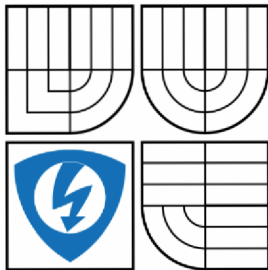


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

RIADENIE BLDC MOTORA V OBLASTI NÍZKYCH OTÁČIEK

CONTROL ALGORITHMS FOR BLDC MOTOR FOR LOW SPEEDS

DIPLOMOVÁ PRÁCA

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Kozáček Peter

VEDÚCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Libor Veselý, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Peter Kozáček

ID: 136548

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Řízení BLDC motoru v oblasti nízkých otáček

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je navrhnout algoritmus, který bude schopen řídit BLDC motor i v oblasti nízkých otáček. V praxi je často informace o rychlosti rotoru získávána z Halloových snímačů nebo inkrementálních enkodérů s nízkým rozlišením. Takto získaná informace je nedostačující pro precizní řízení v oblasti nízkých otáček.

1. Zpracujte rešerši týkající se BLDC motorů a jejich možnosti řízení.
2. Prostudujte způsoby měření rychlosti pomocí Halloových sond a inkrementálního snímače.
3. Navrhněte algoritmus pro řízení BLDC motoru v oblasti nízkých otáček.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Hughes, A.: Electric Motors and Drives. Oxford. Newnes, 2006. s. 431. ISBN: 0-7506-4718-3.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 18.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Libor Veselý, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Bibliografická citace:

KOZÁČEK, P. *Řízení BLDC motoru v oblasti nízkých otáček*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 71 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Libor Veselý, Ph.D..

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Řízení BLDC motoru v oblasti nízkých otáček jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 15. května 2015

.....
podpis autora

Anotácia

Diplomová práca sa zaoberá riešením problematiky získavania hodnôt otáčok a elektrického uhlu z informácii Hallových sond s potrebným rozlíšením pre riadenia BLDC motora. Konkrétne sa jedná o oblasť riadenia v nízkych otáčkach. Väčšina motorov využíva Hallove sondy na zisťovania rýchlosti a polohy motora. Pri nízkych otáčkach nastáva situácia, kedy nevieme určiť polohu rotora s požadovaným (dostatočným) rozlíšením, tým pádom vzniká zvlnenie pri riadení (pulzácia momentu). Úlohou je navrhnúť a z hodnotiť možnosti algoritmu pre riadenia a získania hodnoty otáčok a polohy rotora s požadovanou presnosťou.

Kľúčové slová

BLDC motor, vektorové riadenie, kalmanov filter, interpolácia

Annotation

The diploma work concerns on an issue of data collection of speed and electrical angle based on informations from Hall sensor with the necessary resolution for control of BLDC motor. Specifically, concenred on a section with low speed. Most of moors use Hall sensor for detecting speed and position of the rotor. At low speed section, becomes the situation when we can not determine the position of the rotor with (the) required (sufficient) resolution, this situation creates a „wince“ in the control (ripple torque). The task is to design and evaluate the possibilities of the algorithm for control and acquisition speed and rotor position with the required accuracy.

Key words

BLDC motors, vector control, kalman filter, interpolation

Obsah

1	Úvod	9
2	BLDC motor	10
2.1	Konštrukcia motora	10
2.2	Princíp činnosti	11
2.3	Napájanie, regulácia	13
2.4	Možnosti spínania.....	14
2.5	PWM	16
2.6	Matematický model motoru.....	18
2.6.1	Elektrická časť.....	18
2.6.2	Mechanická časť.....	21
2.6.3	Model v stavovom priestore	24
3	Hallova sonda	26
3.1	Hallov jav	26
4	Inkrementálny snímač.....	27
5	Hardware.....	28
5.1	Riadiaca doska pre motor na malé napätie.....	28
5.2	BLDC motor.....	29
5.3	Zapojenie	29
6	Typy riadenia.....	32
6.1	Skalárne riadenie	32
6.2	Priame riadenie momentu.....	33
6.3	Vektorové riadenie	34
6.3.1	Clarkova transformácia	36
6.3.2	Parkova transformácia	36
7	Metódy riadenia BLDC motora	37

7.1	Riadenie pomocou snímačov.....	37
7.2	Bezsenzorové riadenie.....	37
7.2.1	Metódy založené na indukovanom napätí.....	38
7.2.2	Meranie prechodu indukovaného napätia nulou	38
7.2.3	Metoda integrácie indukovaného napätia	38
7.2.4	Metóda integrácie tretej harmonickej indukovaného napätia	39
7.3	Referenčný model s adaptívny systémom (MRAS)	40
7.4	Kalmanov filter.....	41
7.5	Rozšírený Kalmanov filter (Extended kalman filter - EKF)	41
7.6	Umelá neurónová sieť (Artificial Neural Networks - ANN).....	43
7.7	Fuzzy regulátor (systémy)	43
8	Modely riadenia a estimácie parametrov.....	45
8.1	Riadenie otáčok BLDC motora pomocou napätia	46
8.2	Riadenie matematického modelu	48
8.3	Riadenie pomocou PWM.....	49
8.4	Vektorové riadenie	50
8.5	Interpolácia rýchlosti	53
8.6	Interpolácia uhlu.....	56
8.7	Estimácia parametrov pomocou matematického modelu.....	58
8.8	Rozšírený Kalmanov filter	59
9	Záver.....	65
10	Použitá literatúra, zdroje.....	67
11	Zoznam použitých skratiek a veličín.....	68
12	Zoznam obrázkov	69
13	Zoznam príloh.....	71

1 Úvod

S pokrokom elektroniky a automatizácie sa začalo rozvíjať aj riadenie samotných motorov. Postupom času sa vo veľkom množstve nasadzovali asynchrónne a synchronne motory. Boli hlavne uprednostňované kvôli kvázi jednoduchšej regulácii. Využívali sa aj jednosmerné motory, nie však v takom množstve ako už zmieňované striedavé motory. Výhody oboch typov motorov spája BLDC motor, tiež označovaný ako EC motor.

Pre svoje výhody patria tieto motory medzi veľmi používané a často nasadzované v priemysle. Pre získavanie informácie (hodnoty) o veľkosti otáčkach a uhlu sa hlavne informácie z Halových sond, ktoré sú súčasťou konštrukcie motora. Nie však vždy získame informácie s požadovanou presnosťou, obzvlášť ak sa pohybujeme v oblasti nízkych otáčok.(100 ot/min a menej) Takto nepresná informácie spôsobuje problémy v riadení, napr. vektorové riadenie kde je potrebné poznať veľmi presnú hodnotu uhla.

Práca sa bude zameriavať na základne možnosti riadenia a návrhu algoritmu pomocou ktorého by bolo možné získať informácie o otáčka a elektrickom s požadovanou presnosťou.

2 BLDC motor

Brushless DC electric motor - bezkartáčový jednosmerný elektrický motor

Tiež známy ako elektronicky komutovaný motor (ECM, EC motor) alebo tiež nazývaný ako jednosmerný bezkartáčový motor je synchronný motor. Pri malých rozmeroch dosahujú relatívne veľkého výkonu a dynamiky. Má tichý a plynulý chod. Je to v podstate "obrátenej" jednosmerný motor, preto sa niekedy nazýva bezkomutátorovým jednosmerným motorom. Zatiaľ čo klasický jednosmerný motor má magnety v statore a vinutia na rotore, elektronicky komutovaný motor má magnety na rotore a vinutia na statore. Funkciu komutátora preberá tranzistorový menič, ktorý podľa polohy rotora prepína prúd do jednotlivých statorových vinutí.

BLDC motory [1] sú využiteľné všade tam, kde je jednosmerné napájacie napätie. Sú to napríklad akumulátorové prepravné a zdvíhacie vozíky v priemysle, mobilná technika a podobne.

Výhody :

- Jednoduché riadenie
- Napájanie motoru dvojfázovým obdĺžnikovým priebehom prúdu
- Nízka cena pohonov s týmito motormi

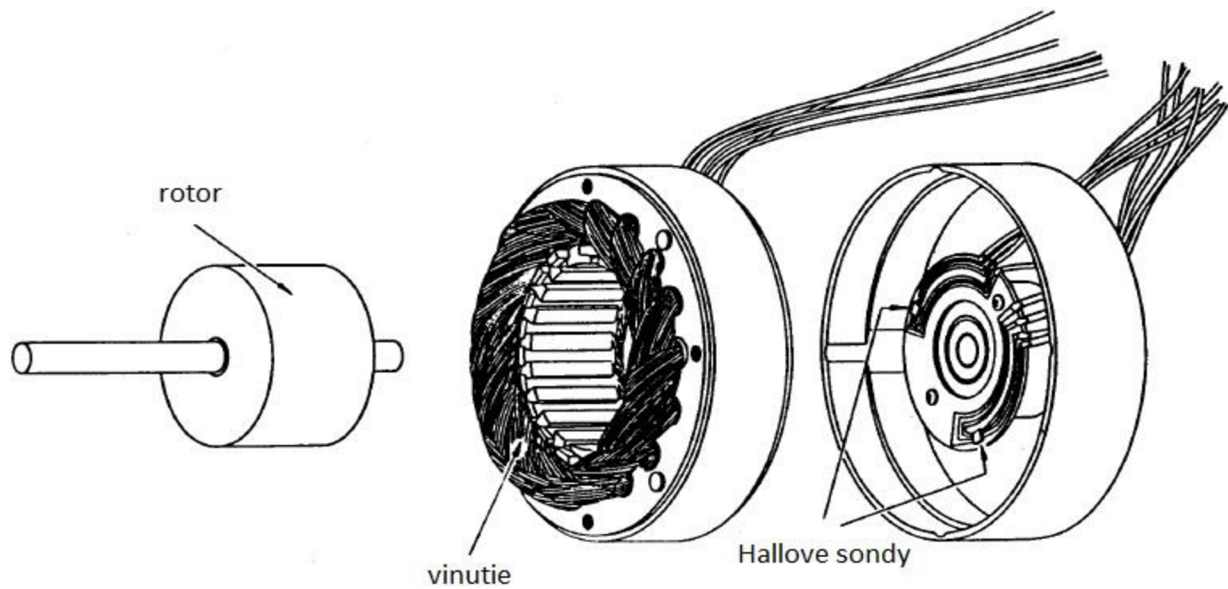
Nevýhody :

- Horšia rovnomernosť otáčania
- Veľké momentové pulzácie pri nízkych otáčkach

2.1 Konštrukcia motora

Elektronicky komutovaný motor [2] je tvorený zo statoru, ktorý sa podobá štandardnému statoru trojfázového asynchrónneho alebo synchronného stroja. V leštenom statore je v drážkach uložené trojfázové vinutie, statorové drážky sú zošíkmené spravidla o jednu drážkovú rozteč z dôvodu zníženia reluktančných momentov, spôsobenou rôznou magnetickou vodivosťou drážiek (vzduch) a zubov.

Rotor je tvorený permanentným magnetom zo vzácnych zemín. Pre elektronickú komutáciu prúdu sa sníma poloha rotora pomocou Halových sond, ktoré sú vyvedené spolu s fázami motoru a pripojujú sa k servoziesilovaču. Motory dosahujú veľkých otáčok pri menšom momente. Pre dosiahnutie väčších momentov sa používajú čelné prevodovky (do 12 Nm) alebo planetové prevodovky (až do 50 Nm). Voliteľne môže byť motor vybavený enkodérom a brzdou.



Obrázok 1: Konštrukcia BLDC motora [3]

2.2 Princíp činnosti

Postupným spínaním jednotlivých cievok dochádza k vzniku vnútorného momentu motora v smere otáčania motoru (snaha o vzájomné kolmé vektory magnetických polí cievok a permanentného magnetu). Spínanie cievok je pritom riadené elektronicky, pomocou výkonových spínacích tranzistorov (MOSFET/IGBT). Otáčky EC motoru sú potom riadené frekvenciou spínania tranzistorov. Samotné spínanie tranzistorov je riadené pomocou PWM modulácie (PWM).

Pre otáčkovú spätnú väzbu je vstavané v stroji bezkartáčové elektronicky komutované tachodynamo, aby bola dôsledne dodržaná koncepcia bezkontaktného prevedenia, ktoré nevyžaduje údržbu a je podstatne spoľahlivejšie. Bezkartáčové tachodynamo je opäť elektronicky komutovaný stroj s permanentnými magnetmi na rotore, orientovaný mi súhlasne a s dostatočnou presnosťou s uhlovou polohou magnetov vlastného motoru.

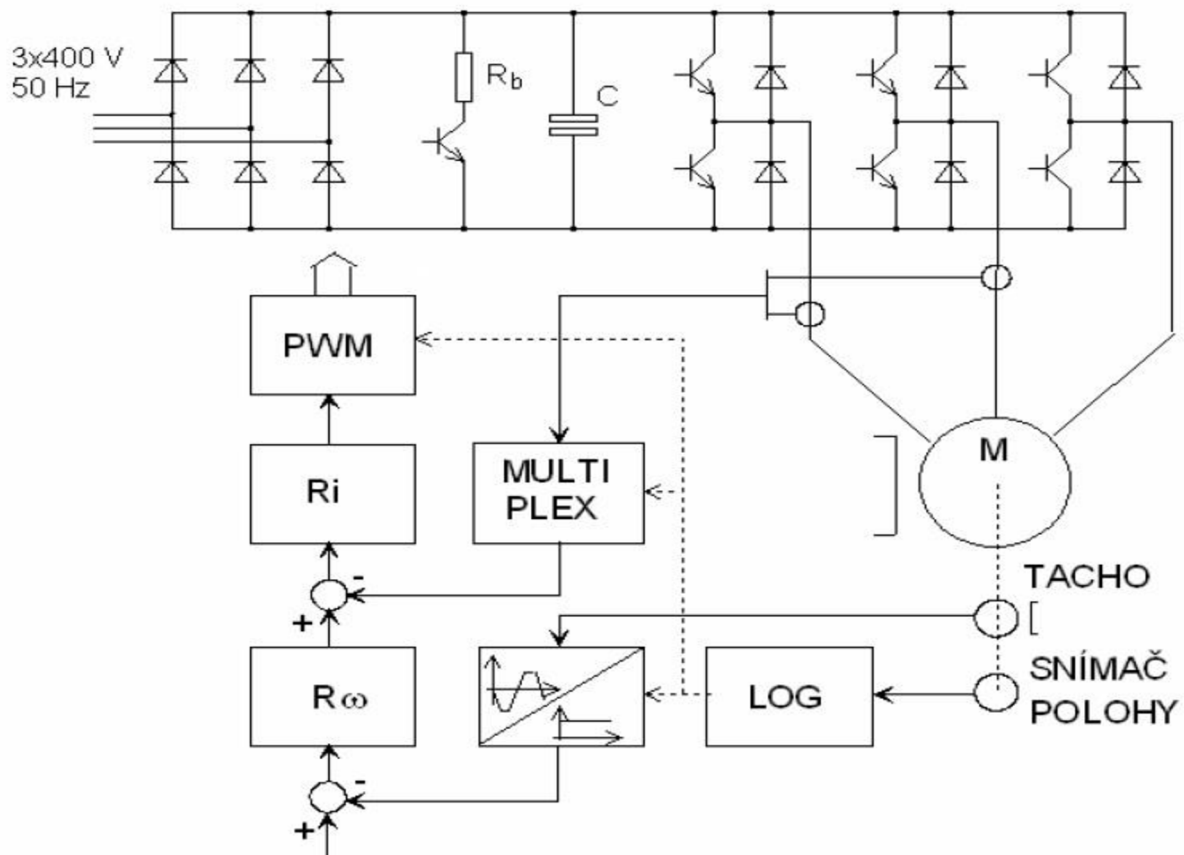
Elektronicky komutovaný motor [1] sa chová podobne ako jednosmerný motor. Otáčky sú úmerné napätiu, pripojenému na vinutie kotvy (u EC motoru je toto vinutie na statore), pripojenie jednotlivých vinutí je odvodené od polohy rotoru, na ktorom sú umiestnené permanentné magnety. Moment motoru je úmerný prúdu.

Spôsoby realizácie elektronickej komutácie :

1. Pohon s elektronicou komutáciou žiadanej hodnoty prúdu
2. Pohon s elektronicou komutáciou regulačnej odchýlky prúdu

2.3 Napájanie, regulácia

Samotný motor [2] je napájaný zo siete cez 6ti pulzný usmerňovač (Obrázok 2: Zapojenie BLDC motora). Prepínanie prúdu do jednotlivých statorových vinutí sa vykonáva bezkontaktné tranzistorovými spínačmi, stredná hodnota napätia v intervale vedenia prúdu je riadená pulznou šírkovou moduláciou(PWM), čím zároveň riadime otáčky motora.

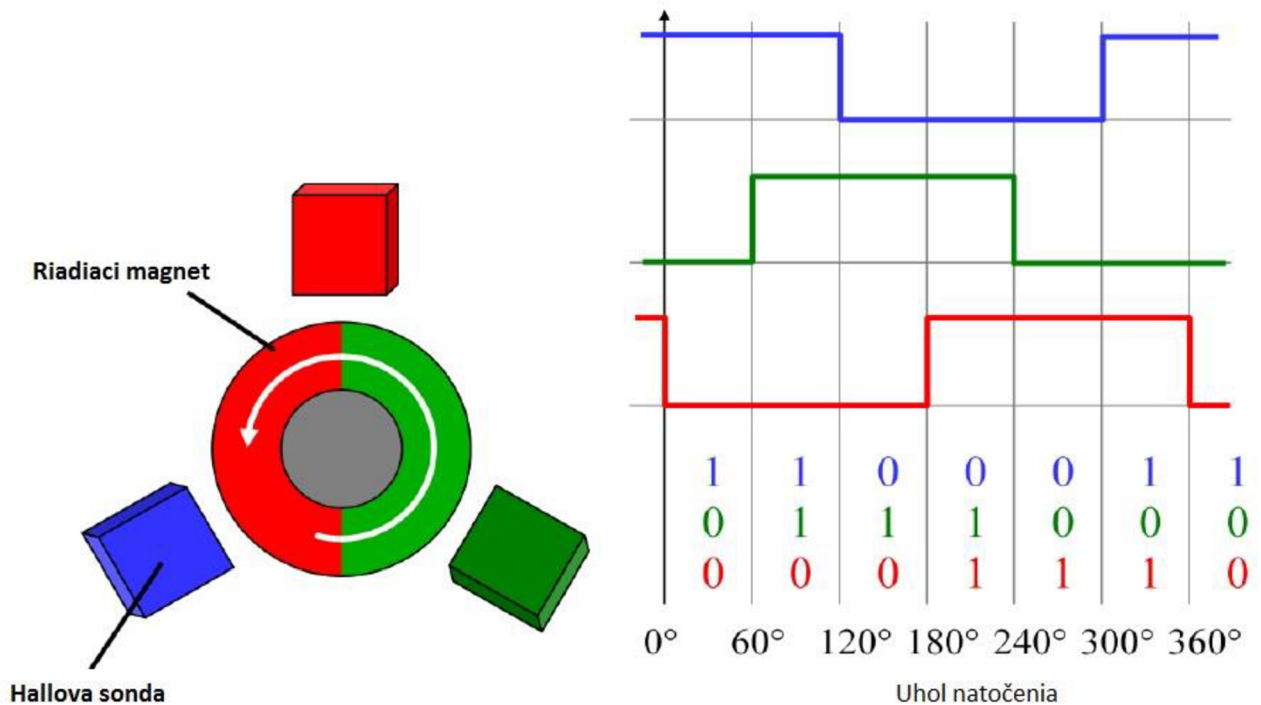


Obrázok 2: Zapojenie BLDC motora [2]

Zapojenie je zhodné so zapojením napäťových meničov frekvencie pre striedavé asynchrónne a synchrónne motory, od ktorých sa líšia len spôsobom riadenia. Zatiaľ čo asynchrónny a synchrónny motor je napájaný do všetkých troch fáz súčasne sínusovým prúdom , u EC motoru je napájanie v danom okamžiku vždy len dvojfázové a tvar prúdu je obdĺžnikový.

Prúd je meraný dvomi prúdovými senzormi , väčšinou pomocou Halových sond. Do spätnej väzby na vstup regulátora prúdu je však pripojený vždy len jeden, ktorý odpovedá práve napájanému vinutiu. Na základe informácii z Halových sond sa spínajú postupne tranzistory(komutačný krok). Vodivý interval pre každú fázu je 120° (viď Obrázok 3: Spínanie

BLDC motoru). Keďže celých 360° je rozdelených do 6 komutačných krokov, tak aj daná metóda nesie názov *Six step comutation*.



Obrázok 3: Spínanie BLDC motoru [4]

Ďalšou možnosťou je použitie namiesto Halových senzorov hriadeľový enkodér. Jeho výhodou je vysoká presnosť odmeriavania. Na druhej strane je potrebné mať miesto v motore aby ho bolo možné umiestniť. Oproti halovým senzorom je takéto riešenie viacnásobne drahšie.

2.4 Možnosti spínania

Predchádzajúcich častiach bolo spomenuté, že komutátor je tvorený tranzistormi, ktoré na základe polohy rotora spínajú. Avšak nie je len jeden typ spínania.

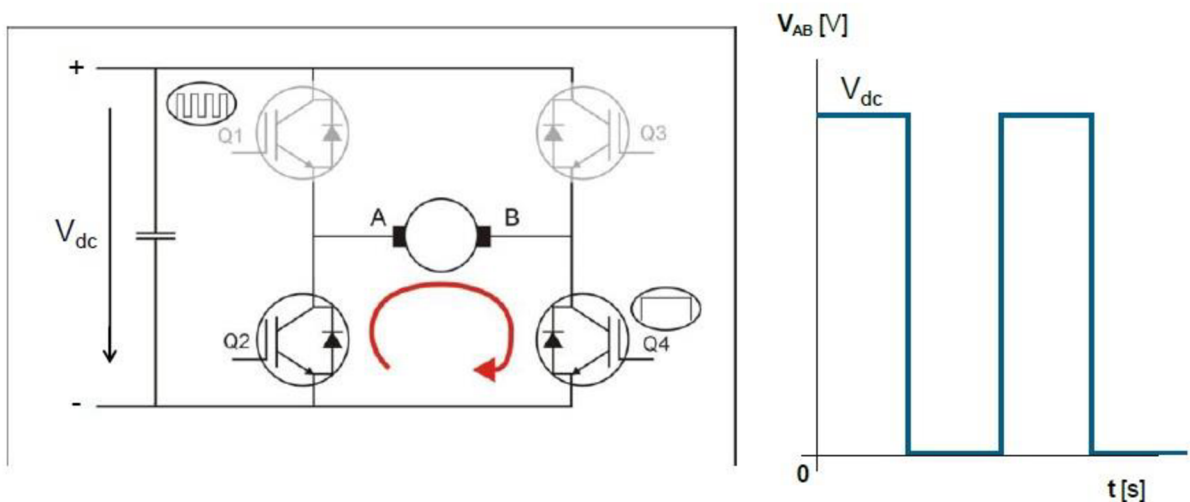
Rozlišujeme spínanie [5] :

- Unipolárne
- Bipolárne

- Nezávislé
- Komplementárne

Unipolárne spínanie

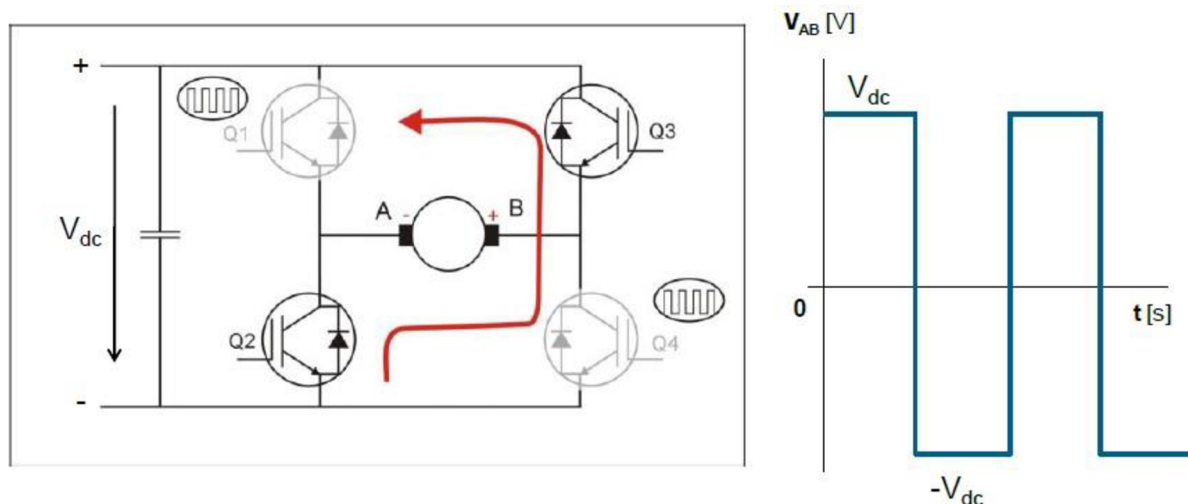
Pri unipolárnom napätí je k vinutiu pripájané napätie len s „jednou polaritou“ ($+U_c$ alebo $-U_c$ voči nulovému napätíu). Pre náš prípad napájanie BLDC motora sa najprv spína horný tranzistor 1. fáze a dolný tranzistor 2. fáze. Na motore sa objaví napätie. Následne sa horný tranzistor 1. fáze rozpojí a dolný tranzistor 1. fáze zopne. Tým dosiahneme nulové napätie. Daný postup sa opakuje pre ďalšie fáze (posúva sa).



Obrázok 4: Unipolárne spínanie [5]

Bipolárne spínanie

Na vinutie motora je pripájané kladné a záporné napätie ($\pm U_c$). Najprv sa zopne horný tranzistor 1. fáze a dolný tranzistor 2. fáze. Na vinutí sa objaví $+U_c$. Potom sú tieto tranzistoru rozopnuté a zopnú sa dolný tranzistor 1. fáze a horný tranzistor 2. fáze („do kríža“). Tým dosiahneme na vinutí $-U_c$.



Obrázok 5: Bipolárne spínanie [5]

Nezávislé vs. komplementárne

Pri komplementárnom spínaní je vždy jeden tranzistor zopnutý a druhý rozopnutý v rámci jednej fázy (vetve) - sú spínané v určitej závislosti. Pri tomto type spínania musíme brať v úvahu dobu zopnutia a rozopnutia tranzistora. Je jasné, že takéto riešenie je komplikovanejšie oproti nezávislému spínaniu. Pri ňom môžeme zopnúť obidva tranzistory vo vetve. Tranzistory môžu byť spínané nezávisle na sebe.

Dead time

Keďže u tranzistoru dochádza k prechodovému javu pri ich spínaní, môže vplyvom pomalšieho zavierania dôjsť ku krátkodobému zkratu v vetve meniča. Aby nedošlo ku skratu, treba zaistiť, že spodný aj horný tranzistor nebude otvorený v rovnaký okamžik. To sa robí pomocou oneskorenia náběžnej hrany spínacieho signálu tranzistoru o určitý čas. Tento čas sa nazýva dead-time.

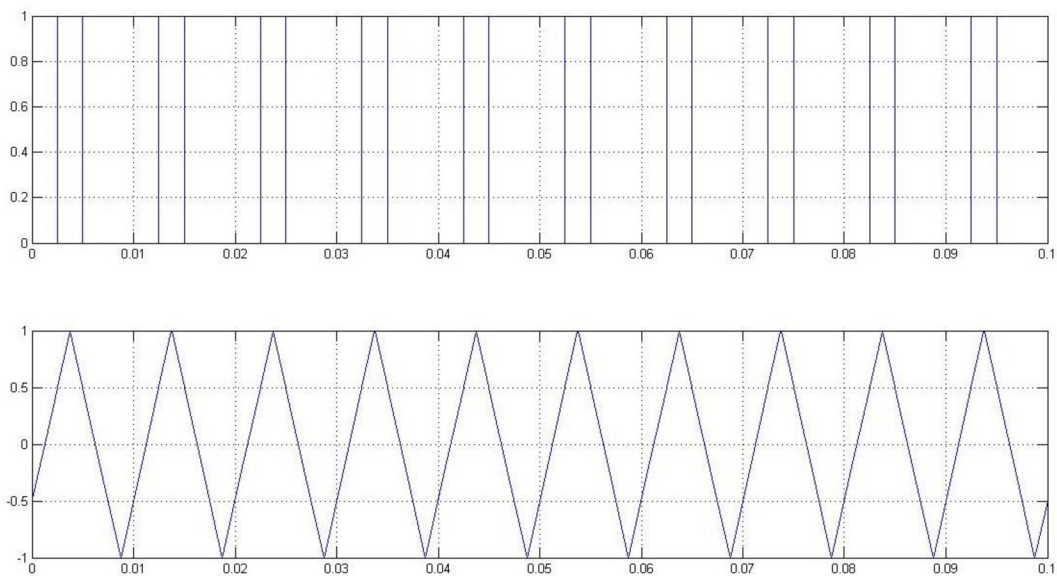
2.5 PWM

PWM - Pulse Width Modulation [6], čiže pulzne šírková modulácia. Jedná sa o diskretnú moduláciu pre prenos analógového signálu. Prenosový signál, ktorý nesie informáciu o prenášanej hodnote môže nadobúdať hodnoty zapnuté/vypnuté ($\log.1/\log.0$ – v kladnej logike). Hodnota preneseného signálu je v prenose "zakódovaná" ako pomer medzi stavmi 1/0. Tento pomer sa nazýva strieda (anglickej literatúre duty cycle).

Vo veľkom množstvo je PWM signál využívaný aj vo výkonovej elektronike, obzvlášť tam kde spíname tranzistormi (DC/DC meniče, pulzné usmerňovače). Je to kvôli tomu, že tranzistor má najmenšie straty v dvoch režimoch. Keď je vypnutý alebo keď je zapnutý.

Keď je vypnutý, je na ňom napätie, ale netečie prúd, takže sú straty nulové. Ak je zapnutý, môže cez neho tiecť prúd, ale je na ňom len saturačné napätie, ktoré je pomerne nízke, takže jeho stratový výkon je v tomto stave nízky. Pretože pri každom zapnutí alebo vypnutí prechádza tranzistor cez oblasť vysokých strát, s frekvenciou spínání straty rastú.

Pre generovanie PWM signálu je viacero možností. Najčastejšie sa však k tomu používa pílovitý priebeh s komparátorom. Na komparátore nastavíme spínaciu hladinu po ktorej prekročení sa na výstupe objaví logická 1. Pokiaľ bude pod, tak na výstupe dostaneme logickú 0. Tým dostaneme periodický diskretný PWM signál. Nastavená hodnota komparátora nám určuje hodnotu striedy.



Obrázok 6: PWM signál

Spomínaná modulácia je najpoužívanejšia pri riadení, ale nie je jediná, ktorá sa používa. Ďalšie typy modulácií [7] :

- Prúdová obdĺžniková modulácia
- Obdĺžnikové riadenie (modulácia)

2.6 Matematický model motoru

BLDC motor má 3-fázový permanentný magnet so synchronným motorom. Motor je modelovaný s 3-fázami ako a, b, c premenné. Pôvod tohto modelu je založený na predpokladoch, že indukovaný prúd v rotore v dôsledku statora sú harmonické polia zanedbané a straty v železe tiež sú zanedbateľné.

Model vychádza z daných predpokladov [8] :

1. Statorové vinutie je vyvážené (rovnaký počet závitov vo fázi) a so sínusovým rozloženým magnetomorickým napätím.
2. Rozloženie indukčnosti má harmonických charakter v závislosti na polohe rotoru.
3. Zmena parametrov v dôsledku termálneho efektu je zanedbaná.

Celý matematický model rozdelíme na dve časti: mechanickú a elektrickú. Najprv popíšeme elektrickú časť motora (prúdy, napätia) a následne mechanickú časť (moment, otáčky). Na základe uvedených rovníc vytvoríme vlastný model motora.

2.6.1 Elektrická časť

Napätia pre jednotlivé fázy :

$$u_a = R_a i_a + \frac{d\phi_a}{dt} + u_{ia} \quad (1.0)$$

$$u_b = R_b i_b + \frac{d\phi_b}{dt} + u_{ib} \quad (1.1)$$

$$u_c = R_c i_c + \frac{d\phi_c}{dt} + u_{ic} \quad (1.2)$$

Pre sprážené magnetické toky:

$$\phi_a = L_{aa} \frac{di_a}{dt} + L_{ba} \frac{di_b}{dt} + L_{ca} \frac{di_c}{dt} \quad (1.3)$$

$$\phi_b = L_{ab} \frac{di_a}{dt} + L_{bb} \frac{di_b}{dt} + L_{cb} \frac{di_c}{dt} \quad (1.4)$$

$$\phi_c = L_{ac} \frac{di_a}{dt} + L_{bc} \frac{di_b}{dt} + L_{cc} \frac{di_c}{dt} \quad (1.5)$$

Vlastnú indukčnosť statoru považujeme za symetrickú a teda za nezávislú na natočení uhlu rotora.

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (1.6)$$

Vzájomná indukčnosť :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = M \quad (1.7)$$

Odpory vinutia :

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (1.8)$$

Následne dané rovnice upravíme pomocou vyššie uvedených vzťahov.

$$u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + u_{ia} \quad (1.9)$$

$$u_b = Ri_b + L \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + u_{ib} \quad (2.0)$$

$$u_c = Ri_c + L \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + u_{ic} \quad (2.1)$$

Vytkneme pred zátvorku(postup je ukázaný len jednej fáze, ale je totožný pre ostatné) :

$$u_a = Ri_a + \frac{d}{dt} (Li_a + Mi_b + Mi_c) + u_{ia} \quad (2.2)$$

$$u_a = Ri_a + \frac{d}{dt} (Li_a + M(i_b + i_c)) + u_{ia} \quad (2.3)$$

Na základe Kirchoffovho zákona platí :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.4)$$

$$i_b + i_c = -i_a \quad (2.5)$$

Po dosadení dostaneme :

$$u_a = Ri_a + \frac{d}{dt} (Li_a + M(-i_a)) + u_{ia} \quad (2.6)$$

Po následných úpravách dostaneme :

$$u_a = Ri_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + u_{ia} \quad (2.7)$$

$$u_b = Ri_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + u_{ib} \quad (2.8)$$

$$u_c = Ri_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + u_{ic} \quad (2.9)$$

Maticovo môžeme tieto rovnice zapísať :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (3.0)$$

u_a, u_b, u_c – napätie jednotlivých fáz motora

u_{ia}, u_{ib}, u_{ic} – indukované napätie jednotlivých fáz

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} – vlastná indukčnosť jednotlivých fází

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$ – vzájomná indukčnosť medzi jednotlivými fázami

Pre úplnosť ešte doplníme vzťah pre indukované napätie :

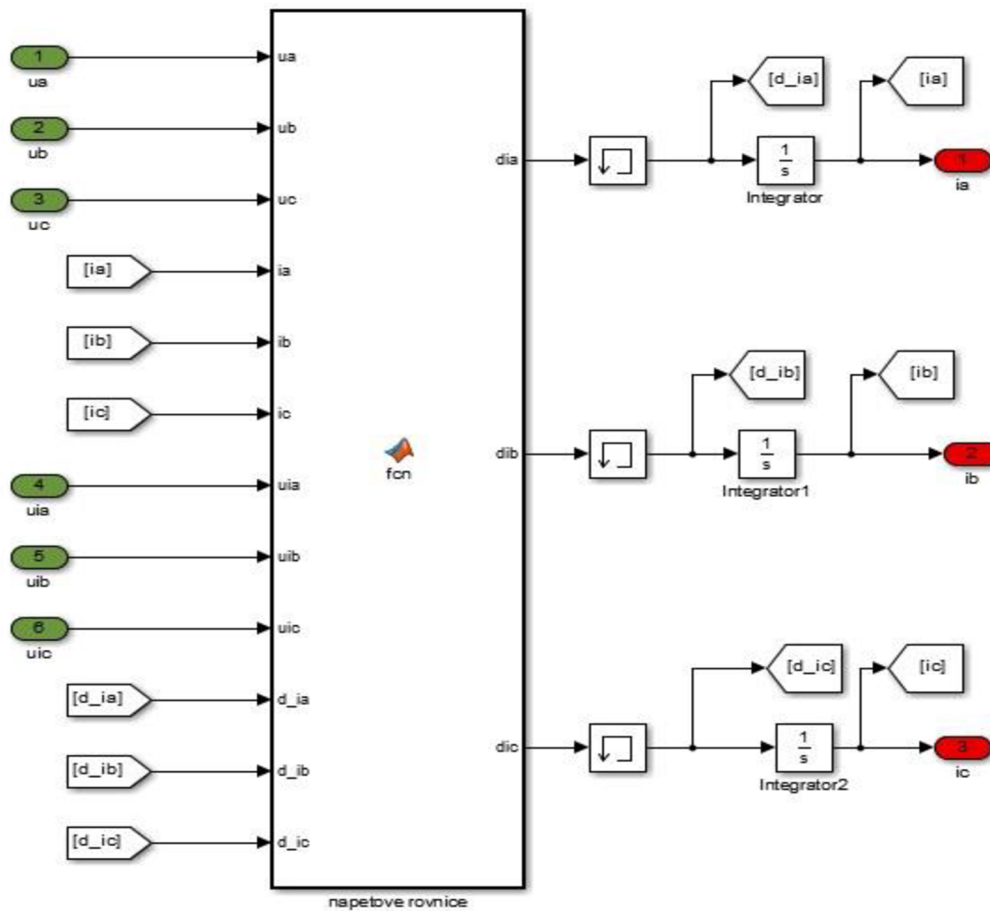
$$u_{ia} = \lambda \omega f(\theta) \quad (3.1)$$

λ – napäťová konštanta motoru

$f(\theta)$ – funkcia natočenia rotora

Nadobúda hodnoty [8] :

$$\begin{array}{ll} f(\theta)=1 & \rightarrow 0^\circ < \theta \leq 120^\circ \\ f(\theta)=6/\pi(\pi-\theta)-1 & \rightarrow 120^\circ < \theta \leq 180^\circ \\ f(\theta)= - 1 & \rightarrow 180^\circ < \theta \leq 300^\circ \\ f(\theta)=6/\pi(\theta-2\pi) +1 & \rightarrow 300^\circ < \theta \leq 360^\circ \end{array}$$



Obrázok 7: Elektrická časť modelu

Z popísaných rovníc je vytvorená elektrická časť, ako je možné vidieť na obrázku vyššie. Hlavná časť výpočtov je realizovaná pomocou Matlab funkcie.

2.6.2 Mechanická časť

Aby sme získali kompletný model BLDC motora, musíme ho popísať aj po mechanickej stránke. Vyjadríme si moment jednej fáze :

$$M_a = \frac{P_a}{\omega_m} = \frac{u_a i_a}{\omega_m} \quad (3.2)$$

Celkový vnútorný moment je súčtom jednotlivých momentov fáz.

$$M_e = \frac{u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c}{\omega_m} \quad (3.3)$$

Momentová rovnica :

$$M_e = J \frac{d\omega}{dt} + M_z + B\omega \quad (3.4)$$

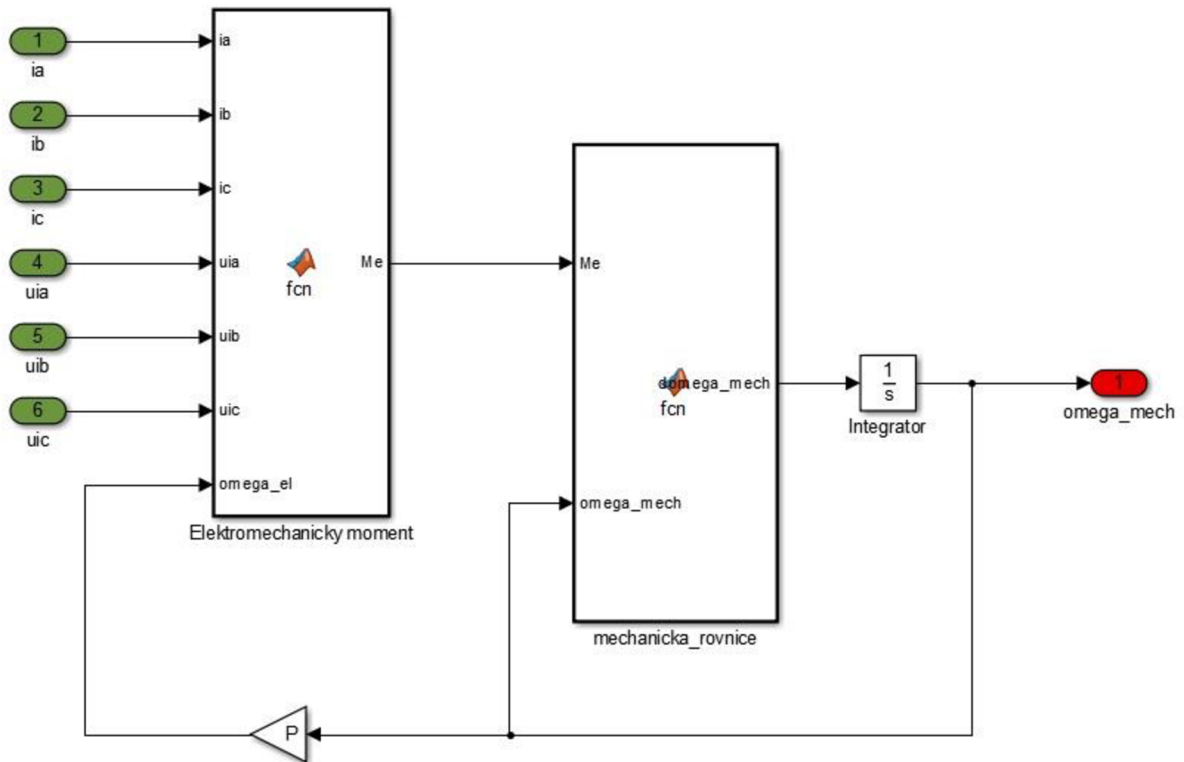
J – moment zotrvačnosti

M_z – mechanický moment záťaže

B – koeficient tlmenia

Doplníme už len vzťah medzi uhlom a uhlovou rýchlosťou :

$$\omega_m = \frac{1}{P_p} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.5)$$



Obrázok 8: Mechanická časť modelu

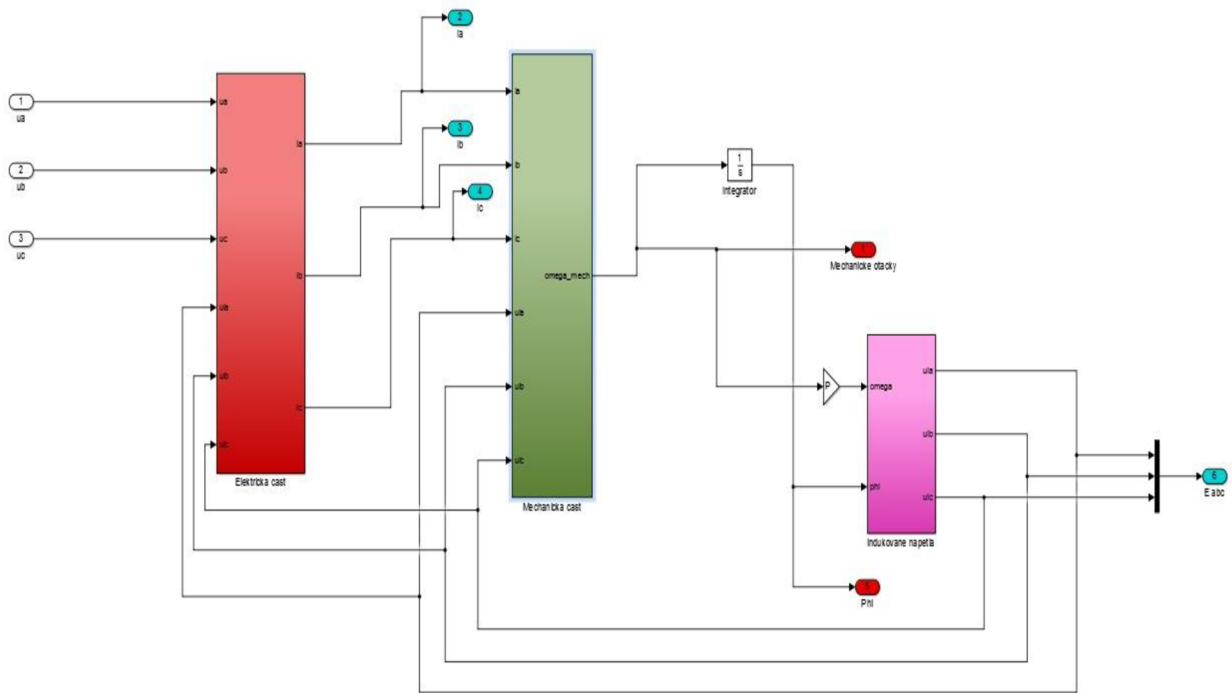
Tak ako aj elektrická časť aj mechanická časť je prevedená hlavne za pomoci funkcií. Následne sú obidve časti prepojené a doplnené o blok počítajúci spätné indukované napätie.

Vzhľadom k tomu, že model je napájaný pomocou zdroja cez tranzistory je potrebné ešte napätie prepočítať na jednotlivé fázy.

$$u_a = \frac{2}{3}u_1 - \frac{1}{3}u_2 - \frac{1}{3}u_3 \quad (3.6)$$

u_1, u_2, u_3 – vstupné napätie z napájacej časti

u_a – vstupné napätie pre fázu A voči stredovému bodu



Obrázok 9: Model motoru pomocou matematických rovníc

Na základe zjednodušených rovníc motoru bol vytvorený model (2.7-2.9). Takto vytvorený model bol však nefunkčný. Samotný zdroj (technický článok- [8]) obsahuje chyby. Vytvorený zjednodušený model je využiteľný len za určitých prípadov, t.j. prúdi v obidvoch fázach budú rovnako veľké a pôsobiť proti sebe (2.3, 2.6). To však nie je vždy zaručené. Preto pri modifikácii modelu boli použité rovnice 1.9 – 2.1. Dané chyby spôsobili dosť veľké problémy a časové zdržanie.

2.6.3 Model v stavovom priestore

Rovnice popísané predchádzajúcich častiach použijeme pri zostavení matíc stavového priestoru (matice A, B, C, D). Stavové rovnice sú v tvare :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.7)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.8)$$

Vektor stavových premenných :

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \varphi_{el} \end{bmatrix}$$

Vektor vstupných hodnôt :

$$u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ M_z \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & -\frac{\lambda}{L-M} f_a(\theta) & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & -\frac{\lambda}{L-M} f_b(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & -\frac{\lambda}{L-M} f_c(\theta) & 0 \\ -\frac{\lambda}{J} f_a(\theta) & -\frac{\lambda}{J} f_b(\theta) & -\frac{\lambda}{J} f_c(\theta) & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & P & 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$B = \begin{bmatrix} (L-M)^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (L-M)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (L-M)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J^{-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.0)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Matica D tu nie je uvedená, keďže je celá nulová.

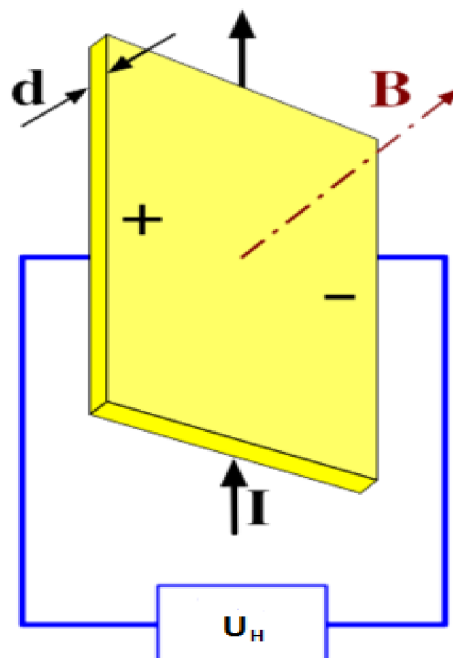
3 Hallova sonda

Ako bolo v predchádzajúcej kapitole zmienené, pozícia rotora sa zisťuje na základe informácií z Hallových sond. Hallova sonda, Hallov článok alebo tiež aj Hallov senzor [9] je elektronická súčiastka, ktorej činnosť je založená na technickom využití Hallova javu.

Používa sa pre meranie a automatickú reguláciu magnetických polí, meranie veľký jednosmerných prúdov (0,5 až 10 kA), ovládaniu veľkých elektromotorov, bezkontaktné tlačítka, mechanické snímače (poloha, otáčky, zrýchlenie) a pod. Majú veľké využitie, pre ich jednoduché použitie avšak problémom Hallovej sondy je offset a jeho teplotná závislosť.

3.1 Hallov jav

Hallov jav je vznik potenciálu na elektródach polovodičovej doštičky (aj v kovových materiáloch, ale napätie je malé), ktorou prechádza elektrický prúd I a súčasne sa nachádza v magnetickom poli s magnetickou indukciou B kolmo pôsobiacou v smere vektoru prúdovej hustoty, charakterizovaný tzv. Hallovým napätím.



Obrázok 10: Hallov jav

Hallovo napätie je tým väčšie, čím väčšie je Hallova konštanta R_H materiálu a čím väčší je prúd I a magnetickej indukcie B . Vzťah pre Hallove napätie :

$$U_H = \frac{R_H}{d} IB \quad (4.2)$$

Použitie Hallových senzorov je vhodné pre magnetické indukcie vyššie než 1 mT, pri frekvenciách od 0 do 30 kHz.

4 Inkrementálny snímač

Vzhľadom k tomu, že budeme vytvárať riadiaci algoritmus pre riadenie, budeme potrebovať aj referenčnú hodnotu na základe ktorej budeme určovať kvalitu riadenia. Pre tento účel použijeme inkrementálny snímač, ktorý nám bude poskytovať referenčnú hodnotu.

Princíp týchto senzorov spočíva v tienení svetelného toku medzi zdrojom a snímačom, pravítkom pravidelne rozdeleného na úseky. Pravítko je z neprehľadného materiálu. Posuv pravítka o jeden krok vyvolá prerušenie svetelného zväzku a výstupný signál fotocitlivého detektoru (po úprave) inkrementuje obsah čítača. Meraná poloha je daná hodnotou uloženou v čítači vzhľadom k jeho referenčnej polohe(nulovej). Pri tomto typu senzoru je možné určiť aj smer otáčania.

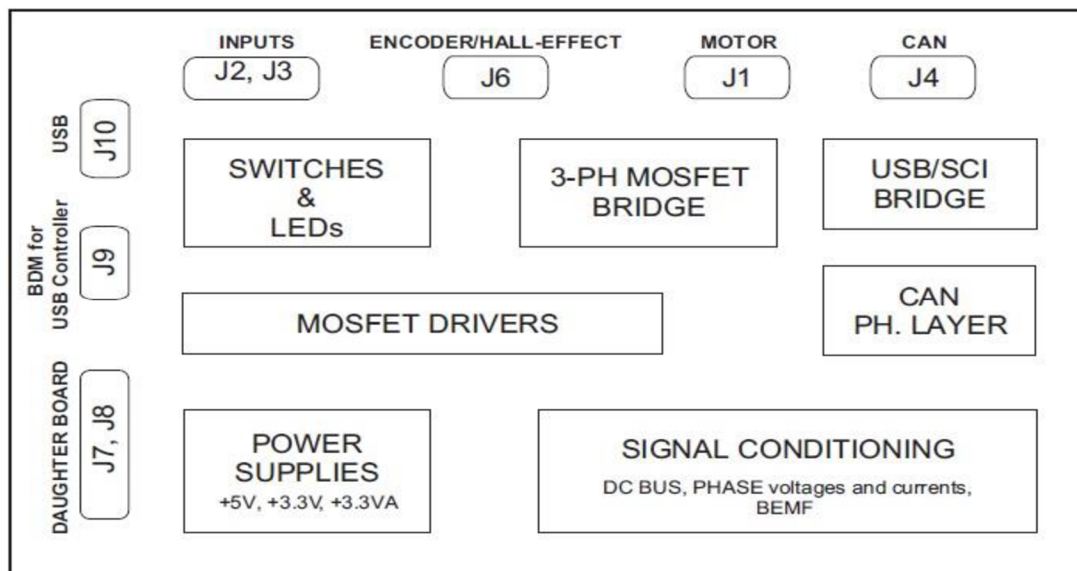
5 Hardware

Vytvárané algoritmy sú základne určené pre riadiacu dosku od freescale s motorom Linix 45Z WN 24-40. Hardvérové riešenie bude pozostávať z nasledujúcich modulov :

- NI cRio 9076
- NI 9401 – karta s digitálnymi vstupmi a výstupmi
- NI 9223– karta s analógovými vstupmi a výstupmi
- Motor Control drive
- BLDC motor

5.1 Riadiaca doska pre motor na malé napätie

Ovládacia jednotka poskytuje platformu pre vytvorenie širokej škály riadiacich algoritmov pre 3-fázový bezkartáčový BLDC motor a synchronný motor s permanentnými magnetmi (PMsm). Táto platforma je zameraná na vývoj aplikácií využívajúcich 12V DC alebo 42V DC napájania. Platforma sa skladá z hlavnej dosky a MCU spojenú s dvomi konektormi.



Obrázok 11: Blokové schéma dosky

5.2 BLDC motor

Linux 45Z WN 24-40

Napájanie :	24V
Výkon :	40W
Maximum otáčok :	4000 ot/min

Vzhľadom k tomu, že daný motor neobsahuje žiadnu dokumentáciu, potrebné ďalšie parametre modelu sú domerané, prípadne odhadnuté.

$$R_s = 0,65 \Omega$$

$$L = 377 \mu\text{H}$$

$$p = 2$$

$$J = 0,0002 \text{ kgm}^2$$

$$B = 0,0002 \text{ Nms}$$

5.3 Zapojenie

Pre testovanie bude použité zmieňované comactRio s modulmi. Najprv ho však treba prepojiť z riadiacou doskou BLDC motora. Informácie sa budú zbierať z Hallových sond, prúdy fázami a posielat' informácie na PWM vstupy. Všetky prepojenia sú umiestnené na svorkách J7 a J8. Konkrétne prepojenie s compactRiom je uvedené v Tabuľka 3: Tabuľka prepojení pre J7 a v Tabuľka 4: Tabuľka prepojení pre J8.

PIN	Popis	
1	GND	digitálna zem
2	3.3V	napájanie 3.3V
5	PWM_AT	PWM signál pre fázu A, horná časť mosta
6	PWM_AB	PWM signál pre fázu A, spodná časť mosta
7	PWM_BT	PWM signál pre fázu B, horná časť mosta
8	PWM_BB	PWM signál pre fázu B, spodná časť mosta
9	PWM_CT	PWM signál pre fázu C, horná časť mosta
10	PWM_CB	PWM signál pre fázu C, spodná časť mosta
20	/Reset	reset

Tabuľka 1: Popis pinov svorky J7

PIN	Popis	
1	GND	analógová zem
2	3.3V	napájanie 3.3V
3	I_sense_A	snímač prúdu fáze A
4	I_sense_B	snímač prúdu fáze B
5	I_sense_C	snímač prúdu fáze C
12	ENC_Phase A	Hallo sensor fáze A
13	ENC_Phase B	Hallo sensor fáze B
14	ENC_Index	Hallo sensor fáze C
15	DRV_EN	signál pre povolenie
16	/SS	Chip select (SPI)
17	MOSI	Posielanie dát cez SPI
18	SCLK	Vstup hodín (SPI)
20	GND	digitálna zem

Tabuľka 2: Popis pinov svorky J8

J7	compactRio	
1	GND	GND
2	3.3V	-
5	PWM_AT	DO 0
6	PWM_AB	DO 4
7	PWM_BT	DO 3
8	PWM_BB	DO 6
9	PWM_CT	DO 1
10	PWM_CB	DO 5
20	/Reset	DO 7

Tabuľka 3: Tabuľka prepojení pre J7

J8		compactRio
1	GND A	GND A
2	3.3V	-
3	I_sense_A	AI 0
4	I_sense_B	AI 1
5	I_sense_C	AI 2
12	ENC_Phase A	DI 0/MOD 2
13	ENC_Phase B	DI 1/MOD 2
14	ENC_Index	DI 3/MOD 2
15	DRV_EN	DO 7/MOD 2
16	/SS	DO 7/MOD 1
17	MOSI	DO 5/MOD 2
18	SCLK	DO 4/MOD 2
20	GND	GND

Tabuľka 4: Tabuľka prepojení pre J8

DI → digitálny vstup (digital input)

DO → digitálny výstup (digital output)

AI → analogový vstup (analog input)

MOD1 → prvá digitálna karta

MOD2 → druhá digitálna karta

6 Typy riadenia

6.1 Skalárne riadenie

Hlavnou podstatou skalárneho riadenia[1] je fakt, že pri zmene frekvencie napájacieho napätia môžeme riadiť rýchlosť otáčania motoru.

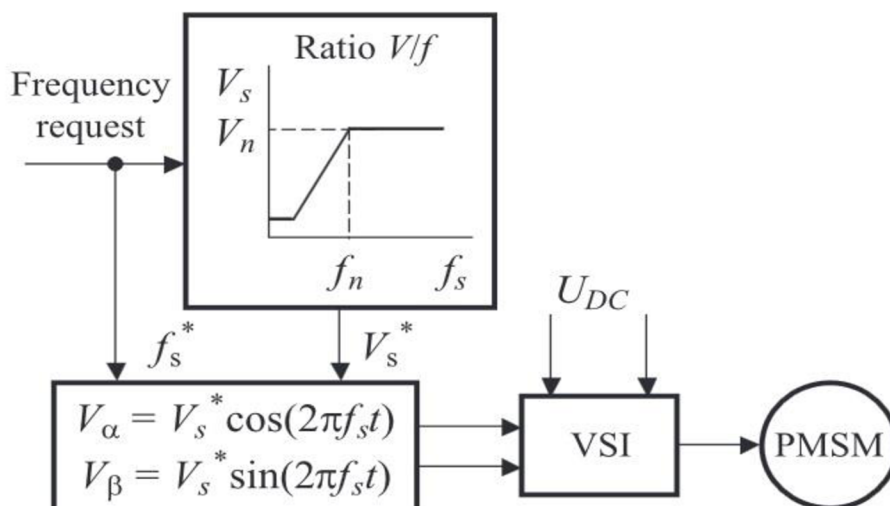
$$\omega = \frac{2\pi f}{p_p} \quad (4.3)$$

f – frekvencia napájacieho napätia

p_p – počet pólových párov

Je však potrebné zaistiť, aby sa zmenou frekvencie napájacieho napätí menila aj jeho veľkosť tak, aby pomer napájacieho napätia U_s a frekvencie f zostal konštantný. Daná podmienka zaisťuje, že magnetický tok statoru bude konštantný a rovný nominálnej hodnote v širokom rozsahu otáčok motora a zároveň motor nebude prebudený ani odbudený.

Veľkou výhodou skalárneho riadenia je možnosť riadenia motoru v otvorenej slučke, vďaka čomu nie je potrebné náročných snímačov polohy rotoru a relatívne jednoduchý algoritmus riadenia. K nevýhodám riadenia patria, že nie je schopné zaistiť optimálny chod pohonu behom prechodových dejov, ale len v ustálenom stave a nemožnosť dosiahnuť špičkových dynamických vlastností takto riadeného motoru.



Obrázok 12: Blokový diagram U/f riadenia [1]

6.2 Priame riadenie momentu

Metoda priameho riadenia momentu [1] (Direct Torque Control) patrí k moderným a využívaným možnostiam. Podstatou tejto metódy je že sa neriadi vektor statorového prúdu, ale priamo moment vo zvolenom tolerančnom pásme a priebehu statorového fázoru magnetického toku po danej krivke. Obidve regulované veličiny, moment a statorový tok, získavajú spätnoväzobnej hodnoty z výpočtu prevedených v matematickom modeli motoru na základe meraní fázových prúdov a napätí motoru, nie je teda nutné snímať polohu rotoru. Na základe požadovaných veličín a vypočítaných spätnoväzobných signálov je potom rozhodnuté, ktorá kombinácia zopnutia tranzistorového striedača je potrebné zvoliť a tým dosiahnuť žiadaných hodnôt.

Pri priamom riadení momentu obvykle zaisťujú riadiace obvody konštantnú absolútnu hodnotu vektoru statorového toku. Žiadaný moment je potom riadení veľkosťou uhlu γ medzi fázory statorového a rotorového toku

Výhody :

- Jednoduchá metóda
- Rýchla odozva na jednotkový skok momentu
- Bez snímačov polohy rotora

Nevýhody :

- Pulzácia momentu
- Veľké zvlnenie prúdu
- Obmedzená možnosť regulácie pri nízkych otáčkach

6.3 Vektorové riadenie

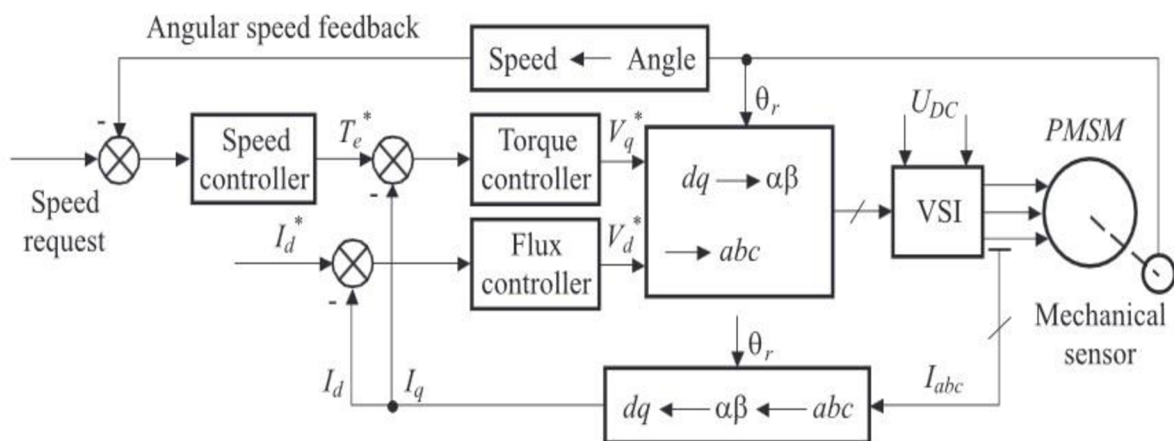
Vektorové riadenie patrí medzi najpopulárnejšie riadiace algoritmy. Algoritmus umožňuje nezávislé riadenie magnetického toku a momentu motora [1]. Hodnoty momentu a magnetického toku sa určujú výpočtom na základe veličín, ktoré je možné technicky jednoducho merať. Umožňuje chod v optimálnych podmienkach v ustálenom stave a aj behom prechodových javov. Regulačné vlastnosti pohonu s vektorovým riadením odpovedajú vlastnostiam jednosmerného stroja s cudzím budením.

Výhody :

- Vysoká dynamika pohonu
- Presnosť riadenia a regulácie
- Nedochádza k presycovaniu magnetického obvodu

Nevýhody :

- Zložitý algoritmus
- Nutnosť snímača polohy rotora



Obrázok 13: Blokové schéma vektorového riadenia [1]

Vektorové riadenie môžeme rozlíšiť podľa orientácie súradnicového systému [1] :

- a) Riadenie orientované na statorový magnetický tok
- b) Riadenie orientované na rotorový magnetický tok
- c) Riadenie orientované na hlavný magnetický tok

Každá predchádzajúca varianta môže byť riešená :

1. S priamym riadením polohy priestorového vektoru statorového prúdu
2. S nepriamym riadením polohy priestorového vektoru statorového prúdu
3. S priamym riadením polohy priestorového vektoru statorového napätia

V prípade elektricky komutovaného motoru je výhodné popísať matematický model motoru v súradniciach os d , q , pevne spojených s rotorom.

$$U_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e L_q I_q \quad (4.4)$$

$$U_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega_e (L_d I_d + \Phi_{PM}) \quad (4.5)$$

U_d – napätie v ose d

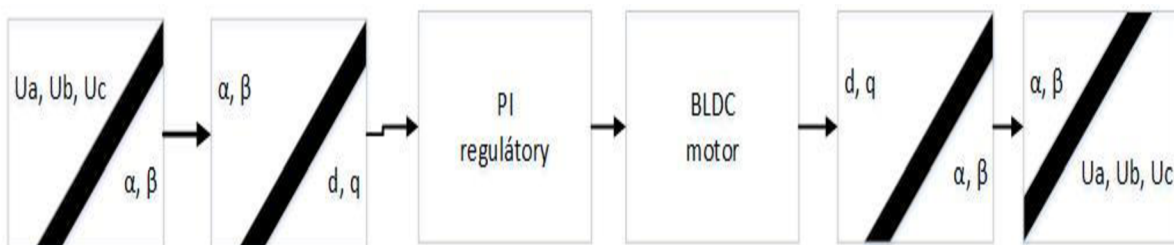
U_q - napätie v ose q

Φ_{PM} – tok permanentných magnetov

L_d, L_q – indukčnosť v jednotlivých osiach

ω_e – elektrická uhlová rýchlosť statora

V našom prípade bude vytvorený model založený na uvedenej blokovej schéme. Blok BLDC motor bude obsahovať model motora vytvoreného pomocou rovníc. V časti PI regulátory budú 3*PI regulátor : pre d zložku, pre q zložku a ω .



Obrázok 14: Zjednodušené blokové schéma vektorového riadenia

6.3.1 Clarkova transformácia

Transformácia slúži na prevedenie trojosieho systému a, b, c statoru do dvojosiého ortogonálneho systému α, β . Transformácia je odvodená od zapojenia statoru do hviezdy.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Spätná transformácia :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos \gamma & \sin \gamma \\ \cos 2\gamma & \sin 2\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

6.3.2 Parkova transformácia

Nástroj pro prevedenie hodnôt zo statorového systému súradníc α, β do rotujúcich systému súradníc d, q .

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Spätná transformácia :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

7 Metódy riadenia BLDC motora

Pri riadení BLDC motora rozlišujeme viacero možností. Riadenie závisí od typu spínania (unipolárne/bipolárne), riadenia veličiny (vektorové/ skalárne) či snímania regulovanej veličiny (senzorové/bezsenzorové).

Riadenia BLDC môže byť vykonané za pomoci čidiel (senzorov) alebo v bezsenzorovom režime. Výhodou bezsenzorového riadenia BLDC motora je v tom, že snímacia časť môže byť vynechaná, a teda celkové náklady môžu byť podstatne nižšie. Nevýhodou bezsenzorového riadenia sú vyššie požiadavky na riadiaci algoritmus a zložitejšiu elektroniku.

7.1 Riadenie pomocou snímačov

Medzi základne riadenie BLDC motora je založené na použití Hallových snímačov. (Six step comutation) Táto metóda už bola v predchádzajúcich kapitolách stručne popísaná. Využíva sa hlavne kvôli svojej „jednoduchosti“. Metóda je vhodná pre stredné a vysoké otáčky, nie pre nízke otáčky (náš prípad). Pri nízkych otáčkach sa rotor nachádza v „slepých miestach“. (po určitú dobu hallove snímače neindikujú zmenu) Tým sa stráca informácia, a chybné vyhodnocuje rýchlosť motora.

Jednou z možností ako daný problém odstrániť je použitie inkrementálnych alebo absolútnych optických rotačných snímačov. Ich nevýhodou je hlavne cena a tiež to, že nám narastie aj samotná veľkosť celého zariadenia.

Ďalšou možnosťou riadenia je využiť kombináciu matematického prístupu s využitím informácií od snímačov. Jedná sa o numerické metódy, prípadne modely, ktoré na základe daných informácií (Hallove sondy) dokážu vypočítať či odhadnúť skutočné otáčky motora.

7.2 Bezsenzorové riadenie

Pre riešenie problémov bezsenzorového riadenia existuje množstvo riešení, viac či menej vhodných pre konkrétne aplikácie. Jednou z najpoužívanejších metód je založená na meraní alebo odhadu indukovaného napätia a metódy založenej na princípu zmeny indukčnosti v závislosti na polohe rotora.

7.2.1 Metódy založené na indukovanom napätí

Hlavným predpokladom týchto metód je, že indukované napätie je dostatočne veľké čo do amplitúdy, aby bolo možné dosahovať dobrých výsledkov aj pre malé otáčky.

Spôsoby [5] :

- Meranie priechodu indukovaného napätia nulou (BEMF zero crossing methods)
- Využitie pokročilých metód založených na odhade indukovaného napätia

V ďalších kapitolách si niektoré metódy načrtneme hlavne z hľadiska ich výhod a použitia pre našu zadanú úlohu.

7.2.2 Meranie priechodu indukovaného napätia nulou

Samotné riadenie je založené na princípe merania priechodu indukovaného napätia nulou predpokladá, že jedna fáza vinutia motoru je vždy odpojená od zdroja. Meranie indukovaného napätia potom prebieha práve na tejto fáze. V okamžiku kedy dôjde k detekcii priechodu nulou, zaznamenáme čas tejto udalosti. Zo znalosti času predchádzajúceho okamžiku, kedy došlo k priechodu nulou, vypočítame okamžik nasledujúcej komutácie a fyzicky prepne tranzistory. Tento algoritmus stále opakujeme pre iné fáze.

Pozitívnu vlastnosťou tejto metódy riadenia je jej jednoduchosť ako po hardwarovej realizácii, tak aj na jednoduchú implementáciu softwarových algoritmov. To minimalizuje náklady na implementáciu tohoto typu riadenia. Je široko používaná v priemyselných aplikáciách, kde nie je požadovaná častá zmena otáčok.

Nevýhodou je obmedzené použitie na spektre otáčok. Pre nízke otáčky je hodnota indukovaného napätia nízka a detekcia priechodu nulou zložitá. Od určitej hranice už nie je možné signál od šumu separovať a teda pre nás nevhodná.

7.2.3 Metoda integrácie indukovaného napätia

Metoda integrácie indukovaného napätia využíva detekciu rovnakého okamžiku ako metóda detekcie priechodu indukovaného napätia nulou. Rozdiel oboch metód spočíva v realizácii oneskorenia 30° elektrických. Zatiaľ čo u predchádzajúcej metódy je oneskorenie

realizované pomocou čítača, tu je realizované integráciou indukovaného napätia po okamžiku priechodu nulovou hodnotou.

Algoritmus teda integruje indukované napätia po priechode nulovým napätím. Po dosiahnutí stanovenej medze nastáva komutácie a integrátor je resetovaný, ďalšia integrácia začína až po ďalšom priechode indukovaného napätia nulou.

Výhodou tejto riadiaceho algoritmu sú predovšetkým automatické prispôsobovanie oneskorenie rýchlosti otáčania, a necitlivosti integrácie voči spínaciemu šumu. Nevýhodou algoritmu je slabá použiteľnosť v nízkych otáčkach. Nastávajú problémy spojené s akumuláciou integračnej chyby spôsobenej predovšetkým offsetom integrovaného napätia, ktorý pri dlhom čase integrácie hrá podstatnejšiu rolu.

7.2.4 Metóda integrácie tretej harmonickej indukovaného napätia

Táto metóda [10] využíva k určeniu pozície motora za pomoci tretej harmonickej indukovaného napätia. Jednotlivé indukované napätia môžeme zapísať vo forme fourierovej rady :

$$u_a = U_1 \sin(\varphi) + U_3 \sin(3\varphi) + U_5 \sin(5\varphi) + \dots \quad (5.0)$$

$$u_b = U_1 \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin\left(3\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + U_5 \sin\left(5\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \dots \quad (5.1)$$

$$u_c = U_1 \sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + U_3 \sin\left(3\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right) + U_5 \sin\left(5\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right) + \dots \quad (5.2)$$

Sčítaním týchto indukovaných napätí dostávame nasledujúcu rovnicu :

$$u_a + u_b + u_c = 3 * U_3 \sin(3\varphi) + 3 * U_9 \sin(9\varphi) + \dots \cong 3 * U_3 \sin(3\varphi) \quad (5.3)$$

$$U_s = U_{AN} + U_{BN} + U_{CN} = \left(R + L \frac{\partial}{\partial t}\right) (i_a + i_b + i_c) + u_a + u_b + u_c = u_a + u_b + u_c \quad (5.4)$$

Porovnaním predchádzajúcich rovníc získame výslednú závislosť uhlu natočenia :

$$U_s = 3 * U_3 \sin 3(\varphi) \quad (5.5)$$

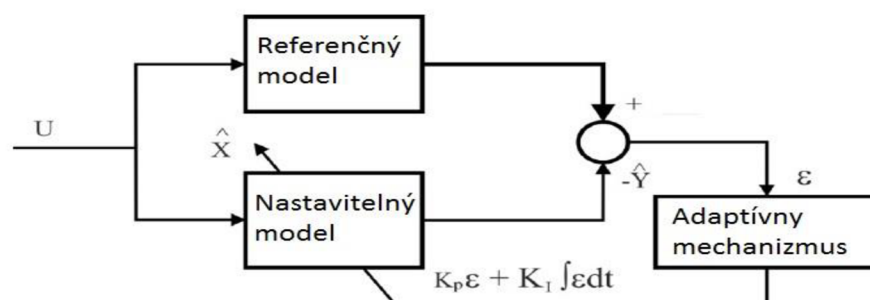
Komutácia nastáva v maximách funkcie U_s . Meranie napätia môžeme dosiahnuť marením napätia medzi stredovým bodom vinutia a napätím rezistorovej siete zapojenej do trojuholníka a pripojenej paralelne k motoru alebo meraním napätia medzi stredovým bodom prídavnej odporovej siete a bodom určujúcim polovicu napájacieho napätia.

Výhodou metódy je použiteľnosť u nižších otáčok. Algoritmus pracuje s integrálom tohoto napätia, čo plný funkciu filtrácie, je tak menej náchylný na rušenie. Na druhej strane je nevýhodou zložitejšia elektronika a implementácia.

7.3 Referenčný model s adaptívny systémom (MRAS)

Referenčný model s adaptívny systémom [10] je vyvinutý za použitia Popova kritéria stability. Je jedným z mnohých sľubných postupov používaných v adaptívnom riadení pre odhad rýchlosti a odpor statora. Medzi rôznymi typmi adaptívnych systémov, MRAS je dôležitý, pretože to vedie k pomerne ľahko implementovateľnému systému s rýchlou adaptáciou pre široký rozsah aplikácií. Základný princíp je znázornený na obrázku (Obrázok 15: Blokové schéma MRAS). Dynamické modely sú reprezentované blokom "referenčného modelu", ktorý obsahuje aktuálny systém (motor ktorý obsahuje všetky neznáme parametre, t.j. otáčkach motora, odpory statora a rotora) a blok "Nastaviteľný model", ktorý má rovnakú štruktúru ako referenčný model (t.j. motora, ale s nastaviteľnými alebo odhadnutými parametrami, namiesto neznámych).

Chybový vektor ϵ je odvodený pomocou rozdielu medzi výstupmi oboch modelov, ktorý sa snažíme dostať na nulu. V dôsledku toho sa dosahuje konvergovanie parametrov vektoru k jeho skutočným hodnotám. Jednou z výhod tohto typu adaptívneho systému je jeho vysoká rýchlosť adaptácie. To je spôsobené tým, že meranie rozdielu medzi výstupmi referenčného modelu a nastaviteľného modelu je získaný priamo porovnaním stavov (alebo výstupov).



Obrázok 15: Blokové schéma MRAS

7.4 Kalmanov filter

Kalmanov filter je súbor matematických rovníc, ktorý predstavuje výpočtovo účinný prostriedok k odhadu stavu procesu, s minimalizáciou priemernej sumy štvorcov chýb (Welch, Bishop, 2006)

Všeobecná reprezentácia [11] :

$$Y_t = G_t X_t + W_t \quad (5.6)$$

$$X_t = F_t X_{t-1} + V_t \quad (5.7)$$

Y_t – vektor pozorovania výstupných premenných

X_t – stavový vektor systému v čase t

F_t, G_t – známe časové postupnosti matic alebo vektorov, ktoré môžu ale nemusia závisieť od času

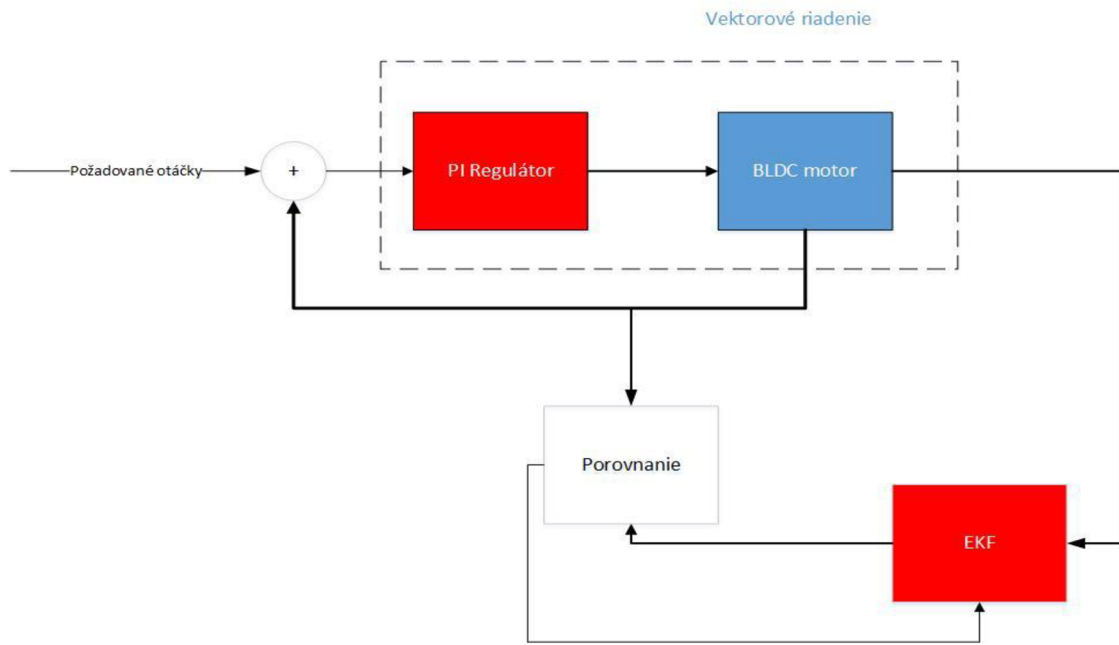
W_t, V_t – nezávislé Gaussove náhodné veličiny s nulovou strednou hodnotou a známymi kovariančnými maticami

Jeho veľkou nevýhodou je obmedzenie len pre lineárne systémy, čo BLDC motor nie je. Tento problém odstraňuje rozšírený Kalmanov filter.

7.5 Rozšírený Kalmanov filter (Extended kalman filter - EKF)

Rozšírený Kalmanov filter [10] je optimálny rekurzívny algoritmus na odhad pre nelineárne systémy. Spracováva všetky dostupné merania bez ohľadu na ich presnosť, pre poskytnutie rýchleho a presného odhadu danej premennej. Dosahuje rýchlu konvergenciu. To sa vykonáva pomocou nasledujúcich faktorov: vedomosťami o dynamike systému, štatistický opis systémových chýb (zvuky, poruchy atď.), a informácie o počiatočných podmienkach danej premennej. Je výpočtovo náročný, a tak je potrebné efektívna formulácia algoritmu. Pre praktickú aplikáciu filtra v reálnom čase, je potrebné riešiť aspekty ako je výpočtové požiadavky (doba spracovania filtračného cyklu) a ďalšie. Táto metóda môže byť použitá na odhad polohy rotora a jeho rýchlosti. Stavové premenné motora sa odhadujú pomocou merania napätia a prúdu na statore, a použitie EKF. Počas tohto procesu merania napätie a prúd nie sú filtrované, a poloha rotora a rýchlosť možno odhadnúť s dostatočnou presnosťou v rovnovážnom stave a počas činnosti .

Model neistoty a nelinearity v motore sú vhodné pre stochastické povahy EKF, ako aj vytrvalosti budenie vzhľadom k systému a merania hluku. To je dôvod, prečo EKF našlo široké uplatnenie v riadení otáčok, aj napriek jeho výpočtovej zložitosti. Avšak, s vývojom výkonnej výpočtovej techniky, výpočtová záťaž a rýchlosť EKF prestal byť problémom.



Obrázok 16: Blokové schéma systému s EKF

Algoritmus diskrétného EKF [11]

Vypočítajú sa parciálne derivácie nasledujúcich matíc :

$$F_{k-1} = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \quad (5.8)$$

$$L_{k-1} = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial w} \quad (5.9)$$

Prepočítajú (aktualizujú) estimačná a kovariančná matica :

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T + L_{k-1} Q_{k-1} L_{k-1}^T \quad (6.0)$$

$$\hat{x}_k^- = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0) \quad (6.1)$$

Vypočítajú sa parciálne derivácie nasledujúcich matíc :

$$H_k = \frac{\partial h_k}{\partial x} \quad (6.2)$$

$$M_k = \frac{\partial h_k}{\partial v} \quad (6.3)$$

Výpočet kalmanovho zosilnenia, estimovaných stavov a kovariančnej matice:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + M_k R_k M_k^T)^{-1} \quad (6.4)$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k [y_k - h_k(\hat{x}_k^-, 0)] \quad (6.5)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (6.6)$$

7.6 Umelá neurónová sieť (Artificial Neural Networks - ANN)

Neurónová sieť alebo umelá neurónová sieť (ANN) je prepojenie umelých neurónov, ktorý má tendenciu k simulácii nervového systému ľudského mozgu. S rozvojom výpočetnej techniky sa ANN začali vo veľkom množstve využívať aj v riadení. Nevýhodou pri používaní ANN je potrebné množstvo dát na naučenie samotnej neurónovej siete. Jedná sa o postupne rozvíjajúce sa odvetvie. V riadení pohonov zatiaľ sa ANN moc nepresádza, avšak nie je vylúčené, že by nebolo vhodné ich využiť na danú problematiku.

7.7 Fuzzy regulátor (systémy)

Ako aj neurónové siete, tak aj fuzzy regulátory patria do kategórie umelej inteligencie. Celé fuzzy riadenie vychádza z teórie fuzzy množín. Regulácia bolo prvým odvetvím, kde boli fuzzy systémy využité. Samotné systémy majú množstvo rozdelení. My si tu uvedieme z len hľadiska riadenia.

Fuzzy riadenie [12] :

- a) priame fuzzy riadenie – fuzzy algoritmus priamo priama hodnoty z riadeného systému a reaguje tak, že posiela priamo riadiace zásahy do systému

- b) nepriame fuzzy riadenie - fuzzy algoritmus síce priíma hodnoty zo systému, ale spracovanie vstupov a riadiace zásahy robí klasický lineárny regulátor. Fuzzy regulátor len prepína medzi viacerými lineárnymi regulátormi, podľa toho, v ktorom pracovnom bode je systém (aj to zisťuje fuzzy regulátor).

Využitie bežných fuzzy regulátorov by síce bolo možné, nie však veľmi vhodné pre náš problém. V predchádzajúcich častiach sme načrtli možnosť využitia adaptívnych systémov. S tými je možné sa stretnúť aj pri fuzzy riadení.

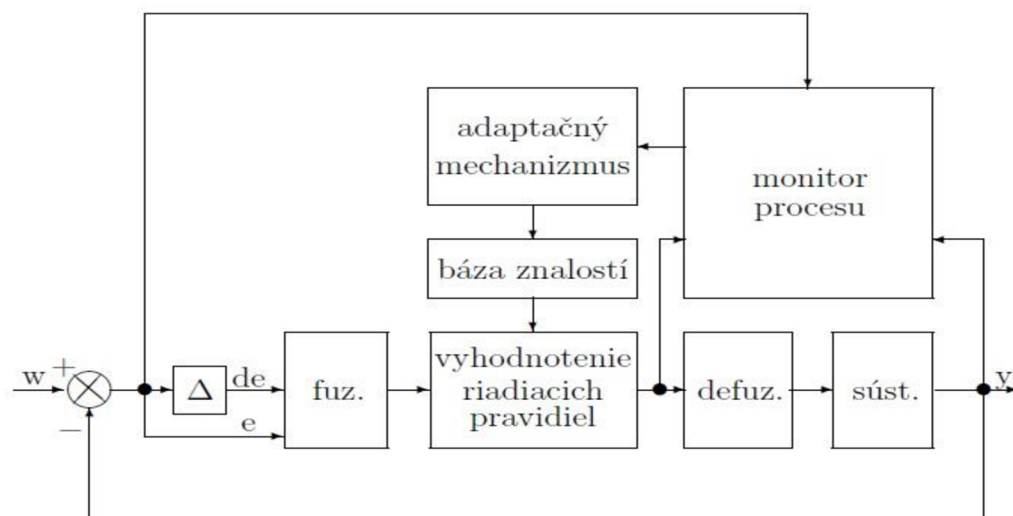
Adaptívny fuzzy regulátor [13]

Jedná sa o regulátor ktorý je sám schopný sa doladovať a meniť parametre bázy znalostí, takže v zložitejších prípadoch sa dá hovoriť o samo-učiacich sa systémov. Okrem klasických blokov, obsahuje bloky monitor procesu a adaptačného mechanizmu (Obrázok 17: Blokovaná schéma adaptívneho fuzzy regulátora).

Výhodou adaptívneho fuzzy regulátora je, že môže byť použitý v procesoch, ktorých parametre sa časom menia. Keďže je doplnený o on-line identifikáciu procesu, je možné priamo navrhnúť automatický spôsob tvorby bázy znalostí fuzzy regulátora. Výhodne je to najmä tam, kde proces je nedostatočne popísaný.

Metódy monitorovania procesov :

1. Meranie výkonnosti – na základe ktorého sa vyhodnocuje kvalita činnosti regulátora.
2. Estimácia parametrov – neustále pomocou identifikácie aktualizujeme model riadenej sústavy, ktorý regulátor využíva na riadenie.



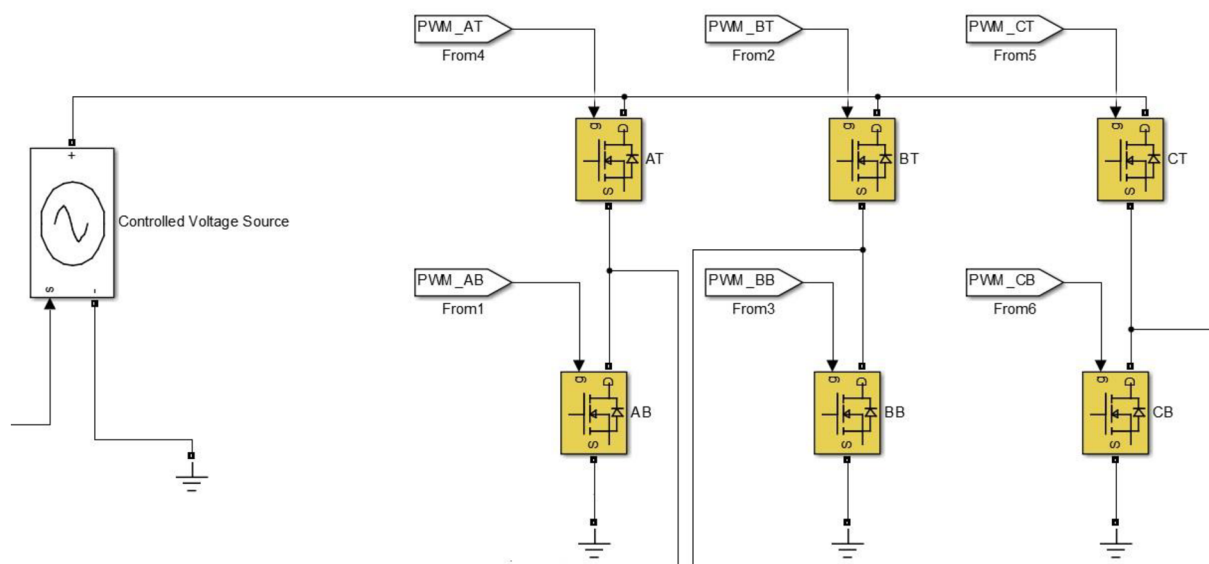
Obrázok 17: Blokovaná schéma adaptívneho fuzzy regulátora [13]

8 Modely riadenia a estimácie parametrov

V predchádzajúcich častiach boli popísané rôzne metódy riadenia BLDC motora. Zo zmienovaných metód budú vybrané tie najvhodnejšie pre danú problematiku a následne navrhnuté a testované v simulačnom nástroji Matlab/Simulink.

V simuláciach je použitý model motora, ktorý je priamo vytvorený v simulinku. Do bloku sú zadané jednotlivé parametre, ktoré sú uvedené v kapitole BLDC motor.

Ďalšou nezbytnou časťou je napájanie pre daný motor. Pre tento účel sú využité bloky zo SimMechanics. Napájacia časť pozostáva z MOSFET tranzistorov (ideálny tranzistor), ktoré sú spínané pomocou PWM a napájacím zdrojom.

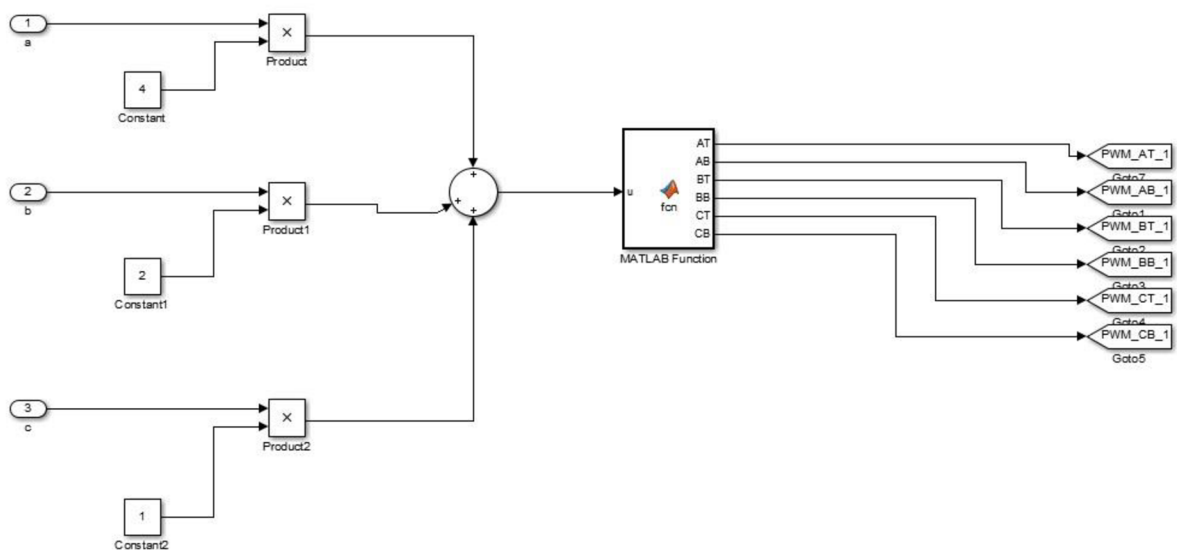


Obrázok 18: Napájacia časť

Ďalšou dôležitou časťou modelu je spínacia časť. Spínanie používamé bipolárne, ale bez zavedenia dead-time. Na celý cyklus spínania je použitý stavový automat, ktorý je riadený na základe informácií z hallových senzorov (viď Tabuľka 5: Tabuľka spínania).

Σ^1	Hallove senzory			Spínanie tranzistorov						
-	A	B	C	AT	AB	BT	BB	CT	CB	θ
1	1	0	0	1	0	0	0	0	PWM	$1/3\pi - 2/3\pi$
2	1	1	0	0	0	1	0	0	PWM	$0 - 1/3\pi$
3	0	1	0	0	PWM	1	0	0	0	$5/3\pi - 2\pi$
4	0	1	1	0	PWM	0	0	1	0	$4/3\pi - 5/3\pi$
5	0	0	1	0	0	0	PWM	1	0	$\pi - 4/3\pi$
6	1	0	1	1	0	0	PWM	0	0	$2/3 - \pi$

Tabuľka 5: Tabuľka spínania



Obrázok 19: Spínacia časť modelu

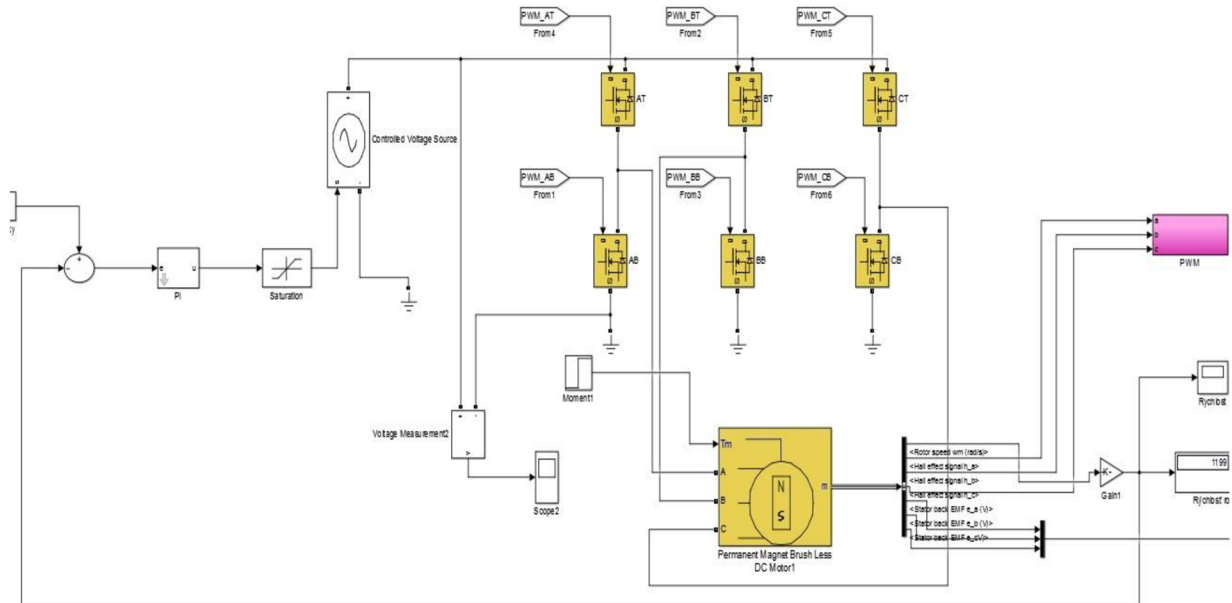
8.1 Riadenie otáčok BLDC motora pomocou napätia

V predchádzajúcej časti bol popísaný základný princíp skalárneho riadenia. S určitou obmenou je možné ho využiť aj pre riadenie BLDC motora. BLDC motor je napájaný z DC/DC meniča a frekvencia jeho spínania je jasne daná komutačnou tabuľkou. Avšak môžeme ovplyvniť napájanie spínaneho mostíka.

Na obrázku je vidieť prevedenie riadenia. Most je napájaný z riadeného jednosmerného zdroja do ktorého vstupuje akčný zásah regulátora. Z motora sú vivedené

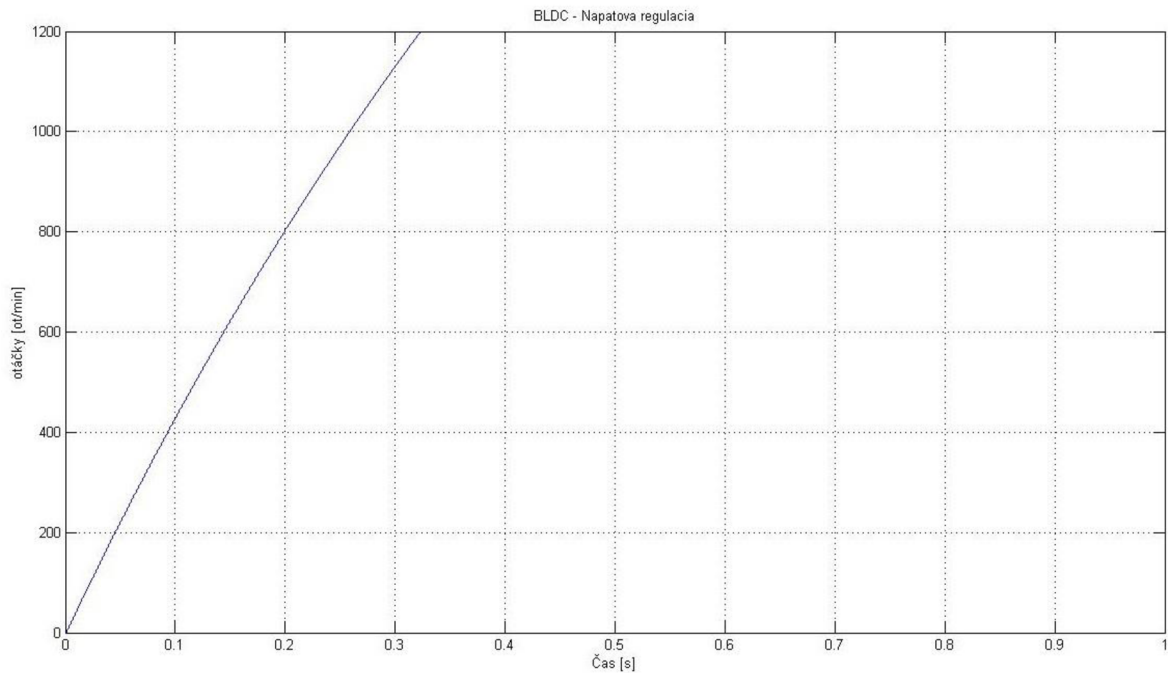
¹ V práci sa tiež na túto hodnotu odkazujeme ako na stav

otáčky (rads^{-1}) a hodnoty hallových senzorov. Spínanie tranzistorov(Mosfet) je riadené z bloku *PWM*.



Obrázok 20: Model riadenia BLDC pomocou napätia

Pre prvú simuláciu boli zvolené požadované otáčky $n=1200$ ot/min. Na motor nepôsobil žiadny záťažový moment. Prechodovú charakteristiku motora je vidieť na obrázku dole.



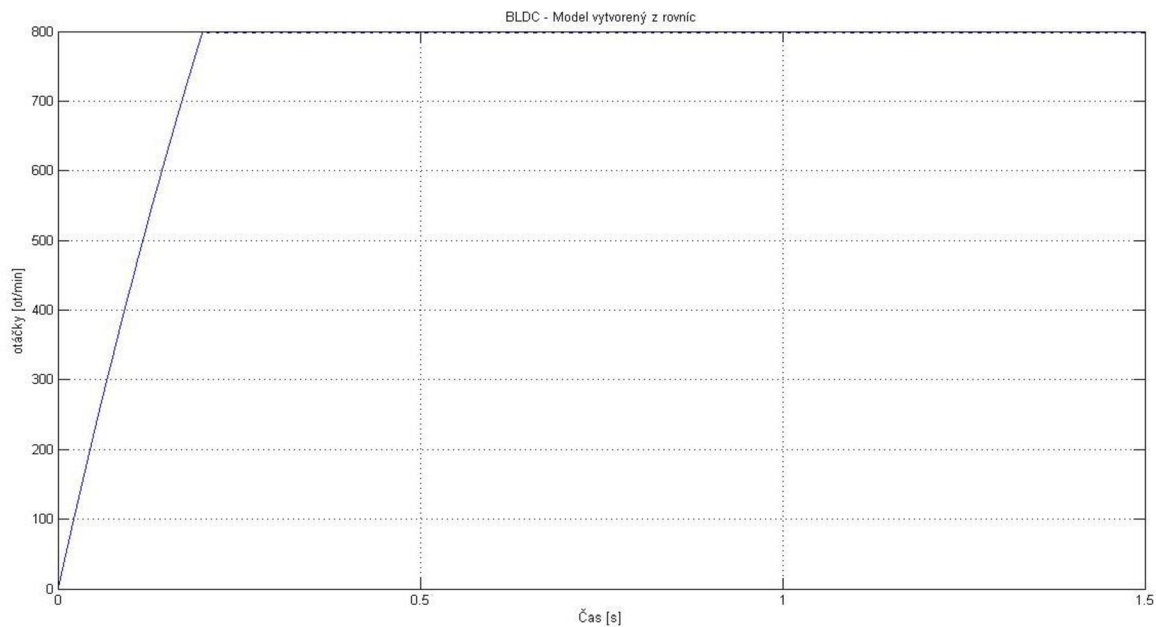
Obrázok 21: Prechodová charakteristika

Kedže motor je sústava prvého rádu, tak na riadenie otáčok motora bol použitý PI regulátor. Hodnota integračnej konštanty je nastavená na $5,38 \cdot 10^{-4}$ ($\tau=L/R$) a proporcionálne zosilnenie =5.

8.2 Riadenie matematického modelu

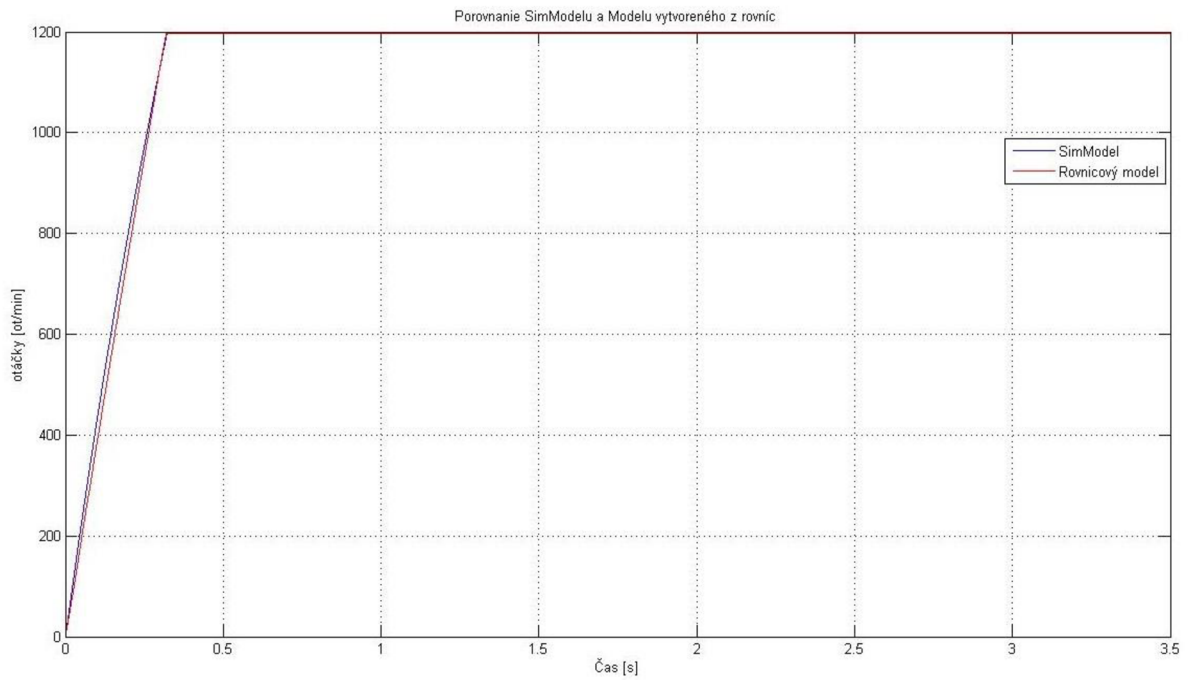
Na základe vytvoreného modelu v predchádzajúcich častiach (Matematický model motoru), daný model bol odtestovaný. Jedná sa o rovnaký typ riadenia ako v predchádzajúcej časti.

Pre riadenie je použitý rovnaký PI regulátor ako v predchádzajúcej časti, ktorého integračná konštantá je nastavená na hodnotu $\tau=L/R$. Proporcionálne zosilnenie je nastavené na 5.



Obrázok 22: Prechodová charakteristika modelu z rovníc

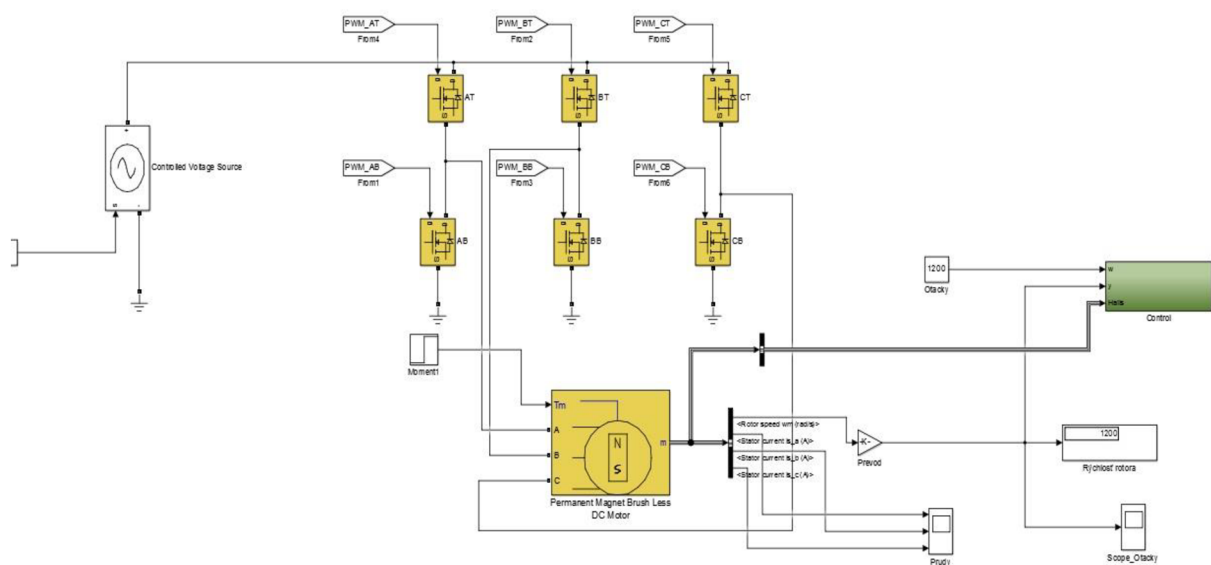
Po úspešnom otestovaní sú obidva predchádzajúce modely vzájomne porovnané. Pre danú simuláciu sú nastavené rovnaké parametre ako modelu tak aj solveru. Z obrázku prechodoviek je vidieť, že obidva modely sú takmer totožné (obrázok nižšie).



Obrázok 23: Porovnanie prechodových charakteristík

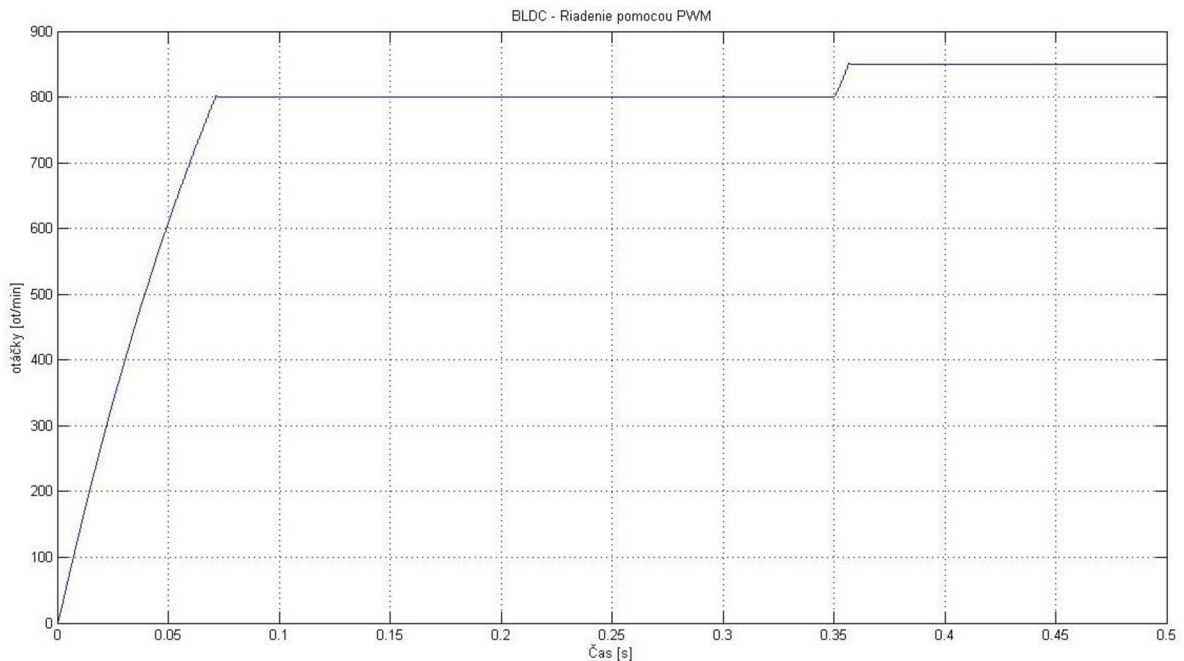
8.3 Riadenie pomocou PWM

V predchádzajúcej časti bolo použité riadenie pomocou zmeny napájacieho napätia. V ďalšej časti bude použité konštantné napájacie napätie. Hodnota otáčok motora bude riadené pomocou PWM, ktorej sa bude meniť hodnota striedy. Takto vytvorený model zodpovedá navrhnutej harvérovej realizácii, a tiež veľmi často využívané v praxi .



Obrázok 24: Model s riadením pomocou PWM

V simulácii je nastavená požadovaná hodnota na 800 ot/min, ktorá sa v čase 0.35s navýší o 50 ot/min.



Obrázok 25: Prechodová charakteristika pre riadenia pomocou PWM

8.4 Vektorové riadenie

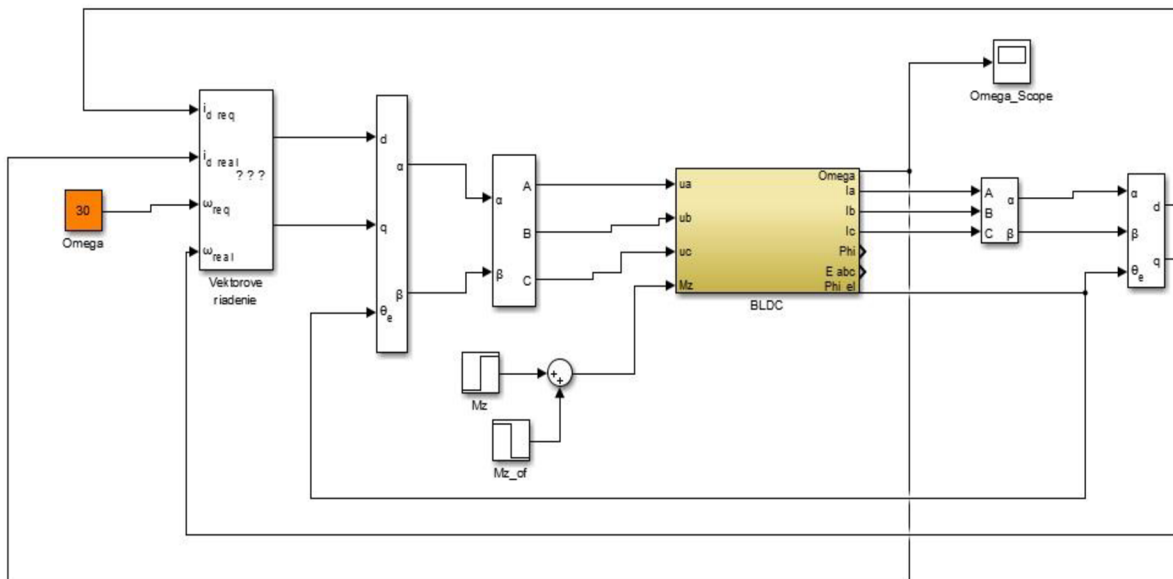
Medzi typmi riadenia bolo zmienené vektorové riadenie. Tento typ riadenia následne bude následne vytvorený a otestovaný. Model (*Vector_Control.slx*) vychádza z návrhu blokového schéma : Obrázok 14: Zjednodušené blokové schéma vektorového riadenia .

V teoretickej časti máme uvedenú všeobecnú Clarkovu transformáciu. Tú si upravíme pre náš konkrétny príklad.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Spätná transformácia :

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0.5 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -0.5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$



Obrázok 26: Model vektorového riadenia

Ako už bolo v predchádzajúcej časti zmienené, model motora je vytvorený na základe rovníc 1.9-2.1, vzhľadom k problémom spôsobených použitím zjednodušeného modelu. Je však potrebné model upraviť a vyhoval vektorovému riadeniu – uhol je potrebné posunúť o $\pi/2$ kvôli transformácii vo vektorovom riadení (uhol medzi α - q).

Pre simulácia vektorového riadenia je požadovaná hodnota 30 rad/s so záťažovým momentom 0.01 pôsobiaci 0.05 s(v čase 0.2).

V riadiacej časti sú použité 3 PI regulátory : pre otáčky(uhlovú rýchlosť), pre prúd I_d a I_q . Hodnotu prúdu I_d sa snažíme regulovať na nulovú hodnotu.

PI regulátor otáčok : P : 5

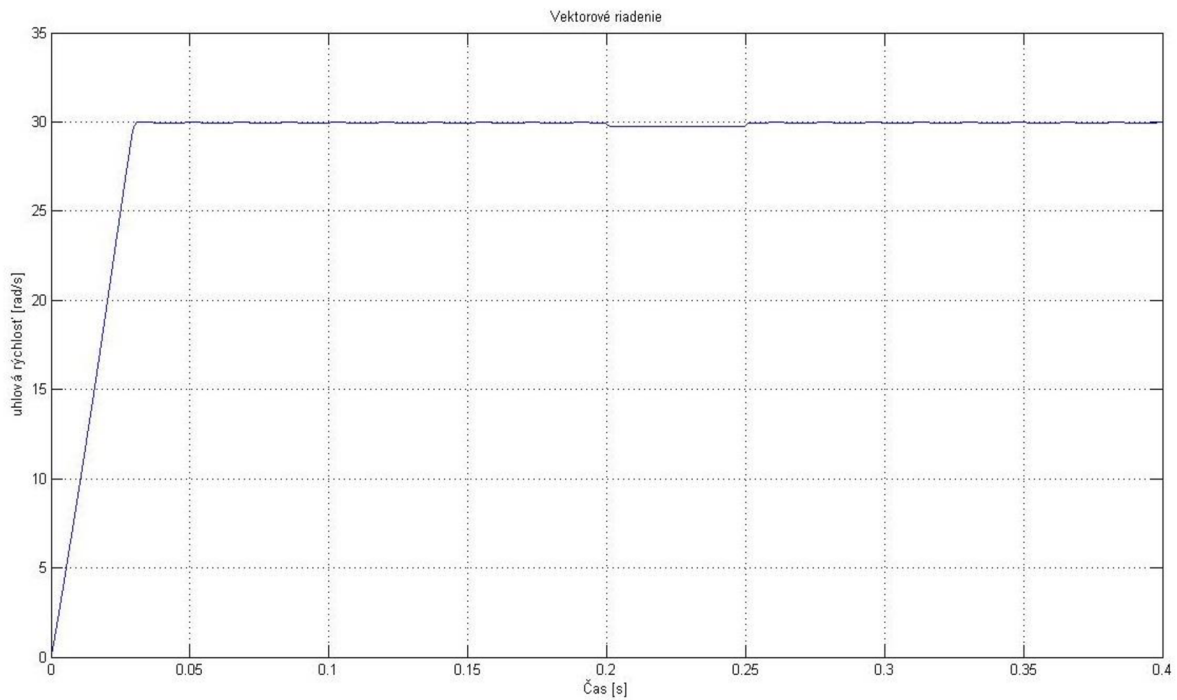
I : 5^{-4}

PI regulátor I_d : P : 3

I : 1375

PI regulátor I_q : P : 3

I : 500



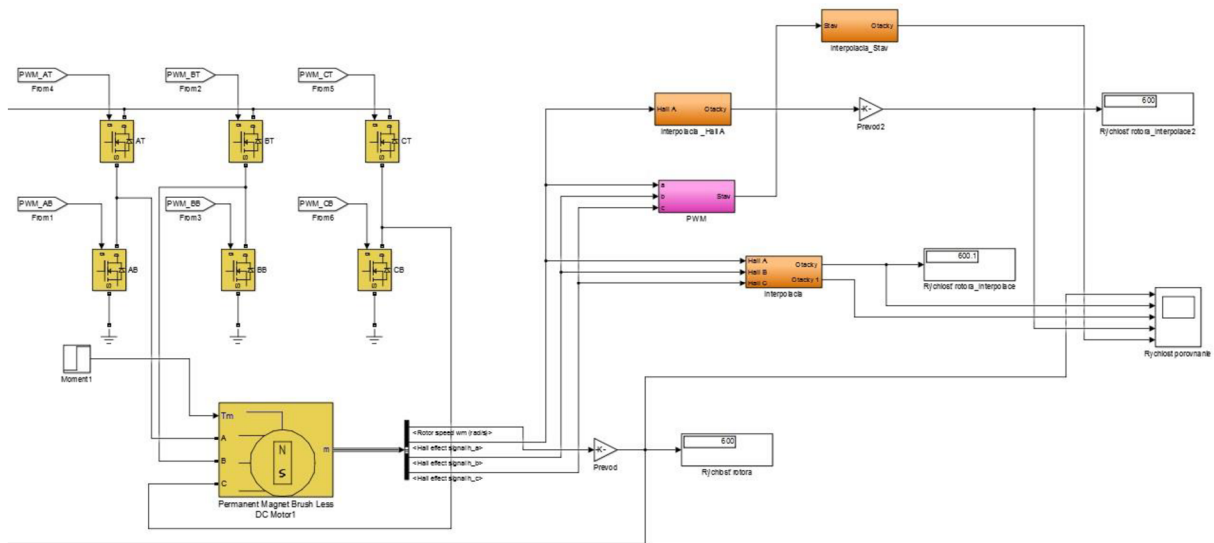
Obrázok 27: Prechodová charakteristika vektorového riadenia

Predchádzajúce modely slúžia ako ukážka základných možných riadení BLDC motora. Všetky zmienené metódy potrebujú informáciu o aktuálnych otáčkach a v prípade vektorového riadenia aj informáciu o elektrickom uhle. Čím presnejšie požadujeme reguláciu, tým sa zvyšujú nároky na presnosť (rozlíšenie) získanej informácie.

Pri získavaní hodnôt otáčok s Hallových sond je presnosť informácie priamo úmerná čím je ich hodnota vyššia (do určitej maximálnej hodnoty, kedy je zariadenie schopné spracovávať impulzy z Hallových sond). V ďalšej časti práce sa zameriame na získanie informácií o otáčkach a uhle pre oblasť nízkych otáčok motora. Zameriame sa na vybrané metódy, ktoré boli zmiené v predchádzajúcich častiach.

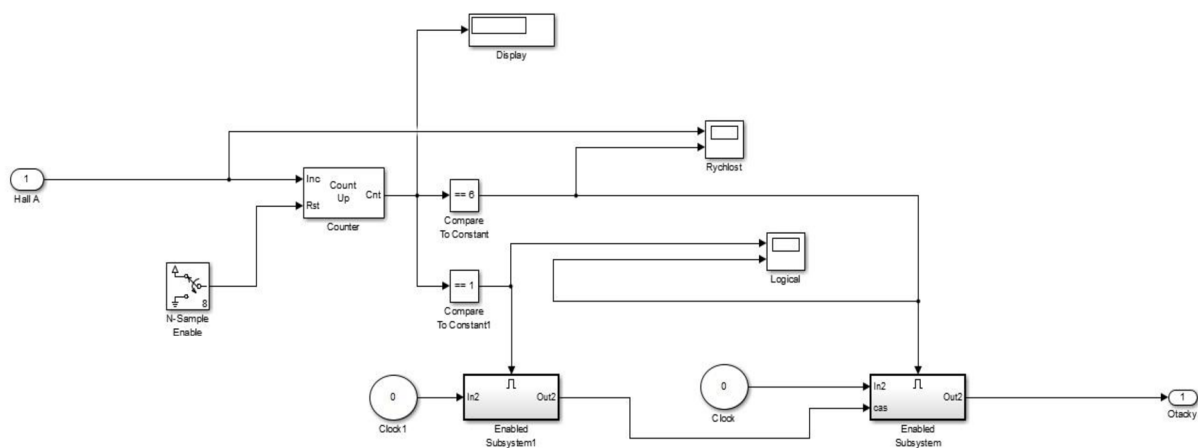
8.5 Interpolácia rýchlosti

Medzi prvotné a základné možnosti na získanie informácie o otáčkach a uhloch je využitie interpolácie. Skutočnú informáciu o polohe vieme každých 60° ($\pi/3$). Na základe časového intervalu je možné potom vypočítať rýchlosť otáčania. K interpolácii sú použité tri prístupy (Obrázok 28: Model s interpoláciou rýchlosti).



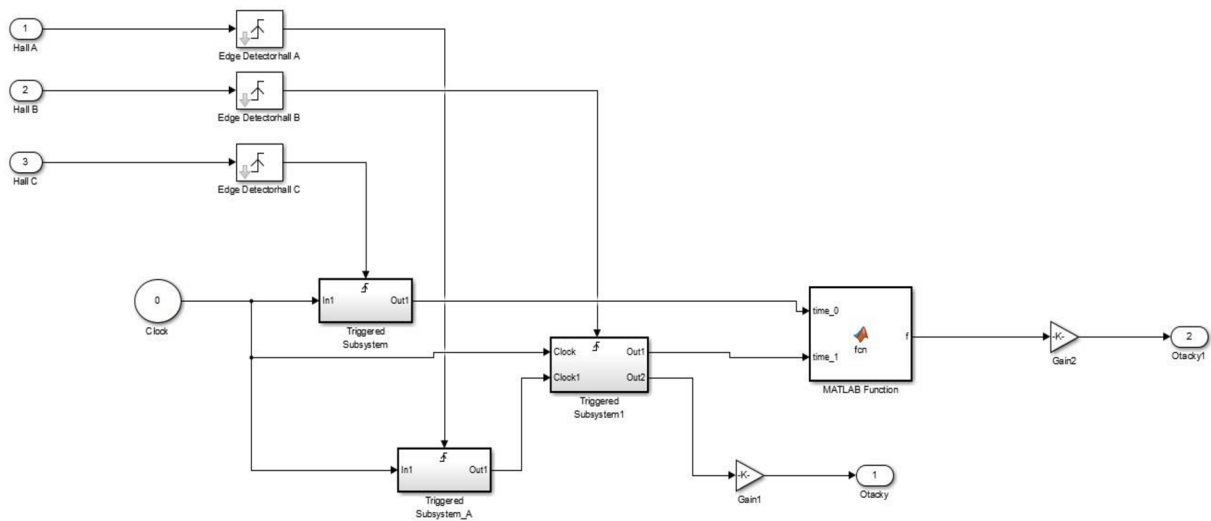
Obrázok 28: Model s interpoláciou rýchlosti

Pri prvej metóde je využívaná iba informácia z jednej hallovej sondy. Na základe zmeny hodnoty informácie meriame čas za prejednú konštantnú dráhu.



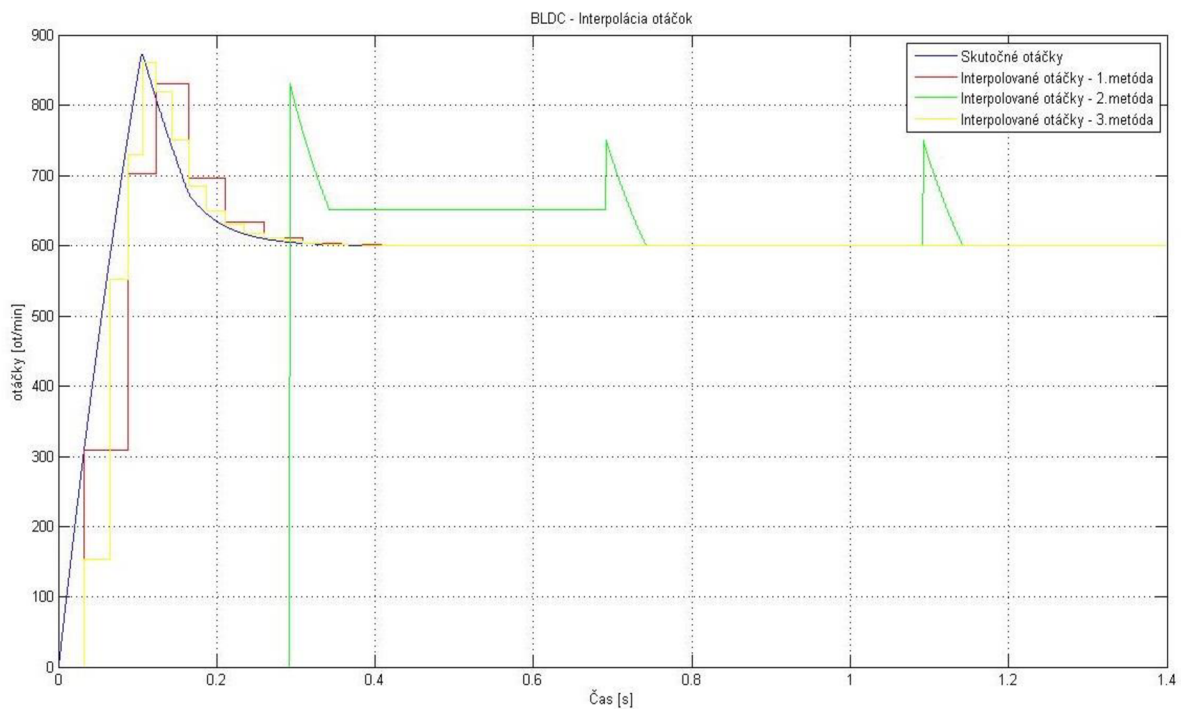
Obrázok 29: Interpolácia -1.metóda

Pri druhej metóde je zmeraný časový interval medzi zmenou hodnoty dvoch halových sond, ktoré sú od seba vzdialené 120°.



Obrázok 30: Interpolácia – 2.metóda

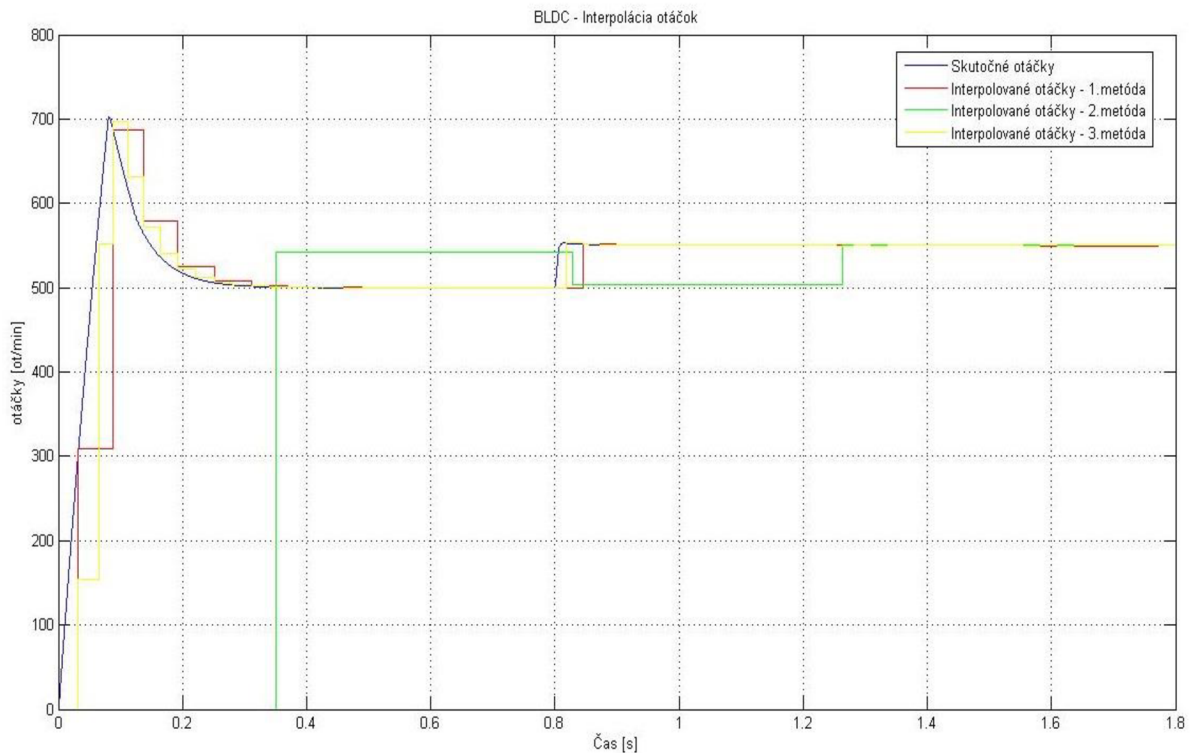
Ďalšie zmienené metódy sa zakladajú v podstate na rovnakom základe (meranie časového intervalu za určitú dráhu). Líšia sa však v samotnej realizácii. Na Obrázok 31: Prechodová charakteristika s interpoláciou rýchlosti môžeme vidieť ich jednotlivé priebehy.



Obrázok 31: Prechodová charakteristika s interpoláciou rýchlosti

Z grafu je vidieť je že najlepšie sledovanie (interpolovanie) otáčok je pomocou prvej a tretej meódy. Druhá metóda, ktorá využíva len informáciu z jednej hallovej sondy je pomalá a nastávajú v nej „špičky“ vplyvom prepočtu(tá je následne ošetrená).

Pre ďalšie odtestovanie je v simulácii vložená zmena otáčok o 50 v čase 0.8 . Z priebehu vidíme, že najrýchlejšie reaguje 3. metóda a po nej 1. metóda.

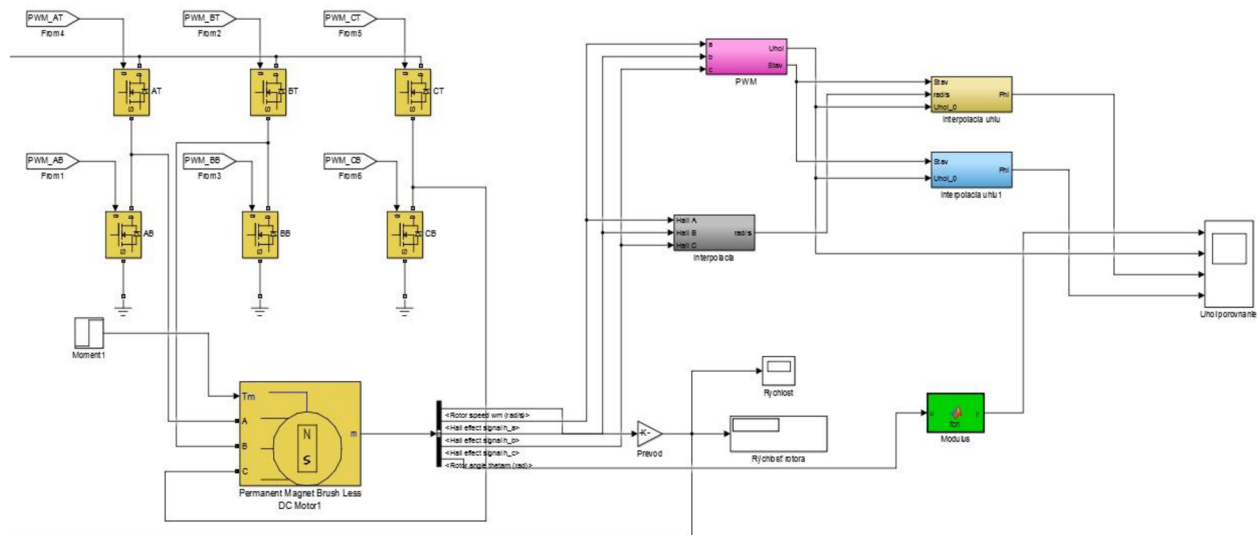


Obrázok 32: Priebeh interpolácii pri zmene požadovanej hodnoty

Z jednotlivých priebeh môžeme posúdiť, že najvhodnejšou metódou je 3.metóda. Zároveň je aj táto metóda náročnejšia na výpočet(a teda na výpočetné prostriedky) ako ďalšie metódy. Ak sa však hodnoty otáčok nebudú dynamicky meniť, tak sú využiteľné aj zostávajúce metódy, ktoré sú na výpočet menej náročné.

8.6 Interpolácia uhlu

Vhľadom k tomu, že je potrebná aj informácia o uhle, bude vytvorená aj interpolácia uhlu. Využijeme určité časti z predchádzajúcej kapitoly.

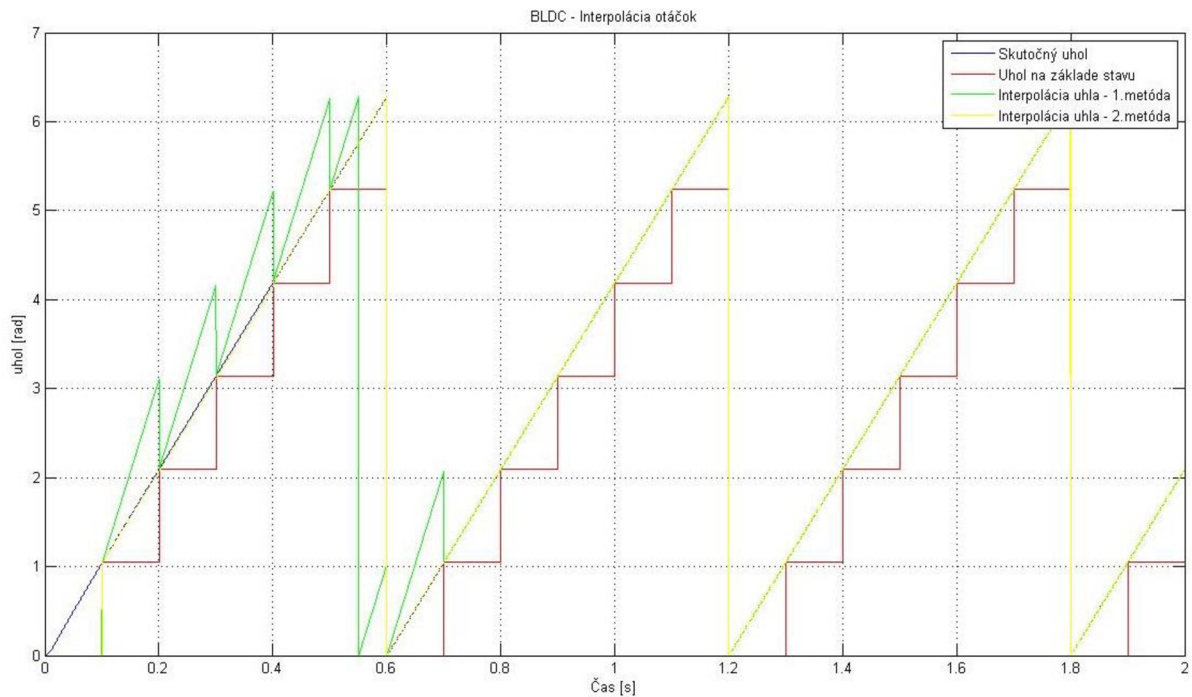


Obrázok 33: Model interpolácie uhlu

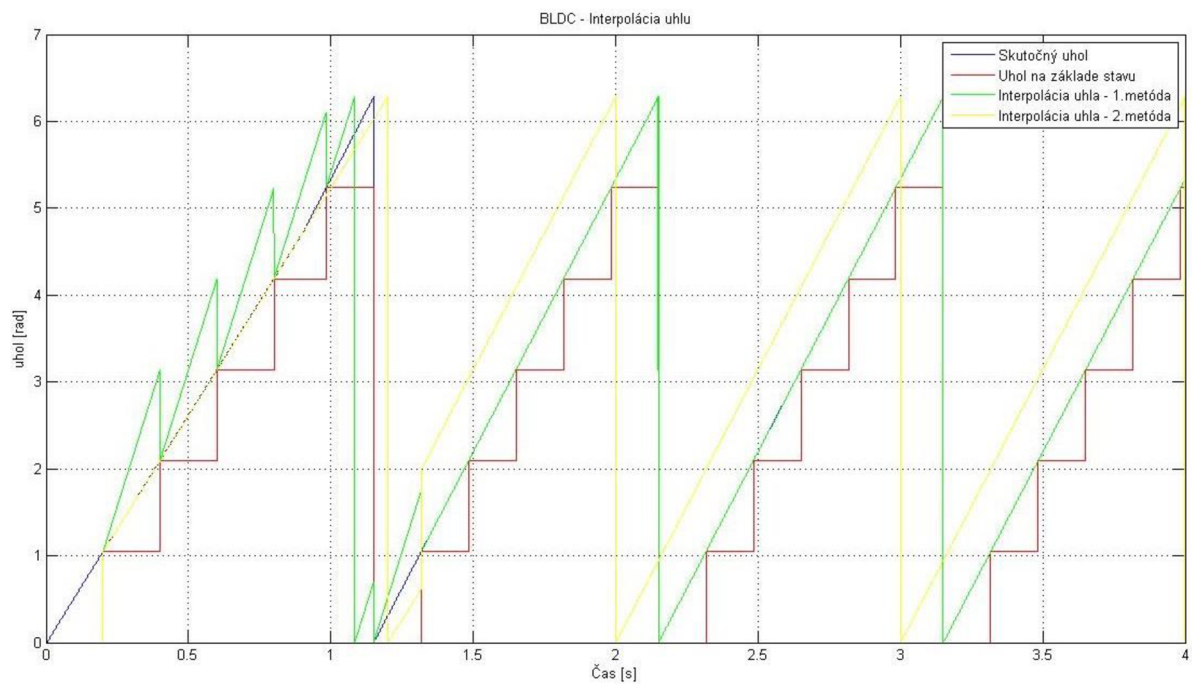
Ako je vidieť z obrázku, na interpoláciu využívame dve metódy. V prvej metóde využívame interpolovanú informáciu o rýchlosti(z predchádzajúceho modelu) a stavu. Pomocou stavu vieme základnú informáciu o hodnote uhla(Tabulka 5: Tabuľka spínania) a následnej je dopočítavané na základe času.

V druhej metóde je použitý výpočet smernice priebehu uhla na základe zmien stavu Hallových sond. Jednotlivé priebehy je vidieť na Obrázok 34: Priebeh interpolácií uhla. Ako je vidieť 2.metóda je rýchlejšia ako prvá.

Pri testovaní správania pri zmene počas simulácie (o 10 otáčok navrch, v čase 0.6) je vidieť, že 2. metóda(žltá) chybné interpoluje. Na druhej strane prvá metóda s uplnutím času interpoluje správne(Obrázok 35: Priebeh interpolácií pri zmene).



Obrázok 34: Priebeh interpolácií uhla

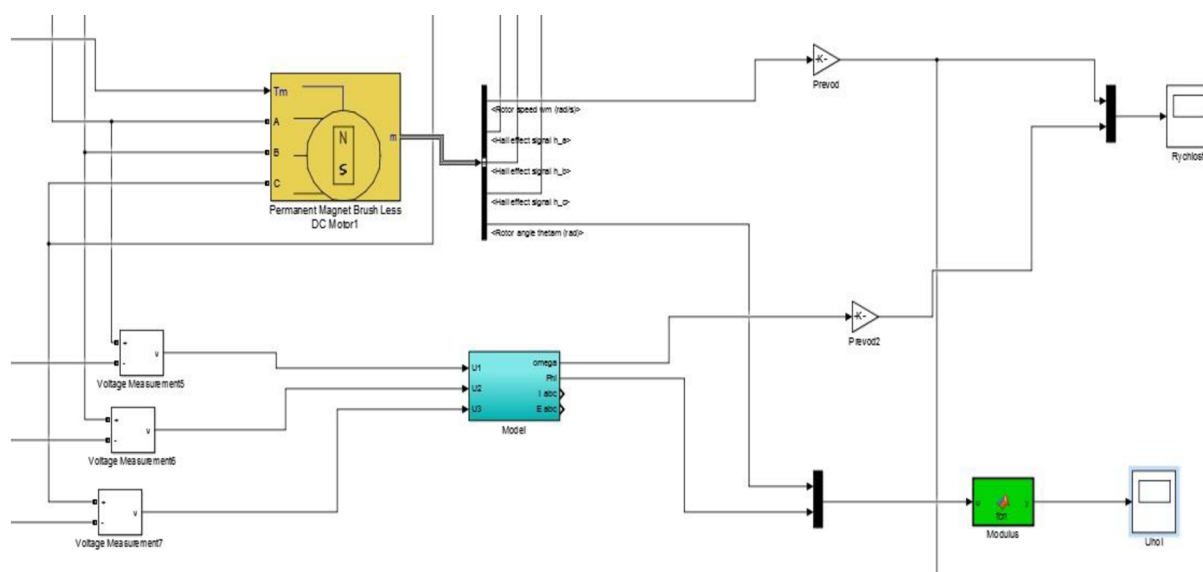


Obrázok 35: Priebeh interpolácií pri zmene

Ako môžeme vidieť z jednotlivých priebehov 1. metóda je pomalejšia ako 2. metóda, avšak pri dynamickej zmene otáčok 2. metóda interpoluje s určitým ofsetom pričom 1. metóda interpoluje správne (sleduje reálny uhol).

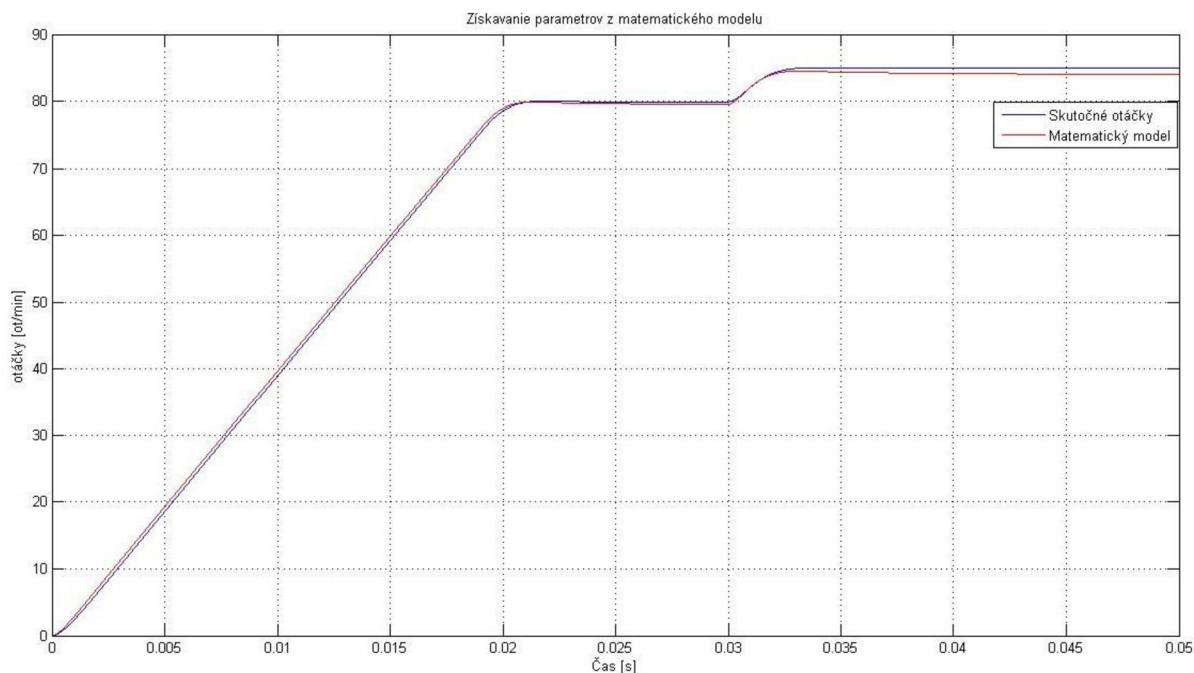
8.7 Estimácia parametrov pomocou matematického modelu

V predchádzajúcej časti bola zmienená možnosť interpolácie rýchlosti a uhlu aby sme získali ich hodnoty s využitím hallových sond. Ďalšou možnosťou estimácie uhlu a rýchlosti je použitie matematického modelu pracujúcim paralelne s realnou sústavou. Ako matematický model je použitý model z predchádzajúcej časti, ktorý bol už predchádzajúcich modeloch otestovaný.



Obrázok 36: Model s matematickým modelom

Matematický model je pevne nastavený, na vstup má privedené jednotlivé napätia a na výstupe dostávame rýchlosť a uhol natočenia rotoru. Priebeh môžeme vidieť na obrázku nižšie. V rámci simulácie je nastavená hodnota požadovanej rýchlosti na 80 ot./min a v čase 0.03 je táto hodnota navýšená o 5 ot./min.



Obrázok 37: Prechodová charakteristika modelu s matematickým modelom

S danou metódou je možné dosiahnuť veľmi vysokého rozlíšenia otáčok a uhlu, ale na druhej strane potrebuje veľký výpočtový výkon aby sa mohol celý matematický model pravidelne prepočítavať podľa vzorkovacej frekvencie.

8.8 Rozšírený Kalmanov filter

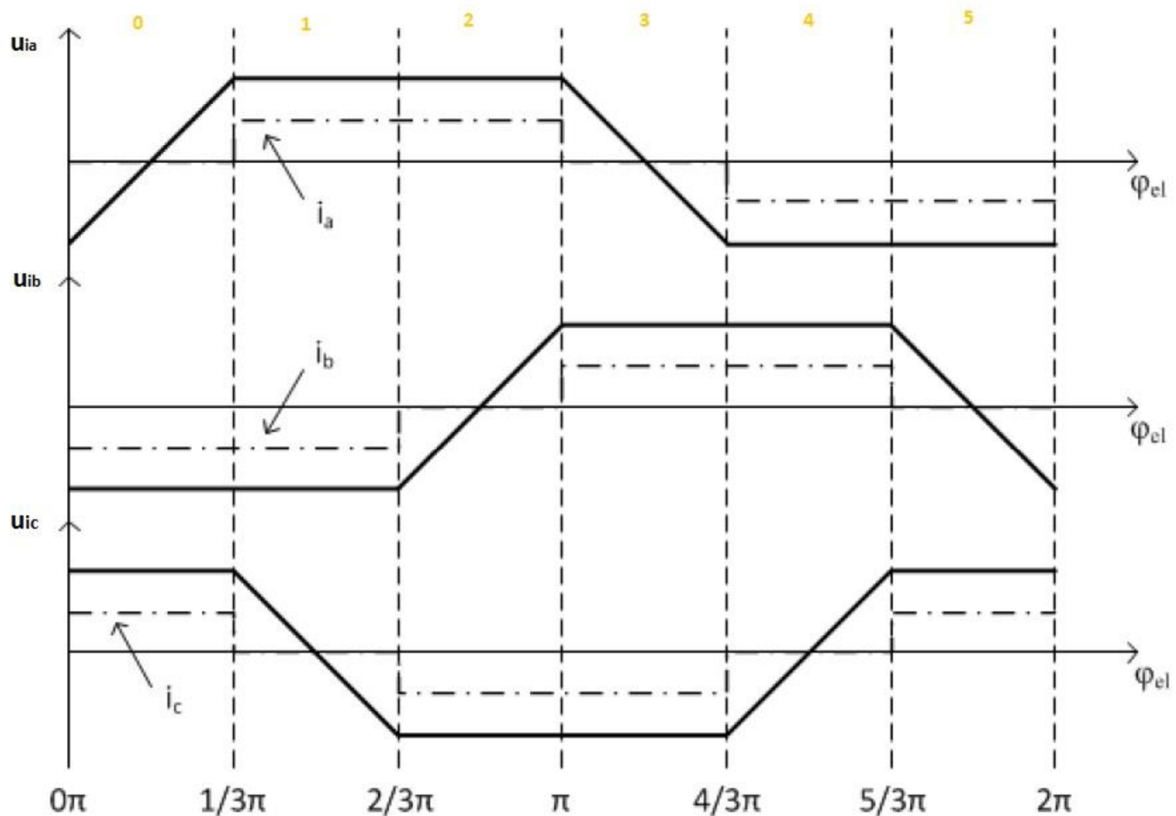
Na začiatku je potrebné si vypočítať jednotlivé matice, ktoré sú potrebné pre algoritmus na výpočet pomocou rozšíreného Kalmanovho filtru (ďalej už len EKF).

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L-M} i_a - \frac{\lambda}{L-M} f a(\theta) \omega_m + \frac{u_a}{L-M} \\ \frac{-R}{L-M} i_b - \frac{\lambda}{L-M} f b(\theta) \omega_m + \frac{u_b}{L-M} \\ \frac{-R}{L-M} i_c - \frac{\lambda}{L-M} f c(\theta) \omega_m + \frac{u_c}{L-M} \\ \frac{\lambda}{J} f a(\theta) i_a + \frac{\lambda}{J} f b(\theta) i_b + \frac{\lambda}{J} f c(\theta) i_c - \frac{B}{J} \omega_m + \frac{M_z}{J} \\ p \omega_m \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$J^2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & -\frac{\lambda}{L-M}fa(\theta) & -\frac{\lambda}{L-M}\dot{f}a(\theta)\omega_m \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & -\frac{\lambda}{L-M}fb(\theta) & -\frac{\lambda}{L-M}\dot{f}b(\theta)\omega_m \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & -\frac{\lambda}{L-M}fc(\theta) & -\frac{\lambda}{L-M}\dot{f}c(\theta)\omega_m \\ \frac{\lambda}{J}fa(\theta) & \frac{\lambda}{J}fb(\theta) & \frac{\lambda}{J}fc(\theta) & -\frac{B}{J} & \frac{\lambda}{J}(\dot{f}a(\theta)i_a + \dot{f}b(\theta)i_b + \dot{f}c(\theta)i_c) \\ 0 & 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Celý model Kalmanovho filtru je implementovaný do simulácie vektorového riadenia z predchádzajúcej časti. Celá výpočtová časť je vytvorená pomocou matlab function.

Ďalšou časťou je vytvorenie si funkcie $fa, fb, fc, dfa, dfb, dfc$ pre náš filter. Vychádzame z priebehov indukovaných napätí (obrázok dole), ktoré si rozdelíme na 6 sektorov po $\pi/3$ elektrického uhlu. Na základe informácie o uhle sa vypočítajú jednotlivé hodnoty funkcie.



Obrázok 38: Priebeh indukovaných napätí

² V použitej literatúre je táto matica značená písmenom F

Funkcia nadobúda hodnoty : -1 (min)

1

-1+6/π*θ (stúpanie) – derivácia : 6/π

1-6/π*θ (klesanie) – derivácia : -6/π

Výpočet estimácie vzťahov:

```
PHI = eye(5) + Ts*J;
```

```
% Predikcia
```

```
f1 = Ts* ((-R/(L-M))*x_est_prev(1)-(Lamda/(L-M))*x_est_prev(4)*fa  
+(u(1)/(L-M)));
```

```
f2 = Ts* ((-R/(L-M))*x_est_prev(2)-(Lamda/(L-M))*x_est_prev(4)*fb  
+(u(2)/(L-M)));
```

```
f3 = Ts* ((-R/(L-M))*x_est_prev(3)-(Lamda/(L-M))*x_est_prev(4)*fc  
+(u(3)/(L-M)));
```

```
f4 = Ts* ((Lamda/J)*(fa*x_est_prev(1) +fb*x_est_prev(2)  
+fc*x_est_prev(3)) -(B/J)*x_est_prev(4) -u(4)/J );
```

```
f5 = Ts* (P*x_est_prev(4));
```

```
x_pred = x_est_prev + [f1; f2; f3; f4; f5];
```

```
P_pred = PHI * P_est_prev * PHI' + Q;
```

```
Err = in - (C * x_pred);
```

```
K=P_pred* C'/(C*P_pred*C'+Rk);
```

```
x_est = x_pred + K * Err;
```

```
P_est = (eye(length(PHI)) - K * C) * P_pred;
```

Matica Q (ako verím modelu) :

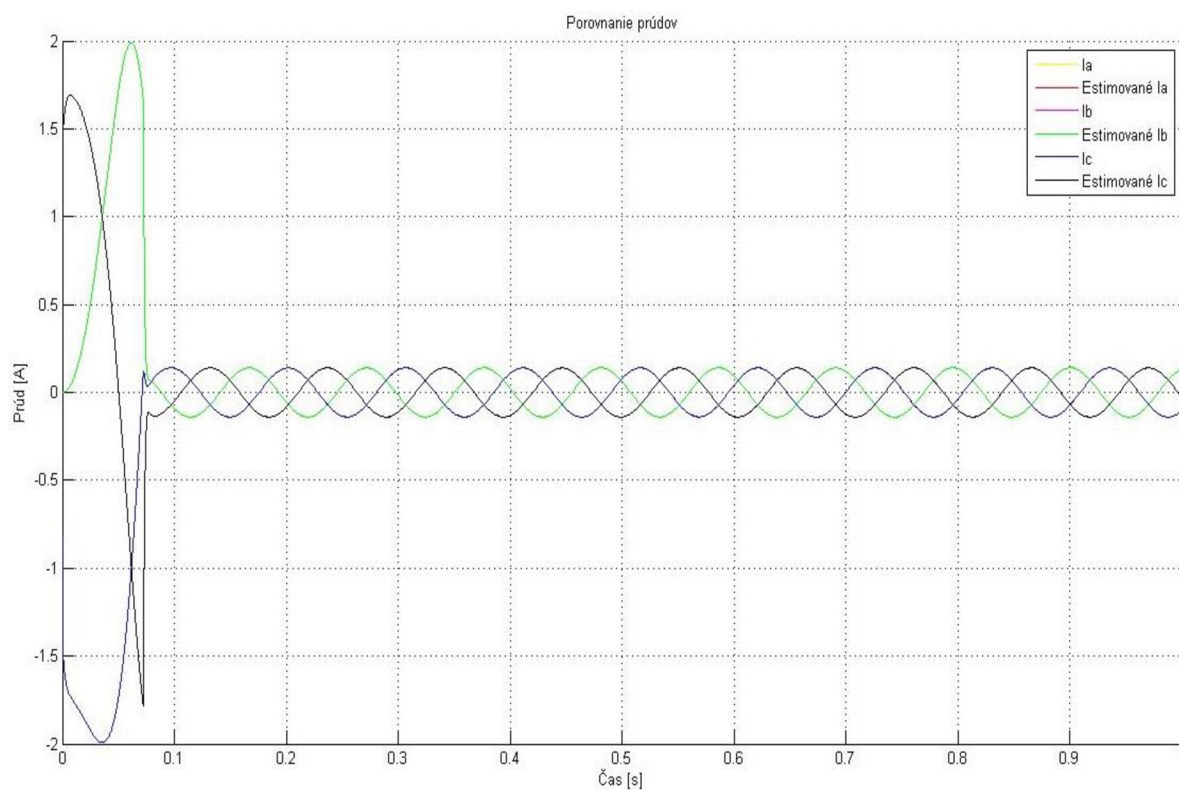
$$Q = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix} * 10^{-3} \quad (6.9)$$

Matica C :

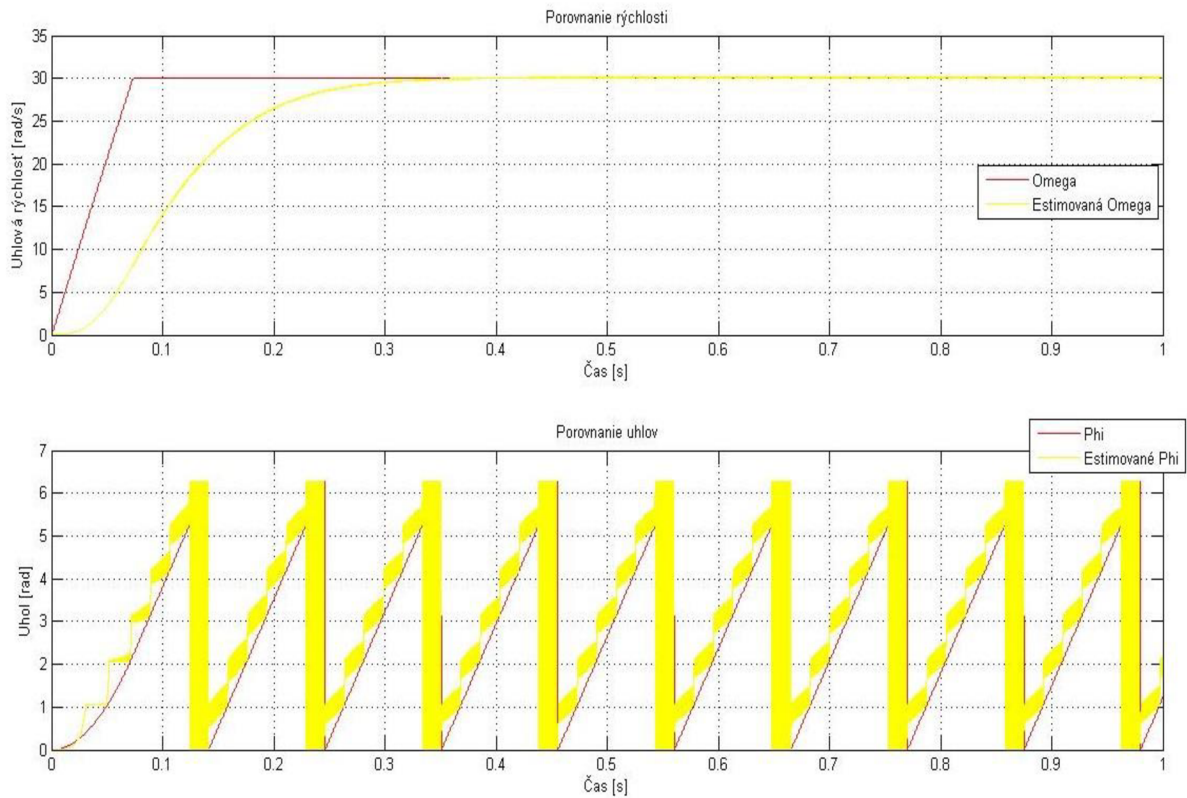
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.0)$$

Matica R_k (ako verím meraniu) :

$$R_k = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.8 & 0.8 \\ 0.8 & 0.8 & 0.8 \\ 0.8 & 0.8 & 0.8 \end{bmatrix} \quad (7.1)$$



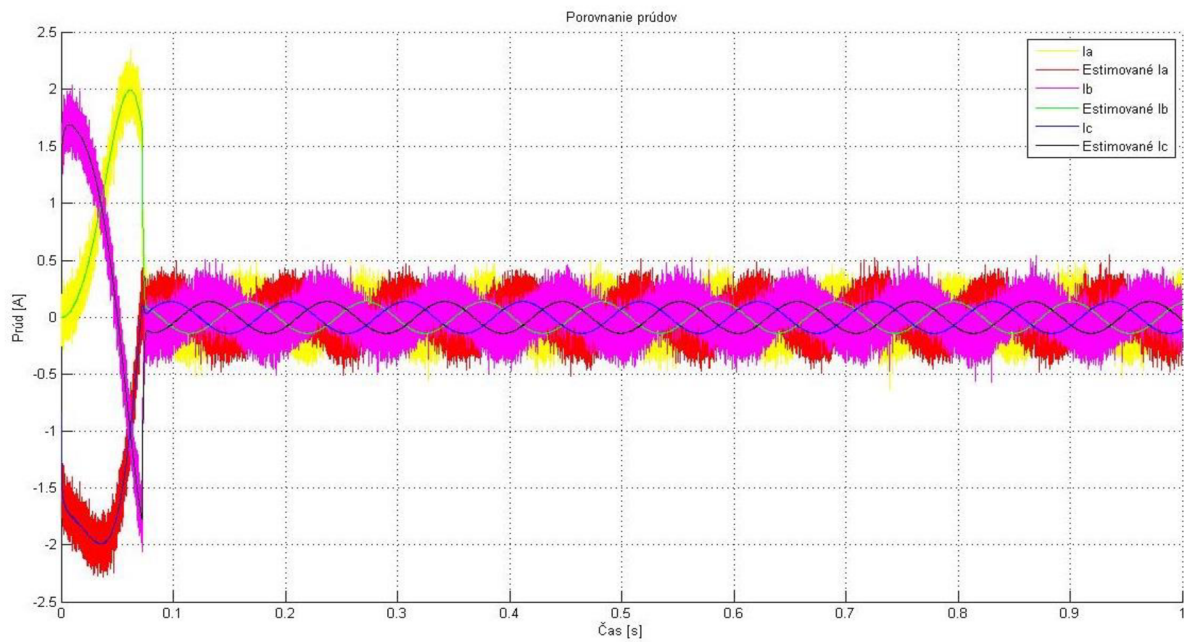
Obrázok 39: Priebeh prúdov a estimovaných hodnôt



Obrázok 40: Priebeh uhlovej rýchlosti a uhlu v modeli s EKF

Ako je vidieť z predchádzajúcich obrázkov, tak estimácie prúdov je veľmi presná, to sa ale netýka estimácie otáčok a uhlov. Otáčky z EKF s určitým oneskoreným a v prípade uhlu pri estimácii vzniká určitý „šum“. Tento šum vzniká prepínaním sa v jednotlivých sektoroch, pri vypočítavaní hodnôt funkcie uhla. Jedná sa o nelineárnu funkcie, čo spôsobuje problémy vzhľadom k tomu, že Kalmanov filter je určený pre lineárne systémy.

Do modelu ešte doplníme šum, ktorý bude pridaný k vstupným prúdov. Pre pridanie šumu využívame blok random noise s nastavenou hodnotou variancie 0.01. Priebeh prúdov a ich estimovaných hodnôt je na Obrázok 41: Priebeh prúdov so šumom v modeli s EKF.



Obrázok 41: Priebeh prúdov so šumom v modeli s EKF

Priebeh uhlovej rýchlosti a uhlu v simulácii so šumom je rovnaký ako v predchádzajúcej simulácii (Obrázok 40: Priebeh uhlovej rýchlosti a uhlu v modeli s EKF). Je to spôsobené tým, že sa jedná o model, v reále by sa hodnoty líšili. Ďalšou možnosťou rozšírenia kalmanovho filtru je vytvorenie lineárnej funkcie pre indukované napätie, prípadne linearizácie tejto funkcie.

9 Záver

V rámci diplomovej práce bola spracovaná rešeršé ohľadom možností riadenia BLDC motora. V rešeršnej časti boli zmienené bezsenzorové, senzorové metódy a tiež iné ďalšie možnosti riadenia. Vybrané metódy boli následne implementované v simuláciach modelov.

V ďalšej časti boli navrhnuté a otestované modely a základné typy riadenia : riadenie pomocou napätia, riadenie pomocou PWM a vektorové riadenie. Boli rozobraté ich realizácie v modeloch, ich výhody a nevýhody. V praxi sa najčastejšie môžeme stretnúť s riadeným pomocou PWM, kde meníme hodnoty striedy PWM. Ďalším dôležitým typom je vektorové riadenie, ktorým môžeme dosiahnuť čo možno najvyšší moment. Pri všetkých zmienených typoch riadení je potrebné poznať hodnotu skutočných otáčok s dostatočnou presnosťou a v požadovaných okamihoch. V prípade vektorového riadenia je tiež potrebné vedieť hodnotu uhla. Preto v následujúcej časti sme sa zamerali na vytvorenie algoritmu, pomocou ktorého budeme môcť získať informácie o otáčka a elektrickom uhle s požadovanou presnosťou. Zamerali sme sa na použitie interpolácie, matematického modelu a rozšíreného kalmanovho filtru.

V rámci interpolácie sme vytvorili 3 metódy, ktoré interpolovali rýchlosť na základe meraného časového intervalu a prejdenej dráhy. V jednotlivých metódach využívame získavanie informácie z hallových sond. Najrýchlejšia metóda využíva zmenu „stavu“, to je po každých $\pi/3$, ďalšia metóda využíva meranie rozdielu medzi dvoma sondami posunutých o daný uhol. (v našom prípade o $2\pi/3$) Posledná metóda využíva informáciu len z jednej hallových sônd. Táto metóda je najpomalejšia, ale zároveň najmenej náročná na výpočet oproti predchádzajúcim dvom metódam.

Po otestovaní interpolácie otáčok, v ďalšom kroku sme sa zamerali na interpoláciu uhlu. V tomto prípade máme vytvorené 2 metódy. V prvej metóde využívame počiatočnú informáciu o uhle (na základe informácii z hallových sond) a interpolovanej rýchlosti. Na základe týchto informácii vypočítavame hodnotu uhla. Jej nevýhodou je potrebný čas pre dosiahnutie správnej interpolácie (dostatočne presnej hodnoty uhlu). Výhodou je, že je použiteľná aj tam kde sa rýchlosť dynamicky mení. Pri druhej metóde je počítaná smernica na základe časového intervalu medzi zmenami stavu (hodnôt hallových sond). Táto metóda je pre interpoláciu rýchlejšia ako predchádzajúca, ale pri dynamickej zmene otáčok nastávajú problémy s presnosťou.

Následne bola tiež poukázaná možnosť využitia matematického modelu paralelne počítane s reálnym motorom pre získanie hodnôt s požadovaným rozlíšením. V rámci práce bolo vytvorených niekoľko modelov a aj overených. Pre získanie s vysokým rozlíšením parametrov je táto metóda najvhodnejšia, ale je však výpočetne veľmi náročná vzhľadom k tomu, že je potrebné získavať hodnoty v danom časovom intervale.

Poslednou možnosťou rozobranou v diplomovej práci je využitie rošíreného kalmanovho filtra(EKF). EKF bol použitý s vektorovým riadeným, ktoré sme si vytvorili. Z jednotlivých priebeh vidíme, že estimácia parametrov funguje ,ale nelineárnosť funkcie indukovaného napätia spôsobuje určitý šum v estimovaných hodnotách(Obrázok 40: Priebeh uhlovej rýchlosti a uhlu v modeli s EKF). Ďalším krokom by bolo vytvorenie určitej linearizácie danej funkcie a jej odtestovanie.

V rámci práce bol vytvorený hardvérov pre možné testovanie metód. Bohužiaľ kvôli technickým a softvérovým problém sa v rámci práce nestihlo odtestovanie metód na vytvorenom hardvéri.

10 Použitá literatura, zdroje

- [1] P. doc. Ing. Pavel Rydlo, Řízení elektrických strídavých pohonů, Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2007, p. 126.
- [2] P. I. J. Skalický, Elektrické regulované pohony, Brno: VUT Brno, 2007, p. 123.
- [3] T. Kenjo, Permanent-Magnet and Brushless DC Motors, Oxford University Press, 1985.
- [4] „Melé stejnosměrné motory Maxon,“ UZIMEX Praha, 2002, p. 55.
- [5] Ing. Jaroslav Lepka, Ing. Pavel Grasblum, PhD., „Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory,“ rev. *Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií*, Brno, 2011.
- [6] „Pulzně šířková modulace,“ 30 Január 2015. [Online]. Available: http://cs.wikipedia.org/wiki/Pulzn%C4%9B_%C5%A1%C3%AD%C5%99kov%C3%A1_modulace. [Cit. 20 Február 2015].
- [7] J. Javúrek, Regulace moderních elektrických pohonů, Praha: Grada Publishing, 2003.
- [8] D. Lenine, B. Rami Reddy, S. Vijay Kumar, „Estimation of speed and rotor position of bldc motor using extended kalman filter,“ rev. *IET-UK International Conference on International and Communication Technology in Electrical Science*, Tamil Nadu, 2007.
- [9] Pavel Ripka, Stanislav Ďado, Marcel Kreidl, Jiří Novák, Senzory a převodníky, Praha: ČVUT Praha, 2005, p. 136.
- [10] José Carlos Gamazo-Real, Ernesto Vázquez-Sánchez and Jaime Gómez-Gil, „Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends,“ 2010.
- [11] D. Simon, Optimal State estimation, Wiley-Interscience, 2006, p. 500.
- [12] „Fuzzy logika,“ [Online]. Available: http://sk.wikipedia.org/wiki/Fuzzy_logika. [Cit. 12 Január 2015].
- [13] J. Vaščák, Fuzzy logika v regulácii, 2008.
- [14] H. Immaneni, „Mathematical Modelling And Position Control Of Brushless Dc (Bldc) Motor,“ *International Journal of Engineering Research and Applications*, p. 8, Jún 2013.

11 Zoznam použitých skratiek a veličín

Skratka	Názov	Jednotka	
U_H	Hallove napätie	volt	V
R_H	Hallove konštanta	-	-
d	hrúbka (vzdialenosť)	meter	m
u_{ia}, u_{ib}, u_{ic}	indukované napätia fáze	volt	V
U_1, U_3, U_5	koeficienty furierovej rady	volt	V
U_{AN}, U_{BN}, U_{CN}	napätie medzi svorkami a nulovým bodom	volt	V
u_1, u_2, u_3	vstupné napätie	volt	V
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	spražené magnetické toky	webber	wb
θ	elektrický uhol natočenia	stupne	°
R	odpor vinutia fáze	ohm	Ω
L_d, L_q	indukčnosť v jednotlivých osiach	henri	H
U_s	súčet všetkých fázových napätí	volt	V
R_s	odpor statorových vinutí	ohm	Ω
p_p	počet pólov párov motora	-	-
L	indukčnosť cievky	henri	H
M	vzájomná indukčnosť	henri	H
J	moment zotrvačnosti	kilogram na m^2	kgm^2
B	trenie	-	Nms
U_c	napájacie napätie	volt	V
M_e	elektromagnetický moment	newton-meter	Nm
M_z	záťažový moment	newton-meter	Nm
J	moment zotrvačnosti	kilogram na m^2	kgm^2
B	koeficient tlmenia		
ω	uhlová rýchlosť	radián/sekundu	rad/s
λ	napäťová konštanta motoru	weber	Wb
f	frekvencia	hertz	Hz
ω_e	elektrická uhlová rýchlosť	radián/sekundu	rad/s

12 Zoznam obrázkov

Obrázok 1: Konštrukcia BLDC motora [3].....	11
Obrázok 2: Zapojenie BLDC motora [2].....	13
Obrázok 3: Spínanie BLDC motoru [4].....	14
Obrázok 4: Unipolárne spínanie [5]	15
Obrázok 5: Bipolárne spínanie [5].....	16
Obrázok 6: PWM signál	17
Obrázok 7: Elektrická časť modelu	21
Obrázok 8: Mechanická časť modelu	22
Obrázok 9: Model motoru pomocou matematických rovníc.....	23
Obrázok 10: Hallov jav.....	26
Obrázok 11: Blokové schéma dosky	28
Obrázok 12: Blokový diagram U/f riadenia [1].....	32
Obrázok 13: Blokové schéma vektorového riadenia [1]	34
Obrázok 14: Zjednodušené blokové schéma vektorového riadenia.....	35
Obrázok 15: Blokové schéma MRAS	40
Obrázok 16: Blokové schéma systému s EKF.....	42
Obrázok 17: Bloková schéma adaptívneho fuzzy regulátora [13]	44
Obrázok 18: Napájacia časť	45
Obrázok 19: Spínacia časť modelu	46
Obrázok 20: Model riadenia BLDC pomocou napätia	47
Obrázok 21: Prechodová charakteristika	47
Obrázok 22: Prechodová charakteristika modelu z rovníc	48
Obrázok 23: Porovnanie prechodových charakteristík	49
Obrázok 24: Model s riadením pomocou PWM.....	49
Obrázok 25: Prechodová charakteristika pre riadenia pomocou PWM	50
Obrázok 26: Model vektorového riadenia	51
Obrázok 27: Prechodová charakteristika vektorového riadenia.....	52
Obrázok 28: Model s interpoláciou rýchlosti	53
Obrázok 29: Interpolácia -1.metóda	53
Obrázok 30: Interpolácia – 2.metóda.....	54

Obrázok 31: Prechodová charakteristika s interpoláciou rýchlosti	54
Obrázok 32: Priebeh interpolácii pri zmene požadovanej hodnote	55
Obrázok 33: Model interpolácie uhlu	56
Obrázok 34: Priebeh interpolácií uhla.....	57
Obrázok 35: Priebeh interpolácii pri zmene.....	57
Obrázok 36: Model s matematickým modelom.....	58
Obrázok 37: Prechodová charakteristika modelu s matematickým modelom.....	59
Obrázok 38: Priebeh indukovaných napätí	60
Obrázok 39: Priebeh prúdov a estimovaných hodnôt	62
Obrázok 40: Priebeh uhlovej rýchlosti a uhlu v modeli s EKF	63
Obrázok 41: Priebeh prúdov so šumom v modeli s EKF.....	64

13 Zoznam príloh

BLDC_Control_U.slx – model s riadením BLDC motora pomocou napätia

BLDC_Model_Equals_Full.slx - model s riadením vytvorený na základe rovníc

BLDC_Control_DutyCycle.slx - model s riadením BLDC motora pomocou PWM

BLDC_Interpolacia_Rychlosti.slx – model s interpoláciou rýchlosti

BLDC_Interpolacia_Uhol.slx – model s interpoláciou uhlu

BLDC_equals_Simply.slx - zjednodušený model s riadením vytvorený na základe rovníc

Vector_Control.slx – model vektorového riadenia

Vector_Control_EKF.slx - model vektorového riadenia s rozšíreným kalmanovým filtrom

BLDC_equals_Simply.slx – zjednodušený model BLDC motora

BLDC_MathModel.slx – model motora s matematickým modelom

Parametre.m – súbor(skript) obsahujúci hodnoty parametrov pre simulačné modely

BLDC_sim.m - súbor(skript) obsahujúci spúšťanie simulačných modelov s jednotlivými vykresleniami