

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta strojní

Katedra výrobních systémů

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu Doktor (Ph.D.)

Studijní obor: 2301V031 Výrobní systémy a procesy

Zaměření: Aplikovaná kybernetika

**Regulace přesných polohových servopohonů
při vysokých rychlostech**

Školitel: prof. Ing. Jan Skalla, Csc.

Disertant: Ing. Martin Lachman

UNIVERZITNÍ KNIHOVNA
TECHNICKÉ UNIVERZITY V LIBERCI



3146134540

U444 S

KV S
134 A.
obr., grafy, tab.

Anotace:

Požadavky kladené na současné pohony posuvů CNC obráběcích strojů jsou velmi vysoké. Přesnost polohování kolem jednoho mikrometru je vcelku běžný parametr. Současně se zvyšují posuvové rychlosti, běžně na 30 m/min a více. To si vynucuje použití buď šroubů o velkém stoupání nebo přímých (např. lineárních) pohonů. Následkem toho jsou servomechanismy citlivější na působení vnějších sil, protože redukce účinků vnějších sil vlivem mechanických převodů se buď zmenšuje nebo zcela odpadá. Kromě toho při vysokých rychlostech a zrychleních dochází ke zvětšení dynamických chyb při současném pohybu více souřadnic. Pro dodržení požadované přesnosti je proto třeba zlepšovat dynamiku servomechanismů.

Disertační práce řeší problematiku dynamických chyb při lineární a kruhové interpolaci, kvadrantových chybách a při napojování křivek. Nasimulované výsledky jsou ověřeny měřením na zkušebním stavu Yaskawa.

Disertační práce má následující strukturu: po úvodu následuje *charakteristika řešené problematiky*, kde jsou popsány širší souvislosti řešené problematiky. Následuje *teoretická část*, kde je matematické odvození modelu třífázového synchronního motoru a jeho identifikace. V další kapitolách, *experimentální část 1 a 2*, jsou podrobně rozebrány dynamické chyby při různých interpolacích. V *závěru* jsou shrnuty dosažené výsledky a navrženo *doporučení dalšího postupu prací* přímo navazujících na disertaci.

Desetinné třídění:	621.9 – 83; 621.9 – 589.2
Klíčová slova:	elektrický servopohon, rotační motor, interpolace
Zpracovatel:	TU v Liberci, Fakulta strojní, Katedra výrobních systémů
Dokončeno:	2005
Archivní označení zprávy:	
Počet stran:	
Počet obrázků:	81
Počet rovnic:	60

Annotation:

Nowadays, requirements that current feeding drives of CNC machine tools have to deal with are extremely high. Positional accuracy about one micrometer is relatively common parameter. At the same time, feeding speeds are rapidly increasing at 30 m/min and more. This require using either long pitch screws or direct drivers (e.g. linear). As a result, servomechanisms are more sensitive to external forces. In addition, dynamic errors rise at high speeds and accelerations due to shared movements of more coordinates. For the desired accuracy meeting it is necessary to improve a dynamic behaviour of servomechanisms.

This doctoral thesis solves questions of dynamic errors at the linear and circular interpolation, square errors and errors that occur in the course of connecting curves. The results that have been simulated are verified via measurement on the Yaskawa testing device.

Doctoral thesis has the following structure: the first part covers an introduction, after this follows characterization of the solving problem, where broader conjunctions of solving problems are described. Second part of the work is theoretical. It deals with mathematical inferences of the three-phase synchronic motor and its identification. Following chapters include experimental part 1 and 2 where dynamic errors at the different interpolations are described in detail. Concluded results and recomendations for further work are given in the conclusion of the thesis.

1.	Úvod.....	11
2.	Cíl disertační práce	13
3.	Přehled současného stavu.....	14
3.1.	Vysokorychlostní obrábění (HSC).....	14
3.1.1.	Principy HSC technologií	14
3.1.2.	Vysokorychlostní řezné procesy	16
3.1.3.	Povlakované nástroje.....	17
3.1.4.	Parametry strojů pro HSC technologie.....	19
3.1.5.	Základní vlastnosti HSC strojů	20
3.1.6.	Pohony posuvů.....	20
3.1.7.	Pohony vřeten	20
3.2.	Dynamické pohony posuvů	21
3.2.1.	Rotační pohony posuvů	21
3.2.2.	Lineární motory.....	22
3.2.3.	Požadované rychlosti a zrychlení.....	24
3.2.4.	Aplikace lineárního motoru	26
3.2.5.	Přímé rotační prstencové (vysokomomentové) motory	27
3.3.	Lineární motory	29
3.3.1.	Definice lineárního motoru.....	29
3.3.2.	Základní pravidla použití lineárních motorů	34
3.3.3.	Srovnání jednotlivých konstrukčních typů lineárních motorů.....	35
4.	Teoretická část.....	37
4.1.	Model jedné osy CNC obráběcího stroje	37
4.1.1.	Uspořádání posuvové osy s rotačním pohonem.....	37
4.1.2.	Uspořádání posuvové osy s lineárním pohonem.....	38
4.1.3.	Matematické modely elektrických motorů	38
4.1.4.	Polovodičový měnič	46
4.1.5.	Regulátory	48
4.1.6.	Úplný jednohmotový matematický model NC osy	51
5.	Experimentální část 1. – měření na motoru Yaskawa	53
5.1.	Vytvoření matematického modelu motoru Yaskawa.....	53
5.1.1.	Měření a výpočet vlastní a vzájemné indukčnosti cívek	54
5.1.2.	Tranzistorový měnič (servopack) Yaskawa SGDh 50DE	58
5.1.3.	Propustné pásmo servopohonu.....	60
5.1.4.	Proudová smyčka	60
5.1.5.	Rychlostní smyčka a polohová smyčka.....	63
5.1.6.	Zapojení předkorekčních signálů (feedforwardů).....	67
5.1.7.	Dynamická poddajnost regulace polohy.....	67
6.	Experimentální část 2. – simulace a měření dynamických chyb.....	75
6.1.	Lineární interpolace	75
6.1.1.	Simulace a měření paralelní odlehlosti na motorech Yaskawa	80
6.2.	Kruhová interpolace	87
6.2.1.	Hustota náhrady při křivkové interpolaci	87
6.2.2.	Způsob generování přírůstků polohy.....	88
6.2.3.	Vyhlažovací funkce nástroje.....	90
6.2.4.	Chyby při kruhové intepolaci.....	90
6.2.5.	Kvadrantové chyby při kruhové interpolaci	106
6.2.6.	Metody kompenzace.....	107
6.2.7.	Měření kvadrantových chyb na zkušebním stavu Yaskawa	109

6.2.8.	Měření kompenzace kvadrantových chyb	113
6.3.	Skokové změny křivosti žádané dráhy.....	117
6.3.1.	Vytvoření simulačního schématu.....	119
6.3.2.	Parametry simulace	122
6.3.3.	Ovlivnění zrychlení a omezení rázů.....	127
7.	Závěr – zhodnocení výsledků.....	128
8.	Literatura.....	130
9.	Vlastní publikace	132
10.	Příloha č. 1.....	133

Seznam zkratek a symbolů

A_0 [m/s^2]	vektor zrychlení
A_x [m/s^2]	složka zrychlení v ose x
A_y [m/s^2]	složka zrychlení v ose y
a_n [m/s^2]	dostředivé zrychlení
B_R [T]	remanence
$B(H)_{\text{MAX}}$ [kJ/m^3]	energetický součin
f_i [Hz]	frekvence zlomu
f_{VZ} [Hz]	vzorkovací frekvenci proudových impulsů
f_R [Hz]	propustné pásmo rychlostní smyčky
f_P [Hz]	propustné pásmo polohové smyčky
FFI	označení feedforwardu proudu
FFV	označení feedforwardu rychlosti
HSC	označení pro vysokorychlostní obrábění
H_K [kA/m]	koercitivní síla
h [m]	stoupání kuličkového šroubu
$i(t)$ [A]	proud protékající kotvou motoru
$i_{A,B,C}(t)$ [A]	svorkové proudy na motoru
I_{JM} [A_{RMS}]	jmenovitý proud motoru
I_{MAX} [A_{RMS}]	maximální proud motoru
J_R [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]	redukovaný moment setrvačnosti na hřídel motoru
J_M [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]	moment setrvačnosti motoru
J_S [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]	moment setrvačnosti kuličkového šroubu
K_E [$\frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{rad}}$]	napěťová konstanta
K_M [$\frac{\text{N} \cdot \text{m}}{\text{A}}$]	momentová konstanta

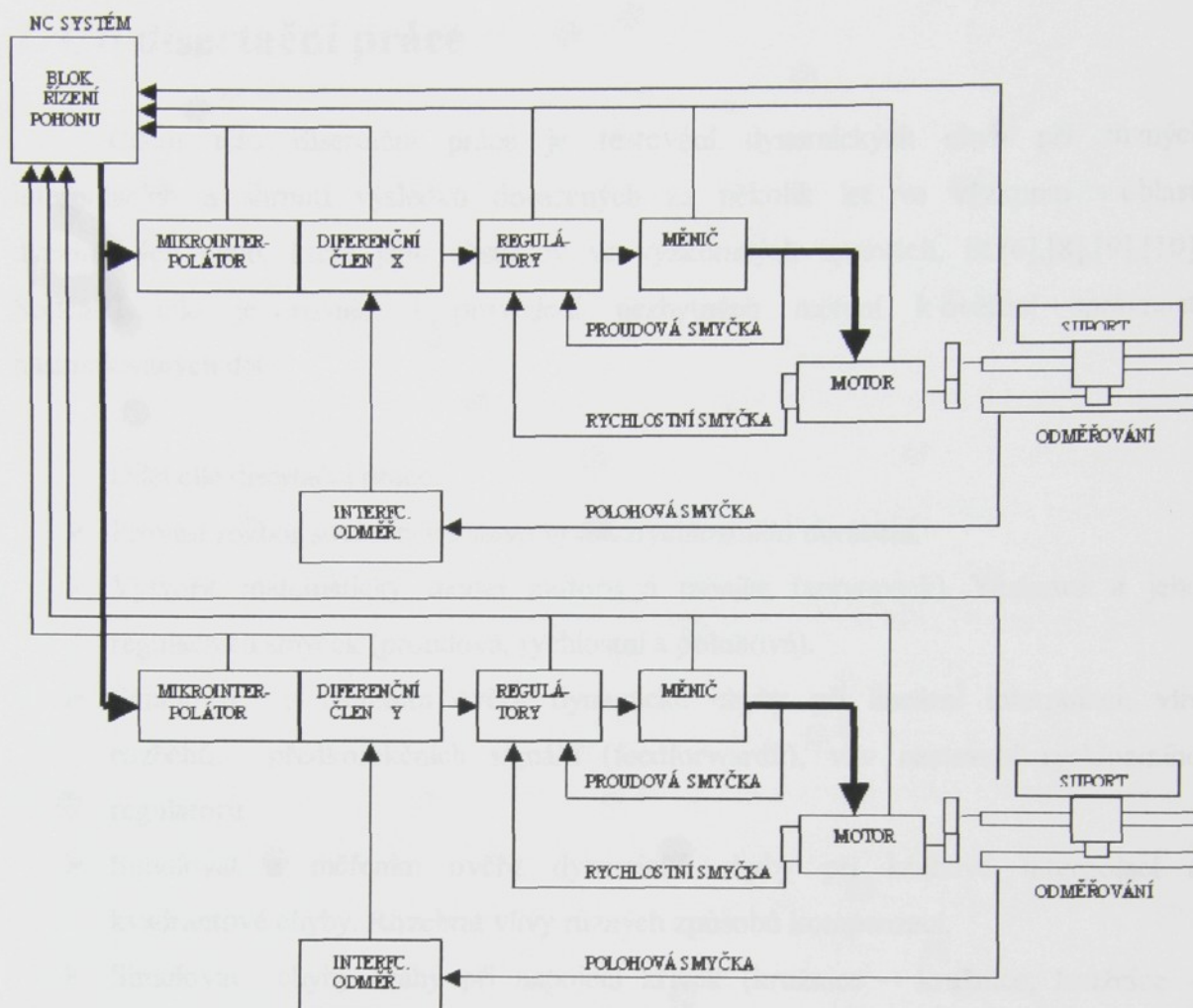
$K_i \left[\frac{V}{A} \right]$	 zesílení proudového regulátoru
$K_V \left[\frac{1}{s} \right]$	 proporcionální zesílení v polohové smyčce
$K_R \left[\frac{A \cdot s}{rad} \right]$	 zesílení rychlostního PI regulátoru
$K_{vx} [1/s]$	 polohové zesílení souřadnice „X“
$K_{vy} [1/s]$	 polohové zesílení souřadnice „Y“
k	 směrnice přímky
$L [H]$	 indukčnost vinutí motoru
$L_{AB,BA}, L_{AC,CA}, L_{BC,CB} [H]$	 vzájemné indukčnosti
$L_{celk_K} [H]$	 indukčnost při měření nakrátko
$L_{celk_0} [H]$	 indukčnost při měření naprázdno
$M_K(t) [N \cdot m]$	 moment kotvy
$M_Z(t) [N \cdot m]$	 vnější zátěžný moment
$m [kg]$	 hmotnost suportu
$R_0 [m]$	 poloměr interpolované kružnice
$R [\Omega]$	 odpor vinutí motoru
$r [m]$	 polohový vektor
$T_d [s]$	 dopravní zpoždění
$T_i [s]$	 integrační časová konstanta proudového regulátoru
$T_F [s]$	 časová konstanta filtru
$T_R [s]$	 integrační časová konstanta rychlostního regulátoru
$u_{A,B,C}(t) [V]$	 napětí na svorkách motoru
$u_E(t) [V]$	 vnitřní indukované napětí
$V_0 [m/s]$	 vektor rychlosti
$V_X [m/s]$	 složka rychlosti v ose x
$V_Y [m/s]$	 složka rychlosti v ose y
$v_B [m/s]$	 rychlost pohybujícího se bodu po kružnici

x_A [m]		souřadnice x bodu A
x_B [m]		souřadnice x bodu B
x_e [m]		sledovací odchylka v ose „X“
$X_{\dot{z}}$ [m]		složka polohy v ose x
$Y_{\dot{z}}$ [m]		složka polohy v ose y
y_A [m]		souřadnice y bodu A
y_B [m]		souřadnice y bodu B
y_e [m]		sledovací odchylka v ose „Y“
α [rad]		sklon programované přímky
β [rad]		úhel přechodu
ΔR_0 [m]		změna poloměru interpolované kružnice
Δp [m]		paralelní odlehlost
$\varepsilon_{MAX} \left[\frac{rad}{s^2} \right]$		maximální zrychlení motoru
φ [rad]		elektrický úhel
φ_M [rad]		natočení hřídele motoru
$\omega \left[\frac{rad}{s} \right]$		úhlová rychlost
$\omega_{JM} \left[\frac{ot}{min} \right]$		jmenovité otáčky motoru
$\omega_{MAX} \left[\frac{ot}{min} \right]$		maximální otáčky motoru
τ_E [s]		elektrická časová konstant motoru
τ_M [s]		mechanická časová konstant motoru
τ_p [-]		počet pólpárů.

1. Úvod

Současné nástrojové materiály dovolují použít technologii vysokorychlostního obrábění, která přináší zvětšení řezných rychlostí přes 200 m/min pro ocel a přes 800 m/min pro lehké slitiny (používané zkratky HSC - High Speed Cutting nebo HSM - High Speed Machining). Pro takové řezné podmínky je zpravidla nutné zvětšit posuvové rychlosti přes 5 m/min a zvýšit hodnotu zrychlení rozběhu a zastavení nad 5 m/s². To má za následek zvýraznění dynamických odchylek od programované dráhy.

Zvětšování posuvových rychlostí způsobuje poměrně dramatický vývoj koncepce pohonů posuvů malých a středních strojů. Začínají se ve značné míře používat přímé pohony. Akčním členem pohonu je pak speciální elektrický motor. Lineární pro posuvné osy, resp. prstencový pro rotační osy, který působí přímo (bez převodů) na ovládanou část stroje. Stroje vybavené přímými elektrickými pohony budou v blízké budoucnosti patrně převládajícím řešením v aplikacích určených pro obrábění vysokými rychlostmi. Mimo to se ovšem stále používá klasické uspořádání s rotačním motorem spojeným (někdy přes převod) s kuličkovým posuvovým šroubem působícím přes kuličkovou matici na ovládanou část stroje (suport). Přejít na vysoké posuvové rychlosti si vynucuje zvětšení stoupání šroubů na 32 až 63 mm/ot. Vysoká požadovaná zrychlení pohonů posuvů také inspirují návrhy netradičních kinematických schémat s protiběžnými suporty, odpruženými sekundární lineárními motory apod. (viz např. lit. [5]). Struktura regulace se v podstatě nemění a základem zůstává kaskádní uspořádání s proudovým, rychlostním a polohovým regulátorem (obr.1.1).



Obr.1.1: Schéma řízení pohonů posuvů

Při současném pohybu dvou a více souřadnic stroje (interpolaci) dochází k dynamickým odchylkám skutečné dráhy nástroje od programovaného tvaru. Vysokorychlostní obrábění za výše uvedených podmínek zvýrazňuje dynamické chyby pohonů a vyvolává nové požadavky na jejich řízení. Bez zvláštních opatření by došlo k nepříjemnému zkreslení naprogramovaných tvarů.

Velikost dynamických chyb závisí na rychlosti a zrychlení pohybu, dále na poloměru křivosti zadané dráhy a na parametrech interpolujících souřadnic. Základní vztahy jsou známy již od roku 1972 (lit.[11]). Analytické řešení provedené v lit.[11] je ovšem rozumně použitelné jen pro systémy do třetího řádu, chování takového modelu se dosti liší od reálných servopohonů a dosažené výsledky mají spíše informativní charakter. Teprve počítačové simulační prostředky (zde Matlab - Simulink firmy Mathworks Inc.) umožňují podrobný rozbor dynamických chyb pohonů posuvů.

2. Cíl disertační práce

Cílem této disertační práce je testování dynamických chyb při různých interpolacích a shrnutí výsledků dosažených za několik let ve výzkumu v oblasti dynamických chyb, které jsou obsaženy ve výzkumných zprávách, lit.[6],[8],[9],[10]. Součástí cíle je rovněž i provedení nezbytných měření k ověření správnosti nasimulovaných dat.

Dílčí cíle disertační práce:

- Provést rozbor současného stavu vysokorychlostního obrábění.
- Vytvořit matematický model motoru a měniče (servopack) Yaskawa a jeho regulačních smyček (proudová, rychlostní a polohová).
- Simulovat a měřením ověřit dynamické chyby při lineární interpolaci, vliv rozběhů, předkorekčních signálů (feedforwardů), vliv nastavení rychlostního regulátoru.
- Simulovat a měřením ověřit dynamické chyby při kruhové interpolaci a kvadrantové chyby. Rozebrat vlivy různých způsobů kompenzací.
- Simulovat chyby dráhy při napojení křivek (kružnice – kružnice, kružnice – přímka). Zjistit vliv objížděcí rychlosti a skoku zrychlení na chybu dráhy.

3. Přehled současného stavu

3.1. Vysokorychlostní obrábění (HSC)

3.1.1. Principy HSC technologií

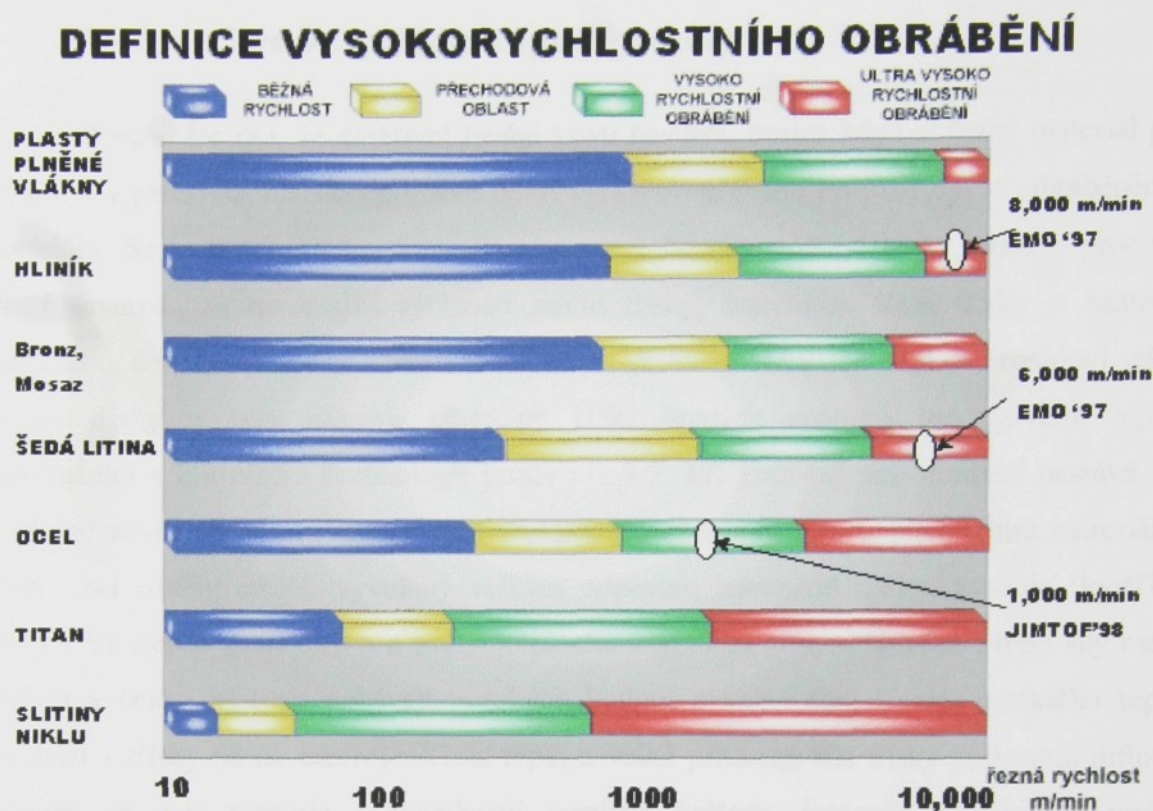
Do HSC technologií jsou zahrnuty kromě vysokorychlostního obrábění i tzv. suché a tvrdé obrábění. Jejich zaměření je k dosažení vyšší kvality a intenzity řezného procesu. Výše uvedené tři technologie spolu úzce souvisí. Lze je zjednodušeně definovat takto:

Vysokorychlostní obrábění sleduje zvýšení úběru třísek, kvality obráběného povrchu a životnosti nástroje podstatným zvýšením řezné rychlosti při sníženém průřezu třísky a snížené řezné síle (lit.[1]).

Vysoká relativní rychlost třísky vzhledem k čelní ploše nástroje spolu s novou kvalitou řezné hrany zvyšuje podíl tepla řezného procesu, které odchází s třískou. Snižuje tepelné i mechanické namáhání nástroje a prodlužuje jeho životnost. Redukce tepelných toků do nástroje, rámu stroje a do obrobku za současně snížení řezných sil přineslo zvýšení přesnosti obrobku a kvality jeho povrchu.

Při suchém obrábění dochází k vyloučení nebo minimalizaci použití řezných kapalin. Častěji je užito kvazisuchého obrábění, které ponechává určité množství řezné kapaliny pro mazání kontaktní plochy třísky a snížení třecích sil mezi třískou a nástrojem.

Tvrdé obrábění je obrábění kalených ocelí a jiných velmi tvrdých materiálů. Nahrazuje technologii broušení. Tvrdé obrábění je umožněno hlavně použitím kubického nitridu boru jako řezného materiálu. Je druhým nejtvrdším materiálem po diamantu, ale svoji tvrdost si na rozdíl od diamantu udržuje i do vysokých teplot, překračujících tavnou teplotu železných materiálů. Kubický nitrid boru má mnohem vyšší odolnost proti mechanickým a teplotním šokům. Efekty vysokorychlostního obrábění kalených materiálů pomocí kubického nitridu boru se dosahují již při řezných rychlostech do $200 \text{ m} \cdot \text{min}^{-1}$.



Obr.3.1: Řezné rychlosti dosahované v minulých letech na strojích MAZAK (lit. [25])

Jak lze očekávat, hranice vysokorychlostního obrábění jsou různé podle obráběného materiálu. obr.3.1 ukazuje, kde jsou tyto hranice.

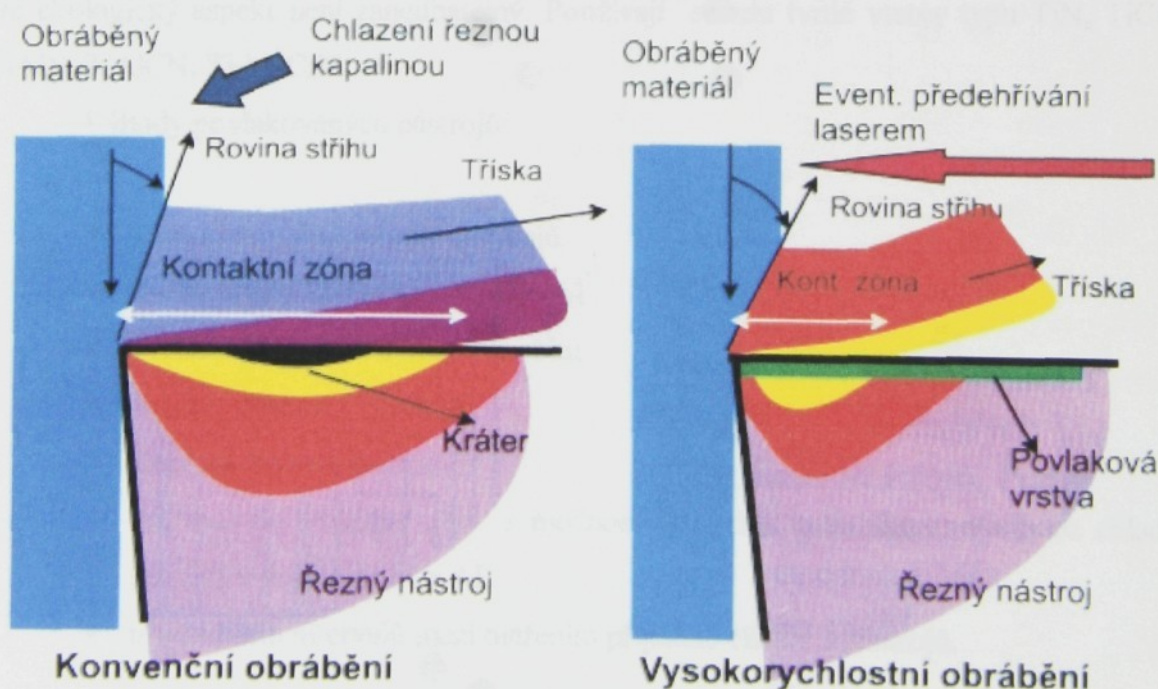
Hlavní požadavky na vysokorychlostní obrábění

- Řezné materiály pro vysoké řezné rychlosti
- Vysokootáčková vřetena
- Posuvové mechanismy umožňující vysoké rychlosti posuvů a vysoká zrychlení
- Vysoká tuhost celého systému stroj - nástroj
- CNC řídicí systémy s vysokou rychlostí zpracování bloku

Důraz je kladen na souhrn vlastností v celém technologickém řetězci, neboť nejslabší článek podstatně ovlivní vlastnosti celého stroje.

3.1.2. Vysokorychlostní řezné procesy

Obecně lze říci, že efektivní řezání kovu nastává, pouze když si řezný materiál při teplotě a v prostředí řezného procesu udrží výraznou převahu tvrdosti oproti obráběnému materiálu. Se vzrůstající řeznou rychlostí roste celkové množství tepla řezného procesu téměř úměrně, s narůstající rychlostí stříhu třísky, intenzitou tření třísky o nástroj. Plastickou deformací třísky v rovině stříhu se skokově mění její teplota, rostoucí ještě třením třísky o čelo nástroje. Principy HSC řezných procesů lze vysvětlit jejich porovnáním s konvenční technologií podle obr.3.2. Při konvenčním obrábění nastává ve smykové rovině mechanické zpevnění třísky a její ztvrdnutí oproti původnímu materiálu. Malý úhel roviny stříhu, vyvolaný velkým odporem zpevněné třísky, zvyšuje tloušťku třísky i její odpor proti ohybu a zvětšuje plochu kontaktní zóny. Přítlačné i třecí síly mezi třískou a čelem nástroje nabývají vysokých hodnot a velká část třením vzniklého tepla přechází z třísky na do nástroje. Třecí teplo a velká přítlačná síla třísky podporují difúzní procesy na čele nástroje a vyvolávají vymílání kráteru. Intenzita vývoje celkového procesního tepla roste úměrně se zvyšováním rychlosti smyku třísky ve smykové rovině a s řezným odporem, který v podstatě závisí na obráběném materiálu. Tvrdé kalené materiály se za těchto podmínek obrábět nedají a řezná rychlost u běžných materiálů a konvenčních nástrojů je omezena nadměrným opotřebením nástroje.



Obr.3.2: Porovnání konvenčního a vysokorychlostního obrábění (lit.[1])

Při vysokorychlostním obrábění mimořádně tvrdými a tepelně odolnými nástroji se teplota třísky přiblíží tavné teplotě obráběného materiálu a při určité řezné rychlosti dojde k náhlé změně řady metalurgických, chemických i mechanických vlastností třísky.

Tříska při průchodu rovinou stříhu zvýší v celém svém průřezu náhle svoji teplotu, i kalená ocelová tříska změkne a sníží svou přítláčnou sílu na čelo nástroje. Třecí síla i celkový řezný odpor klesne. Zvětší se úhel smykové roviny a ztenčí se průřez třísky. Zvýší se rychlost jejího odchodu z kontaktní zóny. Sníží se plocha kontaktní zóny a omezí se sekundární nárůst teploty třísky třením v kontaktní zóně. Tříska z kontaktní zóny rychle odejde a nemá čas předat teplo nástroji ani obrobku. Tím se minimalizuje přenos tepla do nástroje i obrobku a naprostá většina vzniklého tepla odchází s třískou. Tím vším se i při celkově značném nárůstu procesního tepla omezí opotřebení nástroje. Důsledkem poklesu řezných sil a snížení tepelného toku do obrobku stoupne i přesnost obrábění. Vhodná strategie obrábění umožní zvýšení kvality obráběného povrchu i při minimálních poloměrech zaoblení nástrojů.

3.1.3. Povlakované nástroje

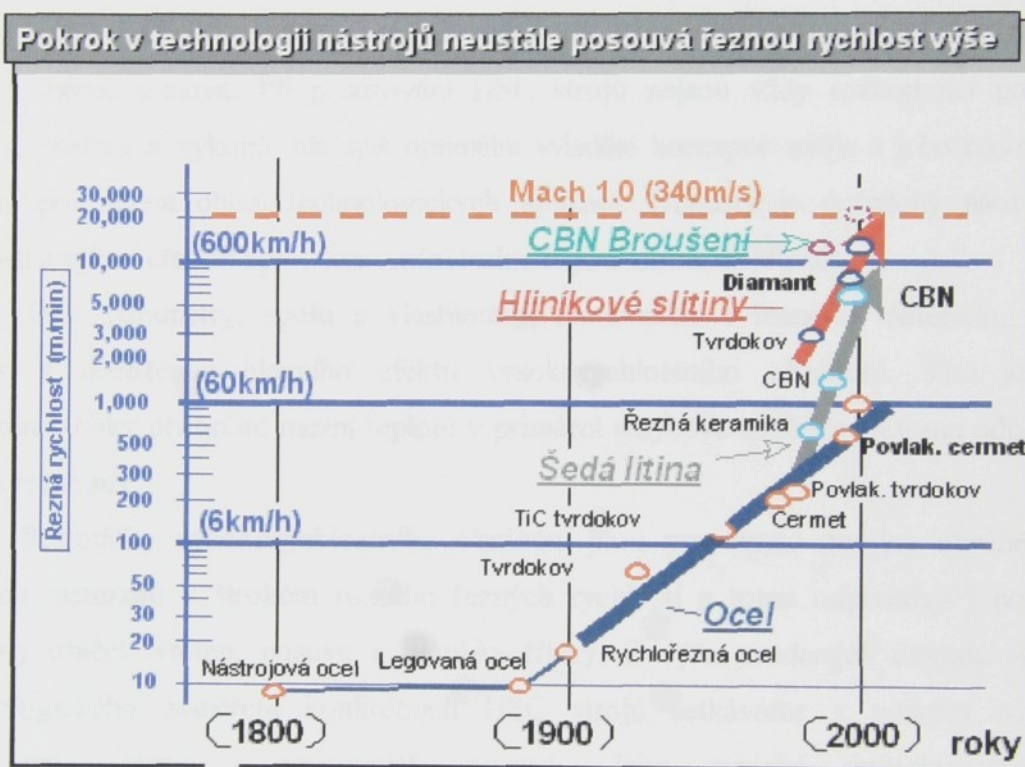
Povlakováním se výrazně zlepšují užité vlastnosti nástrojů. Nasazení nepovlakovaných nástrojů u vysokorychlostního obrábění nebo u operací prováděných zasucha není možné. S úsporou chladicích kapalin výrazně stoupá hospodárnost operací a ani ekologický aspekt není zanedbatelný. Používají se zde tvrdé vrstvy typu TiN, TiCN, TiAlN, TiAlCN, Ti₂N, CrN.

Výhody povlakovaných nástrojů:

- zvýšení trvanlivosti ostří nástrojů
- zvýšení celkové životnosti nástrojů
- výrazném zlepšení kvality obrobku
- zvýšení přesnosti obrábění
- zlepšení řezných podmínek
- minimalizaci chlazení příp. s možností částečné nebo úplné eliminace chladiv (zvláště u vrstev na bázi Al)
- prodloužení intervalů mezi ostřením případně čištěním nástrojů.

Povlakování se mimo nástroje pro obrábění, používá také u nástrojů pro tváření, stříhání, u vstřikovacích forem, u pojezdových drah, valivých ložisek apod.

Přínosem je zamezení nalepování obrobku, zmenšení tření, chvění a vzniku studených svarů i nárůstu na ostří. Při stříhání a tváření se zamezuje zadření, vytahování obrobku při zpětném chodu nástroje, vzniku rýhování na obrobku a nalepování obrobku. U forem se zamezuje nalepování vylisku na formu, větší koroziodolnost, snadnější čištění, provozní spolehlivost a zlepšení tvářecích vlastností.



Obr.3.3: Nárůst řezných rychlostí (lit.[25])

Tento graf není žádným překvapením. Trend v řezných rychlostech jde vzhůru. Další vývoj závisí stejně na technologii řezných nástrojů, jako na schopnostech obráběcích strojů. Brzy bude řezná rychlost dosahovat rychlosti zvuku.

Pozn.: CBN = kubický nitrid bóru.

3.1.4. Parametry strojů pro HSC technologie

Aplikace rychlostního obrábění přináší významné snížení výrobních časů až o devadesát procent a snížení výrobních nákladů až o padesát procent. Z těchto údajů vyplývá, že hlavní snaha vysokorychlostního obrábění je docílení zvýšeného výkonu, kvality obráběného povrchu i životnosti nástroje, vyššími otáčkami a posuvy při snížené hloubce třísky, nižších řezných silách, snížené teplotě obrobku a zvýšené životnosti nástroje.

Přesnou hranici parametrů strojů a řezných podmínek, jejichž syntézou by v jednotlivých případech vznikly podmínky pro vznik efektů vysokorychlostního obrábění, není snadné obecně stanovit. Při posuzování HSC strojů nejsou vždy rozhodující parametry otáček, posuvů a výkonů, ale spíše optimální vyladění koncepce stroje a jeho nástrojového osazení pro danou oblast technologických aplikací. Důležitý je dosažený nárůst řezné rychlosti a výkonu řezání oproti konvenční technologii obdobného případu.

Tyto parametry, spolu s vlastnostmi obráběného i řezného materiálu, nejbližší souvisí s dosažením hlavního efektu vysokorychlostního obrábění. Tím je náhlé změknutí třísky při určité mezní teplotě v primární smykové zóně řezu a tomu odpovídající pokles řezné síly.

Podmínky vysokorychlostního obrábění jsou pro různé dvojice obráběných a řezných materiálů v širokém rozsahu řezných rychlostí a tomu odpovídají i používané hodnoty otáček vřeten, posuvu a hloubky třísky. Z výše uvedených důvodů se podle technologického zaměření konkrétních HSC strojů setkáváme s velkým rozsahem parametrů otáček i pracovních posuvů. Jako typické rozsahy parametrů vysokorychlostních strojů jsou v průmyslově nejvyspělejších zemích uváděny pro stroje střední velikosti tyto hodnoty:

- otáčky frézovacích vřeten 10 000 až 120 000 min^{-1} , soustružnických vřeten 5000 až 15 000 min^{-1} .
- maximální výkony frézovacích i soustružnických vřeten 15 až 60 kW, u velkých strojů i více.
- rychlost pracovních posuvů 10 až 40 $\text{m} \cdot \text{min}^{-1}$, rychloposuvy až 90 - 120 $\text{m} \cdot \text{min}^{-1}$.

3.1.5. Základní vlastnosti HSC strojů

Základem řešení HSC strojů je řešení jejich rámců. Musí být lehké a tuhé, s vysokými vlastními frekvencemi a dobrým útlumem mechanických rázů a vibrací. Součástí rámců jsou i přímočará vedení, popřípadě otočná uložení, u nichž je požadována vysoká tuhost a minimální tření při vysokých posuvových rychlostech. Při HSC obrábění nastává řádový nárůst celkového procesního tepla. Převážná část odchází s třískou, proto musí být zajištěno rychlé odstraňování třísek z pracovního prostoru stroje. To je přísný požadavek HSC technologie a koncepce rámu je mu podřízena. Jiným přísným požadavkem je tepelná symetrie rámu a izolace hlavních zdrojů tepla, což by mělo vyloučit úhlové deformace rámců i při existenci délkových dilatací. Tepelné toky směřjí způsobit pouze posuvné, nikoliv úhlové deformace. Boj proti tepelným vlivům je zaměřen na odvod veškerého tepla z místa jeho vzniku, což je jediné účinná eliminace jakýchkoliv časově proměnných tepelných toků po stroji.

3.1.6. Pohony posuvů

Lineární motory mají zatím kromě vyšší ceny řadu principiálních nevýhod, jako vyšší proudy, generování tepla uvnitř stroje, obtížné krytování proti prachu a třískám při obrábění ferromagnetických materiálů. Vyjmenované nevýhody se postupně daří víceméně úspěšně odstraňovat a lineární pohony se prosazují čím dál více.

Pro docílení vysokých posuvových rychlostí HSC strojů je možné použít kuličkové šrouby (popřípadě rotující kuličkové matice) s velkým stoupáním.

Tahově předepnuté kuličkové šrouby a průtokově mazané i chlazené matice vyhovují i náročným požadavkům na tuhost, životnost a posuvovou rychlost HSC procesu. Pro dosažení vysoké přesnosti vedení a eliminaci přičení ve vedení při náhlém zrychlení posuvu až do vysokých rychlostí HSC procesu je možné použít zdvojené pohony posuvu (uspořádání „Gantry“).

3.1.7. Pohony vřeten

Pohon samostatného vřetena prostřednictvím kvalitní dvoustupňové převodovky má oproti přímému pohonu axiální spojkou od motoru nebo integrovanému elektrovřetenu výhodu zvýšeného krouticího momentu v nižších otáčkách a zvýšeného výkonu ve vyšších otáčkách.

Pohony vřeten s dvoustupňovou a vícestupňovou převodovkou jsou standardně použitelné až do výkonu 35 kW. Nižší rychlostní stupeň dává větší točivý moment už při nižších otáčkách pro oceli a těžkoobrobitelné materiály. Stroje s převodovkou tedy umožňují efektivní „silové“ i HSC obrábění a mají nejširší technologickou využitelnost.

Vřeteno s takto uspořádaným pohonem je ochráněno před nepříznivými vlivy motoru, zejména před vibracemi, magnetickými vlivy a tepelnými šoky. Lépe než vodou může být chlazeno olejem cirkulujícím přes řízený chladič, což přispívá ke kompenzaci tepelných dilatací. Tím vším se oproti integrovanému provedení zvyšuje přesnost chodu vřetena a prodlužuje jeho životnost.

Vřetena dávají možnost tlakového přívodu řezné kapaliny do nástroje, což je důležité zejména při vrtání hlubokých děr. V jiných případech je možno aplikovat „suché“ i kvazisuché obrábění, které snižuje spotřebu řezných kapalin.

3.2. Dynamické pohony posuvů

3.2.1. Rotační pohony posuvů

Konvenční pohony posuvů s rotačními servomotory a kuličkovými šrouby přidávají značnou setrvačnost svých rotujících hmot k setrvačnosti ovládaných posuvných hmot. Vyvození posuvových rychlostí a zrychlení potřebných pro HSC aplikace se tím stává neschůdné. Zařízení pro silové předpětí a vymezení vůle konvenčních pohonů navíc snižují jejich mechanickou účinnost a generují neúnosné množství tepla a tření, což vede k nadměrnému opotřebení a snížení životnosti posuvových mechanismů. Problémy narůstají s delšími zdvihy, větší hmotností a vyšší posuvovou rychlostí i se zrychlením posouvanych hmot.

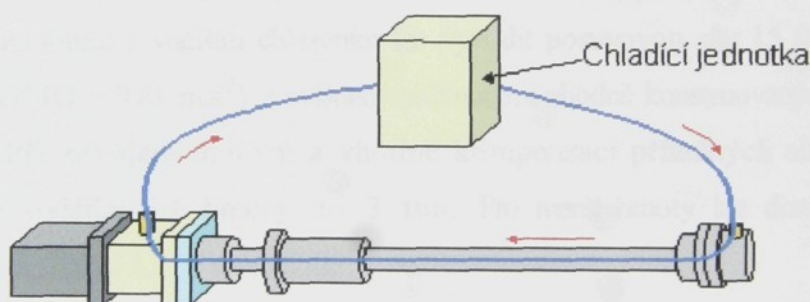
3.2.1.1. Zdokonalování rotačních pohonů

Běžné rotační pohony posuvů s kuličkovými šrouby dosahují při zdvizích do jednoho metru zrychlení 0,1 až 0,2 G a při vyšších hmotách a zdvizích zrychlení klesá. Přechodem na lineární pohony lze dosáhnout pro středně velké stroje asi desetinásobného navýšení zrychlení, což přibližně odpovídá řádovému zvýšení řezných i posuvových rychlostí HSC technologie.

Existují možnosti urychlení rotačních pohonů posuvů. Kuličkové šrouby s velkým stoupáním, které např. u tzv. „čtvercových“ šroubů dosahuje i hodnoty průměru šroubu, podstatně snižují otáčky rotujících hmot a jejich podíl na celkových urychlovaných hmotách. Umožní se tím pro středně velké stroje dosažení zrychlení do 0,2 až 0,3 G. Jinou možností je zablokování rotace šroubu a vyvození axiálního pohybu rotací kuličkové matice s vymezením vůle a předpětím. Speciální průvlekové servomotory byly vyvinuty pro tato řešení, pomocí nichž lze dosáhnout až 0,5 G i pro delší zdvihy. Axiální tuhost pohonu však i v tomto případě klesá s narůstajícím zdvihem poněvadž posuvový šroub je namáhán na tah, tlak, vzpěr i krut a jeho poddajnost roste s délkou.

3.2.1.2. Zvýšení rychlosti u kuličkového šroubu

Se vzrůstající rychlostí otáčení a zatížením kuličkového šroubu vzrůstá množství tepla, které mění rozměry kuličkového šroubu. To snižuje jeho životnost. Řešením je **vnitřní chlazení kuličkového šroubu**.



Vnitřkem šroubu proudí kapalina o regulované teplotě

Obr.3.4: Vnitřní chlazení kuličkového šroubu (lit[25])

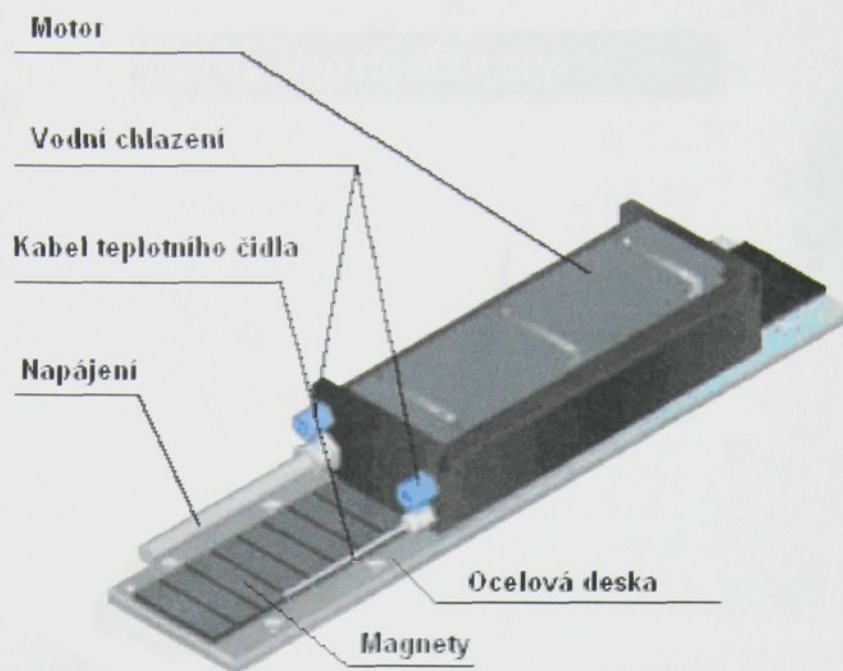
3.2.2. Lineární motory

Lineární motory jsou oproštěny výše uvedených nevýhod a jsou užívány jako pohony posuvů HSC strojů menší i střední velikosti. Dříve uváděné argumenty, že vnější periodické síly musí být zachyceny mechanickou oporou (jako např. posuvovým šroubem), se ukázaly v případech rychle reagujících polohově vázaných lineárních pohonů jako neopodstatněné.

Pohony s lineárními motory jsou svým principem pohony přímé, neboť vyvozují posuvovou sílu přímo na posouváný objekt bez mechanických převodů a mezičlenů. Jejich mechanická tuhost je tedy rovna nule a působení na řízený objekt ve statických i dynamických stavech je jedinež výsledkem jejich aktivního působení v podmínkách zpětně polohově řízeného servosystému. Vnější periodické síly např. řezné síly při frézování mohou ovládaný objekt rozkmitat.

Nevýhoda přímého lineárního pohonu je obdobná jako u integrovaných vřeten, která jsou rovněž přímými pohony tj. nemožnost využití výhod volitelného převodového poměru. Proto musí lineární motor vyvinout plnou posuvovou sílu i při malé rychlosti posuvu což znamená generovat plný proud a s ním spojené teplo. Proud bychom sice mohli snížit zvětšováním stavební šířky lineárního motoru, prodlužováním jeho aktivní části nebo zkrácení jeho pólových vzdáleností. Žádná z těchto možností není příliš praktická. Vnější chlazení je za této situace nevyhnutelné. Znamená ovšem energetickou ztrátu a zejména při nízkých rychlostech velmi nízkou účinnost pohonu.

Lineární motory eliminují rotační posuvové mechanismy a mohou dnes již jako polohově vázané servosystémy vyvodit posuvové rychlosti do $120 \text{ m} \cdot \text{min}^{-1}$. Jedním lineárním motorem s vnějším chlazením lze vyvodit posuvovou sílu $15\,000 \text{ N}$ a zrychlení do jednoho „G“ ($G = 9,81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$) s ovládanými hmotami vhodně konstruovaných HSC strojů střední velikosti. Při zdvojení motorů a vhodné kompenzaci přitažných sil lineárních motorů lze takto ovládat již hmoty do 3 tun . Pro menší hmoty lze dosáhnout ještě vyšších zrychlení, například 1,5; 2 nebo 3 G.



Obr.3.5: Schématické znázornění lineárního motoru od fy. ETEL

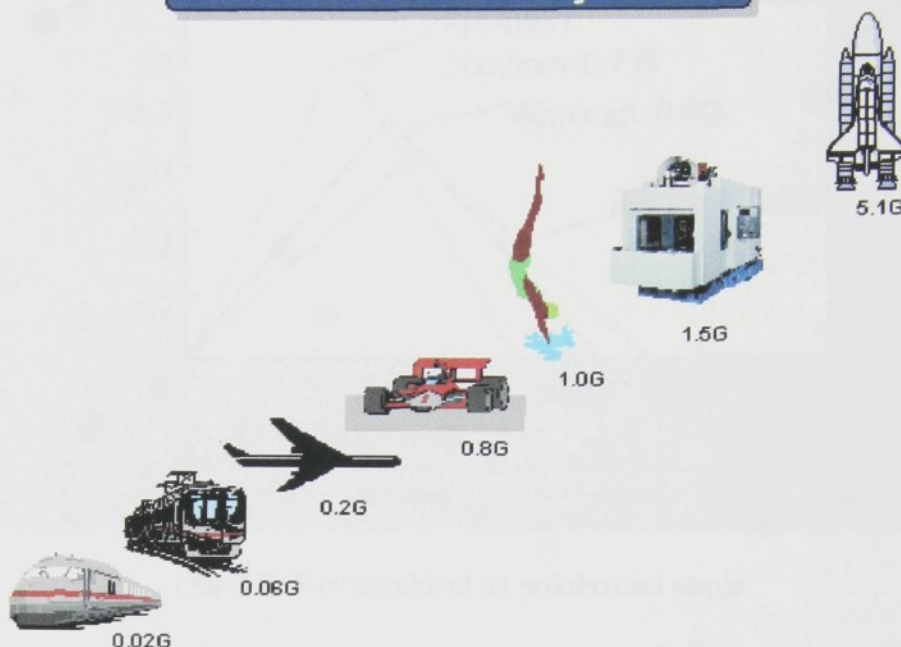
3.2.3. Požadované rychlosti a zrychlení

Doba potřebná k urychlení pohybů obráběcích strojů na pracovní posuvovou rychlost je doba ztrátová, neboť obrábění většinou probíhá až při dosažení programované rychlosti. Totéž platí o době potřebné pro zbrzdění pohybů, kterou předpokládáme rovnou době zrychlení.

3.2.3.1. Zrychlení

Další důležitou součástí rychlosti práce stroje je rychlost polohování a zrychlení, které stroj dokáže využít k dosažení naprogramovaných otáček, řezných posuvů a rychloposuvů. Zrychlení se nejčastěji vyjadřuje v násobcích G (obr.3.6), kde $1G$ je normální tíhové zrychlení Země.

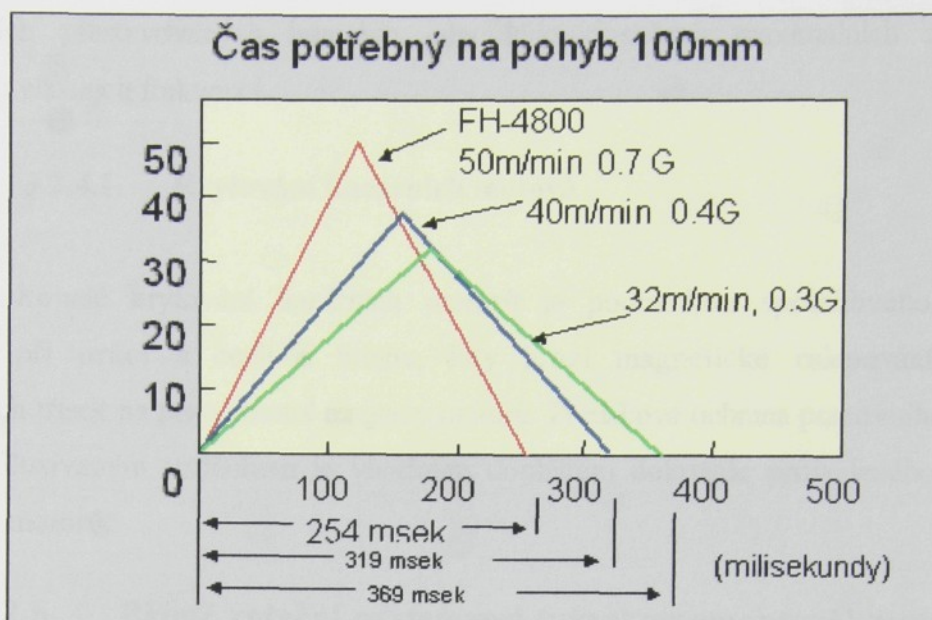
Srovnání hodnot zrychlení



Obr.3.6: Srovnání hodnot zrychlení (lit.[25])

Dnes stroje dosahují zrychlení 1,5G a více. To vyžaduje značné úsilí při návrhu a konstrukci stroje, neboť je potřeba vhodně rozložit pohybující se hmoty, aby bylo možné tak velkých zrychlení dosáhnout.

Čím větší je zrychlení, tím rychleji stroj dosáhne požadované rychlosti a totéž platí i pro zpomalení pohybu. Zejména na kratší vzdálenosti stroj s menším zrychlením nemusí ani maximální rychlosti pohybu dosáhnout.



Obr.3.7: Vliv zrychlení na polohování stroje

Graf názorně ukazuje časový rozdíl při pohybu o 100 mm. Stroj, který dosáhne zrychlení (a zpomalení) 0,3 G dosáhne na této dráze rychloposuvu jen 32 m/min, neboť musí včas brzdit, aby požadovanou vzdálenost nepřejel. Výsledný čas polohování na 100 mm je pak o polovinu delší, než u stroje s 0,7 G.

3.2.4. Aplikace lineárního motoru

Synchronní lineární motor má primární část ovládanou proudem a sekundární část s permanentními magnety. Pracuje jako běžný bezkartáčový synchronní servomotor s permanentními magnety v rotoru. Aktivní část lineárního motoru je vždy kratší a je obvykle připevněna k pohyblivé kratší části stroje. Vinutí aktivní části musí být intenzivně chlazeny kapalinou a tepelně izolovány od podkladu. Teplo přestupuje i do sekundární části, a proto je nutno ji rovněž chladit. Valivá vedení zachycují vnější síly, ale i přitlačnou sílu působící mezi primární a sekundární částí, která nabývá čtyř až pětinasobných hodnot oproti jmenovité axiální síle. Je-li v určité NC ose použit jen jeden motor, přitlačná síla předepíná valivá vedení a zvyšuje tím jejich tuhost. Jsou-li vedení vzdálená, je vhodné pro zamezení přičení použít dvou motorů se samostatnými polohovými servosmyčkami i odměřováním. Také lze zvolit konstrukční uspořádání kompenzující přitlačnou sílu. Všechny konfigurace sledují dosažení maximální tuhosti při

minimálních přestavovaných hmotách, aby bylo dosaženo maximálních zrychlení a nejvyšších vlastních frekvencí.

3.2.4.1. Krytování lineárních motorů

Dokonalé krytování lineárních motorů je podmínkou spolehlivého provozu. Zejména při práci s ocelí a litinou, kdy hrozí magnetické nalepování drobných poletujících třísek na permanentní magnety motorů. Přetlaková ochrana pracovního prostoru motorů filtrovaným vzduchem je vhodným doplňkem dokonale provedeného krytování lineárních motorů.

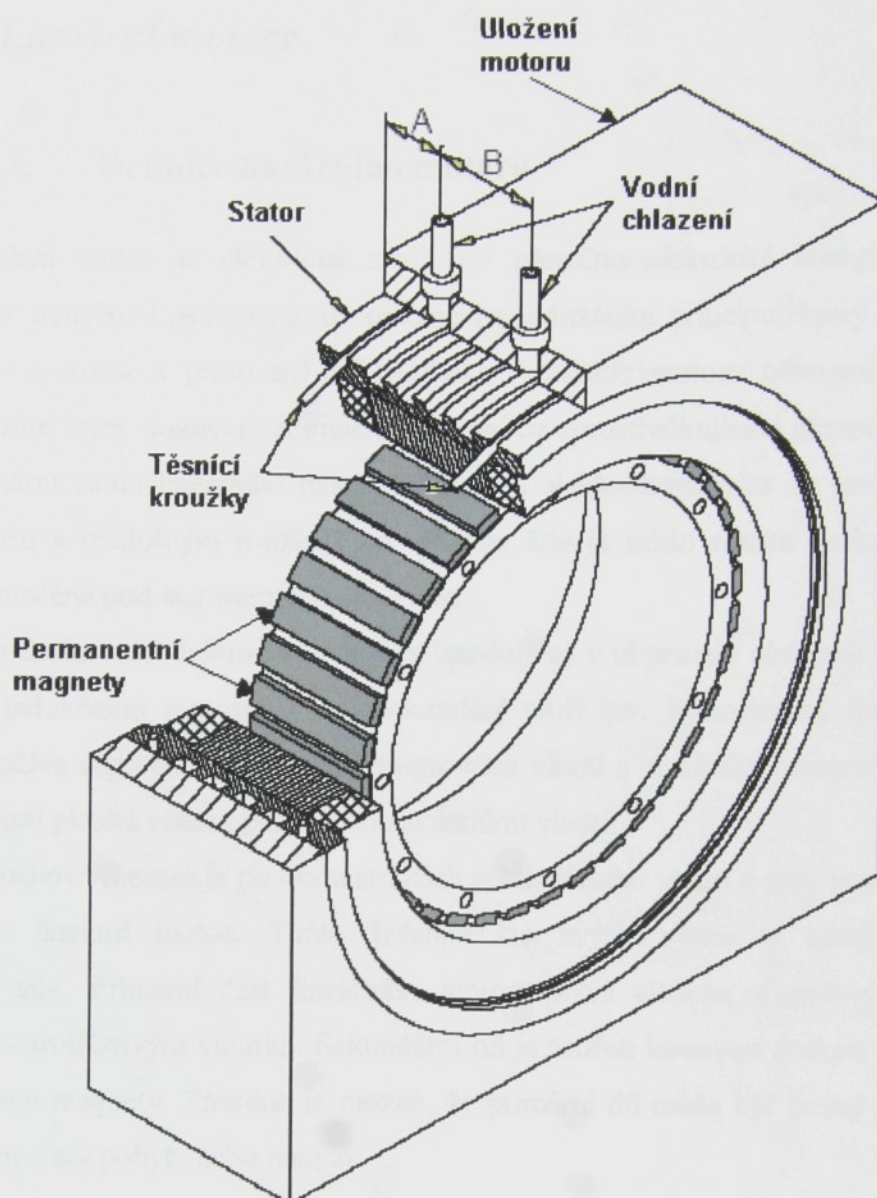
3.2.5. Přímé rotační prstencové (vysokomomentové) motory

Princip lineárního motoru lze aplikovat i na rotační pohyby. Představme si, že stočíme lineární motor do kruhu. Je-li schopen vyvodit určitou sílu ve své kruhové mezeře, bude moment této síly záležet na poloměru, na němž síla působí.

Výhody:

- Dosažení velikého krouticího momentu.
- Síla přímého pohonu je úměrná počtu vzájemně působících pólů, a tedy bude rovněž růst s poloměrem.
- Délka a počet pólů statoru mohou být zvoleny rovné délce a počtu pólů rotoru, což je u lineárního motoru nemožné.
- Vysoký krouticí moment i při nízkých rychlostech, velmi rovnoměrný pohyb, s výbornou kvalitou regulace, vysoký krouticí moment přes celý rozsah rychlosti
- Kapalinové chlazení vylučuje přestup tepla na stroj.
- Vysoká dynamika, tuhost a šířka frekvenčního pásma servopohonu.

Tyto výhody vedly k vývoji a zdokonalování prstencových (vysokomomentových) přímých rotačních motorů. Jejich průkopníkem je firma ETEL (Švýcarsko).



Obr.3.8: Chlazení prstencového motoru od fy. ETEL

3.3. Lineární motory

3.3.1. Definice lineárního motoru

Lineární motor je elektrický stroj pro přeměnu elektrické energie na energii přímočarého pohybu. Lineární motor pracuje na indukčním principu, který není omezen jen na válcový rotor a proto byl z klasického rotačního motoru odvozen tzv. lineární indukční motor, který umožňuje přímočarý pohyb bez zprostředkujícího převodu.

Primární vinutí lineárního motoru je možno si představit jako do roviny rozvinutý stator motoru s příslušným trojfázovým vinutím, kde je místo rotoru deska z vodivého materiálu umístěná pod statorem nebo nad ním.

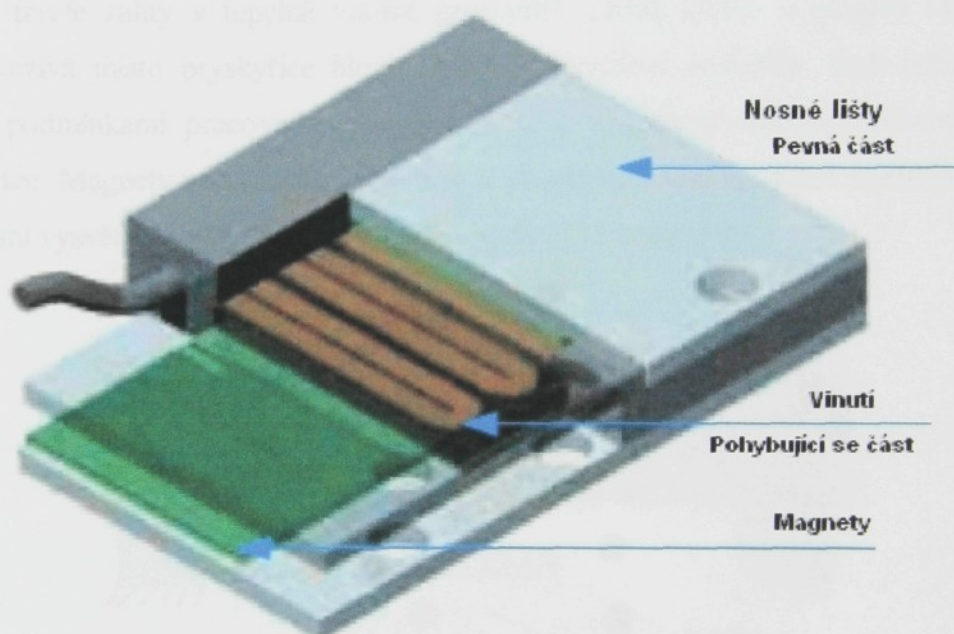
Tato deska tvoří sekundární vinutí a indukují se v ní proudy obdobně jako v rotoru klasického indukčního motoru. Toto uspořádání tvoří tzv. jednostranný lineární motor. Také se používá uspořádání dvojitého statorového vinutí s vertikální mezerou, ve které je umístěna svislá plochá vodivá deska jako sekundární vinutí.

Vzduchová mezera je po obou stranách sekundárního vinutí a toto provedení je tzv. dvoustranný lineární motor. Tímto řešením lze zvýšit výkon a eliminovat příčné magnetické síly. Primární část lineárního motoru bývá složena z ocelových plechů s drážkami a s trojfázovým vinutím. Sekundární díl je tvořen kovovou deskou s nalepenými permanentními magnety. Zásadně je možné, že primární díl může být pevný a sekundární díl koná přímočarý pohyb, nebo naopak.

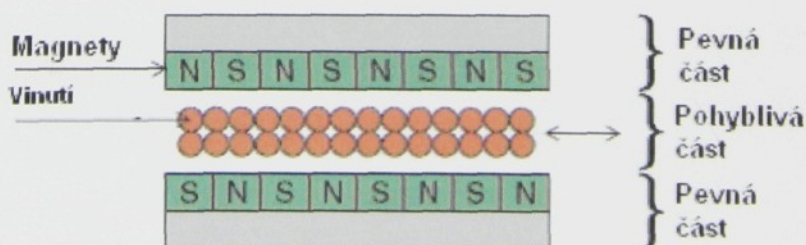
Podle vzájemného poměru délky primárního a sekundárního dílu jsou lineární motory s krátkým primárem častější, než s krátkým sekundárem. Konstrukčních řešení je řada, liší se hlavně tvarem a uspořádáním sekundární části, která může být uspořádána svisle nebo vodorovně nebo ve tvaru T nebo L s odpovídajícím tvarem a provedením primáru.

3.3.1.1. Lineární motor bez železného jádra

Lineární motory bez železného jádra se skládají z pohyblivé se vinutí a pevných magnetů. Vinutí (pohyblivá se část) je vyrobeno z několika plochých cívek zalitých do desky z epoxidové pryskyřice. Pevná část (standardně připojena k rámu stroje) je vyrobena ze dvou poniklovaných ocelových nosných lišt s přesně umístěnými magnety ze vzácných zemin na každé straně. Ocelové desky jsou spojené do tzv. „U-kanálu“. Principiální vysvětlení je uvedeno na obr.3.9 a obr.3.10.



Obr.3.9: Částečný řez lineárním motorem bez železného jádra

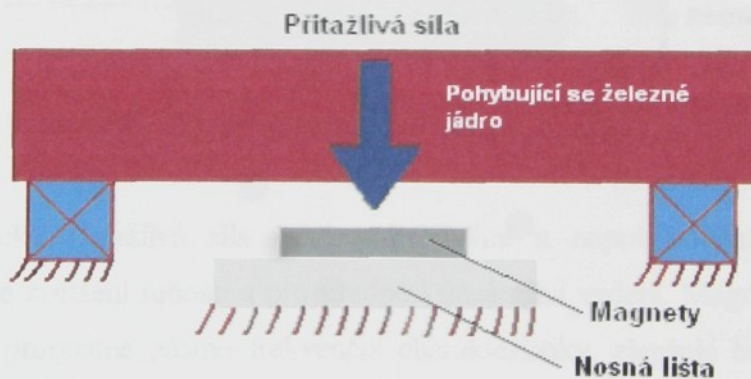


Obr.3.10: Umístění cívek a magnetů v lineárním motoru bez železného jádra

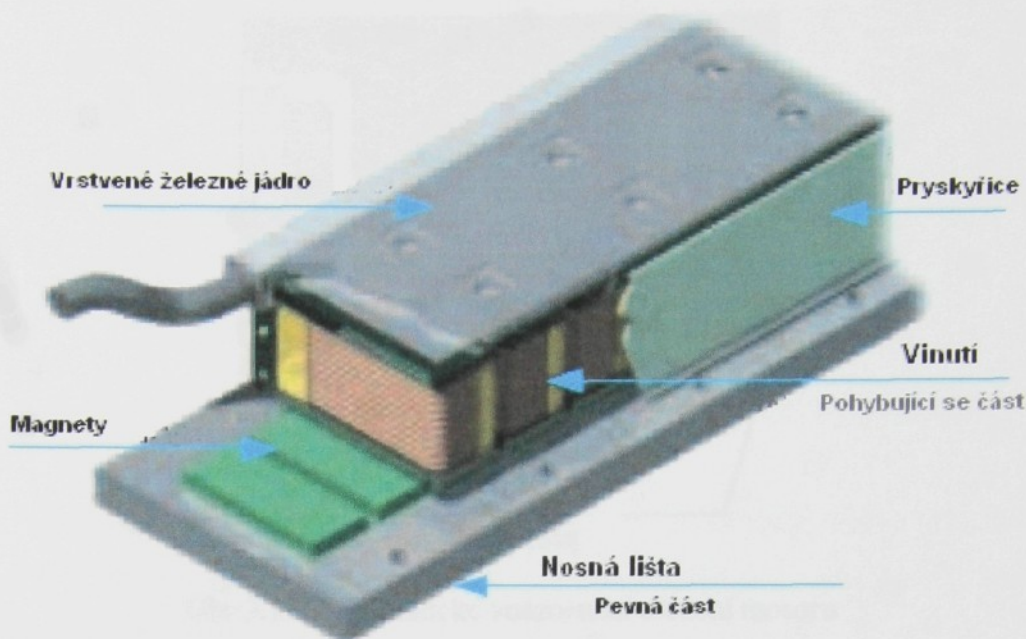
Konstrukce motoru bez železného jádra přináší odstranění magnetických sil, odstranění nerovnoměrného „trhavého“ pohybu a zatížení vedení. Nepřítomnost přitažlivé síly prodlužuje životnost lineárního vedení a minimalizuje se provozní hluk. Tyto lineární motory mohou být chlazeny stlačeným vzduchem.

3.3.1.2. Lineární motor s železným jádrem a s magnety na jedné straně

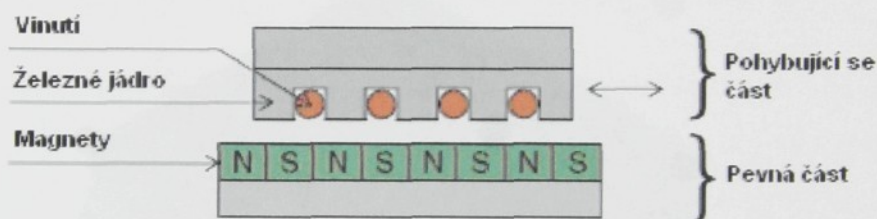
Lineární synchronní motory se skládají z poniklované ocelové nosné lišty s magnety a svazku vrstvených železných plechů (tvořících jádro) s vinutím vloženým do drážek umístěných na vrstveném železném jádře. Vinutí i vodní chlazení jsou, po precizní montáži, trvale zality v tepelně vodivé pryskyřici. Firma ETEL u motorů s označením LMD používá místo pryskyřice hliník. Toto zapouzdření poskytuje lepší ochranu před drsnými podmínkami pracovního prostředí a také významně snižuje elektromagnetické interference. Magnety ze vzácných zemin jsou přesně umístěny na jedné straně nosné lišty. Principiální vysvětlení je uvedeno na obr.3.11, obr.3.12 a obr.3.13.



Obr.3.11: Schématické znázornění uložení motoru



Obr.3.12: Částečný řez lineárním motorem s železným jádrem

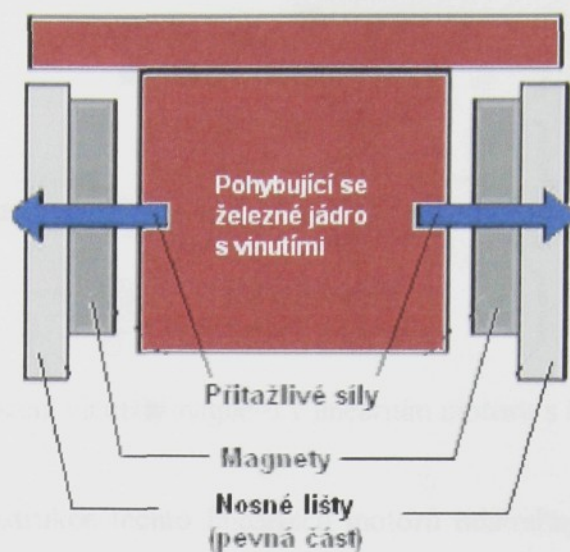


Obr.3.13: Umístění vinutí a magnetů v lineárním motoru s železným jádrem

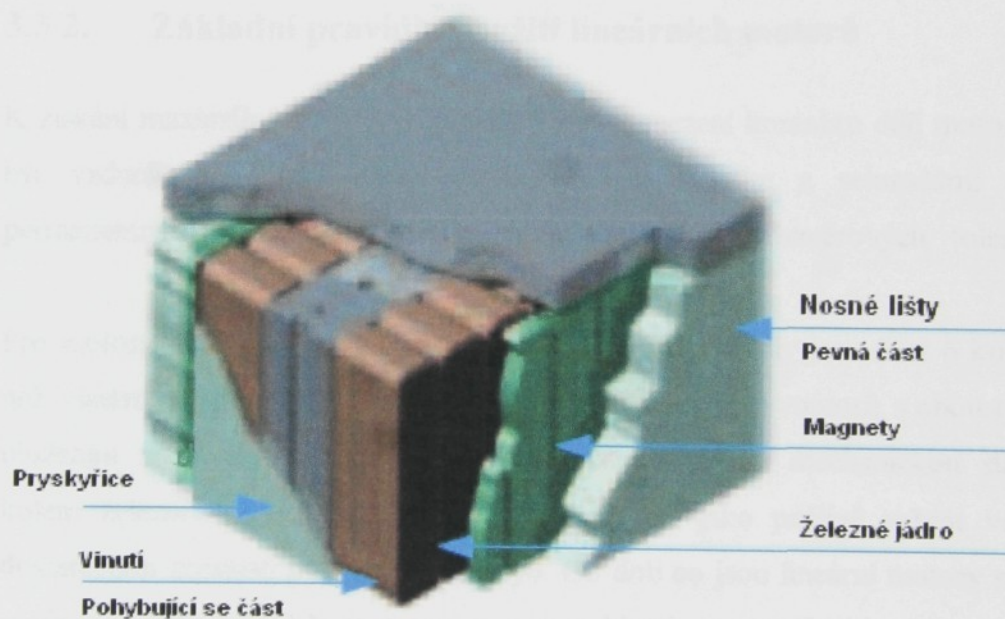
Magnetická přitažlivá síla mezi pohyblivými a nepohyblivými členy se může účinně použít ke zvětšení tuhosti a pro předpětí lineárního vedení. Magnetické předpětí ve vedení zvyšuje propustné pásmo frekvenční charakteristiky, zlepšuje brždění a nastavení vlastností polohového systému.

3.3.1.3. Lineární motor s železným jádrem a magnety po obou stranách

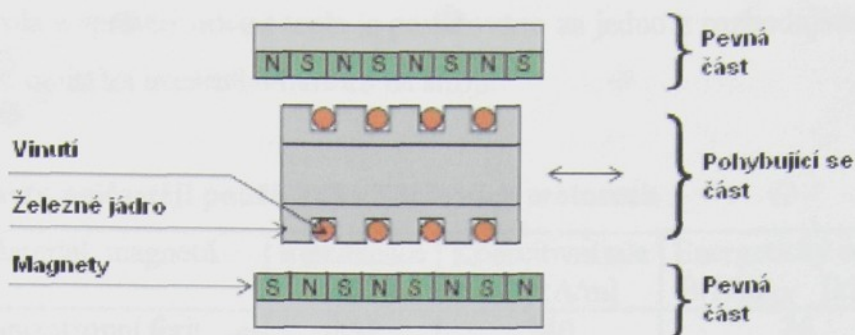
Rozdíl oproti předcházejícímu typu motoru je ve způsobu uložení vinutí na pohyblivé části a umístěním magnetů po obou stranách pohybujících se vinutí. Nejlépe bude si ukázat schématické obrázky (obr.3.14, obr.3.15 a obr.3.16).



Obr.3.14: Schématické znázornění uložení motoru



Obr.3.15: Částečný řez lineárním motorem s železným jádrem



Obr.3.16: Umístění vinutí a magnetů v lineárním motoru s železným jádrem

Principiální konstrukce těchto lineárních motorů odstraňuje efekty přitažlivých sil mezi členy motoru, neboť dojde k jejich vyrušení. Umožňuje to použití lehčího lineárního vedení bez ohrožení jeho životnosti.

3.3.2. Základní pravidla použití lineárních motorů

- K získání maximálního výkonu motoru a pro zamezení kontaktu dílů motoru musí být vzduchová mezera mezi pohybujícím se vinutím a sekundární částí s permanentními magnety udržována v předepsaných rozměrových tolerancích.
- Pro motory s železným jádrem je typické, že přitažlivé síly jsou 5 až 6 krát větší, než vlastní posuvová síla motoru (s výjimkou lineárních motorů s oboustranným uložením magnetů). Proto je důležité navrhnout tuhou mechanickou strukturu kolem železného jádra lineárních motorů. Stejně jako pečlivě vybrat vedení s dostatečnou nosností pro posuvný pohyb. Od dob co jsou lineární motory schopny vyvinout velmi vysoké hodnoty posuvové rychlosti, musí se ložiska kontrolovat na maximální rychlost posuvného pohybu pro daný motor.
- Je třeba zamezit vniknutí cizích těles do vzduchové mezery lineárních motorů.
- Pohybující se část motoru a lineární odměřování by mělo být umístěno co nejbližší k sobě, z důvodů získání nejvyšší přesnosti měření. Nicméně musíme vzít v úvahu teplo vygenerované motorem. Nadměrné teplo přenesené z vinutí motoru na lineární odměřování způsobuje snížení spolehlivosti a zvětšení chyby měření.

- Kontrola a správný odvod tepla je považováno za jedno z rozhodujících měřítek při návrhu umístění lineárního motoru na stroji.

Magnety nejčastěji používané v lineárních motorech

Materiál magnetů	Remanence B_r [T]	Koercitivní síla H_k [kA/m]	Energetický součin $B(H)_{MAX}$ [kJ/m ³]
anizotropní ferit	0,37	240	26
Al-Ni-Co	1,2	52	40
Samarium - kobalt	0,9 až 1,12	450 až 750	160 až 240
neodym-železo-bor	1,2	850	280

Tab.3.1: Přehled nejčastěji používaných magnetů, lit. [4]

3.3.3. Srovnání jednotlivých konstrukčních typů lineárních motorů

Maximální/jmenovitá síla - Motory s vrstveným železným jádrem jsou účinnější a umožňují vyvinout mnohem vyšší posuvové síly než motory bez železného jádra. Navíc drážkované železné jádro působí jako přirozený chladič a vodním chlazením účinně odvádí teplo z motoru.

Mechanická tuhost - Celková mechanická tuhost (statická i dynamická) je rozhodující pro zajištění krátké doby regulace. Tuhost vestavěného motoru s železným jádrem je výrazně vyšší, než u motoru bez železného jádra, který je z velké části vyroben z epoxidové pryskyřice. Montážní plocha pro motory bez železa je relativně malá. Vlastní přitažlivou sílu pro motory s železným jádrem můžeme efektivně využít pro předpětí v lineárním vedení.

Dynamika - Z důvodu menší indukčnosti a hmotnosti je lineární motor s neželezným jádrem ideální pro aplikace požadující vysoké zrychlení s lehkou zátěží zejména na krátké zdvihy.

Tření ve vedení - U motoru s neželezným jádrem nebo u motoru s magnety po obou stranách je odstraněna přitažlivá síla mezi pevnou a pohybující se částí motoru a také síla od magnetů působících na železné jádro. Není tudíž potřeba je zachycovat pomocí vedení a proto jsou motory často požadovány pro aplikace vyžadující nízké zatížení vedení.

V dnešní době nabízejí světový výrobci lineárních motorů celou škálu typů s jejich různým uplatněním. Jednofázové nebo třífázové synchronní motory. Vzduchem nebo vodou chlazené. Bez železného jádra nebo s železným jádrem.

V obráběcích strojích požadujeme, aby motor dokázal zrychlovat až $20 \text{ [m/s}^2\text{]}$, rychlost byla až 120 [m/min] s posuvovou silou přes $5\,000 \text{ [N]}$. Z těchto parametrů vyplývá použití třífázových vodou chlazených synchronních motorů.

4. Teoretická část

4.1. Model jedné osy CNC obráběcího stroje

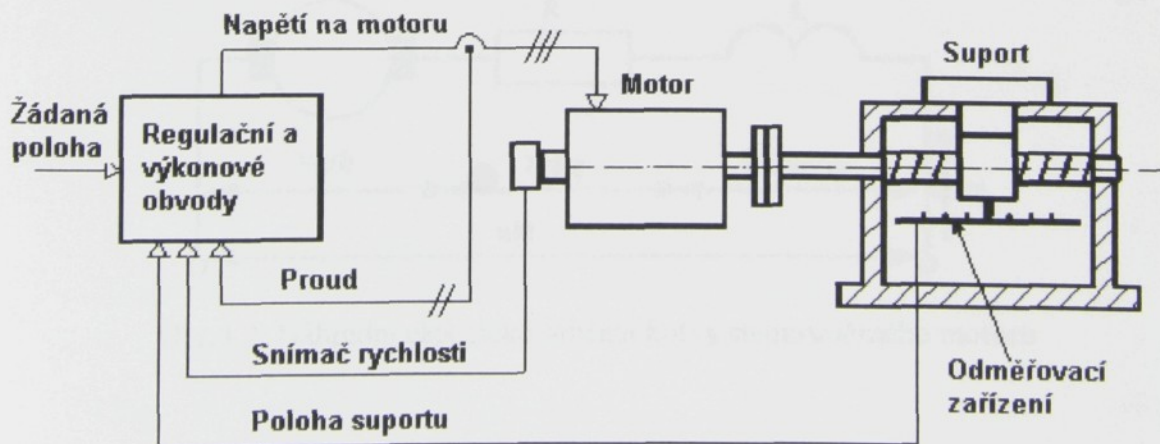
Pro osu obráběcího stroje lze použít lineární motor nebo klasický rotační motor. Každá z variant má své výhody i nevýhody. Např. rotační pohon přes kuličkový šroub dokáže vyvinout větší posuvovou sílu než lineární, který ovšem dokáže zvládnout vyšší rychlosti a zrychlení. Existuje řada dalších srovnání v lit.[4].

4.1.1. Uspořádání posuvové osy s rotačním pohonem

Mechanickou část pohonu tvoří: motor, spojka, kuličkový šroub, matice, suport a vedení. Motor je spojen s kuličkovým šroubem torzně tuhou spojkou bez jakýchkoli převodů. Šroub je oboustranně uložen v ložiskách s kosoúhlým stykem. Suport se pohybuje ve vedení a je k němu připojena kuličková matice, která zajišťuje pohyb suportu při otáčení šroubu.

Elektromechanická část pohonu je složena z motoru, tranzistorového měniče, proudového regulátoru, rychlostního regulátoru, regulátoru polohy a odměřovacích prvků.

V regulační části pohonu se nacházejí tři záporné zpětné vazby. Nejpodřízenější smyčkou je smyčka proudová, jí nadřazená je smyčka rychlostní a té pak smyčka polohová.



Obr.4.1: Princip uspořádání posuvové osy s rotačním motorem

4.1.2. Uspořádání posuvové osy s lineárním pohonem

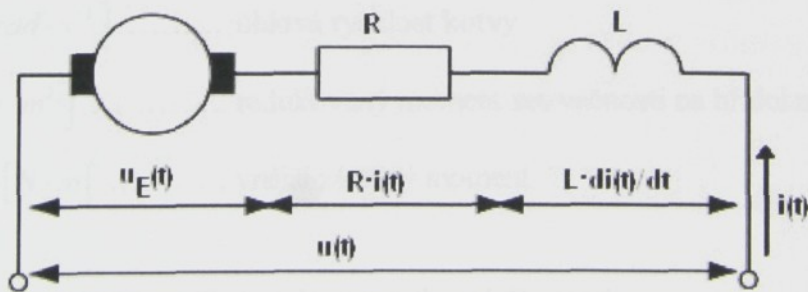
Hlavní rozdíl od uspořádání s rotačním pohonem je v tom, že suport je přímo připevněn k pohybující se části motoru. Z tohoto důvodu odpadá převod z rotačního na přímočarý pohyb, odstraní se kuličkový šroub a spojka. Ostatní prvky zůstávají zachovány.

4.1.3. Matematické modely elektrických motorů

Dříve než přistoupíme k matematickému popisu lineárního motoru, bude dobré začít od relativně jednodušších částí a tím je matematický popis stejnosměrného DC motoru. Pro zjednodušení nebudou v modelech uvažovány nelineární prvky (omezení proudů, napětí, magnetických toků, dále hystereze, rozptylové toky atd.). Zde bude uveden popis bez velkých rozborů. Tyto rozborů jsou velice podrobně v lit.[4], kde si je může případný zájemce vyhledat. Veškerá simulační schémata v této práci byla vytvořena v programu Matlab 6.5 a jeho toolboxu Simulink. Na vykreslení frekvenčních charakteristik byl použit Control toolbox.

4.1.3.1. Stejnosměrný motor

Rovnice pro rozložení napětí na kotvě se získá z obr.4.2. Matematický popis vychází z 2. Kirchhoffova zákona.



Obr.4.2: Náhradní elektrické schéma kotvy stejnosměrného motoru

$$u(t) = U_E(t) + R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (4.1)$$

$$u_E(t) = K_E \cdot \omega(t) \quad (4.2)$$

$$K_E \left[\frac{V \cdot s}{rad} \right] \dots\dots\dots \text{napětíová konstanta}$$

$$u_E(t) [V] \dots\dots\dots \text{vnitřní indukované napětí}$$

$$u(t) [V] \dots\dots\dots \text{napětí na svorkách motoru}$$

$$R [\Omega] \dots\dots\dots \text{odpor vinutí motoru}$$

$$L [H] \dots\dots\dots \text{indukčnost vinutí motoru}$$

$$i(t) [A] \dots\dots\dots \text{proud protékající kotvou motoru}$$

Momentová rovnováha na kotvě:

$$M_K(t) - M_Z(t) = J_R \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (4.3)$$

$$M_K(t) = K_M \cdot i(t) \quad (4.4)$$

$$K_M \left[\frac{N \cdot m}{A} \right] \dots\dots\dots \text{momentová konstanta}$$

$$M_K(t) [N \cdot m] \dots\dots\dots \text{moment kotvy}$$

$$\omega(t) [rad \cdot s^{-1}] \dots\dots\dots \text{úhlová rychlost kotvy}$$

$$J_R [kg \cdot m^2] \dots\dots\dots \text{redukovaný moment setrvačnosti na hřídel motoru}$$

$$M_Z(t) [N \cdot m] \dots\dots\dots \text{vnější zátěžný moment}$$

Do rovnic (4.1) a (4.3) dosadíme rovnice (4.2) a (4.4).

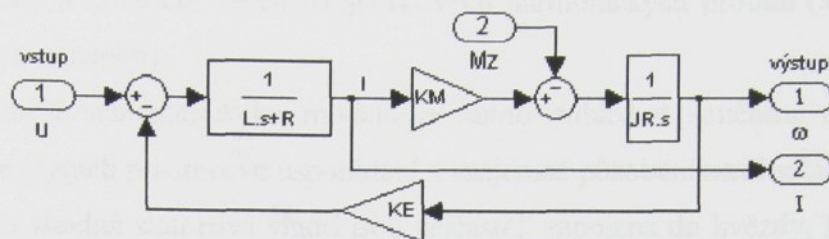
Po Laplaceově transformaci:

$$U(s) = K_E \cdot \Omega(s) + R \cdot I(s) + L \cdot s \cdot I(s) \quad (4.5)$$

$$J_R \cdot s \cdot \Omega(s) = K_M \cdot I(s) - M_Z(s) \quad (4.6)$$

s – Laplaceův operátor

Z rovnic (4.5) a (4.6) můžeme nakreslit blokové schéma motoru, kde vstupem je napětí $u(t)$ a výstup otáčky motoru $\omega(t)$:



Obr.4.3: Blokové schéma stejnosměrného motoru

V blokovém schématu jsme si připravili výstup proudu I , který využijeme pro uzavření proudové smyčky.

Přenosová funkce mezi napětím a rychlostí při $M_Z(s) = 0$:

$$\frac{\Omega(s)}{U(s)} = \frac{1/K_E}{\frac{J_R L}{K_M K_E} s^2 + \frac{J_R R}{K_M K_E} s + 1} = \frac{1/K_E}{\tau_M \tau_E s^2 + \tau_M s + 1} \quad (4.7)$$

$$\tau_M = \frac{J_R \cdot R}{K_M \cdot K_E} \dots \dots \dots \text{mechanická časová konstanta motoru [s]}$$

$$\tau_E = \frac{L}{R} \dots \dots \dots \text{elektrická časová konstanta motoru [s]}$$

U jednohmotového modelu dosazujeme za konstantu J_R celkový moment setrvačnosti soustavy redukováný na hřídel motoru, tj. i s momentem setrvačnosti kuličkového šroubu a redukováným momentem setrvačnosti suportu. V takovémto případě bude mít konstanta J_R tvar:

$$J_R = J_M + J_S + m \cdot \left(\frac{h}{2 \cdot \pi} \right)^2 \quad (4.8)$$

$$J_M [kg \cdot m^2] \dots \dots \dots \text{moment setrvačnosti motoru}$$

$$J_S [kg \cdot m^2] \dots \dots \dots \text{moment setrvačnosti kuličkového šroubu}$$

$$h [m] \dots \dots \dots \text{stoupání kuličkového šroubu}$$

$$m [kg] \dots \dots \dots \text{hmotnost suportu}$$

4.1.3.2. Rotační synchronní motor zapojený do hvězdy

Synchronní motory s třífázovým vinutím statoru pracují na principu současného řízení amplitudy a kmitočtu všech tří svorkových harmonických proudů (s pomocí pulzní šířkové modulace napětí).

Při tvorbě matematického modelu je nutno zohlednit současné silové působení všech tří vinutí i jejich prostorové uspořádání a vzájemné působení mezi sebou.

Tři shodná statorová vinutí jsou nejčastěji zapojena do hvězdy, fázové posunutí je vždy o 120° (tj. $\frac{2 \cdot \pi}{3}$). Pulzní šířkovou modulací jsou na svorkách **A**, **B**, **C** vytvořena tři napětí:

$$u_A(t) = U_0 \cos \psi \quad (4.9)$$

$$u_B(t) = U_0 \cos \left(\psi + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (4.10)$$

$$u_C(t) = U_0 \cos \left(\psi + \frac{4 \cdot \pi}{3} \right) \quad (4.11)$$

Svorkové proudy jsou:

$$i_A(t) = I_0 \cos \psi \quad (4.12)$$

$$i_B(t) = I_0 \cos \left(\psi + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.13)$$

$$i_C(t) = I_0 \cos \left(\psi + \frac{4\pi}{3} \right) \quad (4.14)$$

$$I_0 = U_0 / R \quad (4.15)$$

V každém okamžiku platí 1. Kirchhoffův zákon pro proudy:

$$\sum i_{A,B,C}(t) = 0 \quad (4.16)$$

Dále musíme rovnice doplnit o vzájemné ovlivňování sousedních vinutí vzájemnými indukčnostmi. Základní rovnice (4.1) má v tomto případě pro každé vinutí tvar:

$$\begin{aligned}
u_A(t) &= u_{EA}(t) + R \cdot i_A(t) + L \frac{di_A(t)}{dt} + L_{AB} \frac{di_B(t)}{dt} + L_{AC} \frac{di_C(t)}{dt} \\
u_B(t) &= u_{EB}(t) + R \cdot i_B(t) + L \frac{di_B(t)}{dt} + L_{BA} \frac{di_A(t)}{dt} + L_{BC} \frac{di_C(t)}{dt} \\
u_C(t) &= u_{EC}(t) + R \cdot i_C(t) + L \frac{di_C(t)}{dt} + L_{CA} \frac{di_A(t)}{dt} + L_{CB} \frac{di_B(t)}{dt}
\end{aligned} \tag{4.17}$$

R, L - odpor resp. indukčnost jednoho vinutí motoru (u všech tří vinutí stejné).

$L_{AB,BA}, L_{AC,CA}, L_{BC,CB}$ - vzájemné indukčnosti.

Vinutí motoru je prostorově symetrické, všechny vzájemné indukčnosti budou uvažovány shodné. Pro vnitřní indukované napětí a silové působení jednotlivých cívek je třeba zohlednit vzájemnou polohu obou částí motoru, která je vyjádřena elektrickým úhlem φ .

Vnitřní indukovaná napětí budou:

$$\begin{aligned}
u_{EA}(t) &= K_E \cdot \omega(t) \cdot \sin(\varphi) \\
u_{EB}(t) &= K_E \cdot \omega(t) \cdot \sin\left(\varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\
u_{EC}(t) &= K_E \cdot \omega(t) \cdot \sin\left(\varphi + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{4.18}$$

$K_E \left[\frac{V \cdot s}{rad} \right]$ - napěťová konstanta jednoho vinutí motoru (u všech tří vinutí stejná).

Pro výsledný moment rotačního motoru platí:

$$M_K(t) = K_M \cdot i_A(t) \cdot \sin(\varphi) + K_M \cdot i_B(t) \cdot \sin\left(\varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + K_M \cdot i_C(t) \cdot \sin\left(\varphi + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \tag{4.19}$$

$K_M \left[\frac{N \cdot m}{A} \right]$ - momentová konstanta jednoho vinutí motoru (u všech tří vinutí stejná).

Dosazením (4.12), (4.13), (4.14) a (4.15) do rovnice (4.19) a po úpravě vychází moment kotvy motoru v klidu:

$$M_K = \frac{3 \cdot U_0 \cdot K_E}{2 \cdot R} \cdot \sin(\varphi - \psi) \tag{4.20}$$

Pro $(\varphi - \psi) = \pi / 2$ je moment kotvy maximální:

$$M_{K_{MAX}} = \frac{3 \cdot U_0 \cdot K_E}{2 \cdot R} = \frac{3}{2} K_M \cdot I_0 = K_{M_{CELK}} \cdot I_0 \quad (4.21)$$

Neustálým přizpůsobováním úhlu ψ k okamžité poloze motoru φ tak, aby bylo $\psi = \varphi - \frac{\pi}{2}$, je dosaženo stejného efektu, jaký má u stejnosměrných motorů komutátor s kartáči, tj. že silový účinek pole permanentních magnetů na vinutí je maximální. Výsledný moment motoru je 1,5 krát větší, než největší možné silové působení jediného vinutí.

Informace o okamžité velikosti elektrického úhlu φ je získána komutačním snímačem, který patří k výbavě motoru. U rotačních motorů je to často vícepólový resolver.

Elektrický úhel φ [rad] je odvozen z natočení hřídele motoru φ_M [rad] vztahem

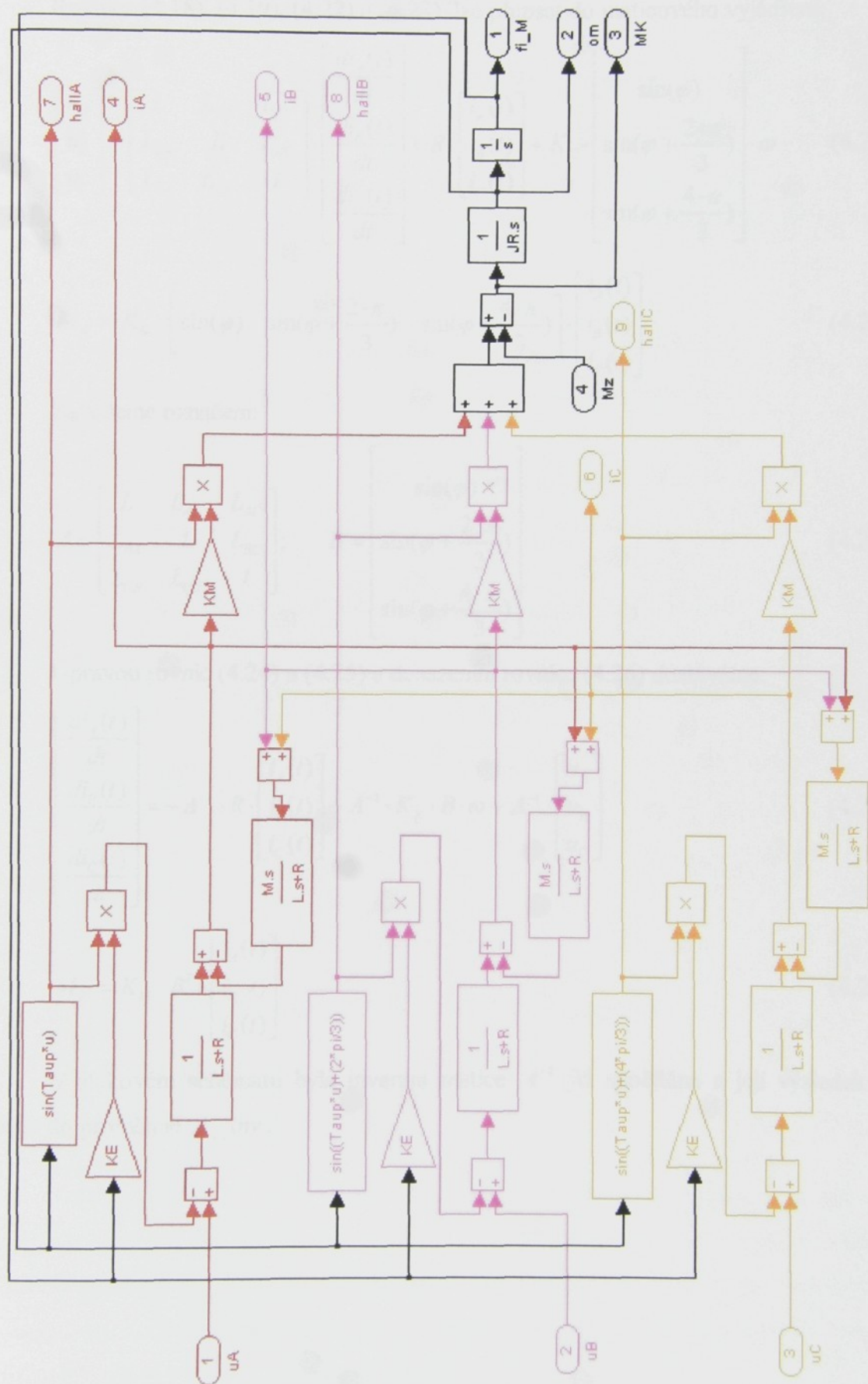
$$\varphi = \tau_p \cdot \varphi_M \quad (4.22)$$

τ_p [-].....počet pólpárů.

Rovnice rovnováhy momentu na motoru:

$$M_K(t) - M_Z(t) = J_R \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (4.23)$$

Z rovnic (4.18), (4.19), (4.22) a (4.23) bylo nakresleno blokové schéma motoru (obr.4.4). Pro vzájemné indukčnosti je zavedeno označení $L_{AB,BA}, L_{BC,CB}, L_{AC,CA} = M$ a pro počet pólpárů $\tau_p = \tau_{aup}$.



Obr.4.4: Blokové schéma synchronního motoru

Rovnice (4.18), (4.19), (4.22) a (4.23) lze přepsat do maticového vyjádření:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_A(t)}{dt} \\ \frac{di_B(t)}{dt} \\ \frac{di_C(t)}{dt} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} + K_E \cdot \begin{bmatrix} \sin(\varphi) \\ \sin(\varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \sin(\varphi + \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \omega \quad (4.24)$$

$$M_K = K_M \cdot \begin{bmatrix} \sin(\varphi) & \sin(\varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\varphi + \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Zavedeme označení:

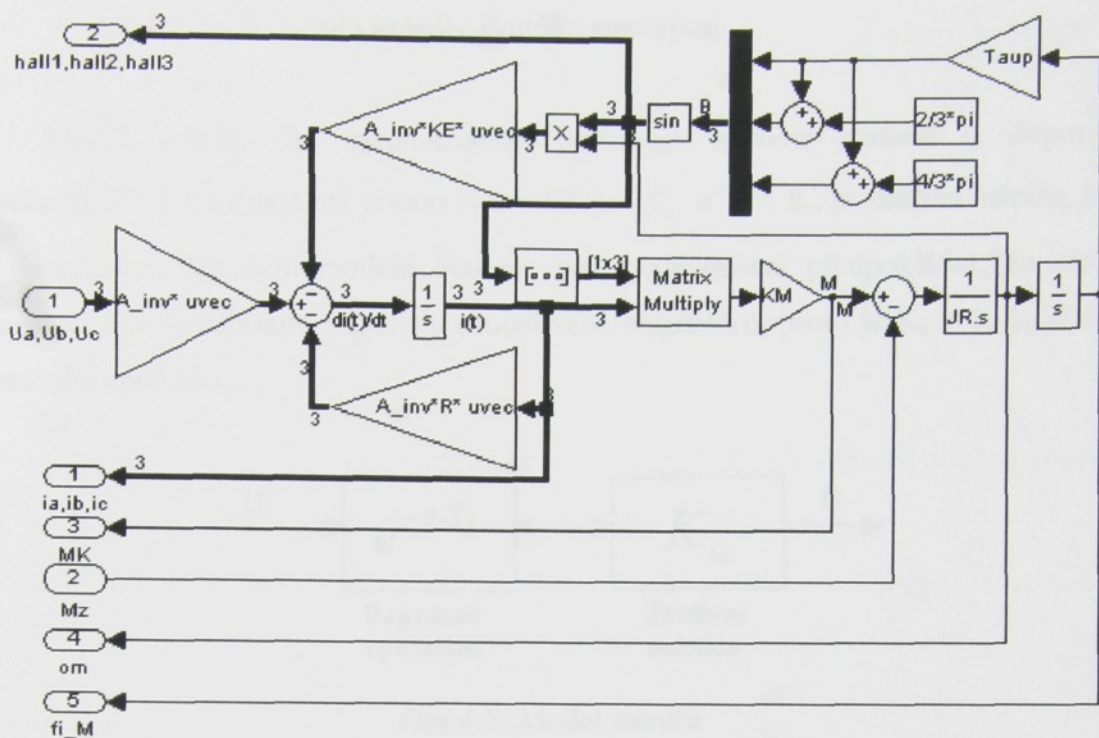
$$A = \begin{bmatrix} L & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \sin(\varphi) \\ \sin(\varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \sin(\varphi + \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Úpravou rovnic (4.24) a (4.25) a dosazením rovnice (4.26) dostáváme:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_A(t)}{dt} \\ \frac{di_B(t)}{dt} \\ \frac{di_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = -A^{-1} \cdot R \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} + A^{-1} \cdot K_E \cdot B \cdot \omega + A^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

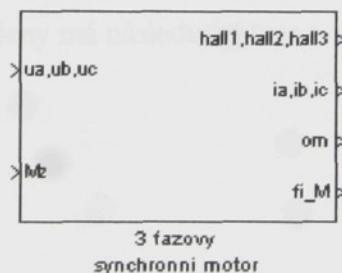
$$M_K = K_M \cdot B^T \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

V blokovém schématu byla inverzní matice A^{-1} již spočítána a její výsledek byl uložen do proměnné A_inv .



Obr.4.5: Maticově zakreslené schéma synchronního motoru

Tučně zobrazené signály mezi bloky v obr.4.5 znázorňují vektory o třech prvcích.



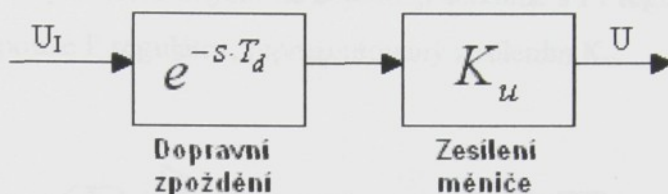
Obr.4.6: Synchronní motor jako subsystém

4.1.4. Polovodičový měnič

Tento prvek má v praxi za úkol na základě signálu přicházejícího z proudového regulátoru vygenerovat potřebné napětí na vstupu do motoru. V současné době se nejčastěji používají tranzistorové měniče, které mají oproti dříve používaným tyristorovým podstatně menší dopravní zpoždění. Jeho velikost závisí na spínacích kmitočtech, které se u různých výrobců pohybují v oblasti 4 - 20 kHz.

4.1.4.1. Náhrada měniče Padého rozvojem

Model měniče lze zjednodušeně realizovat blokem zesílení a dopravním zpožděním. Přenos měniče má potom tvar : $G(s) = K_u \cdot e^{-s \cdot T_d}$. K_u je zesílení měniče, které není konstantní. V našem modelu budeme pro zjednodušení předpokládat, že zesílení přenosu měniče je zahrnuto v modelu proudového regulátoru, proto je $K_u = 1$. T_d je délka dopravního zpoždění.



Obr.4.7: Model měniče

Přenos členu s dopravním zpožděním je nelineární prvek. Přenos $e^{-s \cdot T_d}$ můžeme nahradit Padého rozvojem.

Padého rozvoj se třemi členy má následující tvar :

$$e^{-s \cdot T_d} = \frac{1 - \frac{s \cdot T_d}{2} + \frac{s^2 \cdot T_d^2}{12}}{1 + \frac{s \cdot T_d}{2} + \frac{s^2 \cdot T_d^2}{12}} \quad (4.29)$$

4.1.4.2. Určení přenosu měniče

Délku dopravního zpoždění T_d určíme jako polovinu periody proudových impulsů T_{vz} . Pro vzorkovací frekvenci proudových impulsů $f_{vz} = 4000$ Hz.

$$T_{vz} = \frac{1}{f_{vz}} \quad \Rightarrow \quad T_{vz} = 0,25ms$$

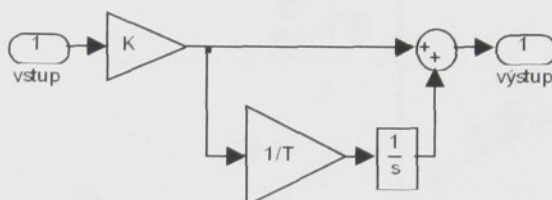
$$T_d = \frac{1}{2} \cdot T_{vz} \quad \Rightarrow \quad T_d = 0,125ms$$

Číselné vyjádření přenosu měniče Padého rozvojem se třemi členy bude mít tedy tento tvar :

$$G(s) = \frac{\frac{1}{12} \cdot \frac{1}{8000^2} \cdot s^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{8000} \cdot s + 1}{\frac{1}{12} \cdot \frac{1}{8000^2} \cdot s^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{8000} \cdot s + 1} \quad (4.30)$$

4.1.5. Regulátory

V proudové a rychlostní smyčce se nejčastěji setkáme s PI regulátorem. V polohové smyčce se používá pouze P regulátor, reprezentovaný zesílením K_v .



Obr.4.8: Blokové schéma PI regulátoru

Z obr.4.8 napíšeme přenos:

$$F = K \cdot \left(1 + \frac{1}{T \cdot s} \right) = K \cdot \left(\frac{T \cdot s + 1}{T \cdot s} \right) \quad (4.31)$$

$$T = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_i}$$

U proudového regulátoru $K = K_p \left[\frac{V}{A} \right]$ a $T = T_p [s]$

U rychlostního regulátoru $K = K_R \left[\frac{A \cdot s}{m} \right]$ a $T = T_R [s]$

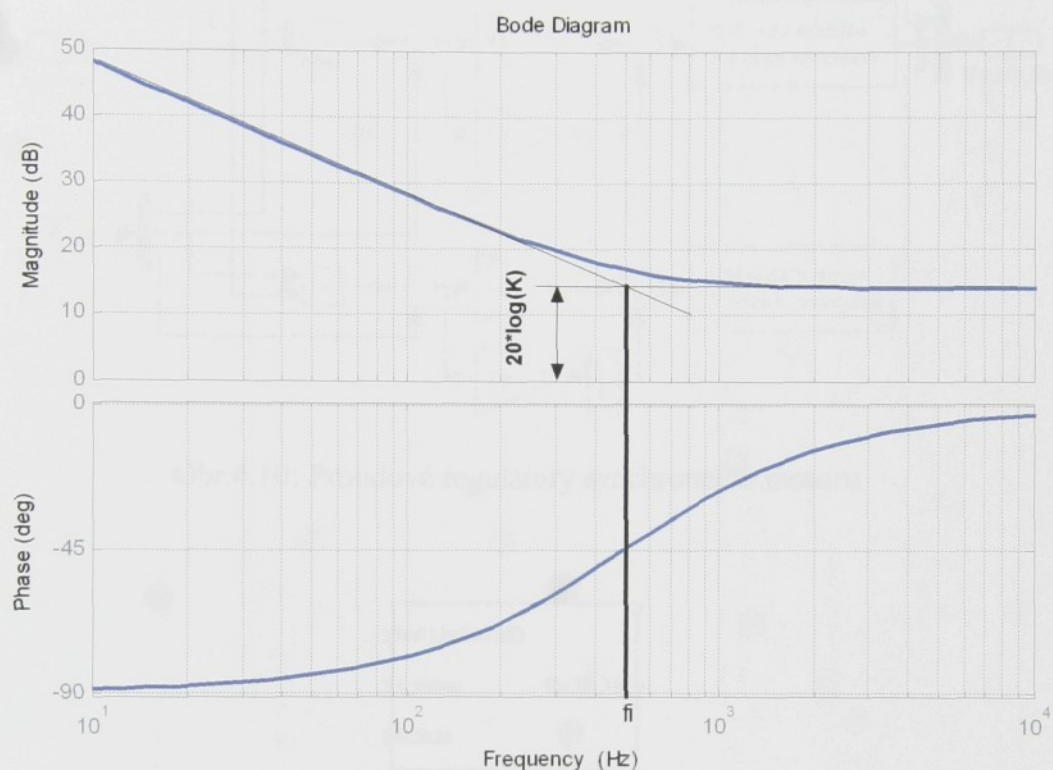
K - zesílení

T - časová konstanta

f_i - frekvence zlomu [Hz]

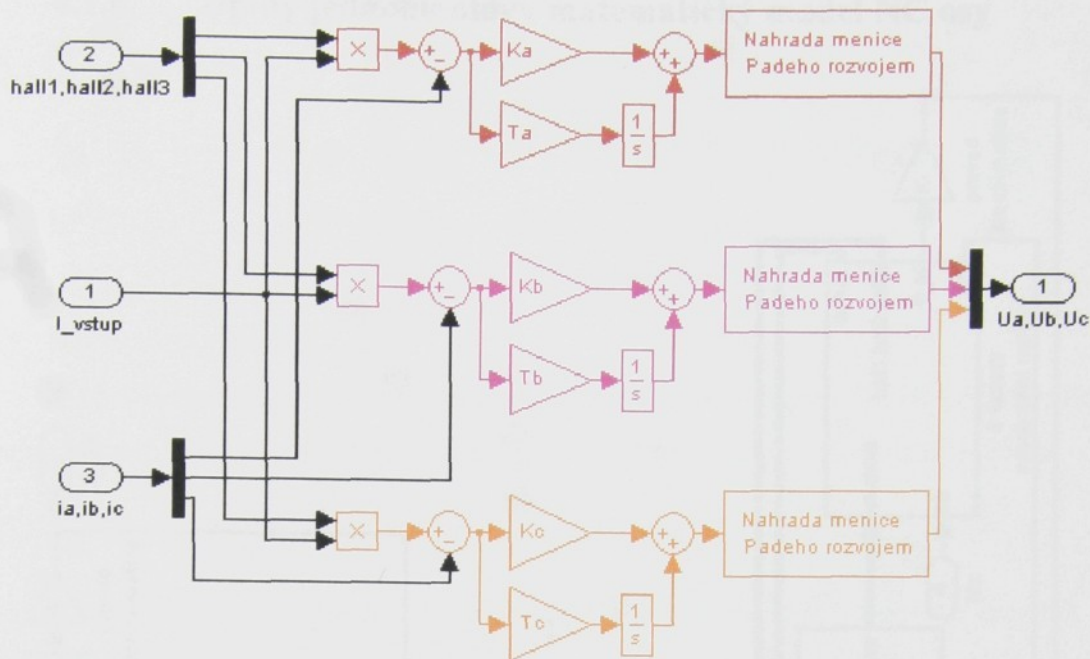
Nyní zakreslíme z přenosu (4.31) charakteristiku na obr.4.9. Rozhodujícím bodem je tzv. „frekvence zlomu“, kde se protínají asymptoty amplitudové charakteristiky se

sklony $-20\left[\frac{dB}{dek}\right]$ (levá asymptota) a $0\left[\frac{dB}{dek}\right]$ (pravá asymptota). Přesný průběh amplitudy se při tomto kmitočtu liší od asymptotické náhrady o $+3[dB]$.

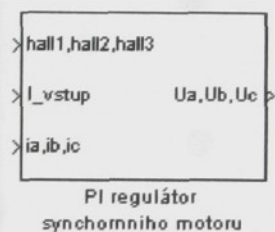


Obr.4.9: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika PI regulátoru

U synchronních motorů podle schématu na obr.4.5 se v proudové smyčce použije pro každé vinutí jeden PI regulátor s nastavitelným zesílením i časovou konstantou podle obr.4.8.



Obr.4.10: Proudové regulátory synchronního motoru



Obr.4.11: Blokové schéma proudového regulátoru jako subsystém

K_a, T_a zesílení a časová konstanta PI regulátoru pro vinutí A

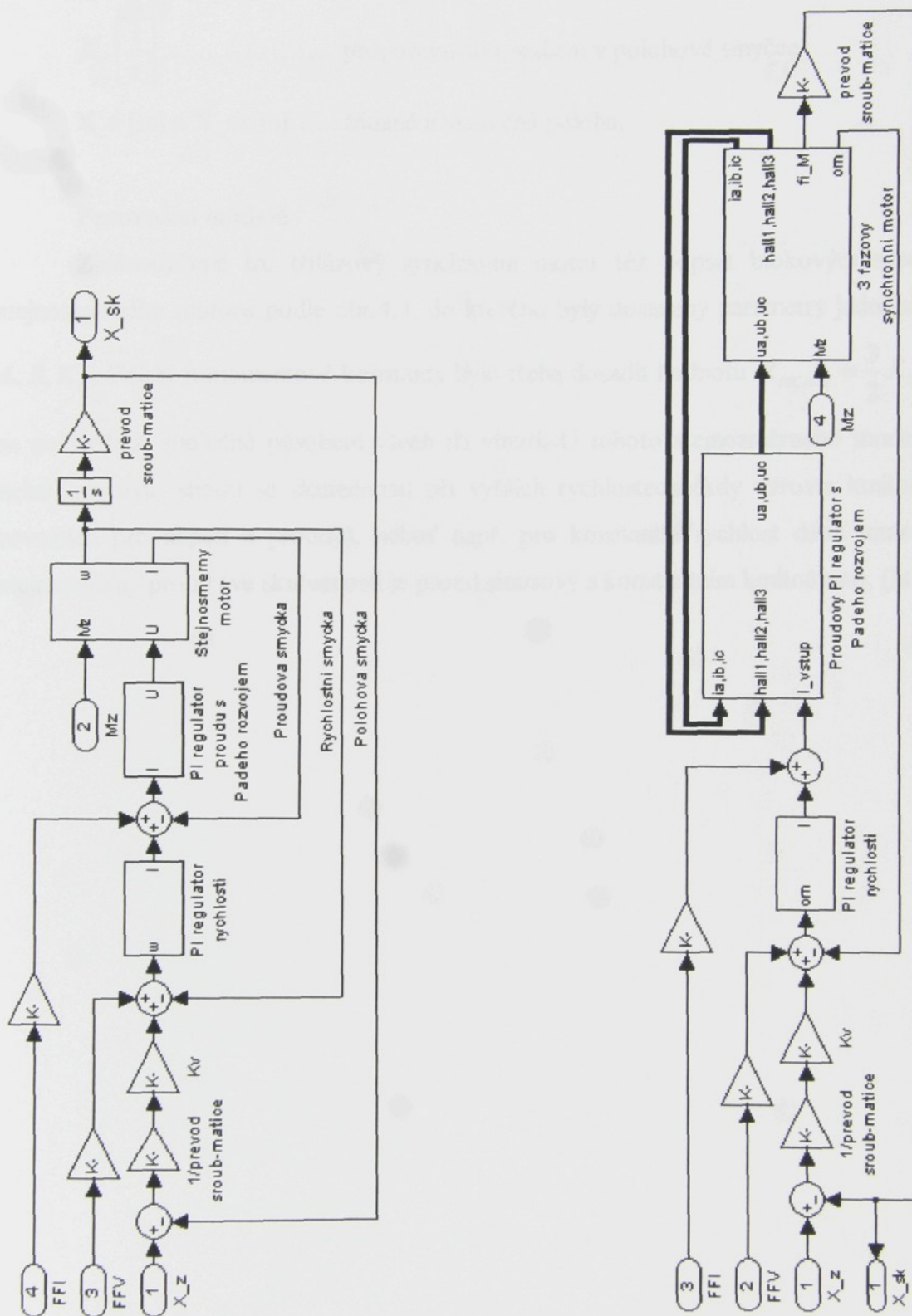
K_b, T_b zesílení a časová konstanta pro vinutí B

K_c, T_c zesílení a časová konstanta pro vinutí C

I_{vstup} žádaná hodnota proudu vstupující do regulátoru

V ve všech větvích regulátoru je již připojen blok simulující dopravní zpoždění nahrazený Padého rozvojem podle kap.4.1.4.1 Náhrada měniče Padého rozvojem

4.1.6. Úplný jednodmotový matematický model NC osy



Obr.4.12: Úplný jednodmotový model jednofázový (vlevo) a třífázový (vpravo)

FFI vstup od feedforwardu proudu

FFV vstup od feedforwardu rychlosti

$K_V \left[\frac{1}{s} \right]$ proporcionální zesílení v polohové smyčce

X_z [m] a X_sk[m] žádaná a skutečná poloha.

Porovnání modelů

Zjednodušeně lze třífázový synchronní motor též popsat blokovým schématem stejnosměrného motoru podle obr.4.3, do kterého byly dosazeny parametry jednoho vinutí

L, R, K_E . Pouze u momentové konstanty bylo třeba dosadit hodnotu $K_{MCELK} = \frac{3}{2} K_M$, čímž

se zohledňuje společné působení všech tří vinutí. U tohoto stejnosměrného modelu však nelze očekávat shodu se skutečností při vyšších rychlostech (kdy vzroste kmitočet v rovnicích pro napětí a proudy), neboť např. pro konstantní rychlost dává tento model stejnosměrný proud (ve skutečnosti je proud sinusový s konstantním kmitočtem), (lit.[5]).

5. Experimentální část 1. – měření na motoru Yaskawa

5.1. Vytvoření matematického modelu motoru Yaskawa

Model byl vytvořen pro parametry třífázového rotačního motoru Yaskawa (SGMGH 44 DCA6F).

Udávané katalogové hodnoty pro motor Yaskawa SGMGH 44 DCA6F:

Jmenovitý výkon	$P = 4,4 [kW]$
Jmenovitý moment	$M = 28,4 [N \cdot m]$
Jmenovitý proud	$I_{JM} = 16,5 [A_{RMS}]$
Maximální proud	$I_{MAX} = 40,5 [A_{RMS}]$
Jmenovité otáčky	$\omega_{JM} = 1500 \left[\frac{ot}{min} \right]$
Maximální otáčky	$\omega_{MAX} = 3000 \left[\frac{ot}{min} \right]$
Maximální zrychlení	$\varepsilon_{MAX} = 4210 \left[\frac{rad}{s^2} \right]$
Momentová konstanta	$K_{M_{KATALOG}} = 1,82 \left[\frac{N \cdot m}{A_{RMS}} \right]$
Moment setrvačnosti motoru	$J_M = 67,5 \cdot 10^{-4} [kg \cdot m^2]$
Elektrická časová konstanta	$\tau_E = 15,2 \cdot 10^{-3} [s]$
Mechanická časová konstanta	$\tau_M = 1,4 \cdot 10^{-3} [s]$
Počet pólpárů	$\tau_p = 4 [-]$

Tab.5.1: Udávané hodnoty z katalogu pro motor Yaskawa (lit.[20])

Na hřídeli je připevněn optický rotační inkrementální snímač polohy s rozlišením 32768 pulsů/ot (polohová smyčka uzavřená v servopacku). Na výstupním konektoru je uživateli dostupný pouze poloviční počet pulsů 16384 pulsů/ot.

Vzorkovací periody v jednotlivých smyčkách:Proudová smyčka: $62,5 [\mu s]$ Rychlostní smyčka: $125 [\mu s]$ Polohová smyčka: $250 [\mu s]$

Dále bylo nutné měření, nebo výpočtem zjistit konstanty (odpor vinutí R , vlastní indukčnost vinutí L , vzájemnou indukčnost M a napěťovou konstantu K_E), standardně neuváděné výrobcem, ale nezbytné pro matematický model.

5.1.1. Měření a výpočet vlastní a vzájemné indukčnosti cívek

Měření bylo prováděno vždy mezi dvěma fázemi

Měřicí zařízení:

Tesla RLCG BRIDGE BM559

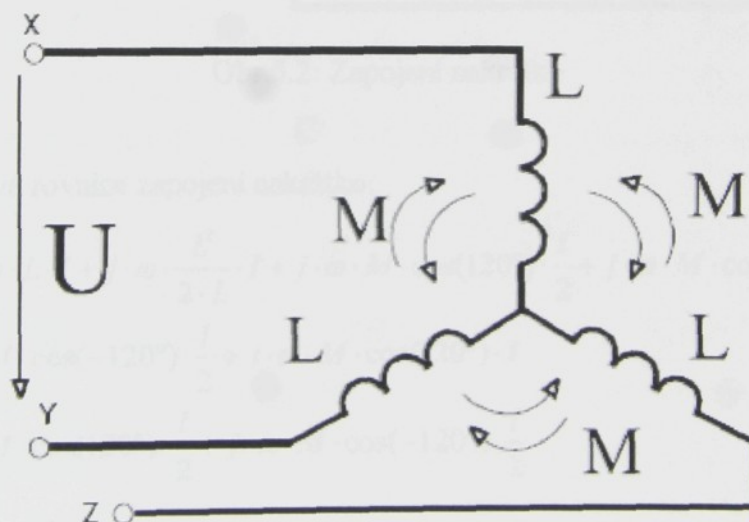
Měřicí napětí:

$$U_{vstupni} = 145 [mV] (p-p)$$

$$f = 1 [kHz]$$

Měření naprázdno

Odvozené rovnice respektují posunutí vinutí zapojených do hvězdy



Obr.5.1: Zapojení naprázdno

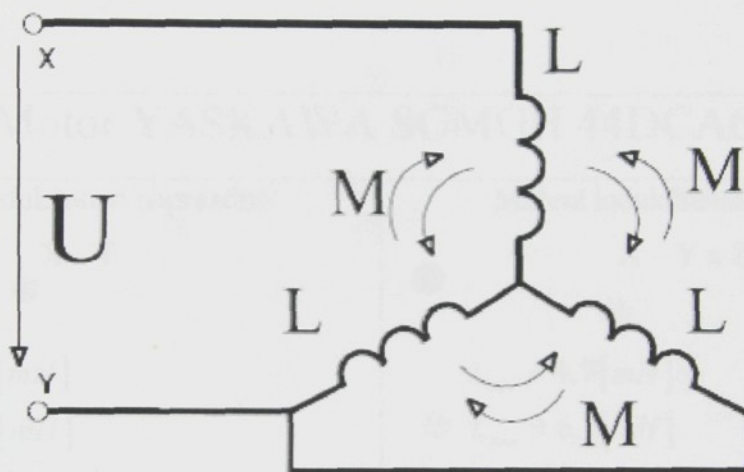
Obvodová rovnice zapojení naprázdno:

$$U = j \cdot \omega \cdot L \cdot I + j \cdot \omega \cdot L \cdot I + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(120^\circ) \cdot I + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(-120^\circ) \cdot I \quad (5.1)$$

$$I = \frac{U}{X_{L_{celk_0}}} \quad (5.2)$$

$$X_{L_{celk_0}} = j \cdot \omega \cdot L_{celk_0} \quad (5.3)$$

$L_{celk_0} [H]$ - naměřená indukčnost při měření naprázdno mezi dvěma fázemi



Obr.5.2: Zapojení nakřátko

Obvodová rovnice zapojení nakřátko:

$$\begin{aligned} U = j \cdot \omega \cdot L \cdot I + j \cdot \omega \cdot \frac{L^2}{2 \cdot L} \cdot I + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(120^\circ) \cdot \frac{I}{2} + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(-120^\circ) \cdot I \\ + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(-120^\circ) \cdot \frac{I}{2} + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(120^\circ) \cdot I \\ + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(120^\circ) \cdot \frac{I}{2} + j \cdot \omega \cdot M \cdot \cos(-120^\circ) \cdot \frac{I}{2} \end{aligned} \quad (5.4)$$

$$I = \frac{U}{X_{L_{celk_K}}} \quad (5.5)$$

$$X_{L_{celk_K}} = j \cdot \omega \cdot L_{celk_K} \quad (5.6)$$

$L_{celk_K} [H]$ - naměřená indukčnost při měření nakrátko mezi dvěma fázemi

Po dosazení a úpravě rovnic nakrátko a naprázdno:

$$L_{celk_0} = 2 \cdot L - M \dots\dots \text{rovnice naprázdno} \quad (5.7)$$

$$L_{celk_K} = \frac{3}{2} \cdot L - 2 \cdot M \dots \text{rovnice nakrátko} \quad (5.8)$$

Z rovnic (5.7) a (5.8) vyjádříme M a L:

$$L = \frac{4}{5} \cdot L_{celk_0} - \frac{2}{5} \cdot L_{celk_K} \quad (5.9)$$

$$M = \frac{3}{5} \cdot L_{celk_0} - \frac{4}{5} \cdot L_{celk_K}$$

Motor YASKAWA SGMGH 44DCA6F	
Měření indukčnosti naprázdno: X - Y $L_{min} \doteq 6,7[mH]$ $L_{max} \doteq 7,9[mH]$ $\varnothing L_{celk_0} = \frac{L_{max} + L_{min}}{2} = 7,3[mH]$	Měření indukčnosti nakrátko: X - Y x Z $L_{min} \doteq 4,7[mH]$ $L_{max} \doteq 6,3[mH]$ $\varnothing L_{celk_K} = \frac{L_{max} + L_{min}}{2} = 5,5[mH]$
Vlastní indukčnost:	$L \doteq 3,8[mH]$ (vypočteno ze vzorce 5.9)
Vzájemná indukčnost:	$M \doteq 0,3[mH]$ (vypočteno ze vzorce 5.9)
Změřený odpor jednoho vinutí: $R \doteq 0,25[\Omega]$	
Momentová konstanta motoru: $K_{M_{KATALOG}} = 1,82 \left[\frac{N \cdot m}{A_{RMS}} \right]$	
Napěťová konstanta motoru: $K_E = 57,24 \left[\frac{V_{RMS}}{500 \cdot ot / min} \right]$	
Moment setrvačnosti motoru $J_M = 67,5 \cdot 10^{-4} [kg \cdot m^2]$	

Katalogové hodnoty se musí přepočítat na parametry jedné cívky a je potřeba uvažovat maximální hodnoty.

Přepočítané parametry motoru pro matematický model:

$$K_M = 1,82 \cdot \frac{2}{3 \cdot \sqrt{2}} \doteq 0,86 \left[\frac{N \cdot m}{A_{SS}} \right]$$

$$K_E = 57,24 \cdot \frac{60 \cdot \sqrt{2}}{500 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} \doteq 0,89 \left[\frac{V \cdot s}{rad} \right]$$

$$\text{Elektrická časová konstanta } \tau_e = \frac{L}{R} \doteq 15,2 [ms]$$

$$(\text{katalog: } \tau_e = 15,2 [ms])$$

$$\text{Mechanická časová konstanta } \tau_M = \frac{J_R \cdot R}{K_{M_{CELK}} \cdot K_E} = \frac{67,5 \cdot 10^{-4} \cdot 0,25}{\frac{3}{2} \cdot 0,86 \cdot 0,89} \doteq 1,46 [ms]$$

$$(\text{katalog: } \tau_M = 1,4 [ms])$$

Tab.5.2: Shrnutí parametrů motoru pro matematický model

Pozn.:

$$\text{- napěťová konstanta } K_E = 57,24 \left[\frac{V_{RMS}}{500 \cdot \text{ot/min}} \right], \text{ napětí bylo měřeno efektivní}$$

sdužené

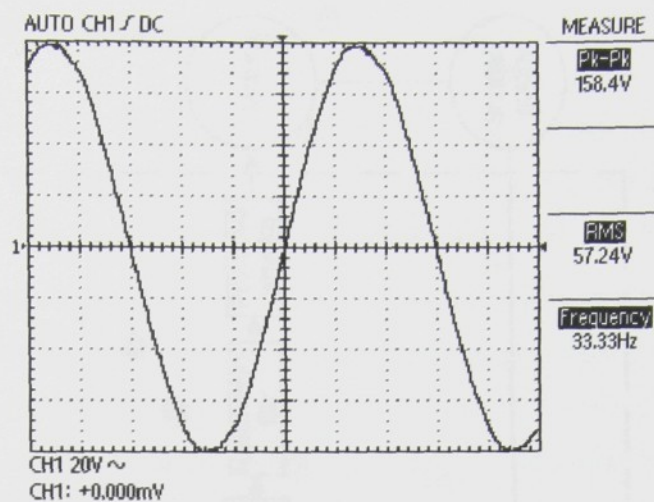
$$\text{- silová konstanta } K_{M_{KATALOG}} = 1,82 \left[\frac{N \cdot m}{A_{RMS}} \right] (\text{moment celého motoru, efektivní}$$

proud jedné fáze)

Při ověřování velikosti τ_M (u motoru bez zátěže), se musí do rovnice dosazovat

$$J_R \Rightarrow J_M \text{ a hodnoty } K_M \Rightarrow K_{M_{CELK}} = \frac{3}{2} \cdot K_M \text{ a } K_E \text{ přepočítané na parametry jednoho}$$

vinutí u stejnosměrného motoru.

Obr.5.3: Určení K_E z měření napětí na svorkách roztáčeného motoru

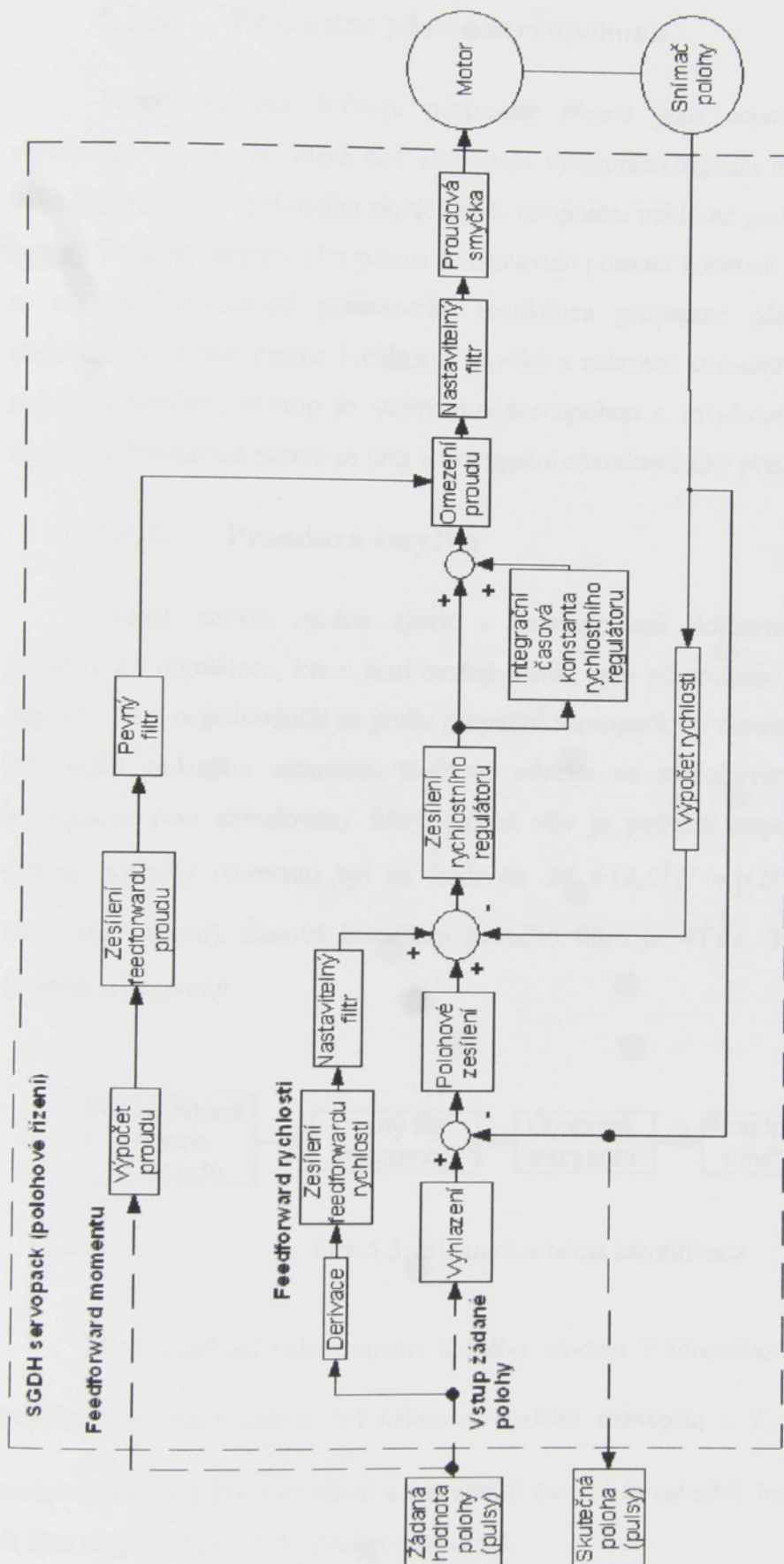
5.1.2. Tranzistorový měnič (servopack) Yaskawa SGD50DE

Hlavní napájení je třífázové 400V/50Hz. Řídící napájení je stejnosměrné napětí 24

V. Servopack umožňuje řízení ve třech režimech:

- Momentové
- Rychlostní
- Polohové

Výkon : $P = 5 [kW]$
Jmenovitý výstupní proud: $I_{JM} = 16,5 [A_{RMS}]$
Maximální výstupní proud: $I_{MAX} = 40,5 [A_{RMS}]$



Obr.5.4: Polohový režim řízení servopacku Yaskawa SGD50DE

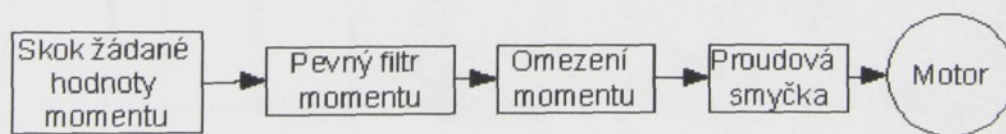
5.1.3. Propustné pásmo servopohonu

Teorie regulace definuje propustné pásmo jako největší frekvenci vstupního sinusového signálu, při které buď amplituda výstupního signálu neklesne více než o 3 dB nebo fázový posuv výstupního signálu vůči vstupnímu neklesne pod -90° .

Velikost propustného pásma se nastavuje pomocí konstant v regulátorech. Nejdříve se nastaví konstantami proudového regulátoru propustné pásmo proudové smyčky, následuje propustné pásmo rychlostní smyčky a nakonec konstantou K_V propustné pásmo polohové smyčky. Postup je stejný pro servopohon s rotačním motorem i s lineárním motorem. Propustné pásmo se určí z frekvenční charakteristiky příslušné smyčky.

5.1.4. Proudová smyčka

Jelikož nebylo možné zjistit z katalogu ani dotazem u výrobce nastavení proudového regulátoru, které není možné měnit, bylo přistoupeno k identifikaci proudové smyčky. Jako nejjednodušší se jevílo přepnout servopack do momentového režimu řízení a při skoku žádaného momentu sledovat odezvu na zablokovaném hřídeli motoru. V servopacku jsou zabudovány filtry, jejichž vliv je potřeba respektovat (obr.5.5). Skok žádané hodnoty momentu byl na hodnotu $M_z \doteq 18,9 [N \cdot m]$ (2/3 z jmenovité hodnoty momentu motoru). Časová konstanta pevného filtru je $47 \mu s$. Nastavitelný filtr byl při identifikaci vypnutý.



Obr.5.5: Blokové schéma identifikace

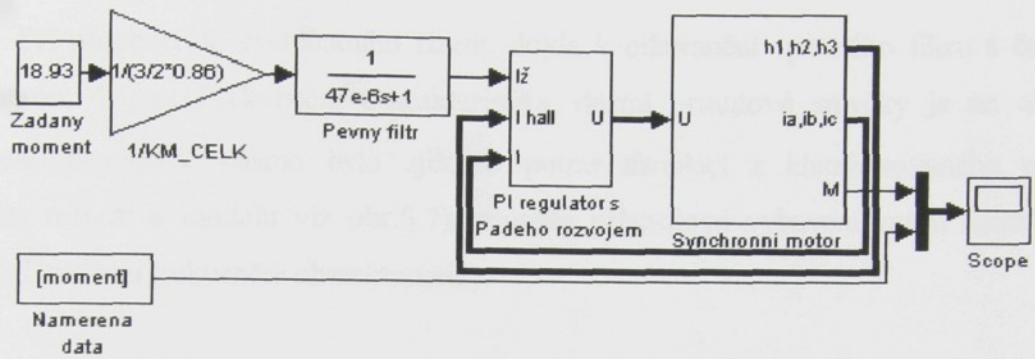
Při identifikaci bylo použito úplného modelu 3 fázového motoru zapojeného do hvězdy. Frekvenční měnič byl nahrazen Padého rozvojem s $T_d = \frac{1}{8 \cdot 10^3} [s]$. Konstanty proudového regulátoru (zesílení a integrační časová konstanta) byly zvoleny pro všechny tři fáze stejně veliké a bylo zvoleno označení:

$K_i \left[\frac{V}{A} \right]$ zesílení proudového regulátoru

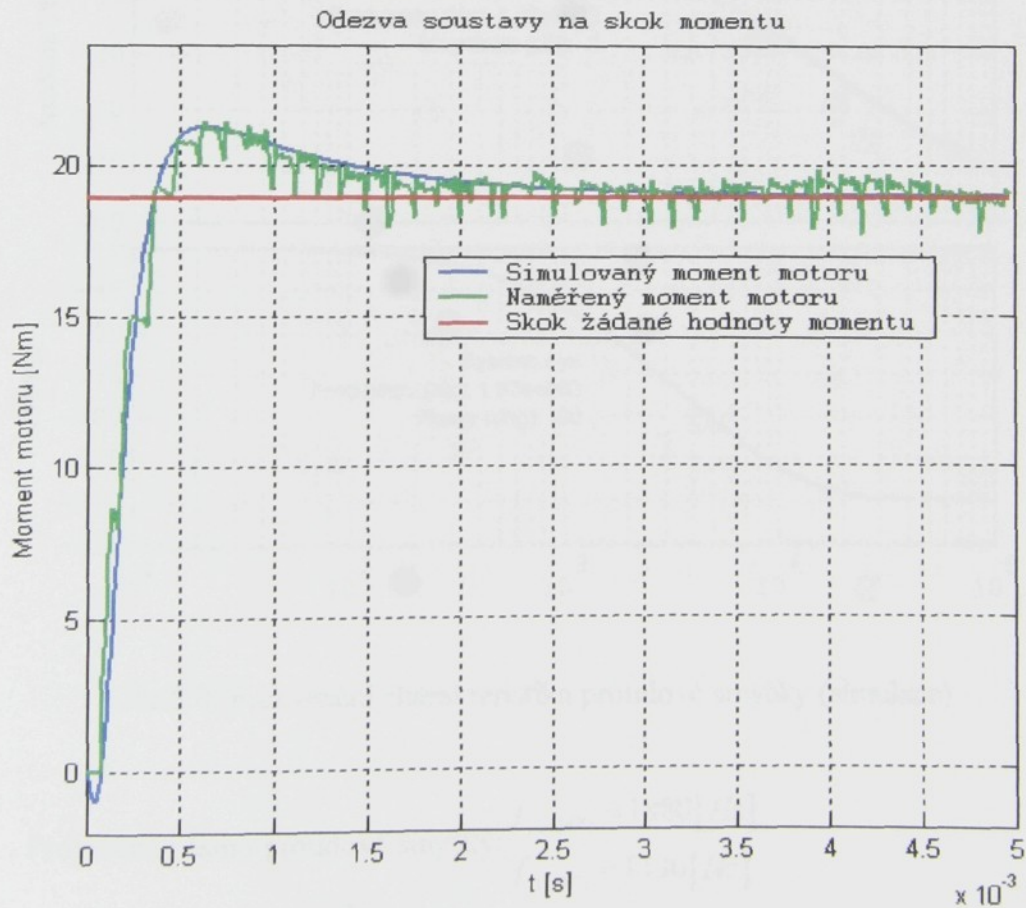
$$K_i = K_a = K_b = K_c$$

$T_i [s]$ časová konstanta proudového regulátoru

$$T_i = T_a = T_b = T_c$$



Obr.5.6: Simulační schéma motor s PI regulátorem proudu



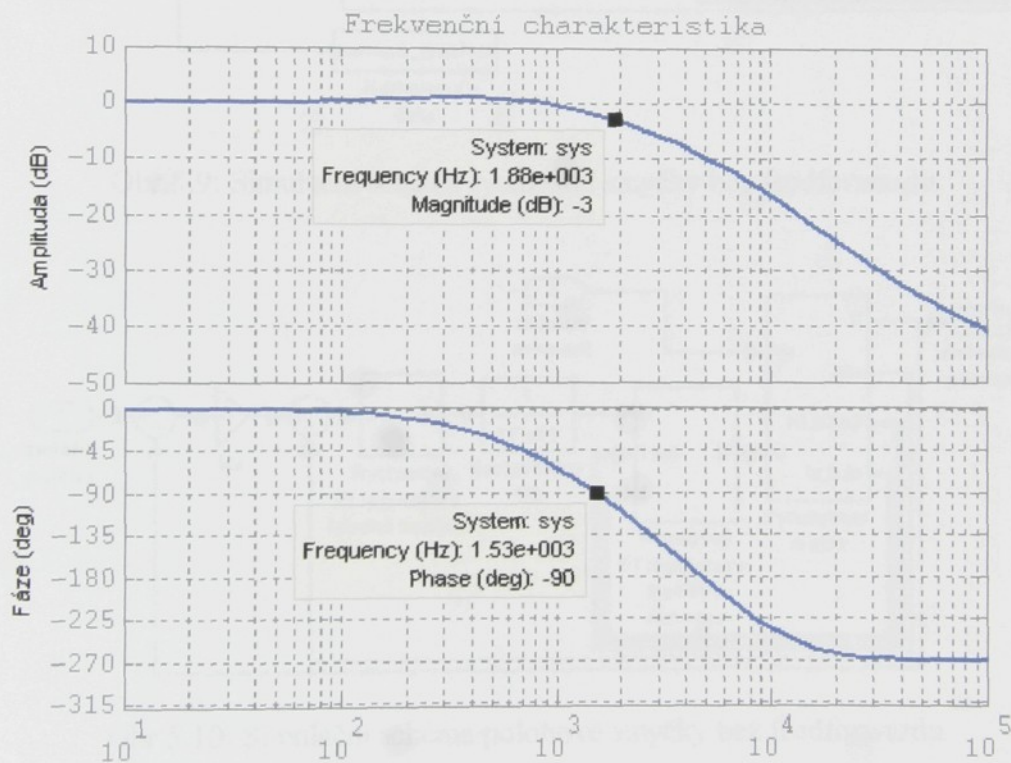
Obr.5.7: Porovnání simulované a měřené charakteristiky

Srovnáním naměřené a simulované přechodové charakteristiky byly získány konstanty PI regulátoru. Nastavení proudové smyčky je pevně dané výrobcem a její změna není možná.

$$K_i \doteq 20 \left[\frac{V}{A} \right]$$

$$T_i \doteq 0,001[s]$$

Při přepnutí do rychlostního řízení, dojde k odstranění pevného filtru s časovou konstantou $47 \mu s$. Frekvenční charakteristika vlastní proudové smyčky je na obr.5.8. Odečtené propustné pásmo bylo zjištěno pouze simulací z identifikovaného modelu (soulas měření a modelu viz obr.5.7), protože přístrojové vybavení zatím neumožňuje korektní změření frekvenční charakteristiky.



Obr.5.8: Frekvenční charakteristika proudové smyčky (simulace)

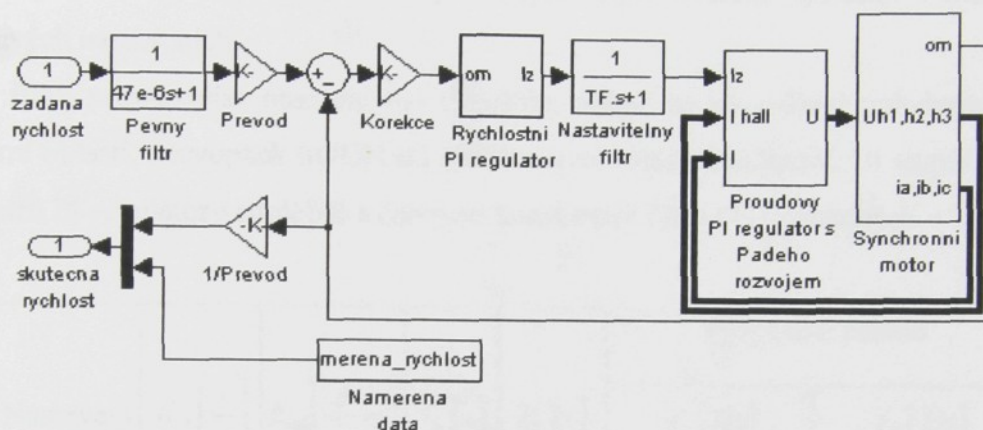
Propustné pásmo proudové smyčky:

$$f_{(-3dB)} \doteq 1880[Hz]$$

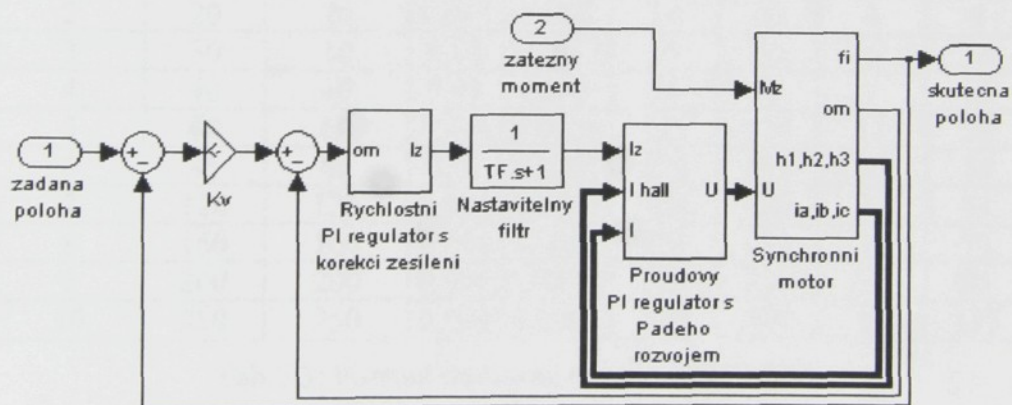
$$f_{(-90^\circ)} \doteq 1530[Hz]$$

5.1.5. Rychlostní smyčka a polohová smyčka

Rychlostní smyčka se skládá z PI regulátoru rychlosti, filtru umístěným na výstupu rychlostního regulátoru, pevného filtru umístěným na vstupu do rychlostní smyčky a podřízené proudové smyčky (obr.5.9). Skutečná rychlost se vypočte derivací polohy ze 17 bitového inkrementálního optického snímače, který je upevněn na hřídeli motoru.



Obr.5.9: Simulační schéma rychlostní smyčky bez feedforwardu



Obr.5.10: Simulační schéma polohové smyčky bez feedforwardu

Blok „Prevod“ v simulačním schématu rychlostní smyčky převádí rychlost z

$$\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right] \Rightarrow \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \gg 1 \left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right] = \frac{2 \cdot \pi}{60} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

5.1.5.1. Doplněk k rychlostnímu PI regulátoru

Abychom mohli použít firemní nastavení zesílení PI regulátoru i do simulačního schématu, musíme provést korekci velikosti zesílení (vliv dalších konstant rychlostní smyčky). K tomuto účelu slouží v modelu blok „Korekce“. Jeho konstanta je $\left(\frac{1,5}{40}\right)$ a odpovídá všem nastavením (1 až 10). Velikost byla ověřena simulací i měřením při jednotlivých nastaveních.

Blok proudového omezení byl vypuštěn, neboť se při měření pohybujeme pouze v lineární oblasti. Servopack SGDh od fy. Yaskawa nabízí standardně 10 stupňů nastavení parametrů PI regulátoru společně s časovou konstantou filtru (T_F) uvedených v Tab.5.3.

Nastavení	$K_V \left[\frac{1}{s} \right]$	$K_R \left[\frac{A \cdot s}{rad} \right]$	$T_R [s]$	$T_F [s]$	Propustné pásmo			
					$f_R [Hz]$		$f_P [Hz]$	
					-3[dB]	90°	-3[dB]	90°
1	15	15	0,06	0,0025	25	30	3	7
2	20	20	0,045	0,002	34	39	4	9
3	30	30	0,03	0,0013	53	60	6	14
4	40	40	0,02	0,001	74	76	7	18
5	60	60	0,015	0,0007	121	114	11	28
6	85	85	0,01	0,0005	190	154	16	39
7	120	120	0,008	0,0003	304	220	23	54
8	160	160	0,006	0,0002	422	284	31	73
9	200	200	0,005	0,00015	526	335	39	91
10	250	250	0,004	0,0001	647	400	50	113

Tab.5.3: Firemní nastavení servopacku SGDh

Pozn.:

Hodnota velikosti propustného pásma není standardně dodávána výrobcem, ale byla získána měřením a ověřena simulací.

$f_R [Hz]$ propustné pásmo rychlostní smyčky (pouze motor, bez zátěže)

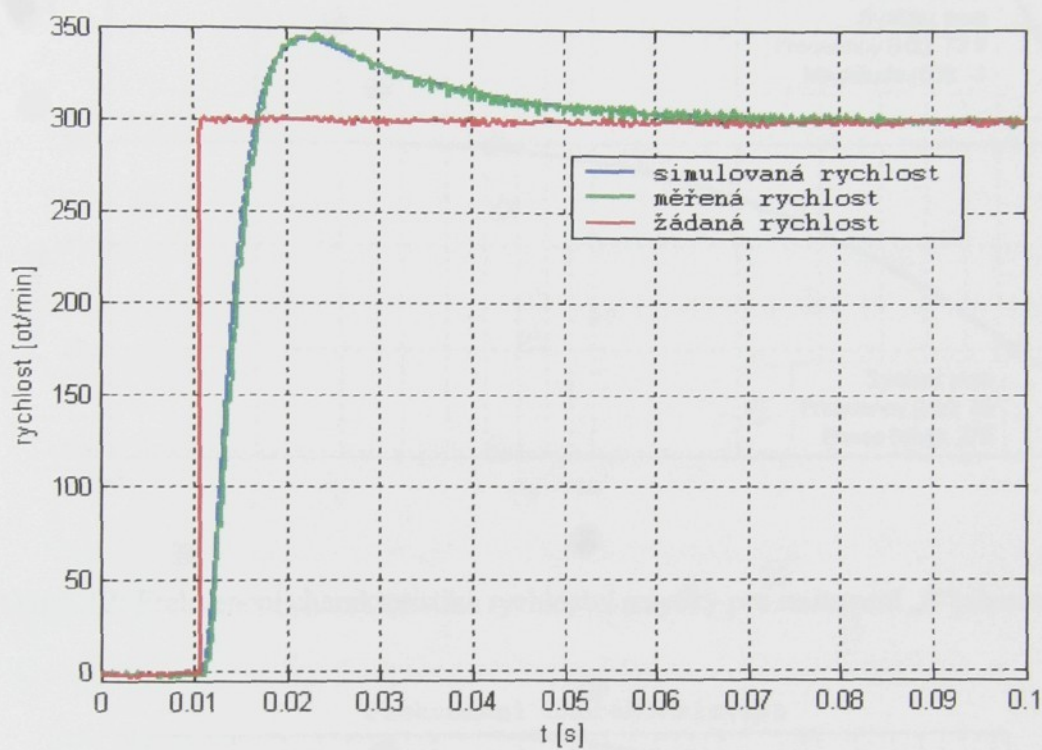
$f_P [Hz]$ propustné pásmo polohové smyčky (pouze motor, bez zátěže)

$T_F [s]$ časová konstanta filtru na výstupu rychlostního regulátoru

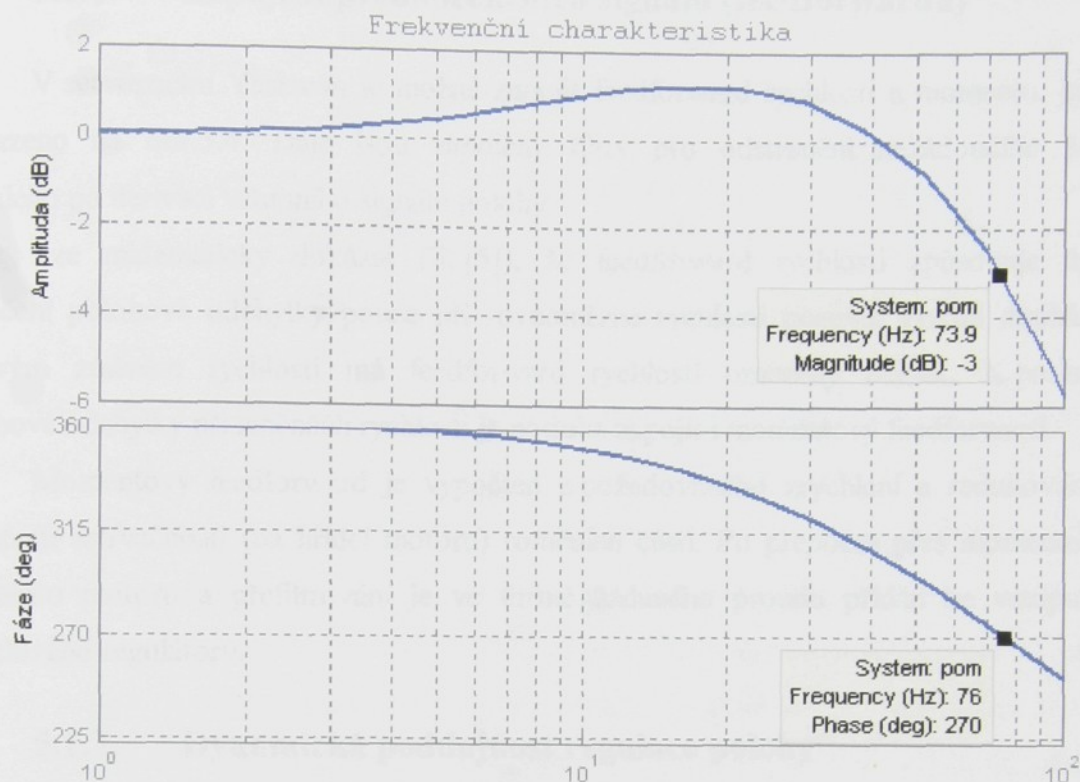
$T_R [s]$ časová konstanta rychlostního PI regulátoru

$K_R \left[\frac{A \cdot s}{rad} \right]$ zesílení rychlostního PI regulátoru

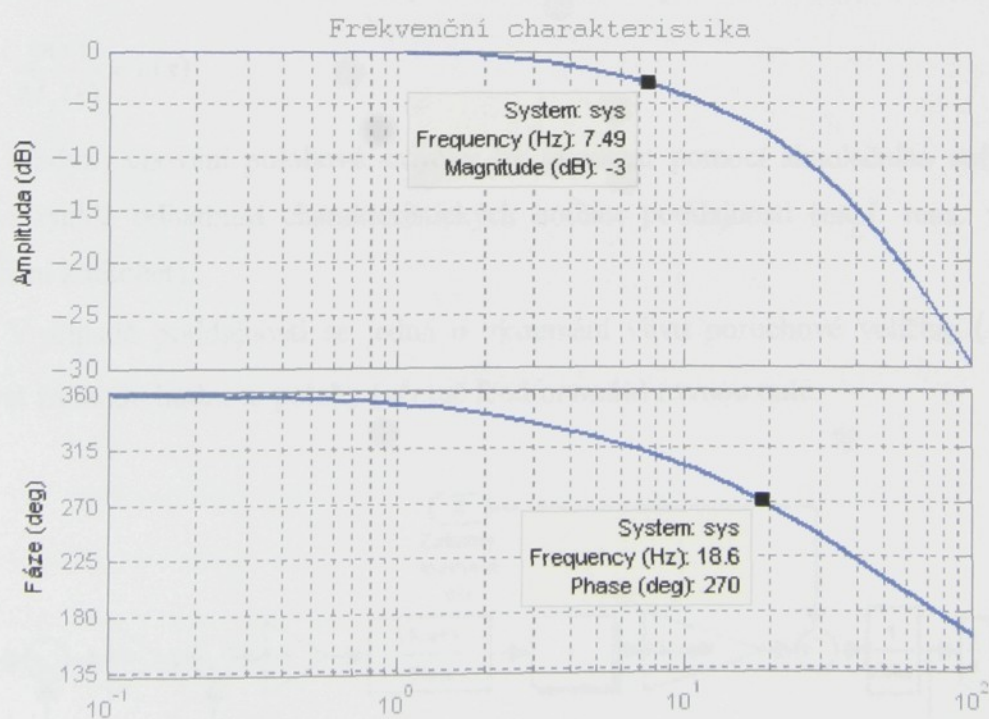
$K_V \left[\frac{1}{s} \right]$ proporcionální zesílení v polohové smyčce



Obr.5.11: Odezva soustavy na skok rychlosti pro nastavení „4“



Obr.5.12: Frekvenční charakteristika rychlostní smyčky pro nastavení „4“ (simulace)



Obr.5.13: Frekvenční charakteristika polohové smyčky pro nastavení „4“ (simulace)

5.1.6. Zapojení předkorekčních signálů (feedforwardů)

V servopacku Yaskawa je možné zapojit feedforward rychlosti a momentu, jak je zobrazeno na obr.5.4. Dále jsou zapojeny filtry pro odstranění nežádoucího šumu vzniklého po derivaci vstupního signálu polohy.

Lze matematicky dokázat (lit.[5]), že feedforward rychlosti způsobuje úplné potlačení polohové odchylky pouze při rovnoměrné rychlosti posuvu. Pokud dochází k časovým změnám rychlosti má feedforward rychlosti omezený účinek. K potlačení polohové odchylky při změnách rychlosti je potřeba zapojit i momentový feedforward.

Momentový feedforward je vypočten z požadovaného zrychlení a redukovaného momentu setrvačnosti (na hřídel motoru) rotačních částí. Po přepočtu přes momentovou konstantu motoru a přefiltrování je ve formě žádaného proudu přidán ke vstupu do proudového regulátoru.

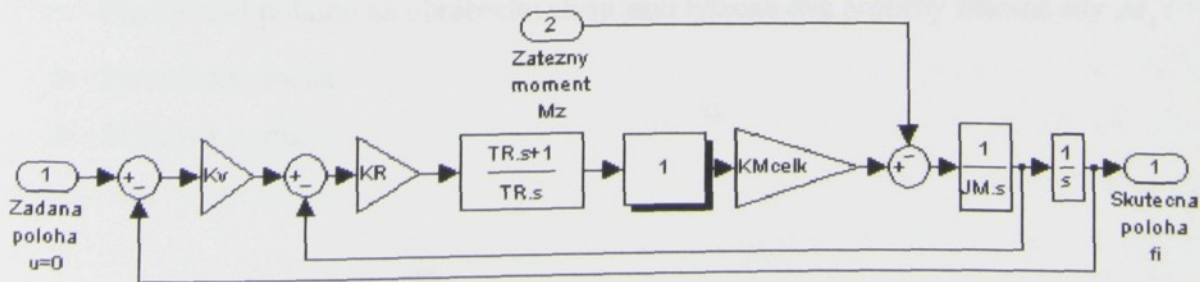
5.1.7. Dynamická poddajnost regulace polohy

Působení vnějších sil na posuvový systém, v našem případě přímo hřídel motoru bez kuličkového šroubu a suportu, vystihuje tzv. dynamická poddajnost regulace polohy, vyjádřená přenosovou funkcí mezi vnějším momentem M_z a natočením hřídele φ :

$$\frac{\varphi(s)}{M_z(s)} = c(s) \quad (5.10)$$

I když chování polohové smyčky lze zkoumat pomocí simulačního software, je užitečné rychlé odhadnutí charakteristických hodnot poddajnosti (např. max. výchylka, rezonanční kmitočet).

V případě poddajnosti se jedná o zkoumání vlivu poruchové veličiny (M_z), lze uvažovat žádanou hodnotu polohy (včetně feedforwardů) rovnou nule.



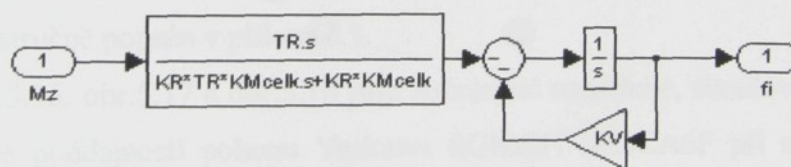
Obr.5.14: Polohová regulace se zjednodušenou polohovou smyčkou

5.1.7.1. Přibližný výpočet dynamické poddajnosti u jednohmotového systému

Zátěžný moment vstupuje do rychlostní smyčky obr.5.10 za smyčkou proudovou. Vzhledem k vysokému propustnému pásmu proudové smyčky (v našem případě přibližně 1500 Hz, obr.5.8) je možné pro přibližný výpočet uvažovat její přenos jako jednotkový čímž dojde k redukci na podobu podle obr.5.14.

Pro informativní výpočet dynamické poddajnosti pohonu s rychle fungující podřízenou rychlostní smyčkou by dále bylo možno předpokládat, že i její přenos je jednotkový. Hodnota derivační časové konstanty T_R bývá tak vysoká, že čítec přenosu rychlostního regulátoru nelze opomenout. Pro jednoduchost nebyl v modelu na obr.5.14 uvažován nastavitelný proudový filtr. Schéma na obr.5.15 je upraveno předsunutím vstupu síly na vstup rychlostní smyčky a teprve potom je dosazen za rychlostní smyčku jednotkový přenos. Vznikne sériová kombinace reciprokého přenosu příslušné větve a nejjednodušší možné náhrady smyčky polohové. Z něho určíme přibližný přenos (poddajnost) ve tvaru:

$$c(s) = \frac{\varphi(s)}{M_z(s)} = - \frac{T_R \cdot s}{K_V \cdot K_R \cdot K_{M_{CELK}} \cdot (T_R \cdot s + 1) \cdot \left(\frac{1}{K_V} \cdot s + 1\right)} \left[\frac{\text{rad}}{\text{N} \cdot \text{m}} \right] \quad (5.11)$$



Obr.5.15: Zjednodušené blokové schéma pro výpočet dynamické poddajnosti

Pro činnost pohonu na obráběcím stroji jsou typické dva průběhy zátěžné síly M_z :

- Periodická změna
- Skoková změna

5.1.7.2. Rázová dynamická poddajnost

Je brána jako odezva přenosu (5.11) na skokovou změnu momentu $M_z [Nm]$:

$$\varphi(s) = \frac{-T_R \cdot s}{K_V \cdot K_R \cdot K_{M_{CELK}} \cdot (T_R \cdot s + 1) \cdot \left(\frac{1}{K_V} \cdot s + 1\right)} \cdot \frac{M_z}{s} \quad (5.12)$$

Po zpětné Laplaceově transformaci dostaneme vztah:

$$\varphi(t) = \frac{T_R \cdot (e^{-t/K_V} - e^{-t/T_R})}{K_R \cdot K_{M_{CELK}} \cdot (T_R \cdot K_V - 1)} \cdot M_z \quad (5.13)$$

Čas při kterém nastává maximální pootočení hřídele:

$$t_{\varphi MAX} = \frac{T_R}{T_R \cdot K_V - 1} \cdot \ln(T_R \cdot K_V) \quad (5.14)$$

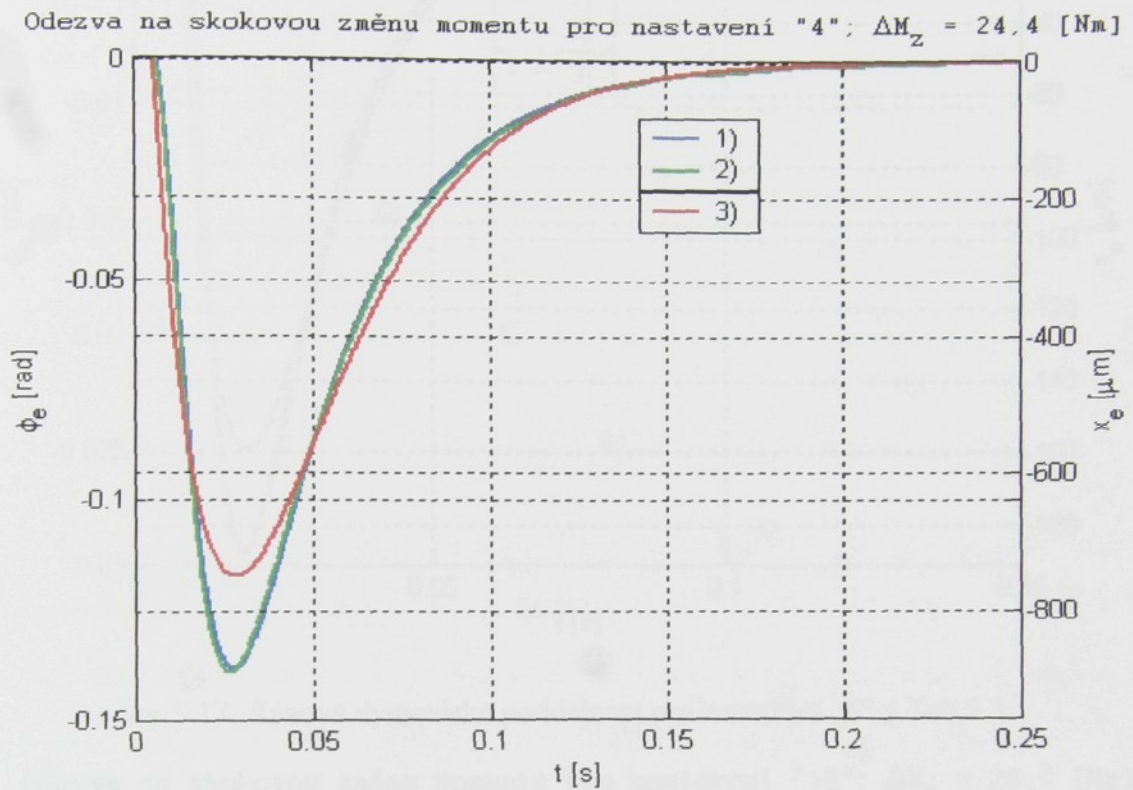
Velikost pootočení pro čas $t_{\varphi MAX}$ v absolutní hodnotě:

$$|\varphi_{MAX}| = \frac{T_R}{K_{M_{CELK}} \cdot K_R} \cdot (T_R \cdot K_V)^{\frac{T_R \cdot K_V}{1 - T_R \cdot K_V}} \quad (5.15)$$

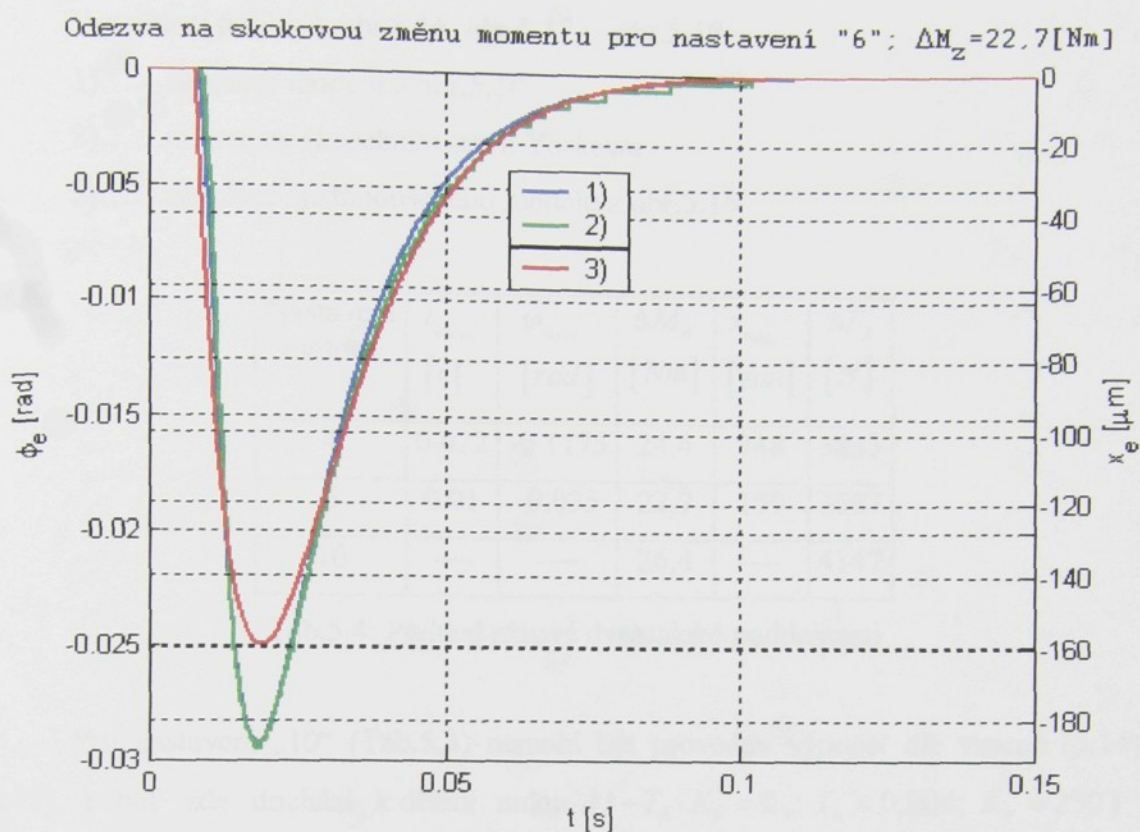
Měření a simulace byla prováděna pro nastavení „4“, „6“ a „10“ z firemní tabulky servopacku Yaskawa SGD5 50DE (Tab.5.3). Způsob měření rázové dynamické poddajnosti je stručně popsán v příloze č.1.

Na obr.5.16, obr.5.17 a obr.5.18 jsou zobrazené naměřené, simulované a vypočtené průběhy rázové poddajnosti pohonu Yaskawa SGMGH 50DCA6F při skoku zátěžného momentu, který je zobrazen u příslušného grafu. Na levé ose y je zobrazena odchylka natočení hřídele $\varphi_e [rad]$ a na pravé ose y je proveden přepočít pro fiktivní šroub se stoupáním $40 [mm/ot]$ a vynesena odchylka $x_e [\mu m]$. Rozdíl ve velikosti výchylek je dán zjednodušením vztahu (5.15) oproti skutečnému modelu s proudovou a rychlostní smyčkou a zanedbáním nastavitelného proudového filtru, který byl při měření též zapojen. Vypočítané maximální hodnoty podle (5.14 a 5.15) jsou ještě pro přehlednost uvedeny v Tab.5.4. Síla F_z je teoretická zátěžná síla, jakou by bylo třeba vyvodit, aby byl zátěžný

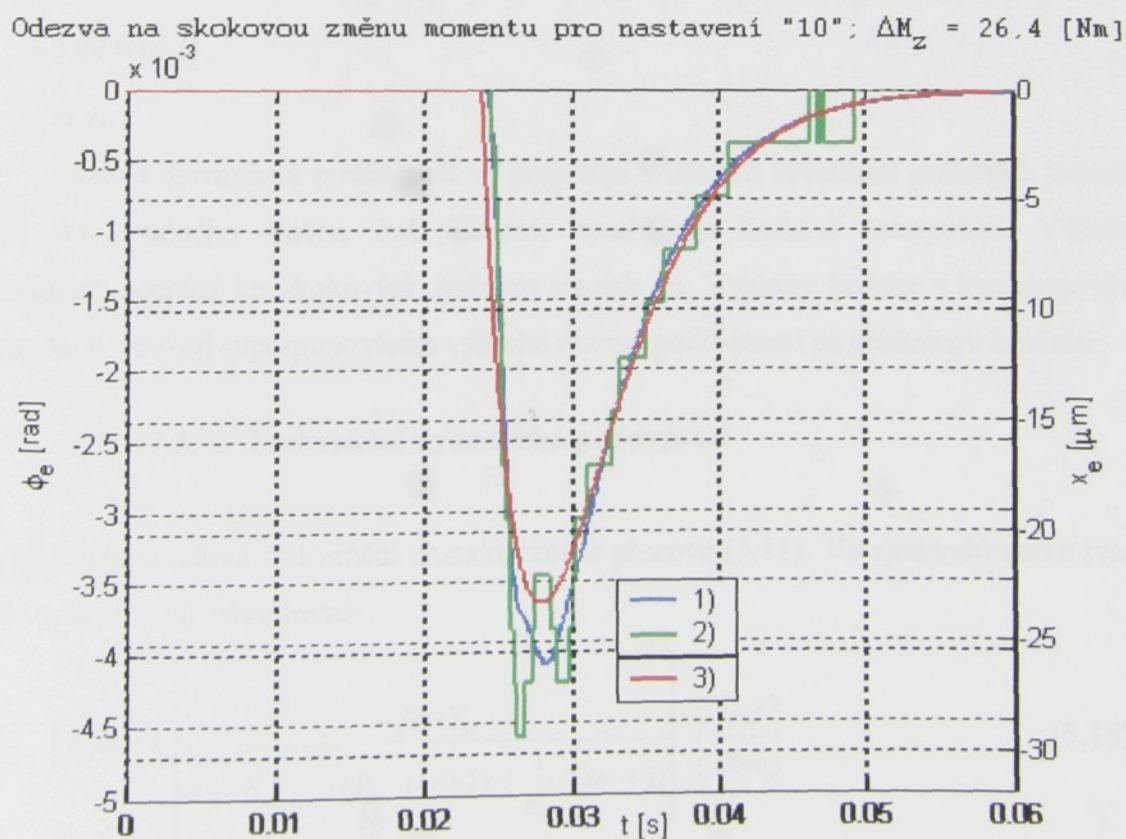
moment na hřídel motoru M_Z roven síle působící na suport F_Z , při stoupání šroubu $40[\text{mm}/\text{ot}]$.



Obr.5.16: Rázová dynamická poddajnost pro nastavení „4“ z Tab.5.3



Obr.5.17: Rázová dynamická poddajnost pro nastavení „6“ z Tab.5.3



Obr.5.18: Rázová dynamická poddajnost pro nastavení „10“ z Tab.5.3

Vysvětlení popisu k obr.5.16, obr.5.17 a obr.5.18:

- 1).....simulace modelu z obr.5.10
- 2).....měření na zkušebním stavu Yaskawa
- 3).....simulace zjednodušeného modelu z obr.5.15

Nastavení motoru	$t_{\varphi_{MAX}}$ [s]	$\varphi_{e_{MAX}}$ [rad]	ΔM_Z [Nm]	$x_{e_{MAX}}$ [μm]	ΔF_Z [N]
4	0.022	-0,1175	24,4	748	3833
6	0.01	-0,025	22,7	159	3567
10	----	----	26,4	----	4147

Tab.5.4: Přehled rázové dynamické poddajnosti

Pro nastavení „10“ (Tab.5.3) nemohl být proveden výpočet dle vzorců (5.14) a (5.15), neboť zde dochází k dělení nulou ($1 - T_R \cdot K_V = 0$, $T_R = 0,004$; $K_V = 250$) ve vzorcích pro výpočet φ_{MAX} a t_{MAX} . Simulink si s tímto problémem poradil a odezvy na skok M_Z nasimuloval. Z grafu jsme přibližně odečetli pro nastavení „10“ $\varphi_{e_{MAX}} \doteq 0.004 [rad]$.

Pozn.:

Rázová dynamická poddajnost se projevuje v místech reverzace pohonů z jednoho směru do opačného směru, což můžeme spatřit při kruhové interpolaci. V těchto momentech dochází ke skokovým změnám třecích sil. Výkmity polohy v kvadrantových přechodech vznikají superponováním výkmitů rázové poddajnosti na příslušnou kružnici.

5.1.7.3. Frekvenční dynamická poddajnost

Je amplitudová frekvenční charakteristika přenosu (5.11). Ve zjednodušeném tvaru bude vypadat zápis následovně:

$$|c(j\omega)| = \left| \frac{-j\omega \cdot T_R}{K_R \cdot K_{M_{CELK}} \cdot (T_R \cdot j\omega + 1) \cdot \left(\frac{1}{K_V} \cdot j\omega + 1\right)} \right| \left[\frac{rad}{Nm} \right] \quad (5.16)$$

Maximum poddajnosti nastává při rezonanční frekvenci:

$$f_{\text{REZ}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{K_V}{T_R}}} \Rightarrow |c(j\omega)|_{\text{MAX}} = \frac{T_R}{K_R \cdot K_{\text{MCEK}} \cdot (T_R \cdot K_V + 1)} \quad (5.17)$$

$$|c(j\omega)|_{\text{dB}} = 20 \cdot \log(|c(j\omega)|) \quad (5.18)$$

Parametry motoru a servopacku zůstávají stejné (nastavení „4“ z Tab.5.3), jako při měření rázové dynamické poddajnosti. Po dosazení výše uvedených hodnot vychází:

$$f_{\text{REZ}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{40}{0.02}} \doteq 7 [\text{Hz}]$$



Obr.5.19: Frekvenční dynamická poddajnost motoru Yaskawa SGMGH 50DCA6F

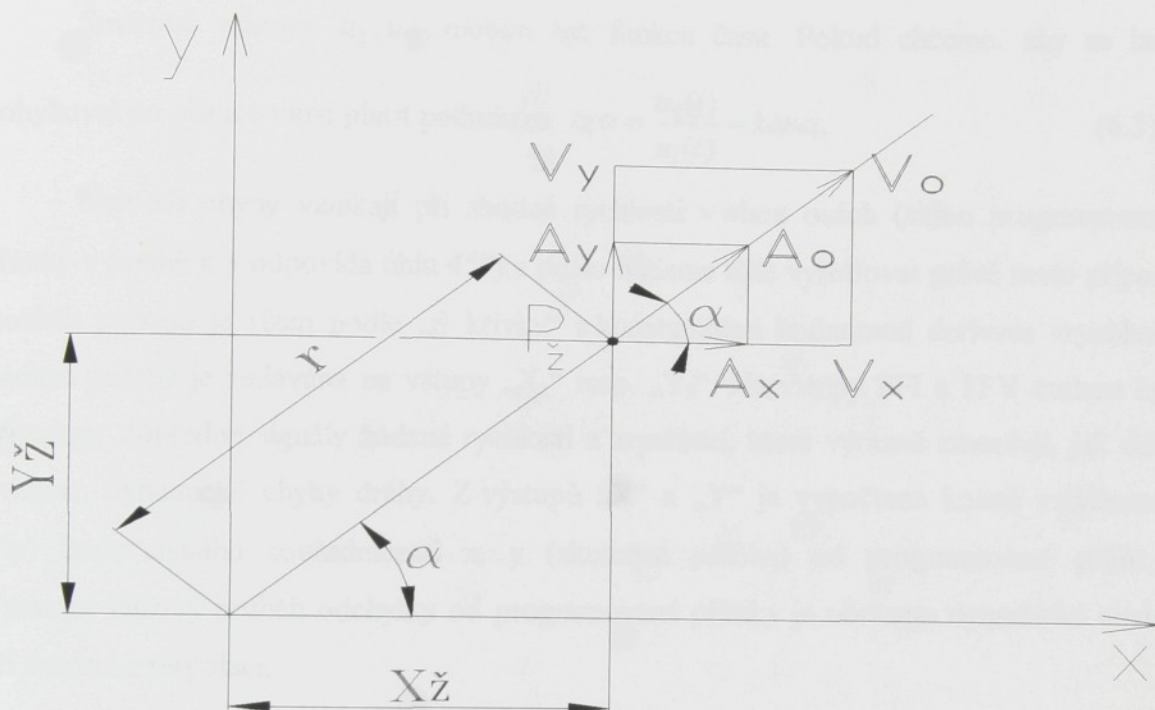
Vysvětlení popisu k obr.5.19

- 1).....simulace modelu z obr.5.10
- 2).....simulace zjednodušeného modelu z obr.5.15
- 3).....měření na zkušebním stavu Yaskawa

Na obr.5.19 je porovnání naměřené a vypočtené frekvenční dynamické poddajnosti motoru Yaskawa SGMGH 50DCA6F a servopacku SGDH 50DE. Z měření bylo zjištěno, že rezonance nastává okolo 12 Hz s maximem -42dB . Model na vyšších frekvencích nesouhlasí s měřením, neboť bylo použito úzkopásmového filtru v servopacku u měřeného motoru, pro odstranění tzv. mikrofonních efektů vznikajících při připojení druhého motoru (jako generátoru frekvence). Vibrace zachytilo odměřování motoru, zpětně prošlo regulační smyčkou a vznikly samobuzené kmity. Zapojením úzkopásmového filtru v rychlostní smyčce problém odstranilo. Způsob měření frekvenční dynamické poddajnosti je stručně popsán v příloze č.1.

6. Experimentální část 2. – simulace a měření dynamických chyb

6.1. Lineární interpolace



Obr.6.1: Rozklad polohového vektoru

A_0	vektor zrychlení
V_0	vektor rychlosti
r	polohový vektor
$A_x = \cos \alpha \cdot A_0$	složka zrychlení v ose x
$A_y = \sin \alpha \cdot A_0$	složka zrychlení v ose y
$V_x = \cos \alpha \cdot V_0$	složka rychlosti v ose x
$V_y = \sin \alpha \cdot V_0$	složka rychlosti v ose y
$X_z = \cos \alpha \cdot r$	složka polohy v ose x
$Y_z = \sin \alpha \cdot r$	složka polohy v ose y
A_0, V_0, r	absolutní velikosti vektorů

Do jednotlivých os pohonu se zadávají následující rovnice přímky:

$$x = a_1 + t \cdot u_1; \quad y = a_2 + t \cdot u_2 \quad (6.1)$$

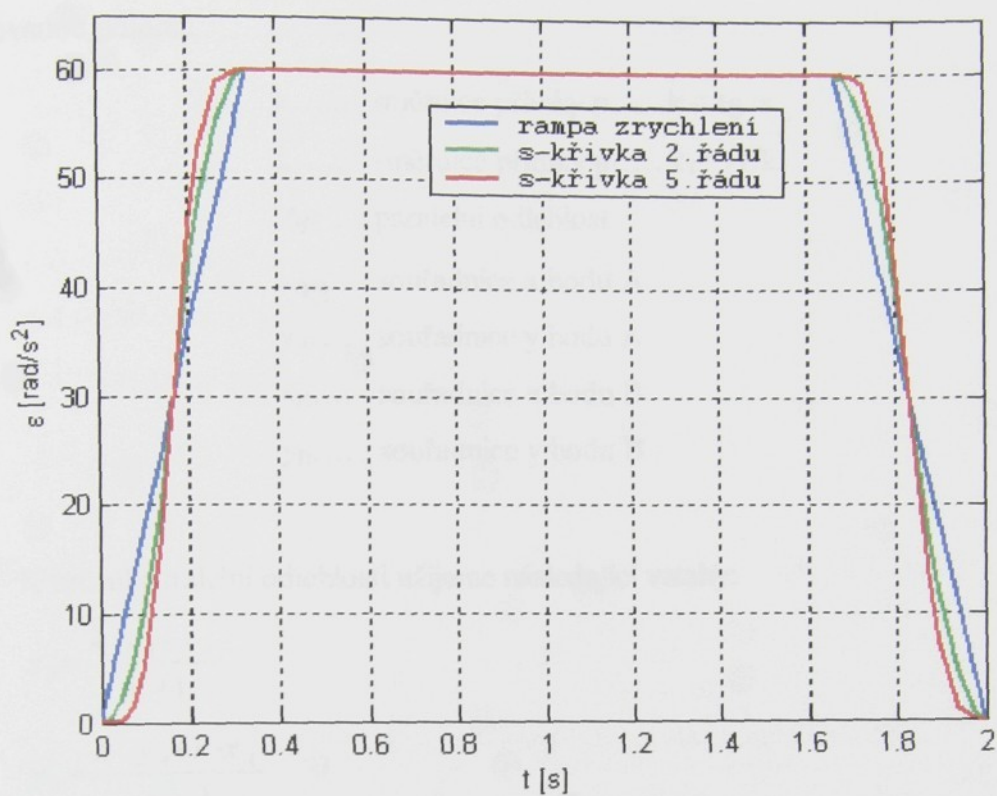
$a_1, a_2 \dots$ bod na programované přímce

$u_1, u_2 \dots$ směrové vektory

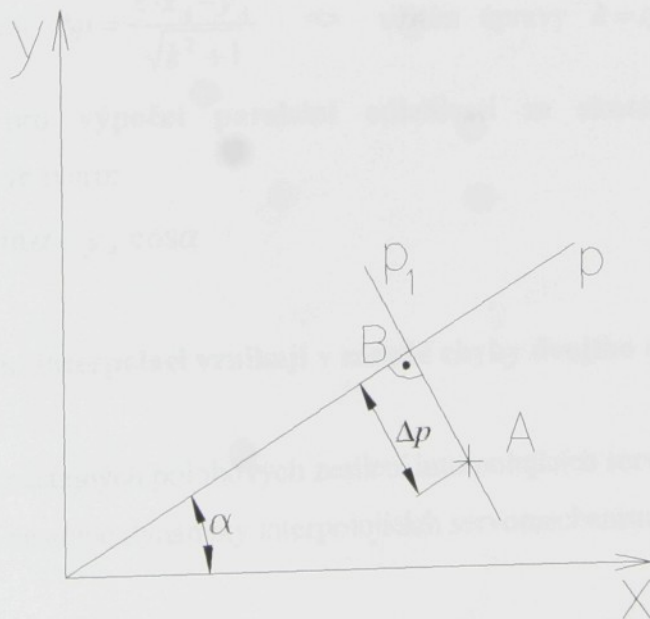
$$u_1 = b_1 - a_1; \quad u_2 = b_2 - a_2 \quad (6.2)$$

Směrové vektory u_1, u_2 mohou být funkce času. Pokud chceme, aby se bod pohyboval po přímce musí platit podmínka: $\operatorname{tg} \alpha = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} = \operatorname{konst.}$ (6.3)

Největší chyby vznikají při shodné rychlosti v obou osách (sklon programované přímky v rovině x-y odpovídá úhlu 45°) a proto budeme dále vyšetřovat právě tento případ. Rozběh pohonů je řízen podle „S křivky“ s konstantními hodnotami derivace zrychlení. Žádaná poloha je zadávána na vstupy „ X_z “ resp. „ Y_z “. Na vstupy FFI a FFV mohou být přivedeny dopředné signály žádané rychlosti a zrychlení, které výrazně zmenšují, jak dále uvidíme, dynamické chyby dráhy. Z výstupů „ X “ a „ Y “ je vypočtena kolmá vzdálenost (Δp) bodu daného souřadnicemi x, y (skutečná poloha) od programované přímky. Výsledný časový průběh odchylky od programované přímky je obrazem dynamické chyby při lineární interpolaci.



Obr.6.2: Ukázka průběhu zrychlení různých typů S-křivek pro $\varepsilon_{MAX} = 60 [\text{rad} / \text{s}^2]$



Obr.6.3: Zobrazení paralelní odlehlosti

Na obr.6.3 je bodem A znázorněna skutečná poloha nástroje a bod B ukazuje požadovanou polohu.

$k, \dots$ směrnice přímky $p, \dots k = \tan \alpha$

$k_1, \dots$ směrnice přímky $p_1, \dots k_1 = -1/k$

$\Delta p, \dots$ paralelní odlehlost

$x_A, \dots$ souřadnice x bodu A

$y_A, \dots$ souřadnice y bodu A

$x_B, \dots$ souřadnice x bodu B

$y_B, \dots$ souřadnice y bodu B

K určení paralelní odlehlosti užitíme následující vztahy:

$$x_B = \frac{k \cdot y_A + x_A}{k^2 + 1} \quad (6.4)$$

$$y_B = \frac{k^2 \cdot y_A + k \cdot x_A}{k^2 + 1} \quad (6.5)$$

$$\Delta p = \sqrt{(x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2} \quad (6.6)$$

$$\text{po dosazení } \Delta p = \frac{k \cdot x_A - y_A}{\sqrt{k^2 + 1}} \Rightarrow \text{užitím úpravy } k = \tan \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} \text{ dostaneme}$$

výsledný vztah pro **výpočet paralelní odlehlosti ze skutečné hodnoty polohy** jednotlivých os je ve tvaru:

$$\Delta p = x_A \cdot \sin \alpha - y_A \cdot \cos \alpha \quad (6.7)$$

Při lineární interpolaci vznikají v zásadě chyby dvojího druhu

- Vlivem nesterajných polohových zesílení interpolujících servomechanismů.
- Vlivem nesterajné dynamiky interpolujících servomechanismů.

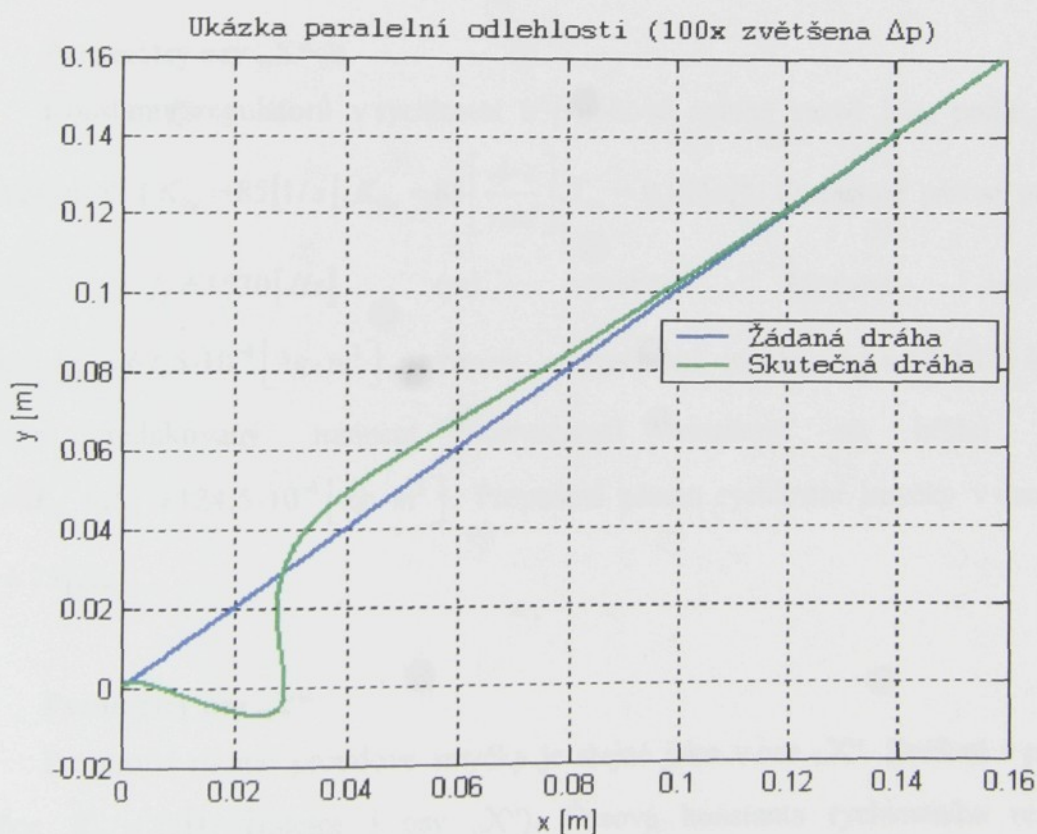
Chyby uvedené v bodě (a) vznikají při nesterajných polohových zesíleních interpolujících souřadnic K_{VX} a K_{VY} a generují známou chybu tvaru - posunutí skutečné dráhy vůči programované přímce. Je způsobeno tím, že sledovací odchylky x_e a y_e vlivem nesterajných hodnot K_V posunou bod, ve kterém se nachází servomechanismus, mimo

programovanou dráhu. Závislost chyby tvaru (tzv. paralelní odlehlost) na objížděcí rychlosti „ v_B “ a poměru polohových zesílení „ c “ je dána vztahem:

$$\Delta p = \frac{v_B}{2 \cdot K_V} \left| \frac{1-c}{c} \right| \sin 2\alpha \quad (6.8)$$

kde

polohové zesílení souřadnice „X“	$K_{VX} = K_V$
polohové zesílení souřadnice „Y“	$K_{VY} = K_V \cdot c$
sklon programované přímky	α
sledovací odchylka v ose „X“	$x_e = \frac{v_x}{K_{VX}}$
sledovací odchylka v ose „Y“	$y_e = \frac{v_y}{K_{VY}}$



Obr.6.4: Skutečný průběh dráhy v porovnání s žádanou přímkou

Pro názornost je na obr.6.4 zobrazena velmi krátká dráha projetá velmi vysokou rychlostí pod úhlem 45°. Polohové zesílení pro obě osy bylo $K_V = 40 [1/s]$. Model osy

„X“ je dynamicky 2x „rychlejší“ než osa „Y“ (propustné pásmo rychlostní smyčky v ose „X“ bylo 80 Hz). Velikost Δp byla ještě pro názornost 100x zvětšena.

Z rozboru uvedeného vzorce (6.8) mimo jiné vyplývá, že tradovaný názor o zanedbatelném vlivu těchto chyb při poměru $0,98 \leq c \leq 1,02$ a při rychlostech do 1 m/min je přinejmenším diskutabilní. Desetkrát vyšší rychlosti pak bezpodmínečně vyžadují úměrně přesnější nastavení polohových zesílení (v řádu desetin procenta K_V), což již není možné u pohonů s analogovými rychlostními regulátory. Je třeba poznamenat, že díky vlastnostem číslicových regulátorů lze dnes nastavit servopohony prakticky absolutně přesně a chyby vlivem rozdílných zesílení K_V mohou vzniknout jen hrubou nedbalostí při seřizování.

6.1.1. Simulace a měření paralelní odlehlosti na motorech

Yaskawa

Parametry osy „X“

Konstanty regulátorů v rychlostní a polohové zpětné vazbě jsou podle Tab.5.3 „nastavení 6“ ($K_{Vx} = 85[1/s]$, $K_{Rx} = 85\left[\frac{A \cdot s}{rad}\right]$, $T_{Rx} = 0,01[s]$). Propustné pásmo proudové smyčky $f_l \doteq 1530[Hz]$ (od výrobce). Moment setrvačnosti motoru $J_{Mx} = 67,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$, moment setrvačnosti zátěže $J_{zx} = 57 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Celkový redukovaný moment setrvačnosti vztažený na hřídel motoru: $J_{Rx} = J_{Mx} + J_{zx} = 124,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Propustné pásmo rychlostní smyčky v ose „X“ je $f_{Rx} \doteq 75[Hz]$.

Parametry osy „Y“

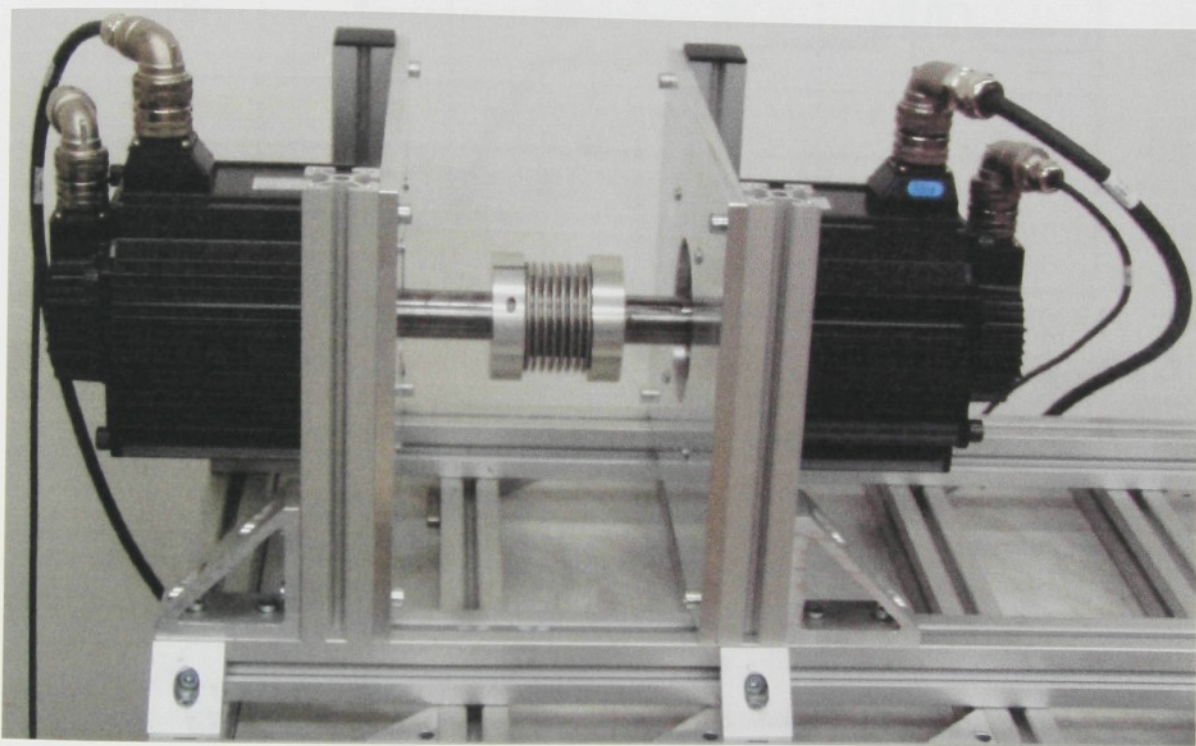
Propustné pásmo proudové smyčky je stejné jako v ose „X“. Zesílení v polohové smyčce $K_{Vy} = 85[1/s]$ (stejně i osy „X“). Časová konstanta rychlostního regulátoru $T_{Ry} = 0,01[s]$. Zesílení rychlostního regulátoru $K_{Ry}\left[\frac{A \cdot s}{rad}\right]$ budeme nastavovat dle jednotlivých simulací a měření. Jeho velikost je uvedena vždy u příslušného grafu. Moment setrvačnosti motoru $J_{My} = 67,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$, moment setrvačnosti zátěže

$J_{Zy} = 78,5 \cdot 10^{-4} [kg \cdot m^2]$. Celkový redukovaný moment setrvačnosti vztažený na hřídel motoru: $J_{Ry} = J_{My} + J_{Zy} = 146 \cdot 10^{-4} [kg \cdot m^2]$. Propustné pásmo rychlostní smyčky v ose „Y“ je $f_{Ry} \doteq 70 [Hz]$.

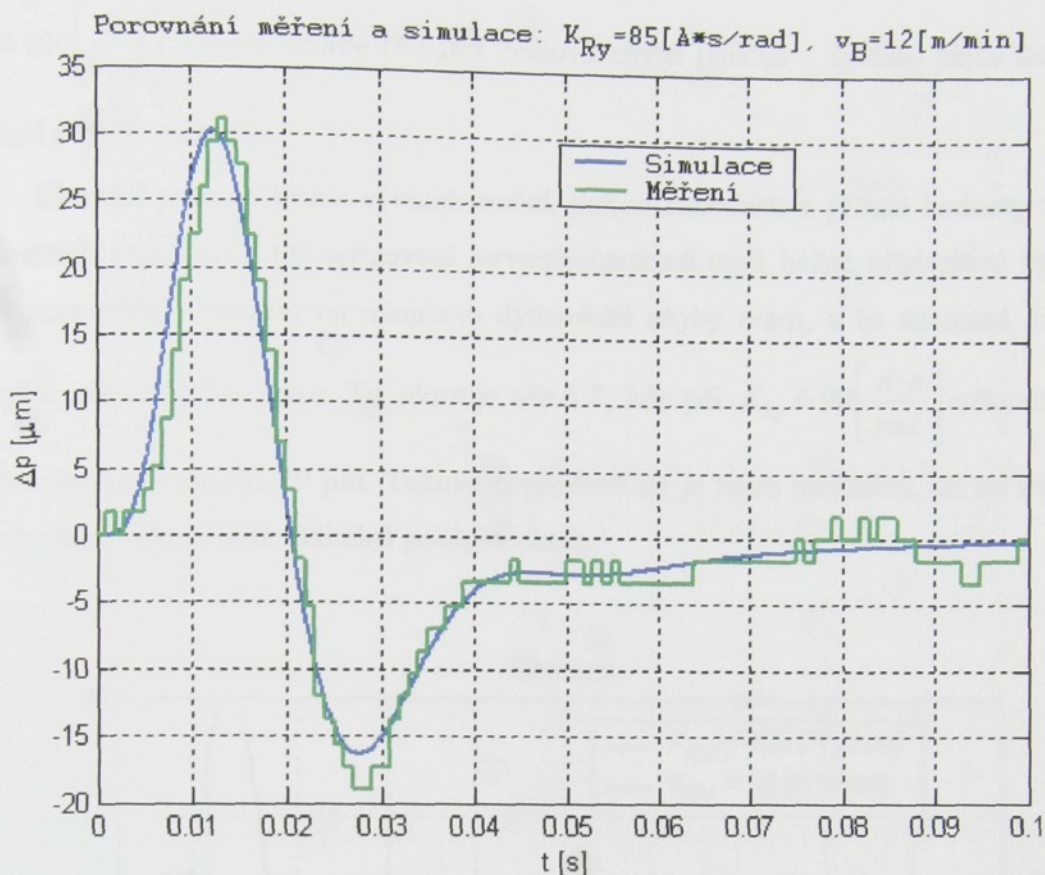
Způsob měření lineární interpolace je stručně popsán v příloze č.1.

Při simulaci se vycházelo z **jednohmotového modelu** pro osu X i Y. Schématické uspořádání je na obr.6.21.

Pro matematický model je zkušební stav Yaskawa (obr.6.5) uvažován v uspořádání s kuličkovým šroubem se stoupáním $40 \cdot 10^{-3} [m/ot]$.



Obr.6.5: Zkušební stav Yaskawa



Obr.6.6: Ověření matematického modelu pohybové osy stroje

Na obr.6.6 vidíme, že matematický model odpovídá skutečnému měření a je možné považovat nasimulované výsledky za věrohodné.

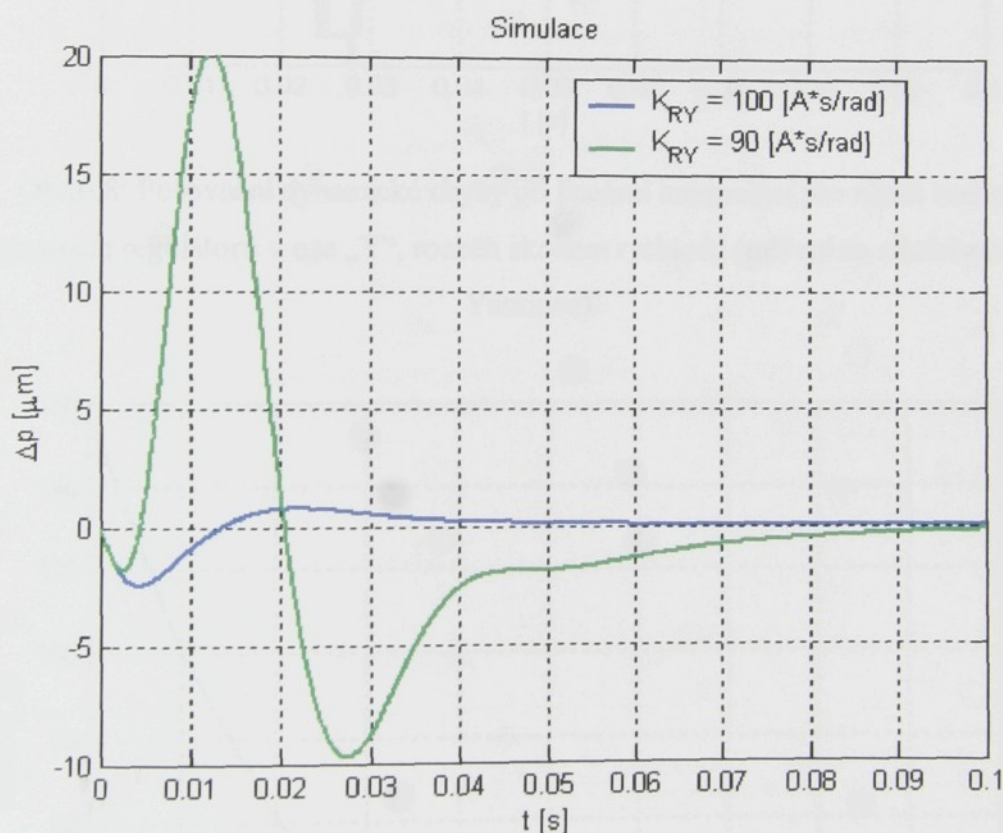
Jiná situace nastává u chyb vlivem nestejné dynamiky interpolujících servomechanismů. Interpolující souřadnice totiž mají zpravidla různé hmotnosti nebo tuhosti a z toho důvodu také různou dynamiku. Vysoká zrychlení při rozběhu, zastavení nebo změně rychlosti vybudí kmity interpolujících souřadnic a tak vzniknou odchylky od naprogramované přímky. Tyto jevy lze minimalizovat seřízením zesílení rychlostních regulátorů interpolujících souřadnic. V prvním přiblížení docílíme velmi podobnou dynamiku obou servomechanismů seřízením na hodnotu:

$$K_{Ry} = K_{Rx} \cdot J_{Ry} / J_{Rx} \quad (6.9)$$

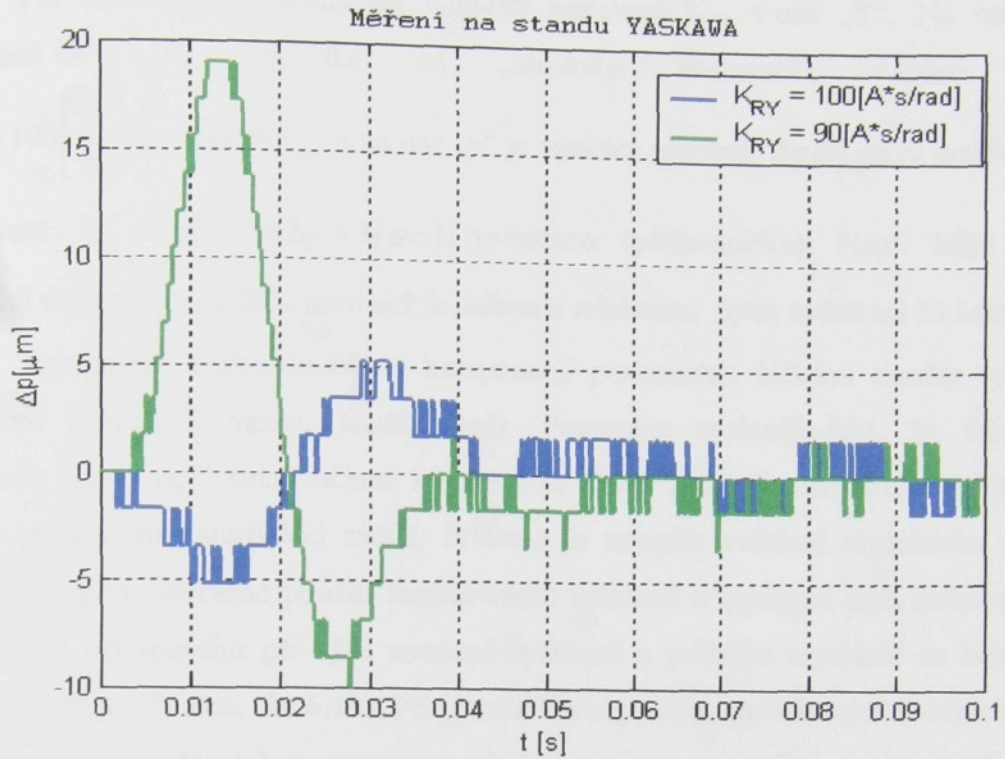
Uvedený vztah ale není optimální z hlediska dynamických chyb. V našem případě byla simulována lineární interpolace přímky o sklonu 45° s konstantní rychlostí 12 m/min. Minimum odchylky od programované přímky bylo nalezeno zkusmo při zesílení

$K_{Ry} \doteq 100 \left[\frac{A \cdot s}{rad} \right]$ (podle vzorce (6.9)) a celková chyba (špička – špička) činila asi $3 \mu m$ simulací a $8 \mu m$ měřením.

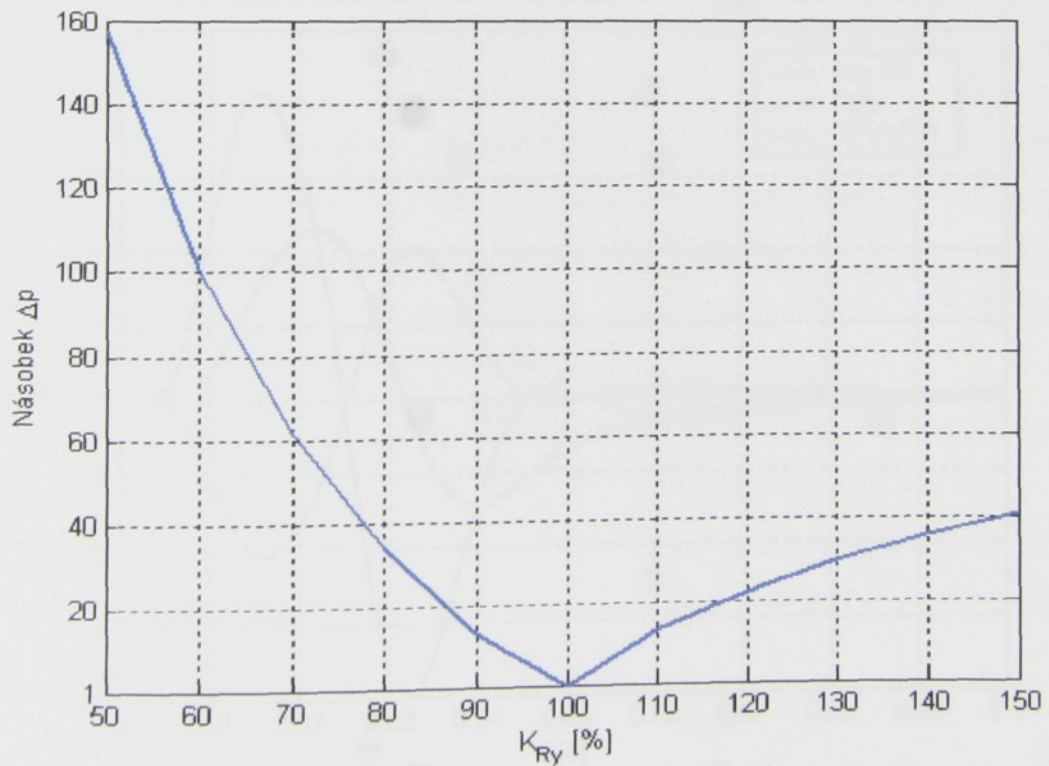
Chování pohonů se ale výrazně změní, pokud nedodržíme přesné hodnoty zesílení rychlostních regulátorů. Při seřizování servomechanismů totiž běžné přístrojové vybavení zatím neumožňuje seřízení na minimum dynamické chyby tvaru, a to znamená asi 10% odchylku od ideálního stavu. To ukazuje obr.6.7, kde při $K_{Ry} \doteq 90 \left[\frac{A \cdot s}{rad} \right]$ celková chyba dosáhne hodnoty zhruba $29 \mu m$. Taková nepřesnost už je nejen měřitelná, ale na kvalitním povrchu také velmi dobře viditelná pouhým okem.



Obr.6.7: Porovnání dynamické chyby při lineární interpolaci pro různá zesílení rychlostních regulátorů v ose „Y“, rozběh skokem rychlosti (simulace)



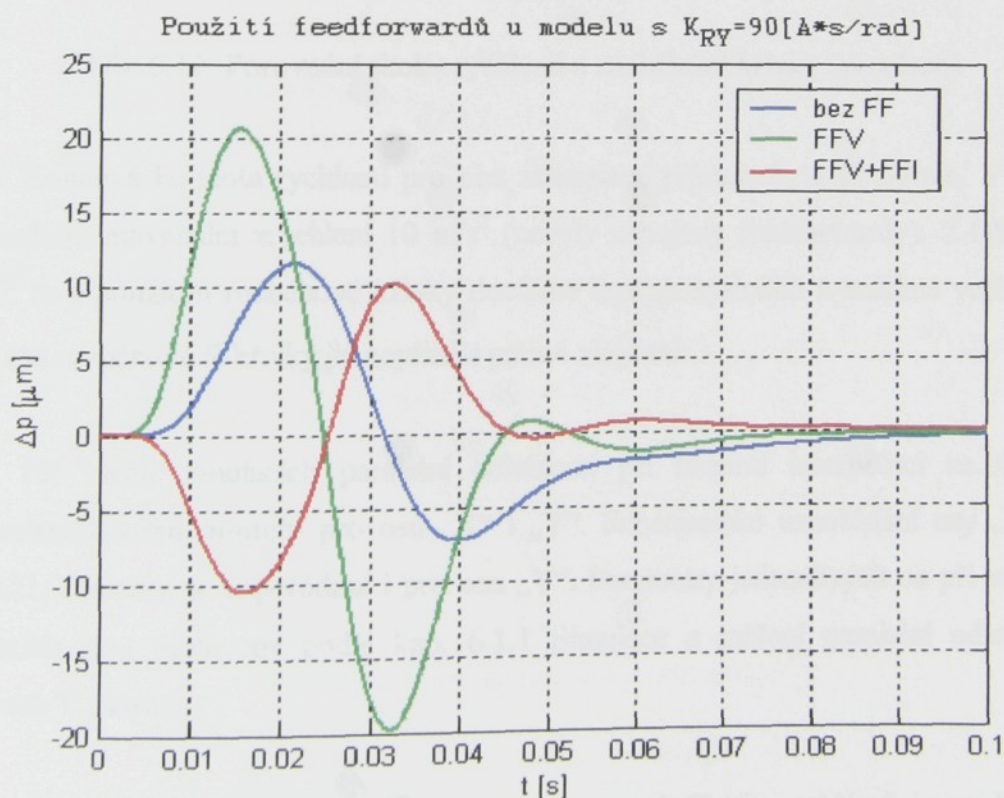
Obr.6.8: Porovnání dynamické chyby při lineární interpolaci pro různá zesílení rychlostních regulátorů v ose „Y“, rozběh skokem rychlosti (měření na zkušebním stavu Yaskawa)



Obr.6.9: Citlivost nastavení zesílení rychlostního regulátoru K_{RY} v ose „Y“

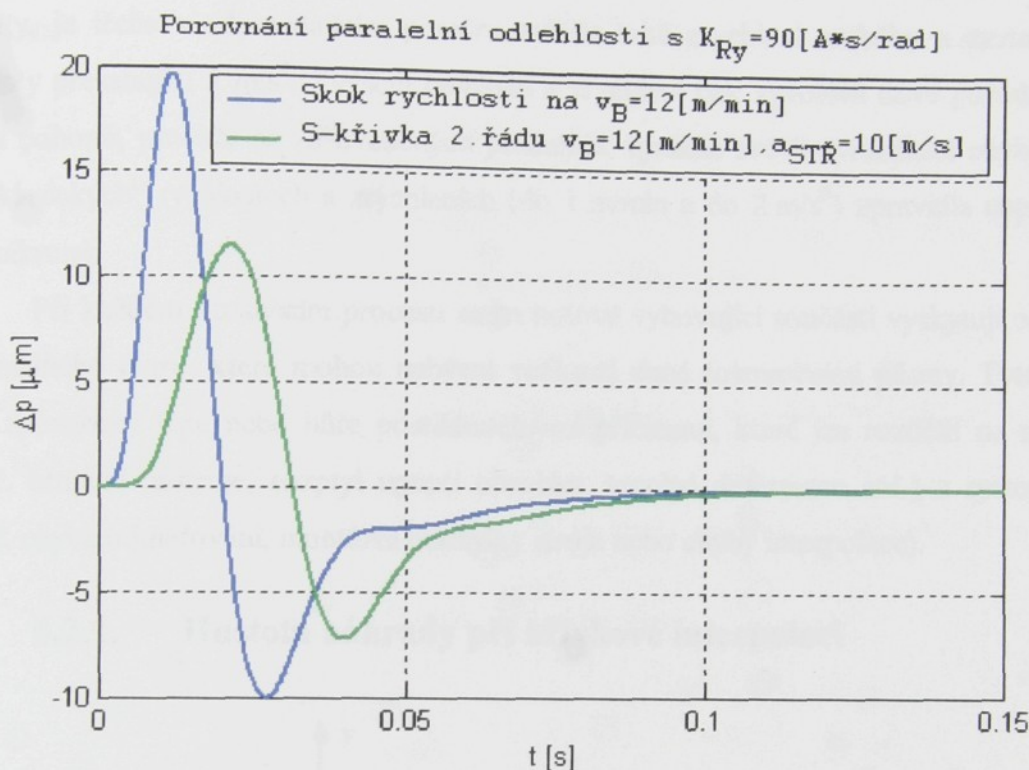
Na obr.6.9 byla zkoumána citlivost nastavení K_{Ry} v ose „Y“. Na ose „x“ je vynesena v % odchylka od „ideálního nastavení“, v našem případě $K_{Ry} = 100 \left[\frac{A \cdot s}{rad} \right] \Rightarrow 100\% K_{Ry}$ a na ose „y“ je vynesena násobek Δp od stavu změřeného při nastavení $K_{Ry} = 100\% \Rightarrow \Delta p = 3 [\mu m]$ (Δp měřena špička-špička). Např. když bychom nastavili velikost K_{Ry} o 20% nižší než je nalezené minimum, Δp se zvětší asi 35 krát.

Dynamické chyby se běžně kompenzují pomocnými řídicími signály rychlosti a zrychlení (dopředná vazba, feedforward). Pozornost zaslouží fakt, že feedforward rychlosti, který např. velmi účinně kompenzuje chyby poloměru při kruhové interpolaci, chybu při lineární interpolaci zvětší. Příčinou je nejspíše zvětšení skutečného zrychlení pohonu. Teprve současné použití feedforwardu rychlosti a zrychlení sníží celkovou chybu interpolace při rozběhu při výše uvedené rychlosti a průběhu zrychlení na hodnotu asi $20 \mu m$ (špička – špička, obr.6.10). Při simulaci bylo použito rozběhových S-křivek 2. řádu, kde maximální rychlost byla stanovena na 12 m/min a maximální zrychlení 10 m/s^2 , na rozdíl od předchozích simulací a měření na obr.6.11, kde rychlost byla zadávána jako konstanta skokem na 12 m/min.



Obr.6.10: Vliv zapojení feedforwardů na lineární interpolaci, rozběh S-křivkou

FFV..... zapojený pouze feedforward rychlosti v obou osách.
 FFI+FFV..... zapojený feedforward rychlosti i zrychlení (proudu) v obou osách
 bez FF..... feedforwardy nezapojeny



Obr.6.11: Porovnání skoku rychlosti a rozběhové křivky (simulace)

Koncová hodnota rychlosti pro oba zkoumané případy byla 12 m/min. V S-křivce bylo zadáno maximální zrychlení 10 m/s^2 (nebyly zapojeny feedforwardy). Z Obr.6.11 je patrné, že s použitím rozběhové křivky docílíme lepších výsledků a snížíme velikost Δp . Vyšší řád rozběhové S-křivky již nepřináší patrné zlepšení.

Při všech simulacích paralelní odlehlosti při lineární interpolaci se vycházelo z **jednohmotového modelu** pro osu „X“ i „Y“. Schématické uspořádání osy „X“ je na Obr.6.21, obdobné je uspořádání i pro osu „Y“. Parametry jednotlivých os při měřeních i simulacích jsou nastaveny podle kap. 6.1.1 Simulace a měření paralelní odlehlosti na motorech Yaskawa.

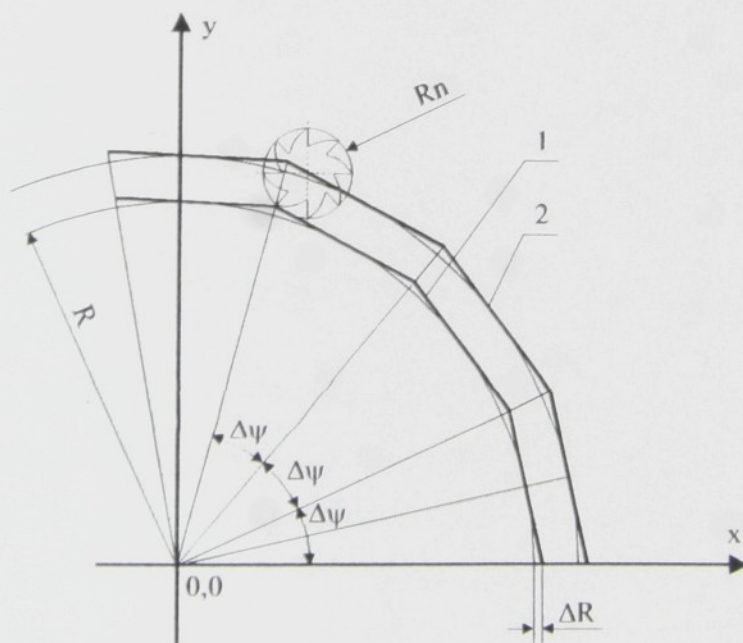
Podrobnější rozbor lineární interpolace a souvisejících problémů je možné získat v diplomových pracích a v oponovaných výzkumných zprávách, lit.[6],[8],[9].

6.2. Kruhová interpolace

Technologie vysokorychlostního obrábění (HSC – High Speed Cutting) zpravidla vyžaduje vysoké posuvové rychlosti přes 10m/min. Mají-li být takto vysoké rychlosti využity, je třeba v odpovídajícím poměru zvětšit také zrychlení rozběhu a zastavení na hodnoty přesahující 5 m/s^2 . Zvýšení rychlostí a zrychlení pak vyvolává nové požadavky na řízení pohonů, protože se za uvedených podmínek výrazně zvětší dynamické chyby, které při „klasických“ rychlostech a zrychleních (do 1 m/min a do 2 m/s^2) zpravidla nepřesahují řád mikronů.

Při každém obráběcím procesu se na hotové vyhovující součásti vyskytují odchylky od zadaného tvaru, které mohou nabývat velikosti dané tolerančními pásmy. Tyto chyby jsou způsobeny lépe nebo hůře postihnutelnými příčinami, které lze rozdělit na náhodné (např. otupení nástroje, rozptyl upnutí obrobku, tepelné deformace atd.) a systematické (např. chyba odměřování, montážní odchylky stroje nebo chyby interpolace).

6.2.1. Hustota náhrady při křivkové interpolaci



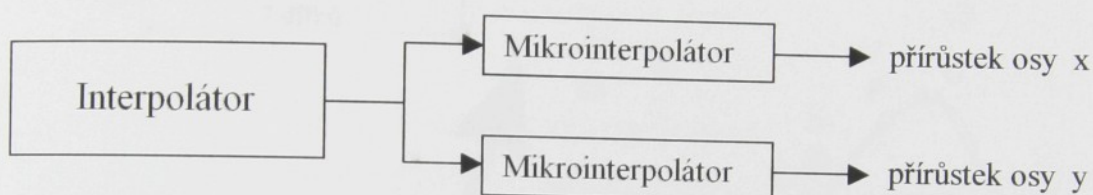
Obr.6.12: Lineární interpolace kružnice

- 1 - obrys obrobku
- 2 – trajektorie středu nástroje

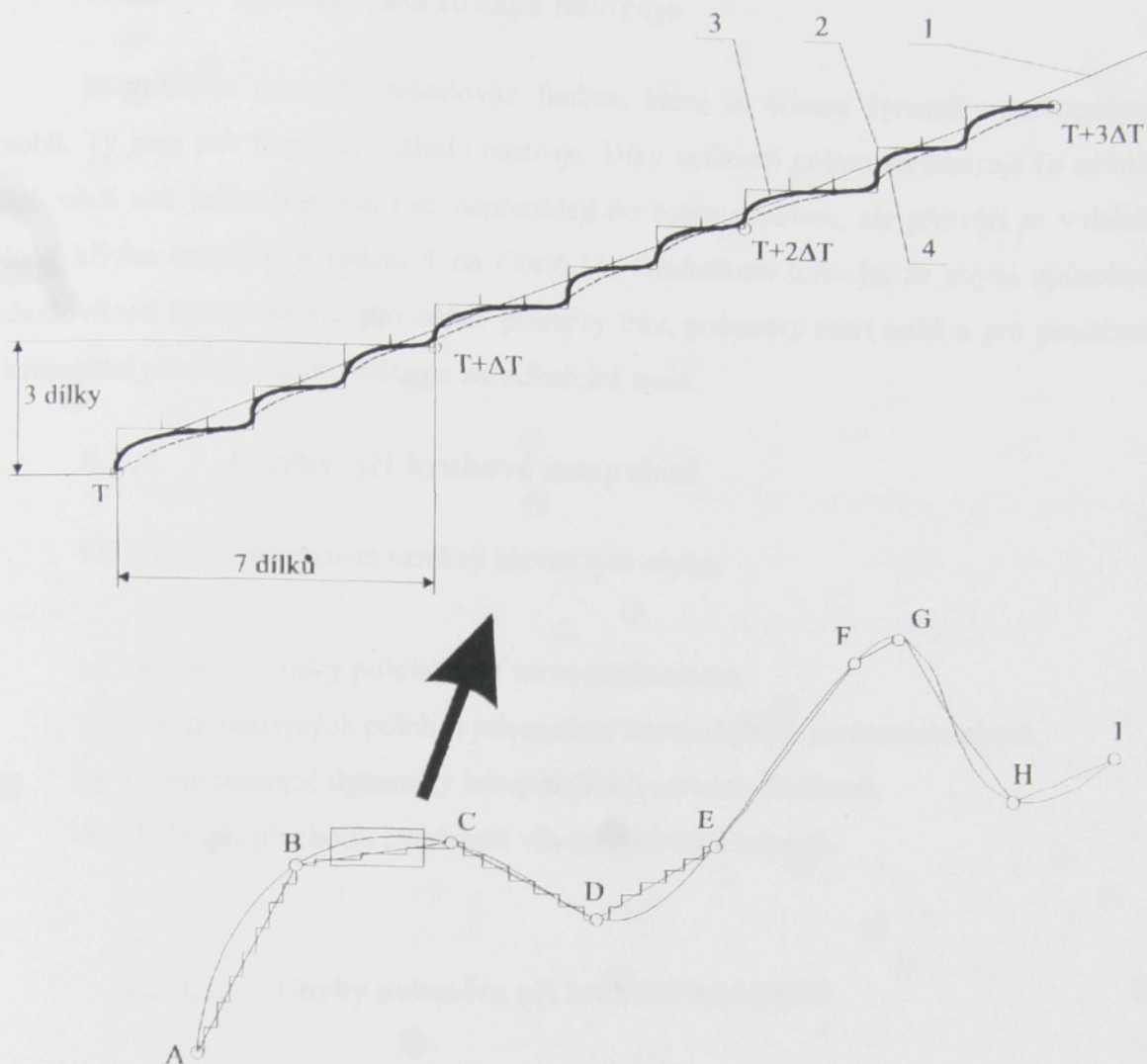
Princip vytváření složitějších trajektorií než přímkových je takový, že interpolátor danou křivku (např. kružnici) nahradí krátkými přímkovými úseky. Místo kružnice pak vznikne n -úhelník s danou maximální úchylkou na poloměru ΔR (Obr.6.12). Hustota nahrazení úsečkami se musí zvolit taková, aby tato úchylka nepřesáhla předepsanou toleranci.

6.2.2. Způsob generování přírůstků polohy

Každá úsečka při lineární interpolaci je vytvářena vzájemnou kombinací přírůstků polohy v ose x a y . Ty jsou generovány interpolátory (Obr.6.13).



Obr.6.13: Interpolátor



Obr.6.14: Generování přírůstků polohy při interpolaci

Na interpolátor navazují mikrointerpolátory, které v rámci jednoho časového úseku (interpolace v pevném časovém rastru) generují přírůstky pro jednotlivé osy a vytvářejí tak přímkové nebo křivkové úseky programované dráhy. Pro vytváření požadované nahrazující úsečky s jistým sklonem mikrointerpolátor např. vygeneruje v ose x 7 přírůstků a v ose y 3 a to za stejný časový úsek ΔT . To je znázorněno na Obr.6.14, kde čára 1 je nahrazující úsečka prokládající křivku a 2 je schodovitá funkce tvořená přírůstky.

6.2.3. Vyhlazovací funkce nástroje

Interpolátor generuje schodovité funkce, které se vlivem dynamiky servopohonů zaoblí. Ty jsou pak trajektorií středu nástroje. Díky velikosti poloměru nástroje (o několik řádů větší než jeden přírůstek) se nepřenášejí do tvaru obrobku, ale přetváří se v daleko plošší křivku označenou číslem 4 na Obr.6.14. Důsledkem toho je, že chyba způsobená schodovitostí interpolace je pro běžné průměry fréz, poloměry ostří nožů a pro používané elementární přírůstky dráhy nástroje zanedbatelně malá.

6.2.4. Chyby při kruhové interpolaci

Při kruhové interpolaci vznikají hlavně tyto chyby:

- a) Vlivem dynamiky polohového servomechanismu,
- b) Vlivem nestejných polohových zesílení interpolujících servomechanismů,
- c) Vlivem nestejné dynamiky interpolujících servomechanismů,
- d) Chyby při přechodu kvadrantů vlivem pasivních odporů.

6.2.4.1. Chyby poloměru při kruhové interpolaci

První chyba (a) má původ v tom, že servomechanismy při kruhové interpolaci vykonávají harmonický pohyb. Polohový servomechanismus má poměrně malé propustné pásmo (nejvyšší frekvence harmonického pohybu, při které amplituda pohybu neklesne pod cca 70,8% žádané hodnoty). Při vyšších objížděcích rychlostech dochází ke známému zmenšování poloměru. Chyba je největší při malých poloměrech a lze ji přibližně vyjádřit vztahem:

$$\begin{aligned} \Delta R_0 &= R_0 \cdot |F_{POL}(j\omega)| - R_0 = R_0 \cdot \left(\left| \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{K_V}} \right| - 1 \right) = \dots \\ &\dots = R_0 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2}{K_V^2} + 1}} - 1 \right) = R_0 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\frac{v_B^2}{R_0^2 \cdot K_V^2} + 1}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (6.10)$$

$R_0 [m]$ poloměr interpolované kružnice

$\Delta R_0 [m]$ změna poloměru interpolované kružnice

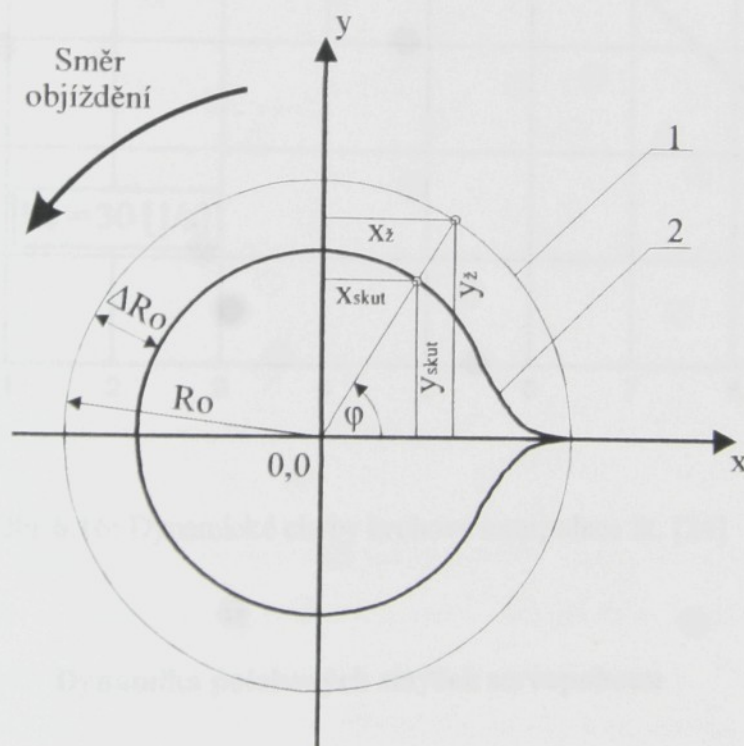
$\omega \left[\frac{rad}{s} \right]$ úhlová rychlost objíždění poloměru R_0

$v_B = R_0 \cdot \omega [m/s]$ rychlost pohybujícího se bodu po kružnici

$K_V \left[\frac{1}{s} \right]$ zesílení polohové smyčky

Kruhová trajektorie je vytvářena tak, že generátor žádané polohy vysílá pro pohyb osy x signál cosinus ($x_z = R_0 \cos(\varphi)$) a pro pohyb osy y sinus ($y_z = R_0 \sin(\varphi)$). Jde tedy o skládání harmonických průběhů. Přenos polohové smyčky je dán vztahem (6.11).

$$F(s) = \frac{X_{skut.}}{X_{žad.}} \quad (6.11)$$



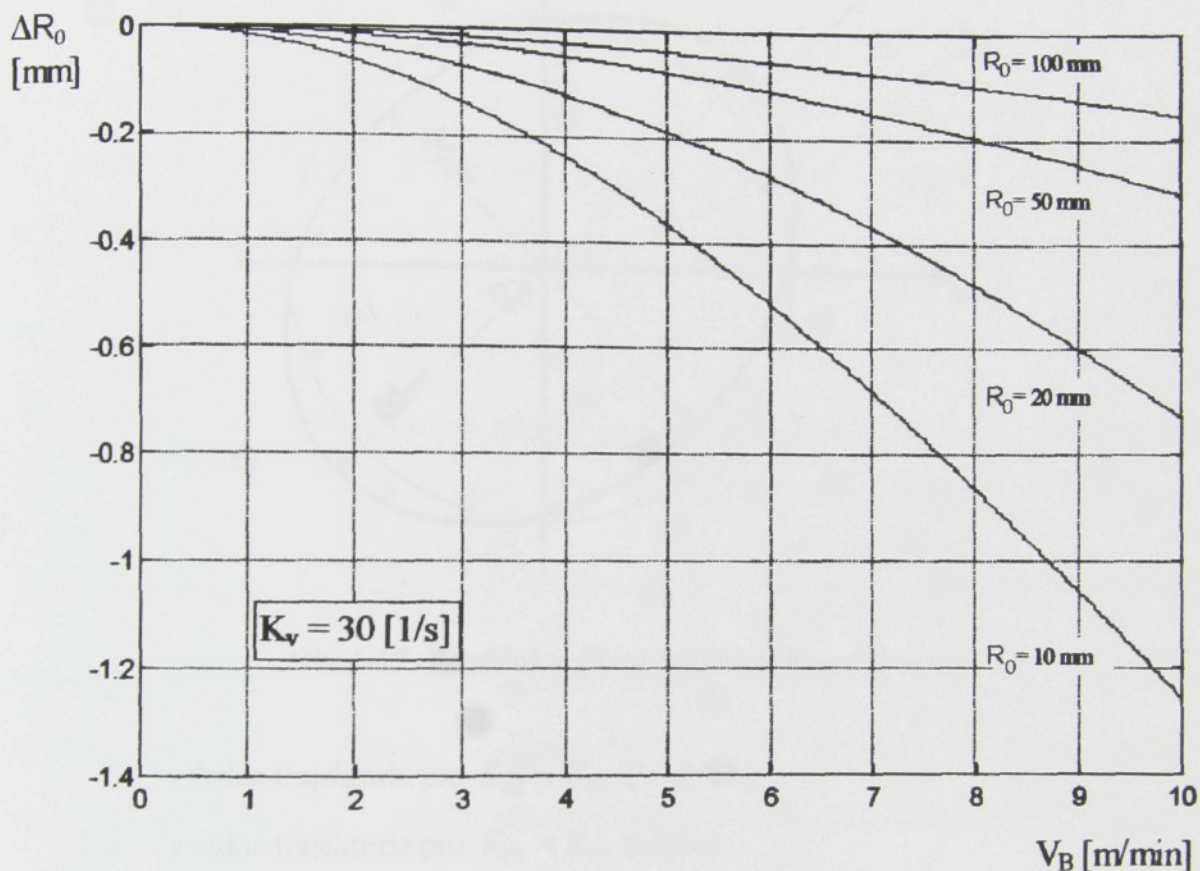
Obr.6.15: Chyba poloměru bez zapojených feedforwardů

1 – žádaná dráha

2 – skutečná dráha

Výchozí a konečná poloha nástroje je v bodě $[R_0, 0]$.

Závislosti změny poloměru ΔR_0 na posuvové (objížděcí) rychlosti v_B a na poloměru kružnice R_0 jsou na Obr.6.16. Při rychlostech do 1 m/min (v rozporu s obecně tradovaným přesvědčením) tyto chyby nejsou - zejména pro menší poloměry - nevýznamné. Při posuvech kolem 5 m/min již jde o desetinové chyby, které narostou při 10 m/min až na hodnoty blízké milimetru. Tyto chyby kompenzují dopředné signály - feedforwardy.

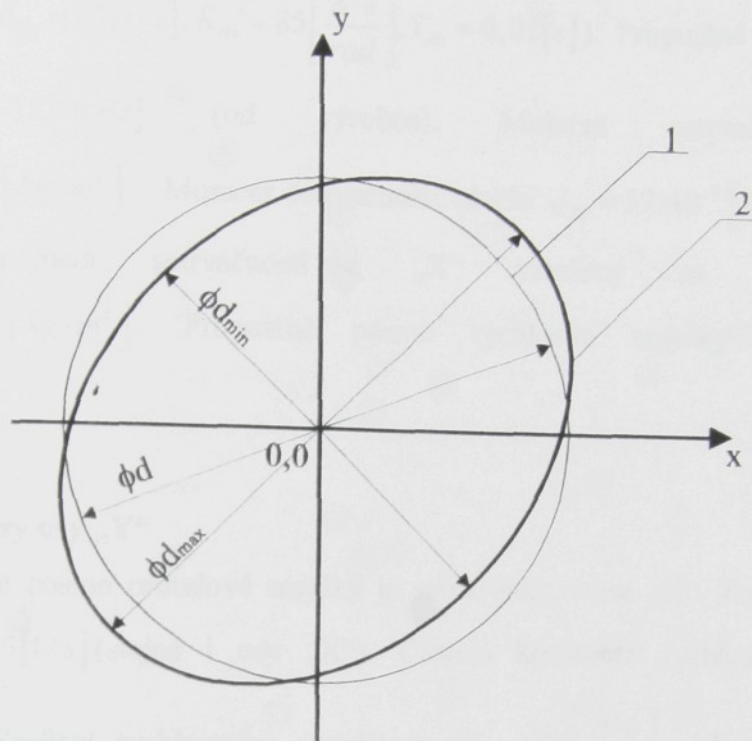


Obr.6.16: Dynamické chyby kruhové interpolace lit. [24]

6.2.4.2. Dynamika polohových smyček servopohonu

Chyba (b) by v praxi neměla vůbec přicházet v úvahu, protože nastavení stejných polohových zesílení K_v ve všech interpolujících osách patří ke zcela elementárním zásadám při seřizování pohonů NC obráběcích strojů. Pokud se „podaří“ nastavit různá K_v interpolující souřadnice budou mít rozdílné frekvenční charakteristiky. Při kruhové (obecně křivkové) interpolaci je pohonu zadávána žádaná poloha jako funkce $\sin(\omega \cdot t)$

resp. $\cos(\omega \cdot t)$. Skutečná poloha sleduje tuto harmonickou funkci se zkreslením odpovídající frekvenční charakteristice příslušné souřadnice. Při rozdílné velikosti K_{vX} a K_{vY} vzniká místo kružnice elipsa. Na Obr.6.17 je případ pro $K_{vX} < K_{vY}$.



Obr.6.17: Rozdílná velikost nastavení K_{vX} a K_{vY}

- 1 – výsledná trajektorie pro $K_{vX} = K_{vY}$ (kružnice)
- 2 – výsledná trajektorie pro $K_{vX} < K_{vY}$ (elipsa)

Chyba (c) vzniká také vlivem nelinearity dynamiky spolupracujících souřadnic. V tomto případě jde o dynamiku rychlostních smyček. Jak již bylo zmíněno, při kruhové interpolaci je pohonu zadávána žádaná poloha jako harmonická funkce. Protože frekvenční charakteristiky spolupracujících souřadnic obráběcího stroje jsou obecně různé, poloměr interpolované kružnice se periodicky mění a místo kružnice vzniká elipsa, podobně jako v případě ad (b). Vzniklá chyba je ale řádově menší než v případě (b) a lze ji snadno zmenšit použitím feedforwardů).

6.2.4.3. Parametry matematického modelu pro kruhovou interpolaci

Parametry osy „X“

Konstanty regulátorů v rychlostní a polohové zpětné vazbě jsou podle Tab.5.3 nastavení „6“ ($K_{Vx} = 85[1/s]$, $K_{Rx} = 85\left[\frac{A \cdot s}{rad}\right]$, $T_{Rx} = 0,01[s]$). Propustné pásmo proudové smyčky $f_l \doteq 1530[Hz]$ (od výrobce). Moment setrvačnosti motoru $J_{Mx} = 67,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Moment setrvačnosti zátěže $J_{Zx} = 57 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Celkový redukovaný moment setrvačnosti ose „X“ vztažený na hřídel motoru $J_{Rx} = 124,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Propustné pásmo rychlostní smyčky v ose „X“ je $f_{Rx} \doteq 75[Hz]$.

Parametry osy „Y“

Propustné pásmo proudové smyčky je stejné jako v ose „X“. Zesílení v polohové smyčce $K_{Vy} = 85[1/s]$ (stejně i osy „X“). Časová konstanta rychlostního regulátoru $T_{Ry} = 0,01[s]$. Zesílení rychlostního regulátoru $K_{Ry} = 85\left[\frac{A \cdot s}{rad}\right]$. Moment setrvačnosti motoru $J_{My} = 67,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Moment setrvačnosti zátěže $J_{Zy} = 78,5 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Celkový redukovaný moment setrvačnosti v ose „Y“ vztažený na hřídel motoru $J_{Ry} = 146 \cdot 10^{-4}[kg \cdot m^2]$. Propustné pásmo rychlostní smyčky v ose „Y“ je $f_{Ry} \doteq 70[Hz]$.

Způsob měření kruhové interpolace je stručně popsán v příloze č.1.

Při všech simulacích kruhové interpolace se vycházelo z **jednohmotového modelu** (Obr.6.20 a Obr.6.21). Na výstupu rychlostního regulátoru byl v obou osách zapojen úzkopásmový filtr na frekvenci 450Hz, z důvodu odstranění tzv. „mikrofonního efektu“.

Pro matematický model je zkušební stav Yaskawa uvažován v uspořádání s kuličkovým šroubem se stoupáním $40 \cdot 10^{-3}[m/ot]$.

Pozn.: Při dosazování hodnoty zesílení rychlostního regulátoru do matematického modelu, musíme hodnotu K_{Rx} i K_{Ry} vynásobit konstantou $\frac{1,5}{40}$, jak bylo uvedeno v kap.5.1.5.1 Doplněk k rychlostnímu PI regulátoru.

6.2.4.4. Generátor žádaných hodnot

Naším cílem je simulovat objíždění kružnice o poloměru $R_0 = 90$ [mm]. V pravoúhlé dvojdimenzionální soustavě os X a Y, tzn. rozložit pohyb do harmonických průběhů. Žádaná dráha pro osu X je pak $x_z = R_0 \cos(\omega \cdot t)$ a pro osu Y, $y_z = R_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$.

S těmito výstupy bychom vystačili, kdybychom při simulaci nechtěli využívat možností dopředných signálů rychlosti a zrychlení tzv. feedforwardů. Jejich použitím bylo třeba sestavit takový blok, do kterého budou přiváděny signály rozběhu, tj. ω [rad / s], ε [rad / s²] a jeho výstup poskytne žádané hodnoty dopředných signálů os X, Y a žádané hodnoty drah obou os.

Toho dosáhneme dvojitou derivací žádaných poloh jednotlivých os podle času. Pak pro žádané hodnoty dostáváme:

$$x_{\dot{z}} = R_0 \cdot \cos(\omega t) \quad (6.12)$$

$$y_{\dot{z}} = R_0 \cdot \sin(\omega t) \quad (6.13)$$

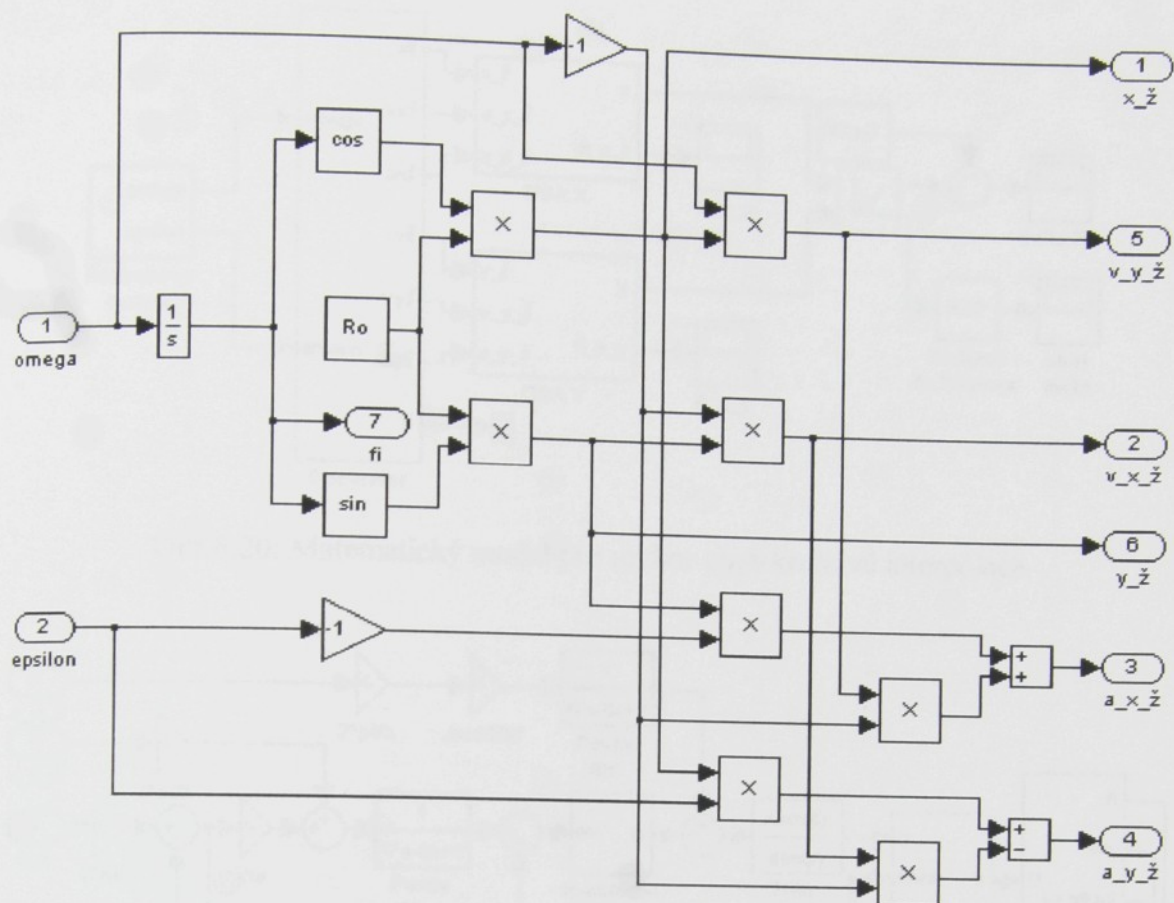
$$v_{x\dot{z}} = -\omega \cdot R_0 \cdot \sin(\omega t) = -\omega \cdot y_{\dot{z}} \quad (6.14)$$

$$v_{y\dot{z}} = \omega \cdot R_0 \cdot \cos(\omega t) = \omega \cdot x_{\dot{z}} \quad (6.15)$$

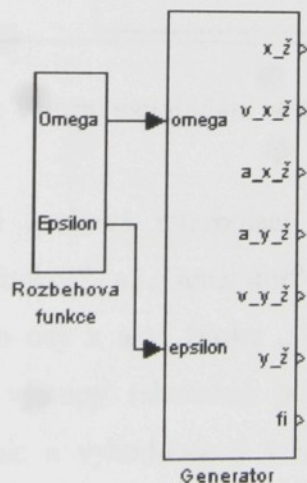
$$a_{x\dot{z}} = -\varepsilon \cdot R_0 \cdot \sin(\omega t) - \omega^2 \cdot R_0 \cdot \cos(\omega t) = -y_{\dot{z}} \cdot \varepsilon - v_{y\dot{z}} \cdot \omega \quad (6.16)$$

$$a_{y\dot{z}} = \varepsilon \cdot R_0 \cdot \cos(\omega t) - \omega^2 \cdot R_0 \cdot \sin(\omega t) = x_{\dot{z}} \cdot \varepsilon - v_{x\dot{z}} \cdot \omega \quad (6.17)$$

Po přenesení těchto vztahů do schématu dostáváme generátor žádaných poloh pro objížděný poloměr R_0 , tak jak je na Obr.6.18.



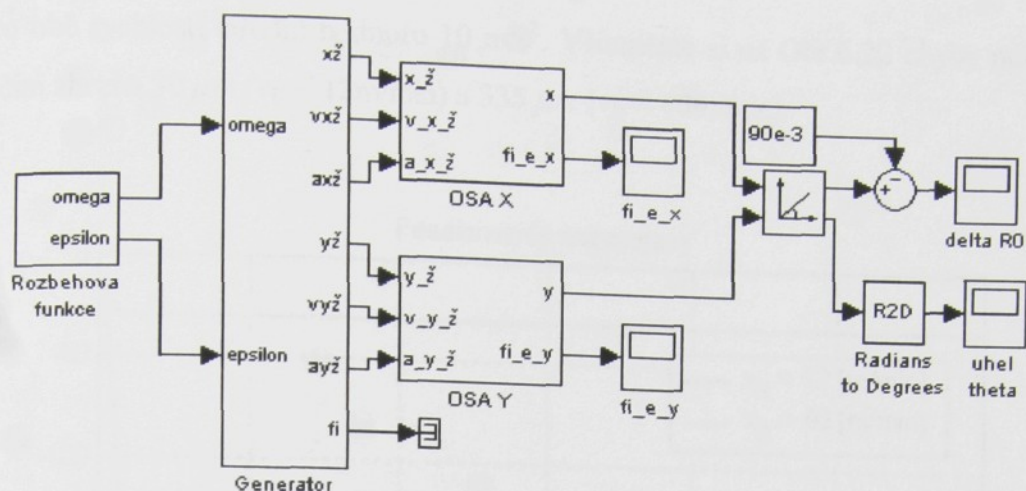
Obr.6.18: Vnitřní uspořádání bloku „Generator“



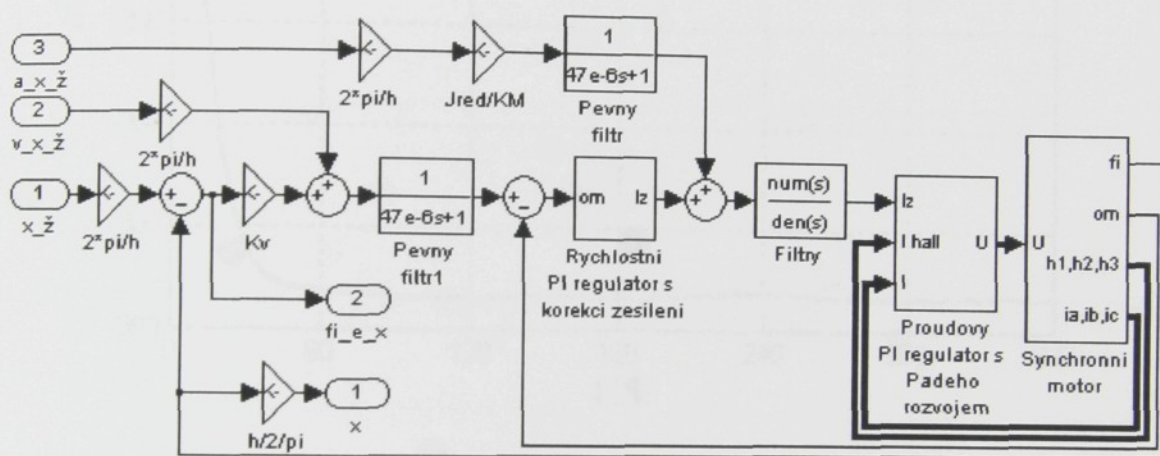
Obr.6.19: Generátor žádaných hodnot kružnice s rozběhovou funkcí

$a_{x_ž}$, $v_{x_ž}$, $x_{ž}$ žádané zrychlení, rychlost a poloha pro osu X

$a_{y_ž}$, $v_{y_ž}$, $y_{ž}$ žádané zrychlení, rychlost a poloha pro osu Y



Obr.6.20: Matematický model pro rozbor chyb kruhové interpolace

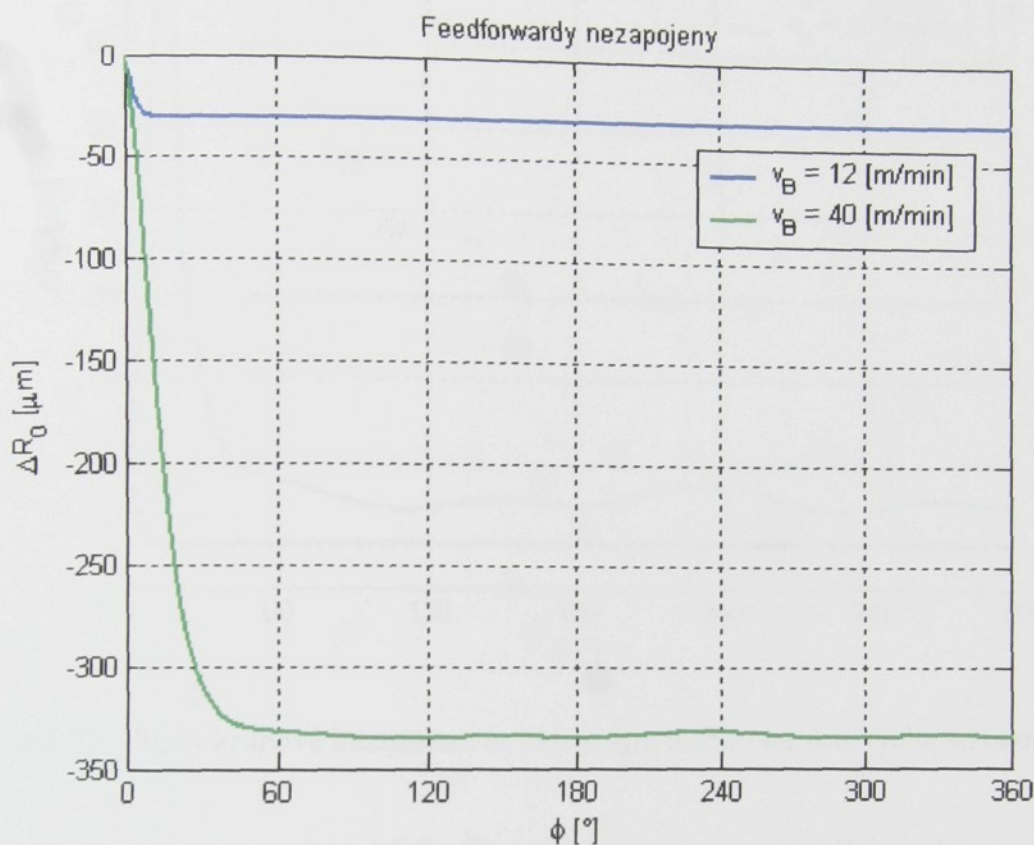


Obr.6.21: Vnitřní uspořádání bloku „Osa X“

Pro rozbor chování při kruhové interpolaci dráhy používáme schéma podle Obr.6.20. Bloky „Rozbehova funkce“ a „Generator“ vytváří průběhy signálů žádané polohy, rychlostí a zrychlení pro osy x a y. Bloky „OSA X“ a „OSA Y“ jsou modely posuvových souřadnic, jejichž výstupy (skutečná poloha v osách X resp. Y) jsou převedeny do polárních souřadnic a vyhodnoceny v souřadnicích „delta R_0 “ (odchylka poloměru) a „uhel theta“ (úhel na interpolované kružnici). Modely vlastních servomechanismů odpovídají Obr.6.21 (jednomotový model rotačního servopohonu).

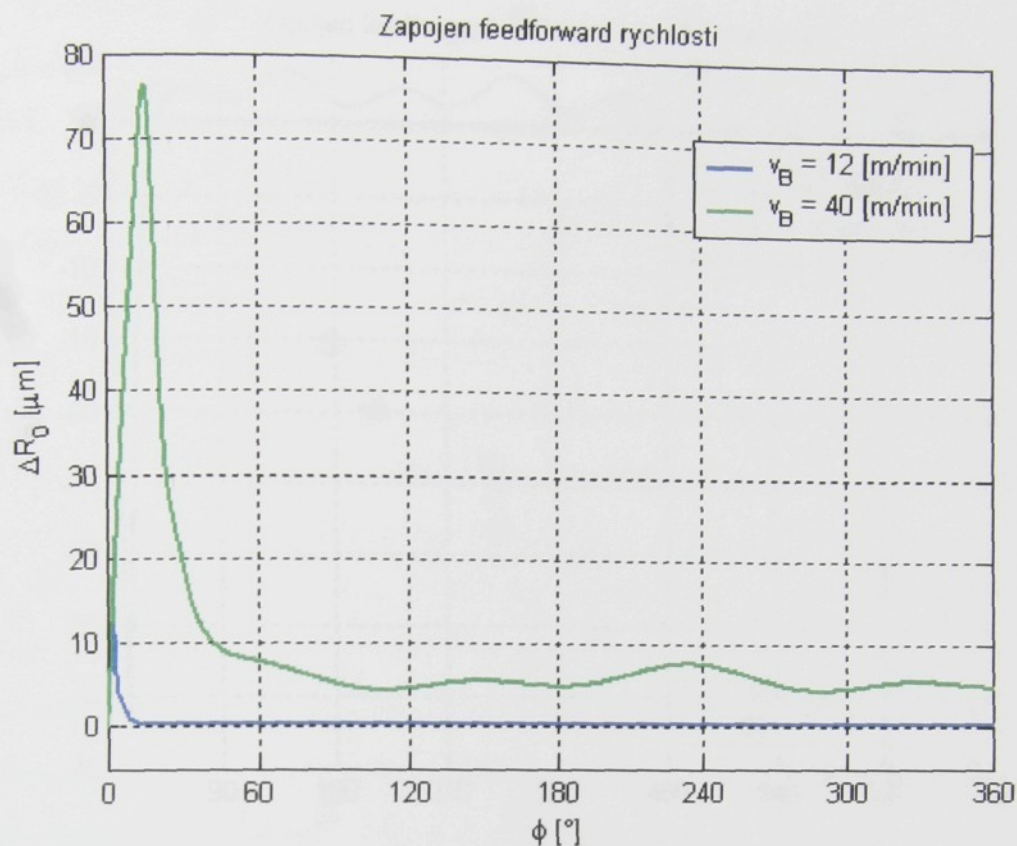
V simulacích na Obr.6.22, Obr.6.23 a Obr.6.24 jde o interpolace kružnice o poloměru $R_0 = 90$ mm obvodovou rychlostí 12 m/min a 40 m/min, zrychlení při rozběhu

má pro obě rychlosti střední hodnotu 10 m/s^2 . Všimněme si na Obr.6.22 chyby poloměru, která činí zhruba $30 \mu\text{m}$ ($v_B = 12 \text{ m/min}$) a $335 \mu\text{m}$ ($v_B = 40 \text{ m/min}$).



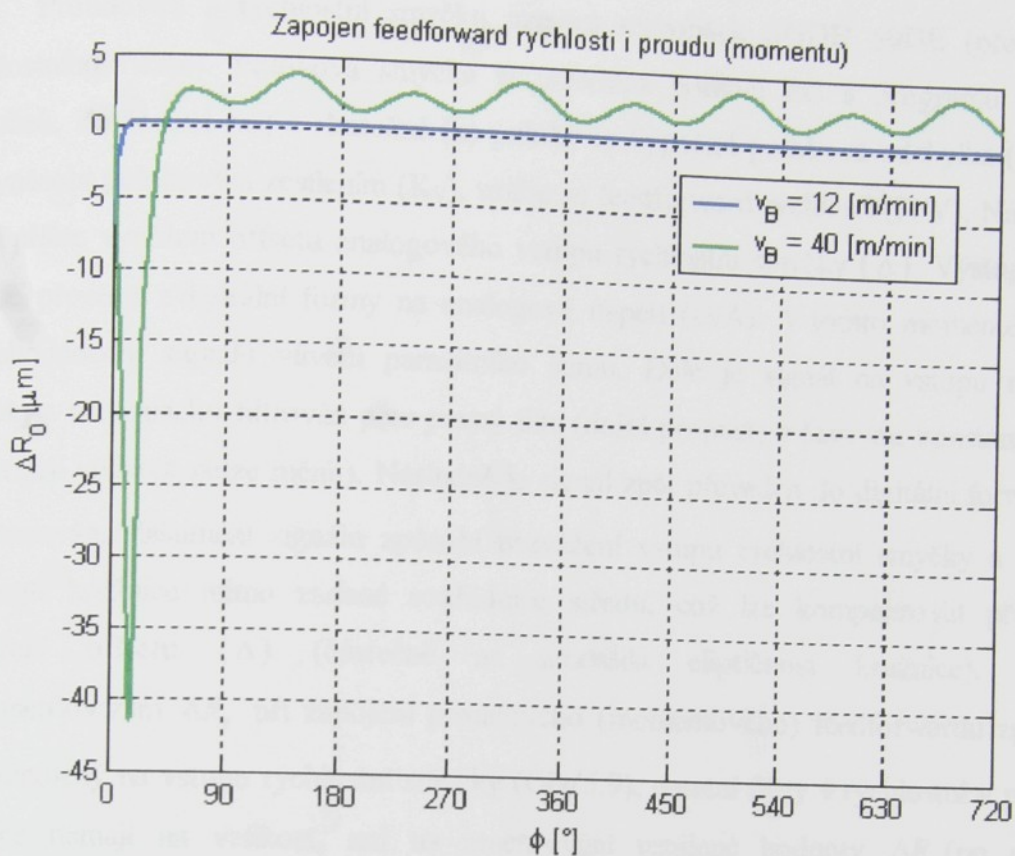
Obr.6.22: Chyby kruhové interpolace bez zapojených feedforwardů (simulace)

Zavedením rychlostního feedforwardu chyba poloměru při výše uvedených podmínkách (FFV) sice klesne z $30 \mu\text{m}$ na zhruba $0,25 \mu\text{m}$ ($v_B = 12 \text{ m/min}$) a u rychlosti 40 m/min klesne ΔR_0 z $335 \mu\text{m}$ na $6 \mu\text{m}$, ale zůstávají zde špičky asi $13 \mu\text{m}$ ($v_B = 12 \text{ m/min}$), $76 \mu\text{m}$ ($v_B = 40 \text{ m/min}$) při rozběhu a zvlnění chyby poloměru $\pm 3 \mu\text{m}$ při ustálené rychlosti ($v_B = 40 \text{ m/min}$). Jedná se o vliv rozdílné dynamiky pohonů vzniklé asi 15% odchylkou zesílení rychlostní smyčky od optimálního nastavení.



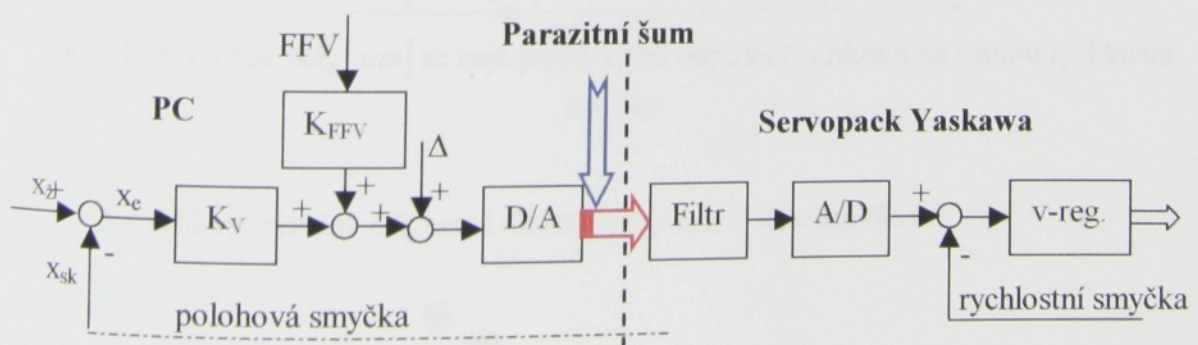
Obr.6.23: Chyby kruhové interpolace se zapojeným feedforwardem rychlosti (simulace)

Proto je nutné zavést ještě feedforward momentu (proudu) (Obr.6.24), který špičku chyby při rozběhu sníží na cca $-7 \mu\text{m}$ ($v_B = 12$ m/min), $-42 \mu\text{m}$ ($v_B = 40$ m/min). Chyba poloměru zůstává asi $0,25 \mu\text{m}$ ($v_B = 12$ m/min). U $v_B = 40$ m/min poklesne ΔR_0 z $6 \mu\text{m}$ na přibližně $2,5 \mu\text{m}$ (střední hodnoty), přičemž zvlnění chyby poloměru při ustálené rychlosti je stejné jako při zapojení pouze feedforwardu rychlosti.



Obr.6.24: Chyby kruhové interpolace se zapojeným feedforwardem rychlosti i momentu (simulace)

Ve většině literatur (lit.[4],[6],[8]) a publikovaných článcích zabývajících se problémem dynamických chyb při kruhové interpolaci se uvádí, že se zapojením feedforwardu proudu (momentu) dochází k výraznému zmenšení chyby poloměru ΔR_0 . Z výše uvedených grafů je patrné, že ke zlepšení při nízkých rychlostech nedošlo, pouze u rychlosti $v_B = 40$ [m/min] je patrné zlepšení, Tab.6.1. Chtěl bych uvést důvod, proč nedošlo ke zmenšení ΔR_0 .



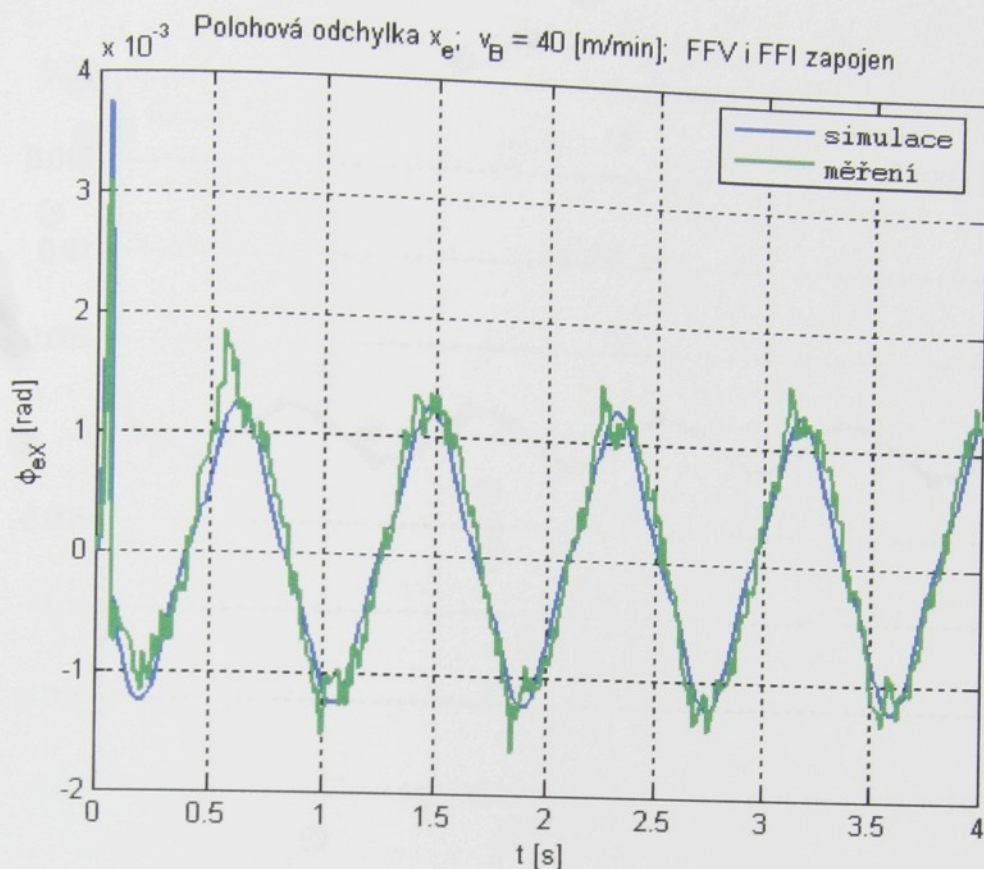
Obr.6.25: Zašumění vstupního signálu do servopacku

Proudovou a rychlostní smyčku uzavírá servopack SGDH 50DE (přepnutý do rychlostního řízení). Polohová smyčka je uzavřena pomocí PC a programu Matlab - Simulink. Ze žádané (x_z) a skutečné (x) polohy se vypočítá polohová odchylka (x_e), která se vynásobí polohovým zesílením (K_v), přičte se feedforward rychlosti (FFV). Následně se ještě přičte vyvážení offsetu analogového vstupu rychlostní smyčky (Δ). Výstupní signál PC se převede z digitální formy na analogové napětí (D/A). V tomto momentě dochází k znehodnocení signálu vlivem parazitního šumu. Dále je signál na vstupu rychlostní smyčky v servopacku filtrován přes pevný filtr (dolní propust) s časovou konstantou filtru $47\mu s$ (její velikost nelze měnit). Následně je signál zpět převeden do digitální formy (A/D) a zpracován. Zašumění signálu způsobí rozvážení vstupu rychlostní smyčky a následné posunutí kružnice mimo zadané souřadnice středu, což lze kompenzovat přivedením vyvážení offsetu (Δ) (částečně se zmenšila eliptičnost kružnice). Problém s nezmenšováním ΔR_0 při zapojení proudového (momentového) feedforwardu způsobuje filtr zapojený na vstupu rychlostní smyčky (Obr.5.9), ostatní filtry v rychlostní a proudové smyčce nemají na velikost, ani na zmenšování ustálené hodnoty ΔR_0 (po odeznění přechodového děje při rozjezdu), při zapojení proudového (momentového) feedforwardu vliv. Testováno na modelu, souhlas s modelem s měřením viz Obr.6.26 a Obr.6.27 (zapojený feedforward rychlosti i proudu (momentu)). Na počátku simulace (rozběhu) dochází k rozdílu v naměřených a vypočítaných datech, z důvodu proudového omezení v motoru, se kterým v matematickém modelu není počítáno.

v_B [m/min]	Filtr zapojen		Filtr odpojen	
	FFV	FFV+FFI	FFV	FFV+FFI
12	0,28	0,25	0,035	0,005
40	6	2,5	3,5	-0,1

Tab.6.1: Simulace ΔR_0 [μm] se zapojeným nebo odpojeným filtrem na vstupu rychlostní smyčky

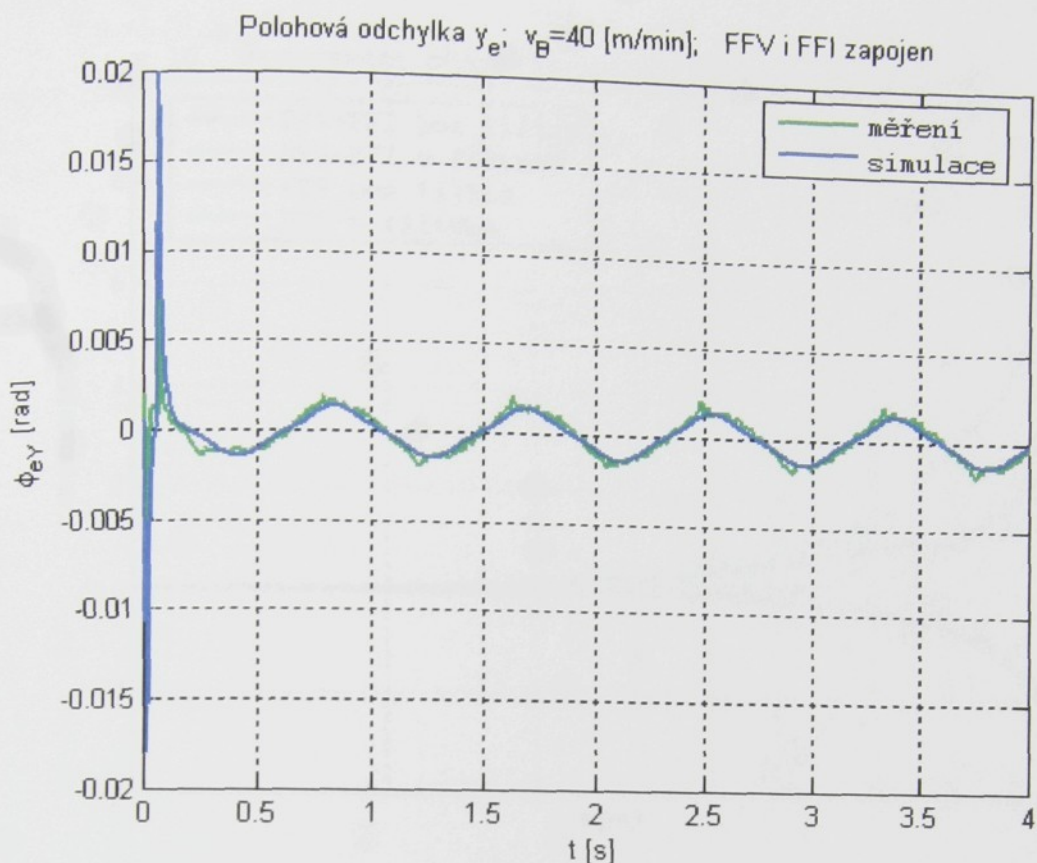
Na velikost zvlnění ΔR_0 nemá vliv zapojení nebo odpojení filtru.



Obr.6.26: Shoda měření s modelem v ose „X“ oba feedforwardy zapojeny

Pro matematický model je uvažován kuličkovým šroubem se stoupáním $40 \cdot 10^{-3}$ [m/ot]. Při fiktivní objížděcí rychlosti $v_B = 40 \left[\frac{\text{m}}{\text{min}} \right]$, lze spočítat maximální úhlovou rychlost hřídele motoru: $\omega_M = \frac{40 \left[\frac{\text{m}}{\text{min}} \right]}{40 \cdot 10^{-3} \left[\frac{\text{m}}{\text{ot}} \right]} = 1000 \left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right] \doteq 104,72 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$.

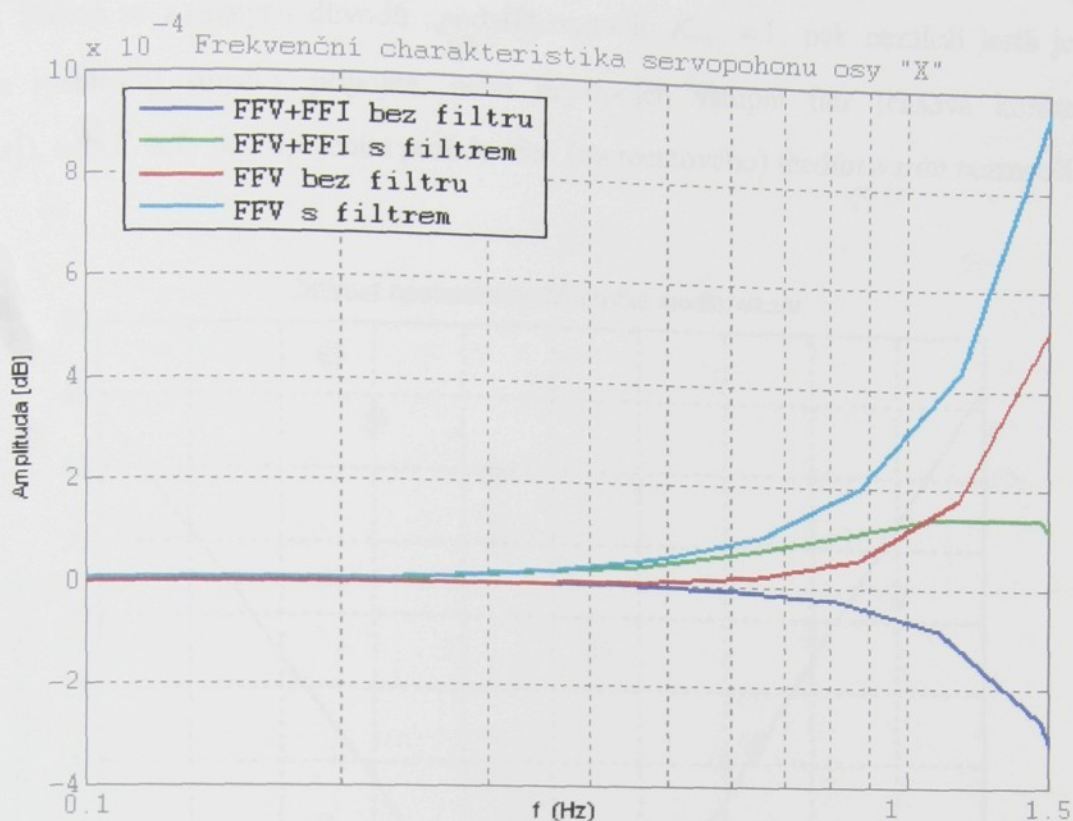
V ose „X“ se úhlová rychlost hřídele (ω_M) při objíždění kružnice mění podle funkce „sin“ a v ose „Y“ podle funkce „cos“.



Obr.6.27: Shoda měření s modelem v ose „Y“ oba feedforwardy zapojeny

Celý systém je citlivý na přesné nastavení rychlostního feedforwardu (konstanty K_{FFV}) na Obr.6.29. Při jeho chybném nastavení dojde ke zvětšení ΔR_0 a ani zapojením proudového (momentového) feedforwardu nedojde ke zmenšení ΔR_0 , což je též náš případ. Šum na vstupu rychlostní smyčky vyžaduje změnu nastavení K_{FFV} . Bohužel konstrukce servopacku (analogové zadávání žádané hodnoty rychlosti a zapojený vstupní analogový filtr) nedovoluje dosáhnout lepších výsledků.

Řešením problému by bylo přepnutí servopacku do polohového řízení (Obr.5.4). Polohová smyčka je též uzavřena v servopacku a zde není zapojený filtr na vstupu rychlostní smyčky. Žádaná hodnota polohy se musí zadávat pomocí impulsů a zde nastávají problémy s frekvencí předávaných impulsů. Omezení frekvence impulsů je způsobeno použitou kartou interface. CNC systémy tyto problémy nemají. Na základě provedeného modelování by mělo dojít k výraznému zlepšení a zmenšení ΔR_0 .



Obr.6.28: Amplitudová frekvenční charakteristika osy „X“ v polohové smyčce

Vstupní filtr s časovou konstantou $47\mu s$ zapojený v přímé větvi na vstupu rychlostní smyčky způsobuje zhoršení dynamických vlastností osy servopohonu, jak je patrné z frekvenční charakteristiky na Obr.6.28. Jelikož předpokládáme objížděcí rychlost kruhové interpolace $v_B = 5$ až $50 [m/min]$ při poloměru $R_0 = 90 \cdot 10^{-3} [m]$, vychází frekvence pro žádanou hodnotu polohy od 0,1 až 1,5 Hz.

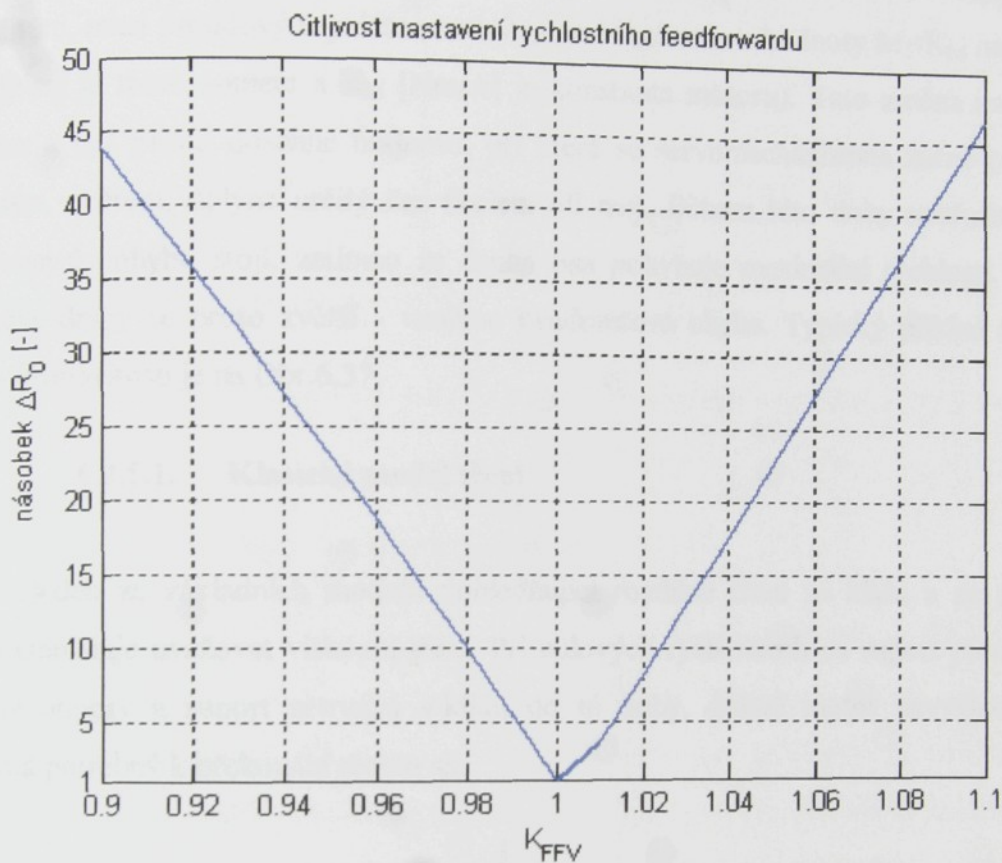
K výraznému zmenšení chyby poloměru ΔR_0 při nízkých rychlostech se zapojeným filtrem na vstupu rychlostní smyčky nemůže dojít, neboť zapojením proudového feedforwardu (FFI), nedojde ke změně (snížení) amplitudy (Obr.6.28). Ke zlepšení dojde až při vyšších rychlostech.

Frekvenční charakteristika osy „Y“ je velice podobného průběhu.

Pozn.:

Odchyly ΔR_0 pro nižší rychlosti (okolo 10 m/min) jsou v řádech setin až desetin μm , kde sebemenší změna amplitudové charakteristiky vyvolá poměrně velkou změnu ΔR_0 .

Pokud se z různých důvodů „podaří“ nastavit $K_{FFV} \neq 1$, pak nezáleží jestli je na vstupu rychlostní smyčky připojen, nebo nepřipojen vstupní filtr (časová konstanta $47[\mu s]$), neboť ΔR_0 se připojením proudového (momentového) feedforwardu nezmění.



Obr.6.29: Citlivost na nastavení K_{FFV}

Je třeba si uvědomit, že popsané odchylky od žádané kružnice mají řád 10 nm , takže by zřejmě byl problém je experimentálně potvrdit. Přírůstek odměřování na zkušebním stavu Yaskawa je v uvažovaném uspořádání:

$$40\text{ mm} / 16384\text{ imp.} = 2,44[\mu\text{m} / \text{imp.}]$$

Při všech simulacích kvadrantových chyb kruhové interpolace se vycházelo z **jednohmotového modelu** pro osu X i Y. Schématické uspořádání je na Obr.6.20 a Obr.6.21. Parametry jednotlivých os při měřeních i simulacích jsou nastaveny podle kap.6.2.4.3 Parametry matematického modelu pro kruhovou interpolaci.

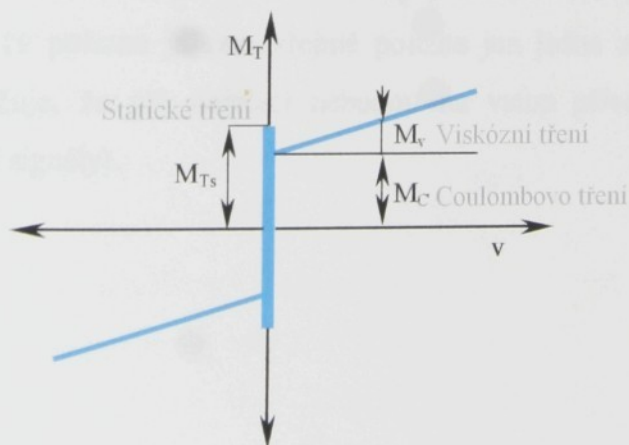
Způsob měření kruhové interpolace je stručně popsán v příloze č.1.

6.2.5. Kvadrantové chyby při kruhové interpolaci

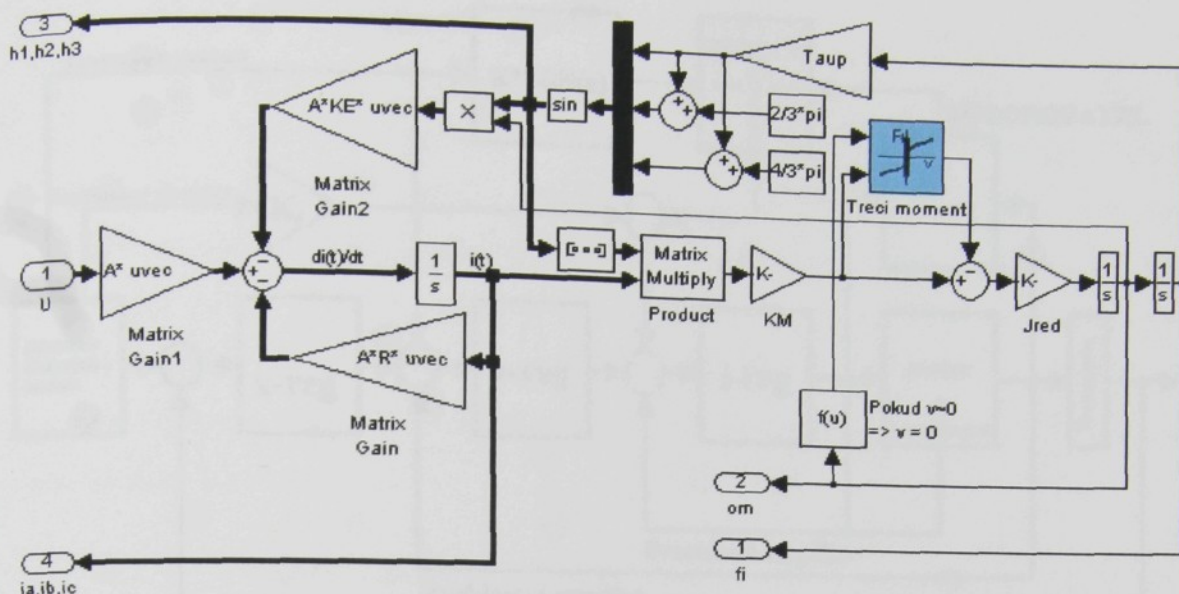
Jak již bylo zmíněno, při vytváření kruhové dráhy je pohyb interpolujících souřadnic dán harmonickými funkcemi. Při průchodu kvadranty jedna ze souřadnic mění smysl pohybu, a protože v mechanice posuvů téměř vždy působí třecí síly Coulombského charakteru, musí proudový regulátor změnit proud motorem z hodnoty M_T/K_M na $-M_T/K_M$ (M_T [Nm] je třecí moment a K_M [Nm/A] je konstanta motoru). Tato změna neproběhne skokem a než proud dosáhne hodnotu, při které se servomechanismus začne pohybovat opačným směrem, uplyne určitý čas (kolem 60 ms). Během této doby souřadnice která mění smysl pohybu stojí, zatímco se druhá osa pohybuje maximální rychlostí. Poloměr skutečné dráhy se proto zvětší - vznikne kvadrantová chyba. Typický příklad naměřené chyby kruhovitosti je na Obr.6.37.

6.2.5.1. Klasický model tření

Jeden ze základních modelů zohledňující rozdílné tření za klidu a za pohybu a navíc umožňuje uvažovat viskózní tření. Při nulových rychlostech na suport působí reálné pasivní odpory a suport setrvává v klidu do té doby, dokud motor nevyvine kroutící moment potřebný k překonání těchto sil.



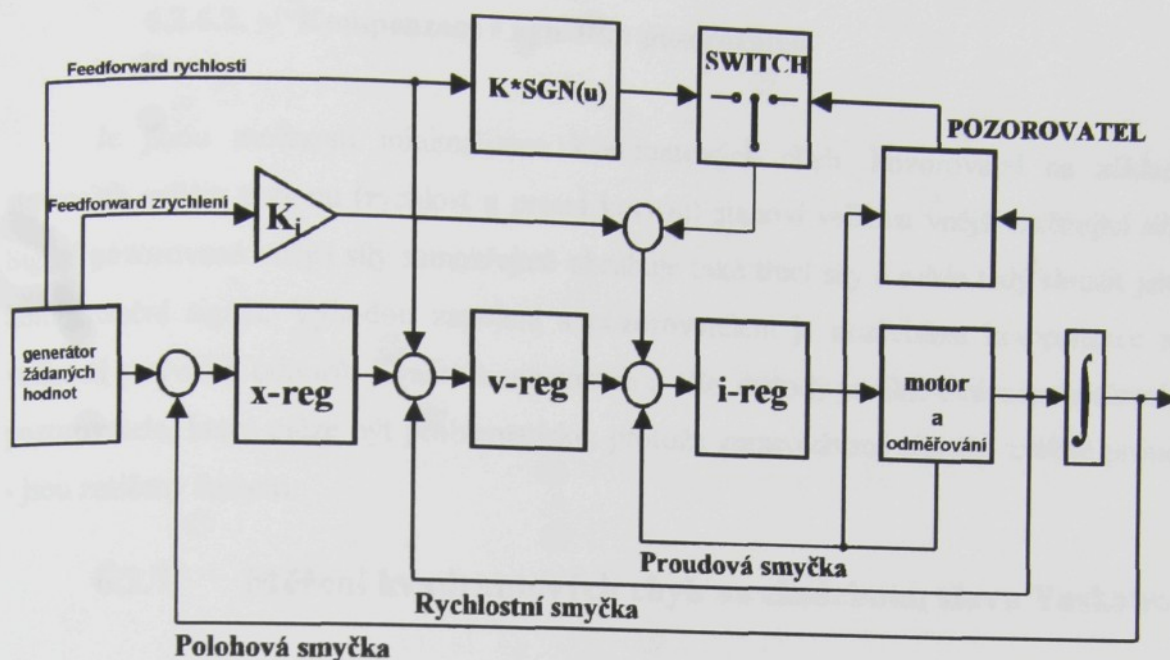
Obr.6.30: Klasický model tření (lit.[14])



Obr.6.31: Přidání třetího momentu do bloku „Synchronní motor osy X“ v Obr.6.21

6.2.6. Metody kompenzace

Jeden z možných principů kompenzace kvadrantových chyb spočívá v přivedení pomocného signálu na vstup proudového regulátoru. Pomocný signál urychlí změnu smyslu proudu motorem, následkem toho se zkrátí čas, po který se reverzující osa nepohybuje a tak dojde ke zmenšení kvadrantové chyby. Na Obr.6.32 jsou znázorněny dva způsoby kompenzace (v pohonu je samozřejmě použita jen jedna z nich - přepínač na schématu pouze zaručuje, že při simulaci nebudou na vstup přivedeny současně oba pomocné kompenzační signály).



Obr.6.32: Schéma kompenzace dynamických chyb servomechanismu

6.2.6.1. Konstantní kompenzace na vstupu proudového regulátoru (i-reg)

Je nejjednodušší z hlediska simulace, jak je patrné z Obr.6.32. Pomocný signál je odvozen od feedforwardu rychlosti (FFV) a má jen dvě hodnoty $\pm M_T / K_M$.

Konstantní kompenzace na vstupu rychlostního regulátoru (v - reg) je poněkud složitější (na Obr.6.32 není znázorněna). Na vstup rychlostního regulátoru je při změně smyslu žádaného pohybu přiveden pomocný impuls, který při správném nastavení rychle změní výstup rychlostního regulátoru a tím zajistí rychlou změnu polarity výstupu proudového regulátoru se stejným výsledkem jak bylo uvedeno výše.

Určitá nevýhoda konstantních kompenzací kvadrantových chyb spočívá v tom, že výpočtem nelze zcela přesně stanovit třecí síly a pomocné signály je nutno nastavit zkusmo na stroji, což je někdy časově dosti náročné. Další potíž nastane, jsou-li pasivní odpory proměnné např. vlivem tření v krytech vedení. Konstantní kompenzace totiž fungují zcela přesně jen pro jednu velikost třecích sil.

6.2.6.2. Kompenzace s využitím pozorovatele

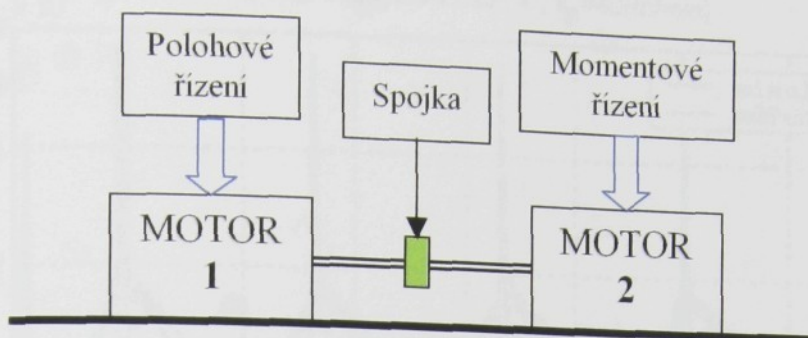
Je jinou možností minimalizace kvadrantových chyb. Pozorovatel na základě stavových veličin pohonu (rychlost a proud kotvou) stanoví velikost vnější zatěžující síly. Signál pozorované vnější síly samozřejmě obsahuje také třecí síly a může tedy sloužit jako kompenzační signál. Výhodou zapojení s pozorovatelem je nezávislost kompenzace na velikosti pasivních odporů. Kvalita kompenzace u této metody je silně ovlivněna seřazením pozorovatele, které může být problematické, protože zpracovávány signály, zvláště proud, - jsou zatíženy šumem.

6.2.7. Měření kvadrantových chyb na zkušebním stavu Yaskawa

Nastavení parametrů jednotlivých os je stejné jako při měření kruhové interpolace (kap.6.2.4.3 Parametry matematického modelu pro kruhovou interpolaci). Jelikož nemáme k dispozici reálné tření v jednotlivých osách přímo na stroji, musíme vytvořit jeho model dle Obr.6.30, k čemuž dobře poslouží motor 2 připojený jako zátěž přes spojku k motoru 1 (Obr.6.33). Motor 2 je přepnutý do momentového způsobu řízení, kde žádanou veličinou je vstupní moment. Na motoru 2 měříme směr a velikost rychlosti otáčení hřídele a následně v Matlabu vypočteme podle charakteristiky tření (Obr.6.30) velikost zátěžného (třecího) momentu, který přivedeme jako žádaný moment do motoru 2. Tím vytvoříme protimoment pro motor 1 stejného průběhu, jako když na suport s kuličkovým šroubem působí třecí síly a motor je musí překonávat zvýšeným kroutícím momentem. Skutečná poloha hřídele je odměřována až na zátěži (motor 2) a přivedena do regulační smyčky motoru 1. Ze schématického obrázku (Obr.6.33) je patrné, že se jedná o dvoumotový systém, ale když si přibližně spočítáme vlastní frekvenci spojky:

$$f_{SP} = \frac{\sqrt{\frac{C_{T_{SP}}}{J_{SP}}}}{2 \cdot \pi} = \frac{\sqrt{\frac{50000}{11,4 \cdot 10^{-4}}}}{2 \cdot \pi} \doteq 1050 [Hz], \text{ dojdeme k závěru, že nedochází k}$$

podstatnému ovlivnění měření spojkou.



Obr.6.33: Zkušební stav pro měření kvadrantových chyb

Parametry spojky Smartflex 3/932.333 zjištěné z katalogu:

$$\text{Moment setrvačnosti } J_{SP} = 11,4 \cdot 10^{-4} \left[\text{kg} \cdot \text{m}^2 \right]$$

$$\text{Torzní tuhost } C_{TSP} = 50000 \left[\frac{\text{N} \cdot \text{m}}{\text{rad}} \right]$$

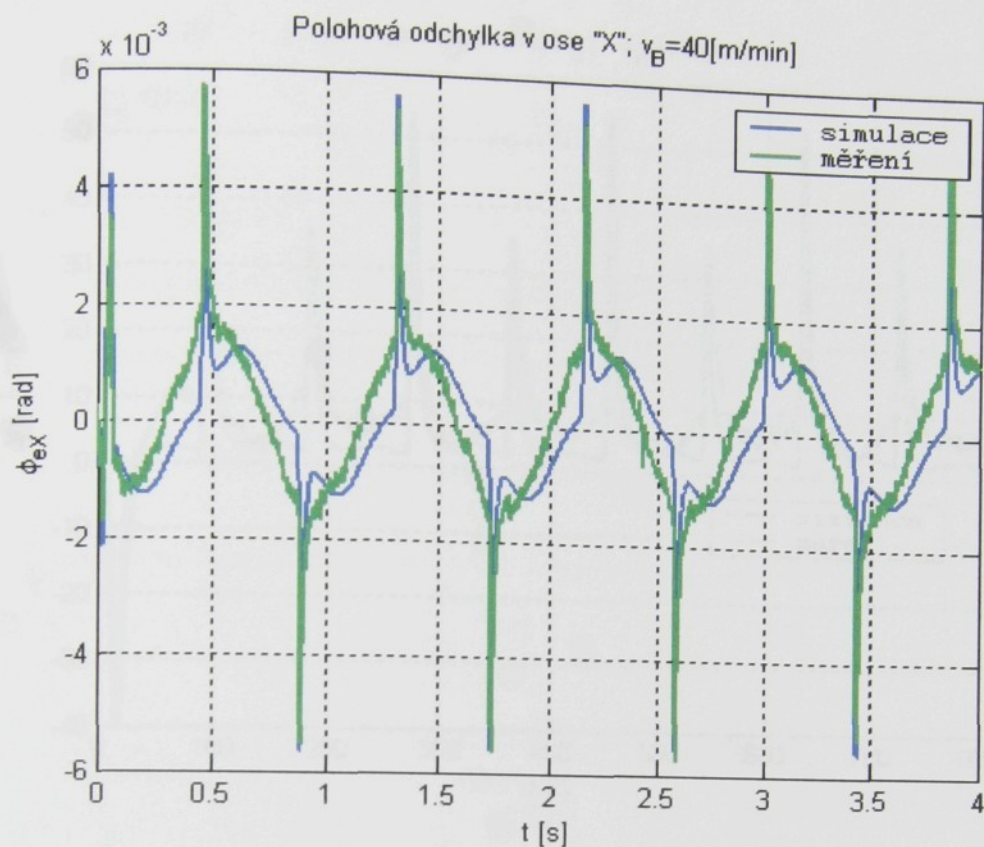
Zvolené parametry třecího momentu:

OSA „X“: Třecí moment za klidu 2,5 Nm, třecí moment za pohybu 2 Nm.

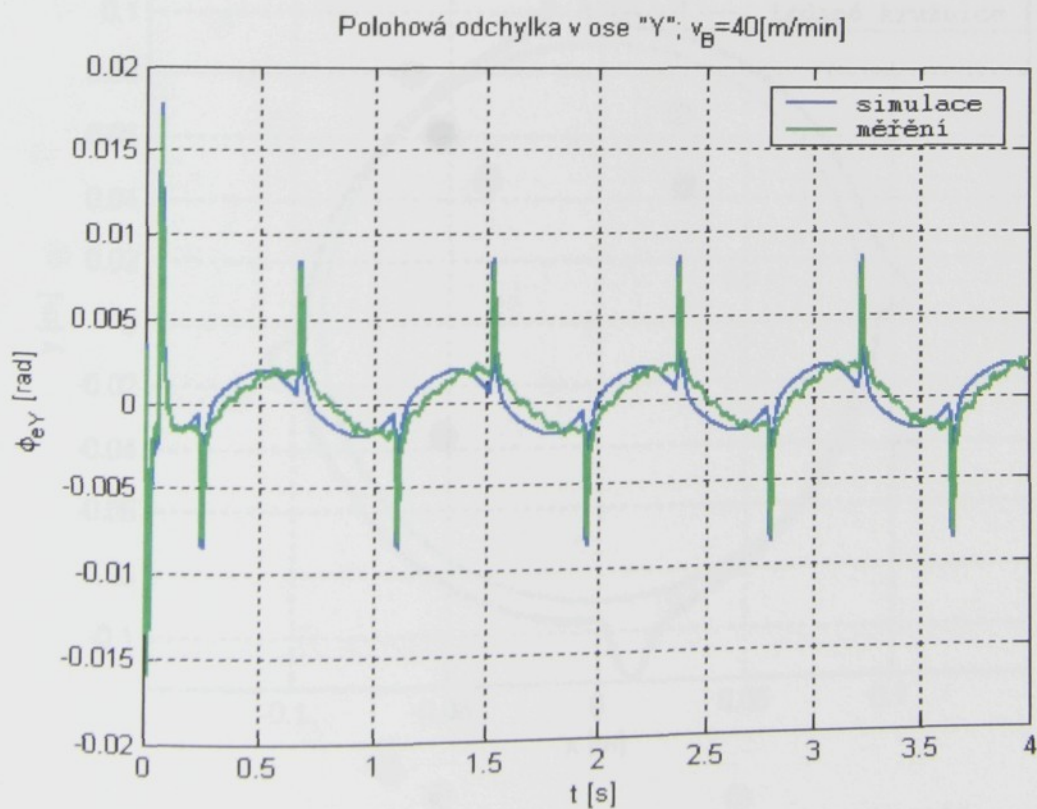
OSA „Y“: Třecí moment za klidu 3,5 Nm, třecí moment za pohybu 3 Nm.

Při výpočtu kvadrantových chyb, byl zkušebním stav Yaskawa uvažován v uspořádání s kuličkovým šroubem se stoupáním 40 mm/ot z čehož lze velice snadno spočítat, že při objížděcí rychlosti $v_B = 40 \left[\text{m/min} \right]$ a uvažovaném kuličkovém šroubu, musí být otáčky hřídele motoru $\omega_M = 1000 \left[\text{ot/min} \right]$.

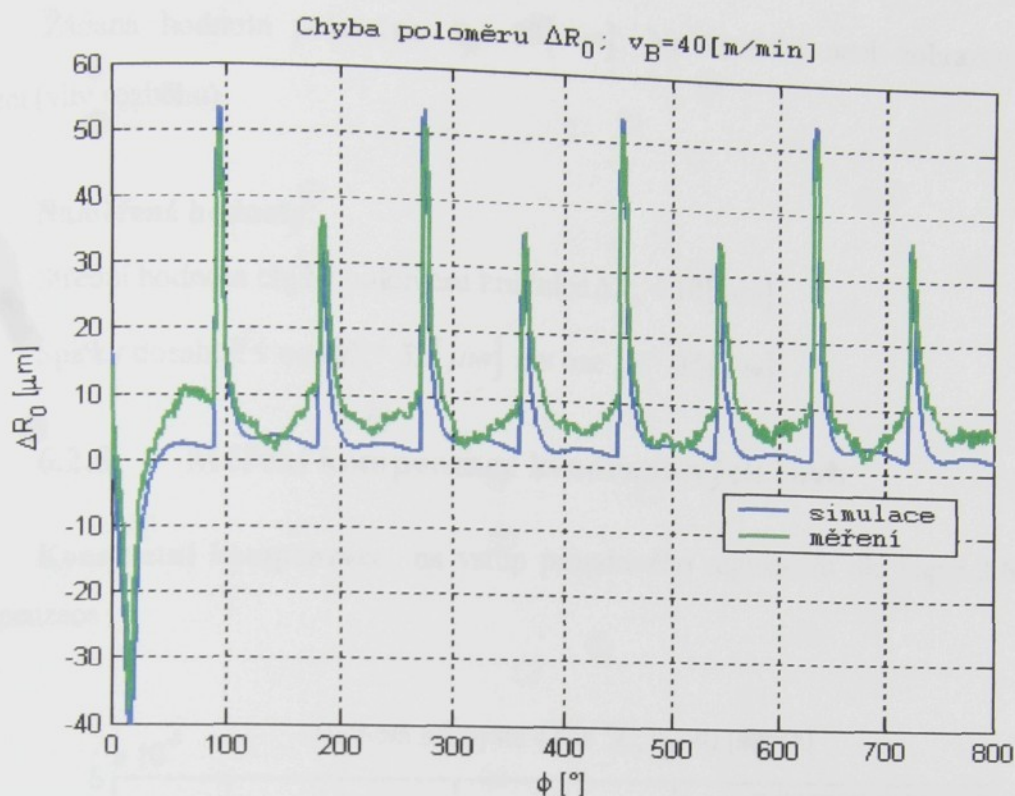
Přepočítáním třecího momentu přes kuličkový šroub dostaneme třecí síly v jednotlivých osách. V ose „X“ (393 N za klidu a 314 N za pohybu) a ose „Y“ (550 N za klidu a 471 N za pohybu).



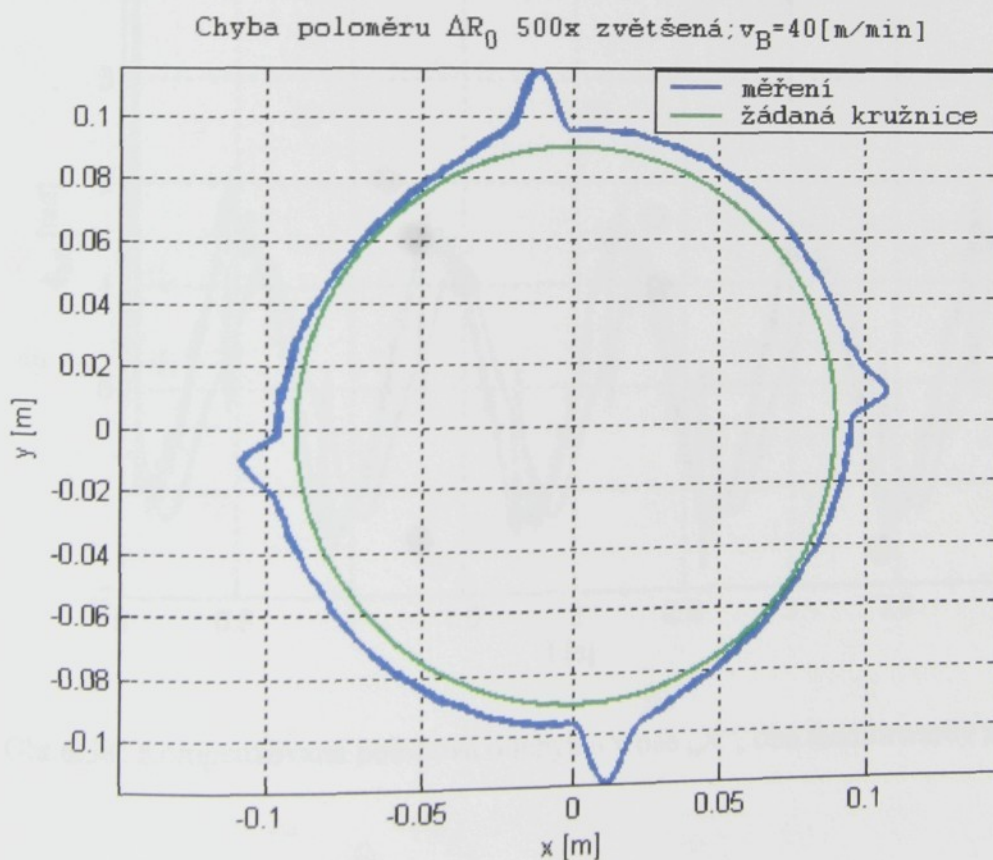
Obr.6.34: Polohová odchylka v ose „X“, zapojeny oba feedforwardy



Obr.6.35: Polohová odchylka v ose „Y“, zapojeny oba feedforwardy



Obr.6.36: Kvadrantová chyba v závislosti na úhlu, zapojeny oba feedforwardy



Obr.6.37: Kvadrantová chyba vykreslená v souřadnicích X-Y

Žádaná hodnota poloměru $R_0 = 90[\text{mm}]$. Na kružnici není zobrazen počátek měření (vliv rozběhu).

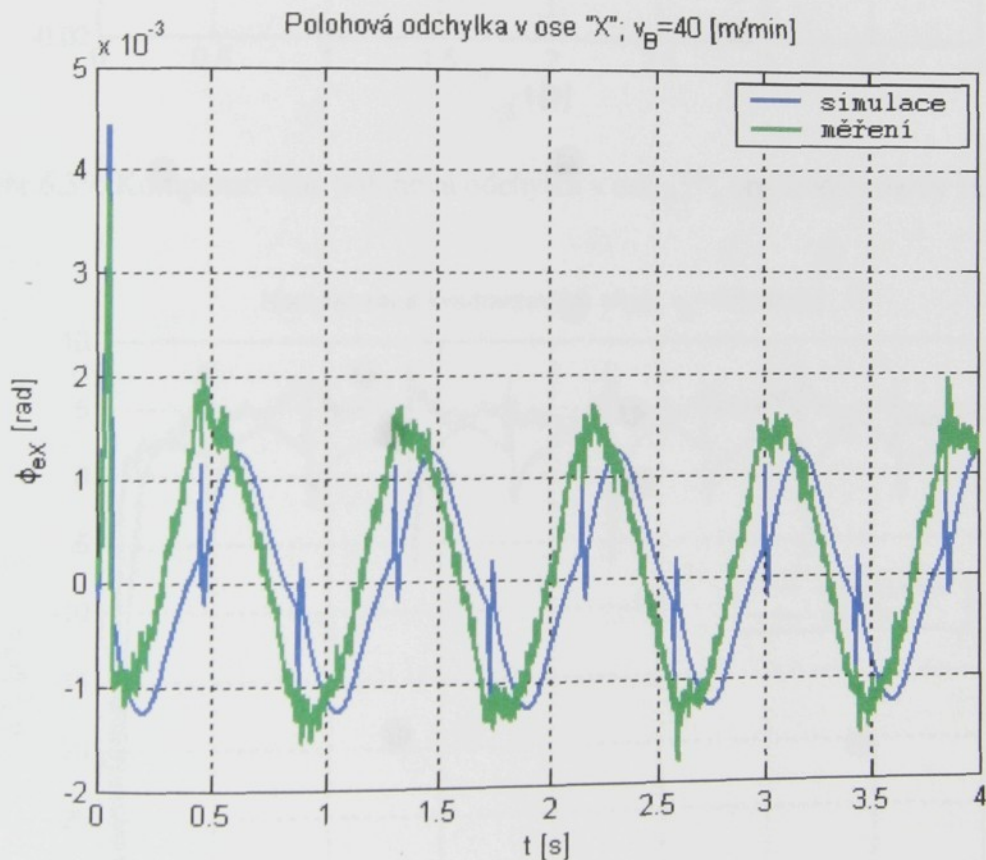
Naměřené hodnoty:

Střední hodnota chyby poloměru kružnice $\Delta R_0 \doteq 10[\mu\text{m}]$.

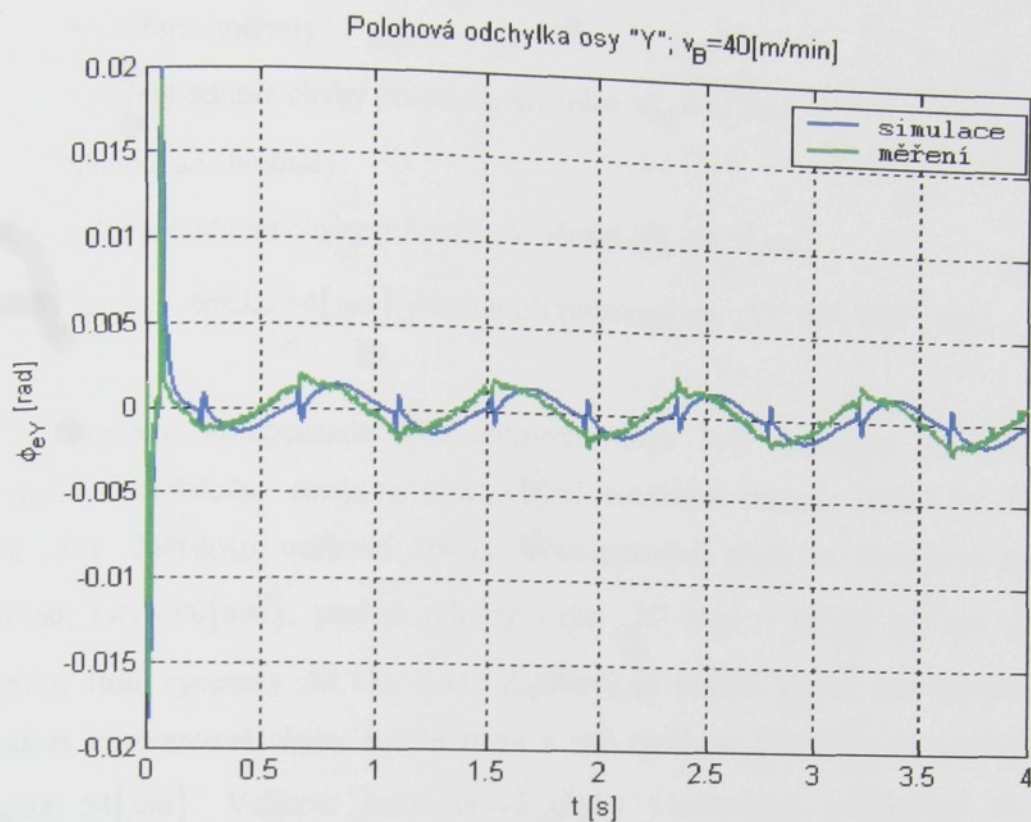
Špičky dosahují v ose „X“ $52[\mu\text{m}]$ a v ose „Y“ $35[\mu\text{m}]$.

6.2.8. Měření kompenzace kvadrantových chyb

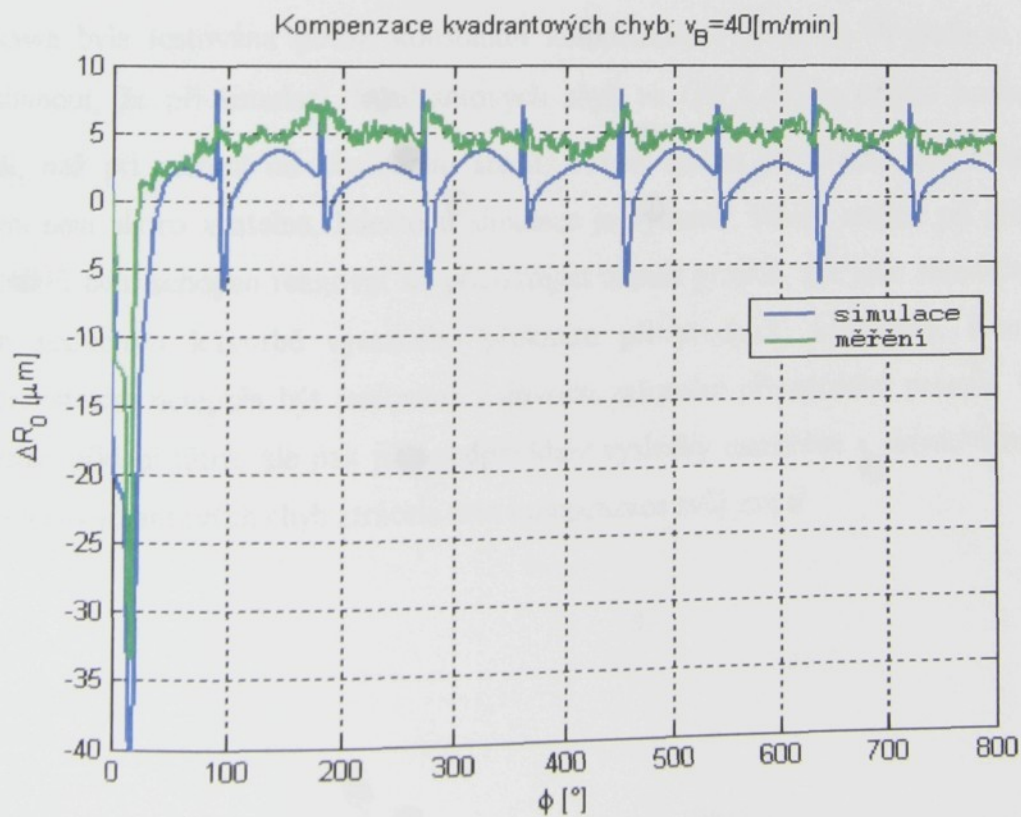
Konstantní kompenzace na vstup proudového regulátoru dle kap.6.2.6 Metody kompenzace



Obr.6.38: Kompenzovaná polohová odchylka v ose „X“, oba feedforwardy zapnuty



Obr.6.39: Kompenzovaná polohová odchylka v ose „Y“, oba feedforwardy zapnuty



Obr.6.40: Konstantní kompensace kvadrantových chyb, oba feedforwardy zapnuty

Naměřené hodnoty:

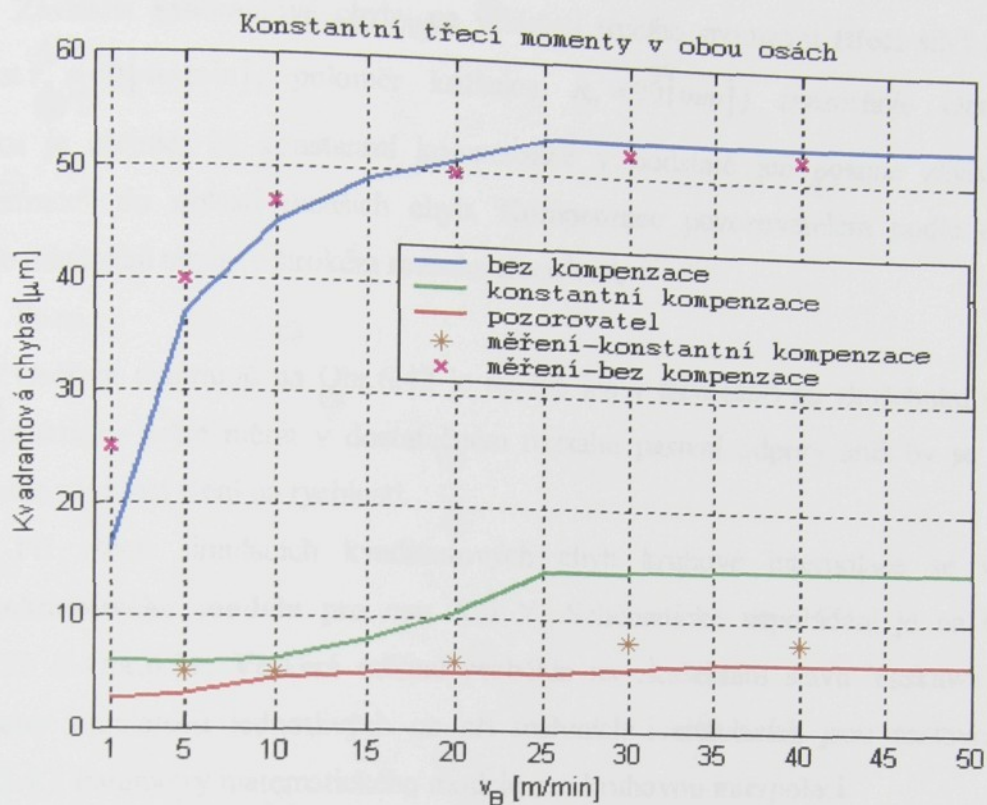
Střední hodnota chyby poloměru kružnice $\Delta R_0 \doteq 5 [\mu m]$.

Simulované hodnoty:

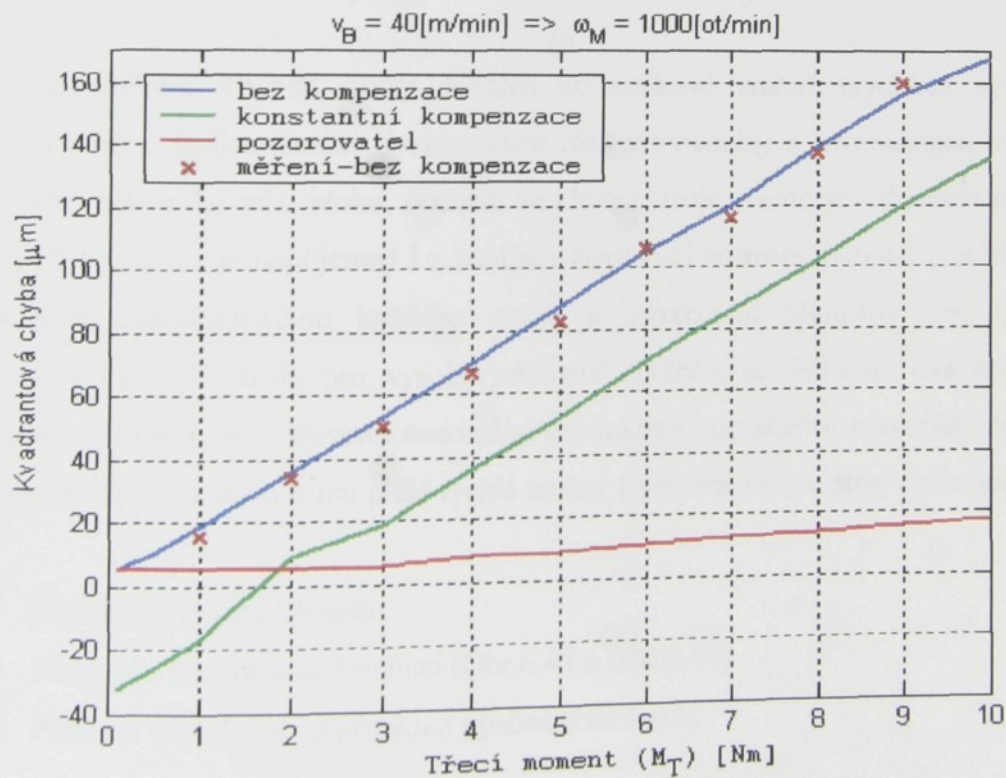
Střední hodnota chyby poloměru kružnice $\Delta R_0 \doteq 1,5 [\mu m]$.

Špička – špička $14 [\mu m]$ (měřeno při reverzaci osy „Y“, 90° , 270° , atd.).

Popsané kompenzace kvadrantových chyb byly testovány na modelu dvou souřadnic obráběcího stroje s elektrickými rotačními motory (Obr.6.20, Obr.6.21 a Obr.6.31). Závislosti velikostí špičky kvadrantových chyb na obvodové rychlosti v_B [m/min] ($R_0 = 90 [mm]$, pasivní odpory v ose „X“ $M_{TX} = 2 [Nm]$ a v ose „Y“ $M_{TY} = 3 [Nm]$) jsou vyneseny na Obr.6.41. Zajímavý je průběh chyby bez kompenzace, kde velikost kvadrantové chyby rychle roste a nad rychlostí 25 m/min se ustálí na hodnotě kolem $54 [\mu m]$. Velikost kvadrantové chyby s konstantní kompenzací se pohybuje v rozmezí $7 \sim 14 [\mu m]$. Kompenzace s využitím pozorovatele je téměř nezávislá na rychlosti a její velikost je okolo $6 [\mu m]$. Při praktických pokusech na zkušebním stavu Yaskawa byla testována pouze konstantní kompenzace (Obr.6.40). V grafu si můžeme povšimnout, že při simulaci, kvadrantových chyb na Obr.6.40, je střední hodnota ΔR_0 menší, než při měření na zkušebním stavu, ovšem špička při přechodech kvadrantů u měření není skoro znatelná, kdežto u simulace je výrazná. Motor zřejmě při přechodech kvadrantů není schopen reagovat na přicházející impuls proudu, tak jako simulační model, proto nedochází k tvorbě výrazného překmitu při přechodu kvadrantů. Kompenzace pozorovatelem nemohla být testována z důvodu zašumění přiváděného proudu. Částečně pomohlo přidání filtrů, ale pak již neodpovídaly výsledky naměřené a simulované a podle velikosti kvadrantových chyb ztrácela tato kompenzace svůj smysl.



Obr.6.41: Závislost kvadrantové chyby na obvodové rychlosti (měřeno při reverzaci osy „Y“)



Obr.6.42: Závislost kvadrantové chyby na velikosti třecího momentu (v obou osách stejná velikost třecího momentu)

Závislost kvadrantové chyby na velikosti třecího momentu (třecí síly) (objížděcí rychlost $v_B = 40 [m/min]$, poloměr kružnice $R_0 = 90 [mm]$) znázorňuje Obr.6.42. Z obrázku je zřejmé, že konstantní kompenzace v podstatě jen posune závislost „bez kompenzace“ do oblasti menších chyb. Kompenzace pozorovatelem podle očekávání udržuje minimální chyby v širokém rozsahu třecích sil.

Pozn.:

Ověření diagramů na Obr.6.42 je možné jen v laboratoři na zkušebním stavu. Na stroji prakticky nelze měnit v dostatečném rozsahu pasivní odpory aniž by se současně nezměnila závislost tření na rychlosti.

Při všech simulacích kvadrantových chyb kruhové interpolace se vycházelo z **jednohmotového modelu** pro osu X i Y. Schématické uspořádání je na Obr.6.20, Obr.6.21 a Obr.6.31. Veškerá měření proběhla na zkušebním stavu Yaskawa Obr.6.5. Parametry regulátorů jednotlivých os při měřeních i simulacích jsou nastaveny podle kap.6.2.4.3 Parametry matematického modelu pro kruhovou interpolaci.

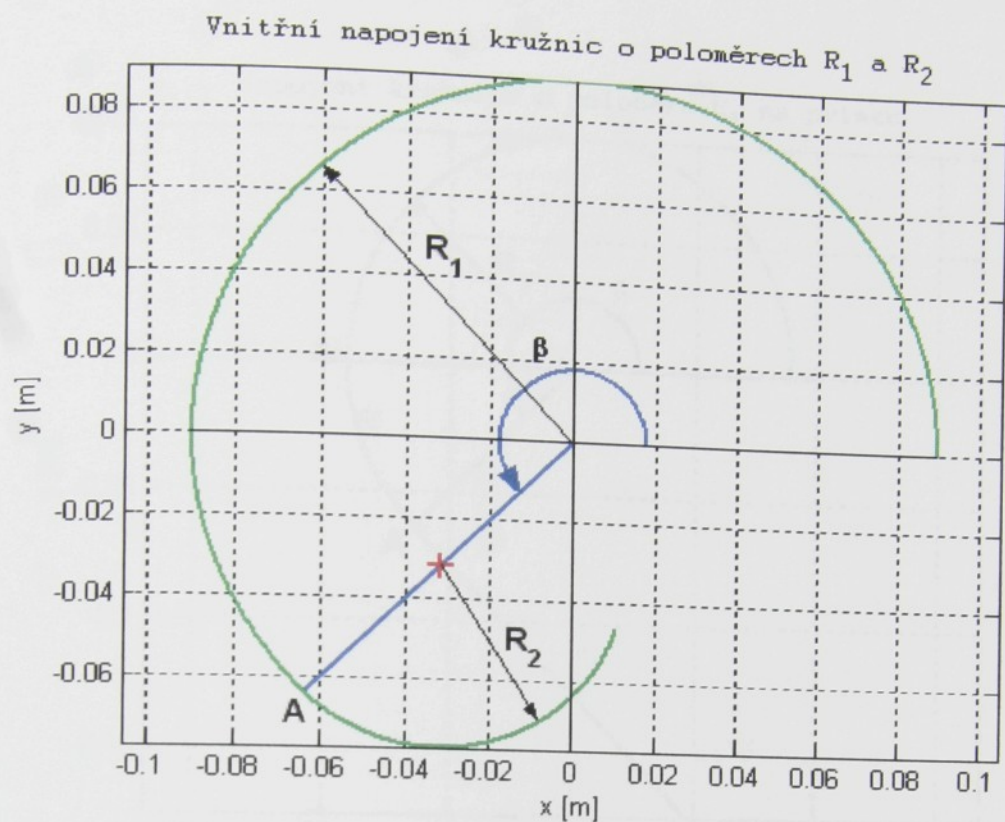
Způsob měření kvadrantových chyb je stručně popsán v příloze č.1.

6.3. Skokové změny křivosti žádané dráhy

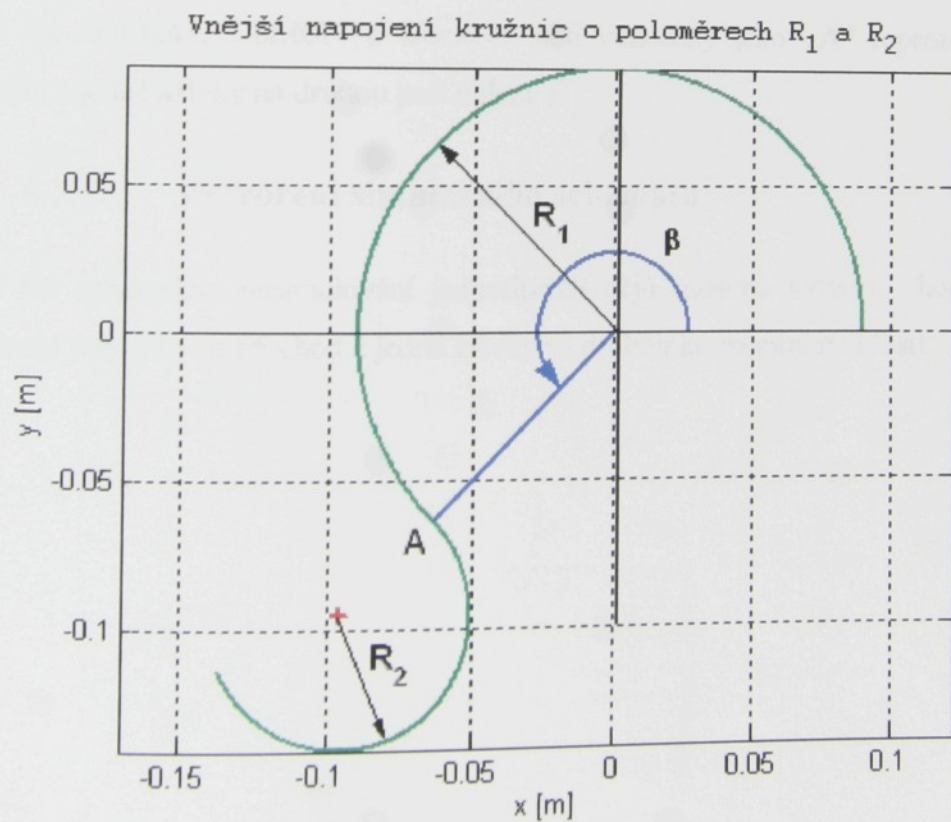
Se změnou křivosti dráhy dochází ke skokové změně zrychlení vyvolávající dynamické rázy. Je-li kmitočet dynamických rázů srovnatelný s rezonančním kmitočtem stroje nebo některého jeho bloku, dochází ke chvění stroje. Tento jev zhoršuje přesnost a kvalitu obrábění, ale je nepříjemný i z hlediska životnosti nástroje, pohonů a celého stroje. Významnou charakteristikou každého stroje je maximální přípustný ryv, tj. změna zrychlení v čase. U strojů pro vysokorychlostní obrábění se setkávají dva protichůdné požadavky: Stroje musí z důvodů maximální produktivity dosahovat maximální rychlosti v co nejkratší době. Naproti tomu příliš rychlé změny zrychlení mohou stroj rozkmitat.

Zkoumané změny křivosti:

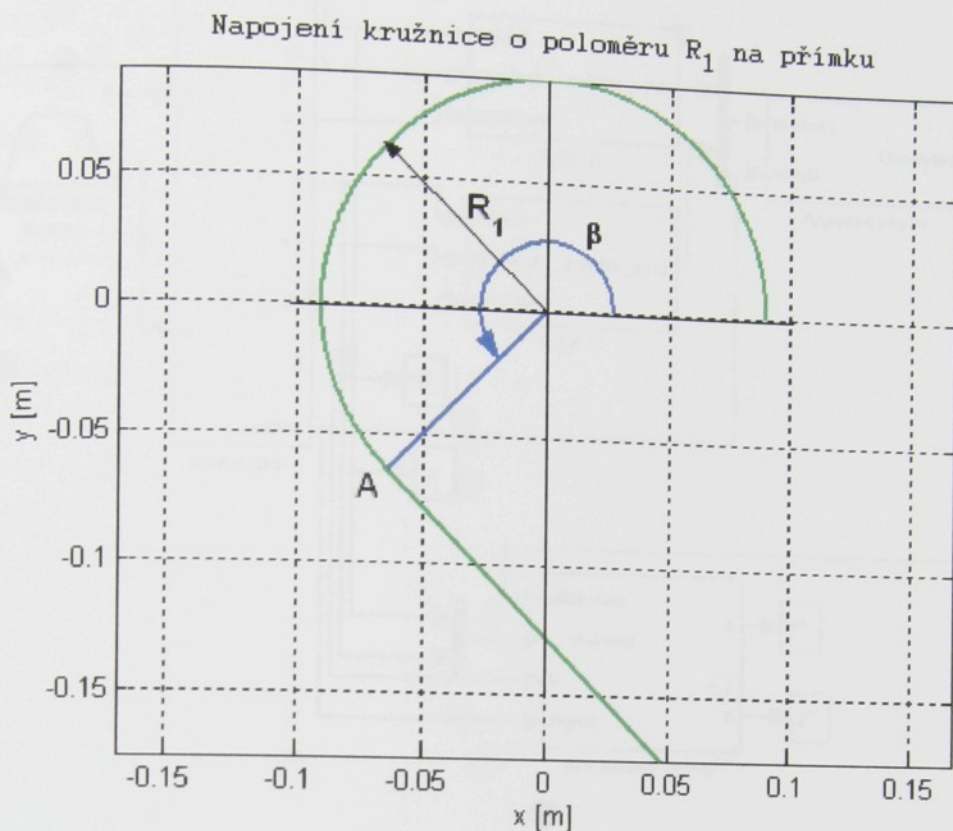
- Přechod z kružnice na kružnici (Obr.6.43 a Obr.6.44)
- Přechod z kružnice na přímku a opačně (Obr.6.45)



Obr.6.43: „Vnitřní“ napojení kružnic



Obr.6.44: „Vnější“ napojení kružnic

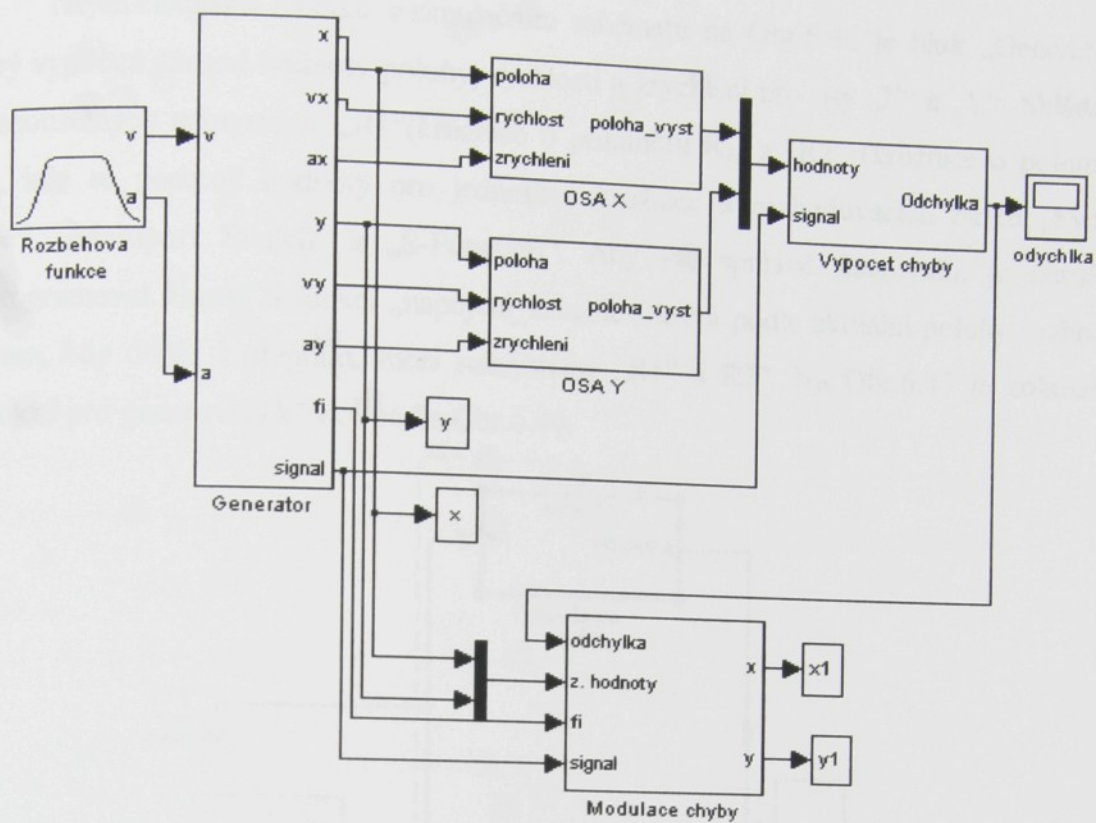


Obr.6.45: Napojení přímky na kružnici

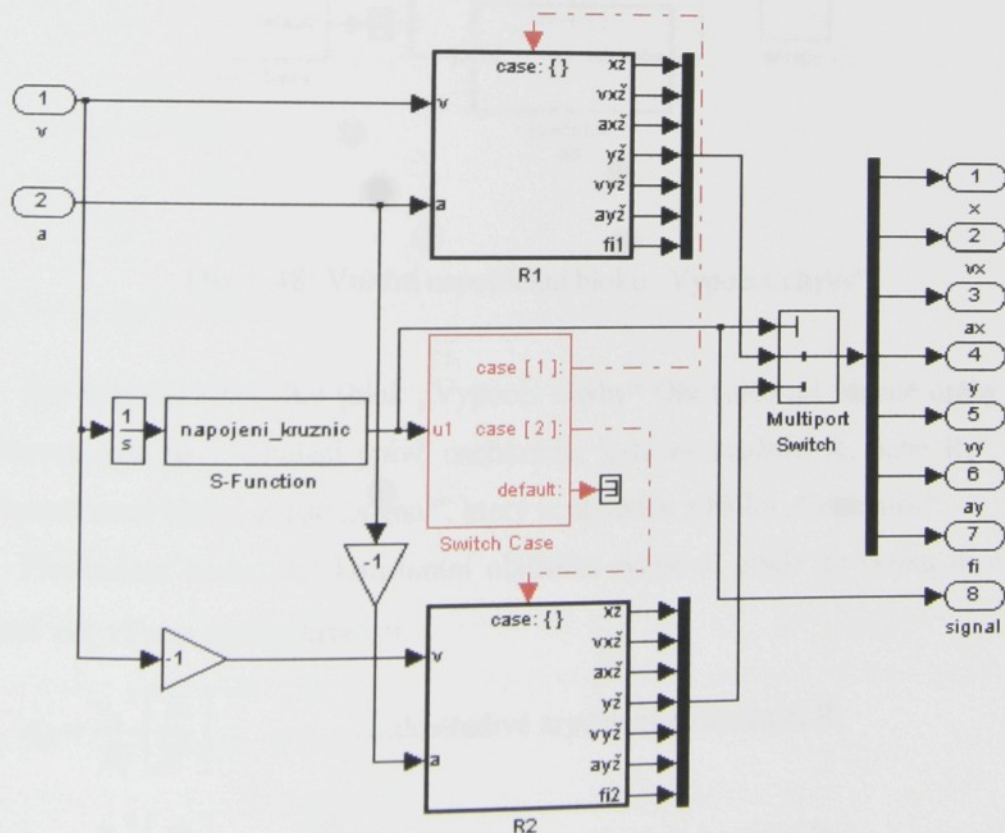
Na Obr.6.43, Obr.6.44 a Obr.6.45 bod označený jako „A“ reprezentuje místo přechodu z jedné křivky na druhou pod úhlem β .

6.3.1. Vytvoření simulačního schématu

Ke správnému nasimulování jednotlivých dějů musíme vytvořit vhodné schéma, které bude respektovat přechod z jedné křivky na druhou konstantní rychlostí.

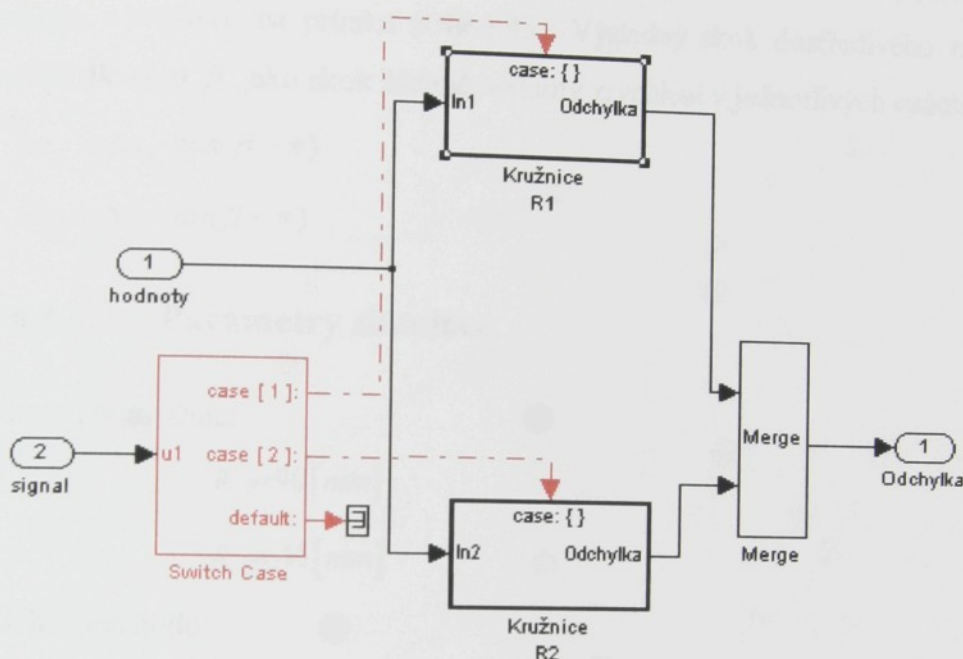


Obr.6.46: Kompletní simulační schéma



Obr.6.47: Vnitřní uspořádání bloku „Generator“

Nejdůležitějším z bloků v simulačním schématu na Obr.6.46 je blok „Generator“, který vypočítá žádané hodnoty polohy, rychlosti a zrychlení pro osy „X“ a „Y“. Skládá se ze spouštěných subsystémů „R1“ (kružnice o poloměru R_1) a „R2“ (kružnice o poloměru R_2), kde se generují hodnoty pro jednotlivé kružnice a rozhodovacích bloků „Switch Case“, „Multiport Switch“ a „S-Function“. Aby vše správně fungovalo, je nutné si naprogramovat vlastní S-funkci „napojeni_kruznic“, která podle aktuální polohy rozhodne o čase, kdy dojde k přepnutí, mezi subsystémy „R1“ a „R2“. Na Obr.6.47 je zobrazeno zapojení pro generování křivky podle Obr.6.44.



Obr.6.48: Vnitřní uspořádání bloku „Vypocet chyby“

Pro výpočet odchylky (blok „Vypocet chyby“ Obr.6.48) od žádané dráhy je nutné respektovat, kde se v simulaci právě nacházíme, jestli na kružnici R_1 nebo R_2 . Správný čas přepnutí mezi bloky, zajistí „signal“, který je přiváděn z bloku „Generator“.

Přechodem bodu „A“ konstantní objížděcí rychlostí dojde ke skoku dostředivého zrychlení Δa_n vlivem změny křivosti.

$$a_{n1} = \frac{v_B^2}{R_1} \left[\frac{m}{s^2} \right] \dots \dots \dots \text{dostředivé zrychlení na kružnici } R_1 \quad (6.18)$$

$$a_{n2} = \frac{v_B^2}{R_2} \left[\frac{m}{s^2} \right] \dots \dots \dots \text{dostředivé zrychlení na kružnici } R_2 \quad (6.19)$$

Pozn.:

Pro přímku je hodnota $R_2 \rightarrow \infty$.

$$|\Delta a_n| = a_{n1} - (-a_{n2}) \dots \text{„vnější“ napojení kružnic (Obr.6.44)} \quad (6.20)$$

$$|\Delta a_n| = a_{n1} - a_{n2} \dots \text{„vnitřní“ napojení kružnic a přímka (Obr.6.43 a Obr.6.45)} \quad (6.21)$$

Ze vzorců (6.20) a (6.21) vyplývá, že při „vnějším“ napojení kružnic (Obr.6.44) dochází k většímu skoku zrychlení, než při „vnitřním“ napojení kružnic (Obr.6.43) nebo při přechodu z kružnice na přímku (Obr.6.45). Výsledný skok dostředivého zrychlení se ještě rozdělí dle úhlu β jako skok žádané hodnoty zrychlení v jednotlivých osách:

$$\Delta a_x = \Delta a_n \cdot \cos(\beta - \pi) \quad (6.22)$$

$$\Delta a_y = \Delta a_n \cdot \sin(\beta - \pi) \quad (6.23)$$

6.3.2. Parametry simulace

Poloměr kružnic:

$$R_1 = 90 [mm]$$

$$R_2 = 45 [mm]$$

Úhel přechodu:

$$\beta = \left\langle \pi \sim \frac{3}{2} \cdot \pi \right\rangle$$

Skok dostředivého zrychlení pro $v_B = 40 [m/min]$

„Vnější“ napojení kružnic: $\Delta a_n = 14,81 \div 15 [m/s^2] \Rightarrow |\Delta a_n| \div 15 [m/s^2]$

„Vnitřní“ napojení kružnic: $\Delta a_n = -4,93 \div -5 [m/s^2] \Rightarrow |\Delta a_n| \div 5 [m/s^2]$

Kružnice $\Rightarrow$ přímka: $\Delta a_n = 4,93 \div 5 [m/s^2] \Rightarrow |\Delta a_n| \div 5 [m/s^2]$

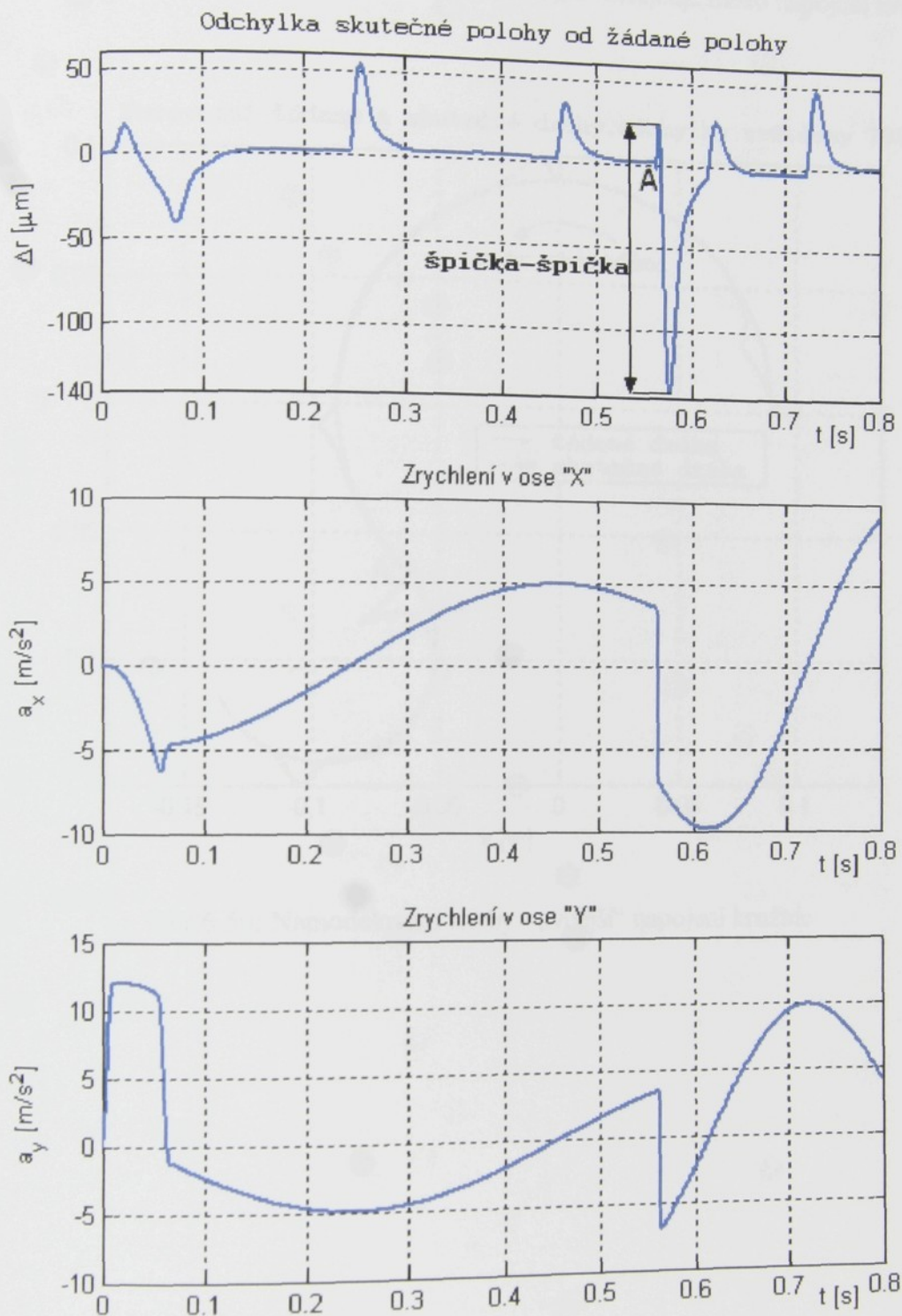
Parametry matematického modelu, osy „X“ i osy „Y“ jsou nastaveny stejně jako pro kruhovou interpolaci (kap. 6.2.4.3 Parametry matematického modelu pro kruhovou interpolaci), Vnitřní uspořádání je dle Obr.6.31.

Tření v osách je stejné jako při zkoumání kvadrantových chyb:

OSA „X“: Třecí moment za klidu 2,5 Nm, třecí moment za pohybu 2 Nm.

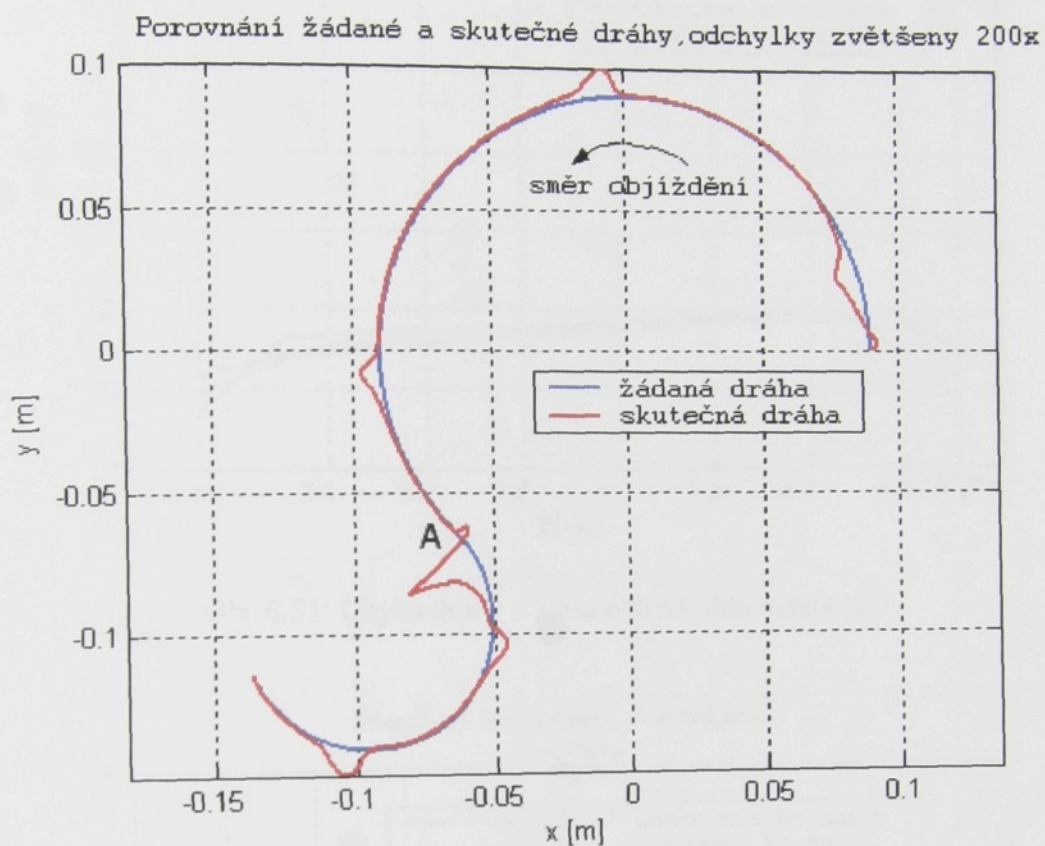
OSA „Y“: Třecí moment za klidu 3,5 Nm, třecí moment za pohybu 3 Nm.

Výsledky simulací:

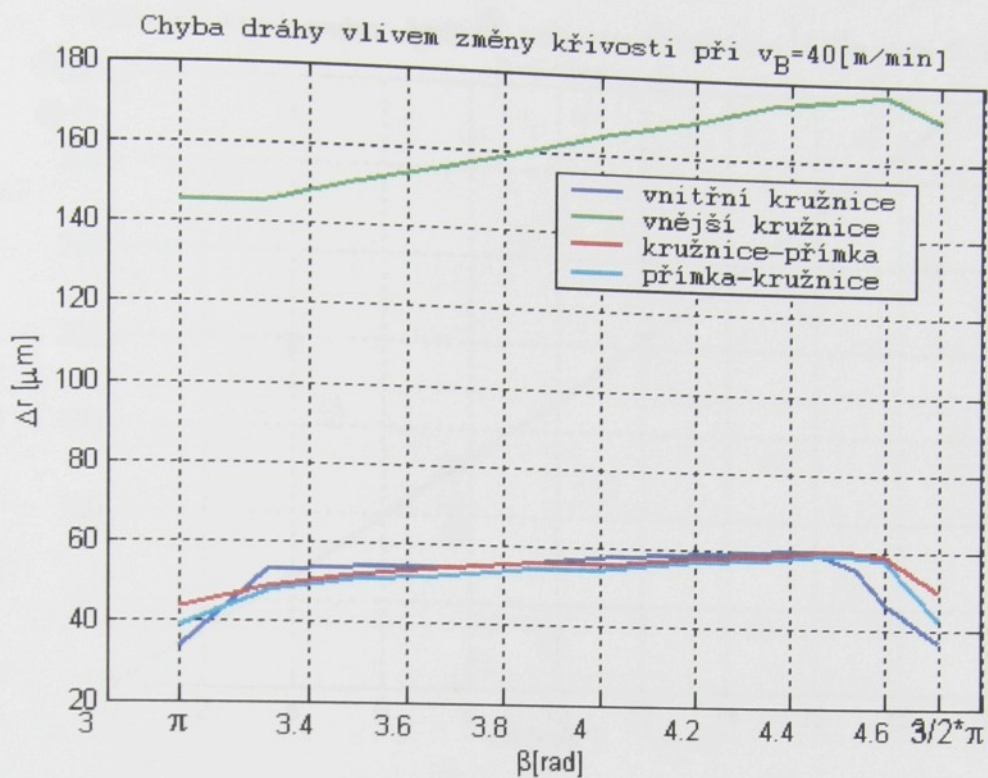


Obr.6.49: Ukázka skoku zrychlení

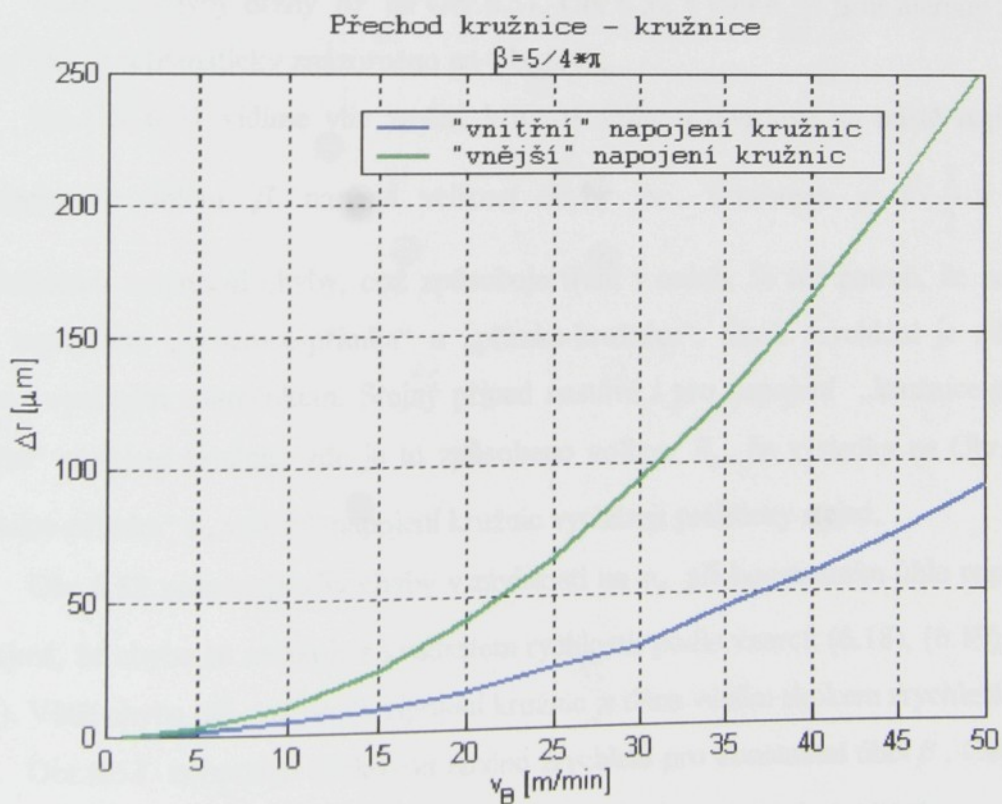
Na Obr.6.49 vidíme skok zrychlení, ke kterému dojde při „vnějším“ napojení kružnic Obr.6.44, $v_B = 40 [m/min]$; $\beta = \frac{5}{4} \cdot \pi$. Bod „A“ označuje místo napojení kružnic.



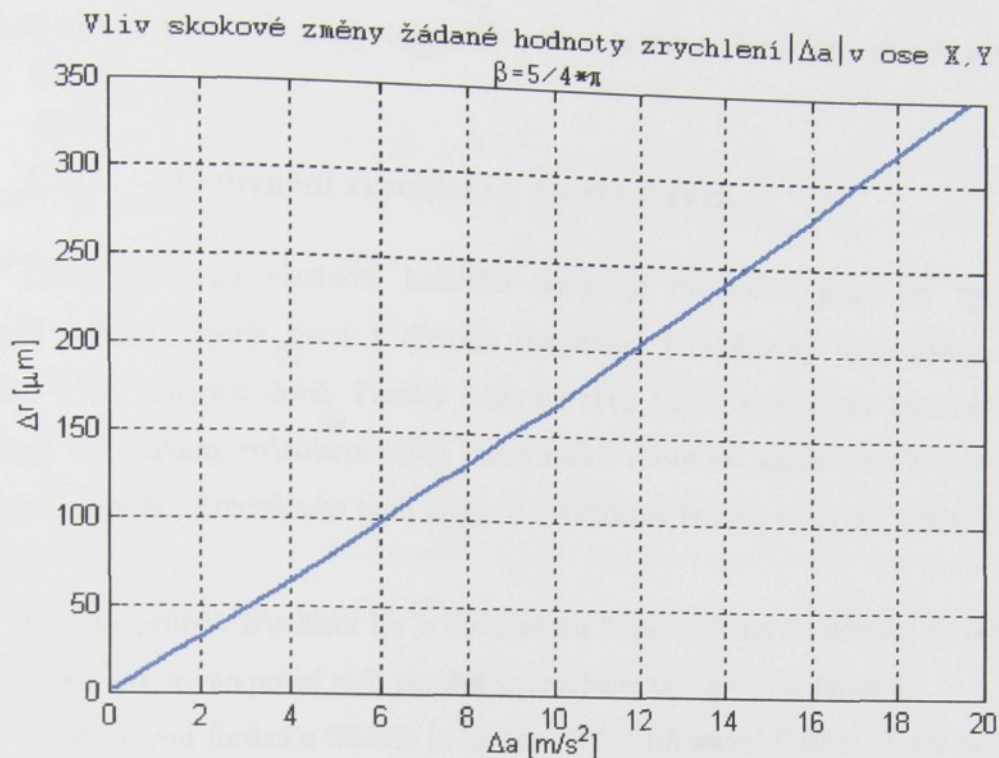
Obr.6.50: Namodelování chyby - „vnější“ napojení kružnic



Obr.6.51: Chyba dráhy v závislosti na úhlu napojení β



Obr.6.52: Chyba dráhy v závislosti na objížděcí rychlosti v_B

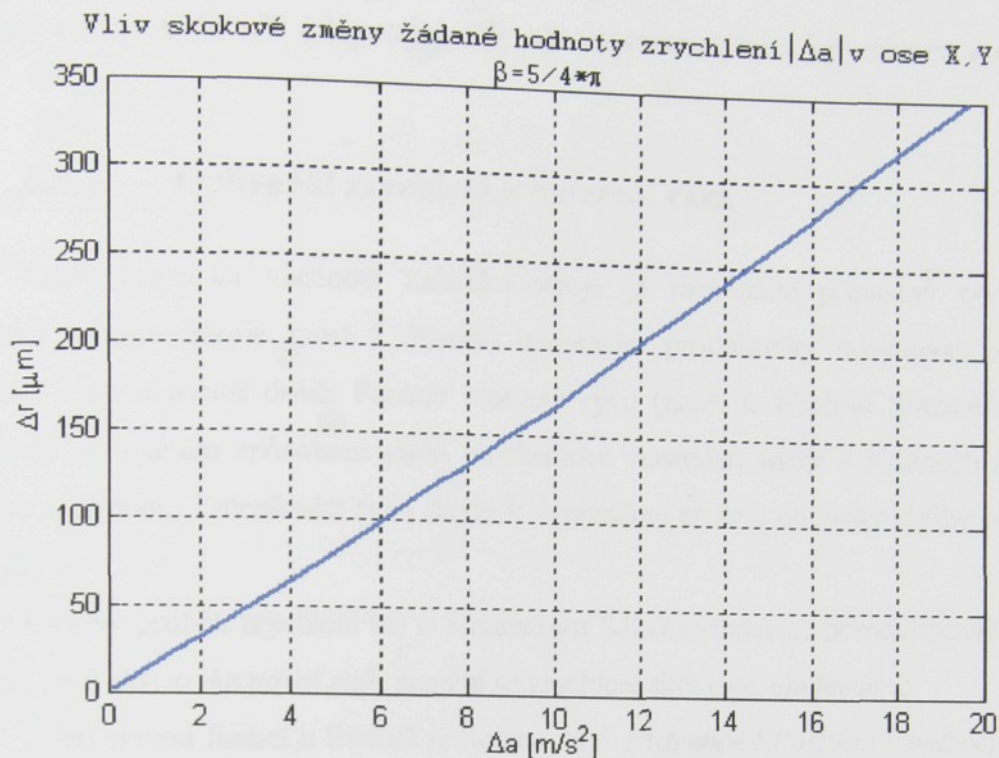
Obr.6.53: Skoková změna zrychlení pro konstantní úhel β

Veškeré chyby dráhy Δr na Obr.6.51, Obr.6.52 a Obr.6.53 jsou měřeny „špička – špička“ jak je schématicky znázorněno na Obr.6.49.

Na Obr.6.51 vidíme vliv změny křivosti dráhy v závislosti na místě napojení. Se zvyšujícím se úhlem β narůstá velikost chyby Δr . V místech π a $\frac{3}{2} \cdot \pi$ dochází k částečnému zmenšení chyby, což způsobuje tření v osách. Je též patrné, že není rozdíl mezi napojením „kružnice-přímka“ a „přímka-kružnice“. Skok zrychlení je zde stejný, pouze s opačným znaménkem. Stejný případ nastává i pro napojení „kružnice-přímka“ a „vnitřní“ napojení kružnic, zde je to způsobeno volbou R_2 , že výsledky na Obr.6.51 pro „kružnice-přímka“ a „vnitřní“ napojení kružnic vycházejí prakticky stejné.

Obr.6.52 zobrazuje vliv chyby v závislosti na v_B při konstantním úhlu napojení β . Je zřejmé, že chyba se zvětšuje s kvadrátem rychlosti, podle vzorců (6.18), (6.19), (6.20) a (6.21). Větší chyba při „vnějším“ napojení kružnic je dána větším skokem zrychlení.

Obr.6.53 zobrazuje skokovou změnu zrychlení pro konstantní úhel β . Chyba Δr se zvyšuje takřka lineárně. Nepřesnosti vznikly nepřesným odečítáním z diagramu přechodového děje Δr . Jelikož byl úhel napojení zvolen $\beta = \frac{5}{4} \cdot \pi$ je skoková změna

Obr.6.53: Skoková změna zrychlení pro konstantní úhel β

Veškeré chyby dráhy Δr na Obr.6.51, Obr.6.52 a Obr.6.53 jsou měřeny „špička – špička“ jak je schématicky znázorněno na Obr.6.49.

Na Obr.6.51 vidíme vliv změny křivosti dráhy v závislosti na místě napojení. Se zvyšujícím se úhlem β narůstá velikost chyby Δr . V místech π a $\frac{3}{2} \cdot \pi$ dochází k částečnému zmenšení chyby, což způsobuje tření v osách. Je též patrné, že není rozdíl mezi napojením „kružnice-přímka“ a „přímka-kružnice“. Skok zrychlení je zde stejný, pouze s opačným znaménkem. Stejný případ nastává i pro napojení „kružnice-přímka“ a „vnitřní“ napojení kružnic, zde je to způsobeno volbou R_2 , že výsledky na Obr.6.51 pro „kružnice-přímka“ a „vnitřní“ napojení kružnic vycházejí prakticky stejné.

Obr.6.52 zobrazuje vliv chyby v závislosti na v_B při konstantním úhlu napojení β . Je zřejmé, že chyba se zvětšuje s kvadrátem rychlosti, podle vzorců (6.18), (6.19), (6.20) a (6.21). Větší chyba při „vnějším“ napojení kružnic je dána větším skokem zrychlení.

Obr.6.53 zobrazuje skokovou změnu zrychlení pro konstantní úhel β . Chyba Δr se zvyšuje takřka lineárně. Nepřesnosti vznikly nepřesným odečítáním z diagramu přechodového děje Δr . Jelikož byl úhel napojení zvolen $\beta = \frac{5}{4} \cdot \pi$ je skoková změna

zrychlení v obou osách (X i Y) stejná a je zde zobrazena přímo její velikost a označena Δa .

6.3.3. Ovlivnění zrychlení a omezení rázů

Charakteristická vlastnost každého stroje je maximální přípustný ryv (změna zrychlení v čase). Stroje musí z důvodů maximální produktivity dosahovat maximální rychlosti v co nejkratší době. Funkce omezení ryvu (např. u systémů Sinumerik 840D) umožňuje optimálním způsobem sladit mechanické vlastnosti stroje s možnostmi řídicího systému a pohonů. Zmenšením ryvu dojde k výraznému snížení odchylek dráhy od žádané hodnoty.

Časový průběh zrychlení lze u Sinumeriku 840D ovlivňovat pomocí povelů „brisk“ a „soft“. Je-li aktivován povel *soft*, nemění se zrychlení skokově, ale lineárně.

Zcela novou funkcí u S840D je funkce APC (*Advanced Position Control*) (lit.[22]) Každý obráběcí stroj má několik vlastních rezonančních frekvencí. Tyto rezonance omezují maximální rychlost stroje a také zhoršují kvalitu obráběného povrchu. Pomocí funkce APC lze kmitání těmito rezonančními frekvencemi významně potlačit. Zejména u velkých strojů, které jsou náchylné k rezonancím v pracovní oblasti, to podstatně zlepšuje přesnost stroje.

7. Závěr – zhodnocení výsledků

V kap. 5 a dalších podkapitolách byly identifikovány parametry motoru a zjištěny konstanty proudového regulátoru potřebné pro simulační schéma. Porovnáním měření a simulací lze prohlásit, že simulační schéma do značné míry odpovídá reálnému pohonu. Nežádoucí jev v podobě velkého šumu se nedařilo odstranit, ani použitím stíněných vodičů, zařazením filtrů na výstupu došlo ke zkreslení měřeného signálu.

Údaje uvedené v kap. 6 o velikostech dynamických chyb odpovídají zkušenostem z praxe, je třeba je ale posuzovat s jistou opatrností, protože vznikly simulací na zjednodušených modelech. Na druhé straně ale provedené simulace dobře ukazují nevyhnutelnost používání signálů žádané rychlosti a zrychlení a dalších kompenzací pro přesné sledování programované dráhy při interpolaci vysokými rychlostmi.

Kvadrantové chyby při interpolaci kružnice na číslicově řízených obráběcích strojích způsobují zvláště při vyšších rychlostech závažné snížení přesnosti tvaru obrobku. Tyto chyby se pochopitelně neomezují jen na kruhovou interpolaci ale vznikají při každé křivkové interpolaci v bodech, kde dochází ke změně smyslu pohybu některé z interpolujících souřadnic. Kvadrantové chyby vzrůstají s velikostí pasivních odporů a s posuvovou rychlostí. Závislost na rychlosti je výrazně nelineární. Zásadní řešení problému kvadrantových chyb představují hydrostatická uložení, která zcela odstraní Coulombovský charakter pasivních odporů. Pasivní odpory pak mají charakter viskosního tlumení, při nulové rychlosti mají nulovou velikost a kvadrantové chyby proto v podstatě nevznikají.

V případech, kdy je použití hydrostatiky příliš nákladné a nebo konstrukčně složité je nezbytné kvadrantové chyby kompenzovat některým z výše uvedených způsobů. Mezi hlavní nevýhody kompenzací patří jejich náročné seřizování na stroji. Výhodné je, když má použitý servopohon vynikající dynamiku. Tyto pohony jsou již zhruba tři roky na trhu a vyznačují se propustným pásmem rychlostní smyčky až 400 Hz (rotační pohony). Velmi dobré řešení v tomto smyslu představují lineární a prstencové motory pro přímý pohon řízených mechanických částí.

V kap. 6.3 (Skokové změny křivosti žádané dráhy) se ukazuje jako nevyhnutelné omezení skoku zrychlení resp. omezení ryvu (da/dt), protože nasimulované chyby bez omezení jsou relativně velké oproti kompenzovaným kvadrantovým chybám. Ověření dat z kap. 6.3 měřením nebylo provedeno, pro nedostupnost vhodného stroje.

Doporučení dalšího postupu:

- Vytvoření diskrétního matematického modelu pro řízení motoru Yaskawa, kde bude respektována vzorkovací frekvence v jednotlivých regulačních smyčkách a rozlišení inkrementálního snímače polohy.
- V kompenzaci kvadrantových chyb pozorovatelem, jejich ověření na zkušebním stavu Yaskawa (nutnost zmenšení velikosti šumu).
- V kap. 6.3 měřeními ověřit velikosti chyb a následně vytvořit matematický model, který již bude respektovat omezení skoku zrychlení, resp. omezení ryvu. Takto nasimulované hodnoty též ověřit na stroji.

Uvedená doporučení a výsledky dalšího výzkumu v uváděných oblastech budou pravděpodobně publikovány ve výzkumné zprávě Centra pro strojírenskou výrobní techniku a technologii za rok 2005.

Uspořádání disertační práce:

Pro přehlednost a návaznost jednotlivých kapitol, nebylo možné striktně oddělit části s původními výsledky autora (částečně publikovanými ve veřejně oponovaných publikacích) a převzaté části.

Teoretické matematické odvození třífázového motoru je převzato a upraveno pro potřeby simulace z lit. [4]. Výsledky z identifikace motoru Yaskawa kap. 5.1 (Vytvoření matematického modelu motoru Yaskawa) již byly ve zkrácené části na konci roku 2004 publikovány v lit. [10]. Matematické odvození lineární (kap. 6.1) a kruhové (kap. 6.2) interpolace je již dlouhodobě známé, zde bylo většinou využito pramenů z lit. [6],[8],[9]. Veškerá interpolační měření na zkušebním stavu Yaskawa a jejich srovnání s teoretickými poznatky, dosud nebyly veřejně publikovány. Výsledky získané simulací v kap. 6.3(Skokové změny křivosti žádané dráhy) též nebyly dosud veřejně publikovány.

8. Literatura

- [1] Zelený, J.: Vysokorychlostní obrábění. [Speciální vydání MM průmyslového spektra] Praha červen 2000.
- [2] Schwartz, M.: Machining source book, USA 1988, ISBN: 0-87170-323-8.
- [3] Metals Handbook Ninth Edition, Volume 16, Machining, USA 1989, ISBN: 0-87170-007-7.
- [4] Souček, P.: Servomechanismy ve výrobních strojích, Praha 2004, ISBN: 80-01-02902-6.
- [5] Souček, P. – Bubák, A.: Vysoce dynamické pohony posuvů obráběcích strojů, Praha březen 2002, ISBN: 80-238-8426-3.
- [6] Skalla, J. - Lachman, M. - Mendřický, R.: Dynamické chyby interpolace při vysokých rychlostech a zrychleních. Oponovaná výzkumná zpráva 02-09-01 (KVS 04/01). VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2001.
- [7] Skalla, J. - Souček, P. - Bubák, A. - Domša, P. - Lachman, M. - Přiklopil, A.: Modelování dynamických chyb brusky na klikové hřídele. Oponovaná výzkumná zpráva 02-17-02. VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2002.
- [8] Skalla, J. - Lachman, M. - Mendřický, R.: Dynamické chyby pohonů posuvů. Oponovaná výzkumná zpráva 02-28-02. VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2002.
- [9] Lachman, M. - Mendřický, R. - Skalla, J.: Dynamické modely pohonů posuvů. Oponovaná výzkumná zpráva 02-12-03. VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2003.
- [10] Lachman, M. – Mendřický, R. – Novák, S. – Skalla, J.: Zpřesněný model servomechanismu. Výzkumná zpráva č. 02-23-04, Centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii při Fakultě strojní ČVUT Praha, 2004.
- [11] POO, A.N. - BOLLINGER, J.G. - YOUNKIN, G.W.: Dynamic errors in type 1 contouring systems. IEEE Transactions On Industry Applications. July/August 1972.
- [12] Skalla, J.: Dynamické chyby posuvů NC obráběcích strojů a jejich kompenzace. Mezinárodní kongres MATAR 2000, Praha 2000. ISBN 80-90342-1-6

- [13] Karásek, V.: Dynamické chyby NC obráběcího stroje vznikající při kruhové interpolaci a vysokých hodnotách rychlostí a zrychlení. Diplomová práce. Liberec 2001 - TU v Liberci. Fakulta strojní.
- [14] Mendřický, R.: Vliv vůlí na vlastnosti pohonu posuvu číslicově řízeného obráběcího stroje. Diplomová práce. Liberec 2000 - TU v Liberci. Fakulta strojní.
- [15] Tarng Y. S, Cheng H. E.: An investigation of stick-slip friction on the contouring accuracy of CNC machine tools, Taiwan 1994.
- [16] Skalla, J.: Řízení pohonů posuvů při velmi vysokých rychlostech. Výrobní stroje, automatizace a robotizace ve strojírenství, MATAR Praha '96. Sborník přednášek sekce 1
- [17] Jurásek, D.: Dynamické chyby NC obráběcího stroje vznikající při lineární interpolaci a vysokých hodnotách rychlosti a zrychlení. Diplomová práce. Liberec 2000 - TU v Liberci. Fakulta strojní.
- [18] Círk, D.: Chyby NC obráběcího stroje vznikající při interpolaci vysokou posuvovou rychlostí. Diplomová práce. Liberec 1997 - TU v Liberci. Fakulta strojní.
- [19] Uživatelská dokumentace programů MATLAB a SIMULINK.
- [20] Firemní literatura k motorům a servopackům YASKAWA.
- [21] Černík, R.: Dynamické chyby nc obráběcího stroje vznikající při kruhové interpolaci a vysokých hodnotách rychlosti a zrychlení. Diplomová práce. Liberec 1999 - TU v Liberci. Fakulta strojní.
- [22] Urban, J. – Bartošík, P.: Metody interpolace, přesnost a produktivita. Časopis Automa, číslo 8-9/2004
- [23] Čep, R.: Měření dynamické přesnosti CNC obráběcího stroje. Časopis MM Průmyslové spektrum, 04.07.2003.
- [24] Skalla, J.: Dynamické chyby dráhy při interpolaci NC obráběcích strojů, teze přednášky pro řízení ke jmenování profesorem, TU v Liberci 22.1.2003.
- [25] Misan s.r.o.: http://www.mazak.cz/pres/digitalni_obrabeni/digitalni_obrabeni.htm
- [26] Linear servo drive od fy. Yaskawa, literature no. KAE-S800-39.10

9. Vlastní publikace

- [1] Skalla, J., - Lachman, M., - Mendřický, R.: Dynamické chyby interpolace při vysokých rychlostech a zrychleních. Oponovaná výzkumná zpráva 02-09-01 (KVS 04/01). VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2001.
- [2] Skalla, J. - Souček, P. - Bubák, A. - Domša, P. - Lachman, M. - Přiklopil, A.: Modelování dynamických chyb brusky na klikové hřídele. Oponovaná výzkumná zpráva 02-17-02. VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2002.
- [3] Skalla, J. - Lachman, M. - Mendřický, R.: Dynamické chyby pohonů posuvů. Oponovaná výzkumná zpráva 02-28-02. VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2002.
- [4] Lachman, M. - Mendřický, R. - Skalla, J.: Dynamické modely pohonů posuvů. Oponovaná výzkumná zpráva 02-12-03. VCSVTT (Výzkumné centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii) při ČVUT Praha, 2003.
- [5] Lachman, M. – Mendřický, R. – Novák, S. – Skalla, J.: Zpřesněný model servomechanismu. Výzkumná zpráva č. 02-23-04, Centrum pro strojírenskou výrobní techniku a technologii při Fakultě strojní ČVUT Praha, 2004
- [6] Horák, M. – Lachman, M.: Experimentální analýza kmitů tenkých desek během manipulace. In: Dynamika strojů 2003, Praha, ČR, s. 57 – 60, ISBN 80-85918-81-1.
- [7] Horák, M. – Novotný, F. – Lachman, M.: Experimental Measurements of Thin Glass Sheet Oscillations During Handling for Verification of the Numerical Model. In: ICCCT'2003, Tatranská Lomnica, SR, s. 84 – 87, ISBN 80-7099-509-2.
- [8] Lachman, M.: The Dynamic Errors at Circular Interpolation at High Velocity. In: MATAR Praha 2004, Praha, ČR, s. 221-223, ISBN 80-903421-3-2
- [9] Lachman, M.: Dynamické chyby při interpolaci kružnice při vysokých rychlostech. MATAR Praha 2004, Praha, s. 161-164, ISBN 80-90342-1-6
- [10] Lachman, M. – Skalla, J.: Vliv rozběhu suportu na kmitání rámu stroje. Aplikovaná mechanika 2000, Liberec, s. 231 - 236, ISBN 80-7083-388-2.
- [11] Lachman, M. – Mendřický, R.: Dynamické chyby při kruhové interpolaci s uvažováním pasivních odporů. XIII. Vědecké sympozium TU Liberec – TU Dresden. Liberec 18. - 20.9.2001. s. 116 – 121, ISBN 80-7083-469-2.

10. Příloha č. 1

Způsoby měření a použité přístroje

Při všech měřeních kde bylo použito PC, byl využíván program Matlab s moduly (toolboxy) Simulink a Real-Time Windows Target. Jako vstupně výstupní karta pro komunikaci s okolím byla použita měřicí karta MF 604 od fy. Humusoft.

- **Rázová dynamická poddajnost:** Pružinový drát byl na jednom konci pevně uchycen na rámu měřicího stavu a druhý konec se přichytil na hřídel motoru. Postupným otáčením hřídele došlo k navinutí drátu na hřídel motoru, který byl přepnut v polohové zpětné vazbě. V okamžiku kdy žádaná hodnota momentu motoru dosáhla určité hodnoty (Obr.5.17, Obr.5.18), došlo k přestřižení drátu a pomocí PC a karty MF 604 se odměřila odchylka natočení hřídele v pulsech, přepočítala se na radiány a následně vynesla do grafu.
- **Frekvenční dynamická poddajnost:** Vychází se z Obr.6.33 a Obr.6.5. Kde motor č.1 je zapojen v polohové zpětné vazbě a motor č.2 je zapojen v momentové zpětné vazbě. Motory jsou propojeny spojkou smartflex (viz.kap.6.2.7). Pomocí PC a karty MF 604 se generuje frekvence a velikost momentu pro motor č.2 a z motoru č.1 se snímá pootočení hřídele. Pulsy se přepočítají na pootočení v radiánech. Ze schématického obrázku (Obr.6.33) je patrné, že se jedná o dvoumotorový systém, ale když si přibližně spočítáme vlastní frekvenci spojky:

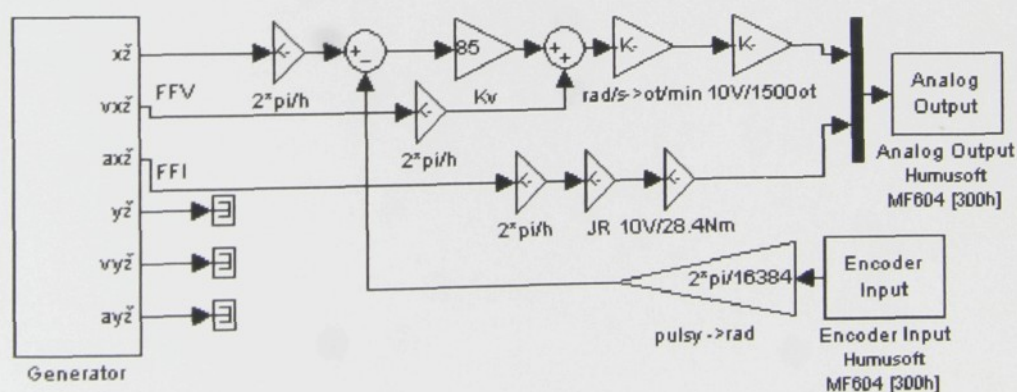
$$f_{SP} = \frac{\sqrt{\frac{C_{TSP}}{J_{SP}}}}{2 \cdot \pi} = \frac{\sqrt{\frac{50000}{11,4 \cdot 10^{-4}}}}{2 \cdot \pi} \doteq 1050 [Hz], \text{ dojdeme k závěru, že nedochází k}$$

podstatnému ovlivnění měření spojkou.

- **Měření napěťové konstanty motoru K_E :** Vycházíme též z Obr.6.33 a Obr.6.5. Motorem č.2 roztáčíme motor č.1 a na svorkách vinutí motoru č.1 změříme pomocí osciloskopu „Digital oscilloscope DS-1150“ sdružené napětí, viz. Obr.5.3.
- **Identifikace proudové smyčky:** Motor byl přepnutý do momentového režimu řízení a jeho hřídel byla zablokována. Z PC přes kartu MF 604 se vygeneroval skokový požadavek na velikost vstupního momentu do motoru a proudovými sondami „PR 200“ se změřil proud protékající všemi fázemi motoru současně a průběhy se vyhodnotily v šesti kanálovém analyzátoru „Pulse 3560C“ od fy. Brüel

& Kjær. V programu „SigmaWin“ dodávaného fy. Yaskawa bylo zjištěno aktuální natočení zablokovaného hřídele a podle vzorců (4.19) a (4.22) se změřený proud přepočítal pomocí momentové konstanty motoru K_M na moment na hřídeli motoru a zobrazen do Obr.5.7.

- **Měření lineární interpolace, kruhové interpolace a kvadrantových chyb:** Tranzistorový měnič (servopack Yaskawa SGD50 DE) byl přepnut na regulaci v rychlostní smyčce a polohová smyčka se uzavírala pomocí karty MF 604 a PC s programem Matlab. V bloku „Generator“ se vypočítávaly žádané hodnoty polohy pro jednotlivé osy, vypočítala se polohová odchylka a jako žádaná hodnota rychlosti se přes kartu MF 604 zadávala do měniče. Zpět do PC se vrací pulsy z optického inkrementálního čidla polohy připojeného na hřídeli motoru. Karta MF 604 má interní čítač pulsů (Obr.10.1). Jelikož měnič pracuje s jednotkou pro rychlost [ot/min] bylo nutné pomocí bloků „ $\text{rad/s} \Rightarrow \text{ot/min}$ “ a „ $10\text{V}/1500\text{ot}$ “ přepočítat požadovanou rychlost. Stejně to bylo s hodnotou momentu v FFI, kde blok „ $10\text{V}/28,4\text{Nm}$ “, znamená, že pro vypočtený moment 28,4Nm odpovídá napětí 10V v tranzistorovém měniči. Obě osy (X i Y) se ovládaly samostatně a protože byl pevný krok výpočtu pro obě osy stejný, bylo možné výsledky měření z jednotlivých osy následně složit dohromady a vznikly grafy uvedené v příslušných kapitolách v disertační práci.



Obr.10.1: Měření pomocí programu Matlab – Simulink