P_0}{4} = \frac{812,2}{4} = 203 \text{ W} \quad (5.12)$$

Pro potřeby modelu určíme konstanty, pomocí kterých se tyto ztráty budou počítat, vyjdeme z jmenovitých hodnot a využijeme závislostí (3.6) až (3.9):

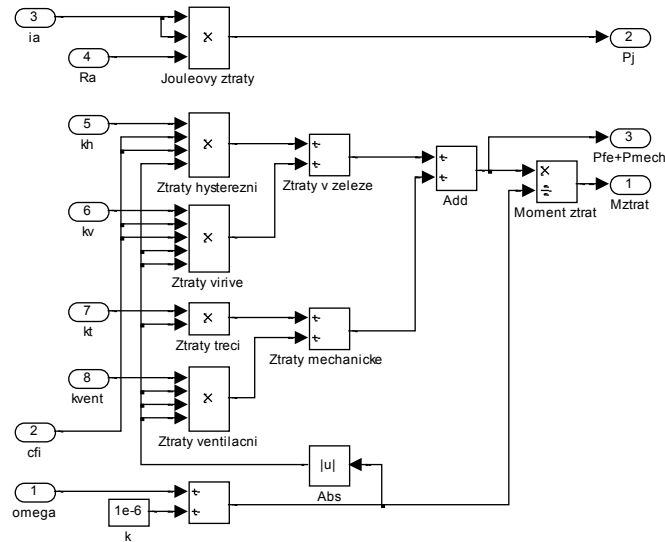
$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe,h} = \Delta P_{Fe,hN} \left( \frac{c\phi}{c\phi_N} \right)^2 \frac{\omega}{\omega_N} &\Rightarrow k_h = \frac{\Delta P_{Fe,hN}}{(c\phi_N)^2 \omega_N} = \frac{203}{1,438^2 \cdot 293,22} \\ &= 0,3346 \text{ W} \cdot \text{s} \cdot \text{Wb}^{-2} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe,v} = \Delta P_{Fe,vN} \left( \frac{\omega}{\omega_N} \right)^2 &\Rightarrow k_v = \frac{\Delta P_{Fe,vN}}{\omega_N^2} = \frac{203}{1,438^2 \cdot 293,22^2} \\ &= 1,1418 \cdot 10^{-3} \text{ W} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{Wb}^{-2} \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$\Delta P_t = \Delta P_{tN} \frac{\omega}{\omega_N} \Rightarrow k_t = \frac{\Delta P_{tN}}{\omega_N} = \frac{203}{293,22} = 0,6923 \text{ W} \cdot \text{s} \quad (5.15)$$

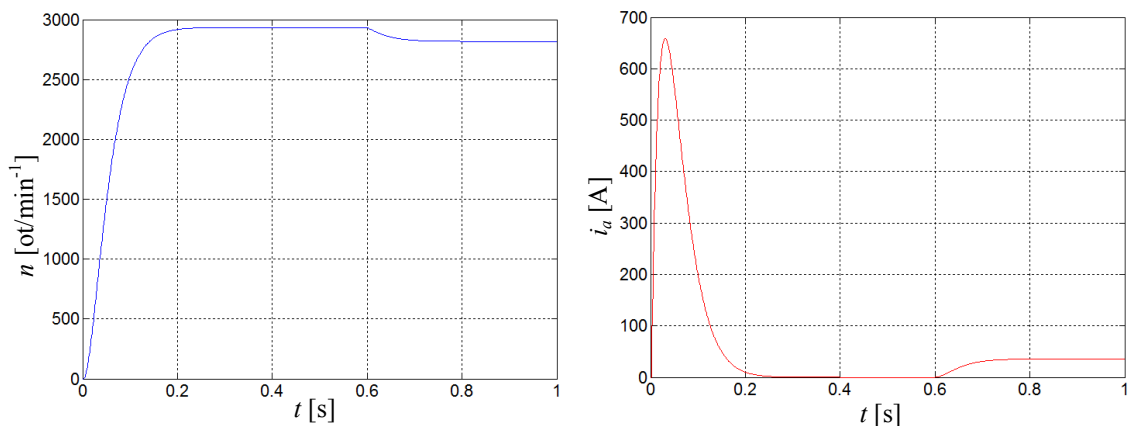
$$\Delta P_v = \Delta P_{vN} \left( \frac{\omega}{\omega_N} \right)^3 \Rightarrow k_{vent} = \frac{\Delta P_{vN}}{\omega_N^3} = \frac{203}{293,22^3} = 8,052 \cdot 10^{-6} \text{ W} \cdot \text{s}^3 \quad (5.16)$$

Na Obr. 5.1 je obsah bloku pro výpočet ztrát v motoru. Jouleovy ztráty se počítají z proudu kotvy a odporu  $R_a$ . Dále do bloku vstupují hodnoty  $\omega$  a  $c\phi$ , pomocí určených konstant se pak počítají mechanické ztráty a ztráty v železe, podle rovnice (5.8) je pak vypočítán moment ztrát, který se následně odečítá od momentu motoru, k úhlové rychlosti je přičteno malé číslo, aby se na počátku simulace nedělilo nulou.

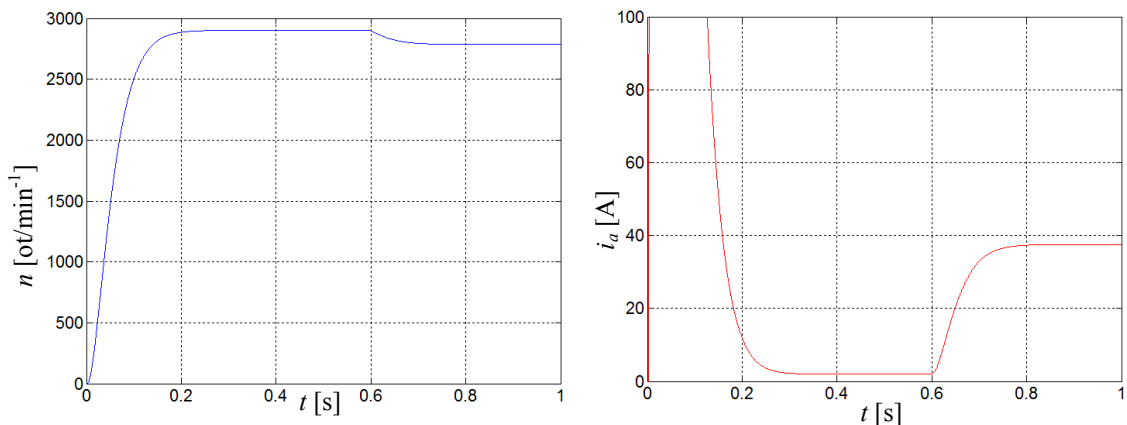


Obr. 5.1 Blok pro výpočet ztrát v motoru

Na následujících obrázcích jsou simulované časové průběhy otáček a proudu motoru při rozběhu připojením na jmenovité napájecí napětí v čase  $t = 0$  s a následném zatížení jmenovitým momentem  $M_{zN}$  v čase  $t = 0,6$  s. Na Obr. 5.2 jsou průběhy modelu motoru bez uvažování ztrát a na Obr. 5.3 jsou pro srovnání průběhy získané použitím modelu motoru s uvažováním ztrát. Otáčky na Obr. 5.2 dosahují vyšší ustálené hodnoty, protože zde byl zanedbán moment ztrát. Průběh proudu na Obr. 5.3 byl přiblížen, aby byl lépe vidět proud naprázdno  $I_0$ , jeho velikost je dána momentem ztrát, na Obr. 5.2 se proud po rozběhu blíží k nule. Ve skutečnosti samozřejmě není možné rozbíhat motor přímo, protože by proud mnohonásobně překročil jmenovitou hodnotu, jak je vidět na průběhu proudu.



Obr. 5.2 Otáčky a proud motoru, matematický model bez uvažování ztrát



Obr. 5.3 Otáčky a proud motoru, matematický model s uvažováním ztrát

## 5.2 Usměrňovač

V modelu pohonu s uvažováním ztrát napájeného z řízeného usměrňovače jsou zahrnuty pouze ztráty propustným proudem a to tak, že je uvažován konstantní úbytek napětí 1 V na každý tyristor. Tímto je propustná charakteristika tyristoru nahrazena pravoúhlo lomenou přímkou, kde prahové napětí je 1 V a diferenciální odpor je nulový (zanedbána závislost ztrát na efektivní hodnotě proudu). Při spojitém proudu proud během periody vždy protéká jedním tyristorem z anodové skupiny a jedním tyristorem z katodové skupiny, takže vzniká celkový úbytek 2 V. Propustné ztráty při jmenovitém proudu motoru pak budou:

$$P_{fw} = P_{tot} = \Delta U_v I_{aN} = 2 \cdot 35,7 = 75 \text{ W} \quad (5.17)$$

## 5.3 Pulzní měnič

V případě pulzního měniče je použit složitější postup určení úbytku napětí a ztrát. Byly použity parametry IGBT modulu Semikron SKM50GB12T4 ( $I_C = 50 \text{ A}$ ,  $U_{CES} = 1200 \text{ V}$ ), z katalogového listu byly zjištěny tyto hodnoty:

IGBT:  $U_{CE0} = 0,7 \text{ V}$ ,  $R_{CE} = 30 \text{ m}\Omega$ ,  $E_{on} = 4,1 \text{ mJ}$ ,  $E_{off} = 3,6 \text{ mJ}$

Zpětná Dioda:  $U_{F0} = 0,9 \text{ V}$ ,  $R_F = 25,6 \text{ m}\Omega$ ,  $E_{rr} = 3,1 \text{ mJ}$

Hodnoty prahového napětí a diferenciálního odporu jsou pro  $U_{GE} = 15 \text{ V}$  a  $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Hodnoty ztrátových energií při spínání byly odečteny z grafu závislosti těchto energií na proudu  $I_c$  při napětí  $U_d = 600 \text{ V}$  pro proud  $37,5 \text{ A}$ .

Nejprve bude odvozena velikost úbytku střední hodnoty napětí. Na Obr. 5.4 jsou zobrazeny průběhy napětí a proudu pro případ, kdy proud je kladný a záporný. Přerušovaně je vyznačen průběh napětí s uvažováním úbytku napětí na tranzistorech a zpětných diodách. Pokud vedou tranzistory je okamžitá hodnota napětí na zátěži menší o úbytek  $\Delta u_{VT}$ , pokud vedou zpětné diody je okamžitá hodnota napětí větší o úbytek  $\Delta u_{VD}$ . Okamžité úbytky napětí budou konstantní, protože podle rovnice (3.13) jsou funkcí proudu, je zde uvažován konstantní proud, tedy pouze střední hodnota proudu. Střední hodnota napětí podle Obr. 5.4a) pak bude:

$$\begin{aligned}
U_{PM} &= \frac{1}{T} \int_0^T u_{PM} dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T_1} (U_d - \Delta u_{VT}) dt + \int_0^{T-T_1} (-U_d - \Delta u_{VD}) dt \right] = \\
&= \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T_1} (U_d - U_{CE0} - R_{CE} i_{VT}) dt + \int_0^{T-T_1} (-U_d - U_{F0} - R_F i_{VD}) dt \right] \\
&= \frac{T_1}{T} (U_d - U_{CE0} - R_{CE} I_a) + \frac{T - T_1}{T} (-U_d - U_{F0} - R_F I_a) \\
&= \frac{2T_1 - T}{T} U_d - \left[ \frac{T_1}{T} (U_{CE0} + R_{CE} I_a) + \frac{T - T_1}{T} (U_{F0} + R_F I_a) \right] \\
&= (2s - 1)U_d - s(U_{CE0} + R_{CE} I_a) - (1 - s)(U_{F0} + R_F I_a) \tag{5.18}
\end{aligned}$$

Poměr  $T_1/T$  byl označen jako střída  $s$ , podle Obr. 4.8 by bylo možné zjistit, že pro tento poměr platí vztah:

$$s = \frac{U_{pmax} + u_r}{2U_{pmax}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{u_r}{U_{pmax}} \right) \tag{5.19}$$

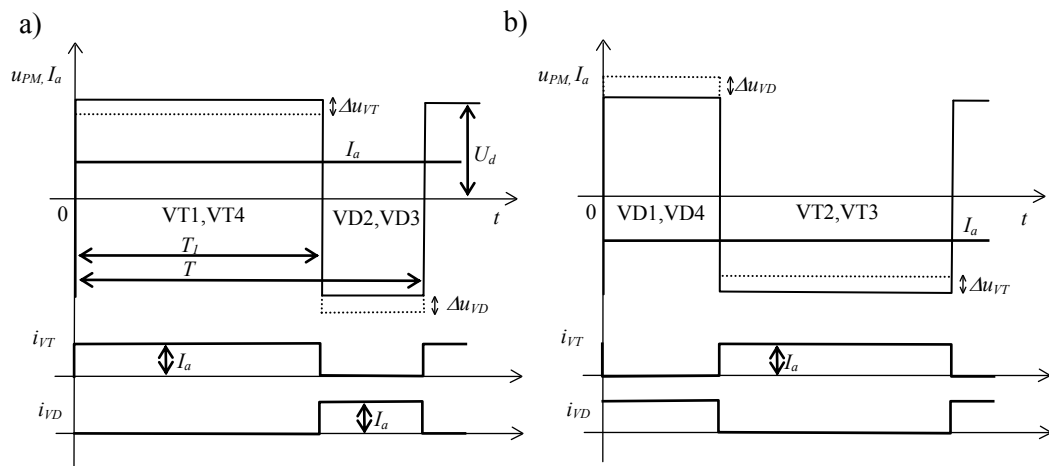
Z rovnice (5.18) je střední hodnota úbytku napětí na tranzistoru a zpětné diodě:

$$\Delta U_{VT} = s(U_{CE0} + R_{CE} I_a) \tag{5.20}$$

$$\Delta U_{VD} = (1 - s)(U_{F0} + R_F I_a) \tag{5.21}$$

Celková střední hodnota úbytku napětí (proud protéká vždy dvěma tranzistory nebo diodami):

$$\Delta U_V = 2(\Delta U_{VT} + \Delta U_{VD}) \tag{5.22}$$



Obr. 5.4 K úbytku napětí pulzního měniče

Střední hodnota propustných ztrát bude:

$$\begin{aligned}
 P_{fw} &= \frac{1}{T} \int_0^T p_{fw} dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T_1} (U_{CE0} i_{VT} + R_{CE} i_{VT}^2) dt + \int_0^{T-T_1} (U_{F0} i_{VD} + R_F i_{VD}^2) dt \right] = \\
 &= \frac{T_1}{T} (U_{CE0} I_a + R_{CE} I_a^2) + \frac{T - T_1}{T} (U_{F0} I_a + R_F I_a^2) \\
 &= s (U_{CE0} I_a + R_{CE} I_a^2) + (1 - s) (U_{F0} I_a + R_F I_a^2) = P_{fw,VT} + P_{fw,VD} \\
 &= \Delta U_V I_a \tag{5.23}
 \end{aligned}$$

Z odvození (5.23) nám vyšlo, že při uvažování konstantního proudu  $I_a$  můžeme střední hodnotu propustných ztrát vypočítat jako součin střední hodnoty úbytku napětí a proudu. Dále z (5.23) a (3.15) plynou následující vztahy pro střední a efektivní hodnoty proudu tranzistoru a diody, které jsou uvedeny také v literatuře [11] v části, která se zabývá proudovým dimenzováním součástek pulzního měniče.

$$I_{VT,st\check{r}} = I_a s \tag{5.24}$$

$$I_{VT,ef} = I_a \sqrt{s} \tag{5.25}$$

$$I_{VD,st\check{r}} = I_a (1 - s) \tag{5.26}$$

$$I_{VD,ef} = I_a \sqrt{1 - s} \tag{5.27}$$

Nyní spočítáme propustné ztráty při jmenovitém napájení motoru  $I_a = 37,5\text{A}$ ,  $U_{PM} = 440\text{V}$ . Ze vztahu (4.25) zjistíme poměr:

$$\frac{u_r}{U_{pmax}} = \frac{U_{PM}}{U_d} = \frac{440}{540} = 0,815 \tag{5.28}$$

Střída bude podle (5.12)

$$s = \frac{1}{2} (1 + 0,815) = 0,91 \tag{5.29}$$

S použitím parametrů IGBT modulu a vztahu (5.23) teď můžeme vypočítat:

$$P_{fw,VT} = s (U_{CE0} I_a + R_{CE} I_a^2) = 0,91 \cdot (0,7 \cdot 37,5 + 0,03 \cdot 37,5^2) = 62\text{ W} \tag{5.30}$$

$$P_{fw,VD} = (1 - s) (U_{F0} I_a + R_F I_a^2) = (1 - 0,91) \cdot (0,9 \cdot 37,5 + 0,0256 \cdot 37,5^2) = 6,3\text{ W} \tag{5.31}$$

Protože proud protéká dvěma tranzistory nebo dvěma diodami, budou celkové propustné ztráty:

$$P_{fw} = 2(P_{fw,VT} + P_{fw,VD}) = 2(62 + 6,3) = 137\text{ W} \tag{5.32}$$



V předchozím jsme uvažovali případ Obr. 5.4a), kdy je kladná střední hodnota proudu a kladná nebo záporná střední hodnota výstupního napětí. Na Obr. 5.4b) je zobrazena situace, kdy je proud záporný. Stejným postupem odvození jako v (5.18) a v (5.23) by vyšel úbytek napětí:

$$\Delta U_{VT} = (1 - s)(U_{CE0} + R_{CE}I_a) \quad (5.33)$$

$$\Delta U_{VD} = s(U_{F0} + R_F I_a) \quad (5.34)$$

$$\Delta U_V = -2(\Delta U_{VT} + \Delta U_{VD}) \quad (5.35)$$

a ztráty:

$$P_{fw} = (1 - s)(U_{CE0}I_a + R_{CE}I_a^2) + s(U_{F0}I_a + R_F I_a^2) = P_{fw,VT} + P_{fw,VD} \quad (5.36)$$

Nyní zbývá ještě vypočítat střední hodnotu spínacích ztrát, použijeme vztahy (3.18) a (3.19), spínací frekvence byla zvolen  $f = 10$  kHz.

Sledujeme-li Obr. 5.4 a Obr. 4.7, vidíme, že při tomto způsobu řízení dochází ke komutaci proudu mezi VT1,VD2 a současně i mezi VT4 ,VD3 nebo mezi VT2 ,VD1 a současně VT3,VD4.

Střední hodnota zapínacích a vypínacích ztrát tranzistoru:

$$P_{on,VT} = \frac{U_d}{600} f E_{on} = \frac{540}{600} 10000 \cdot 0,0041 = 37 \text{ W} \quad (5.37)$$

$$P_{off,VT} = \frac{U_d}{600} f E_{off} = \frac{540}{600} 10000 \cdot 0,0036 = 32 \text{ W} \quad (5.38)$$

Při zapnutí tranzistoru vznikají ještě vypínací ztráty na komutující diodě:

$$P_{off,VD} = \frac{U_d}{600} f E_{rr} = \frac{540}{600} 10000 \cdot 0,0031 = 28 \text{ W} \quad (5.39)$$

Hodnoty ztrátových energií byly přepočítány na napětí  $U_d = 540$  V [8].

Celková střední hodnota spínacích ztrát:

$$P_{sw} = 2(P_{on,VT} + P_{off,VT} + P_{off,VD}) = 194 \text{ W} \quad (5.40)$$

Celkové ztráty:

$$P_{tot} = P_{fw} + P_{sw} = 331 \text{ W} \quad (5.41)$$

Model pulzního měniče s uvažováním ztrát byl začleněn do simulační struktury použitím bloku *Interpreted Matlab Function*, výpis funkce je v příloze II. Do bloku vstupuje řídicí napětí a proud zátěže, na základě těchto hodnot se spočítá střední hodnota výstupního napětí a propustných ztrát. Spínací ztráty jsou na základě vztahu (3.22) přepočítávány v poměru prvních mocnin proudu, vypočítaná hodnota (5.40), jmenovitý proud, parametry součástek a napětí v meziobvodu  $U_d = 540$  V jsou zadány ve funkci jako konstanty. Výstupem z bloku je střední hodnota napětí na zátěži a střední hodnota ztrátového výkonu  $P_{tot}$ .

## 6 Vyšetření veličin

Následující průběhy odpovídají situaci na Obr. 2.3 a Obr. 2.5 při zatížení dovoleným momentem. Až do jmenovité rychlosti je zvyšováno napájecí napětí motoru, moment zůstává konstantní, nad jmenovitou rychlostí napětí motoru zůstává konstantní a otáčky se zvyšují odbuzováním, výkon motoru zůstává konstantní a dovolený moment se snižuje.

Závislosti byly získány simulací časových průběhů v Simulinku, k tomu byly použity upravené modely pohonu s uvažováním ztrát. Napětí na motoru bylo postupně zvyšováno skokově až do jmenovité rychlosti, poté se nechalo snižovat buzení, a zároveň byl snižován moment zátěže tak, aby výkon motoru zůstal konstantní. Vždy po ustálení byly odečteny a uloženy hodnoty napětí, proudu, momentu, výkonu a ztrát.

Průběhy byly vypočítány pro několik hodnot momentu zátěže.

### Proudy

Na Obr. 6.2 je zobrazen proud motoru, průběh je stejný pro model s řízeným usměrňovačem i pulzním měničem. Na rozdíl od ideálních průběhů není konstantní, protože se s rostoucí rychlostí zvyšoval moment ztrát.

Na Obr. 6.3 je efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě řízeným usměrňovačem, tato závislost byla vypočítána z proudu motoru podle vztahu (2.7).

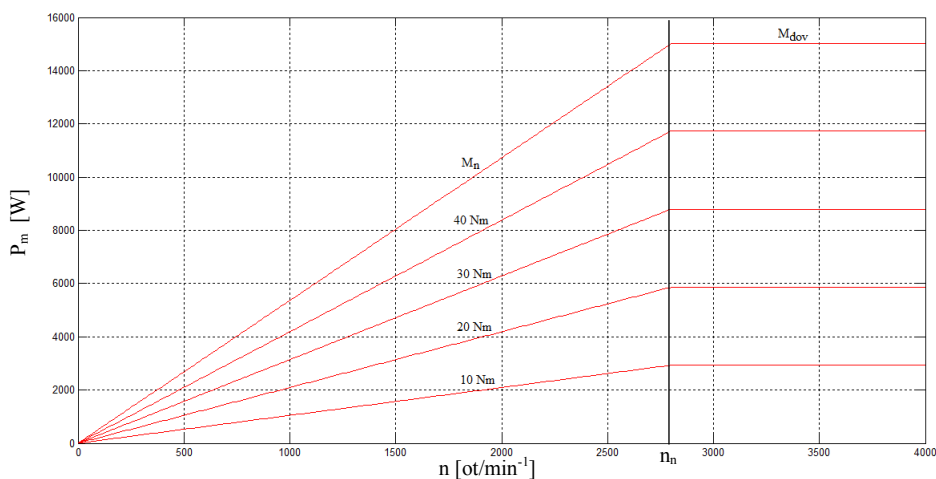
Na Obr. 6.4 je proud odebíraný ze sítě při napájení z pulzního měniče. Byl spočítán ze střední hodnoty proudu v meziobvodu  $I_d$  podle vztahu (2.7), tento proud je přímo úměrný činnému výkonu v meziobvodu, který je dán součtem výkonu motoru a ztrát v motoru a pulzním měniči:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{P_m + \Delta P}{U_d} \quad (6.1)$$

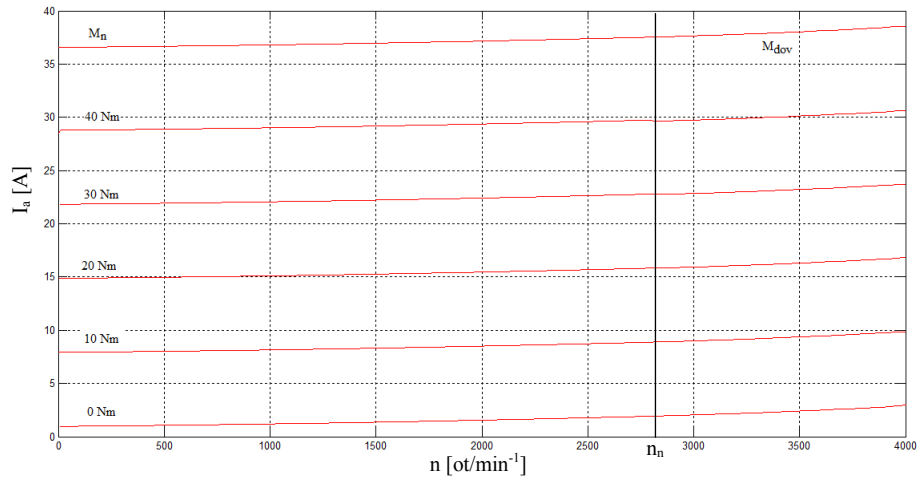
Při malých otáčkách tento proud kryje téměř jen ztráty. Nad jmenovitými otáčkami mírně roste protože se zvyšují ztráty.

### Výkon

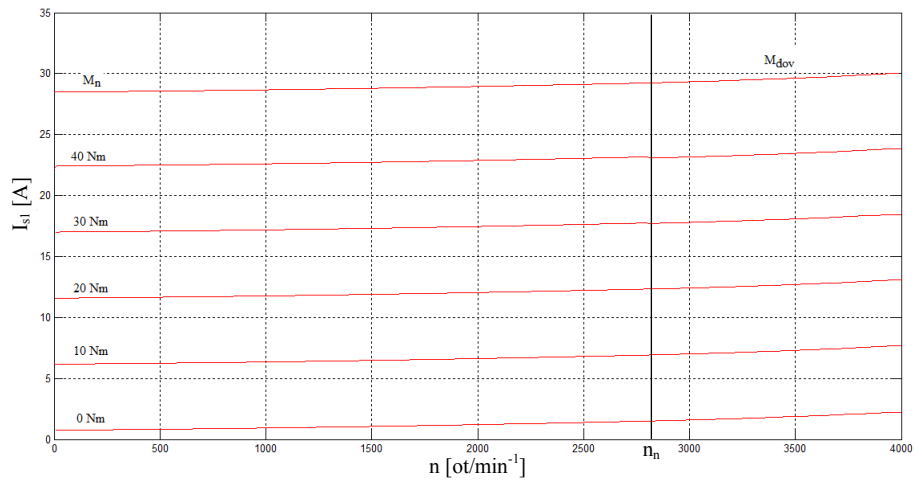
Na Obr. 6.1 je průběh výkonu motoru, stejný průběh je pro oba modely. Od jmenovité rychlosti je konstantní.



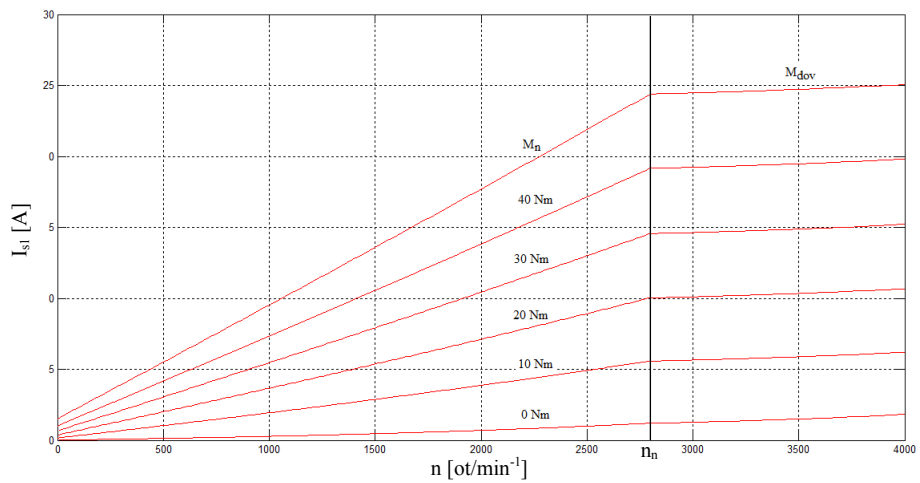
Obr. 6.1 Výkon motoru v závislosti na otáčkách pro různé hodnoty momentu



Obr. 6.2 Proud motoru



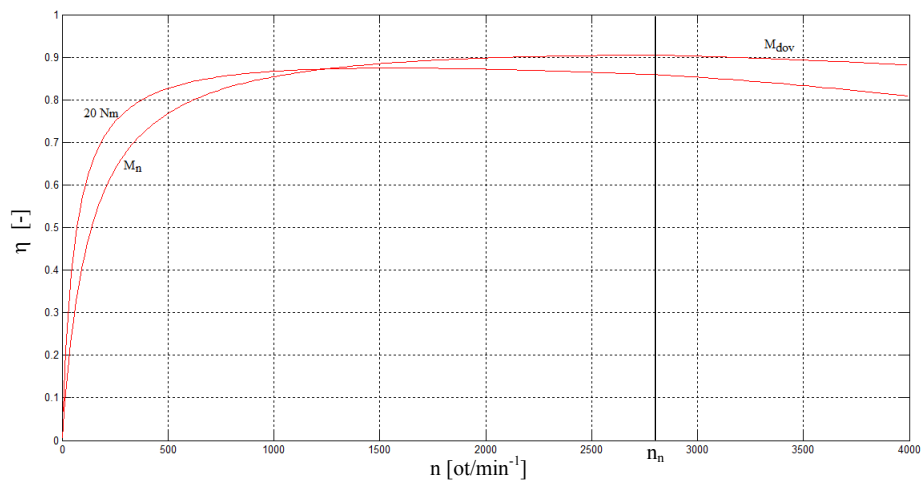
Obr. 6.3 Efektivní hodnota základní harmonické síťového proudu při napájení z řízeného usměrňovače



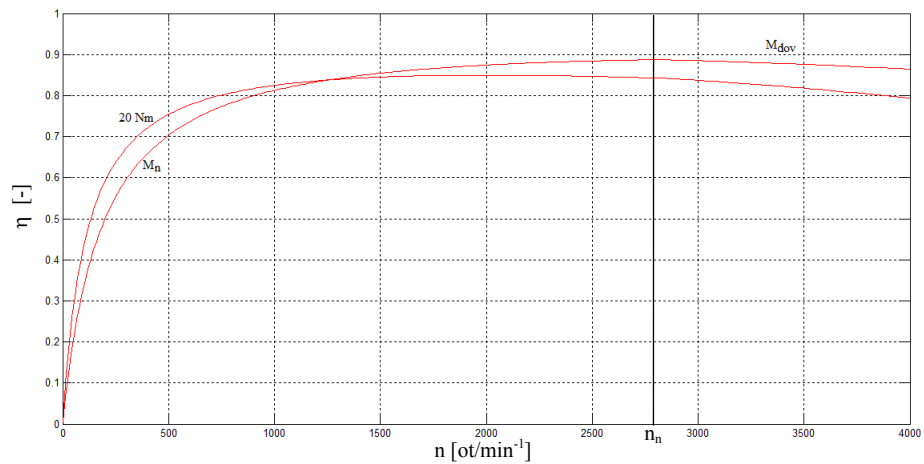
Obr. 6.4 Efektivní hodnota základní harmonické síťového proudu při napájení z pulzního měniče

## Účinnost

Na Obr. 6.5 a Obr. 6.6 jsou závislosti účinnosti, byla spočítána ze ztrát a výkonu motoru. Pro jmenovitý moment a moment menší. Pro jmenovitý moment je účinnost největší při jmenovitých otáčkách, při menším momentu je účinnost nižší.



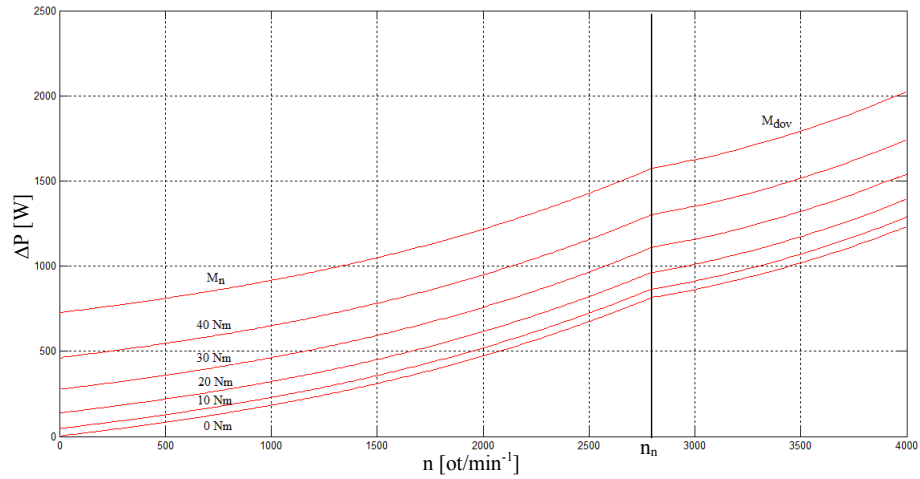
Obr. 6.5 Účinnost pohonu s řízeným usměrňovačem



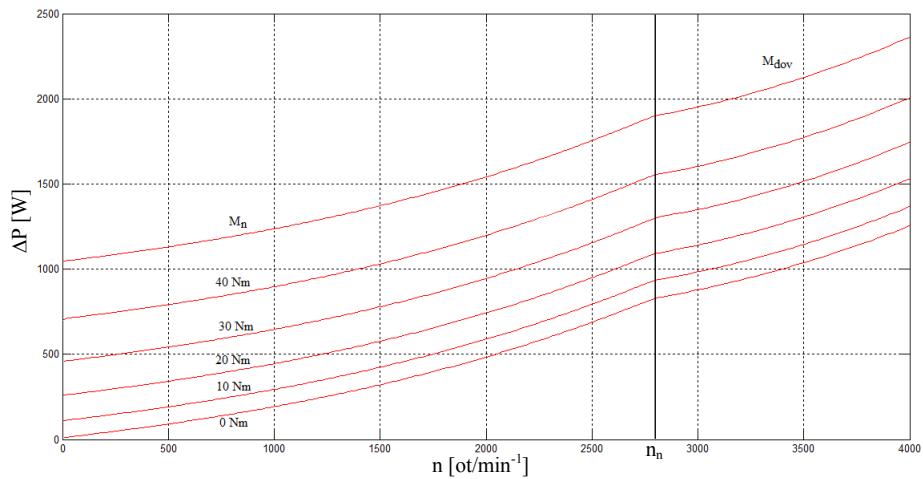
Obr. 6.6 Účinnost pohonu s pulzním měničem

## Ztráty

Na Obr. 6.7 a Obr. 6.8 je průběh ztrát, ztráty u pulzního měniče vycházejí vyšší. Nárůst ztrát se od jmenovité rychlosti nejprve zpomalí, protože byla v modelu uvažována závislost ztrát v železe na buzení.



Obr. 6.7 Ztráty pohonu s řízeným usměřňovačem



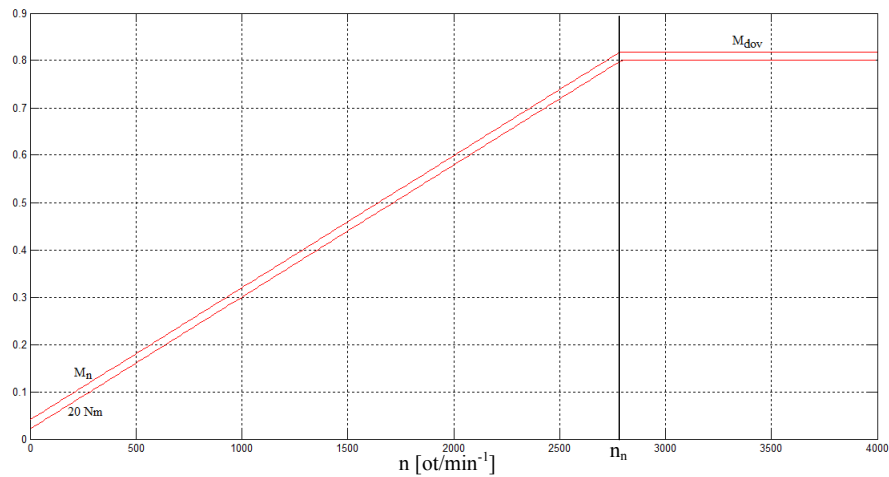
Obr. 6.8 Ztráty pohonu s pulzním měničem

## Účinník

Na Obr. 6.9 je účinník základní harmonické proudu jen pro usměrňovač, u pulzního měniče uvažujeme jeho hodnotu jedna. Hodnota účinníku byla vypočítána takto:

$$\cos \varphi_1 = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} \quad (6.2)$$

Pro větší moment účinník vychází větší, protože je vyšší úbytek napětí a pro stejné otáčky motoru musí být napětí  $U_{d\alpha}$  větší.



Obr. 6.9 Účinník základní harmonické proudu při napájení z řízeného usměrňovače

## 7 Závěr

Součástí zadání bakalářské práce bylo vytvoření matematických modelů stejnosměrného pohonu napájeného z řízeného usměrňovače a z pulzního měniče, aby bylo následně možné vyšetřit veličiny pohonu pro konkrétně zadaný případ.

Se zanedbáním ztrát byl nejprve vytvořen matematický model pohonu, který je tvořen stejnosměrným motorem s konstantním buzením a trojfázovým můstkovým usměrňovačem, tento model je s uvažováním střední hodnoty veličin. Druhý model bez uvažování ztrát předpokládá napájení motoru z čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním obousměrným řízením, v tomto modelu jsou uvažovány okamžité průběhy veličin.

Při vytváření průběhů v rámci vyšetření veličin pohonu se pak vycházelo z matematických modelů s uvažováním ztrát v motoru a měničích. Tyto modely byly oba vytvořeny s uvažováním střední hodnoty veličin.

Modely byly sestaveny v prostředí programu Matlab/Simulink, jsou součástí elektronické přílohy.

Ze srovnání obou případů vyplynulo, že by v pulzním měniči vznikaly větší ztráty, na druhou stranu je při otáčkách do jmenovité rychlosti odebírán menší proud ze sítě, a účinník by byl příznivější.

Při vytváření modelů nemohly být zahrnuty všechny vlastnosti daných zapojení a musely být uvažovány zjednodušení a zanedbání některých vlastností. Součástí práce nebylo ověření platnosti vytvořených modelů. Bylo by zajímavé zjistit, jak moc by se získané výsledky odchylovaly od skutečných hodnot.

## Literatura

- [1] *Rozbor poměrů u pohonů napájených z měničů* [online]. Ostrava: VŠB-TU Ostrava. [cit. 2015-03-10]. Dostupné z: <http://www.lms.vsb.cz/>. Učební texty předmětu ERP1.
- [2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika: Svazek II Měniče s vnější komunikací*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994. ISBN 80-7082-137-X.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: 1.část – usměrňovače, střídavé měniče napětí*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. Skriptum FEKT, VUT.
- [4] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří JAVŮREK. *Elektrické pohony*. Vydání druhé. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001. ISBN 80-01-02314-1.
- [5] CAHA, Zdeněk a Miroslav ČERNÝ. *Elektrické pohony*. Praha: SNTL, 1990. ISBN 80-03-00418-7.
- [6] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů*. Praha: SNTL - Řada elektrotechnické literatury, 1958.
- [7] HRABOVCOVÁ, Valéria, Pavol RAFAJDUS, Marek FRANKO a Peter HUDÁK. *Meranie a modelovanie elektrických strojov*. Druhé vydanie. Žilina: Žilinská univerzita, 2009. ISBN 978-80-8070-924-2.
- [8] VONDRÁŠEK, F., LANGHAMMER, J., PEROUTKA, A. MĚSÍČEK, J., MOLNÁR, J.: *Výkonová elektronika, Svazek 6 - Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati*; Západočeská univerzita v Plzni, 2008
- [9] HRABOVCOVÁ, Valéria a Pavol RAFAJDUS. *Elektrické stroje: Teória a príklady*. Žilina: Žilinská univerzita, 2009. ISBN 978-80-554-0101-0.
- [10] NEBORÁK Ivo. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2002. ISBN 80-248-0083-7.
- [11] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané stati z výkonové elektroniky: Svazek II Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2005.
- [12] Katalogový list IGBT modulu SKM50GB12T4. [cit. 2015-04-20]. Dostupné z: <http://www.semikron.com/>.



## Seznam příloh

- Příloha I      a) Matematický model pohonu s řízeným usměřovačem s uvažováním ztrát  
                  b) Matematický model pohonu s pulzním měničem s uvažováním ztrát
- Příloha II      Výpis funkce *pulzni\_menic\_stredni.m*



## Příloha II

Výpis funkce *pulzni\_menic\_stredni.m*:

```
function [vystup]=pulzni_menic_stredni(vstup)
%===Vstupy=====
% vstup(1) ... ridici napeti
% vstup(2) ... proud zateze
%===Vystupy=====
% vystup(1) ... napeti zateze
% vystup(2) ... ztraty
%=====Vstupni parametry=====
Ud=540;
Upmax=10;
Uce0=0.7;
rce=0.03;
Uf0=0.9;
rf=0.0256;
Psw_n=194;
Ia_n=37.5;
%=====
Ur=vstup(1);Ia=vstup(2);
s=0.5*(1+Ur/Upmax);

if Ia>=0;
    %VT1,VT4
    ubytekT=s*(Uce0+rce*Ia);
    %V1,V4
    ubytekD=(1-s)*(Uf0+rf*Ia);
    ubytek=2*(ubytekT+ubytekD);
    Pfw=ubytek*Ia;
else
    Ia=abs(Ia);
    %V2,V3
    ubytekD=s*(Uf0+rf*Ia);
    %VT2,VT3
    ubytekT=(1-s)*(Uce0+rce*Ia);
    ubytek=-2*(ubytekD+ubytekT);
    Pfw=-ubytek*Ia;
end

Psw=abs(Ia*Psw_n/Ia_n);
Ptot=Pfw+Psw;
Upm=(2*s-1)*Ud-ubytek;
vystup(1)=Upm;
vystup(2)=Ptot;
end
```