



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

**ZPŮSOBY FREKVENČNÍHO ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO
MOTORU Z HLEDISKA DYNAMIKY**

AUTOREFERÁT DISERTAČNÍ PRÁCE

Liberec 2006

Ing. Jiří Kubín

ZPŮSOBY FREKVENČNÍHO ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU Z HLEDISKA DYNAMIKY

Autoreferát dizertační práce

Ing. Jiří Kubín

Studijní program: P2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: 2612V045 Technická kybernetika

Pracoviště: Katedra elektrotechniky
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií
Technická univerzita v Liberci
Hájkova 6, 461 17 Liberec

Školitel: Doc. Ing. Eva Konečná, CSc.

Rozsah dizertační práce a příloh

Počet stran: 113
Počet obrázků: 25
Počet grafů: 30
Počet tabulek: 2
Počet vzorců: 61
Počet příloh: 1

Abstrakt:

Práce se zabývá dynamickými vlastnostmi asynchronního motoru napájeného z frekvenčního měniče. První část práce je věnována teoretickému rozboru soustavy frekvenční měnič – asynchronní motor, principy skalárního a vektorového řízení a podrobnému popisu možností ovládní frekvenčního měniče.

V experimentální části práce jsou porovnány dynamické vlastnosti asynchronního motoru se skalárním a vektorovým řízením s čidlem otáček a bez čidla otáček v provozu naprázdno a při skokových změnách zatížení. Dále je analyzováno chování asynchronního motoru se speciálními typy zátěží, které se mění v závislosti na otáčkách (lineární, kvadratická a navíječková závislost $M=f(n)$) a chování asynchronního motoru při různých způsobech řízení a sinusovém tvaru zátěže. Rovněž je sledován vliv velikosti nastavení modulační frekvence na takto tvarovanou zátěž.

Závěrečná část práce se věnuje chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při reálné zátěži vyskytující se u dopravního stroje v textilním průmyslu.

V závěru jsou vyhodnoceny a porovnány výhody a nevýhody jednotlivých způsobů řízení při sledovaných zatíženích a jsou připomenuty i další faktory, které ovlivňují dynamiku chodu střídavého pohonu.

Annotation:

The work deal with properties of the asynchronous motor, which is supplied from frequency converter Masterdrive Simovert Vector Control. First part of the work is devoted to theoretic analyse of system frequency converter – asynchronous motor, the principles of scalar and vector control and are described possibilities of operation of converter Simovert.

In the experimental part of the work are compared the dynamic properties of asynchronous motor at scalar and vector control with velocity sensor and without it at idle cycle and at step change load. It is analysed behaviour of asynchronous motor at special type of load, which change in the dependence of the speed of the motor (linear, square and reeler characteristic) and behaviour of asynchronous motor at various kinds of load and at sinus form of load as well. It is observed the influence of the increase modulating frequency at thus formed load.

The finally part of the work is deal with behaviour of asynchronous motor with frequency converter at load, which is occurred at real spinner in the textile industry.

At the close are evaluated and compared advantages and disadvantages of the particular kinds of controls at observed loads and are reminded the next factors, which affect the asynchronous engine operation.

OBSAH:

Úvod:	5
1. Popis frekvenčního měniče Simovert Masterdrives	7
1.1. Způsoby parametrování měniče	8
1.1.1. Parametrování a provoz měniče pomocí programu Simovis, Drive monitor	9
1.2. Řízení frekvenčního měniče Simovert	9
1.2.1. Binární a analogové vstupy a výstupy	9
1.3. Regulační schémata měniče, funkce některých nejvýznamnějších bloků	9
1.3.1. Struktura vektorového řízení s čidlem otáček	10
2. Základní rovnice frekvenčně regulovaného pohonu s asynchronním motorem a jeho matematický model	11
2.1. Základní rovnice asynchronního stroje	11
2.1.1. Lineární transformace statorových veličin	12
2.1.2. Lineární transformace rotorových veličin	13
2.1.3. Lineární transformace napěťových rovnic	13
2.2. Základní rovnice neřízeného usměrňovače	14
2.3. Střídač	15
3. Teorie skalárního a vektorového řízení	17
3.1. Skalární řízení	17
3.1.1. Řízení rychlosti při konstantním statorovém toku	17
3.1.2. Oblast konstantního výkonu	18
3.2. Vektorové řízení	18
3.2.1. Princip vektorového řízení	18
4. Experimentální část	20
4.1. Měření naprázdno	20
4.1.1. Měření naprázdno v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A)	20
4.2. Měření při zatížení	22
4.2.1. Měření při zatížení v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A)	22
4.3. Chování pohonu při jiném než skokovém zatěžování	24
4.4. Shrnutí naměřených vlastností	24
5. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při specifickém zatěžování	24
5.1. Zatěžování se sinusovým průběhem	24
5.1.1. Vektorové řízení s čidlem otáček a sinusovou zátěží	25
5.1.2. Srovnání chování motoru při sinusovém zatěžování při různých variantách řízení	26
5.2. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatížení rozváděcím mechanismem na dopřádacím stroji	27
5.2.1. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatěžování rozváděcím mechanismem a různých variantách řízení s čidlem otáček	28
5.2.2. Vyhodnocení chování motoru s reálnými zátěžemi při různých variantách řízení	29
6. Vyhodnocení	30
7. Závěr	32
Citovaná literatura	33
Seznam vlastních prací	33

Úvod:

V regulovaných pohonech pro všeobecné použití se pro výkony jednotek až stovek kW nejčastěji využívá asynchronní motor, který je napájen frekvenčním měničem. Jak je ukázáno v této práci, s frekvenčně regulovaným střídavým pohonem je možné dosáhnout různých požadovaných vlastností.

Současná praxe je taková, že na novém frekvenčním měniči obsluha nastaví požadované otáčky popř. několik dalších parametrů. Pokud motor pracuje podle předpokladů, jeho chováním se více nezabývá, protože na to nemá čas ani podmínky. Přitom možnosti některých frekvenčních měničů jsou velmi široké a je dobré je znát, protože ve velkém rozsahu ovlivňují dynamické vlastnosti pohonu. Proto bylo téma možnosti řízení frekvenčních měničů vybráno pro tuto disertační práci. Podstatou má být získání co nejpodrobnějších informací o činnosti měniče, které budou k užítku jak výrobcí tak i uživatelí.

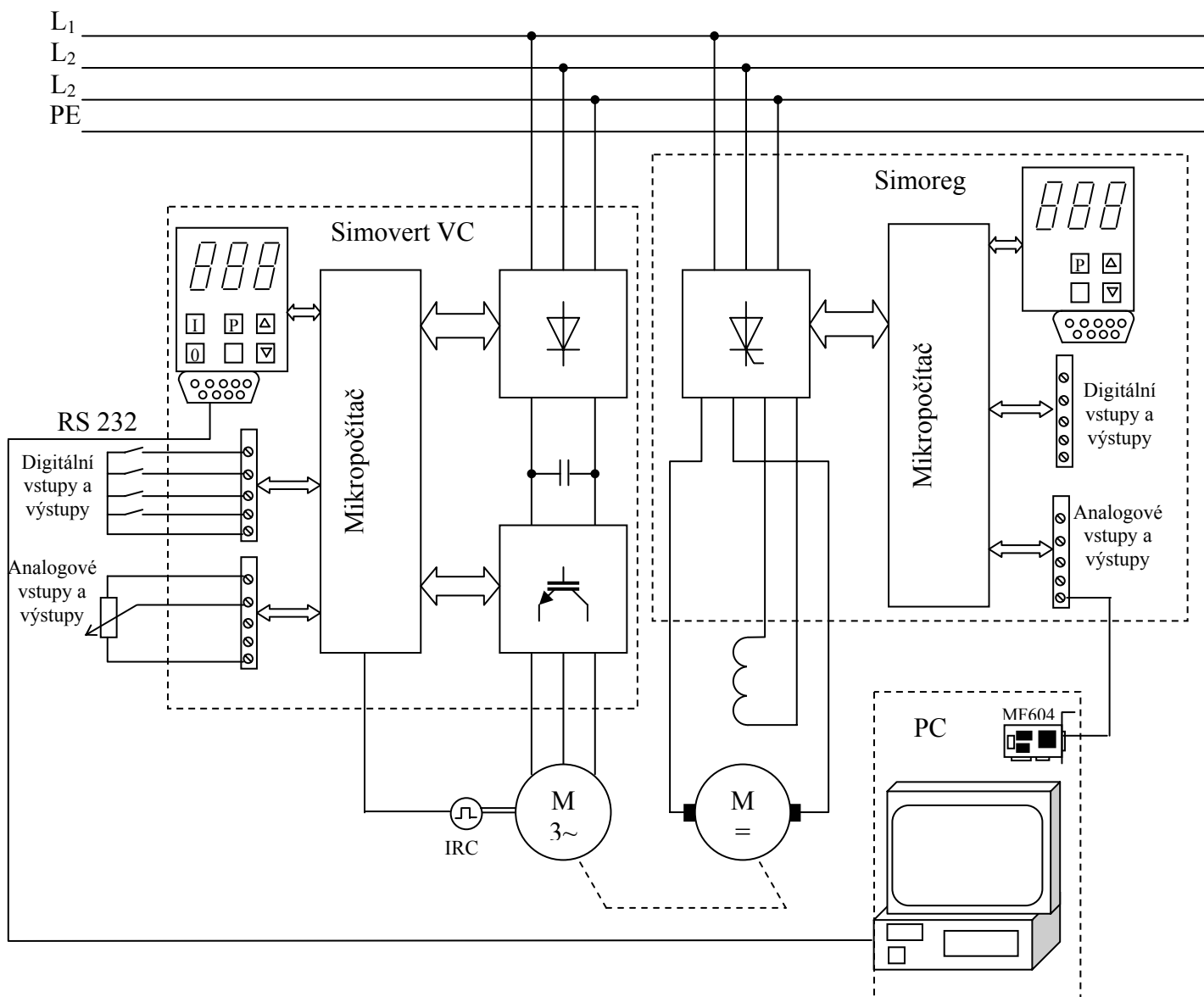
Nejdůležitější vlastností frekvenčního měniče je možnost plynulé změny otáček v každém směru od nuly do úrovně synchronních otáček, nebo i nad ně pokud je to pro použitý motor únosné. Běžně se dnes využívá jak skalárního tak vektorového řízení. Základem algoritmu vektorového řízení je to, že střídavý trojfázový statorový proud se uvažuje jako prostorový vektor a je tak možné regulovat nejenom jeho velikost, ale i fázi. Výhodou takového řízení je rychlost změny otáček, která je omezena maximálním proudem výkonových prvků frekvenčního měniče, což umožňuje dosáhnout značné dynamiky pohonu. Je-li ale třeba měnit otáčky regulovaně s ohledem na omezení daná poháněným mechanismem, je možné jejich nárůst přesně specifikovat. Frekvenční měnič také umožňuje udržovat otáčky na konstantní hladině bez ohledu na zatížení motoru, až do úrovně dané nastaveným proudovým omezením ať už je nebo není k dispozici otáčkové čidlo. Další možnosti řízení asynchronního motoru je pomocí proudového regulátoru v měniči udržovat na hřídeli konstantní moment při různé hodnotě požadovaných otáček.

Změnou nastavení konstant proudového nebo otáčkového regulátoru v regulačních smyčkách řídicí struktury měniče je možné ovlivnit dynamiku asynchronního motoru. Proto je rovněž zjišťován jejich vliv na kvalitu a dynamiku regulace při požadavku na udržení konstantních otáček nebo konstantního momentu.

Frekvenční měnič pracuje také jako diagnostický prvek, neboť sleduje proud v motoru, výkon, který motor odebírá nebo dodává, pracuje-li jako brzda. Při použití tepelného čidla měnič sleduje a vyhodnocuje teplotu motoru a v případě ohrožení motoru ho vypíná. V neposlední řadě při připojení frekvenčního měniče k nadřazenému systému je možné jeho chování řídit opakovaně podle předem zadaného algoritmu.

V laboratořích KEL je k dispozici pohon skládající se z hnacího asynchronního motoru a frekvenčního měniče Simovert, který umožňuje provoz asynchronního motoru ve čtyřech kvadrantech při skalárním a vektorovém řízení (obr.1). Podrobný popis měniče společně s matematickým popisem asynchronního motoru je uveden v kap. 1, kde jsou popsány možnosti ovládání hnacího asynchronního motoru pomocí jednoduchého ovládacího panelu a digitálních a analogových vstupů a výstupů. Řídicí jednotky měniče lze obsluhovat osobním počítačem přes standardní komunikační rozhraní, sběrnici RS – 232, pomocí programu Simovis resp. Drivemonitor a dají se ovlivňovat změnou velkého počtu parametrů (asi 2000). Přesto se dosáhlo určitých výsledků, které napomohly k osvojení ovládání měničů.

Zátěží je na společném hřídeli stejnosměrný motor napájený reverzačním řízeným usměrňovačem Simoreg, kterým lze nastavit různé typy zatížení ať už konstantního nebo proměnného charakteru. Oba motory jsou spojeny spojkou a momentovým čidlem. V tomto zapojení může být soustrojí provozováno ve všech čtyřech kvadrantech jako střídavý nebo stejnosměrný pohon.



Obr. 1 Blokové schéma pohonu v laboratoři KEL

Cíle disertační práce

Cílem této práce je prohloubit znalosti o chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem na konkrétním pohonu v laboratoři KEL při různých typech řízení s proměnnou zátěží a najít mezní hranice jeho provozu především z hlediska dynamických jevů, které mohou nastat v reálném provozu. Zjištěné poznatky pak bude možné uplatnit v praxi pro řízení skutečných komplikovaných zátěží v průmyslu.

První tři kapitoly jsou věnovány teoretickému popisu asynchronního motoru s frekvenčním měničem a ukazují základní možnosti ovládání frekvenčního měniče. Závěrečné dvě kapitoly popisují vlastní experimenty a skutečné chování pohonu v různých variantách nastavení vnitřní struktury měniče frekvence. Byly prováděny také experimenty s proměnnou zátěží, vyskytující se u reálných zátěží v textilním průmyslu (rozdávací mechanismus doprůdácího stroje). Na základě provedených experimentů pak byly posuzovány výhody a nevýhody jednotlivých nastavení parametrů i vnitřního zapojení měniče

včetně vlivu těchto uspořádání na dynamiku asynchronního motoru, tj. na rychlost rozběhu, vliv změny zátěžného momentu, stabilitu pohonu atd.

Stejnoseměrný motor je výkonově silnější, zatěžuje, případně i brzdí asynchronní motor, je napájen plně řízeným usměrňovačem Simoreg. Ten je možné ovládat pomocí PC přes sériovou linku RS – 232 nebo pomocí analogových a digitálních vstupů a výstupů. Pro realizaci zátěžného momentu s proměnlivým průběhem byla využívána multifunkční karta Humusoft MF 604, která je součástí počítače v laboratoři. Pomocí této karty je možné snímat některé elektrické nebo mechanické veličiny asynchronního motoru, vhodným programem je zpracovat a na základě získaných hodnot pomocí analogového vstupu Simoregu ovlivňovat např. požadovaný zátěžný moment. Karta umožňuje zatěžovat asynchronní motor v závislosti na čase, nebo v závislosti na otáčkách stroje. Otáčky stroje jsou získávány z inkrementálního čidla, jeho signál je zaveden do jednotky Simovert. Hlavním cílem doktorské práce bylo prověřit vlastnosti asynchronního motoru napájeného frekvenčním měničem při různých způsobech řízení a zatěžování.

Práce obsahuje průběhy vstupních elektrických a výstupních mechanických veličin asynchronního motoru při provozu s čidlem otáček a bez čidla otáček:

- skokovém nárůstu otáček z klidu do jmenovitých otáček při chodu naprázdno,
- skokovém zatížení v různých režimech řízení,
- realizaci zatěžování motoru v závislosti na čase $M=f(t)$,
- realizaci zatěžování motoru v závislosti na čase $M=f(n)$.

Kapitola 5 posuzuje reakce motoru při specifickém zatěžování pro dva průběhy zátěžného momentu. První z nich je sinusový a sleduje se změna odezvy motoru při čtyřech různých frekvencích. I toto měření bylo provedeno pro skalární i vektorové řízení s čidlem i bez čidla otáček, aby bylo možné vyhodnotit výhody a nevýhody jednotlivých typů řízení. Pro druhý způsob specifického zatěžování byla převzata data naměřená na reálné průmyslové aplikaci v textilním průmyslu. Protože průběh momentu při druhém způsobu zatěžování nabývá kladných i záporných hodnot, je možné ukázat vlastnosti motoru při změně znaménka zátěžného momentu. Tato měření měla ukázat, jestli je možné použít laboratorní pohon při návrhu reálného zařízení, u kterého je předem znám zátěžný moment na hřídeli. Pokud se moment dynamicky mění, ověřit, zda motor stačí reagovat na změnu zátěžného momentu.

Každé měření je podrobně vyhodnoceno a na základě získaných průběhů jsou uvedeny důvody, které se snaží vysvětlit chování asynchronního motoru při konkrétním způsobu zatěžování. Práce obsahuje některá doporučení pro nastavování měniče, jejichž dodržení může zajistit spolehlivý provoz a správně naměřené hodnoty na měniči.

V závěru práce jsou uvedeny výhody a nevýhody používání frekvenčního měniče Simovert VC. Vyhodnocení chování při jednotlivých provozních stavech motoru je přehledně uvedeno v tabulce, která pro všechna měření s ohledem na dynamické vlastnosti a provozní spolehlivost stanovuje optimální variantu řízení.

1. Popis frekvenčního měniče Simovert Masterdrives

Řada měničů Simovert Masterdrives patří mezi frekvenční měniče s napěťovým meziobvodem a vyrábí se ve dvou základních provedeních, v kompaktním a vestavném. Frekvenční měniče zaujímají v kompaktním provedení výkonové spektrum od 2,2 kW do 37 kW a ve vestavném provedení od 37 kW do 400 kW. Tím se tato řada měničů počítá mezi systémy s velmi širokým výkonovým spektrem. Katedra KEL disponuje jedním z výkonově menších měničů, pro napájení motorů se jmenovitým proudem do 6,1 A, napájecí napětí 3 AC 380 až 480V a s označením 6SE7016-1EA61.

Po připojení vstupních svorek měniče Simovert Masterdrives na napětí se toto napětí usměrnění v třífázovém můstku a přes přednabíjecí obvody se stejnosměrné napětí přivede na kondenzátor v napěťovém meziobvodu. Střídač ze stejnosměrného napětí vytvoří metodou pulzně šířkové modulace (PMW) třífázový systém střídavého napětí s frekvencí v rozsahu od 0 Hz do 600 Hz.

Řízení měniče je provedeno interní řídicí a regulační elektronikou, funkce měniče jsou realizovány prostřednictvím softwaru měniče. Měnič je možné ovládat pomocí

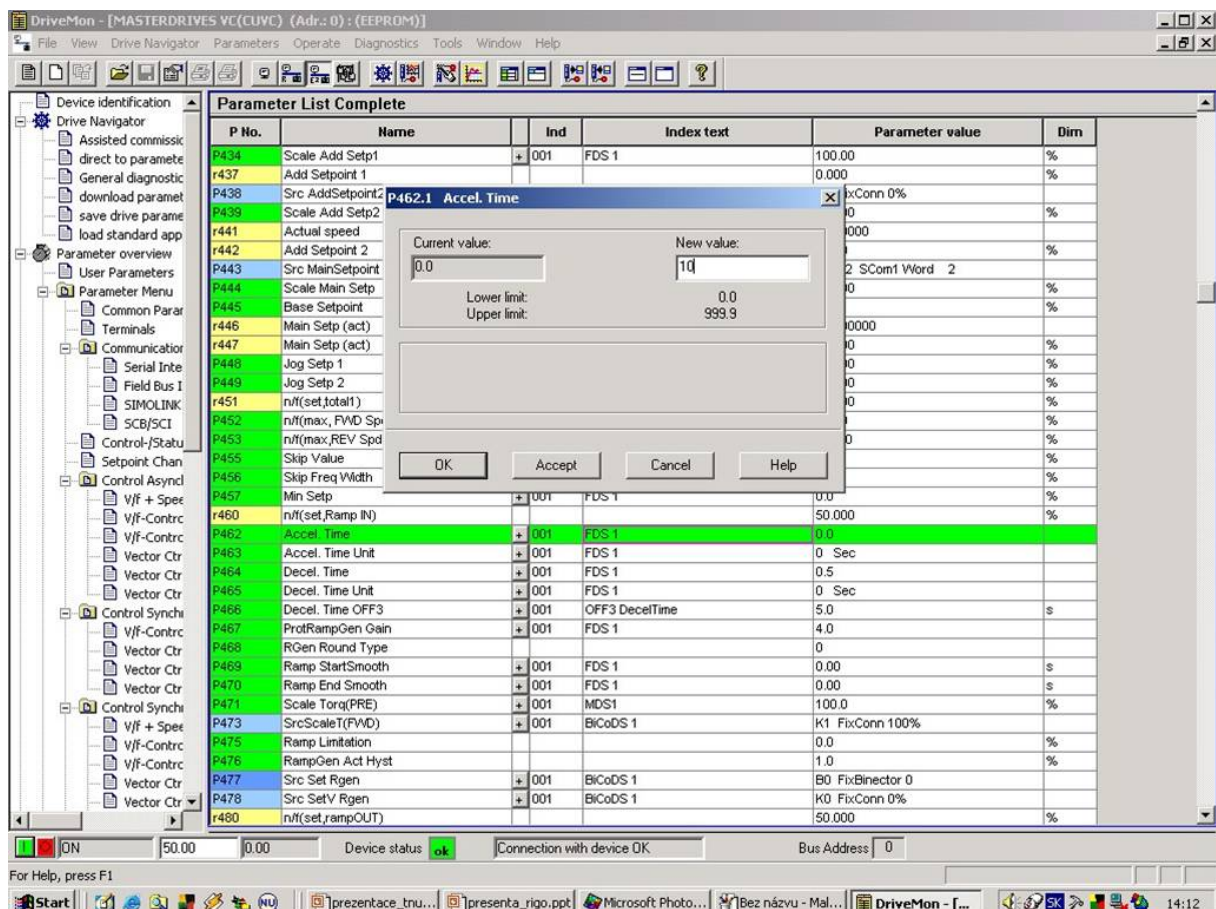
- standardního ovládacího panelu PMU,
- komfortního ovládacího panelu, OPS1
- řídicích svorkovnic,
- seriového rozhraní,
- po sběrnici prostřednictvím komunikační jednotky.

Jako čidla otáček je možné použít téměř všechny druhy impulsních čidel otáček nebo analogových tachodynam.

1.1. Způsoby parametrování měniče

Přizpůsobení chování měniče konkrétní aplikaci se provádí prostřednictvím parametrů. Každý parametr je jednoznačně určen a označen svým číslem a názvem.

Zadávání hodnot parametrů je možné provádět prostřednictvím vestavěného jednoduchého ovládacího panelu PMU umístěného na čelním panelu měniče nebo pomocí komfortního ovládacího panelu OPS1 případně pomocí počítače a programu Simovis/Drive monitor.



Obr. 1.4 Okno programu Drivemonitor

1.1.1. Parametrování a provoz měniče pomocí programu Simovis, Drive monitor

Nejjednodušším způsobem parametrování je pomocí kompletního seznamu všech parametrů, ve kterém si uživatel vyhledá parametr, který chce změnit.

Protože je však monitorovacích a nastavovacích parametrů velké množství (řádově tisíce), mají programy tendenci zjednodušit procházení mezi nimi pomocí předdefinovaných skupin parametrů. Tyto skupiny parametrů se pak týkají vždy jedné oblasti (např. nastavení regulátoru otáček, nastavení žádané hodnoty atd.). Tyto skupiny parametrů najdeme v menu *parametr*. Některé skupiny parametrů se ještě dělí do Podmenu a týkají se různých funkcí měniče, jako např. parametry pro tzv. rychlé parametrování, parametry pro nastavení pohonu, parametry pro nastavení silové části měniče atd.

1.2. Řízení frekvenčního měniče Simovert

Řízením měniče Simovert se rozumí, jakými prostředky lze ovlivňovat a sledovat chod již naparametrovaného měniče. Mezi základní patří analogové a digitální vstupy a výstupy, které jsou součástí vybavení jednotky Simovert. Dále je možné jednotku řídit přes připojený osobní počítač, nebo pomocí nadřazeného řídicího systému, které je nutno k měniči připojit přes některé standardizované rozhraní.

1.2.1. Binární a analogové vstupy a výstupy

Všechny veličiny a signály v měniči Simovert jsou reprezentovány číslicovými signály buď ve formátu boolean (binární signály) nebo word (případně double - word), což jsou signály, které mohou nabývat různých hodnot v předem definovaném intervalu. Chod měniče Simovert lze ovlivnit změnou úrovní digitálních signálů pomocí digitálních vstupů a nastavováním některých úrovní pomocí vstupů analogových. Pro sledování chodu měniče slouží digitální a analogové výstupy, které dávají informace o tom, jestli byla dosažena určitá hodnota, nebo je možné sledovat aktuální úroveň téměř libovolného signálu uvnitř měniče.

Měnič Simovert je ve standardním provedení vybaven dvěma svorkovnicovými lištami s binárními a analogovými vstupy a výstupy. Na řídicí svorce X101 se nacházejí 3 binární vstupy a 4 binární výstupy, které zároveň mohou sloužit i jako vstupy. Jestli bude příslušný kontakt sloužit jako binární vstup nebo výstup se určí příslušným parametrem při uvádění měniče do provozu. Na řídicí svorce X102 se nacházejí 2 analogové vstupy s rozlišením 11 bitů plus znaménko a mohou být buď proudové, nebo napěťové s napájecím napětím $\pm 10V$. 2 analogové výstupy umístěné na stejné řídicí svorce mají rozlišení 10 bitů a znaménko. Mohou být využitelné buď jako proudové nebo jako napěťové s výstupním napětím $\pm 10V$.

1.3. Regulační schémata měniče, funkce některých nejvýznamnějších bloků

Řídicí strukturu lze realizovat různými způsoby. Frekvenční měnič obsahuje 6 základních řídicích struktur:

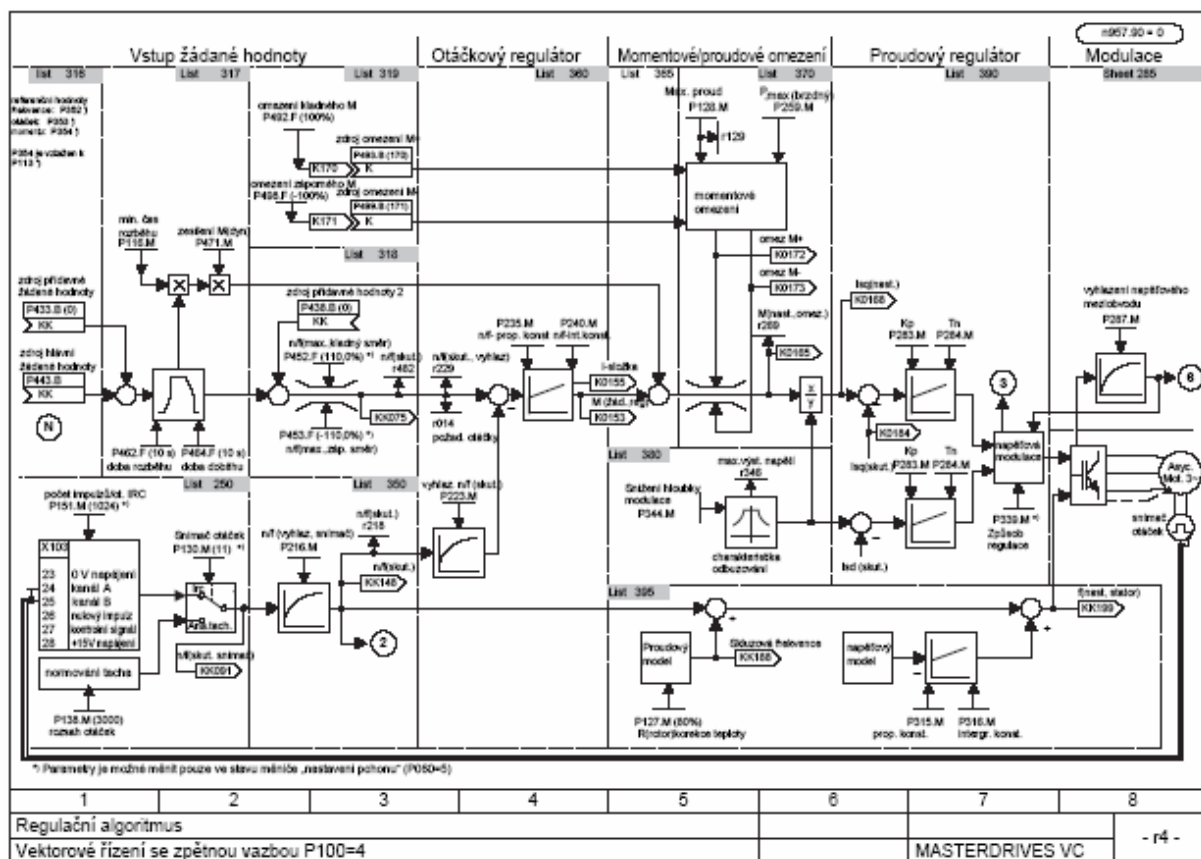
- skalární řízení s čidlem otáček,
- skalární řízení bez čidla otáček,
- skalární řízení pro textilní aplikace,
- vektorové řízení s čidlem otáček,
- vektorové řízení bez čidla otáček,
- řízení na konstantní moment. (nebylo využíváno).

Ve schématech jsou znázorněny pouze nejdůležitější bloky, které mají zásadní vliv na řízení. Pokud je potřeba, např. z důvodu vylepšení regulačního procesu, nastudovat některou část schématu podrobněji, je možné si patřičný úsek vyhledat v Compendiu podle čísla listu, které je uvedeno v horní části schématu.

1.3.1. Struktura vektorového řízení s čidlem otáček

Regulační schéma řídicí struktury vektorového řízení s čidlem otáček (obr.1.3.1) je rozděleno do několika částí a sice vstup žádané hodnoty, otáčkový regulátor, proudové a momentové omezení, proudový regulátor a řídicí jednotka.

Hlavní žádaná hodnota otáček se sčítá s pomocnou žádanou hodnotou a výsledný signál vstupuje do rozběhové a doběhové rampy. Zde se generuje rychlost náběhu otáček a průběh zrychlení. Velikost požadované hodnoty na výstupu z bloku rampy prochází omezením.



Obr.1.3.1 Regulační schéma vektorového řízení s čidlem otáček

Od žádané hodnoty otáček se odečítají skutečné otáčky a takto získaná odchylka vstupuje do otáčkového regulátoru. Výstupem otáčkového regulátoru je signál úměrný požadovanému momentu. Z něho se vydělením magnetického toku získá požadovaná momentotvorná složka proudu I_{sq} . Od získané momentotvorné složky proudu se odečítá skutečná momentotvorná složka. Odchylka žádané a skutečné momentotvorné složky proudu jde do regulátoru momentotvorné složky proudu. Tokotvorná složka proudu se odvozuje od hodnoty požadovaného magnetického toku a z ní se ve výpočtovém bloku získává hodnota tokotvorné složky proudu, od které se odečítá skutečná tokotvorná složka proudu a jejich rozdíl je vstupem do regulátoru tokotvorné složky proudu. Výstupní veličiny z regulátorů

momentotvorné a tokotvorných složek proudu jsou transformovány z kartezských do polárních souřadnic, čímž se získá požadovaná velikost fázoru proudu a jeho úhel vzhledem k souřadnému systému, který je spojen se státorem. Signál s požadovanou velikostí proudu vstupuje do výpočetního bloku, který stanovuje hloubku modulace napětí. Ta potom s úhlem a s hodnotou žádané statorové frekvence vstupuje do řídicí jednotky, která určuje sled zapalovacích impulsů pro spínací prvky.

Regulační schéma vektorového řízení je velmi složité a umožňuje větší kontrolu nad chováním motoru. Téměř znemožňuje přetížení motoru i výkonových prvků měniče.

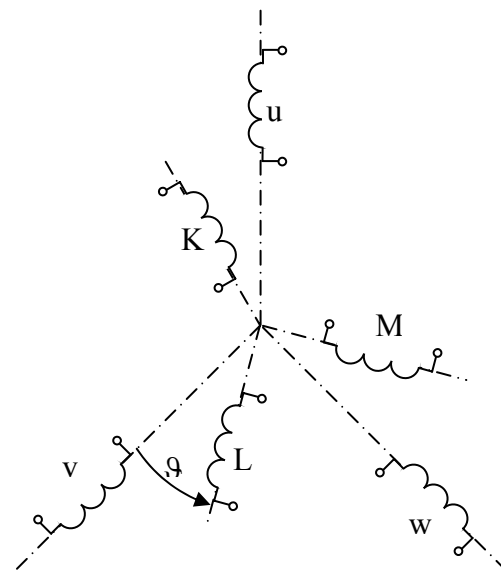
2. Základní rovnice frekvenčně regulovaného pohonu s asynchronním motorem a jeho matematický model

Experimentální elektrický pohon se skládá z hnacího asynchronního motoru, frekvenčního měniče Simovert Masterdrives Vektor Control, zátěžného stejnosměrného motoru a řízeného usměrňovače.

Výkonovou část frekvenčního měniče tvoří usměrňovač, stejnosměrný meziobvod a střídač. V této kapitole jsou popsány základní tři části pohonu matematicky.

2.1. Základní rovnice asynchronního stroje

Regulace všech moderních střídavých pohonů je založena na matematickém aparátě nazvaném „Teorie obecného stroje“. Při odvození základních rovnic je uvažován stroj, který má tři souměrná vinutí K, L, M na rotoru a tři souměrná vinutí u, v, w na statoru, obr.2.1.



Obr. 2.1 Popis statorových a rotorových vinutí asynchronního motoru

Základem pro odvození rovnic asynchronního motoru jsou napěťové rovnice, jejichž počet je dán počtem vinutí stroje a jsou určeny indukčním Faradayovým zákonem

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k}{dt} \quad (k=u, v, w, K, L, M) \quad (2.1)$$

kteřý udává vazby mezi třemi základními proměnnými vinutí a sice napětím u_k , proudem i_k , a spráženým magnetickým tokem Ψ_k . Vinutí jsou souměrná, pro odpory statorových a rotorových vinutí platí:

$$R_u = R_v = R_w = R_1 \quad (2.2)$$

$$R_K = R_L = R_M = R_2 \quad (2.3)$$

Sprážené magnetické toky jednotlivých vinutí jsou dány magnetickými toky vytvořenými proudem uvažovaného vinutí a proudy vinutí, která s ním mají magnetickou vazbu. Obecně tedy můžeme pro lineární obvody psát rovnici pro sprážený tok:

$$\Psi_j = \sum_k \Psi_{jk} = \sum_k L_{kk} i_k, \quad (2.4)$$

kde L_{kk} (L_{jj}) jsou vlastní indukčnosti j – tého (k – tého) vinutí,

$L_{jk} = L_{kj}$ jsou vzájemné indukčnosti vinutí j a vinutí k .

Pokud rovnice dosadíme do matice soustavy rovnic sprážených magnetických toků (2.5), dostaneme rovnice s periodickými časově závislými činiteli:

$$\begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \\ \Psi_K \\ \Psi_L \\ \Psi_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & -M_1 & -M_1 & M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\vartheta\right) \\ -M_1 & L_1 & -M_1 & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\vartheta\right) \\ -M_1 & -M_1 & L_1 & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos \vartheta \\ M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\vartheta\right) & L_2 & -M_2 & -M_2 \\ M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\vartheta\right) & -M_2 & L_2 & -M_2 \\ M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\vartheta\right) & M \cos \vartheta & -M_2 & -M_2 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \\ i_K \\ i_L \\ i_M \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.1.1. Lineární transformace statorových veličin

Ke zjednodušení základních rovnic popisujících asynchronní motor se používá pro odstranění periodických koeficientů lineární transformace $d, q, 0$ (Parkova transformace). Označíme-li původní proměnné veličiny fází u, v, w statoru obecně x_u, x_v, x_w a nové transformované veličiny statoru x_d, x_q, x_0 platí

$$x_d = k_d \left(x_u \cos \vartheta_k + x_v \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + x_w \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \quad (2.6)$$

$$x_q = -k_q \left(x_u \cos \vartheta_k + x_v \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + x_w \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \quad (2.7)$$

$$x_0 = k_0 (x_u + x_v + x_w) \quad (2.8)$$

Úhel ϑ_k je obecný a odpovídá obecné (libovolně zvolené) rychlosti ω_k transformačních souřadných os d, q podle vztahu:

$$\vartheta_k = \int_0^t \omega_k dt + \vartheta_{0k} \quad (2.9)$$

Protože determinant soustavy rovnic 2.14 až 2.16 je nenulový, je tato transformace jednoznačná při $k_d, k_q, k_0 \neq 0$

$$\begin{bmatrix} k_d \cos \vartheta_k & k_d \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) & k_d \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -k_d \cos \vartheta_k & -k_q \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) & -k_q \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} = k_d k_q k_0 \frac{3\sqrt{3}}{2} \quad (2.10)$$

Transformační činitele k_d , k_q , k_0 lze volit libovolně mimo nulové hodnoty. Je možné je volit různě i pro transformaci napětí, proudů a magnetických toků. V dalším textu jsou transformační činitele voleni stejně pro napětí, proudy a magnetické toky.

Ke zpětné transformaci je třeba vynásobit rovnici 2.6 výrazem $(\cos \vartheta_k)/k_d$ a sečíst s rovnicí 2.7, předtím násobenou výrazem $-(\sin \vartheta_k)/k_q$. (2.11)

2.1.2. Lineární transformace rotorových veličin

Transformace lineárních veličin závisí na volbě úhlu ϑ_k ve vztazích pro lineární transformaci statorových veličin. Vztahy pro transformaci rotorových veličin se odvozují ze vztahu pro spřažené magnetické toky, transformované na veličiny d , q , 0 .

Po transformaci rotorových veličin se spřažené rotorové toky zjednoduší na tvar:

$$\Psi_d = L_{11}i_d + L_{12}i_D \quad (2.12)$$

$$\Psi_q = L_{11}i_q + L_{12}i_Q \quad (2.13)$$

$$\Psi_o = L_o i_o \quad (2.14)$$

$$\text{kde} \quad L_{11} = L_1 + M, \quad L_{12} = \frac{3}{2}M, \quad L_o = L_1 - 2M_1 \quad (2.15)$$

Lineární transformací statorových a rotorových veličin na spřažené magnetické toky rotoru je:

$$\Psi_D = L_{22}i_D + L_{21}i_d \quad (2.16)$$

$$\Psi_Q = L_{22}i_Q + L_{21}i_q \quad (2.17)$$

$$\Psi_o = L_o i_o \quad (2.18)$$

$$\text{kde} \quad L_{22} = L_2 + M_2 \quad (2.19)$$

$$L_o = L_2 - 2M_2 \quad (2.20)$$

$$L_{21} = L_{12} = \frac{3}{2}M \quad (2.21)$$

2.1.3. Lineární transformace napěťových rovnic

Použitím transformace d , q , 0 , definované rovnicemi (2.6) – (2.8) lze odvodit transformované napěťové rovnice asynchronního stroje.

Rovnice pro transformovaná statorová napětí pak vypadají takto:

$$u_d = R_1 i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_k \Psi_q \quad (2.22)$$

$$u_q = R_1 i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_k \Psi_d \quad (2.23)$$

$$u_o = R_1 i_o + \frac{d\Psi_o}{dt} \quad (2.24)$$

Stejným způsobem by se postupovalo pro odvození lineární transformace napěťových rovnic rotoru:

$$u_D = R_2 i_D - (\omega_k - \omega) \Psi_Q + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (2.25)$$

$$u_Q = R_2 i_Q + (\omega_k - \omega) \Psi_D + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (2.26)$$

$$u_0 = R_2 i_0 + \frac{d\Psi_0}{dt} \quad (2.27)$$

Tím bylo získáno šest transformovaných napěťových rovnic (2.22) až (2.27) a šest transformovaných rovnic pro spřažené magnetické toky (2.12) až (2.14) a (2.16) až (2.18). Soustava rovnic je při šesti známých svorkových napětích a zvolené rychlosti ω_k soustavou, ve které je třináct neznámých a sice šest proudů, šest spřažených magnetických toků a úhlová rychlost ω . Tato soustava rovnic je úplná jen při zadané např. konstantní rychlosti. V obecném případě proměnné rychlosti se musí soustava rovnic doplnit ještě pohybovou rovnicí a rovnicí vnitřního momentu stroje, kterou je možné odvodit v následujících tvarech:

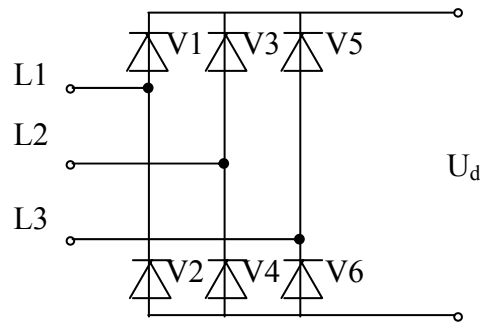
$$m_1 = -pL_{12}(i_d i_Q - i_q i_D) \quad (2.28)$$

$$m_1 = -pL_{12}(i_q i_D - i_d i_Q) \quad (2.29)$$

Doplněním rovnice pro moment k soustavě rovnic s napětími a spřaženými magnetickými toky je soustava rovnic úplná a může popsat libovolný provozní stav asynchronního motoru.

2.2. Základní rovnice neřízeného usměrňovače

Stejnosemné napětí v meziobvodu získává jednotka Simovert z neřízeného trojfázového můstkového šestipulzního usměrňovače, obr. 2.2.1.

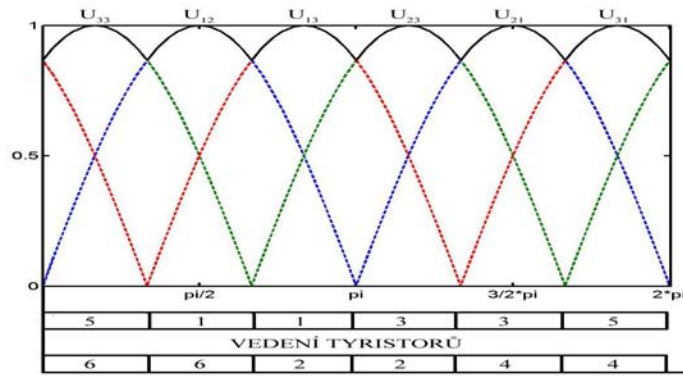


Obr. 2.2.1 Třífázový můstkový šestipulzní usměrňovač

Usměrňovač je napájen přímo z napájecí sítě sdruženým napětím a pokud není na jeho výstup zapojen kondenzátor, je na výstupních svorkách mírně zvlněné stejnosměrné napětí. Které diody se podílejí současně na vedení proudu, záleží na okamžitých poměrech v síti. V horní řadě vede vždy proud ta z diod, na jejíž katodě je kladný potenciál největší. Na zbývajících diodách bude závěrné napětí rovné sdruženému napětí příslušné fáze a fáze diody, která vede. V dolní řadě diod bude ve vedení dioda, jejíž potenciál katody je nejnižší. Na zbývajících dvou diodách je potom závěrné napětí rovné sdruženému napětí příslušné fáze a fázi diody, která vede proud, obr.2.2.2.

Střední hodnotu usměrňovaného napětí je možné odvodit následovně:

$$U_{d(AV)} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3}\sqrt{2}U \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_s \quad (2.2.1)$$



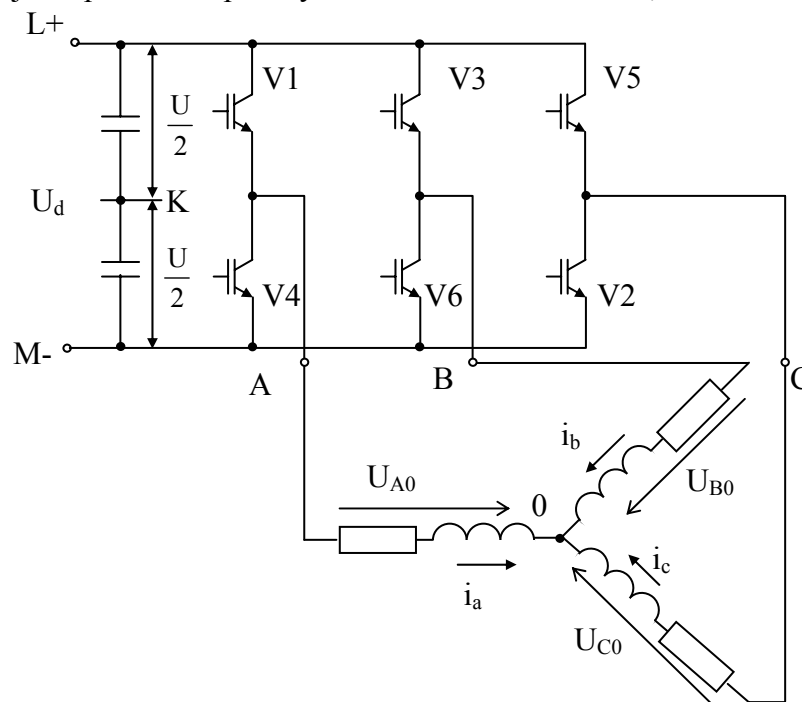
Obr. 2.2.2 Usměrněné napětí třífázového neřízeného můstkového usměrňovače

kde U je efektivní hodnota fázového napětí a U_s je efektivní hodnota sdruženého napětí. Pokud je na výstupu usměrňovače ohmická zátěž, pro výstupní proud usměrňovače platí:

$$I_{d(AV)} = \frac{U_{d(AV)}}{R} \quad (2.2.2)$$

2.3. Střídač

Střídače slouží ve frekvenčních měničích k přeměně stejnosměrného napětí meziobvodu na střídavé napájecí asynchronní motor. Typů střídačů existuje celá řada. Ve frekvenčních měničích se nejvíce používá napěťový střídač s vlastní komutací, obr. 2.3.1.



Obr 2.3.1 Třífázový střídač napájecí třífázový motor

Šířkově pulzní řízení

Nejčastějšími způsoby řízení výstupního napětí střídače jsou:

- amplitudové řízení, u něhož je výstupní napětí střídače přímo úměrné vstupnímu stejnosměrnému napětí,
- šířkové řízení, u kterého se efektivní hodnota výstupního napětí mění změnou doby vedení spínacích prvků
- šířkově – pulzní řízení, které se realizuje střídavým zapínáním a vypínáním napětí zdroje pomocí měniče na zátěž vícekrát za dobu výstupní periody napětí.

Konkrétní způsoby modulace se liší podle požadavku na průběh výstupního napětí. V ideálním případě by měl být průběh výstupního napětí sinusový. Je však vždy deformován nežádoucími harmonickými, jejichž velikost a složení je třeba sledovat v souvislosti s oteplením motoru a se vznikem pulzačních momentů a hluku.

3. Teorie skalárního a vektorového řízení

Frekvenční měnič Simovert umožňuje provoz pohonu ve třech základních režimech:

- skalární řízení,
- vektorové řízení,
- přímé řízení momentu.

Dále jsou uvedeny principy a charakteristiky skalárního a vektorového řízení obecně a uvedeny možnosti řešení řídicích obvodů, které z těchto základních vztahů vycházejí.

3.1. Skalární řízení

Skalární řízení umožňuje jednoduchým způsobem řídit otáčky elektrických pohonů s asynchronním motorem. Při skalárním řízení jsou všechny proměnné veličiny považovány za skalární. V optimálních podmínkách je zajišťován chod pouze v ustáleném stavu, což neumožňuje dosáhnout špičkových dynamických parametrů.

Pro regulaci rychlosti změnou statorového kmitočtu rozeznáváme dva základní způsoby řízení:

- při konstantním statorovém toku Ψ_1 ,
- při konstantním statorovém napětí U_1 .

Oba typy řízení mají vliv na vlastnosti motoru a rozdělují jeho pracovní oblast na dvě části a sice na oblast stálého momentu a oblast stálého výkonu.

3.1.1. Řízení rychlosti při konstantním statorovém toku

Provozovat asynchronní motor při stálém statorovém toku je možné při frekvencích od nuly do jmenovité ($0 < f < f_n$). V této oblasti lze také udržovat konstantní proud ($I_1 = \text{konst}$) a tím i moment motoru. Pokud máme dodržet podmínku konstantního statorového toku, je potřeba se řídit lineární závislostí mezi statorovým napětím a statorovým kmitočtem.

Pro oblast řízení s konstantním momentem a konstantním magnetickým tokem vycházíme pro obvod statoru z rovnice (2.1), platnou pro jednu fázi statorového vinutí.

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\widehat{\Psi}_1}{dt}, \quad (3.1.3)$$

kde: $\widehat{\Psi}_1 = |\Psi_1| e^{j\omega t}$ a $\omega = 2\pi f_1$.

Pokud je provedena derivace toku v rovnici (3.1.3) podle času, je:

$$u_1 = R_1 i_1 + k f_1 \Psi_1 \quad (3.1.4)$$

kde k - numerická konstanta vzniklá při derivování.

Zanedbáním statorového odporu a dodržením podmínky konstantního statorového toku $\Psi = \text{konst.}$, je závislost $U_1 = f(f_1)$ ve tvaru:

$$U_1 = k \Psi f_1 \Rightarrow \Psi = k \frac{U_1}{f_1} = \text{konst} \Rightarrow \frac{U_1}{f_1} = \text{konst} \quad (3.1.5)$$

Pokud požadujeme, aby magnetický tok motoru ψ byl v této oblasti konstantní, musí být napětí U_1 upravováno podle frekvence f_1 . Jedná se o tzv. frekvenčně napěťové řízení (řízení typu U_1/f_1).

Při zanedbání statorového odporu R_1 platí i další charakteristické závislosti mezi jednotlivými veličinami asynchronního motoru:

$$U_1 = \frac{d\widehat{\Psi}}{dt} \approx \Psi f_1 \quad (3.1.6)$$

$$M = \Psi I_1 = \text{konst} \quad (3.1.7)$$

$$P = M \cdot \omega \approx M f_1 \Rightarrow P \approx f_1 \quad (3.1.8)$$

Se snižující se napájecí frekvencí již výše uvedené vztahy přestávají platit. Hodnota R_1 se přibližuje $\omega_1 \cdot L_{1\sigma}$, úbytek na odporu statoru v rovnici 3.1.4 nelze vůči úbytku na rozptylové reaktanci zanedbat a musí být kompenzován, tzn. napětí musí klesat pomaleji, než odpovídá poklesu kmitočtu. Při této kompenzaci i při nízkých otáčkách bude asynchronní motor pracovat s konstantním magnetickým tokem.

3.1.2. Oblast konstantního výkonu

Asynchronní motor se nachází v této oblasti, pokud je napájen napětím s frekvencí vyšší než je frekvence jmenovitá ($f > f_n$). Pokud bychom chtěli dodržet vztahy uvedené v kap.3.1.1, muselo by se s frekvencí zvyšovat i napětí nad jmenovitou hodnotu U_n . Protože většina motorů nemá dostatečnou napěťovou rezervu, lze motor provozovat maximálně při jmenovitém napětí, které pak i přes zvyšující se frekvenci zůstává konstantní ($U_1 = \text{konst}$). Důsledkem toho je pokles magnetického toku a s ním i momentu. Protože předpokládáme $U = \text{konst}$ a $I = \text{konst}$, konstantní zůstává pouze výkon, moment motoru se se změnou statorové frekvence mění, jak vyplývá z následujících rovnic:

$$P \approx U \cdot I = \text{konst.} \quad (3.1.9)$$

$$U_1 = k \Psi_1 f_1 \Rightarrow \Psi_1 = k \cdot \frac{1}{f_1} \quad (3.1.10)$$

$$M = \Psi_1 I_1 \Rightarrow M \approx \frac{1}{f_1} \quad (3.1.11)$$

$$P = M \cdot \Omega = M \cdot 2\pi f = k_1 M (f_1 - f_2) = \text{konst} \quad (3.1.12)$$

$$f_2 \approx \frac{I}{\Psi} \approx \frac{I}{\Psi} f_1 \approx f_1 \quad (3.1.13)$$

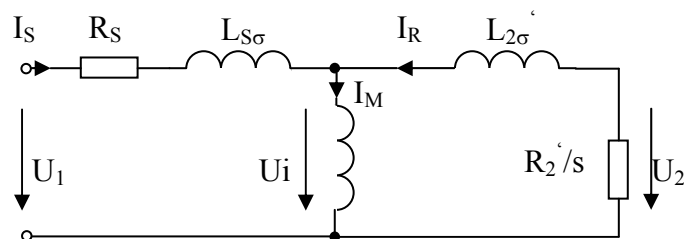
Výše uvedeným zjednodušením je možné asynchronní motor se skalárním řízením přirovnat ke stejnosměrnému motoru s cizím buzením (obr. 3.1.1).

3.2. Vektorové řízení

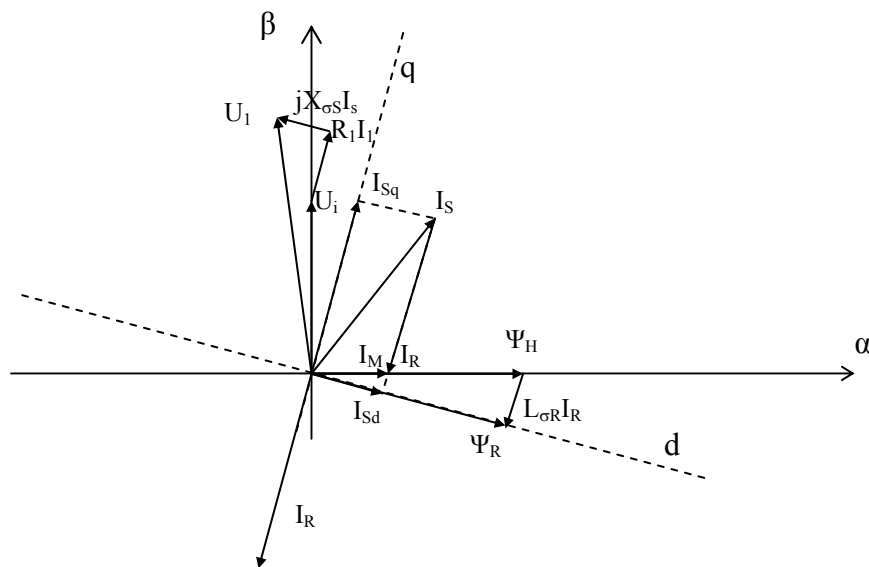
Řídící struktury pro skalární řízení vycházejí ze vztahů pro ustálené stavy a tak dobře vyhovují pohonům s konstantní zátěží nebo malým změnám zatížení a otáčivé rychlosti. Uvádí se, že při rychlých změnách zatížení již struktury zajišťující skalární řízení nevyhovují a pro dynamicky náročné pohony je nutné použít struktury s vektorovým řízením. Jak vyplývá ze závěrů této práce, u frekvenčního měniče Simovert tato tvrzení platí pouze částečně.

3.2.1. Princip vektorového řízení

Základní myšlenkou je snaha o dosažení podobných regulačních vlastností jako u stejnosměrného stroje s cizím buzením. U stejnosměrného cize buzeného motoru je poloha vektoru magnetického toku vázána se statorem a jeho velikost je určena velikostí budícího proudu. Další regulovanou veličinou je proud motoru, a tím i moment na hřídeli. Díky odděleným budícím vinutím, vinutím kotvy a samostatným napájecím zdrojům je pak možné obě složky řídit odděleně. Pro dodržení takovýchto požadavků u asynchronního motoru je potřeba vycházet z náhradního schématu (obr. 3.2.1) a fázorového diagramu na obr. 3.2.2.



Obr. 3.2.1 Náhradní schéma



Obr. 3.2.2 Fázorový diagram napětí a magnetických toků

Největší význam pro vektorové řízení má fázor statorového proudu I_S . Směr proudu I_S je stejný s fázorem magnetomotorického napětí F_1 . Rozkladem proudu I_S do os d a q na složky I_{sd} a I_{sq} rotující shodně s rotorem získáme tokotvornou a momentotvornou složku proudu I_S .

Z fázového diagramu magnetických vektorů je zřejmé, že hlavní magnetický tok je kolmý na fázor U_i a má směr osy x souřadnicového systému spojeného se státorem. Po součtu hlavního magnetického toku s vektory $j \cdot L_{1\sigma} \cdot I_S$ a $j \cdot L_{2\sigma} \cdot I_R$ získáme statorový a rotorový magnetický tok. Rotorový magnetický tok má směr osy d rotujícího souřadného systému.

Základní myšlenka vektorového řízení je založena na udržování konstantní velikosti a polohy zvoleného vektoru magnetického toku souvisejícího s tokotvornou složkou statorového proudu se současnou možností změny momentotvorné složky statorového proudu. Protože nepracujeme s reálnými proměnnými stroje, ale s proměnnými transformovanými do souřadnicového systému, který je dán polohou vektoru zvoleného magnetického toku, musíme získat informace o velikosti a poloze tohoto vektoru.

Teorie vektorového řízení využívá transformovaných statorových veličin do systému α - β , který je pevně spojen se státorem a transformovaných rotorových veličin do systému d - q , který se otáčí skutečnými otáčkami rotoru. Tyto transformace byly využity z toho důvodu, že je využívá i frekvenční měnič Simovert, jak je patrné z kap. 1.3.

4. Experimentální část

Experimentální část práce si klade za cíl ukázat základní vlastnosti asynchronního motoru s frekvenčním měničem Simovert Master Drive v provozních stavech. V podkapitolách jsou popsána realizovaná měření, která využívají regulační schémata pro následující varianty řízení frekvenčního měniče:

- A. vektorové řízení s čidlem otáček,
- B. skalární řízení s čidlem otáček,
- C. vektorové řízení bez čidla otáček,
- D. skalární řízení bez čidla otáček.

Vlastnosti pohonu jsou vyhodnocovány při dvou základních provozních stavech:

- při chodu naprázdno
- a při jmenovitém zatížení P_n (v některých případech při 75% M_n).

Po každé změně regulačního schématu bylo provedeno automatické nastavení měniče. Potom byly odměřeny základní průběhy s tímto nastavením a následovaly případné úpravy parametrů tak, aby se zlepšily dynamické vlastnosti pohonu.

Při vektorovém řízení (varianty A a C) bylo využito toho, že měnič umožňuje zobrazit a zaznamenat nejen celkový výstupní proud měniče, ale také jeho momentotvornou a tokotvornou složku. Dále jsem zaznamenával velikost momentu motoru, výstupního napětí, žádanou a okamžitou hodnotu otáček a žádanou frekvenci statoru.

U regulačních schémat, která využívají skalární řízení (varianty B a D) je možné zaznamenat pouze tokotvornou složku proudu, bohužel nelze měřit složku momentotvornou. Měřenými veličinami byly tedy: výstupní napětí a proud z měniče, statorová frekvence a žádaná a skutečná rychlost otáčení.

K záznamu a přenosu dat z měniče do PC byl používán podprogram Trace. Veličiny jsou ukládány v procentních hodnotách vztažených k referenčním hodnotám uvedeným v tabulce 4.1. Průběhy veličin je v programu možné ukládat v různých formátech, já jsem zvolil formát *.txt a tyto soubory jsem pak graficky zpracoval do formátu *.xls (MS Excel).

Veličina	Parametr	Číslo parametru	Referenční hodnota
Proud	RefAmps	P350	3,9 A
Napětí	RefVolts	P351	400 V
Frekvence	RefFrequency	P352	50 Hz
Otáčky	RefSpeed	P353	1000 min ⁻¹
Moment	RefTorque	P354	15 N*m

Tabulka 4.1. Referenční parametry

4.1. Měření naprázdno

Na obr. 4.1.(str.22) je uspořádání experimentálního pracoviště. Při měření naprázdno je napájen pouze asynchronní motor z jednotky Simovert ovládané přes sběrnici RS – 232 osobním počítačem, kam jsou též přenášena data zaznamenaná měničem.

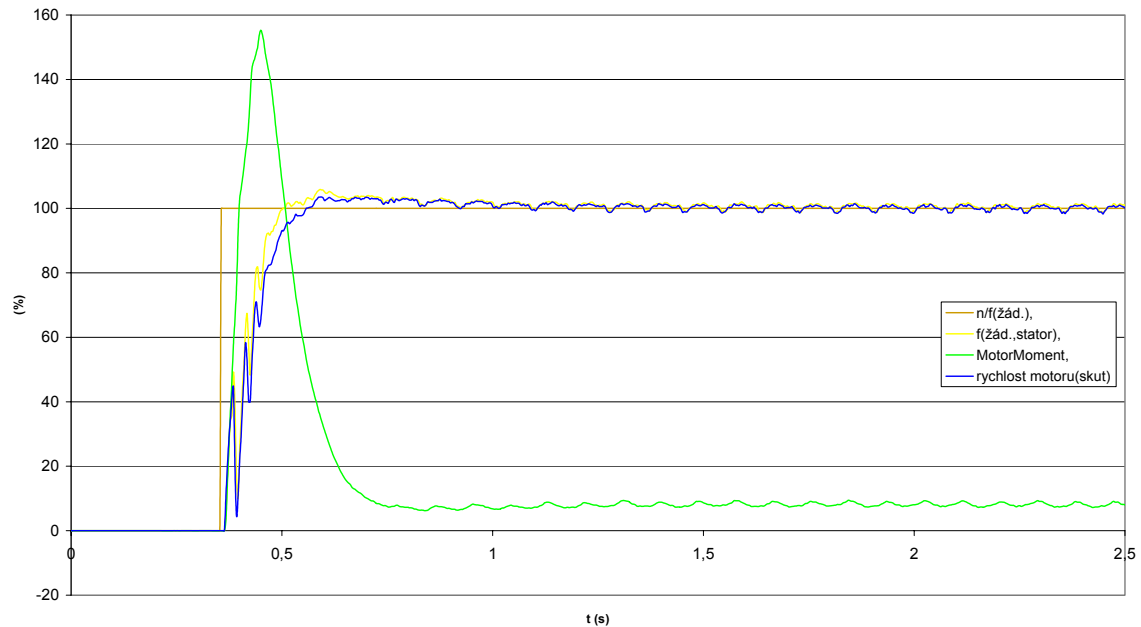
4.1.1. Měření naprázdno v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A)

Regulační schéma bylo popsáno v předchozí kapitole a je uvedeno na obr.1.3.1. Z naměřených průběhů je patrné (graf 4.1), že po optimalizaci měniče není otáčkový regulátor

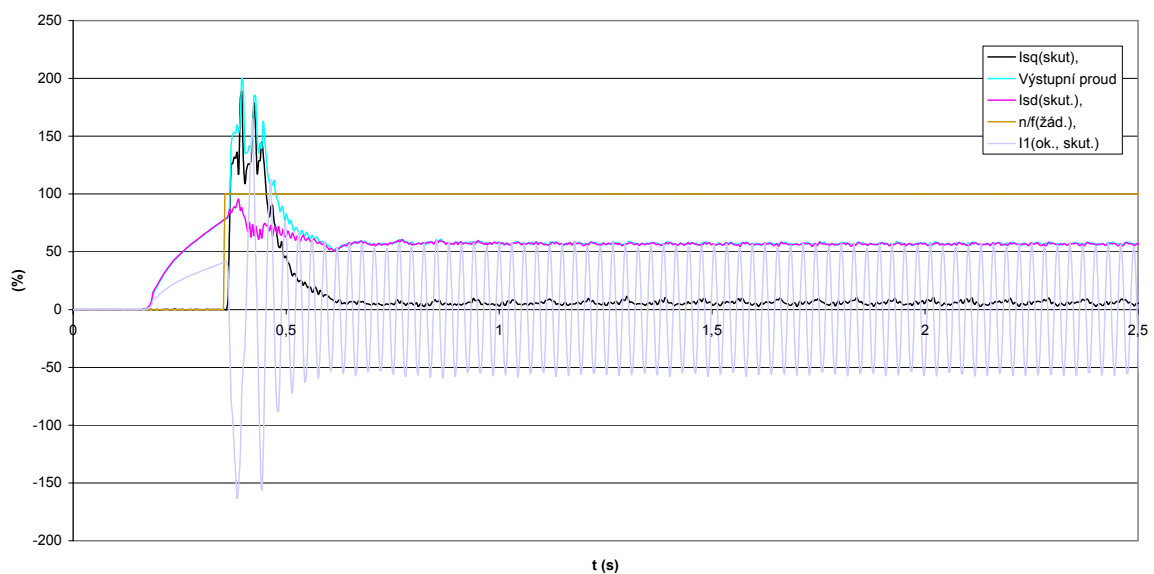
nastaven příliš dobře. Motor se rozbíhá s velkým překmitem okamžité rychlosti, který dosahuje 35%. Otáčky se ustálí za 2,3 sekundy.

Pokud bylo třeba zvýšit rychlost rozběhu motoru, musela se provést některá opatření. Především navýšit hodnotu proudového a momentového omezení z hodnoty 110% na 200% pro oba směry otáčení. Potom bylo upraveno nastavení konstant otáčkového regulátoru. Nejlepší dynamiky rozběhu dosáhl motor při zesílení otáčkového regulátoru $P = 3$ a integrační konstantě $I = 300$ ms (graf 4.2).

Při tomto nastavení došlo ke značnému zkrácení rozběhu motoru, o 1,5 s. Otáčky motoru mají sice překmit, který však dosahuje maximálně 3,5 % a ustálení nastalo v čase 0,21 s.



Graf 4.1 Rozběh naprázdno z 0 na 100% jmenovitých otáček, upraveny konstanty otáčkového regulátoru (varianta A)



Graf 4.2 Průběhy proudů při rozběhu motoru naprázdno na 100% jmenovitých otáček naprázdno po úpravě konstant otáčkového regulátoru (varianta A)

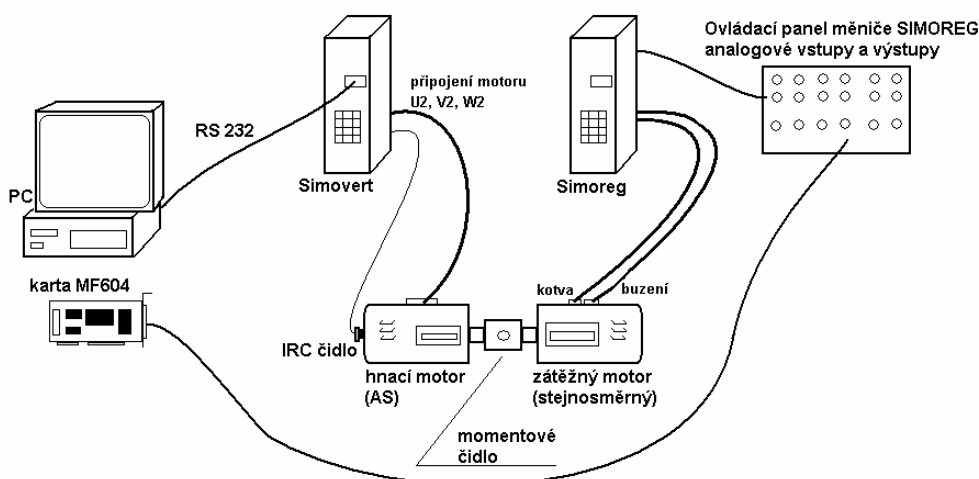
V tabulce 4.1 je uveden pro srovnání přehled všech naměřených rozběhů naprázdno pro různé typy řízení a pro různé nastavení otáčkového regulátoru.

Druh řízení	Nastavení konstant ot. regulátoru	Doba rozběhu (s)
Skalární řízení s čidlem otáček	$P = 4, I = 400\text{ms}$	0,22
Skalární řízení bez čidla otáček	$P = 4, I = 400\text{ms}$	0,20
Vektorové řízení s čidlem otáček	$P = 0,7, I = 143\text{ms}$	2,3
Vektorové řízení s čidlem otáček	$P = 3, I = 300\text{ms}$	0,21
Vektorové řízení bez čidla otáček	$P = 0,68, I = 168\text{ms}$	2,2
Vektorové řízení bez čidla otáček	$P = 3, I = 160\text{ms}$	0,22

Tabulka 4.1. Srovnání rozběhových dob pro různé způsoby řízení a nastavení konstant regulátoru otáček

4.2. Měření při zatížení

Blokové schéma při řízeném zatěžování je na obr. 4.1



Obr. 4.1 Blokové schéma při řízeném zatěžování

Měnič Simovert je připojen sériovým rozhraním RS – 232 k počítači PC. Měnič napájí a ovládá hnací asynchronní motor. Průběhy požadovaných veličin jsou zaznamenávány prostřednictvím programu Simovis/Drivemonitor do počítače.

Řízenou zátěží je stejnosměrný motor s cizím buzením, který je napájen řídicí jednotkou SIMOREG firmy SIEMENS.

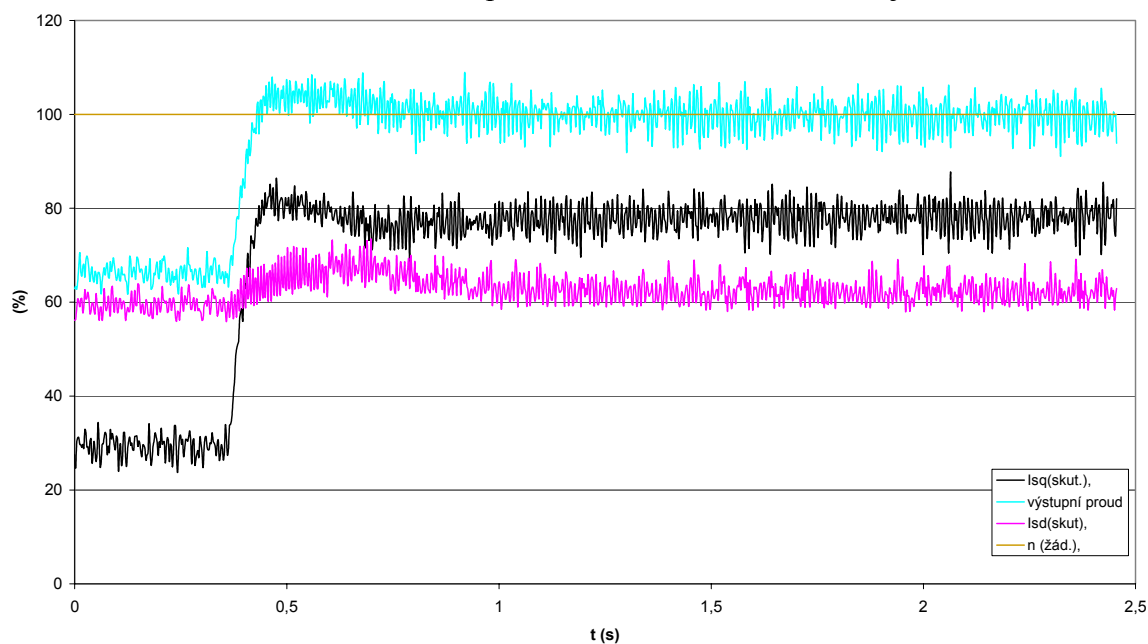
4.2.1. Měření při zatížení v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A)

Tato kapitola ukazuje chování zatíženého asynchronního motoru s frekvenčním měničem v režimu vektorového řízení s čidlem otáček.

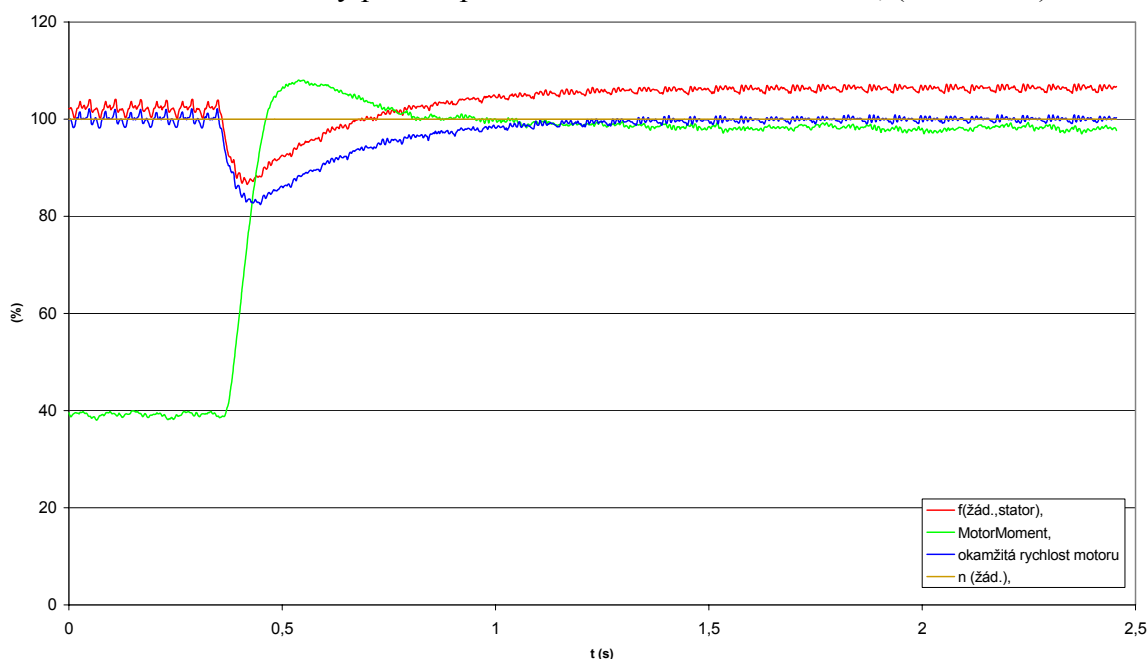
Při měření byly zaznamenávány stejné veličiny jako při měření naprázdno (kap 4.1). Všechna měření jsou provedena po automatické parametrizaci měniče a po úpravě konstant otáčkového regulátoru tak, aby doba rozběhu byla nejkratší.

Grafy 4.3 a 4.4 ukazují chování motoru při změně zatížení z 10 na 100 %, požadované otáčky byly konstantní na hodnotě 100 %, obr. 4.4. Zátěžový skok může simulovat praktický případ, při kterém motor pohání dopravní pás. 10% zátěž odpovídá stavu, při kterém pás jede naprázdno a 100% zátěž odpovídá stavu, při kterém je dopravník plně naložen.

Z obou grafů vyplývají následující skutečnosti. Podle očekávání při nárůstu zatížení prudce roste momentotvorná složka proudu a mírně vzrůstá i tokotvorná složka. Jejich vektorovým součtem dostáváme celkovou hodnotu proudu, která mírně překračuje hodnotu 100 % (modrá křivka v grafu 4.3), tj. jmenovitý proud motoru. Pokud byla snaha dosáhnout zvýšení tohoto proudového překmitu, bylo zjištěno, že je určen výstupní maximální hodnotou proudu z bloku „Automatická hodnota proudového omezení“, která se již nedá ovlivnit.



Graf 4.3 Průběhy proudů při změně zatížení z 10 na 100%, (varianta A)



Graf 4.4. Průběhy mechanických veličin motoru při změně zatížení z 10 na 100%, (varianta A)

Důsledky jsou vidět na grafu 4.4, dochází k poklesu požadované statorové frekvence motoru. S tím souvisí pokles otáček motoru. Teprve pak dojde k nárůstu momentu motoru, který dosáhne svého maxima a ustálí se. Se vzrůstem momentu motoru narůstají otáčky na n_n . Z grafů vyplývá, že měnič brání i krátkodobému přetížení motoru snížením statorové frekvence, čímž dojde k poklesu otáček.

V práci jsou uvedeny a vyhodnoceny i další případy zatěžování asynchronního motoru, které umožňují přímé řízení zátěžného momentu stejnosměrného motoru.

4.3. Chování pohonu při jiném než skokovém zatěžování

Kapitola 4.2 uvádí, že je možné měřit chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při skokové změně zátěže. Pomocí multifunkční karty Humusoft MF604 je možné sledovat chování motoru při změnách zátěže, která se mění podle velikosti aktuálních otáček nebo se mění v závislosti na čase buď periodicky nebo neperiodicky. Jak lze předpokládat, nejhorsími změnami zatížení jsou změny skokové, při jiném způsobu zatěžování jsou na asynchronní motor kladeny menší dynamické nároky. K realizaci předem definovaných změn zátěže je nutné mít k dispozici vhodný zdroj řídicího napětí v rozsahu ± 10 V, jehož výstup lze zapojit do analogového vstupu Simoregu, čímž dosáhneme předem definovanou hodnotu zátěžného momentu. V našem případě jako generátor regulovaného řídicího napětí slouží multifunkční karta Humusoft MF 604.

4.4. Shrnutí naměřených vlastností

Kapitola 4 se zabývala experimentálním ověřením chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem Simovert v základních provozních stavech. Je zcela zřejmé, že není možné kvantifikovat tak složité zařízení, jakým je frekvenční měnič, na základě několika laboratorních pokusů. Vypovídací schopnost ale měření mají a dílčí závěry je možné vyslovit.

Především se ukázalo, že vektorové řízení nemusí být vždy rychlejší a přesnější než řízení skalární. Jak z měření vyplynulo, v našem konkrétním případě FM je řídicí algoritmus naprogramován tak, že chrání motor a výkonové členy měniče před možným přetížením na úkor dynamiky řídicího chodu. Při skalárním řízení měnič průtok většího proudu umožní, ale pouze do doby, než by mohlo dojít k jeho vlastnímu poškození. Při větších namáháních může dojít k náhlému vypnutí. Tomuto stavu lze samozřejmě předcházet omezením maximálního proudu a momentu.

Měření dále prokázala, že automatické nastavení parametrů regulátoru otáček nemusí vždy nastavit parametry na nejlepší možnou úroveň a je proto téměř nezbytné v případě rychlých dynamických dějů automaticky nastavené parametry korigovat.

To, co mírně zhoršuje řízení pohonu a výrazně ovlivňuje regulační proces je zařazení neurčitých bloků ve všech regulačních schématech, do nichž nelze zasahovat.

5. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při specifickém zatěžování

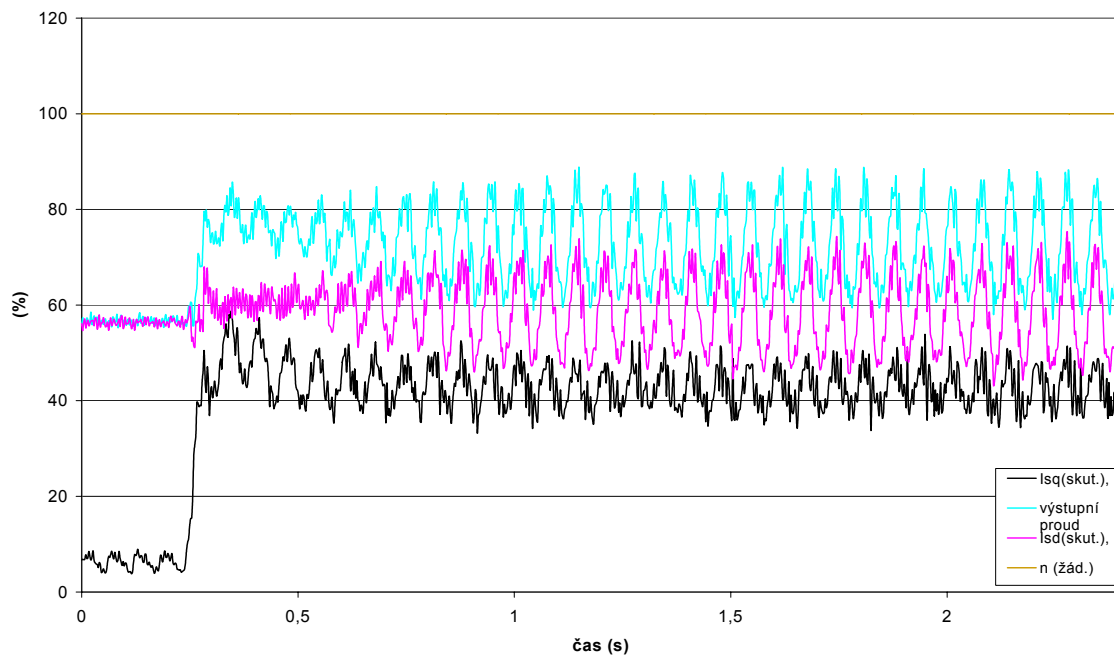
5.1. Zatěžování se sinusovým průběhem

Protože asynchronní motor je prvek značně nelineární, hlavním cílem a smyslem měření bylo objektivně posoudit chování asynchronního motoru při zátěži, která se mění podle sinusové závislosti, a zda bude asynchronní motor schopen reagovat na změnu zátěžného momentu při zvyšujících se frekvencích.

Průběh měření: pro každou variantu řízení A – D byl motor automaticky naparametrován pomocí optimalizačních algoritmů. Potom byly podle potřeby upraveny parametry otáčkového regulátoru podle hodnot uvedených v tab. 4.2. Následně byl motor roztočen na jmenovité otáčky, po té byl spuštěn stejnosměrný motor pracující v momentové smyčce a nakonec byla v Matlabu spuštěna simulace, jejímž výsledkem byl sinusový průběh s požadovanou frekvencí od 5 do 25 Hz. Tento signál byl zapojen do analogového vstupu Simoregu a vytvářel tak moment zatěžující asynchronní motor. Reakce asynchronního motoru byla určena frekvenčním měničem a přes sběrnici RS – 232 byly hodnoty přeneseny do osobního počítače.

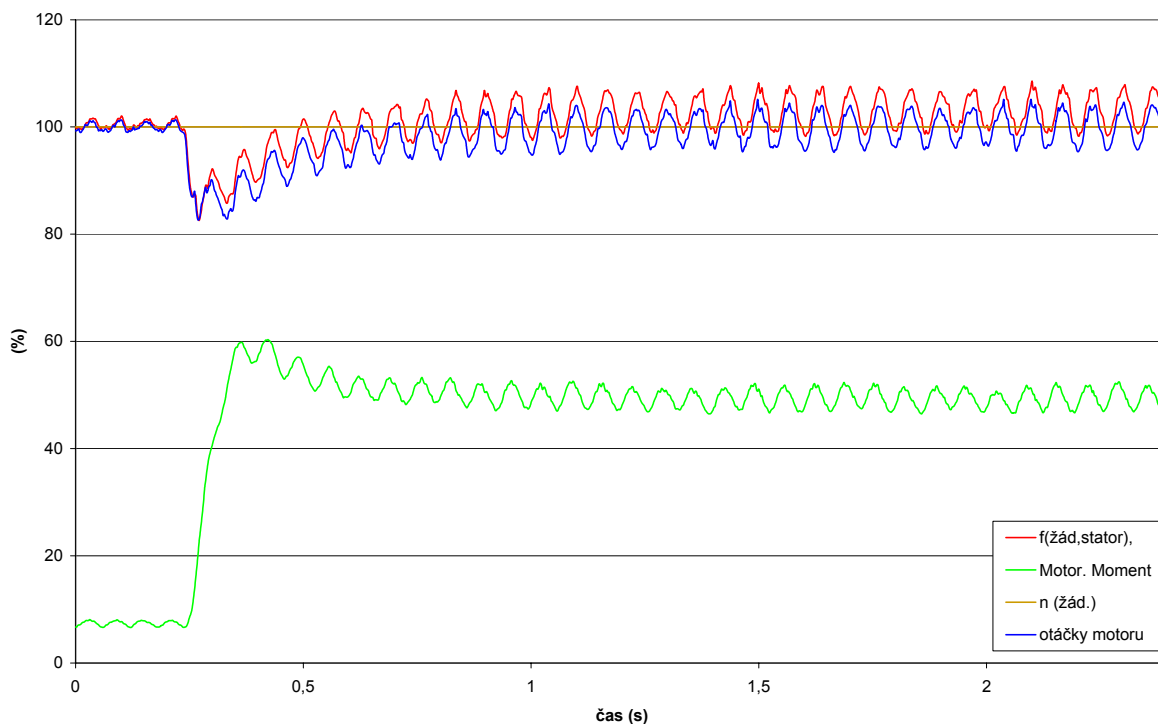
5.1.1. Vektorové řízení s čidlem otáček a sinusovou zátěží

V grafu 5.1? je průběh základních veličin asynchronního motoru při sinusovém zatěžování s frekvencí 15 Hz. Srovnáním jednotlivých průběhů pro tuto variantu řízení při různých frekvencích lze zjistit následující tendence. Se vzrůstající frekvencí dochází ke zvýšení počátečního poklesu otáček a ke snížení velikosti rozkmitu otáček. Je to způsobeno tím, že při vyšších frekvencích zátěžného momentu je nárůst zátěže mnohem strmější, ale doba působení zátěže je kratší. Velmi podobný trend mají i průběhy momentu a žádané statorové frekvence.



Graf 5.1 Veličiny asynchronního motoru při sinusové zátěži, 15 Hz

Pokud se týká průběhů proudů, se zvyšující se frekvencí (graf 5.2) dochází ke snížení velikosti oscilací, střední hodnota výstupního proudu se však nemění a zůstává na hodnotě 72,5%. Velmi zvláště se chová tokotvorná složka proudu, neboť již od frekvence 10 Hz dochází k tomu, že krátce po připnutí nekopíruje zátěžný moment, ale po dobu poklesu otáček motoru setrvává poblíž střední hodnoty a změny momentu sleduje až po té, co otáčky kmitají kolem své žádané hodnoty.



Graf 5.3 Asynchronní motor při sinusovém zatížení s frekvencí 15 Hz (Varianta A)

5.1.2. Srovnání chování motoru při sinusovém zatěžování při různých variantách řízení

Z naměřených výsledků vyplývá, že skalární a vektorové řízení reaguje na tento konkrétní typ zatěžovacího momentu zcela rozdílně.

Velmi důležitý je pro koncového uživatele průběh otáček. Z uvedených průběhů je zcela zřejmé (grafy 5.1 – 12), že u vektorového řízení mají průběhy otáček větší rozkmit, který s rostoucí frekvencí klesá. Střední ustálená hodnota otáček se pohybuje v rozmezí ± 1 % požadovaných otáček. Pro řízení skalární je rozkmit největší pro 15 Hz, s vyššími i nižšími frekvencemi klesá a střední hodnota otáček se pohybuje 1 – 2 % pod n_z . U varianty bez čidla otáček je střední hodnota na úrovni 97 % žádaných otáček.

Další veličinou je výstupní proud. Zde lze zcela jednoznačně prohlásit, že velikost výstupního proudu je o 10 - 15% větší u skalárního řízení než u vektorového. U vektorového řízení dochází se zvyšováním frekvence zatěžování k zmenšování rozkmitu výstupního proudu, u řízení skalárního je rozkmit největší pro frekvence 10 Hz.

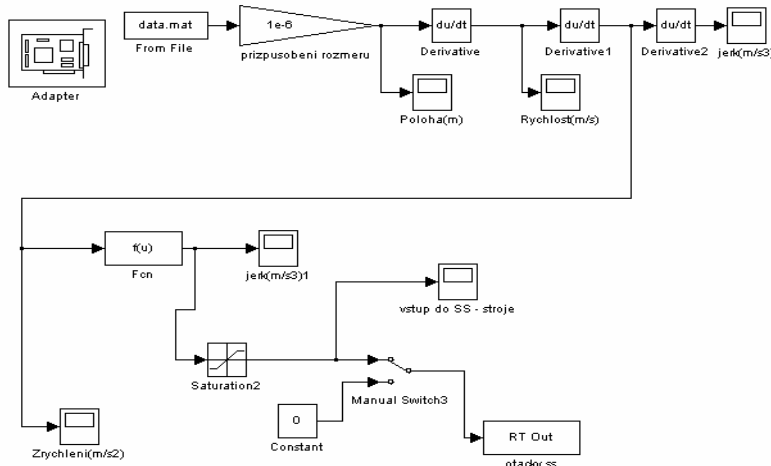
Pro požadovanou statorovou frekvenci je z grafů vidět, že u vektorového řízení se průběh mění se změnou zátěžné frekvence a má zásadní vliv na výsledné otáčky motoru, zatímco u skalárního řízení se mění pouze minimálně a je v protifázi k otáčkám motoru.

Z jednotlivých podružných závěrů vyplývajících z průběhů některých veličin vyplývá, že pro takto se měnící zátěž není možné zcela jednoznačně označit, která z provozovaných variant řízení je lepší. Záleží na koncovém uživateli, zda-li bude motor provozovat s velkým rozptylem otáček a s přesnější výslednou střední hodnotou, nebo motor bude mít rozptyl otáček menší, ale s vyšší spotřebou a s nižší střední hodnotou otáček, kterou je možné upravit navýšením požadovaných otáček.

5.2. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatížení rozváděcím mechanismem na doprřadacím stroji

Průběhy momentů, kterými jsou v průmyslu zatěžovány hnací stroje, mohou nabývat rozmanitých forem. Stanovit, který pohon, a který způsob řízení je pro dané zařízení nejlepší může být velmi obtížné. Částečně při rozhodování poslouží dnes často používané počítačové modelování. Žádný z modelů však není zcela dokonalý a zohlednit veškeré faktory do zjednodušeného modelu je téměř nemožné, např. kvůli obtížnosti resp. nemožnosti měření některých koeficientů.

Soustrojí, se kterým bylo experimentováno, umožňuje reálně zařízení vyzkoušet, zda by byl tento konkrétní pohon vhodný pro pohánění daného zařízení nebo mechanismu. Dá se jistě namítnout, že získané průběhy otáček a ostatních veličin jsou platné pouze pro daný výkon motoru a v jiných případech se již motor může chovat jinak. Je třeba si však uvědomit, že frekvenční měnič Masterdrive Vektor Control 6SE70 je určen pro výkonovou řadu až do jmenovitého proudu 759 A a algoritmus řízení je pro všechny výkonové řady stejný. Dá se tedy předpokládat, že pokud má motor určité vlastnosti se zátěží, která se mění v rozsahu 0 – 50 % jmenovitého výkonu měniče, tak díky stejnému algoritmu řízení se bude chovat přinejmenším podobně pro 3, 30, 300 A, s tím rozdílem, že odebírané proudy budou větší.



Obr. 5.1 Model v Matlabu části rozváděcího ústrojí s výstupem na kartu Humusoft

K výsledování chování motoru se skutečnou zátěží, vyskytující se na reálném zařízení, bylo využito spolupráce katedry KEL s Výzkumným ústavem textilních strojů v Liberci, který poskytl průběh úhlového zrychlení na hřídeli rozváděcího soustrojí doprřadacího stroje. Doprřadací stroj slouží ke zpracování polotovaru ve formě pramene z přírodního nebo syntetického materiálu na přízi. Úkolem rozváděcího zařízení je rozvést příze na její dutinku po definované trajektorii. Vytvořený návin tak musí splňovat požadavky stanovené navazujícími zpracujícími technologiemi. Na obr. 5.1 je model rozváděcího mechanismu v programu Matlab Simulink.

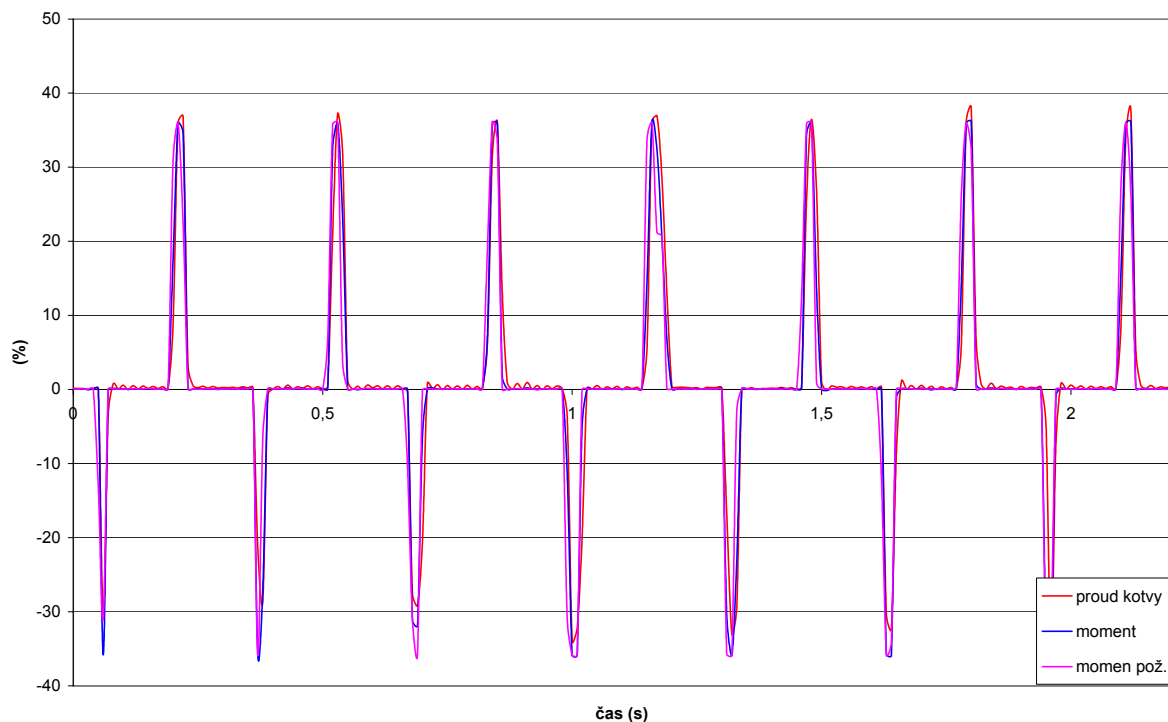
Úroveň zatížení asynchronního motoru je dána velikostí požadovaného zátěžného momentu stejnosměrného motoru. Bylo proto nutné získaný průběh úhlového zesílení upravit na přijatelnou úroveň tak, aby ho bylo možné použít jako požadovanou hodnotu momentu.

$$M_d = M - M_z = \frac{d(J \cdot \omega)}{dt} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ}{dt} = J \cdot \varepsilon + \omega \frac{dJ}{dt} \quad (5.2.1)$$

Moment je dán součinem úhlového zrychlení a momentu setrvačnosti J, úpravou hodnoty úhlového zrychlení došlo k zahrnutí momentu setrvačnosti do hodnoty dynamického

momentu M_d . Moment setrvačnosti se skládá z momentu setrvačnosti motoru, hřídele a poháněného soustrojí. Jeho hodnota nebyla známa, úpravou hodnot úhlového zrychlení se stal konstantou. Maximální hodnotu momentu jsem zvolil tak, že dosahovala hodnoty jmenovitého zatížení. Průběh zátěžného momentu spolu s proudem kotvy stejnosměrného motoru je na grafu 5.2.1.

Měření pro všechny varianty řízení A – D byla provedena pro dvě hodnoty požadovaných otáček a sice pro jmenovitou hodnotu otáček motoru a pro hodnotu otáček, které odpovídají rychlosti otáčení reálného stroje, graf 5.2.1.

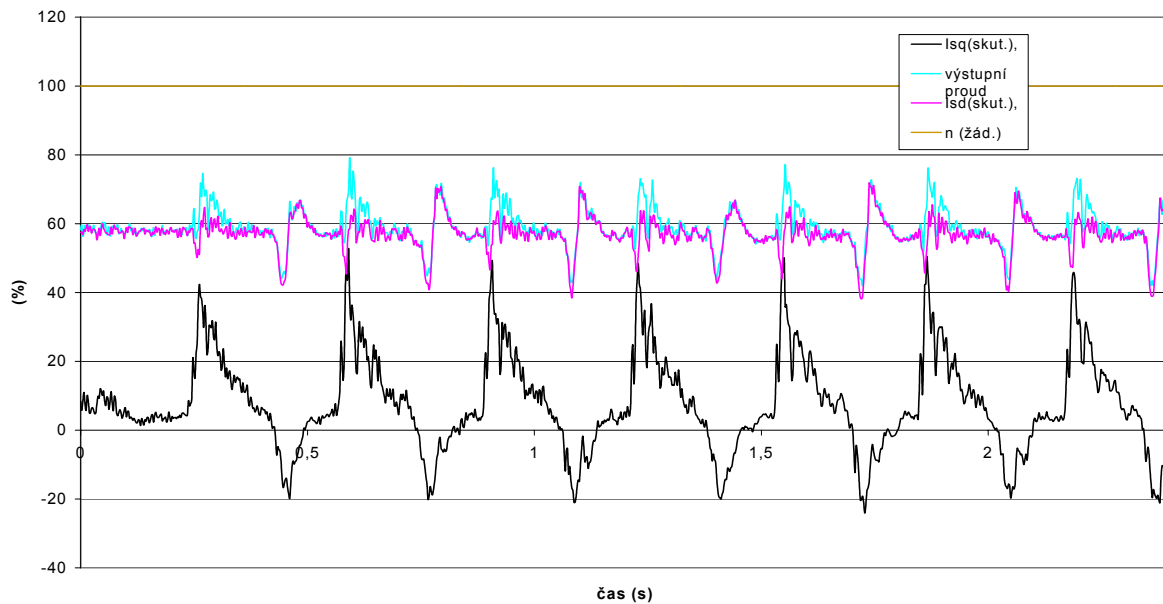


Graf 5.2.1 Proud a moment stejnosměrného motoru se zátěží rozváděcím mechanismem (měřeno pomocí Simoregu)

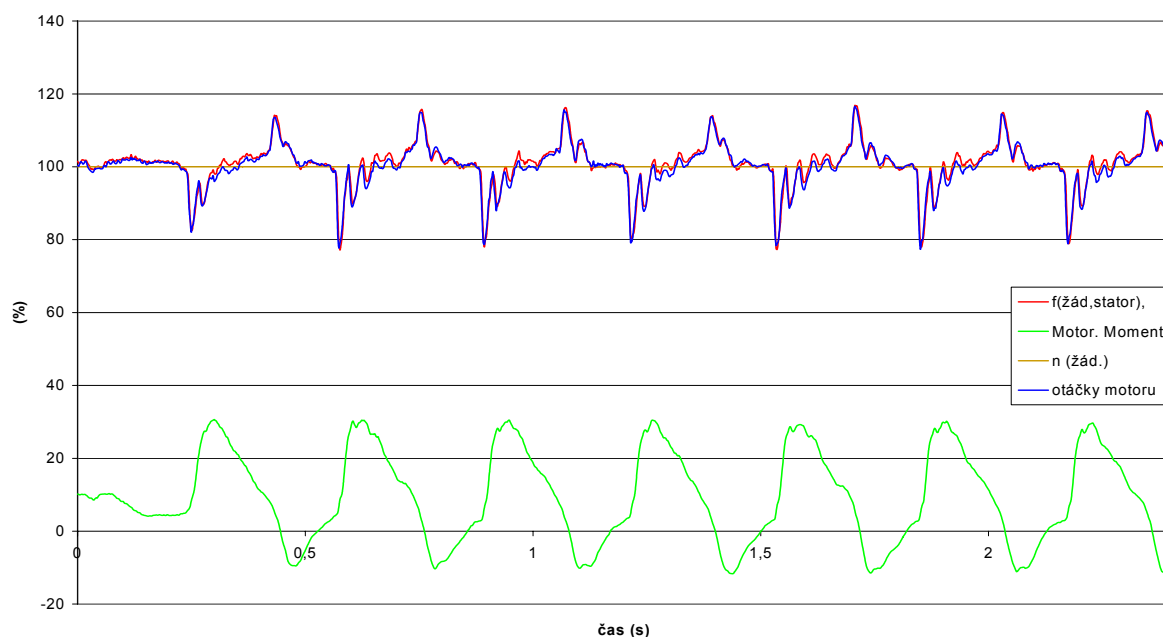
5.2.1. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatěžování rozváděcím mechanismem a různých variantách řízení s čidlem otáček

Vlastní měření probíhalo tak, že asynchronní motor byl pomocí frekvenčního měniče Simovert roztočen na požadované otáčky. Frekvenční měnič byl pro každou variantu řízení optimalizován a parametry regulátoru byly upraveny dle tabulky 4.1. Potom byl spuštěn stejnosměrný motor a nakonec spuštěna simulace v Matlabu. Pomocí vhodného nastavení zapínacího impulsu v měniči Simovert byl spuštěn záznam dat a tato data byla přenesena do počítače.

V grafu 5.2.2 a 5.2.3 jsou průběhy mechanických a elektrických veličin při zatěžování momentem, který je určen rozváděcím mechanismem při jmenovitých otáčkách a vektorovém řízení s čidlem otáček.



Graf 5.2.2 Proudové průběhy as. motoru při zatížení dané rozváděcím mechanismem, jmenovité otáčky (varianta A)



Graf 5.2.3 Průběhy otáček a momentu při zatěžování navijecovým mechanismem, jmenovité otáčky (varianta A)

5.2.2. Vyhodnocení chování motoru s reálnými zátěžemi při různých variantách řízení

Jak měření ukázala, požadovaný moment je motor schopen nejlépe dosáhnout při skalárním řízení s čidlem otáček. U ostatních případů řízení je rozptyl otáček kolem požadovaných až dvojnásobný. Měření dále ukázala, že když při zátěži došlo k poklesu otáček o 20% při jmenovitých otáčkách, při nižších otáčkách je tento pokles minimálně stejný. Proto pokud je to možné, doporučoval bych provozovat motor při jeho jmenovitých otáčkách,

přestože frekvenční měnič umožňuje provoz i při jiných žádaných otáčkách. V některých aplikacích se může požadovat změna rychlosti v závislosti na aktuální hodnotě zátěžného momentu. I toto je možné s měničem Simovert zajistit při využití např. karty Humusoft MF 604 podobným způsobem, jako byly realizovány změny zátěže v kap. 4.4. Hodnota s aktuálním momentem by se zavedla přes měřicí vstupy karty Humusoft 604 do PC a z ní by bylo možné, např. pomocí Matlabu, odvodit žádanou hodnotu otáček a přivést ji na analogový vstup měniče. V měniči by se pak analogový vstup nastavil jako zdroj hlavní žádané hodnoty.

6. Vyhodnocení

Cílem doktorské práce bylo vyhodnotit chování asynchronního motoru z různých hledisek a pohledů při různých způsobech řízení a odlišných způsobech provozu s konkrétním frekvenčním měničem Simovert Master Drives. Předtím, než jsou vyhodnocena vlastní měření na reálném soustrojí, je proveden matematický popis asynchronního motoru pomocí soustavy rovnic v reálném čase a proveden teoretický rozbor problematiky. Dále je tato soustava převedena ze systému spojeného se státorem $\alpha - \beta$ do souřadného systému spojeného s rotorem dq0. Jsou odvozeny základní podmínky pro realizaci skalárního a vektorového řízení a připomenuty jejich základní charakteristické rysy. V práci jsou také ukázány některé regulační struktury, pomocí nichž je možné realizovat skalární a vektorové řízení. Tyto struktury jsou potom srovnávány se strukturami, které jsou užity u frekvenčního měniče Simovert. V práci nechybí ani základní popis ovládání měniče, ať už to jsou možnosti dané samotným měničem, nebo dané jinými komunikačními platformami. Nutno poznamenat, že byly uvedeny pouze základní možnosti řízení měniče, protože z pochopitelných důvodů zde nemohly být podrobně popsány veškeré možnosti ovládání (parametrů, které ovládají chod měniče jsou řádově tisíce).

V experimentální části jsou nejprve uvedeny ukázky chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při různých způsobech řízení při chodu naprázdno a zatížení. Snahou bylo dosáhnout co nejkratších časů při přechodových dějích a pomocí různých parametrů měniče dosáhnout co nejlepší dynamiky motoru. Byl tedy sledován vliv vhodného nastavení otáčkového regulátoru, vliv modulační frekvence a vlivy některých dalších parametrů. Rovněž byly ukázány některé možnosti dané spojením stejnosměrného motoru se vstupně výstupní kartou Humusoft, díky níž je možné asynchronní motor zatěžovat pomocí různých typů zátěže.

V poslední kapitole je sledováno, jakým způsobem se asynchronní motor s frekvenčním měničem vyrovnává s dynamicky se měnící zátěží. Byly zvoleny dva typy zátěže a sice sinusový průběh a potom průběh, který odpovídá průběhu danému reálnou zátěží z rozváděcího mechanismu (graf 5.2.1).

V průběhu práce jsem narazil na několik zajímavých faktů. Především se ukázalo, že pro dobré nastavení měniče nestačí vycházet pouze z návodu a spoléhat se na optimalizační algoritmy. Pro optimální chování motoru je nutné upravit alespoň parametry otáčkového regulátoru a jiných parametrů, které se týkají maximálních hodnot proudu a proudového a momentového omezení. Pokud se týká srovnání skalárního a vektorového řízení z pohledu dynamiky stroje, tak při měřeních vycházely u vektorového řízení časy přechodových dějů v některých situacích stejné, spíše však větší oproti skalárnímu řízení. Tato skutečnost je v rozporu s teorií o skalárním a vektorovém řízení. Pokud jsem se snažil najít vysvětlení k tomuto paradoxu, našel jsem ho přímo v řídicí struktuře vektorového řízení. U vektorového řízení jsou z jeho principu sledovány tokové a momentové poměry uvnitř stroje, a tak jsou obě tyto složky udržovány v rovnováze, což zabraňuje průtoku velkého proudu motorem a znemožňuje tak rychlé dynamické změny. Výhodné se toto sledování složek projevilo v případech, kdy byly na motor kladeny extrémní nároky (zrychlení při plném zatížení apod.),

protože v takovémto případě bylo vektorové řízení schopné tyto požadavky splnit, kdežto při řízení skalárním docházelo k vybavení nadproudových ochran. Jiné vysvětlení je možné hledat v hardwarovém provedení měniče.

Vektorové řízení je z důvodu větší složitosti mnohem více náročné na hardware. Pokud je stejné vybavení použito pro skalární i pro vektorové řízení, stihne se u vektorového řízení za stejnou dobu provést méně operací a méně regulačních zákroků, což vede celkově k nižší dynamice motoru při tomto způsobu řízení.

Dalším sledovaným kritériem byla velikost proudu při jednotlivých způsobech řízení. V tomto ohledu se zdá být nejvýhodnější vektorové řízení s čidlem otáček, neboť zvláště při posledním způsobu zatížení docházelo k rychlé reakci na zátěž a bylo-li např. možno využít zátěž k rekuperaci, vektorové řízení toho operativně využilo, čímž docházelo ke snížení celkového proudu při tomto způsobu regulace.

S tím souvisí i srovnání provozu měniče s čidlem otáček a bez něj. Měření ukázala, že měnič funguje zcela spolehlivě i bez čidla otáček i se zátěží, která se měnila značně dynamicky. Nedocházelo k výrazně větším odchýlkám od požadované hodnoty otáček než v jiných případech řízení.

Zastavme se ještě u poslední série měření, která ukázala, že dané soustrojí umožňuje sledovat chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při reálném způsobu zatěžování. Pokud je znám průběh zátěžného momentu na hřídeli, můžeme stanovit základní rysy provozu asynchronního motoru s měničem. Lze tak docílit toho, že pohon pro hledanou aplikaci bude dobře nadimenzován a bude plně vyhovovat z hlediska požadovaného momentu a požadovaných otáček.

Na závěr bych rád uvedl několik praktických závěrů, ke kterým jsem došel při práci s měničem Simovert. K určitým nevýhodám měniče patří neprůhlednost některých bloků použitých v regulačních schématech měniče a nemožnost ovlivnění jejich chodu. Další nevýhodou je to, že v základním vybavení měniče není možné sestavit řízení měniče pomocí grafického rozhraní, ale pouze změnou parametrů, což je značně nepřehledné a vyžaduje neustálou manipulaci s Compendiem, neboť není možné si všechny parametry zapamatovat a je nutné si jejich funkci ověřit. Grafický software sice Siemens má vyvinut, ale je možné ho získat pouze dodatečným zakoupením. S tím souvisí i poslední nevýhoda a sice vyšší cena oproti jiným měničům.

Naproti tomu stojí i řada výhod, mezi něž patří velká rozpracovanost regulačních schémat a značná možnost zásahu do řídicí struktury měniče. Další výhodou je velká modularita funkčních schémat a přítomnost velkého počtu volných bloků, což uživatel užije zvláště při realizaci konkrétní aplikace. Mezi největší výhodu řadím možnost sledování velkého počtu fyzikálních a řídicích veličin, možnost jejich zobrazení a zálohování.

Ačkoliv jsem se snažil posoudit možnosti chování frekvenčního měniče Simovert z co možná největšího počtu pohledů, zbývá ještě mnoho práce pro budoucnost. Především by bylo dobré zaměřit se na chování pohonu při doběhu a vysledovat jeho chování při brzdění, neboť moderní aplikace vyžadují, aby se pohon nejenom co nejrychleji rozeběhl, ale také ubrzdl. Další možnosti pro následující výzkum je ovládání přes jinou sběrnici než RS – 232. U většiny ostatních sběrnic je možné přistupovat z jednoho počítače k více pohonům najednou, což by umožnilo simulaci řízení např. provozní linky. V neposlední řadě by bylo dobré zkusit možnosti napájení z rekuperační jednotky, která je k dispozici na katedře KEL a připojit k ní nejenom zkoumaný frekvenční měnič, ale ještě jeden frekvenční měnič a zkoumat chování celé této soustavy při zatížení obou měničů jak aktivním, tak i pasivním zátěžným momentem.

I přes zmiňované určité problematické vlastnosti však frekvenční měnič Simovert patří mezi moderní regulační systémy a má všechny znaky současného vývoje v oblasti nových a dokonalejších typů frekvenčních měničů. Celou řadu zde zmiňovaných nevýhod běžný

uživatel nepocítí, protože vyžaduje pouze spolehlivý provoz s dobrou regulací otáček s dostatečným momentem, čemuž měnič Simovert plně vyhovuje.

7. Závěr

V práci byl největší prostor věnován těmto typům řízení:

- vektorové řízení s čidlem otáček,
- skalární řízení s čidlem otáček,
- vektorové řízení bez čidla otáček a
- skalární řízení bez čidla otáček.

Každou z variant řízení jsem prověřoval při dalších změnách některých parametrů a různých způsobech zatěžování. Výsledky měření jsou zde stručně shrnuty.

Nejjednodušším způsobem provozu asynchronního motoru je rozběh naprázdno. Doba rozběhu byla po dodatečné úpravě hodnot otáčkového regulátoru pro všechna řízení srovnatelná a nebyl v podstatě rozdíl u řízení s čidlem nebo bez čidla otáček. Při vektorovém řízení byla přesnost regulace horší, neboť došlo k překmitu a trvalo určitý čas, než-li se navrátily otáčky na požadovanou hodnotu.

Další měření probíhala při konstantní zátěži nebo při skokové zátěži. Nejrychleji na změnu zátěže reagoval asynchronní motor při skalárním řízení s čidlem otáček, pokud jsem ovšem se změnou zatížení chtěl provést i navýšení otáček docházelo při tomto druhu řízení k vypnutí měniče v důsledku proudových ochran. Lepší je proto využít v tomto případě vektorového řízení s čidlem otáček.

Při zatěžování motoru momentem se sinusovým průběhem se chování při jednotlivých typech řízení měnilo s frekvencí zátěžného momentu. U vektorového řízení se projevoval velký pokles požadovaných otáček po připojení zátěže a se zvyšující se frekvencí se snižovala velikost rozkmitu, protože motor vlivem setrvačných hmot nestačil reagovat na změny momentu. U skalárního řízení byl rozkmit od 10 Hz konstantní bez ohledu na zvyšující se frekvenci zátěžného momentu.

Speciální způsob zatěžování byl proveden na základě průběhu zátěžného momentu rozváděcího soustrojí navijecového mechanismu. V tomto případě se skalární řízení s čidlem otáček ukázalo být svým chováním mnohem příznivější, neboť odchylky od požadovaných otáček byly mnohem menší než v případě vektorového řízení s čidlem otáček.

Dalším parametrem, jehož vliv byl sledován, byla modulační frekvence. Ukázalo se, že při rozběhu naprázdno má modulační frekvence pro různé typy řízení na rychlost rozběhu minimální vliv. Poněkud jiná byla situace, pokud byl motor zkoumán při skokových změnách zatížení. V režimu vektorového řízení platilo, že čím vyšší modulační frekvence, tím rychlejší reakce na změnu zatížení. Při vektorovém řízení bez čidla otáček byla tato závislost největší a rychlost ustálení otáček motoru se mohla ovlivnit v řádu jednotek sekund.

Pokud se podíváme na možnosti záznamu dat při provozu měniče, jeho možnosti také závisí na volbě režimu řízení. Zde má vektorové řízení větší prostor pro záznam hodnot než-li řízení skalární, neboť pro svoji funkci potřebuje počítat více parametrů. U vektorového řízení tak můžeme sledovat moment motoru, momentotvornou složku statorového proudu apod. V každém případě zaznamenávání průběhu elektrických a mechanických veličin není jednoduchou záležitostí a vyžaduje značné zkušenosti s experimentováním a využíváním záznamových technik.

Citovaná literatura

- [1] Měřička J., Hamata V., Voženílek P. : Základy elektrických strojů, ČVUT Praha 2000
- [2] Pavelka J., Čeřovský Z.: Výkonová elektronika, skriptum ČVUT Praha 2000
- [3] Pavelka J., Čeřovský Z., Javůrek J.: Elektrické pohony, skriptum ČVUT Praha 1999
- [4] Compendium Simovvert Masterdrives
- [5] Javůrek J. : Regulace moderních elektrických pohonů, Grada publishing Praha 2003
- [6] Solík I., Ráček V. : Výkonové polovodičové systémy II, III, NACL Bratislava 1993
- [7] Čaha Z, Černý M.: Elektrické pohony, SNTL Praha 1990
- [8] Brandštetter P. : Střídavé regulační pohony – Moderní způsoby řízení, Ediční středisko VŠB – TU Ostrava, 1999
- [9] Kule, L.a kol : Technika elektrických pohonů, SNTL Praha 1983
- [10] Měřička J., Zoubek Z. : Obecná teorie elektrického stroje, SNTL, Praha 1983
- [11] Zeman K., Spíral L. : Automatická regulace v elektrických pohonech I, II, Skripta VŠSE, Plzeň 1987
- [12] Bulgakov, A. A. : Řízení asynchronních motorů měniči frekvence, SNTL Praha 1989
- [13] Vittek J., Dodds S.: Riadenie elektrických pohonov s vnútenou dynamikou, EDIS 2003
- [14] Vittek J. : Vybrané metody riadenia elektrických pohonov v prostredí Matlab – Simulink, TUAD Trenčíně 2004.

Seznam vlastních prací:

- [1] Kubín J. : Využití stejnosměrného stroje napájeného řízeným usměrňovačem jako zátěž elektrického pohonu, SYMEP'04, 22 – 24. 6.2004, Praha, str.124-131, ISBN 80-01-03018-0
- [2] Konečná E. a kol. : Vybrané statě z elektrotechniky, TU v Liberci, 2005, ISBN 80-7083-991-0
- [3] Konečná E., Kubín J : Asynchronní motor s měničem frekvence a harmonické“, 5th International Conference Elektro 2004, May 25-26, ŽU Žilina, Slovensko, pp.64-68, ISBN 80-8070-252-7
- [4] Konečná E., Kubín J., Endler P.: Porovnání způsobů určování parametrů asynchronního motoru, SYMEP 2004, 2004 Praha, str.124-131, ISBN 80-01-03018-0
- [5] Kubín J.: Modellierung veränderlicher Belastung eines Asynchronmotors durch den Stromrichter gespeiste Gleichstrommotor, [přednáška na HS Zi/Gr], Zittau, říjen 2001
- [6] Kubín J.,: Srovnání velmi rychlých rozběhů asynchronního motoru s frekvenčním měničem při vektorovém a skalárním řízení, časopis K⁷ 4/2005, TU v Liberci, ISSN 1214-7370
- [7] Konečná E., Kubín J.: Grant z programu Phare na Technické univerzitě v Liberci, mezinárodní konference, 25.-26.11.2004, Zittau
- [8] Kubín J., Konečná E.: Rozběh asynchronního motoru s frekvenčním měničem při vektorovém a skalárním řízení, Vědecká pojednání, Jubilejní sborník, říjen 2006, (v tisku)
- [9] Kubín J., Konečná E.: Vliv modulační frekvence na vlastnosti asynchronního motoru s frekvenčním měničem, SYMEP'06, 13.-15.6.2006, ZČU Plzeň, ISBN 80-7043-455-4.

Ing. Jiří Kubín

Způsoby frekvenčního řízení z hlediska dynamiky

Autoreferát disertační práce

Technická univerzita v Liberci

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

33 stran

Náklad 20 výtisků

2006