

**CESKÉ VYSOKÉ UCENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
FAKULTA STROJNÍ**

**CZECH TECHNICAL UNIVERSITY IN PRAGUE
FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING**

Ing. Jaroslav Novák, CSc.

**Aplikace elektronických systémů při řízení
a testování elektrických pohonů**

**Applications of Electronic Systems for
Electrical Drives Control and Testing**

Summary

Two applications of microprocessor system drive control are dealt with in the habilitation lecture. In the first of the applications a testing and control device for an AC motor drive is developed. Its design is based on a real-time analysis of AC motor drives and on the digital signal processor application. The unavailable variables magnetic flux and torque needed for the control are generated by a model by the available measurements, using a system coordinate transformation.

The second application is the induction motor drive controller for the locomotive. This locomotive has four traction induction motors. The traction motors are supplied by the inverter output in parallel. It is the inverter with the voltage input. The chopper is on the 3kV DC power input of the locomotive, this chopper gives the supply voltage for the input of the inverter. In cooperation with the Faculty of electrical engineering of CTU in Prague, the software for feedback control of the traction drive and the software for the real time mathematical model of the induction machine calculation has been developed. This implemented mathematical model gives the actual values for feedback control. Field oriented control of the traction motor torque is implemented, based on a linear control feedback. The stator current space vector is controlled in the polar coordinates. The separate feedback control of the modulus and the phase of the current space vector is used. The input of the feedback control is the desired torque, the outputs are the rms. value and the frequency of the stator voltage. The rms. value and the frequency of the stator voltage are the inputs for the inverter pulse-width modulator. Both the models in the control feedback and testing module are of the same structure.

In conclusion, the general aspects of contemporary advanced electrical drive control are summarised, particularly with respect to the mechanical engineering issues.

Souhrn

Predkládaná přednáška dokumentuje na dvou realizacích aplikaci moderního mikroprocesorového systému ve střídavém pohonu.

V prvním případě se jedná o testovací systém pro pohony s asynchronními motory. V rámci výzkumné činnosti byla navržena koncepce a obvodové řešení zařízení a vyvinuto odpovídající programové vybavení pro analýzu asynchronního stroje v reálném case. Testovací systém je po hardwarové stránce založen na využití rychlého DSP. Při analýze asynchronního motoru jsou měřeny dva proudy a otáčky a v reálném case jsou matematickým modelem vypočítány zejména hodnoty magnetického toku a momentu a další veličiny stroje v transformovaných souřadnicových soustavách.

V druhém případě je prezentována koncepce regulátoru lokomotivního pohonu s asynchronními motory. Jedná se o lokomotivu se čtyřmi asynchronními trakčními motory, které jsou paralelně napájeny z jednoho střídavce. Střídavec je napětového typu a je přes pulsní menic napájen z troleje 3kV ss. V rámci spolupráce s FEL CVUT v Praze bylo vyvinuto programové vybavení realizující regulací algoritmus a programové vybavení pro výpočet matematického modelu asynchronního stroje, které poskytuje skutečné hodnoty veličin pro regulaci. Regulací struktura pohonu realizuje vektorové řízení momentu. Je regulován fázor statorového proudu v polárních souřadnicích, tj. odděleně je regulován modul a úhel tohoto fázoru. Vstupem regulace je žádaná hodnota momentu, výstupem je efektivní hodnota a frekvence statorového napětí. Tyto hodnoty jsou zadáním pro šířkově pulsní modulátor. Matematický model použitý v regulací strukture vychází ze stejných teoretických základů jako matematický model, který využívá monitorovací zařízení.

V závěru přednášky jsou uvedeny obecnější aspekty současného stavu rozvoje elektrických pohonů, zejména z pohledu strojního inženýra.

Klíková slova

Elektrický pohon, matematický model, mikroprocesorové řízení, asynchronní motor, testování, měření, magnetický tok, moment, vektorové řízení

Keywords

Electrical drive, mathematical model, microprocessor control, induction motor, testing, measuring, magnetic flux, torque, field oriented control

Obsah

Summary	2
Souhrn	3
Klícová slova	4
Obsah	5
1. Oblasti využití řídicí elektroniky v elektrických pohonech	6
2. Analýza střídavých elektrických stroju v reálném case	6
2.1. Úvod do problematiky	6
2.2. Matematický model asynchronního stroje	7
2.3. Zhodnocení funkce modelu	11
3. Regulace trakčního pohonu s asynchronními motory pro lokomotivu 90E	12
3.1. Koncepce trakčního pohonu	12
3.2. Koncepce regulátoru	13
4. Význam elektronických systémů pro elektrické pohony s ohledem na využití ve strojírenských oborech	18
Literatura	19
Ing. Jaroslav Novák, CSc.	20

1. Oblasti využití řídicí elektroniky v elektrických pohonech

Rozvoj elektrických pohonu a výkonové elektroniky je určován zejména rychlým tempem pokroku ve dvou souvisejících odvětvích: zdokonalování technologie a zlepšování parametru výkonových polovodivových součástek a zvyšování výkonnosti prostředku mikroprocesorové řídicí techniky.

V následujících odstavcích bude venována pozornost využití mikroprocesorové techniky pracující v reálném case v oblasti elektrických pohonu. Veškeré aplikace této techniky lze rozdělit do dvou skupin:

1. Testování a monitorování pohonářských soustav v reálném case
2. Realizace zpětnovazebních regulačních struktur, které určují finální vlastnosti pohonu, a jejich vazba na nadřazené systémy automatického řízení

Obe skupiny aplikací nelze chápat odděleně, jejich funkce se často doplňují – např. monitorovací systém pohonu může poskytovat skutečné hodnoty regulovaných veličin pro regulační strukturu, zabezpečuje diagnostiku pohonu a v případě poruchy iniciuje ochranné funkce aby se zamezilo zničení či poškození komponent pohonu. Celkově lze v současnosti vysledovat snahu o zvyšování inteligence pohonu prostřednictvím spojení obou skupin aplikací.

Predkládaná přednáška dokumentuje na dvou realizacích aplikací moderního mikroprocesorového systému ve střídavém pohonu. V prvním případě se jedná o monitorovací systém pro pohony s asynchronními motory. V rámci výzkumné činnosti jsem navrhl koncepci a obvodové řešení zařízení a vyvinul jsem odpovídající programové vybavení pro analýzu asynchronního stroje v reálném case.

V druhém případě je prezentována koncepce regulátoru lokomotivního pohonu s asynchronními motory. V rámci spolupráce s FEL CVUT v Praze jsem vyvinul programové vybavení realizující regulační algoritmus a programové vybavení pro výpočet matematického modelu asynchronního stroje, které poskytuje skutečné hodnoty veličin pro regulaci. Matematický model použitý v regulační strukture vychází ze stejných teoretických základů jako matematický model, který využívá monitorovací zařízení.

V závěru přednášky jsou uvedeny obecnější aspekty současného stavu rozvoje elektrických pohonu, zejména z pohledu strojního inženýra.

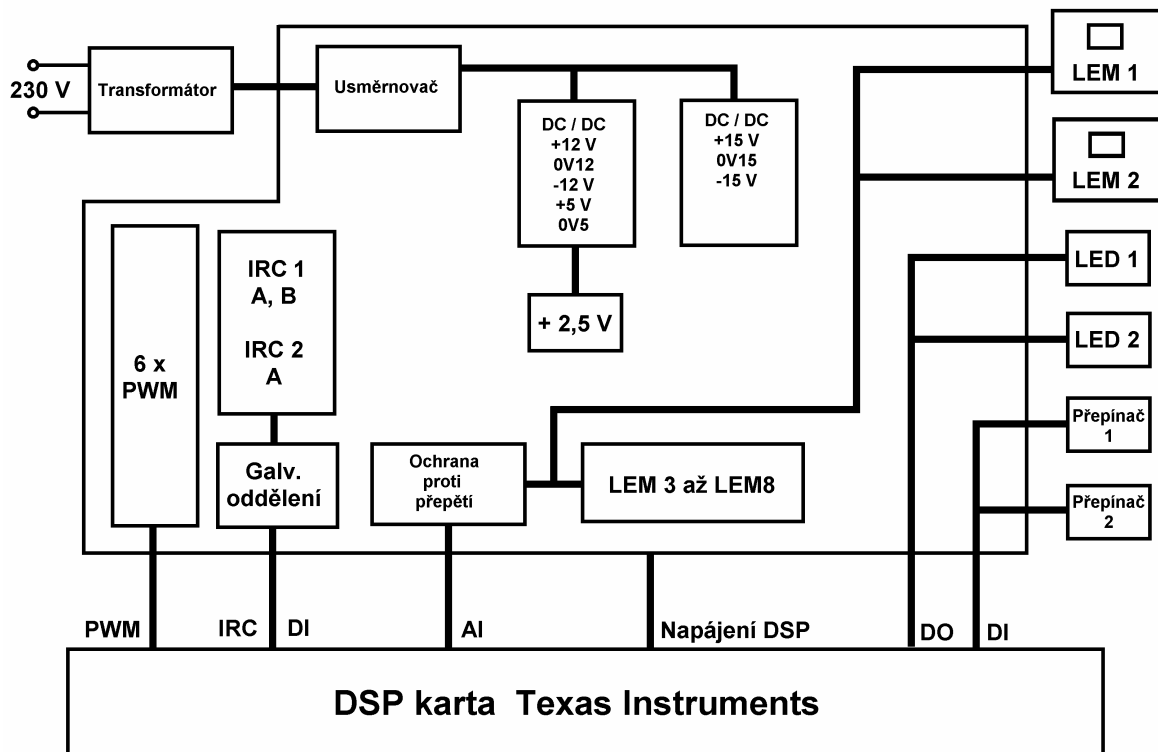
2. Analýza střídavých elektrických strojů v reálném case

2.1. Úvod do problematiky

Zdokonalováním regulačních metod a pokrokem v oblasti výkonové elektroniky je dosahováno vysoké dynamiky pohonné jednotky. Rychlé časové změny fyzikálních veličin v moderním elektrickém pohonu, existence tří forem

energie – elektrická, magnetická a mechanická – a složité vnitřní vazby komplikují testování a monitorování těchto elektromechanických soustav.

Ve své práci jsem se zaměřil na analýzu asynchronního stroje v reálném case. V rámci výzkumné činnosti na Odboru elektrotechniky Ústavu přístrojové a řídicí techniky bylo vyvinuto speciální testovací zařízení pro pohonné jednotky na bázi rychlého DSP. Toto zařízení sestává z mikroprocesorové karty, interfejsové karty pro připojení cidel a ze zdrojové části – obr.1. Pro analýzu asynchronního stroje v reálném case jsem vyvinul odpovídající programové vybavení.



Obr. 1 Blokové schéma zařízení pro testování pohonu

2.2. Matematický model asynchronního stroje

Při proměření vlastností pohonných soustav s asynchronním strojem je výhodné použít matematického modelu zejména pro určení točivého momentu, neboť zjišťování průběhu okamžité hodnoty točivého momentu ve elektrickém pohonu je relativně náročným technickým problémem. Při ožívání a testování regulačních struktur pro asynchronní stroje je vhodné zjišťovat výpočtem kromě momentu i velikost magnetického toku a průběhy proudu a napětí v transformovaných souřadnicových soustavách, které se používají v regulačních strukturách.

Při sestavování programu pro měřicí zařízení pro analýzu asynchronního motoru byla snaha maximálně využít výpočetního výkonu použitého procesoru

aby se zpřesnil matematický model a výsledky jím získané se daly využít při přesných měřeních na pohonných jednotkách. Vyšší přesnosti bylo dosaženo zejména krátkou periodou výpočtu - 100 μ s, respektováním nelinearity magnetického obvodu stroje a respektováním vlivu ztrát v železném magnetickém obvodu, které závisí nelineárně na magnetickém toku.

Filozofie matematického modelu asynchronního stroje, realizovaného měřicím zařízením, je založena na výpočtu standardního matematického modelu v dvoufázové soustavě a následném zpřesnění. Z důvodu jednodušších prepocetů byla v měřicím zařízení použita stojící soustava α , β svázaná se státorem.

Východiskem je v programu pro měřicí zařízení proudový model asynchronního stroje vycházející z řešení napetových rovnic rotoru asynchronního stroje, poskytující složky spráženého magnetického toku rotoru $\Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta}$ - obr.2. Parametry proudového modelu jsou prepocítaná hodnota rotorového odporu R_2 , hlavní indukčnost L_h a prepocítaná rotorová indukčnost L_2 .

Vstupem popisovaného programu pro výpočet matematického modelu asynchronního stroje v reálném case jsou mechanické otáčky ω_m a dva fázové proudy statoru stroje i_u a i_v . Tyto hodnoty i všechny hodnoty vypočtené v jednotlivých fázích algoritmu jsou přístupné a zobrazitelné přes PC. Jedná se zejména o složky proudu statoru v pravoúhlých souřadnicích α , β , složky spráženého magnetického toku rotoru, moduly fázoru statorového proudu a rotorového magnetického toku, okamžitá hodnota vnitřního elektromagnetického momentu, střední hodnota vnitřního elektromagnetického momentu, hodnota mechanického momentu vypočtená korekcí, magnetizační složka statorového proudu, momentotvorná složka statorového proudu a mechanický výkon. Všechny jmenované veličiny lze zobrazit jako filtrované či nefiltrované.

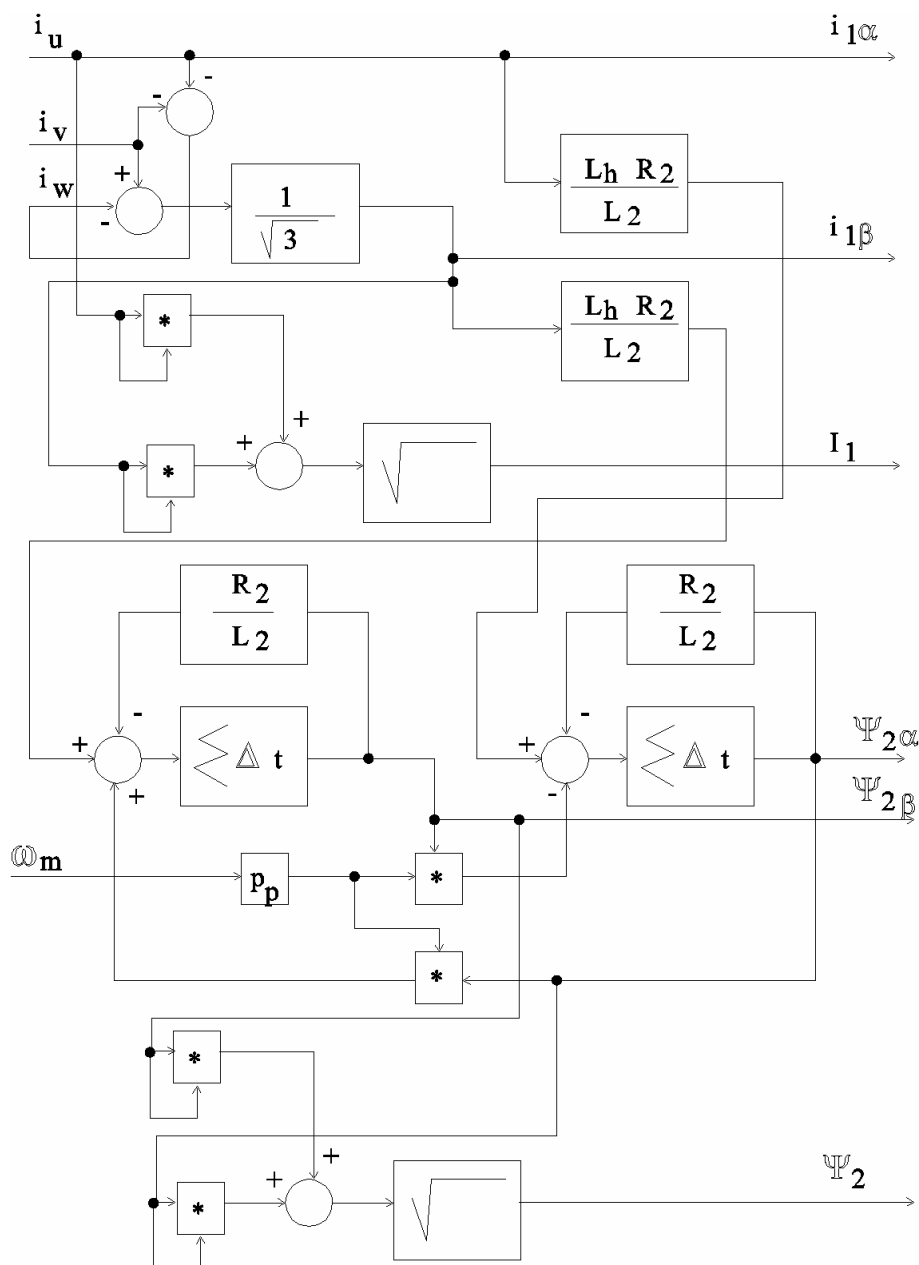
Rozdíl mezi hodnotou vnitřního elektromagnetického momentu a hodnotou momentu na hřídeli je dán především tím, že jsou v použitém proudovém modelu zanedbány ztráty v železném magnetickém obvodu.

Pro zpřesnění výpočtu matematického modelu v reálném case se provádí korekce na ztráty v železe.

Analyticky lze vypočtený korigovaný moment vyjádřit vztahem:

$$M_m = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \frac{L_h}{L_2} \cdot (\Psi_{2a} \cdot i_{1b} - \Psi_{2b} \cdot i_{1a}) - \frac{k_p \cdot m \cdot (k_f \cdot \Psi)^2}{2p} \quad (1)$$

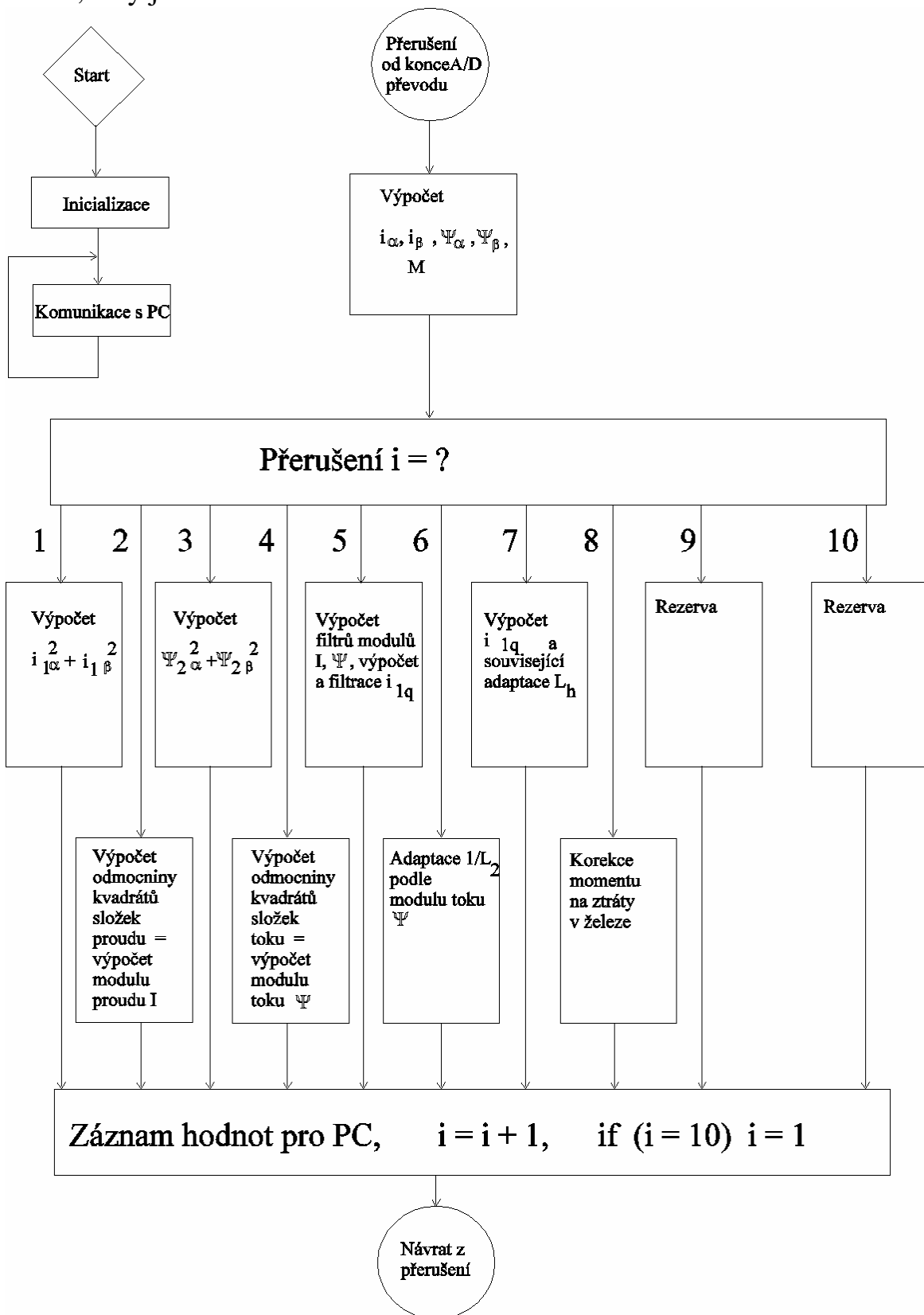
kde první člen je vnitřní elektromagnetický moment vypočítaný ze složek α , β magnetického toku rotoru a proudu statoru a druhý člen je korekční moment respektující vliv ztrát v železe, který je dán konstrukcí motoru, hmotností magnetického obvodu a magnetickým tokem.



Obr. 2 Struktura proudového modelu asynchronního stroje

Koncepce programu je následující. Po inicializaci periodicky po $100\mu s$ generuje tzv. event manager modul procesoru start A/D převodu ve dvou vestavených převodnicích, na jejichž vstupy jsou z cidel přivedeny signály dvou fázových proudů stroje. Po ukončení převodu je generováno přerušení, jehož obslužný program vykonává výpočet matematického modelu. V každém tomto přerušení je proveden přepočít dvou fázových proudů statoru do souřadnic α , β , je proveden výpočet rovnic matematického modelu podle blokové struktury na obr. 2, čímž se získají složky magnetického toku, je vypočtena okamžitá hodnota vnitřního elektromagnetického momentu a je provedena filtrace uvedených veličin. Velikost periody výpočtu vztahu podle obr. 2 má zásadní vliv na přesnost výpočtu a je nutno aby byla co nejkratší. Vyhodnocení otáček

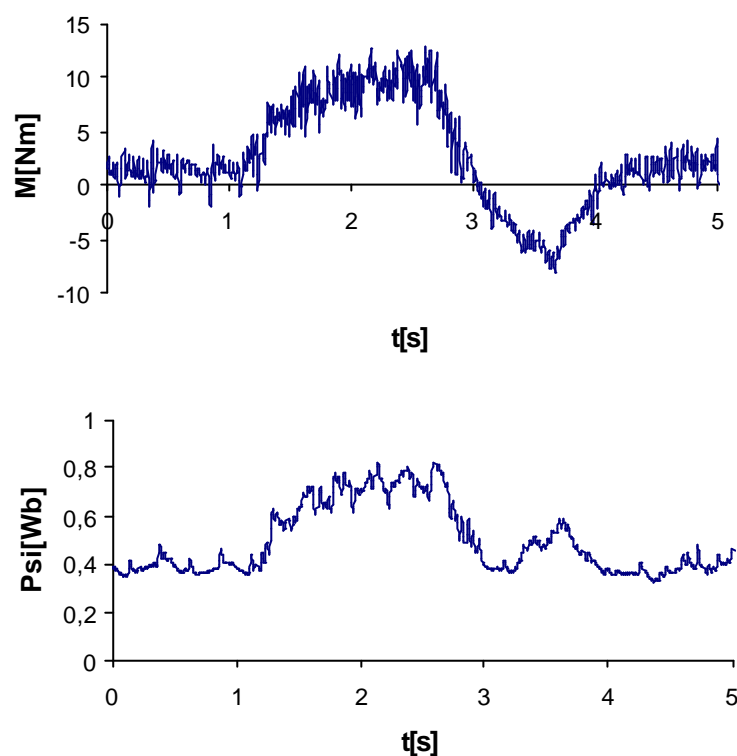
z počtu pulzu došlých zinkrementálního cidla se provádí v každém padesátém přerušení, tedy jednou za 5ms.



Obr. 3 Algoritmus programu pro výpočet matematického modelu asynchronního stroje v reálném case

Prerušení od A/D převodníku jsou usporádána do skupin po deseti. V každém prerušení z těchto deseti je vykonáván výpočet některé další veličiny, neboť některé z těchto výpočtů jsou časově náročné, např. výpočet modulu proudu a magnetického toku podle Pythagorovy věty, a jejich provádění není reálné každých 100 μ s a zároveň četnost provádění těchto výpočtů nemá vliv na jejich přesnost. Z výše uvedeného vyplývá, že hodnoty α , β složek statorových proudů a rotorových magnetických toků a hodnota vnitřního elektromagnetického momentu jsou aktualizovány každých 100 μ s, hodnoty ostatních veličin aktualizovány po době 10x delší, tj. po 1ms.

Na základní úrovni celého programu je prováděna komunikace po lince RS232 s PC. Algoritmus programu je zřejmý z obr. 3.



Obr. 4 Průběhy momentu a magnetického toku vypočtené z naměřených proudů a otáček v reálném case

2.3. Zhodnocení funkce modelu

Při vyhodnocování přesnosti výpočtu střední hodnoty momentu byla provedena řada měření při různých napájecích frekvencích motoru, v motorickém i generátorickém režimu, při chodu motoru s plným i zeslabeným magnetickým tokem. Vyšší přesnosti bylo dosahováno v motorickém režimu, kdy je prováděna korekce na ztráty v železe. Z výsledku je zřejmé, že absolutní chyba momentu korigovaného na ztráty v železe nepřesahuje hodnotu 0,5 Nm . Vzhledem ke skutečnosti, že jmenovitý moment měřeného motoru je 30,7 Nm ,

jedná se o 1,62% ze jmenovitého momentu. Při měřeních v generátorickém režimu, kdy není prováděna korekce na ztráty v železe, dosahovala absolutní chyba maximálně hodnoty 1Nm, tedy 3,24% jmenovitého momentu. Přibližně stejná je maximální hodnota chyby vnitřního elektromagnetického momentu v motorickém režimu, nejsou-li respektovány ztráty v železe.

Obr. 4. znázorňuje příklad průběhu vypočítaného momentu a magnetického toku během přechodného jevu na motoru 4 kW. Při přechodném jevu byl motor zatížen ze stavu naprázdno skokovým momentem, následoval přechod do generátorického režimu a návrat do stavu naprázdno. Při měření průběhu byl pohon provozován v režimu zpetnovazební regulace otáček s podrazenou momentovou smyčkou s optimalizací magnetického toku podle zatížení. V průběhu modulu magnetického toku je tudíž zřejmý nárůst magnetického toku v intervalech se zatížením.

Kromě skutečnosti, že použitý matematický model poskytuje v reálném case velikiny na stroji nemeritelné, je jeho významným výstupem i informace o momentu stroje. Moment stroje je sice přímo měřitelný, zpravidla pomocí tenzometrických snímaců, tyto snímače jsou však velmi citlivé na pretížení a téměř neopravitelné. Navíc, zejména v instalovaných pohonech, není umístění snímaců reálné. V uvedených případech je potom výpočet momentu z matematického modelu podstatně operativnější a robustnější řešení, které nevyžaduje žádný zásah do mechanické části zařízení.

3. Regulace trakčního pohonu s asynchronními motory pro lokomotivu 90E

3.1. Koncepce trakčního pohonu

Prvním vozidlem s asynchronními trakčními motory vyrobeným v tuzemsku a nasazeným do provozu, jehož koncepce odpovídá současnému standardnímu řešení střídavého trakčního pohonu, které se používá vřadě modifikací, byla posunovací lokomotiva 90E vyrobená ve firmě Škoda Plzeň. Elektrickou výzbroj pro lokomotivu dodala rovněž Škoda Plzeň, programové vybavení pro regulaci momentu trakčních motorů a pro řízení trakčního střídáče bylo vyvinuto na CVUT v Praze, FEL. Lokomotiva byla ve čtyřech exemplářích nasazena do provozu v druhé polovině 90. let 20. století v severočeských povrchových dolech.

Lokomotiva 90E je čtyřnápravová, s individuálním pohonem dvojkolí. Ze stejnosměrné napájecí soustavy 3 kV je přivedeno napětí přes vstupní filtr na vstupní pulzní menic.

Na výstupu pulzního menice je připojen filtrační kondenzátor, který tvoří napetový meziobvod pro napájení střídáče. Paralelně ke kondenzátoru je připojen brzdový odpor spínaný přes GTO.

Napetový meziobvod napájí strídac osazený GTO. Jmenovité vstupní napětí strídace je 2400V.

Ze strídace jsou napájeny čtyři paralelně zapojené asynchronní trakční motory. V případě poruchy motoru může být lokomotiva provozována i s nižším počtem motoru připojených k výstupu strídace.

3.2. Koncepce regulátoru

Rídící systém lokomotivy je tvoren osmi jednotkami, které byly vyvinuty a vyrobeny jako součást stavebnicového mikropočítacového systému PRIMIS ve firmě Škoda Plzeň. Jednotka je vybavena procesorem Intel 80C196KC. Jednotky řídicího systému lokomotivy pracují na společné sběrnici, výměna dat mezi procesory se uskutečňuje přes společně sdílené adresové prostory. Pro regulaci trakčního pohonu lokomotivy 90E slouží dvě z osmi procesorových karet: program jedné karty realizuje algoritmus šířkově pulzní modulace pro strídac, program druhé karty realizuje výpočet modelu trakčního motoru v reálném case a algoritmus zpětnovazební regulace momentu trakčních motoru, tj. regulace tažné síly lokomotivy. Mezi těmito kartami se z jednotky regulátoru momentu do jednotky šířkově pulzního modulátoru uskutečňuje přenos požadované efektivní hodnoty první harmonické výstupního napětí strídace a frekvence tohoto napětí.

Provedení modulátoru respektuje řešení výkonové části strídace, kde jsou využity GTO. Spínací frekvence je u daného strídace 300Hz.

Vstupními hodnotami modulátoru jsou požadovaná frekvence první harmonické výstupního napětí strídace, požadovaná efektivní hodnota první harmonické výstupního napětí strídace a vstupní napětí strídace. Požadované hodnoty frekvence a napětí jsou generovány zpětnovazební regulační strukturou momentu a jsou předávány do jednotky modulátoru přes dvoubránovou paměť, hodnota vstupního napětí strídace je snímána cídlem a měřena pomocí A/D převodníku. Modulátor vnitřně pracuje s tzv. poměrným napětím, pro které platí:

$$u = \frac{U_1}{U_{1MAX}(U_{ss})} \cdot 100[\%] \quad (2)$$

kde U_1 je požadovaná hodnota první harmonické výstupního napětí a U_{1MAX} je maximální možná efektivní hodnota první harmonické, která je dána velikostí vstupního stejnosměrného napětí strídace. Výstupy modulátoru jsou signály řídicí spínání a vypínání jednotlivých GTO ve strídaci.

Jako základní způsob byla zvolena asynchronní šířkově pulzní modulace s konstantní nosnou frekvencí danou optimální spínací frekvencí strídace.

Pri vyšších rychlostech lokomotivy již není možno využívat asynchronní modulaci, neboť by docházelo ke značnému zkreslení průběhu výstupního napětí strídace. Proto se v této oblasti využívá tzv. obdélníkové řízení, při kterém jsou motory napájeny napětím obdélníkového tvaru a výstupní napětí má maximální hodnotu. Trakční motory jsou v této oblasti napájeny napětím s konstantní efektivní hodnotou, řízení se provádí pouze změnou statorové frekvence a z hlediska regulačního se tento režim nazývá odbuzováním.

Pro přechod strídace zasynchronní modulace do obdélníkového řízení je nutno zajistit zasynchronizování modulátoru. Pro minimalizaci skoku první harmonické výstupního napětí, daného náhlým vymizením mezer v modulované oblasti, je použita synchronní modulace.

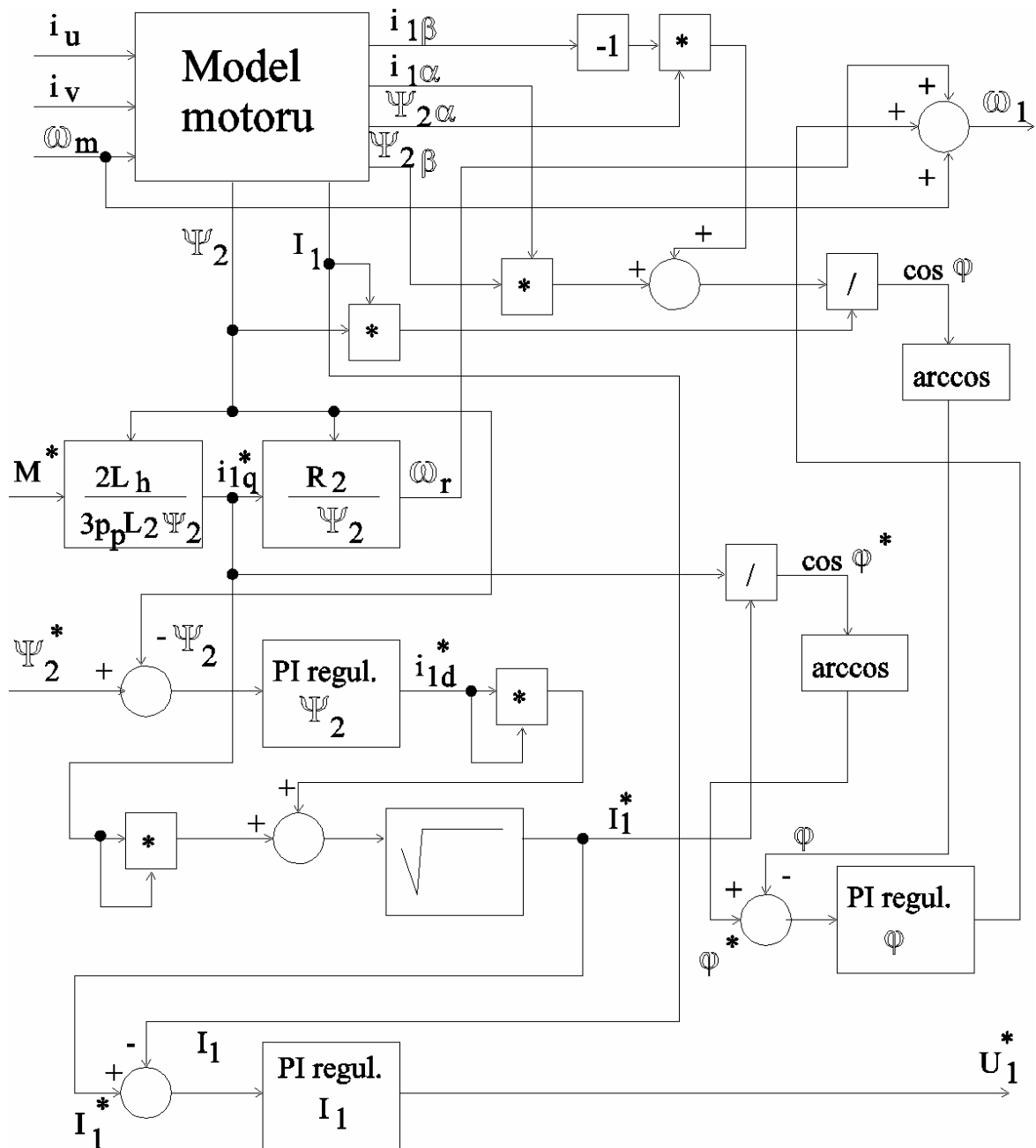
Vstupem zpětnovazební regulace je pomerná tažná síla lokomotivy, které je úměrný celkový moment všech trakčních motorů, směr otáčení motoru a rozlišení polaritu momentu tj. rozlišení režimu jízda/brzda. Tyto informace vstupují do jednotky regulátoru přes dvoubránovou paměť jako žádané hodnoty z jednotek realizujících nadřazenou úroveň řízení lokomotivy. Dále jednotka regulátoru realizuje měření okamžitých hodnot dvou fázových proudů motoru a vyhodnocování signálu z pulzního cidla otáček.

Použitá struktura regulace momentu vychází z principu vektorového řízení a respektuje výpočetní výkon použitého procesoru.

Vzhledem k nízké modulací frekvenci strídace lokomotivy 90E a vzhledem k poměrně velkým nárokům na výpočetní výkon v případě regulace v kartézských souřadnicích byla zvolena pro regulaci trakčního pohonu lokomotivy 90E struktura založená na regulaci fázoru statorového proudu v polárních souřadnicích. V případě této struktury je regulován odděleně modul fázoru statorového proudu, který je roven amplitudě proudu ve fázi statoru, a úhel, který svírá tento fázor s osou d souřadnicové soustavy tj. s fázorem spráženého magnetického toku rotoru Y_2 , neboť je souřadnicová soustava vázána na tento fázor. Tato regulace ve svém důsledku zajišťuje nezávislou regulaci tokotvorné a momentotvorné složky statorového proudu.

Leží-li fázor statorového proudu I_1 v I. kvadrantu souřadnicové soustavy, jedná se o motorický režim, leží-li fázor statorového proudu ve IV. kvadrantu soustavy d, q jedná se o generátorický režim motoru. Leží-li fázor I_1 v ose d , jedná se o ideální stav naprázdno. V závislosti na velikosti a polaritě zatížení motoru se úhel, který svírá fázor I_1 s osou d , mění v intervalu od -90° do $+90^\circ$. Jak bude uvedeno v dalším textu, pro účely zpětnovazební regulace se tento úhel vypočítává z definice skalárního součinu fázoru I_1 a Y_2 . Tento výpočet poskytuje informaci o kosinu jmenovaného úhlu, pro přepočítání musí být následně využita funkce arccos. Tato funkce je však definována na intervalu 0° až 180° , což nekoresponduje s reálným rozsahem úhlu fázoru I_1 . Proto se zde pro účely regulace zavádí úhel φ , který svírá náhradní fázor I_1' s osou d , přičemž fázor I_1' je o 90° posunut v záporném smyslu oproti I_1 a má stejný modul. Úhel φ se pohybuje v rozsahu definice funkce arccos, tedy 0° až 180° a na principu

regulace se v podstatě nic nemění. Na obr.5. je znázorněna struktura použité regulace.



Obr.5. Struktura regulace momentu trakčních motorů

Na základě žádosti o tažnou sílu lokomotivy je generována žádost o moment motoru. Jak již bylo uvedeno, trakční motory jsou napájeny paralelně z jednoho strídace a v regulátoru je tato soustava chápána jako jeden motor. Je-li lokomotiva provozována s nižším počtem motorů, mění se odpovídajícím

způsobem parametry této soustavy. Při orientaci soustavy souřadnic d, q na magnetický tok rotoru Ψ_2 platí pro moment motoru vztah:

$$M = \frac{3 \cdot p_p \cdot L_h}{2 \cdot L_2} \cdot \Psi_2 \cdot i_{1q} \quad (3)$$

kde p_p je počet pólů motoru, L_h je hlavní indukčnost motoru, Ψ_2 je modul fázoru spráženého magnetického toku statoru, i_{1q} je momentotvorná složka proudu statoru a L_2 je indukčnost rotoru pro kterou platí: $L_2 = L_h + L_{2\sigma}$ kde $L_{2\sigma}$ je rozptylová indukčnost rotoru přepočítaná na stator. Z tohoto vztahu je z žádaného momentu vycíslena žádaná hodnota momentotvorné složky proudu:

$$i_{1q}^* = \frac{2 \cdot L_2 \cdot M^*}{3 \cdot p_p \cdot L_h \cdot \Psi_2} \quad (4)$$

Skutečné hodnoty Ψ_2 , $\Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta}$, I_1 , $i_{1\alpha}$ a $i_{1\beta}$ jsou vypočítány v bloku MODEL MOTORU.

Ve vetvi regulace spráženého magnetického toku rotoru Ψ_2 je od žádané hodnoty toku odečtena skutečná hodnota toku. Žádaná hodnota toku je buď konstantní odpovídající jmenovitému nabuzení, vtrakčních pohonech se však často používá optimalizace magnetického toku podle zatížení tak, že motor pracuje při malých zatíženích se zeslabeným tokem, čímž se sníží ztráty naprázdno a zvýší se účinnost.

Regulační odchylka magnetického toku vstupuje do PI regulátoru toku a jeho výstupem je žádaná hodnota tokotvorné složky proudu statoru i_{1d} .

Žádaná hodnota modulu fázoru statorového proudu se určí podle Pythagorovy vety:

$$I_1^* = \sqrt{i_{1d}^{*2} + i_{1q}^{*2}} \quad (5)$$

Od žádané hodnoty modulu I_1 se odečte skutečná hodnota a regulační odchylka je zavedena na vstup PI regulátoru modulu statorového proudu. Výstupem tohoto regulátoru je požadovaná efektivní hodnota statorového napětí, která je zavedena do jednotky modulátoru.

Žádaná hodnota statorové frekvence, zavádená do modulátoru, je vypočtena v souctovém bloku. Tato hodnota je v ustáleném stavu dána součtem okamžité rychlosti rotoru a skluzové frekvence. Velikost skluzové frekvence udává při daných otáčkách moment motoru a její žádaná hodnota je vypočtena z žádané momentotvorné složky proudu statoru pomocí napetové rovnice pro rotor:

$$0 = -\frac{L_h}{L_2} \cdot R_2 \cdot i_{1q} + \omega_r \cdot \Psi_2 \quad (6)$$

kde R_2 je odpor rotorového obvodu prepocítaný na stator a ω_r je skluzová úhlová frekvence. Uvažujeme-li přibližnou platnost vztahu $L_h/L_2 \cong 1$, pro ω_r potom platí:

$$w_r^* = \frac{R_2 \cdot i_{1q}^*}{\Psi_2} \quad (7)$$

V součtovém bloku pro výpočet statorové frekvence se přičítá ještě výstupní hodnota regulátoru úhlu φ . Tato větev se uplatňuje zejména v prechodných jevech a zabezpečuje korekci statorové frekvence tak, aby měl fázor statorového proudu v souřadnicích d, q potřebnou polohu. Žádaná hodnota úhlu φ je vypočtena pomocí pravidel skalárního součinu jako úhel který svírá fázor \mathbf{I}_1 s osou d v souřadnicové soustavě d, q podle vztahu:

$$j^* = \arccos \frac{i_{1q}^*}{I_1^*} \quad (8)$$

Skutečná hodnota úhlu φ je vypočtena rovněž podle pravidel skalárního součinu jako úhel, který svírá fázor \mathbf{I}_1 s fázorem \mathbf{Y}_2 , který určuje polohu souřadnicové soustavy d, q. Skutečná hodnota úhlu φ je vypočítána v souřadnicové soustavě α, β podle vztahu:

$$j = \arccos \frac{-\Psi_{2a} \cdot i_{1b} + \Psi_{2b} i_{1a}}{I_1 \cdot \Psi_2} \quad (9)$$

Funkce arccos potřebná k určení žádané i skutečné hodnoty úhlu φ je v řídicím mikropočítaci linearizována ve třech úsecích.

Blok označený v obr.5. MODEL MOTORU realizuje výpočet proudu a toku, které vystupují ve zpetnovazební regulaci jako skutečné veličiny. Jeho struktura odpovídá obr.2. Tento blok pracuje v souřadnicové soustavě α, β .

Uvedená struktura regulace je využívána v základní oblasti regulace momentu pro statorové frekvence od 0Hz do 75 Hz. V této oblasti pracuje pohon lokomotivy se stálým maximálním momentem. Pro statorové frekvence od 75 Hz do 150 Hz pracuje pohon v režimu odbuzování, kdy je napětí na výstupu střídace konstantní, rovné meznímu výstupnímu napětí střídace a mění se pouze frekvence statorového napětí. Tím dochází k zeslabování magnetického toku a velikost momentu je možno řídit pouze velikostí skluzu. Při rostoucí frekvenci statorového napětí v režimu odbuzování klesá hyperbolicky maximální moment motoru, což se projeví na průběhu trakční charakteristiky lokomotivy poklesem tažné síly s rostoucí rychlostí v této oblasti.

Algoritmus regulace i modulátoru byl oživován nejprve na FEL na modelu pohonu s šestipólovým asynchronním motorem s kotvou nakrátko, jehož jmenovitý výkon byl 4kW. Motor byl napájen z malého GTO strídace. Použitá regulační struktura je do určité míry podobná strukturám, které se používaly ve spojení se strídaci s proudovým vstupem a vyznačuje se menší dynamikou oproti vektorovému řízení s regulací fázoru statorového proudu v kartézských souřadnicích. Naproti tomu se jedná o řešení, které se vyznačuje dobrou stabilitou v ustálených stavech. Systém, kdy jsou do modulátoru přenášeny z regulátoru hodnoty požadované frekvence a velikosti napětí na výstupu strídace je odolný i proti ztrátě dat a to tím více, čím menší jsou dynamické změny obou veličin.

4. Význam elektronických systému pro elektrické pohony s ohledem na využití ve strojírenských oborech

Význam moderního elektronicky řízeného pohonu lze z pohledu strojního inženýra charakterizovat následujícími body:

- a) Elektronický napájecí pohon je kompaktní jednotka s velkou otevřeností z hlediska možných aplikací
- b) Zpetnovazební regulační struktury definují mechanické vlastnosti pohonné jednotky bez ohledu na typ použitého elektromotoru – možnost dosažení libovolných momentových charakteristik
- c) Kromě standardní regulace momentu, otáček a úhlového natocení může zabezpečovat regulátor pohonu regulaci technologických veličin – tlak, průtok, atp.
- d) Vysoká spolehlivost, kvalitní diagnostika, integrace vysoce účinných ochranných funkcí
- e) U některých systémů možnost uživatelského programování pracovního režimu s úzkou vazbou na technologii – zejména servopohony
- f) K používání strojním inženýrem nejsou nutné hluboké elektrotechnické znalosti, ale dobrá znalost technologie a schopnost pracovat s číslicovou technikou
- g) Zná-li strojní inženýr dobře možnosti elektronicky řízeného pohonu, využije možnosti řešení mnoha problémů v elektrické a regulační části

Literatura

[1] NOVÁK, J. - GREGORA, S. - SCHEJBAL, V.: Study of Methods for Induction Machine Torque Monitoring. Sborník: 10th International Power Electronics and Motion Control Conference – EPE-PEMC 2002, CD-ROM – T7-020, Dubrovnik 2002. ISBN953-184-047-4.

[2] GREGORA, S. – NOVÁK, J.: Prímé a nepřímé metody pro snímání časového průběhu točivého momentu asynchronního motoru. Sborník z mezinárodní konference SYMEP 2002 – Technická univerzita v Liberci, s. 144-149, Liberec 2002. ISBN 80-7083-612-1.

[3] JAVUREK, J. - RYBA, J. – NOVÁK, J.: Vektorové řízení trakčního pohonu s asynchronním motorem Sborník zXXIV. konference o elektrických pohonech, s.89-94, Plzen 1995.

[4] NOVÁK, J.: Současné trendy rozvoje elektrických pohonu napájených z polovodivových meniců. Casopis AUTOMA, roc. 2000, c. 9, s. 3-8, Praha 2000. ISSN 1210-9592.

[5] JAVUREK, J. - GERLICH, J. - RYBA, J. – NOVÁK, J.: Řízení trakčního pohonu pro lokomotivu 90E. Výzkumná zpráva FEL CVUT 62/K314/95 , Praha 1995.

[6] TPP-1 - Procesorová deska pro regulátor pomocných pohonů
Průručka uživatele – Unicontrols a.s. , Praha 1999.

[7] TMS 320F240 DSP Controllers - Firemní literatura Texas Instruments.

[8] Petrov G. N.: Elektrické stroje 2
Academia Praha 1982

Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Jaroslav Novák (*1966 v Praze) studoval na Fakultě elektrotechnické CVUT v Praze v letech 1984 až 1989 obor silnoproudá elektrotechnika, zaměření elektrické pohony a výkonová elektronika. Studium úspěšně ukončil v roce 1989 státní závěrečnou zkouškou a obhajobou diplomové práce na téma Návrh pulsního menice s RCT tyristory. Po skončení vojenské služby v roce 1990 zahájil studium v interní vědecké aspiranture na Katedře elektrických pohonu a trakce Fakulty elektrotechnické CVUT v Praze v oboru Elektrické pohony a trakce. Aspirantské studium úspěšně ukončil v roce 1992 obhajobou kandidátské dizertacní práce na téma Návrh frekvencního menice pro asynchronní motor. Od roku 1992 do současnosti pracuje jako odborný asistent na Odboru elektrotechniky Ústavu přístrojové a řídicí techniky Strojní fakulty CVUT v Praze. Ing. Jaroslav Novák, CSc. zaměřuje svou odbornou činnost zejména na oblast elektrických pohonu, výkonové elektroniky a mikroprocesorového řízení v reálném case a venuje se zejména praktickým a realizačním pracím. Po ukončení aspirantského studia spolupracoval odborně především s Fakultou elektrotechnickou CVUT v Praze. Jednalo se zejména o vývoj programového vybavení pro regulátor trakčního pohonu. V letech 1995 až 2000 spolupracoval především s firmou Elektrosystém Praha s. r. o. zejména v oblasti vývoje elektrických pohonu a řídicích systému pro průmyslové aplikace. Mezi nejvýznamnější práce v tomto období patří vývoj frekvence řízeného pohonu prestavníku výhybek pro II. železniční koridor, vývoj programového vybavení pro servopohon balící linky ve firmě PTZ Unilever, vývoj programového vybavení pro servopohon na výrobní lince posilovací řízení pro TRW Dacice, vývoj programového vybavení pro servopohon nakladací tyčí pro firmu Aluswiss Decín, vývoj programového vybavení pro dopravní linku ve firmě Kovobrasiv Mníšek, vývoj řídicího a měřicího systému pro hydraulický pohon ohýbačky trubek pro firmu Delta Kolín. V rámci odborné spolupráce s průmyslovými podniky také realizuje Ing. Jaroslav Novák, CSc. školení pro pracovníky z praxe, zejména v oblasti elektrických pohonu. Od roku 2000 se podílí na činnosti Výzkumného centra spalovacích motorů a automobilů Josefa Božka, zejména v oblasti automatizace měření a testování elektromechanických soustav. Od roku 1998 spolupracuje s Katedrou elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě Dopravní fakulty Jana Pernera Univerzity Pardubice v pedagogické i výzkumné činnosti.