

Analýza chování servopohonů u systému CNC firmy Siemens

Analysis and behaviour of servo-drive system in CNC Siemens

Bc. Tomáš Máčalík

Diplomová práce
2010

 Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
akademický rok: 2009/2010

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš MÁČALÍK**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**
Téma práce: **Analýza chování servopohonů u systému CNC firmy SIEMENS.**

Zásady pro vypracování:

1. Literární rešerše problematiky.
2. Popis a analýza základních okruhů regulace a řízení rychlosti a polohy u strojů CNC.
3. Identifikace soustavy, obecné postupy a vypracování vlastního prostředku pro provedení identifikace.
4. Provedení reálného měření na stroji.
5. Vyhodnocení výsledků měření.
6. Návrh dalšího postupu pro simulaci a syntézu okruhů při zlepšování dynamického chování.

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. Balatě J. Automatické řízení. BEN, 2004, s.664, ISBN 978-80-7300-148-0
2. Altmann W. Practical Process Control for Engineers and Technicians. ELSEVIER, 2006, s. 290, ISBN 978-0-7506-6400-4
3. DYER, S., A. Survey of instrumentation and measurement. John Wiley and Sons, 2001, s. 1096. ISBN 0-471-39484-X.
4. HRUŠKA,F. Technické prostředky informatiky a automatizace. Učební texty. 1.vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, duben 2007, s.193. ISBN 978-80-7318-535-0
5. www.siemens.com, část CNC systémy.
6. WEBSTER, J., G. The measurement, instrumentation, and sensor handbook. New York: CRC Press LLC; Springer-Verlag, 1999, s. 1932. ISBN 3-540-64830-5
7. HRUŠKA,F. Senzory pro systémy informatiky a automatizace. Učební texty. 1.vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, prosinec 2007, s.177. ISBN 978-80-7318-630-2
8. HRUŠKA,F.: Projektování systémů integrované automatizace. Učební texty. 2.vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, 2002, s. 133. ISBN 80-7318-100-2.
9. Mikell P. Groover: Automation, Production Systems, and Computer - Integrated Manufacturing (3rd Edition).

Vedoucí diplomové práce:

doc. Ing. František Hruška, Ph.D.

Ústav elektroniky a měření

Datum zadání diplomové práce:

19. února 2010

Termín odevzdání diplomové práce:

8. června 2010

Ve Zlíně dne 19. února 2010

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Cílem diplomové práce je analyzovat chování servopohonů u systémů CNC firmy Siemens. Je proveden popis základních okruhů řízení a regulace rychlosti a polohy u CNC strojů, následné měření na reálném systému a vlastní identifikace. V závěrečné části je uveden nástin syntézy okruhů a modelování systému pro zlepšování dynamického chování.

Klíčová slova:

CNC systém, vysokorychlostní obrábění, regulace rychlosti a polohy, interakce mechanické stavby systému a pohonu, identifikace, modelování

ABSTRACT

Objective of my graduation theses is analysis and behaviour of servo-drive system in CNC Siemens. There is a description of fundamental circuit of control and regulation of rate and position in CNC machines, consequently measurement on real system and a proper identification. In the last part is introduced a schema of circuit synthesis and simulation of system for improving the dynamic behaviour.

Keywords:

CNC system, high speed cutting, control of rate and position, interaction of mechanical construction and drive, identification, simulation

Rád bych poděkoval touto cestou vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Františku Hruškovi, Ph.D., za odborné vedení při vytváření mé práce, zodpovězení mých dotazů, cenné rady v technickém směru a zájem na úspěšném dokončení a zvládnutí všech problémů, které se během práce vyskytly. Zároveň bych také rád poděkoval Ing. Zdeňku Slovákovi ze společnosti *Tajmac – ZPS* za odbornou konzultaci a vedení v dané problematice.

V neposlední řadě bych rád vyjádřil díky mé partnerce Kláře, která mě byla po celou dobu velkou oporou.

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.
V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.

Ve Zlíně

.....
Podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	9
I TEORETICKÁ ČÁST	10
1 ROZBOR PROBLEMATIKY POHONŮ CNC OBRÁBĚCÍCH STROJŮ	11
1.1 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU POHONNÉ TECHNIKY	11
1.1.1 Požadavky na současné CNC obráběcí stroje	11
1.1.2 Elektromechanické pohony (rotační pohony s pohybovými šrouby)	11
1.1.3 Přímé pohony	13
1.2 ŘÍZENÍ LINEÁRNÍCH MOTORŮ.....	14
1.3 ČASOVÉ ÚSPORY PŘI OBRÁBĚNÍ.....	15
1.4 SOUČINNOST VÍCE POHONŮ NA STROJI.....	17
1.4.1 Lineární interpolace.....	17
1.4.2 Kruhová interpolace	18
2 POPIS A ANALÝZA ZÁKLADNÍCH OKRUHŮ REGULACE A ŘÍZENÍ RYCHLOSTI A POLOHY STROJŮ CNC	20
2.1 MATEMATICKÉ MODEL Y ELEKTROMOTORŮ	20
2.1.1 Stejnoseměrný motor	20
2.1.2 Elektronicky komutovaný motor EC.....	21
2.1.3 Synchronní motor	21
2.2 ZÁSADY REGULACE	22
2.2.1 Proudová regulace	23
2.2.2 Rychlostní regulace	25
2.2.3 Polohová regulace	26
2.3 PARAMETRIZACE REGULÁTORŮ	26
2.3.1 Parametrizace rychlostního regulátoru	26
2.3.2 Parametrizace polohového regulátoru	28
2.4 DOPŘEDNÉ VAZBY - FEEDFORWARDY	28
2.4.1 Rychlostní feedforward	29
2.4.2 Proudový feedforward	29
2.5 VZÁJEMNÉ PŮSOBNÍ MECHANICKÉ STAVBY A SERVOPOHONU.....	30
2.5.1 Zvyšování dynamiky servopohonů.....	30
2.5.2 Vložené převody u posunových systémů	31
2.6 MĚŘÍCÍ SYSTÉM OBRÁBĚCÍCH CNC CENTER.....	33
2.6.1 Enkodéry	33
3 IDENTIFIKACE SOUSTAVY, OBECNÉ POSTUPY A VYPRACOVÁNÍ PROSTŘEDKŮ PRO PROVEDENÍ IDENTIFIKACE	37
3.1 ZÁKLADNÍ PŘÍSTUPY IDENTIFIKACE	37
3.2 ANALYTICKÝ PŘÍSTUP IDENTIFIKACE	38
3.3 EXPERIMENTÁLNÍ PŘÍSTUP IDENTIFIKACE	39
3.3.1 Deterministické metody identifikace.....	39

3.3.2	Stochastické metody identifikace	45
II	PRAKTICKÁ ČÁST	48
4	PROVEDENÍ REÁLNÉHO MĚŘENÍ NA STROJI	49
4.1	POPIS ZKOUMANÉHO SYSTÉMU CNC	49
4.1.1	Popis regulačního obvodu systému	51
4.1.2	Řídicí systém CNC	52
4.2	TECHNICKÁ SPECIFIKACE ZKOUMANÉHO POHONU	53
4.3	VLASTNÍ MĚŘENÍ	54
5	VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ	56
5.1	IDENTIFIKACE PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY	56
5.1.1	Aproximace PCH pomocí metody nejmenších čtverců	56
6	NÁVRH DALŠÍHO POSTUPU PRO SIMULACI A SYNTÉZU OKRUHŮ PŘI ZLEPŠOVÁNÍ DYNAMICKÉHO CHOVÁNÍ	61
6.1	POPIS SOUČASNÉHO STAVU DÍLČÍCH OBLASTÍ VÝVOJE SYSTÉMU CNC	62
6.1.1	Základní matematický model mechanické stavby	62
6.1.2	Celkový model CNC systému	63
6.1.3	Schéma regulačního obvodu	64
6.1.4	Princip sestavení modelu systému CNC	65
6.2	POPIS DALŠÍHO POSTUPU ZLEPŠOVÁNÍ CHOVÁNÍ SYSTÉMU CNC	66
	ZÁVĚR	69
	ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ	71
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	74
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	75
	SEZNAM OBRÁZKŮ	78
	SEZNAM TABULEK	80
	SEZNAM PŘÍLOH	81

ÚVOD

Zdokonalování mechanické stavby strojů postupuje v současné době pomalejším tempem než vývoj v oblasti elektroniky, řídicí a výpočetní techniky. V oblasti pohonů se to projevuje ubýváním mechanických převodů, jejichž funkci přebírají elektrické regulační pohony. Nejvýraznější posun v úrovni pohonové techniky je vidět na regulačních pohonech posuvů *CNC* obráběcích strojů, na které jsou kladeny ze všech technických aplikací nejvyšší požadavky pokud jde o rozsah a přesnost regulace, její odolnost vůči vnějším silám atd.

Mechanické převody již narážejí na hranice svých možností a oproti minulosti se stávají omezujícím prvkem při zvyšování dynamiky a přesnosti posuvů *CNC* strojů. Každé další malé zlepšení jejich vlastností je nutno vyvážit velkými náklady a úsilím při vývoji, zatímco v elektrotechnice je vývoj dynamičtější.

Příchod a vývoj nových materiálů řezných břitů vyvolal řetězovou reakci ve vývoji obráběcích strojů pro nové technologie tzv. vysokorychlostního obrábění (*HSC – High Speed Cutting*). Rozhodující pro řezný výkon je převaha tvrdosti nástroje nad materiálem obrobku. Fyzikální hranici tvrdosti řezného břitu se již blíží kubický nitrid bóru; hranice řezné rychlosti však nebyla zatím prokázána, takže honba za vyšším úběrem materiálu při zachování přesnosti obrábění bude dále pokračovat.

Je zřejmé, že klasické rotační pohony posuvů *CNC* obráběcích strojů s pohybovými kuličkovými šrouby se blíží hranici svých možností a pro technologie *HSC* budou stále častěji nahrazovány pohony přímými lineárními, které představují nejvyšší stupeň integrace pohonu a mechanické stavby stroje.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 ROZBOR PROBLEMATIKY POHONŮ CNC OBRÁBĚCÍCH STROJŮ

1.1 Přehled současného stavu pohonné techniky

V současné době se v oblasti pohonů CNC obráběcích strojů projevuje úbytek mechanických převodů, jejichž funkci přebírají elektrické regulační pohony. Nejvýraznější posun v úrovni pohonové techniky je vidět na regulačních pohonech posuvů obráběcích strojů, na které jsou kladeny ze všech technických aplikací nejvyšší požadavky pokud jde o rozsah a přesnost regulace, její odolnost vůči vnějším silám atd.

Použité mechanické převody dosahují hranice svých možností a oproti minulosti se stávají omezujícím prvkem při zvyšování dynamiky a přesnosti posuvů CNC strojů. Každé další malé zlepšení jejich vlastností je nutno vyvážit velkými náklady a úsilím při vývoji, zatímco v elektrotechnice je vývoj progresivnější.

1.1.1 Požadavky na současné CNC obráběcí stroje

Vývojem nových materiálů řezných břitů se samozřejmě posunul vpřed i vývoj obráběcích strojů pro nové technologie tzv. vysokorychlostního obrábění HSC. Rozhodující pro řezný výkon je převaha tvrdosti nástroje nad materiálem obrobku. Fyzikální hranici tvrdosti řezného břítu (diamant – 10000 *Vick.*, oteplení do 400°C) se již blíží kubický nitrid bóru (9000 *Vick.*, 1400°C); hranice řezné rychlosti však nebyla zatím prokázána, čili snaha vyššího úběru materiálu při zachování přesnosti obrábění se bude i nadále vyvíjet. Pohony posuvů obráběcích strojů pro technologii HSC by měly umožňovat pracovní rychlosti supportů při frézování až 0,5 ÷ 1 *m/s*, aniž by utrpěla tvarová přesnost trajektorie, jejíž přípustná chyba je požadována v řádu 10⁻² *mm*. Rychloposuvy se blíží k hranici 2 *m/s* a dosažitelná zrychlení a zpomalení supportů dosahují násobků *g*. [10]

1.1.2 Elektromechanické pohony (rotační pohony s pohybovými šrouby)

U rotačních motorů došlo v minulosti ke kvalitativnímu skoku přechodem od motorů kartáčových k bezkartáčovým. Z hlediska napájení se nyní téměř výhradně používají bezkartáčové tzv. synchronní elektromotory, jejichž rotor je osazen magnety se vzácných zemin (místo materiálů na bázi samarium-kobalt je stále častější kombinace neodým-

železo-bor) a třífázové statorové vinutí je napájeno třemi harmonickými proudy posunutými vzájemně o 120° el. Stupeň krytí motorů bývá nejméně IP 65 ÷ 67 (provoz možný pod tlakovou vodní sprchou všech směrů). Materiály izolací dovolují provozní oteplení motorů vůči okolí až o $100K$ a motor se dobře chladí, protože teplo vzniká téměř výhradně ve statoru. Odpadá starost o kluzné kontakty a je možný bezúdržbový provoz po dobu životnosti tukové náplně ložisek, tj. 30 až 40 tisíc hodin.

Ve snahách o snižování průměru kotvy a tím i jejího momentu setrvačnosti již nepředstavuje omezení rozměr komutátoru, ale rozhodující roli hraje průhyb a kritické otáčky dlouhého štíhlého rotoru. Při zvyšování dynamiky je totiž třeba respektovat základní souvislosti, podle kterých kroutící moment motoru roste přibližně s 1. mocninou průměru kotvy, setrvačný moment se 4. mocninou a oba tyto parametry pak s 1. mocninou délky. Platí tedy následující úměry:

$$M_k = konst \cdot D \cdot L$$

$$J_M = konst \cdot D^4 \cdot L$$

takže úhlové zrychlení výrazně klesá s rostoucím průměrem bez ohledu na délku:

$$\alpha_M = \frac{M_k}{J_M} = \frac{konst}{D^3}$$

Výbornou dynamiku dlouhých štíhlých „salámovitých“ motorů ale degraduje pohybový šroub, který je v kinematickém řetězci pasivním prvkem a přitom největším zásobníkem kinetické energie. Podstatně zvyšuje celkovou poddajnost, při pohybu stroje se s ohřevem prodlužuje a je zdrojem délkových chyb. Podélné vrtání šroubů s průchodem chladicí kapaliny, chlazení matice, nasazení keramických kuliček jako u ložisek a jiné úpravy sice přinášejí zlepšení tepelné bilance, ale neřeší však zásadním způsobem požadovaný kvalitativní skok v dynamice pohybu. Zvýšením stoupání lze zpomalit rotaci šroubu a tím minimalizovat ohřev i kinetickou energii pohybové osy, nejlépe je však se zbavit přebytečné transformace z rotace motoru na posuv suportu a využít přímý pohon.[10]

Dle výše uvedených hledisek je tedy zřejmé, že klasické rotační pohony posuvů CNC obráběcích strojů s pohybovými kuličkovými šrouby se blíží hranici svých možností a pro technologie HSC budou stále častěji nahrazovány pohony lineárními.

1.1.3 Přímé pohony

Nejvyšší stupeň integrace pohonu a mechanické stavby stroje představují tzv. přímé lineární pohony. Jejich vývoj a nasazení byly vynuceny výše zmíněnými novými technologiemi HSC (obrábění malými silami při velkých rychlostech), hlavně při frézování složitých prostorových ploch a obrábění laserem. Jde o vysoce dynamické synchronní motory bez vložených převodů, kde síla na vodiče v magnetickém poli je přímo využita k pohybu suportu. Tím vzniká posunový systém s velkou dosažitelnou rychlostí a minimem mechanicky opotřebitelných částí. Uspořádání pohonné větve je tuhé a bezvůlové při vyloučení setrvačných hmot pohybového kuličkového šroubu. Lineární motory jsou schopny vyvinou rychlost až 200 m/min při zrychlení v násobcích g a silách v řádu 10^3 N , maximálně 10^4 N . Jejich výkonové zdroje a regulátory jsou principiálně stejné jako u rotačních motorů. Nejčastější provedení lineárních motorů je v současnosti synchronní, kde třífázové vinutí a nutné magneticky aktivní železo tvoří tzv. primární díl (spojený např. se suportem), pojezdová dráha na loži stroje je po celé délce vyložena magnety (tzv. sekundární díl). Pro kratší zdvihy je někdy výhodnější zvolit pohyblivý sekundární díl. Nově vzniklé problémy se vzájemnou přitažlivou silou obou dílů (která je několikanásobkem síly posunové a směřuje kolmo ke směru pohybu) je nutno řešit valivým vedením, někdy i zdvojením motorů, které budou pracovat paralelně v takovém konstrukčním uspořádání, aby se přitažlivé síly vyrušily.

Zdvojování lineárních motorů je nutné i u aplikací s většími posunovými silami, neboť chybí převodový účinek kuličkového šroubu. Zpravidla pracují oba motory paralelně na jediném napájecím zdroji a s jediným odměřovacím systémem. Vzájemná montáž obou motorů na stroji musí však být velmi přesná a tuhá, aby nemohlo dojít k „rozfázování“ vnitřních indukovaných napětí. V případě rozměrných konstrukcí (např. pojezdů portálů s velkou roztečí drah, rámových konstrukcí s nebezpečím přičení atd.) se používá uspořádání „gantry“, kdy na jedné posuvové ose pracují dva nebo i více pohybově synchronizovaných motorů v samostatných regulačních smyčkách, každý s vlastním odměřovacím systémem i zdrojem.[9]

U lineárních motorů vystupují výrazně do popředí teplotní problémy, tentokrát ale jiným způsobem než u šroubů, neboť na rozdíl od strojů s rotačními pohony vzniká Jouleovo teplo v samém centru stroje a nutná robustní konstrukce přispívá k jeho rozvádění.

1.2 Řízení lineárních motorů

Vzhledem k přímému působení vnějších sil na vlastní motor bez vložených převodů je nutná rychlá regulace proudu (síly) spolu s vysokou hodnotou zesílení K_v v polohové zpětné vazbě (až o řád více než u strojů s motory rotačními). Potřebná vzorkovací perioda obsluhy pohonů systémem tak musí klesnout alespoň na 1ms. S nárůstem K_v se zvyšuje tzv. propustné pásmo pohonu, takže přímé pohony jsou schopny zachytit i nepatrné nespojitosti, které vznikají při zadávání polohy v režimu lineární, kruhové i splineové interpolace, kdy dochází k větším změnám zrychlení a tím i riziku rozkmitání konstrukce stroje. Při generování signálu žádaného pohybu musí proto řídicí systém respektovat horní hranici zrychlení, nebo omezit i jeho derivaci. Při absenci „nárazníkového efektu“ vložených mechanických převodů vzniká nebezpečí, že pohonem způsobené chvění stroje, promítající se do směru velmi citlivého odměřovacího systému, je zpětnou formou regulační odchylky pohonem zachyceno a může dojít k samobuzeným kmitům nebo minimálně ke zhoršení kvality obrobeneho povrchu. Pokud jsou již vyčerpány konstrukční možnosti potlačení kmitání (např. zvyšováním tuhosti stroje, nasazením tlumičů), je nutno použít elektrickou filtraci v regulačních smyčkách. Např. řídicí systém *Sinumerik 840D* umožňuje softwarovou volbu čtyř nezávislých filtrů 2.řádu typu „ dolní propust“ a „ úzkopásmová zadrž“, které se zařazují nejčastěji na výstup rychlostního regulátoru před vstup do proudové smyčky.

Dnes již klasické kaskádní uspořádání regulačního obvodu pro řízení polohy obsahuje tři hierarchicky upořádané zpětné vazby (odvnitřku proudovou, rychlostní a polohovou, vyjíměčně je mezi proudovou a rychlostní vazbu vměstnána ještě vazba akcelerační), přičemž příslušné snímače veličin nemají jednotný výstup.

Poloha (rotace i posuv) je vždy vyjádřena diskrétně (nejčastěji na fotoelektrickém inkrementálním principu), rychlost (případně zrychlení) dříve analogově, nyní též diskrétně nepřímým odvozením pomocí derivace polohy. Použitelný diskrétní snímač proudu doposud není znám (pokusy využívající počítání elektronů jsou v počátcích), takže se používají analogové snímače (Hallovy sondy) většinou s 16-bitovým *A/D* převodníkem.[5]

Požadavky na odměřovací systémy u přímých pohonů jsou kvalitativně vyšší než u rotačních s pohybovým šroubem. Obvyklá je opět optická mřížka s roztečí 10 - 20 μ m a

dodatečnou interpolaci na $0,01 \mu\text{m}$, aby byl ze signálu polohy možný dostatečně přesný výpočet rychlosti pro uzavření rychlostní zpětné vazby. Od digitalizačního obvodu je požadována malá chyba polohy uvnitř jedné periody mřížky. Výstupní signály sin-cos jsou nejčastěji napěťové a musí mít malý útlum při vysokých frekvencích (typicky -3dB při 250kHz , což odpovídá rychlosti např. 150 m/min při rozteči optické mřížky $10 \mu\text{m}$). Je požadována tuhá montáž odměřovacího pravitka na stroji a velká tuhost ve směru odměřování u vnitřní spojky jezdce zapouzdřených snímačů. Vysoká rozlišovací schopnost odměřování by ztrácela význam bez přesně definované teplotní roztažnosti pravitka a minimální hystereze po jeho ohřevu a zpětném ochlazení.

Konstrukčně úsporné řešení přináší tzv. magnetické odměřování, kde místo optické mřížky je využita střídavě polarizovaná magnetická stopa. Snímacími prvky jsou magnetorezistory, pomocí nichž je opět vytvořen harmonický signál, podobně jako u snímačů optických. Dosažené rozlišení po interpolaci signálů sin – cos je $1 \mu\text{m}$. [5]

Ke sledování činnosti pohonů na stroji jsou řídicí systémy vybaveny rozsáhlou diagnostikou, která umožňuje průběžně sledovat, zobrazovat i archivovat nejrůznější stavové veličiny samotných motorů a jejich regulačních obvodů. Jsou k dispozici obvyklé testy, známe z teorie regulace (zjišťování odezev na skokovou změnu řídicího signálu, imitování vnějších poruch, měření přenosových fcí pomocí bílého šumu, kompletní testy kruhové interpolace atd.). Řídicí systém pak může nahradit část přístrojového vybavení zkušebny strojů a zvláště u vysoce dynamických přímých pohonů je důležitý při seřizování prototypů.

1.3 Časové úspory při obrábění

Rychlými pohyby os mohou být kromě řezných časů zároveň dosaženy významné úspory vedlejších časů. Časové úspory při výrobě závisejí nejen na dosahovaných rychlostech, ale i na zrychlovacích a zpomalovacích schopnostech pohonů, tj. spolu s velikostí posouvaných hmot i na jejich síle nebo kroutícím momentu (proudu).

Při dimenzování pohonů je důležité zvážit, jestli se instalovaný proud pro dané podmínky využije. Pro jednoduchost uvažujme tedy, že startovní i konečná rychlost pohonu je nulová a zanedbáme vlivy pasivních odporů, které prodlužují čas rozjezdu a zkracují čas dojezdu. Nejkratší možný čas pro přemístění o vzdálenost L by u nehmotného systému mohl být

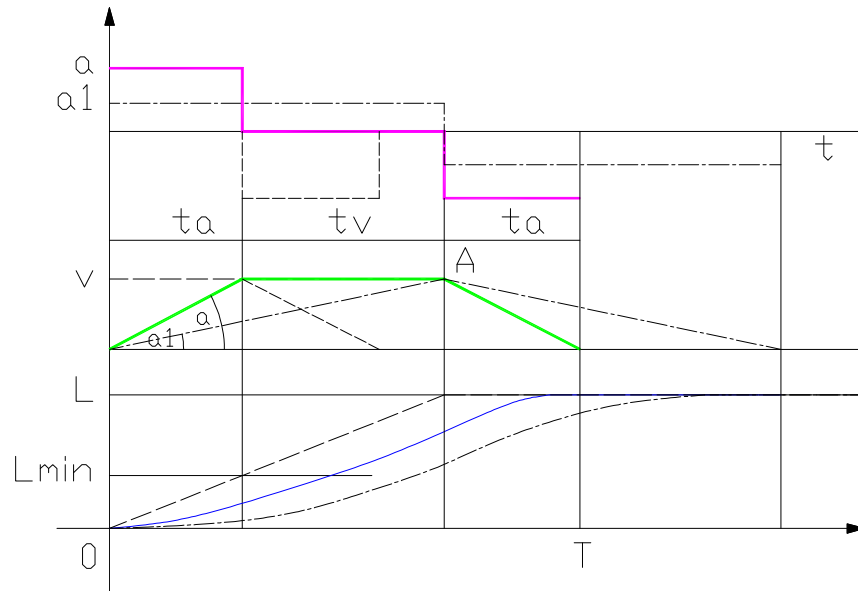
dosažen zadáním skokové změny rychlosti v . S ohledem na omezení proudu lze však počítat pouze s konečným skokem zrychlení a . Podle velikosti instalovaného proudu se se přípustné zrychlení mění (směrnice změny rychlosti – rampa).

Pro využití maximální strojem dosažitelné rychlosti v a zrychlení a je tedy rozhodující délka pojezdu $L_{min} = v^2/a$:

- v případě, že $L \leq v^2/a$, stroj musí začít zpomalovat ihned v okamžiku dosažení požadované rychlosti nebo ještě dříve, takže čas polohování je $T = 2\sqrt{L/a}$.
- V případě $L \geq v^2/a$ se stroj stačí s předepsaným zrychlením rozjet na rychlost v a následně se stejným zpomalením zastavit.[10]

Platí vztahy $v = a \cdot t_a$, $L \leq v \cdot (t_a + t_v) = v \cdot (T - t_a)$, takže celkový čas polohování je

$$T = \frac{L}{v} + \frac{v}{a}.$$



Obr. 1 – Rychlost a dráha při skokové změně zrychlení

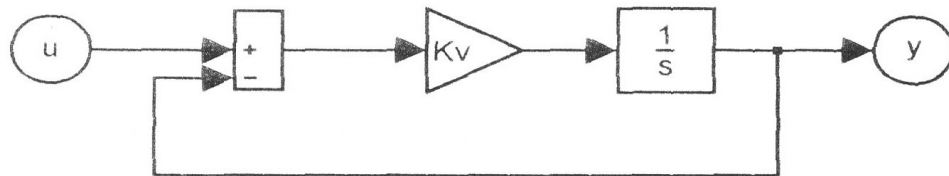
1.4 Součinnost více pohonů na stroji

V nejčastějším případě rovinného obrábění v rovině X, Y se tedy zabýváme součinností dvou pohonů. Dynamiku jedné dobře seřízené posunové osy lze nejjednodušeji vyjádřit přenosovou fcí 1. řádu mezi žádanou polohou u a skutečnou polohou y ve tvaru

$$F_{pol}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{\tau_v s + 1} = \frac{K_v}{s + K_v}, \quad 1/\tau_v = K_v \quad (1.1)$$

Chování každého typu pohonu nelze více zjednodušit než na konstantní přenos K_v mezi řídicím signálem a rychlostí dy/dt , takže stručnější tvar blokového schématu polohového servomechanismu není možný. Dynamické vlastnosti tohoto obvodu charakterizuje jediný kořen charakteristické rovnice o velikosti $s_1 = \frac{-1}{\tau_v} = -K_v$

(1.2)



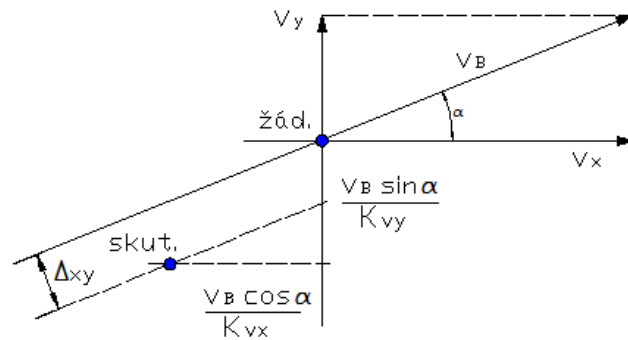
Obr. 2 – Zjednodušené blokové schéma polohového servomechanismu

1.4.1 Lineární interpolace

Při součinnosti dvou pohonů s konst. Rychlostmi v_x, v_y ve směrech souřadných os X, Y je výsledná rychlost $v_B = \sqrt{v_x^2 + v_y^2}$, $tg \alpha = v_y / v_x$.

Z přenosu (1.1) lze zjistit opožďování obou souřadnic stroje za naprogramovanou polohu – polohové odchylky, pro něž platí

$$\Delta_x = \frac{v_x}{K_{vx}}, \quad \Delta_y = \frac{v_y}{K_{vy}} \quad (1.3)$$



Obr. 3 – Paralelní odlehlost při lineární interpolaci

Paralelní odlehlost programované a skutečné dráhy je dána vztahem

$$\Delta_{xy} = \frac{v_B}{2} \sin 2\alpha \left| \frac{K_{vx} - K_{vy}}{K_{vx} \cdot K_{vy}} \right| \quad (1.4)$$

takže pro $\Delta_{xy} = 0$ je třeba, aby bylo $K_{vx} = K_{vy}$. V tomto případě se obě polohové odchylky Δ_x, Δ_y vektorově složí právě do směru α , takže k dráhové chybě nedojde. To ale neplatí v uzlových bodech interpolace, kde se uplatní chyba, způsobená přechodovým dějem přenosu (1.1). Z přenosu (1.1) odvodíme, že při zadání skoku rychlosti v vyvine pohon počáteční zrychlení $a|_{t=0} = v \cdot K_v$.

Příliš velké programované změny rychlosti mohou tedy způsobit velké skoky zrychlení a mohou být příčinou rázů, takže je třeba jejich velikosti eliminovat.[10]

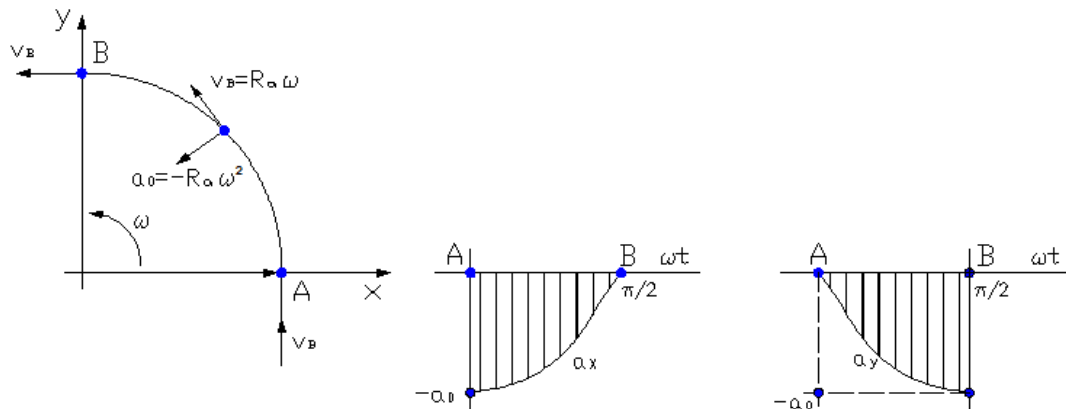
1.4.2 Kruhová interpolace

Při pohybu rovnoměrnou rychlostí v_B po obvodu kružnice o poloměru R_0 opět narážíme na zrychlovací schopnosti pohonů, neboť pro dostředivé zrychlení a_0 platí $a_0 = v_B^2 / R_0 = R_0 \omega^2$. Pro zadávanou polohu a zrychlení na oblouku platí vztahy

$$X = R_0 \cdot \cos \omega t, \quad \ddot{X} = -R_0 \cdot \omega^2 \cos \omega t, \quad \ddot{X}_{\max} (\omega t = 0) = -R_0 \cdot \omega^2 = -a_0 \quad (1.5)$$

$$Y = R_0 \cdot \sin \omega t, \quad \ddot{Y} = -R_0 \cdot \omega^2 \sin \omega t, \quad \ddot{Y}_{\max} (\omega t = \pi/2) = -R_0 \cdot \omega^2 = -a_0$$

$$v_B = R_0 \omega$$



Obr. 4 – Požadavky na zrychlení při kruhové interpolaci

Při objíždění zaobleného rohu ve směru naznačeném v obr.4 musí nejprve v bodě A maximálně zrychlovat směrem vlevo pohon v ose X, při opouštění kružnice a přechodu n vodorovnou přímkou v bodě B probíhá naopak skoková změna z maximálního zpomalení na nulu v ose Y.

I tyto programové skokové změny zrychlení mohou být příčinou rázů, přestože na rozdíl od lineární interpolace jsou konečné. K požadavku na skok zrychlení nedochází jen při přechodu z přímky na kružnici, ale obecně při jakékoliv náhlé změně křivosti trajektorie. Je vidět, že při velkých rychlostech a malých obráběných poloměrech jsou na pohony kladeny velmi vysoké požadavky na zrychlení a stroje musí být odolné vůči rázům. Toto je u strojů pro HSC velmi důležitý faktor. [10]

Schopnost pohonu zrychlovat a vysoké zesílení polohové smyčky jsou důležité podmínky pro rychlé a přesné obrábění.

2 POPIS A ANALÝZA ZÁKLADNÍCH OKRUHŮ REGULACE A ŘÍZENÍ RYCHLOSTI A POLOHY STROJŮ CNC

2.1 Matematické modely elektromotorů

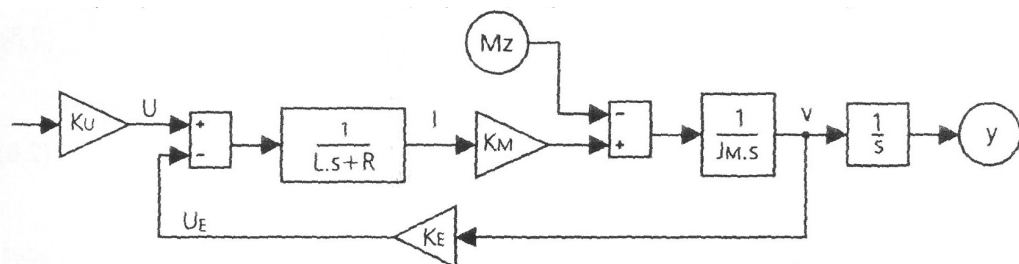
V následující části jsou uvedeny matematické modely elektromotorů. Vzhledem k zaměření práce především na synchronní servopohony jsou zde jen stručně popsány mat. modely motorů stejnosměrných (kartáčové rotační) a elektronicky komutovaných EC (bezkartáčové rotační). Je zde použita lineární teorie regulace, založena na Laplaceově transformaci a algebra blokových schémat. V modelech proto nebudou uvažovány nelineární prvky, z nichž největší význam u el. motorů mají jevy nasycení (omezení proudů, napětí, magnetických toků, hystereze atd.). U mechanických prvků jsou zanedbány nelinearity typu necitlivost, hystereze, vůle, skokové změny třecích sil atd.

2.1.1 Stejnosměrný motor

Tento typ motoru je v používaných CNC strojích generačně nejstarší. Rovnice jsou uvedeny pro motor rotační s tím, že veškeré hmoty pohybové osy stroje budou redukovány na hřídel motoru – tzv. jednohmotový systém. Pro regulaci proudu vinutí kotvy se používá pulzní šířková modulace napětí na konstantním kmitočtu $f_M = 1/T_M$ v oblasti 5 – 10 kHz. Velikost zvlnění proudu je charakterizována tzv. FORM – faktorem, což je poměr efektivní a střední hodnoty.

$$F_F = \frac{I_{EF}}{I_{STR}} < 1,05$$

Uvažujeme tedy jen střední hodnotu pulzního průběhu napětí a tranzistorový měnič můžeme považovat za dokonalý napěťový zesilovač a s konst. přenosem K_U .



Obr. 5 – Blokové schéma stejnosměrného motoru

Z tohoto schématu lze odvodit pohybovou rovnici elektromotoru mezi oběma vstupy $U(t)$, $M_z(t)$ a rychlosti $v(t)$ ve tvaru

$$\frac{J_M L}{K_M K_E} \cdot \frac{d^2 v}{dt^2} + \frac{J_M R}{K_M K_E} \cdot \frac{dv}{dt} + v = \frac{1}{K_E} U - \frac{R}{K_M K_E} M_z - \frac{L}{K_M K_E} \cdot \frac{dM_z}{dt} \quad (2.1)$$

Přenosová fce řízení (mezi napětím a rychlostí, $M_z = 0$) je proporcionální

$$\frac{v(s)}{U(s)} = \frac{1/K_E}{\frac{J_M L}{K_M K_E} s^2 + \frac{J_M R}{K_M K_E} s + 1} = \frac{1/K_E}{\tau_M \tau_E s^2 + \tau_M s + 1} = \frac{1/K_E}{\frac{s^2}{\Omega_M^2} + \frac{2\zeta_M}{\Omega_M} s + 1} \quad (2.2)$$

Dále je možno se schématu vyjádřit přenosovou fci mezi napětím zdroje a proudem nezátíženého motoru, která má stejný jmenovatel jako (1.7):

$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{J_M s / K_M K_E}{\frac{J_M L}{K_M K_E} s^2 + \frac{J_M R}{K_M K_E} s + 1} = \frac{J_M s / K_M K_E}{\tau_M \tau_E s^2 + \tau_M s + 1} = \frac{J_M s / K_M K_E}{\frac{s^2}{\Omega_M^2} + \frac{2\zeta_M}{\Omega_M} s + 1} \quad [10] \quad (2.3)$$

2.1.2 Elektronicky komutovaný motor EC

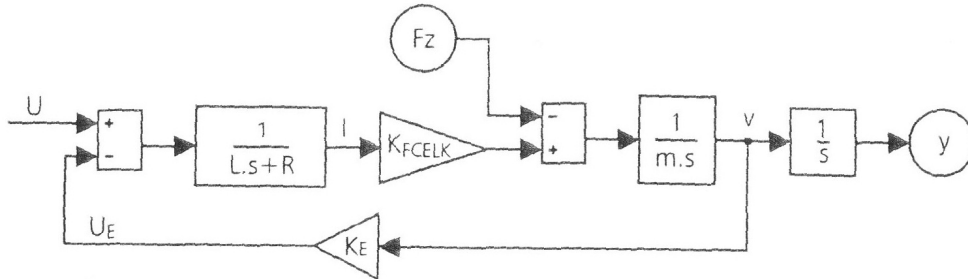
Princip těchto motorů vychází z úplné analogie motorů stejnosměrných kartáčových a bude zde popsán pro lepší pochopení motorů synchronních. Stejně jako u stejnosměrných motorů platí, že proud s vnitřním indukovaným napětím v každé cívice jsou ve fázi. Řízení spínacích tranzistorů musí být tedy odvozeno od okamžité polohy rotoru vůči statoru a tzv. komutační snímač je nezbytnou součástí motoru.

Protože se jedná o úplnou analogii kartáčového motoru, lze převzít v plném rozsahu pohybovou rovnici (2.1) i základní pojmy a bloková schémata z části 2.1.1 s tím, že musí být brán v potaz současné působení dvou cívek při zapojení do hvězdy, nebo do trojúhelníku.[10]

2.1.3 Synchronní motor

Tyto motory (bezkartáčové, lineární i rotační, hvězda) jsou generačně nejmladší, nejmodernější a na rozdíl od motorů *DC* a *EC* se používají i v lineárním provedení. Pracují na principu současného řízení amplitudy a kmitočtu všech tří svorkových harmonických proudů. Magnetická indukce podél vzduchové mezery má harmonický průběh, což znamená že při rovnoměrné rychlosti jsou harmonická i vnitřní indukovaná napětí. Při

tvorbě mat. modelu je potřeba zohlednit občasné silové působení všech tří cívek a jejich vzájemné působení mezi sebou.[9]



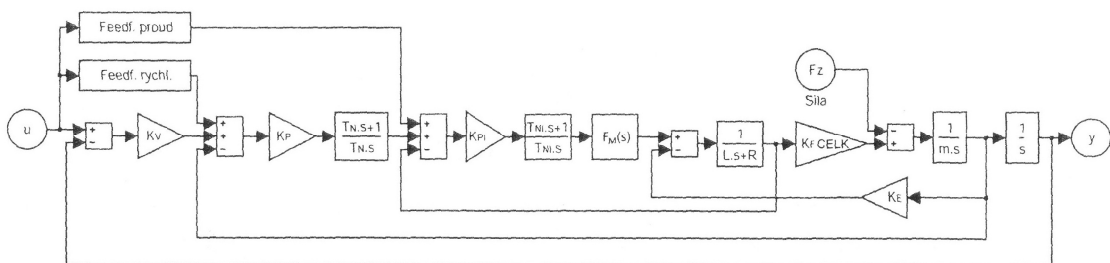
Obr. 6 – Zjednodušené blokové schéma synchronního motoru

Pro pochopení základních vlastností regulace je na obr.6 uvedena pouze zjednodušená verze synchronního motoru.

2.2 Zásady regulace

U pohonů posuvů se téměř výhradně používá kaskádní uspořádání regulačního obvodu se třemi hierarchicky uspořádanými zpětnými vazbami (proudovou, rychlostní a polohovou), výjimečně je mezi proudovou a rychlostní ještě vložena vazba akcelerační. Je opět potřeba zdůraznit, že ve všech uvažovaných případech budeme tento systém brát jako jednohmotový systém.

Kompletní schéma polohové regulace je uvedeno na následujícím blokovém schématu.



Obr. 7 – Blokové schéma regulace polohy

Ve schématu jsou obsaženy dvě dopředné vazby, které zatím nebudou v následujícím rozboru uvažovány:

- od vstupu polohy na rychlostní regulátor – tzv. rychlostní feedforward
- od vstupu polohy na proudový regulátor – tzv. proudový feedforward

2.2.1 Proudová regulace

V následující části je popsán princip proudové regulace, jež je základní podmínkou dobré činnosti nadřazených regulačních smyček rychlosti a polohy.

Snižující se vliv indukčnosti a vliv vnitřního indukovaného napětí lze potlačit vytvořením proudové zpětné vazby s PI regulátorem, který je předřazen přenosové fci proudu (2.3). Principem je oddálit její póly co nejdále vlevo od imaginární osy a tím zrychlit a zlepšit regulaci. Zároveň však nastává přechod od napěťového řízení rychlosti motoru na řízení síly.

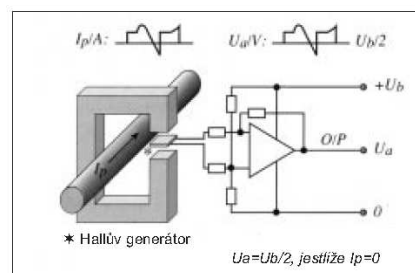
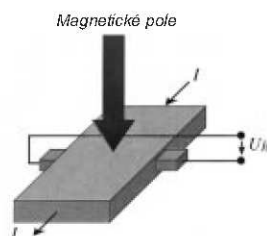
Jako měřidlo proudu se nejčastěji používá snímač s Hallovou sondou. Odchylka žádané a skutečné velikosti proudu je proudovým regulátorem převedena na požadované

napětí na motoru. Přenos regulátoru proudu je $K_{PI} = \frac{1 + T_{INT}S}{T_{INT}S}$, kde

K_{PI} [V/A] ... proporcionální zesílení

T_{INT} [s] ... integrační časová konstanta

Princip Hallova jevu: základním principem je měření magnetického pole, které se vytváří kolem polovodiče protékajícího proudem.[6]



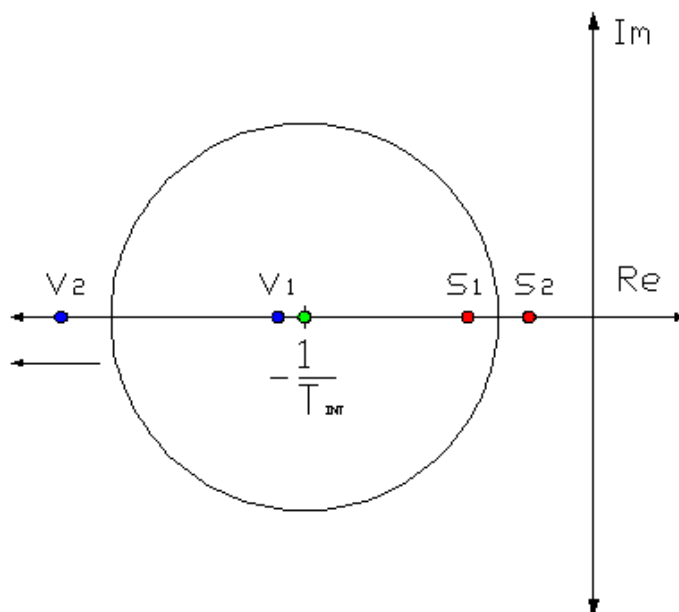
Pomocí metody geometrického místa kořenů je vysvětlen proces oddálení pólů od imaginární osy.

Tato metoda vychází z rozložení pólů a nul otevřené smyčky, tvořené regulátorem a motorem :

- v případě stojícího motoru má přenos proudu pól $-1/\tau_E$, regulátor má pól v počátku a nulový bod $-1/T_{INT}$
- u pohybujícího se motoru má přenos (2.3) nulový bod v počátku a dva reálné póly v intervalu $(-1/\tau_E, -1/\tau_M)$ resp. Dva komplexně sdružené póly. Z přenosu regulátoru tedy zůstává pouze nulový bod $-1/T_{INT}$.

Pro oba případy zůstávají v otevřené smyčce dva póly a jeden nulový bod, který leží ve srovnání s póly podstatně dále od počátku komplexní roviny. Uzavřením proudové zpětné vazby a zvyšováním zesílení K_{PI} se kořeny uzavřené smyčky začnou pohybovat z pólů otevřené smyčky nejprve směrem k sobě a posléze doleva po kružnici se středem v nulovém bodě $-1/T_{INT}$.

Pokud jsou póly otevřené smyčky komplexní, odpadá na *GMK* úsek na reálné ose a kružnice vychází přímo z nich.[1]



Obr. 8 – GMK proudové smyčky bez dopravního zpoždění

Je-li integrační časová konstanta T_{INT} malá, je poloměr kružnice velký a může být dosaženo velké vzdálenosti pólů přenosové funkce uzavřené smyčky od počátku.

Poznámka:

U motorů EC se potřebný proud postupně přivádí na jednotlivé fáze vinutí, takže je možno pracovat s jediným regulátorem proudu. Synchronní motor ale obsahuje tři cívky s odlišnými požadovanými průběhy proudů, takže každá cívka musí mít svůj proudový regulátor. Na následujícím obrázku je vyjádření subsystému regulátorů, který je propojen se subsystémem motoru.

2.2.2 Rychlostní regulace

Za předpokladu vyčíslení vztahu $\frac{\partial v}{\partial M_z} = -\frac{R}{K_M K_E}$ pro rychlostní poddajnost u

konkrétních typů motorů vychází enormně velká závislost rychlosti na zatížení. Toto lze eliminovat pomocí rychlostní zpětné vazby s regulátorem typu *PI*, jehož přenos je stejný jako u regulace proudu $K_p = \frac{1 + T_N s}{T_N s}$, kde

K_p [A/m/s] resp. [A/rad/s] ... proporcionální zesílení

T_N [s] ... integrační časová konstant

Výsledné rozdíly mezi žádanou a skutečnou hodnotou rychlosti je rychlostním regulátorem převeden na požadovaný proud, který je zaveden na vstup regulátoru proudu.

Ze schématu rychlostní smyčky je možno určit velikost celkového zesílení K_R , které rozhoduje o její stabilitě

$$K_R = \frac{K_p K_{F_{celk}}}{m T_N} \text{ [1/s}^2\text{]} \dots \text{ celkové zesílení rychlostní smyčky}$$

(2.4)

Je tedy zřejmé, že se zvyšováním hmotnosti je možno bez ztráty stability zvyšovat proporcionální zesílení rychlostního regulátoru.[10]

Správné naladění rychlostní smyčky je důležitým předpokladem pro dobrou činnost regulace polohy. Největší informační obsah při seřizování má frekvenční charakteristika rychlostní smyčky a zjištěné pásmo propustnosti.

Je potřeba uvést, že ve skutečnosti se nejedná pouze o jednohmotový systém jak je uvažováno výše a omezujícím faktorem jsou vlivy mechanické stavby celé posuvové souřadnice.

Jedním z dalších funkčních testů rychlostní smyčky je odezva systému na skok rychlosti – přechodová fce. Ta by měla být co nejrychlejší s překmitem 15 až 25% a rychlým útlumem.

2.2.3 Polohová regulace

Vstupním signálem pro polohový regulátor je okamžitá odchylka žádané a skutečné polohy $\Delta(t) = u(t) - y(t)$. Opět je požadována absolutní statická tuhost polohy při působení vnější síly. Z důvodu jednoznačné matematické svázanosti polohy a rychlosti není nutný polohový regulátor typu *PI* ale typu *P*. Jeho polohové zesílení je rychlostní konstanta K_v , která představuje požadovanou rychlost při jednotkové odchylce žádané a skutečné polohy. Výstupem polohového regulátoru je tedy žádaná rychlost.

Hlavním testováním činnosti polohové smyčky je měření odezvy na skok rychlosti a příslušné regulační odchylky polohy Δ , časový průběh by měl být bez překmitu.

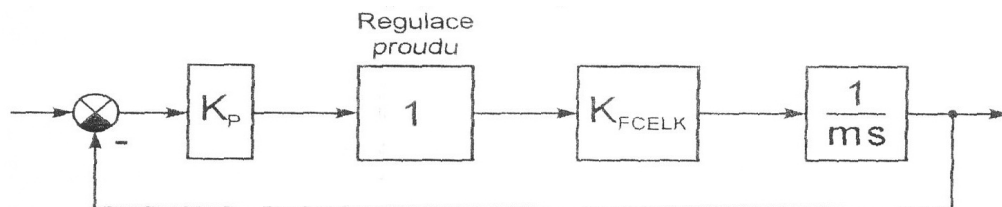
2.3 Parametrizace regulátorů

2.3.1 Parametrizace rychlostního regulátoru

U kaskádní struktury regulace je při seřizování regulátorů logické začít u nejpodřízenější smyčky. Tou je u servopohonů smyčka proudová. Tato ale bývá většinou předběžně seřízena od výrobce pohonu. V podstatě se jedná o dodržení bezp. kritérií, kdy výrobce pohonu nedovoluje jakkoliv řetězec zdroj – pohon – regulátor přetížít. Podstatným a také složitým krokem je tedy seřízení rychlostního regulátoru. Nastavením parametrů rychlostního regulátoru se tedy nabízí seřízení regulátoru polohového, kde je potřeba nastavit zesílení K_v .

Proporcionální rychlostní regulátor :

Při prvotním nastavování reálného pohonu je výhodné začít s rezervou stability – vyloučením fázového zpoždění ve smyčce. Je tedy vhodné zprvu vyloučit integrační složku PI regulátoru – zvolíme velikou hodnotu integrační časové konstanty T_N a poté zvyšovat proporcionální zesílení K_P .



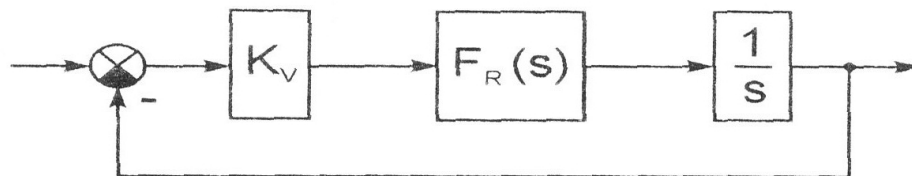
Obr. 9 – Rychlostní smyčka s P regulátorem

Přenosová fce s tímto zjednodušením je 1.řádu

$$F_R(s) = \frac{1}{\tau_{RP}s + 1}, \text{ kde } \tau_{RP} = \frac{m}{K_P K_{FCELK}} \quad (2.5)$$

Přenosová fce polohové smyčky je 2. řádu

$$F_{POL}(s) = \frac{K_V F_R(s)}{s + K_V F_R(s)} = \frac{1}{\tau_{RP}s^2 / K_V + s / K_V + 1} \quad (2.6)$$



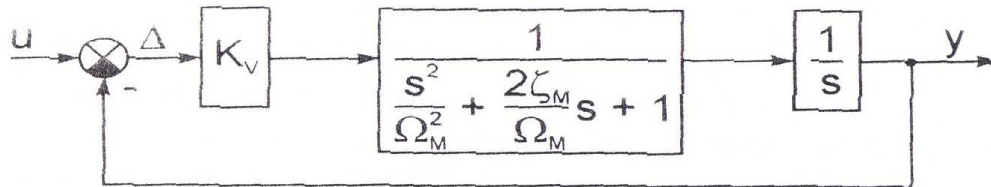
Obr. 10 – Polohová smyčka s podřízenou rychlostní smyčkou

Polohová regulace se u obráběcích strojů musí chovat v zásadě aperiodicky. Toto zjednodušení ukazuje na přenosovou fci 1.řádu, pro správnost je potřeba se zabývat případem s kompletním PI regulátorem, kde je zapotřebí seřízení integrační složky rychlostního regulátoru.

Seřízení rychlostního regulátoru je nezbytné pro následné nastavení polohového zesílení K_V .

2.3.2 Parametrizace polohového regulátoru

Valná část problematiky regulace polohy vede při snaze co největšího přiblížení se skutečnosti na zpětnovazební obvod v jehož přímé větvi je proporcionální přenos 2.řádu a jeden integrační člen.



Obr. 11 – Polohová smyčka s vnitřním přenosem 2.řádu

Charakteristická rovnice obvodu na obr. 10 je 3. stupně, jsou tedy metody zjištění kořenů, postup je však pracný. Je důležité postupovat v souladu se základním požadavkem na polohovou smyčku pohonu posuvu CNC stroje kterým je přechodový děj bez překmitů s minimálním podílem kmitavých složek. Návrh optimálního zesílení K_v je tedy možné provést dle těchto požadavků. Průběh regulační odchylky u odezvy na jednotkový skok lze analyzovat např. dle integračních kritérií IAE (integrál absolutní hodnoty regulační odchylky), ISE (integrál kvadrátu regulační odchylky) – tyto ovšem nezohledňují dostatečně úlohu času při doběhu reg. odchylky. Je proto výhodnější použít modifikovaná kritéria (váhové kritéria – váha odchylky roste lineárně s časem). [10]

$$ITAE_n = \text{Min} \int_0^{\infty} t^n |\Delta(t)| dt, \quad ITSE_n = \text{Min} \int_0^{\infty} t^n \Delta^2(t) dt, \quad n > 1 \quad (2.7)$$

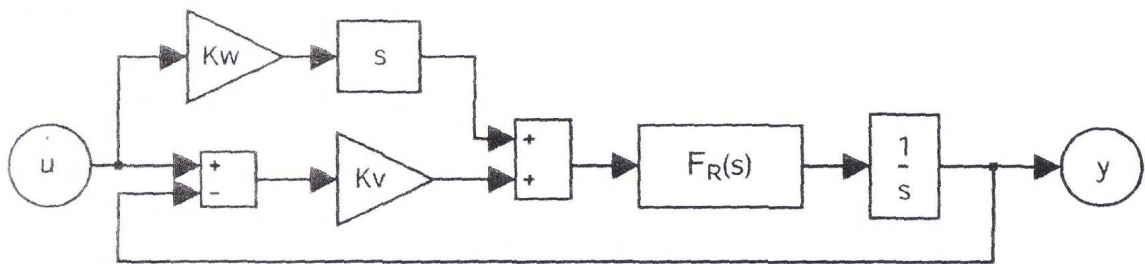
Při uvažování modelu podřízené rychlostní smyčky s PI regulátorem se výpočet stability polohové smyčky zkomplikuje o člen s integrační časovou konstantou regulátoru T_N v čitateli přenosu, který vylepší bilanci fázových posuvů.

2.4 Dopředné vazby - feedforwardy

Pro zvýšení dráhové přesnosti CNC strojů se kromě úpravy signálu žádané polohy používají také přídavné signály na vstupu rychlostního regulátoru.

2.4.1 Rychlostní feedforward

V případě řízení pohonu s přídavným řídicím signálem jde o rychlostní feedforward. Kromě signálu žádané polohy je řídicím systémem vypočtena i žádaná rychlost a po vynásobení váhovým koef. K_w přidána ke stávajícímu vstupu regulátoru podřízené rychlostní smyčky. Přenos rychlostní smyčky je obecně označen $F_R(s)$, v ustáleném stavu platí $F_R(s)|_{s \rightarrow 0} = 1$.



Obr. 12 – Blokové schéma regulace polohy s rychlostním feedforwardem

Toto lze vyjádřit

$$[(u - y)K_V + uK_W s] \frac{F_R(s)}{s} = y, \text{ po úpravě}$$

$$\frac{y}{u} = \frac{K_V + K_W s}{K_V + s / F_R(s)}$$

Pokud by se rychlostní smyčka chovala jako ideální proporcionální člen, tj. platilo by $F_R(s) = 1$ i pro $s \neq 0$, obdržíme poté

$$\frac{y}{u} = \frac{K_V + K_W s}{K_V + s} \quad (2.8)$$

A poté pro $K_w = 1$ by byl přenos polohové smyčky bez regulační odchylky ve všech předpokladech. Ovšem v reálném případě při $F_R(s) \neq 1$ tohoto stavu nelze dosáhnout, ale rychlostním feedforwardem se dá polohová odchylka beze zbytku potlačit.[10]

2.4.2 Proudový feedforward

Rychlostní feedforward a jeho aplikace uvedená výše není univerzálním nástrojem k potlačení chyb. Logicky se jeví zásah do údaje zrychlení, resp. proudu.

Proudový feedforward je vypočten z požadovaného zrychlení a hmotnosti pohybujících se částí a ve formě žádaného proudu je přidán ke vstupnímu signálu proudového regulátoru.

Pro shrnutí lze konstatovat, že rychlostním feedforwardem nelze odstranit chyby regulace za všech poměrů na stroji.

2.5 Vzájemné působení mechanické stavby a servopohonu

V následující části práce bude uvedena problematika vzájemné interakce mechanické stavby CNC stroje a servopohonů. Jak již bylo uvedeno a uvažováno, za reálných podmínek se nejedná nikdy o jednohmotový systém. Při jednotlivých algoritmech a stanovení regulačních průběhů uvedených výše, se vliv mechanické stavby zanedbával a systém se uvažoval jako jednohmotový. Jsou zde tedy popsány základní přístupy matematického modelování mechanické stavby CNC stroje a servopohonů, systém bude tedy uvažován jako dvojhmotový.

Je potřeba uvést, že optimalizací interakce mezi mechanickou stavbou a servopohonem je stěžejním předpokladem pro maximální využitelnost vysokorychlostního obrábění HSC ve výrobní praxi.

2.5.1 Zvyšování dynamiky servopohonů

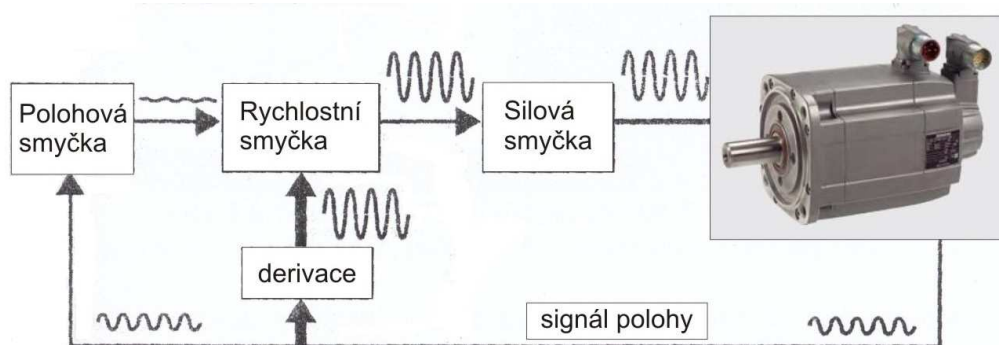
Vzhledem k rotačním pohonům je odvození rychlostní zpětné vazby odlišné. U lineárních servopohonů není k dispozici jiný snímač než polohový snímač na supportu CNC stroje, proto se rychlost odvozuje derivací jeho signálu.

Technické požadavky při řízení polohy by tedy bylo možno provést se standardním rozlišením délky $0,5\mu\text{m}$ pomocí optické mřížky fotoelektrického snímače násobnou interpolací fcí *sin-cos*, převodem na pravoúhlé impulsy posunuté o $\frac{1}{4}$ periody. Pro vyhodnocování rychlosti se ale používá rozlišení až $0,01\mu\text{m}$.

Samobuzené kmity servopohonů

Vysokou rozlišitelností vyhodnocování rychlosti se dříve neměřitelné vibrace stroje nyní citlivým měřícím systémem zaznamenají a jako parazitní veličina poslány zpětnou vazbou do polohové regulační smyčky. Zde se superponují na řídicí signál motoru, ten svojí reakcí

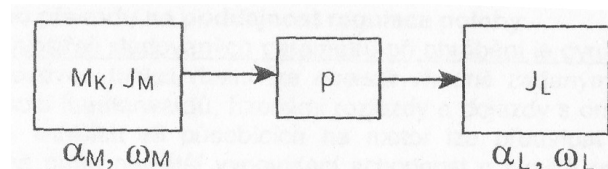
může rozkmitat rám CNC stroje a může tedy způsobit samobuzené kmity. Tyto zmíněné kmity jsou navíc derivací zesíleny a převedeny na regulátor rychlosti.[10]



Obr. 13 – Vznik samobuzených kmitů

2.5.2 Vložené převody u posunových systémů

Následující odstavce dává nástin *optimalizace jednoduchého převodu*. Z hlediska dynamiky se jedná o typický dvojhmotový systém. Při zkoumání vlastností se bere v potaz dokonale tuhý převod a zanedbávají se změny momentů setrvačnosti dílů samotného převodu.



Obr. 14 – Dvojhmotový systém s vloženým převodem

kde

J_M ... moment setrvačnosti motoru

J_L ... moment setrvačnosti zátěže

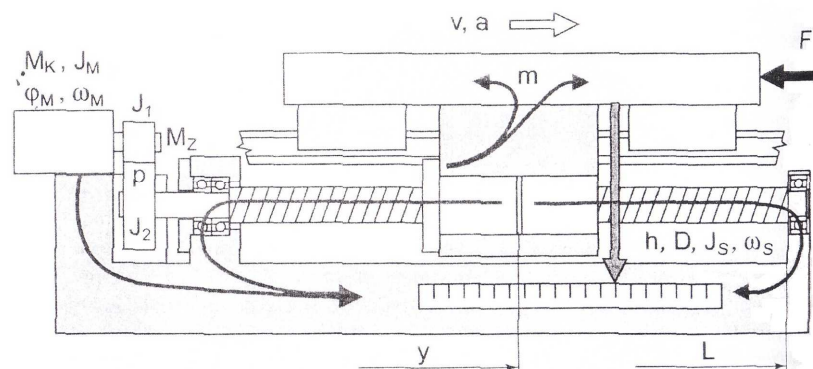
p ... velikost převodu

$$\alpha_M = \frac{M_k}{J_M + J_L / p^2}, \quad \alpha_M = \frac{\alpha_M}{p} \quad (2.9)$$

Derivací (2.9) při $\frac{\partial \alpha_L}{\partial \alpha_p} = 0$ dostaneme vztah pro optimální převod

$$p_{OPT} = \pm \sqrt{\frac{J_L}{J_M}} \quad (2.10)$$

Nyní je proveden nástin optimalizace systému se šroubem. Jedním z nejsledovanějších parametrů při obrábění je dynamická poddajnost. Test poddajnosti má největší vypovídající hodnotu o kvalitě regulace. U strojů CNC mají vliv vložené převody mezi motorem a působištěm síly.[10]



Obr. 15 – Posunový systém s rotačním motorem a kuličkovým šroubem

Z hlediska regulace je pohon s motorem a kuličkovým šroubem vloženými převody dobře chráněn proti zpětnému působení vnějších sil. Tyto vložené převody umožňují větší variabilitu při požadavku na vyvinutou řeznou sílu na supportu.

Zanedbáme mechanické deformace a třecí ztráty, celkový převod mezi motorem a supportem je

$$q = \omega_M / v = p / h = \varphi_M / y = F / M_z \quad (2.11)$$

kde stoupání šroubu h a vložený převod $p = \omega_M / \omega_S$

$$\frac{\Delta y(s)}{\Delta F(s)} = \frac{\Delta \varphi_M(s)}{q^2 \Delta M_z(s)} = \frac{c_M(s)}{q^2} \quad (2.12)$$

kde podíl

$c_M(s) = \Delta \varphi_M(s) / \Delta M_z(s)$ je poddajnost motoru měřená na jeho hřídeli, je dána vlastnostmi regulace.

2.6 Měřicí systém obráběcích CNC center

V následující kapitole je uvedena problematika odměřovacího systému a použitých senzorech u center CNC. Pro přesné vyhodnocování malých rychlostí je nutná velmi jemná digitalizace polohy, aby nevznikaly problémy s numerickou derivací. Proto se u serpovohonů používají tzv. revolvery nebo i optické inkrementální snímače s výstupem sin-cos u nichž je možnost velmi vysoké diskretizace polohy. Jemné rozlišení polohy zvyšuje potřebné čítací frekvence řídicí elektroniky.[9]

2.6.1 Enkodéry

Enkodér je zařízení, které mění signál např. bitový nebo data na kód. Rotační enkodér převádějící rotační pohyb nebo polohu na kód elektrických impulzů. Lineární enkodér řeší převod přímočarého pohybu na kód elektrických impulzů. Kódování impulzů na výstupů inkrementálních enkodérů jsou řady A a B a jeden impulz řady C.

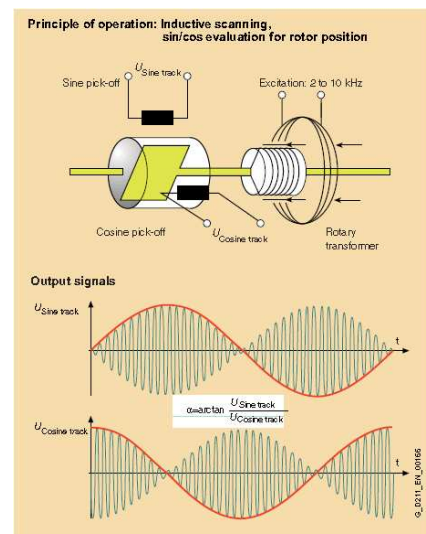
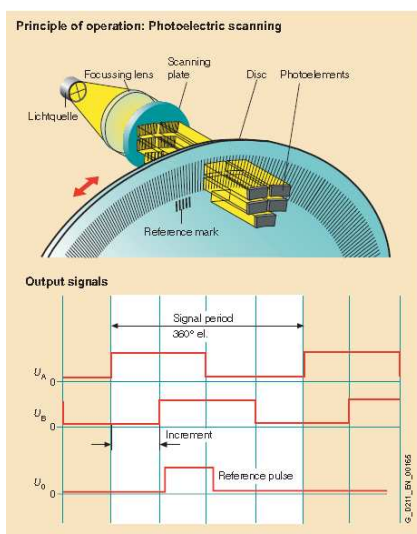
Základní typy používaných enkodérů

1, HTL inkrementální enkodér:

- napájecí napětí : +10 ... 30V
- čítač PPR: 1024 (volitelně 2048)
- určení: asynchronní servopohony
- max. délka kabelového vedení: 150m

2, Resolver (2-pólový/multiplový) :

- ovládací napětí/frekvence: +5V/4kHz
- ratio: $r = 0,5 \pm 5\%$
- určení: asynchronní a synchronní serv.
- max. délka kabelového vedení: 150m



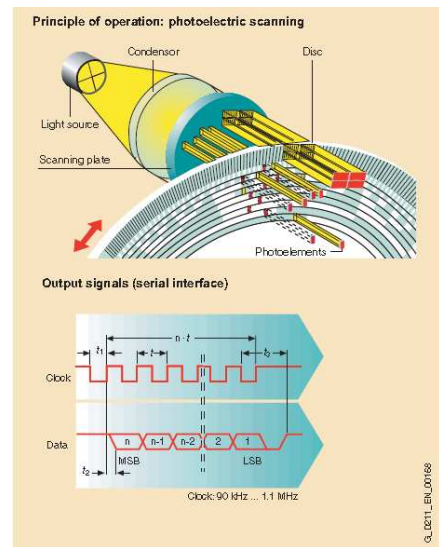
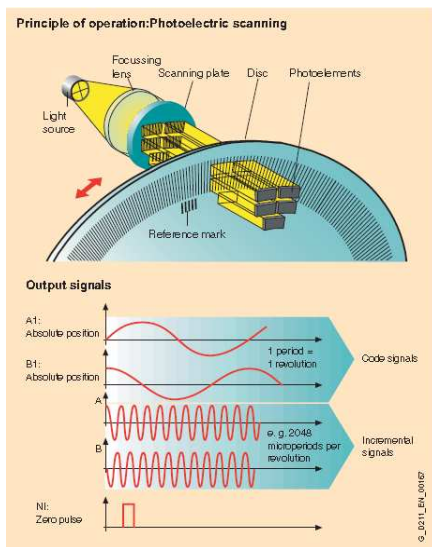
Obr. 16 – HTL inkrementální enkodér a resolver

3. Inkrementální enkodér sin/cos 1V_{pp}:

- napájecí napětí: +5V ±5%
- PPR čítač: 2048
- přesnost: ± 40“
- určení: synchronní a synchronní servop.
- max. délka kabelového vedení: 100m

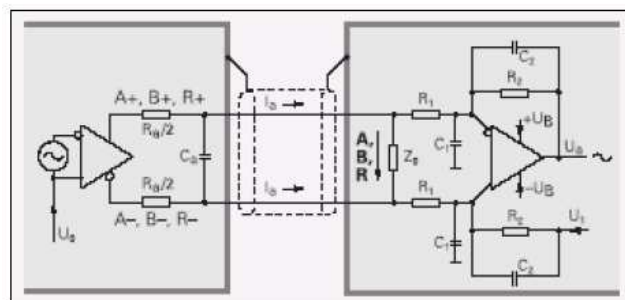
4. EnDat absolutní enkodér:

- napájecí napětí: +5V ±5%
- PPR čítač: 2048/512/32/16
- přesnost: ±40“/±80“/±400“/±480“
- určení: asynchronní a synchronní serv.
- max. délka kabelového vedení: 100m



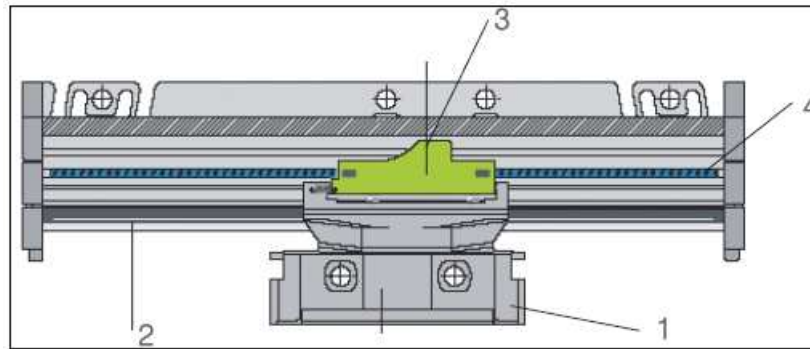
Obr. 17 – Inkr. enkodér sin/cos 1V_{pp} a EnDat absolut. enkodér

Pro inkrementální měření délky se používají lineární typy snímačů. Propojení snímače a navazující elektroniky je zobrazeno na obr.21. Pro zabránění rušení od interferenčního rušení jsou používány speciální stíněné kabely a speciální integrované obvody s kompenzačním zapojením.



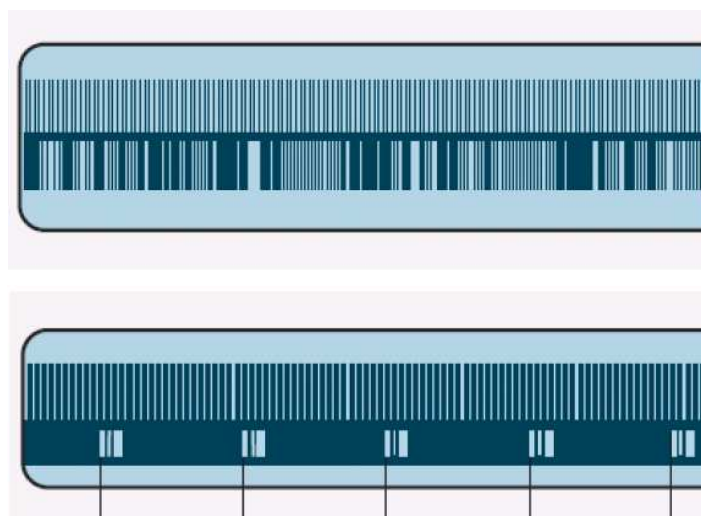
Obr. 18 – Propojení snímače a navazující elektroniky

Speciální provedení lineárních snímačů je určeno pro CNC obráběcí stroje. Tyto snímače umožní měřit délkové posunutí a také rychlost posouvání. Parametry měření jsou: citlivost $0,1 \mu\text{m}$, přesnost $\pm 3 \mu\text{m}$, délkový rozsah 1024 mm nebo 2048mm. Konstrukce snímače je na obr.22 Na upevňovací pevnou část (1) je nasazena posuvná část (2) s lineárním měřicím pravítkem (4) . Snímací část (3) obsahuje *LED* zdroj záření a polovodičové senzory.



Obr. 19 – Princip lineárních snímačů CNC stroje

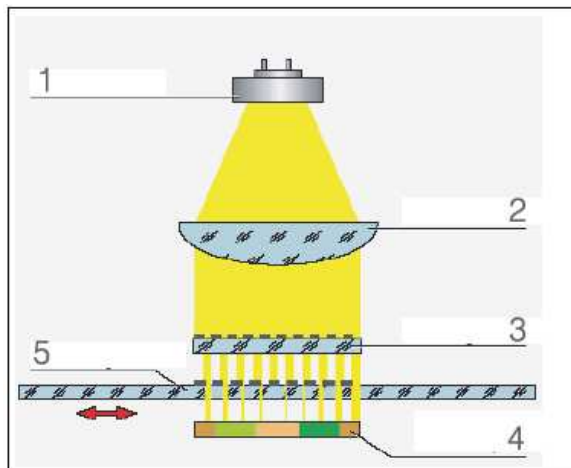
Měřicí způsob je absolutní nebo inkrementální. Absolutní způsob měření používá lineární měřítko s vrypy spořádanými podle použitého kódu. Ukázka části pravítka pro absolutní měření je na obr. Výstupem snímače po vyhodnocení je údaj o absolutní poloze posunutí pohyblivé části snímače. Inkrementální způsob měření dává výstupní signál v kódu řady sinusových nebo pravoúhlých impulsů. Lineární měřicí pravítko obsahuje řady vrypů podle obrázku. Jedna řada má pravidelnou hustotu, např. $0,1\mu\text{m}$, druhá řada jsou referenční vrypy vzdálené o značkovací periodu pro určitý počet inkrementálních vrypů.[6]



Obr. 20 – Část pravítka pro absolutní a inkrementální měření

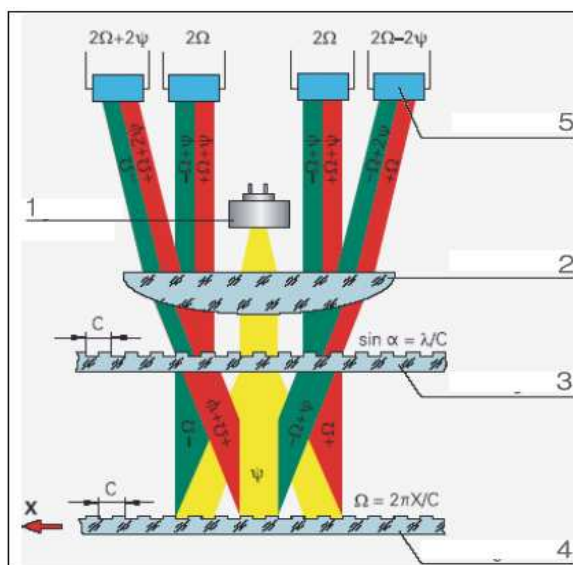
Snímání je prováděno obrazově pro periody snímání 20 μm a interferenční snímání pro periody pod 8 μm .

Obrazové snímání je prováděno systémem podle obr. 24. Zdroj světla (1) září na optickou část (2). Světelný tok po úpravě směru záření prochází přes mřížku (3), přes vrypy měřicího pravítka (5) na foto senzory (4).[6]



Obr. 21 – Princip obrazového snímání

Interferenční snímání využívá systém podle schématu na obr.25. Zdroj světla (1) opět září přes optiku (2), mřížku (3) na pravítko (4). Difrakce světla se uskuteční na mřížce (3). Difrakcí a interferencí na pravítku se rozdělí světlo na 4 senzory (5). Tímto způsobem se může znásobit počet inkrementální signálů.



Obr. 22 – Princip interferenčního snímání

3 IDENTIFIKACE SOUSTAVY, OBECNÉ POSTUPY A VYPRACOVÁNÍ PROSTŘEDKŮ PRO PROVEDENÍ IDENTIFIKACE

Úvodem je zapotřebí zdůraznit, že jednotlivé přístupy k identifikaci systému uvedené níže, jsou nejpodstatnějším výtahem dané problematiky. Identifikace jako taková je natolik obsáhlé téma, že není možno v práci uvést veškeré podrobnosti a detaily.

Předpokladem efektivního řízení daného objektu je znalost jeho vlastností. Je zřejmé, že čím více má být řízení optimální, tím dokonaleji a přesněji musíme znát vlastnosti řízeného objektu.

Při sestavování modelu se reálný objekt zjednodušuje, schematizuje a získané schéma se popisuje v závislosti na složitosti objektu pomocí matematického aparátu. Konečným cílem identifikace a modelování je vytvořit takový model systému, definovaný na objektu, aby chování modelu bylo v jistém smyslu – nejčastěji z hlediska minima kritéria – stejné jako u systému za stejných provozních podmínek. Je třeba si uvědomit, že objekt je obklopen prostředím, přičemž objekt a okolí jsou v neustálé interakci. Když hovoříme o identifikaci, tj. ztotožnění modelu se systémem, potom předpokládáme, že nejsou identické. Jedná se vždy o aproximaci transformující skutečnost do abstraktního světa matematiky.

3.1 Základní přístupy identifikace

Z hlediska modelů pro účel řízení nás nejvíce zajímá logický průnik abstraktních a kybernetických modelů, což jsou modely matematické. U nich je vyjádřena struktura i chování formálními vývojovými prostředky – matematickými a logickými výrazy, rovnicemi a algoritmy.

Matematické modely systému pro účel řízení dělíme na dvě velké skupiny na:

- *statické*: při kterých vazbu mezi vstupními a výstupními veličinami reprezentují algebraické rovnice, ve kterých nevystupuje čas jako nezávisle proměnná, takže jde o relaci mezi ustálenými hodnotami vstupů a výstupů

- *dynamické*: v případě kterých vazbu mezi vstupy a výstupy vyjadřují diferenciální resp. diferenční rovnice, modely statické obdržíme obecně z modelu dynamického pro limitu $t \rightarrow \infty$.

Z hlediska způsobu identifikace dělíme modely na:

- analytické
- experimentální

Přičemž s ohledem na chování procesu, který probíhá na vyšetřovaném objektu dělíme experimentální metody na *deterministické* a *stochastické*.

Deterministický model lze získat, když na vstup vyšetřovaného objektu přivádíme přesně definované testovací signály. Deterministické metody používáme pro identifikaci objektů, u kterých lze zanedbat vliv poruchové veličiny. Na jejich dynamické chování lze usuzovat z minulých průběhů vstupních a výstupních veličin.

Drtivá většina objektů, se kterými se můžeme v průmyslové praxi setkat má stochastický charakter. Pozorovaný výstup soustavy není určen jen vstupními signály a jejich minulými průběhy, ale projevují se na něj náhodné vlivy, jejichž původ nelze mnohdy přesněji určit.

3.2 Analytický přístup identifikace

Při analytickém způsobu identifikace sestavujeme matematický model na základě matematicko-fyzikální analýzy objektu. Vycházíme přitom z konstrukčních, technologických a provozních údajů o daném objektu. Podle fyzikálních, chemických a dalších zákonů matematicky popisujeme jevy probíhající v objektu a tím získáváme vztahy mezi sledovanými veličinami. Tyto vztahy potom určují matematický model vyšetřovaného objektu. Čím hlubší provádíme analýzu, tím přesnější by měl být i matematický model. Takto získaný matematický model je strukturální, což znamená, že jeho jednotlivé vztahy odpovídají příslušným částem vyšetřovaného objektu. Výhodou je souvislost mezi parametry modelu a konstrukčními parametry objektu a jeho dynamickými vlastnostmi. Předností analytického přístupu je i to, že můžeme dynamické vlastnosti určovat a hodnotit i před vlastní realizací objektu. Tímto máme možnost v etapě návrhu objektu případnými

změnami ovlivňovat (optimalizovat) jeho dynamické vlastnosti. Takto získané modely se uplatní i při návrhu, projektování a simulaci dynamických systémů.

3.3 Experimentální přístup identifikace

Hlavní charakteristikou experimentálního přístupu k identifikaci je, že využívá údaje a informace o vyšetřovaném objektu v průběhu jeho pozorování, resp. experimentování s ním. Rozborem průběhů vstupních a výstupních veličin objektu získáváme matematický model vyjadřující vnější popis systému. Model vyjadřuje vstupně-výstupní chování objektu, avšak neumožňuje pohled do vnitřní struktury identifikovaného objektu.[11]

Do experimentální identifikace, jestliže je správně provedená, můžeme zahrnout řadu závažných faktorů, které nemůžeme aplikovat při tvorbě modelu analytickým způsobem. Na vyšetřovaný objekt často působí náhodné veličiny nebo měřené veličiny jsou ovlivněny náhodnými chybami (šumem), případně vlastnost objektu se mění předem neznámým způsobem. Je zřejmé, že většina technologických procesů v průmyslu vykazuje právě takové chování.

3.3.1 Deterministické metody identifikace

Experimentální metody identifikace patří k historicky nejstarším metodám identifikace v teorii regulace a řízení. Neztrácejí svůj význam že slouží pro parametrizaci modelů ze získaných neparametrických forem ve tvaru grafických průběhů anebo tabulačního zápisu výsledků získaných měření. Využívají tzv. standardní testovací signály, ke kterým v teorii regulace řadíme:

- jednotkový skok
- jednotkový (Diracův) impuls
- harmonický signál
- obecný signál

K nevýhodám použití výše uvedených signálů (Diracův impuls není možno prakticky použít vzhledem k jeho fyzikální realizovatelnosti) patří i fakt, že nemají tvar pro typicky praktický provoz. Vyžadují uskutečňovat aktivní experiment, ten začíná vždy v ustáleném

stavu a končí po dosažení dalšího ustáleného stavu. Při volbě velikosti testovacích signálů musíme vít do úvahy mimo vlivu šumu případné nelinearity objektu.

Postup při těchto metodách můžeme rozdělit do tří etap:

- a, měření vstupně-výstupních závislostí
- b, určení neparametrického modelu vyhodnocením měření
- c, parametrizace získaného neparametrického modelu

VYHODNOCOVÁNÍ PŘECHODOVÝCH CHARAKTERISTIK

V mnoha případech je jednoduše realizovatelným vstupním testovacím signálem skok, proto měření přechodových charakteristik je často používaným prostředkem na zjišťování dynamických vlastností objektu. Přechodová charakteristika se měří poměrně snadno tím způsobem, že objekt se nejprve uvede do ustáleného stavu a poté vstupní veličinu změníme skokem na jinou hodnotu. Časový průběh výstupní veličiny přepočítaný na jednotkovou změnu vstupní veličiny je přechodovou charakteristikou. Případným zdrojem chyb a vyhodnocování přechodových charakteristik jsou nelinearity v objektu, nebo v měřicím obvodu a působení ostatních signálů a vstupů, které se po dobu experimentu nedaří udržovat na konstantních hodnotách. Z toho důvodu je potřeba měření opakovat a poté použít střední pravděpodobný průběh charakteristiky.

Pro stanovení pořadnic výsledné PCH je možno použít vztah

$$f_k = \frac{\sum_{i=1}^n \text{sign}(\Delta u_i) y_{ik}}{\sum_{i=1}^N |\Delta u_i|} \quad (3.1)$$

kde N je počet opakovaných měření PCH,

Δu_i ... skoková změna vstupní veličiny při i -tém měření PCH

f_k ... pořadnice výsledné PCH v čase $t = kT_0$, kde T_0 je perioda vzorkování

y_{ik} ... hodnota odezvy výstupní veličiny soustavy při i -tém měření, v k -tém intervalu

vzorkování, $k = 0, 1, \dots, m$ je pořadí vzorkovaných bodů PCH

i ... pořadové číslo měření, $i = 1, 2, \dots, N$

Vzorec je vhodný pro eliminaci náhodných poruch v tom případě, když změny vstupního signálu se navzájem příliš neliší, v případě větších rozsahů změn, je zapotřebí použít následující postup odvozený z podmínky minima kvadr. chyb.[11]

$$J_k = \sum_{i=1}^N (\Delta u_i f_k - y_{ik})^2 \rightarrow \min; \quad k = 0, 1, \dots, m \quad (3.2)$$

Pro minimum platí

$$\frac{\partial J_k}{\partial f_k} = \sum_{i=1}^N 2\Delta u_i (\Delta u_i f_k - y_{ik}) = 0 \quad (3.3)$$

$$f_k = \frac{\sum_{i=1}^N \Delta u_i y_{ik}}{\sum_{i=1}^N (\Delta u_i)^2} \quad (3.4)$$

Aproximace soustavou prvního řádu bez dopravního zpoždění

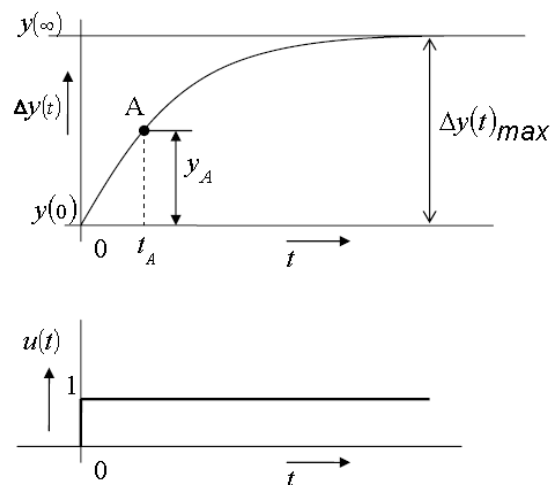
Soustavou prvního řádu bez dopravního zpoždění lze s dostatečnou přesností aproximovat jen takové přechodové charakteristiky, u kterých je tzv. „prodleva“ v okolí $t = 0$ velmi malá. Takové soustavy lze popsat diferenciální rovnicí

$$a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_0 u(t) \quad (3.5)$$

po úpravě

$$T y'(t) + y(t) = K u(t) \quad (3.6)$$

kde $T = \frac{a_1}{a_0}$ je časová konstanta soustavy a $K = \frac{b_0}{a_0}$ je zesílení soustavy.



Obr. 23 – PCH soustavy prvního řádu

Kde zřejmě z rovnice (3.6) získáme přenos soustavy

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (3.7)$$

a přechodovou fci

$$h(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (3.8)$$

V rovnicích figurují neznámé K a T , kde K lze určit ze vztahu podílu ustálené hodnoty

$$\text{výstupu ku vstupu } K = \frac{\Delta y(t)}{\Delta u(t)} \text{ a časovou konstantu další úpravou } T = -\frac{t_a}{\ln \left(1 - \frac{y_a}{\Delta y(t)} \right)}.$$

Aproximace soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním

Diferenciální rovnici soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním zapisujeme ve tvaru

$$Ty'(t) + y(t) = Ku(1 - T_d) \quad (3.9)$$

a zřejmě přenos soustavy

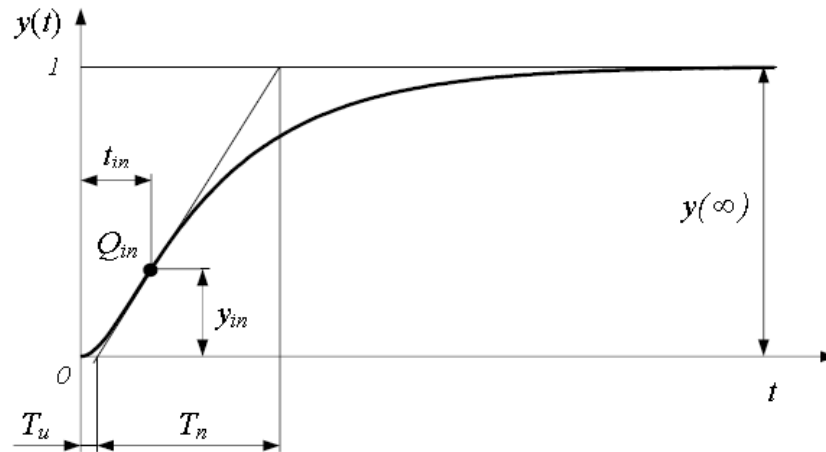
$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} \quad (3.10)$$

Aproximace nekmitavých soustav vyšších řádů

V případě aproximace přechodových odezev soustav vyšších řádů je tento postup dosti náročným úkolem. Z tvaru PCH nelze přesně určit řád ani parametry soustavy. Používají se proto metody zjištění pouze aproximačního přenosu soustavy. Jednou z nejjednodušší a prakticky použitelných navrhl V.Strejc.

Strejcova metoda aproximace PCH

O způsobu aproximace se rozhodne podle úseků, které vytíná na časové ose tečna, sestavená v inflexním bodě aproximované přechodové charakteristiky, resp. podle poměru $\tau_u = T_u/T_n$, přičemž úsek T_u je doba průtahu a úsek T_n je doba náběhu.



Obr. 24 – PCH nekmitavé soustavy vyššího řádu

Postup pro učení aproximačního přenosu vyšetřované soustavy, je následující:

- 1) Změřenou přechodovou charakteristiku, překreslíme v novém měřítku tak, aby se ustálená hodnota rovnala jedné, získáme tak normovanou přechodovou charakteristiku.
- 2) Sestrojíme tečnu v inflexním bodě přechodové charakteristiky a určíme hodnotu τ_u

$$\tau_u = \frac{T_u}{T_n} \quad (3.11)$$

- 3) Je-li $\tau_u \geq 0,104$ zvolíme pro aproximaci soustavu n -tého řádu se stejnými časovými konstantami.

a, Z podílu T_u/T_n určíme z tabulky nejbližší řád n aproximačního přenosu.

b, Z tabulky také stanovíme pro určený řád aproximačního přenosu hodnoty T_n/T , T_u/T nebo t_{in}/T , ze kterých určíme průměrnou neznámou časovou konstantu T .

c, Přenos aproximační soustavy má tvar

$$G(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} \quad (3.12)$$

- 4) Je-li $\tau_u \leq 0,104$ zvolíme pro aproximaci soustavu druhého řádu s různě velkými časovými úseky t_1 a vypočítáme součet časových konstant.

a, Pro pořadnici $y(t_1) = 0,720$ odečteme z normované přechodové charakteristiky časový

$$\text{úsek } t_1 \text{ a vypočítáme součet konstant } T_1 + T_2 = \frac{t_1}{1,2564} \quad (3.13)$$

b, Vypočítáme časový úsek $t_2 = 0,3574(T_1 + T_2)$ (3.14)

a z normované přechodové charakteristiky odečteme příslušnou pořadnici $y(t_2)$.

c, Z grafu závislosti $y(t_2) = f(\tau)$ na obrázku 28 určíme poměr časových konstant

$$\tau = \frac{T_2}{T_1} \tag{3.15}$$

d, Z rovnic (3.13) a (3.15) se určí hledané časové konstanty.

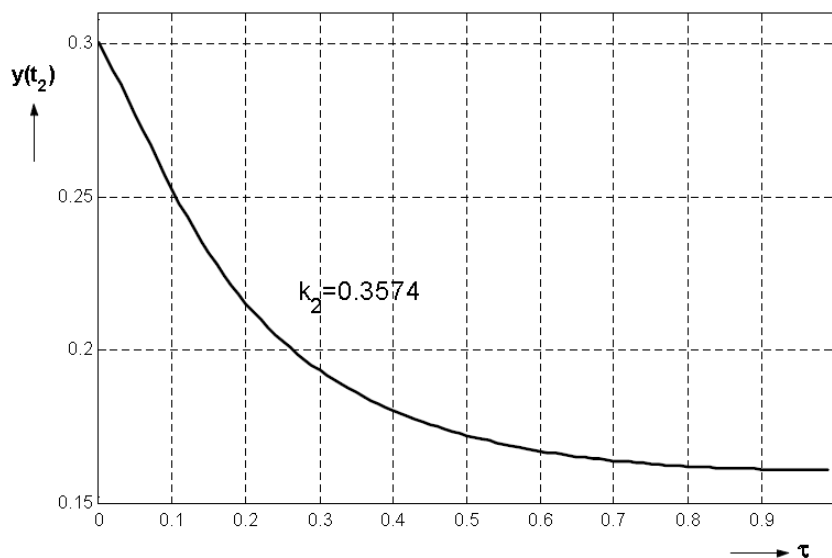
e, Přenos aproximační soustavy má tvar

$$G(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

5) Zesílení K se v obou případech určí podle vztahu $K = \frac{y(\infty) - y(0)}{\Delta u(t)} = \frac{\Delta y(t)}{\Delta u(t)}$ (3.16)

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
τ_u	0	0,104	0,218	0,319	0,410	0,493	0,570	0,642	0,709	0,771
t_{inv}/T	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
T_u/T	0	0,282	0,805	1,425	2,100	2,811	3,549	4,307	5,081	5,861
T_n/T	1,000	2,718	3,695	4,463	5,119	5,699	6,226	6,711	7,144	7,590

Tab. 1 – Tab. hodnot pro vyhodnocování statických soustav n-tého řádu se stejnými časovými konstantami



Obr. 25 – Graf určení poměru časových konstant $\tau = T_2/T_1$ pro normovanou PCH

3.3.2 Stochastické metody identifikace

Metody deterministické uvedené výše mají omezené možnosti použití. Jedná se zejména o skutečnost, že u těchto metod se používají testovací vstupní signály, jejichž vlastnosti se obvykle podstatně liší od vlastností vstupních signálů, které ovlivňují chování reálného objektu při normálním provozu.

Výhodou stochastických metod jsou zejména tyto skutečnosti:

- pro identifikaci můžeme přímo využít náhodné vlivy a poruchy (šumy), které ovlivňují vstupy a výstupy každého provozního zařízení.
- na výsledek měření nemá vliv šum vznikající v měřeném objektu ani jiné poruchy vstupující do objektu
- měření je možné provádět na objektu bez požadavku vyřazení z normální provozní činnosti
- jsou vhodné pro identifikaci lineárních i nelineárních dynamických objektů a to jednorozměrových i mnoharozměrových

Stochastické metody může rozdělit v podstatě do těchto skupin:

1, *Korelační a disperzní metody*: založené na momentových charakteristikách náhodných procesů, využívající náhodné poruchy a šumy na stanovení vazeb (korelací) mezi vstupními a výstupními veličinami objektu.

2, *Regresní metody*: využívající regresní analýzu a teorii odhadu, při nichž je snaha náhodné

poruchy a chyby odfiltrovat a vhodnou aproximací analyticky vyjádřit vyšetřovanou funkční

závislost.[11]

Metoda nejmenších čtverců (MNC)

Jedná se o matematickou metodu, určenou ke statistickému zpracování dat. Jejím úkolem je nalézt vhodnou aproximační funkci pro dané empiricky zjištěné hodnoty. Daný je přitom rovněž parametrizovaný analytický předpis pro hledanou funkci – hledají se tedy vlastně jenom hodnoty těchto parametrů.

Pro první přiblížení uvažujme závislost jisté proměnné y na proměnné x , danou nějakým předpisem $y = f(x)$.

Pokud námi uvažovaná závislost má očekávaný tvar, např. $f(x) = ax + b$ mohlo by se zdát, že postačí pouze vybrat dvě dvojice $[x, y]$ naměřených hodnot a řešením soustavy dvou rovnic (dosazením dané dvojice hodnot) získat jednoduše koeficienty a , b , které hledáme. Není tomu tak, a to z důvodu chyby měření. Zřejmě tedy :

Metoda nejmenších čtverců hledá takovou funkci, že součet čtverců odchylek jejích funkčních hodnot od daných naměřených hodnot je nejmenší možný.

V rovině je dáno n bodů $[x_1, y_1], [x_2, y_2], \dots, [x_n, y_n]$.

Předpokládáme, že mezi hodnotami x a y platí vztah $y = f(x)$, kde $f(x)$ je funkce vhodného tvaru (lineární, kvadratická apod.). y_1, \dots, y_n mohou být např. nepřesně naměřené hodnoty $f(x)$ v bodech x_1, \dots, x_n . Kdyby při měření nenastaly chyby, platilo by $y_i = f(x_i)$ a body by ležely na křivce, ale ve skutečnosti jsou body $[x_i, y_i]$ vlivem chyb kolem křivky rozptýleny.

Chceme najít křivku, ke které by body $[x_i, y_i]$ co nejvíce „přiléhaly“. Takovým kritériem „přiléhavosti“ může být např. požadavek, aby součet čtverců rozdílů y souřadnic bodu na křivce a bodu naměřeného, pro stejnou hodnotu x , byl co nejmenší. Tuto metodu nazýváme metodou nejmenších čtverců.[11]

A, Vyrovnání souboru bodů přímkou pomocí MNC:

Předpokládejme, že mezi x a y existuje závislost, kterou lze vhodně aproximovat lineární funkcí

$$f : y = ax + b \tag{3.17}$$

Naměřený bod má tedy souřadnice $[x_i, y_i]$. Bod na vyrovnávací přímce má souřadnice $[x_i, ax_i + b]$.

Rozdíl y souřadnic

$$\Delta y_i = ax_i + b - y_i \tag{3.18}$$

Čtverec rozdílu tedy

$$(\Delta y_i)^2 = (ax_i + b - y_i)^2 \tag{3.19}$$

Součet čtverců rozdílů

$$\sum_{i=1}^n (\Delta y_i)^2 = \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)^2 \quad (3.20)$$

Je žádáno najít a, b takové, aby součet čtverců rozdílů byl co nejmenší. Je to funkce dvou proměnných a, b a budeme hledat její lokální minimum.

$$F'_a(a, b) = 2 \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)x_i \quad (3.21)$$

$$F'_b(a, b) = 2 \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i) \quad (3.22)$$

$$F'_a(a, b) = 0 \Rightarrow \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)x_i = 0 \quad (3.23)$$

$$F'_b(a, b) = 0 \Rightarrow \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i) = 0 \quad (3.24)$$

Je tedy zřejmé že:

$$a \sum_{i=1}^n x_i^2 + b - \sum_{i=1}^n x_i = \sum_{i=1}^n x_i y_i \quad (3.25)$$

$$a \sum_{i=1}^n x_i + bn = \sum_{i=1}^n y_i \quad (3.26)$$

$$\sum_{i=1}^n (\Delta y_i)^2 = \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)^2 \quad (3.27)$$

Řešením rovnic získáme hodnoty a, b hledané přímky.

V závěru kapitoly jednotlivých přístupů identifikace je potřeba zopakovat, že uvedené metody jsou podstatným výtahem této problematiky. Ta je sama o sobě natolik obsáhlé téma, že není účelem práce uvádět veškeré detaily o úpravě rovnic použitých ve výpočtech. Z výše uvedených přístupů identifikace je v praktické části práce použita metoda nejmenších čtverců.

Ověření správnosti výpočtů je provedeno v prostředí *Math Works Matlab*[®]. Nástroje pro provedení identifikace jsou uvedeny v příloze práce jako soubor aplikace *Microsoft Excel*.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

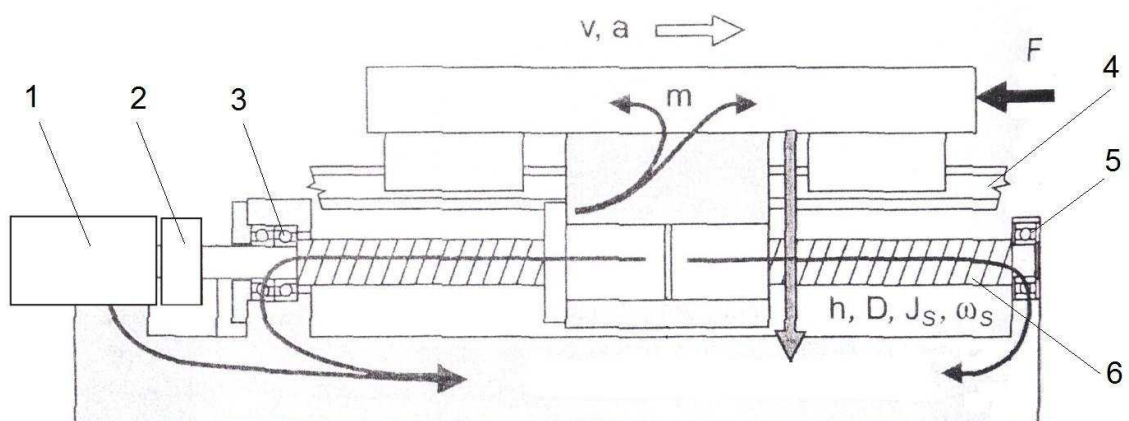
4 PROVEDENÍ REÁLNÉHO MĚŘENÍ NA STROJI

Praktické měření na centru CNC pro analýzu chování zkoumaného servopohonu společnosti *Siemens* bylo provedeno ve společnosti *Tajmac – ZPS a.s.* Jedná se o firmu zabývající se komplexním vývojem a výrobou obráběcích strojů.

4.1 Popis zkoumaného systému CNC

Vlastní analýza chování servopohonu u systému CNC je provedeno ve vývojovém oddělení společnosti *Tajmac – ZPS*. Jelikož je vývoj a výroba systému CNC natolik složitý proces, je nezbytnou součástí nejprve jednotlivé použité prvky identifikovat a testovat jejich reálné chování. Vývojové oddělení disponuje testovacími stanicemi pro konkrétní použití u systému CNC. Tato stanice je optimálním prostředkem v oblasti tvorby modelů pro testování pro potřeby mechatroniky a samobuzených kmitů při obrábění. Dostatečným testováním a důkladnou analýzou je zaručen optimální výběr typu pohonu pro konkrétní použití.

Je potřeba zdůraznit, že vzájemné působení vhodného typu pohonu a mechanické stavby stroje je klíčovým předpokladem pro maximální využitelnost vysokorychlostního obrábění *HSC* ve výrobní praxi.

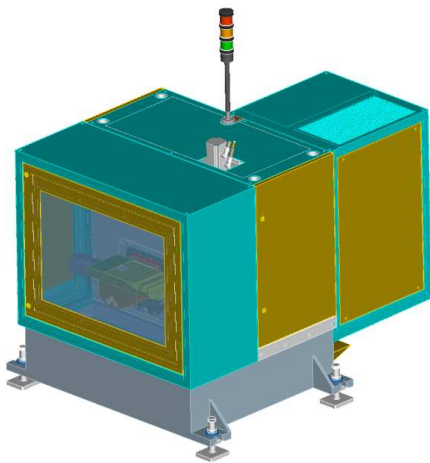


Obr. 26 – Schéma CNC systému s rotačním motorem a kuličkovým šroubem

Na obrázku je zobrazen zákl. schéma a působení jednotlivých mechanických částí CNC systému. Zkušební obráběcí stanice pracující ve 3 osách tento CNC systém simuluje.

Legenda:

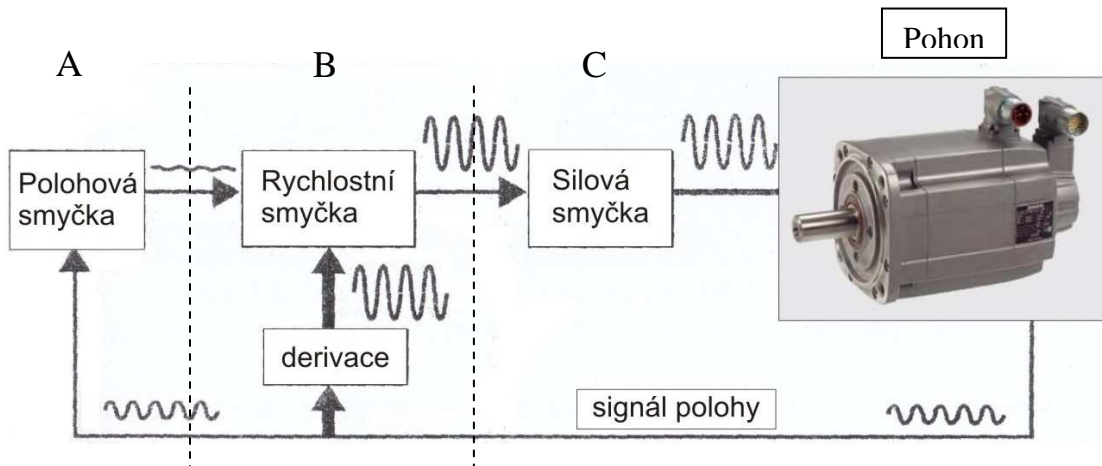
1 – servopohon (integrovaný absolutní odměřovací systém); 2 – spojka; 3 – ložisko A; 4 – rybinová drážka; 5 – ložisko B, 6 – kuličkový šroub

Zkušební testovací stanice :

Obr. 27 – Zkušební CNC stanice

Zde je ve stručnosti uveden náhled zkušební stanice pro testování v oblasti tvorby modelů pro potřeby mechatroniky a výzkumu samobuzených kmitů při obrábění. Tato byla nejprve navržena v konstrukčním 3D software *ProEngineer*[®].

4.1.1 Popis regulačního obvodu systému



Obr. 28 – Schematické blokové schéma regulačního obvodu

Uvažujme tedy nyní celý regulační obvod schématicky jako celek. Na obrázku je blokové schéma regulačního obvodu systému. Celý proces řízení a jednotlivé přístupy můžeme rozdělit do 3 hlavních částí :

A – polohová smyčka – „vnější část reg.obvodu“ (zkoumaná část regulačního obvodu)

B – rychlostní smyčka – „vnitřní část obvodu“ (auto-tuning + manuální doladění jednotlivých parametrů systému)

C – silová (proudová) smyčka obvodu

Zkoumanou částí obvodu je část *A*. V této části probíhá parametrizace polohové vazby pomocí skokové fce. Jedná se o „podřazenou“ část regulačního obvodu. Při samotném měření a parametrizaci je zapotřebí „vypnout“ dopředné řízení.

Nadřazenou částí je oblast *B*. Procentuálním vyjádřením je 70% parametrů nastaveno auto-tuningem a 30% manuální doladění. Změnou parametrů PI regulátoru v této rychlostní vazbě se mění parametry polohové vazby části *A*.

V poslední části *C* jsou definovány jednotlivé parametry systému výrobcem servopohonu společností *Siemens*. Dle typu motoru a frekvenčního měniče sám řídicí systém zvolí optimální parametry proudového PI regulátoru a tyto nelze měnit.

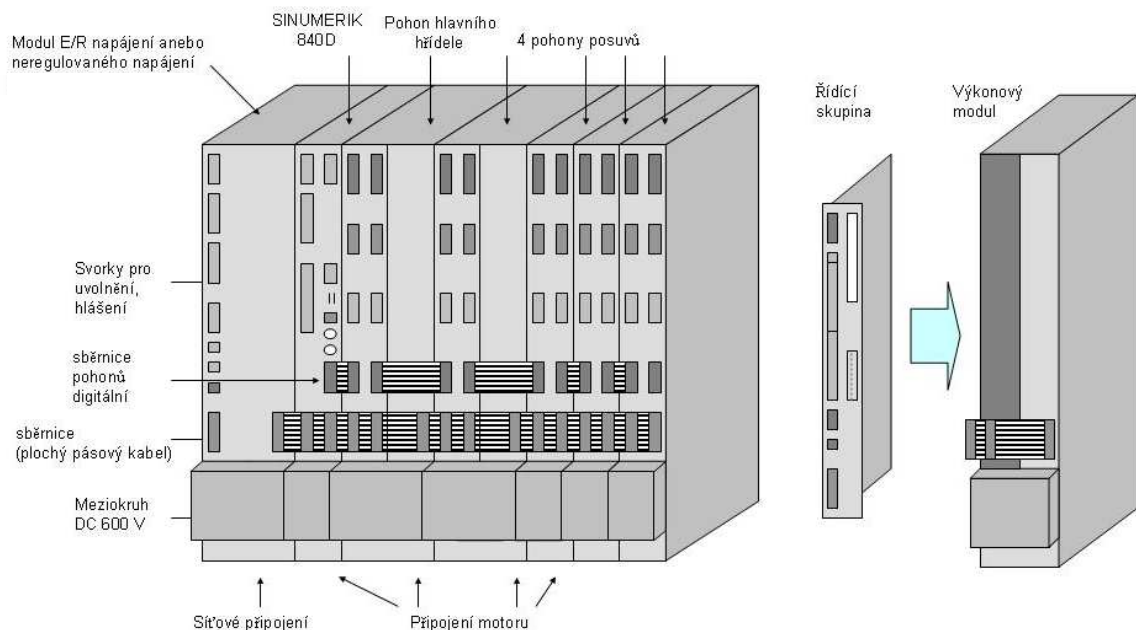
4.1.2 Řídicí systém CNC

Testovací stanice byla osazena řídicím systémem *Sinumerik 840D*, jedná se o kompaktní CNC řídicí systém, který slučuje do jednoho *CCU* (compact control unit) CNC, PLC, regulační a komunikační úlohy. *CCU* je instalován do *CCU* boxu, který se dodává ve dvou variantách: Pro interní chlazení se třemi výkonovými díly (2x6/12A pro posuvy a 1x18/36A pro vřetenou). Pro interní nebo externí chlazení se dvěma výkonovými díly (2x9/18A pro posuvy).

Parametry systému Sinumerik 840D:

- Sinumerik PCU 50.3-C
- základní deska CV3, komunikační protokol *PROFIBUS*
- hard disk 40GB SATA
- procesor Cel M370; 1,5 GHz; 400MHz 1MB SLC
- operační paměť 512 MB, DDR2, 533 SODIMM
- napětí 24V DC
- výkonový modul: *Simodrive 611*

Operační systém: *Microsoft Windows XP Professional*® pro Embedded systémy Siemens



Obr. 29 – Modulární stavba Sinumerik 840D

4.2 Technická specifikace zkoumaného pohonu

Testovaným typem pohonu společnosti *Siemens*, který je osazen na stanici, je řada *IFK7*, konkrétně typ 1FK 7042 – 5AF71 – 1EH2. Jedná se o planetový synchronní motor s permanentním magnetickým polem. Vyznačuje se dostupným provedením, převodovky a snímače, spolu s rozšířenou škálou produktů zaručující optimální nasazení motorů *IFK7* pro aplikaci u systému CNC. Motory nevyžadují externí chlazení, teplo je odváděno povrchem motoru.

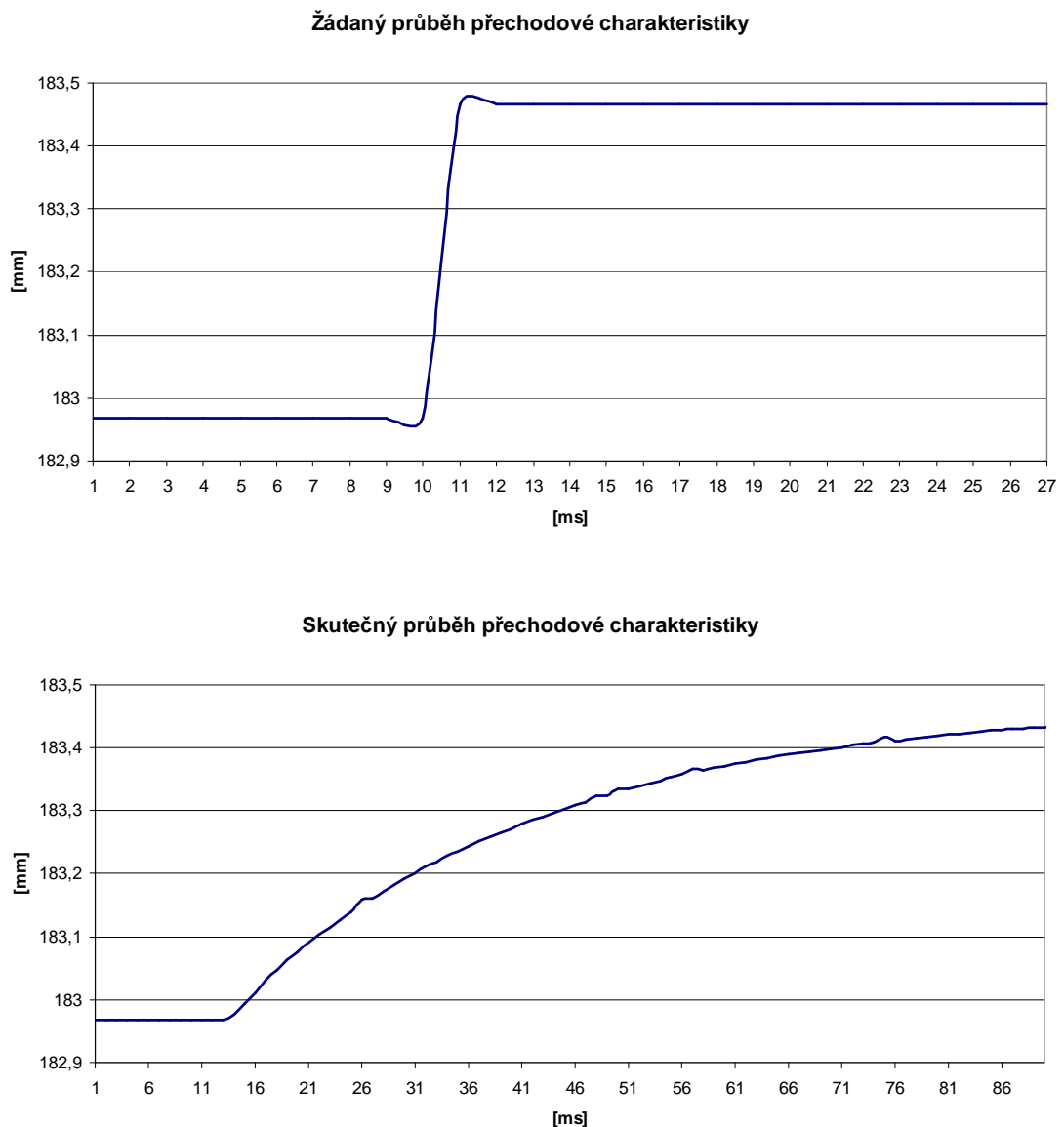
Technická specifikace pohonu:

- výrobní číslo: YF WO12 1588 13 006
- jmenovité napětí U_N : 230V, 400 ... 480V
- stálý proud I_O : 2,2 A
- jmenovitý výstupní proud I_N : 3 A
- uvažovaný výkon: 0,9 kW
- jmenovité otáčky n_N : 3 000 min⁻¹
- maximální otáčky n_{max} : 9 000 min⁻¹
- jmenovitý točivý moment M_O : 3 N.m⁻¹
- osová výška: 2 – 160 mm
- enkodér: vícepólový resolver, inkrementální snímač sin/cos 1 Vpp, absolutní snímač EnDat, (AM 2048 S/R F48; $U_{IN} = 267V$, IP65)
- brzda: 24VDC – 13W
- stupeň krytí dle normy EN 60034-5: IP 64, IP65, IP67, IP68
- nevybušné provedení dle IEC: zóna 2,22
- typ konstrukce dle normy EN 60034-7: IM B5
- velikost vibrací dle normy EN 60034-14: stupeň A
- stupeň zvukové zátěže $L_{PA}=1m$ dle normy EN ISO 1680: max. 55dB
- možnost použití i s analogovým nebo univerzálním měničem SIMODRIVE 611
- průřez přípojovacího kabelu: 4x1,5 mm⁻² ; hmotnost 6kg

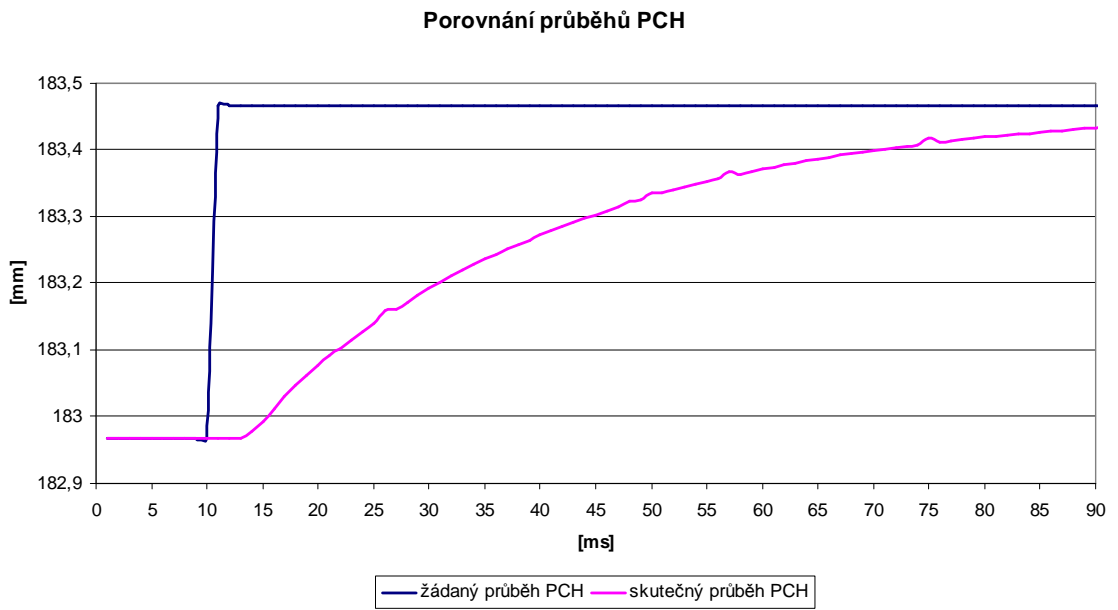
4.3 Vlastní měření

Jak již bylo uvedeno výše, vlastní měření je provedeno na zkušební obráběcí stanici pracující ve 3 osách $[X,Y,Z]$. Měřenou veličinou je poloha supportu CNC stroje v ose X. Je zřejmé, že derivací polohy získáme rychlost. Změna akční veličiny je provedena skokovou fcí. Záznam průběhu akční veličiny je proveden pomocí integrovaného interního osciloskopu přímo od společnosti *Siemens*. Operační panel testovací stanice je vybaven *USB* výstupem, tento je tedy využit pro export naměřených dat pro zpracování.

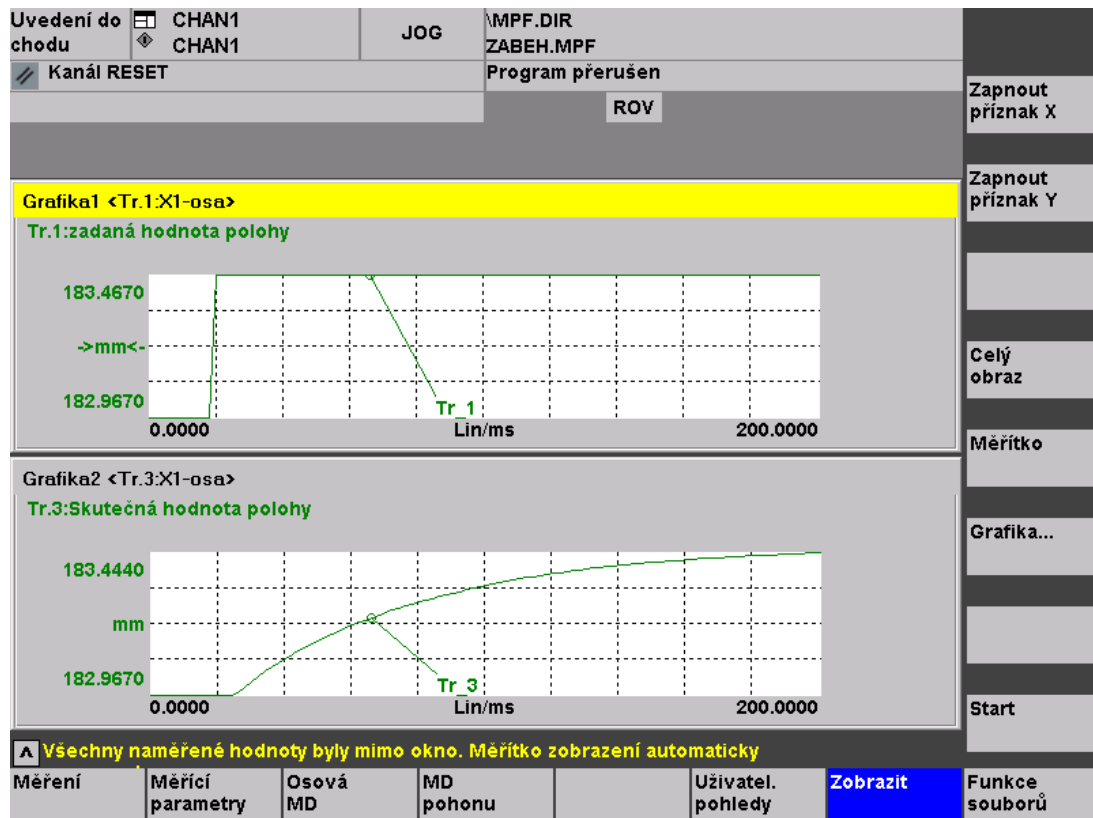
Pro naměření přechodového děje je zvolena změna polohy supportu v ose X skokovou fcí o 0,5mm.



Obr. 30 – Přechodové charakteristiky měření



Obr. 31 – Porovnání průběhů PCH



Obr. 32 – Zobrazení jednotlivých přechodových dějů na operačním panelu

5 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ

V následující části práce je provedena identifikace systému a aproximace přechodového děje výše popsány metodami. Jelikož pomocí metody prof. Strejce zjišťujeme pouze aproximační přenos systému, využijeme pro identifikaci metodu nejmenších čtverců (MNC), která je zřejmě efektivnějším nástrojem zjištění přenosu systému. Je provedeno porovnání výsledku MNC s naměřeným průběhem a ověření správnosti výsledku pomocí softwarového nástroje *Math Works Matlab*[®].

5.1 Identifikace přechodové charakteristiky

Jak je již zmíněno výše, pro naměření průběhu regulační veličiny je zvolena změna polohy suportu v ose X skokovou fci o 0,5mm. Naměřená data jsou obsahem přílohy jako soubor aplikace *Microsoft Excel*[®].

5.1.1 Aproximace PCH pomocí metody nejmenších čtverců

Dle rovnice (3.19) je tedy zřejmě čtverec rozdílu

$$(\Delta y_i)^2 = (ax_i + b - y_i)^2$$

a součet čtverců rozdílů dle rovnice (3.20)

$$\sum_{i=1}^n (\Delta y_i)^2 = \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)^2.$$

Vlastní identifikace:

Změna polohy supportu v ose X je provedena skokově o 0,5mm. Porovnání průběhů žádané fce a skutečné je vidět zřejmě v obr.31 uvedeném výše.

Pomocí metody nejmenších čtverců je výslednou sumou čtverců odchylek určena aproximace soustavou daného řádu. Je zřejmé, že čím menší je výsledná suma, tím přesněji „přiléhá“ aproximovaná PCH tu skutečnou.

Výpočet přenosu systému pomocí MNC:

Pro zjištění výsledného přenosu systému je použito modulu „Řešitel“ v *Microsoft Excel*.

Řád soustavy n	Časová konstanta $T1$ [ms]	Časová konstanta $T2$ [ms]	Zesílení K_v	Suma čtverců odchylek
1	30,63952	-	1,016023	0,002513
2	28,10465	1,161722	0,997506	0,000513

Tab. 2 – Tab. vypočtených hodnot pomocí MNC

Dle vypočtených parametrů je tedy zřejmá aproximace soustavou druhého řádu s různě velkými časovými konstantami.

Přenos systému je tedy zřejmě

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_v}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \rightarrow G(s) = \frac{0,997506}{(28,10465s + 1)(1,161722s + 1)} \quad (5.1)$$

zaokrouhlením na 3 des. místa tedy

$$G(s) = \frac{0,998}{(28,105s + 1)(1,162s + 1)} \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{0,998}{(28,105s + 1)(1,162s + 1)} = \frac{0,998}{28,105 \cdot 1,162(s + 0,0356)(s + 0,8606)} = \\ &= \frac{0,0305}{(s + 0,0356)(s + 0,8606)} \end{aligned}$$

Nuly, póly, relativní řád systému tedy zřejmě

$$p_1 = -0,0356$$

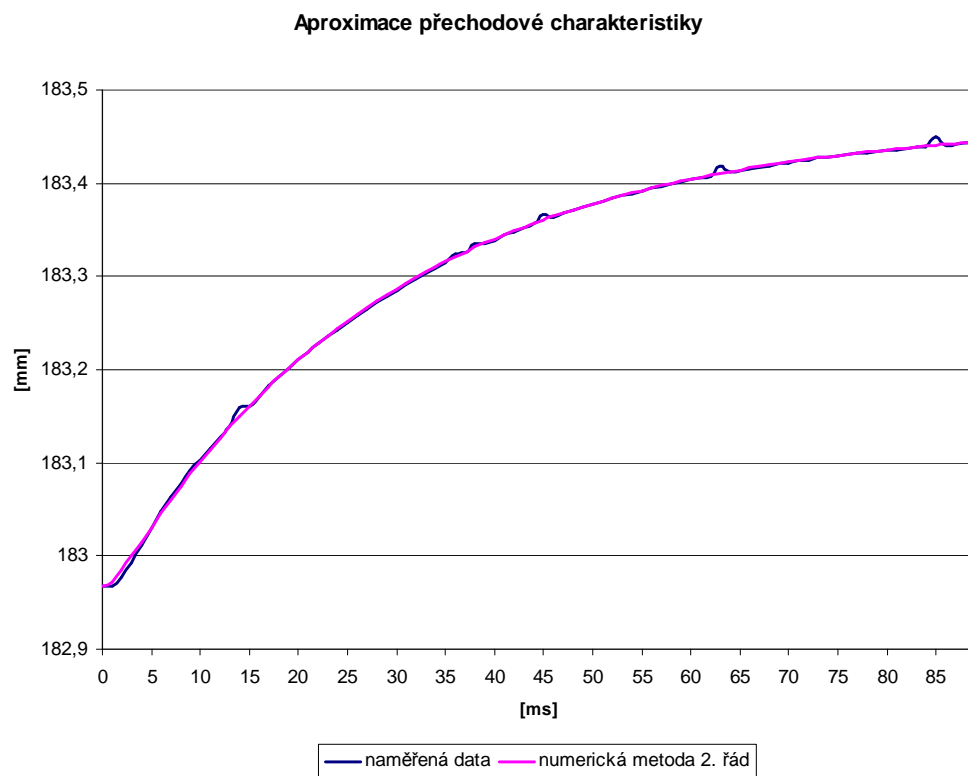
$$p_2 = -0,8606$$

$$\text{nuly:} \quad n_1 = \infty \quad n_2 = \infty$$

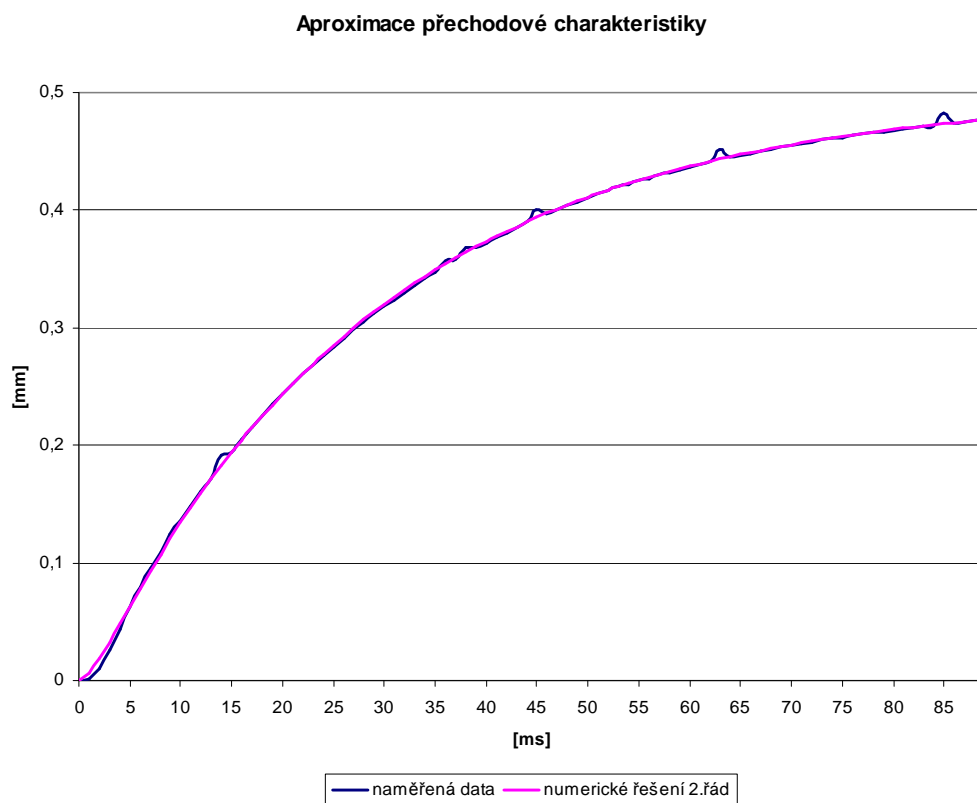
$$\text{póly:} \quad p_1 = -0,0356 \quad p_2 = -0,8606$$

$$\text{řád systému:} \quad \check{r}_s = 2$$

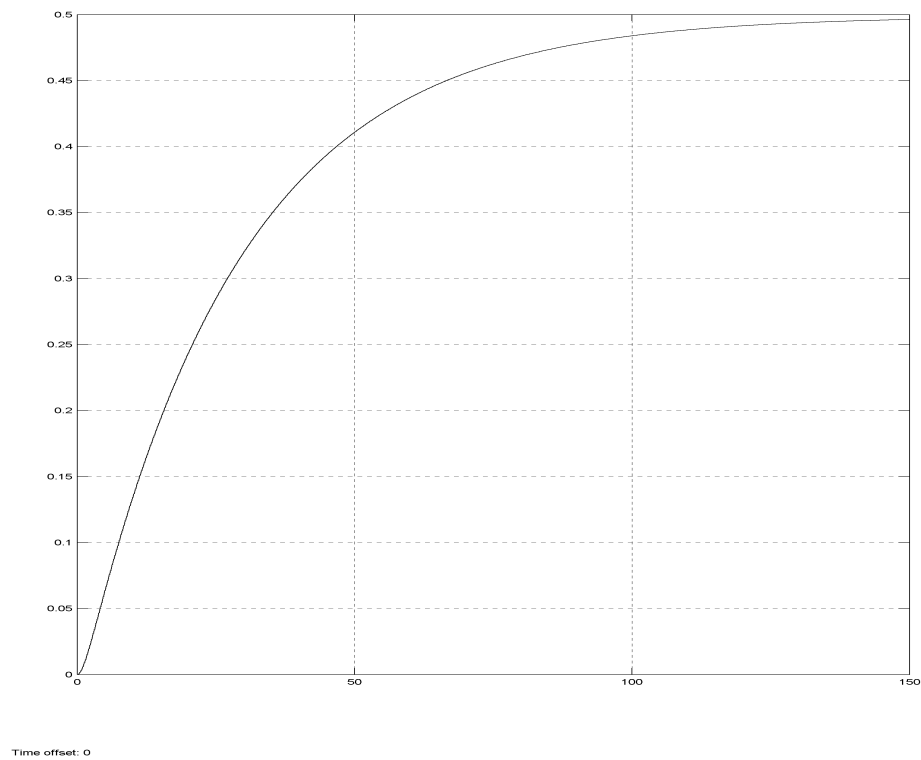
$$\text{relativní řád systému:} \quad \check{r}_r = \check{r}_j - \check{r}_\varepsilon = 2 - 0 = 2$$



Obr. 33 – Aproximace PCH soustavou 2. řádu

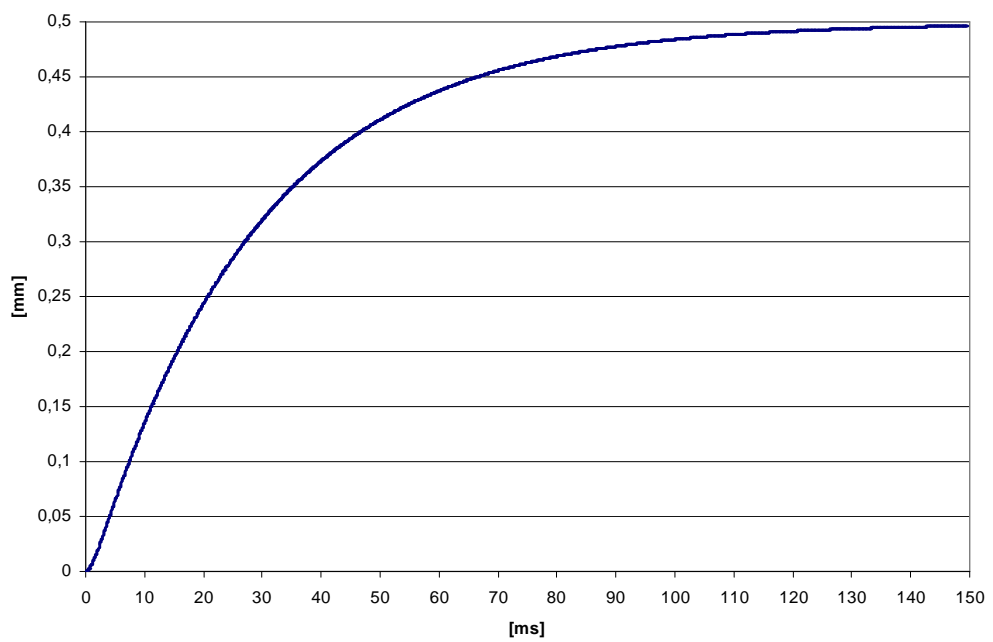


Obr. 34 – Aproximace PCH soust. 2.řádu (posun do počátku)



Obr. 35 – Graf PCH pomocí Matlab - Simulink

Přechodová charakteristika pomocí Matlab



Obr. 36 – Graf PCH pomocí Matlab

Z výsledků identifikace uvedených výše jsou zřejmé následující skutečnosti. Průběh přechodového děje změny polohy supportu v ose X musí být bez překmitu. Dle vyhodnocení identifikace pomocí metody nejmenších čtverců vyplývá, že výsledná aproximace je soustavou druhého řádu s různě velikými časovými konstantami. Číselné vyjádření časových konstant je uvedeno v $[ms^{-1}]$.

Vyhodnocení změny polohy supportu v ose X :

	Výchozí poloha supportu X_1 [mm ⁻¹]	Konečná poloha supportu X_2 [mm ⁻¹]	Hodnota posuvu ΔX [mm ⁻¹]
Žádaný průběh	182,967	183,467	0,5
Skutečný průběh	182,967	183,444	0,477

Tab. 3 – Vyhodnocení změny polohy supportu

Z tabulky 3 je zřejmé, že rozdíl mezi konečnou polohou supportu žádané a skutečné polohy je 0,023mm.

6 NÁVRH DALŠÍHO POSTUPU PRO SIMULACI A SYNTÉZU OKRUHŮ PŘI ZLEPŠOVÁNÍ DYNAMICKÉHO CHOVÁNÍ

V závěrečné části práce je uveden návrh a zhodnocení postupu pro simulaci a syntézu okruhů při zlepšování dynamického chování celého systému CNC. Je potřeba zopakovat a zdůraznit, že vývoj a komplexní návrh obráběcího CNC systému je velice složitý proces. Tento proces je nemalou mírou ovlivněn vývojem v oblasti vysokorychlostního obrábění (*HSC*). Obecně se dá říci, že v letech minulých se výrobci obráběcích CNC systémů zaměřovali na výrobu strojů s „robustní“ konstrukcí, kladoucí důraz na vysokou stabilitu při velkém úběru třísky, ovšem při menších řezných rychlostech. Také rychlý vývoj v úrovni pohonové techniky a řídicích systémů způsobil, že se v současné době ubírá trend v návrhu CNC systému s konstrukcí postavenou na „subtilnější“ (např. svařované) konstrukci, menším úběru třísky ovšem za daleko vyšších řezných rychlostí a zrychlení. Vše při maximální odolnosti přesnosti regulace vůči vnějším silám.

Analýza a chování takového systému, resp. části zabývající se regulací pohonu supportu CNC obráběcího stroje je provedena ve společnosti *Tajmac – ZPS*. Návrh dalšího postupu při zlepšování dynamického chování je tedy výsledkem dlouhodobého vývoje v oblasti konstrukce CNC systému jako takového, nehledě na konkrétní použití ve výrobní praxi. Celý výrobní proces CNC systému je velice složitý, společnost *Tajmac – ZPS* disponuje vývojovým oddělením, které intenzivně a dlouhodobě pracuje na jednotlivých dílčích částech před jeho uvedením do sériové výroby. Velice důležitým prvkem je spolupráce této společnosti se strojní fakultou *ČVUT Praha* a *VÚTS v Liberci*. Na těchto univerzitách probíhá výzkum mechatronického modelu CNC systémů a vlastní dílčí návrhy zlepšení a optimalizace chování.

Také ze strany dodavatele pohonové a regulační techniky spol. *Siemens* je výrobci CNC systémů „postaven“ určitý limit v možnostech implementace a parametrizace těchto prvků. Jedná se samozřejmě o určité udržení „*know how*“ svých produktů této společnosti. Ta ale určitým způsobem uvádí v potaz další limitující faktor při vlastním návrhu CNC systému, se kterým je potřeba se vyrovnat.

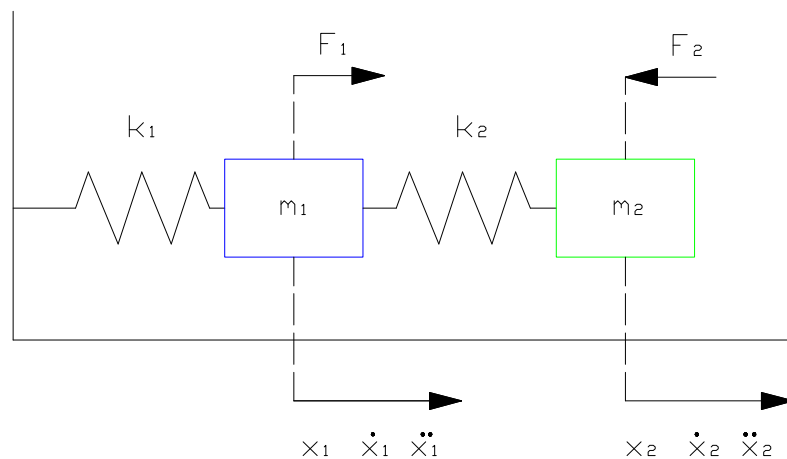
Jelikož je vývoj a výroba CNC systému natolik komplikovaným procesem, je výsledkem praktické části práce určitý nástin dalšího postupu pro optimalizaci chování

tohoto systému. Není z praktického ani časového hlediska možné v práci uvést určitý „hlubší“ konkrétní nástroj optimalizace celého regulačního obvodu jako celku. Zkoumanou částí je „vnější“ část regulačního obvodu s polohovou regulační smyčkou. Zde je zřejmá možnost kvality regulačního pochodu volbou vhodného zesílení K_V .

6.1 Popis současného stavu dílčích oblastí vývoje systému CNC

6.1.1 Základní matematický model mechanické stavby

Jako první je uveden základní matematický model mechanických interakcí CNC systému, který je brán obecně jako výchozí při návrhu systému jako celku.



Obr. 37 – Blokové schéma mech. modelu

Princip sestavení diferenciální rovnice 2. řádu:

$$m_1 \ddot{x}_1 + k_1 x_1 + k_2 (x_1 - x_2) = F_1$$

$$m_2 \ddot{x}_2 + k_2 (x_2 - x_1) = -F_2$$

$$m_1 \ddot{x}_1 + (k_1 + k_2) x_1 - k_2 x_2 = F_1$$

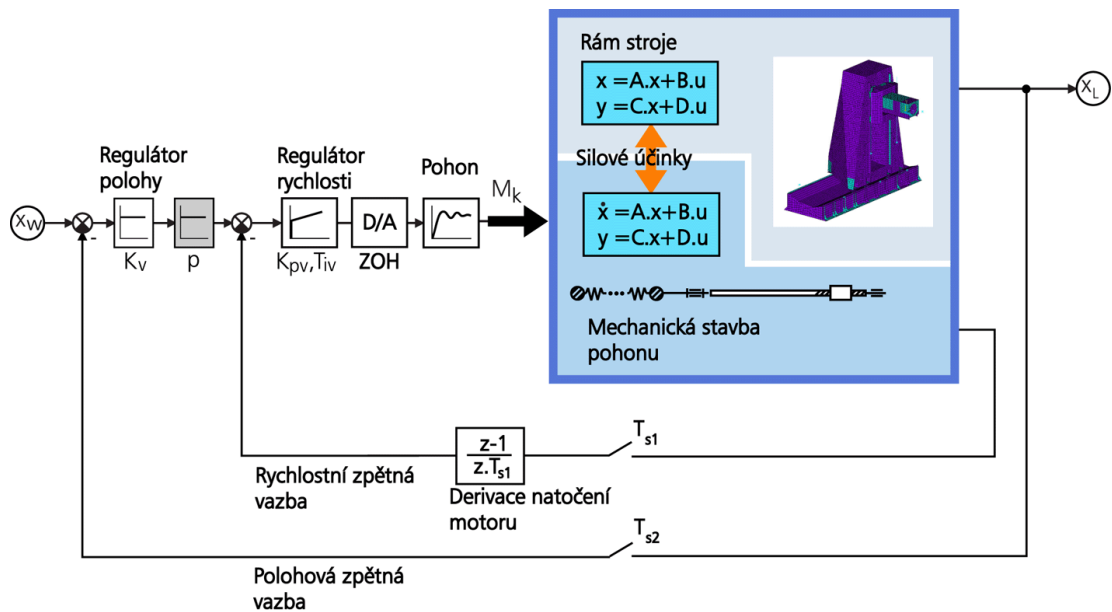
$$m_2 \ddot{x}_2 - k_2 x_1 + k_2 x_2 = -F_2$$

$$\ddot{x}_1 + \frac{k_1 + k_2}{m_1} x_1 - \frac{k_2}{m_1} x_2 = \frac{F_1}{m_1}$$

$$\ddot{x}_2 + \frac{k_2}{m_2} x_1 - \frac{k_2}{m_2} x_2 = \frac{F_2}{m_2}$$

kde k_1 – rotační část (spojka), m_1 – hmotnost serповohonu, k_2 - rotační část (kuličkový šroub), m_2 – hmotnost supportu[10]

6.1.2 Celkový model CNC systému



Obr. 38 – Celkový model CNC systému

Na obr. 38 je zobrazen blokově zkoumaný systém CNC jako celek, je zde zobrazena vzájemná interakce mechanické stavby a regulačního obvodu.

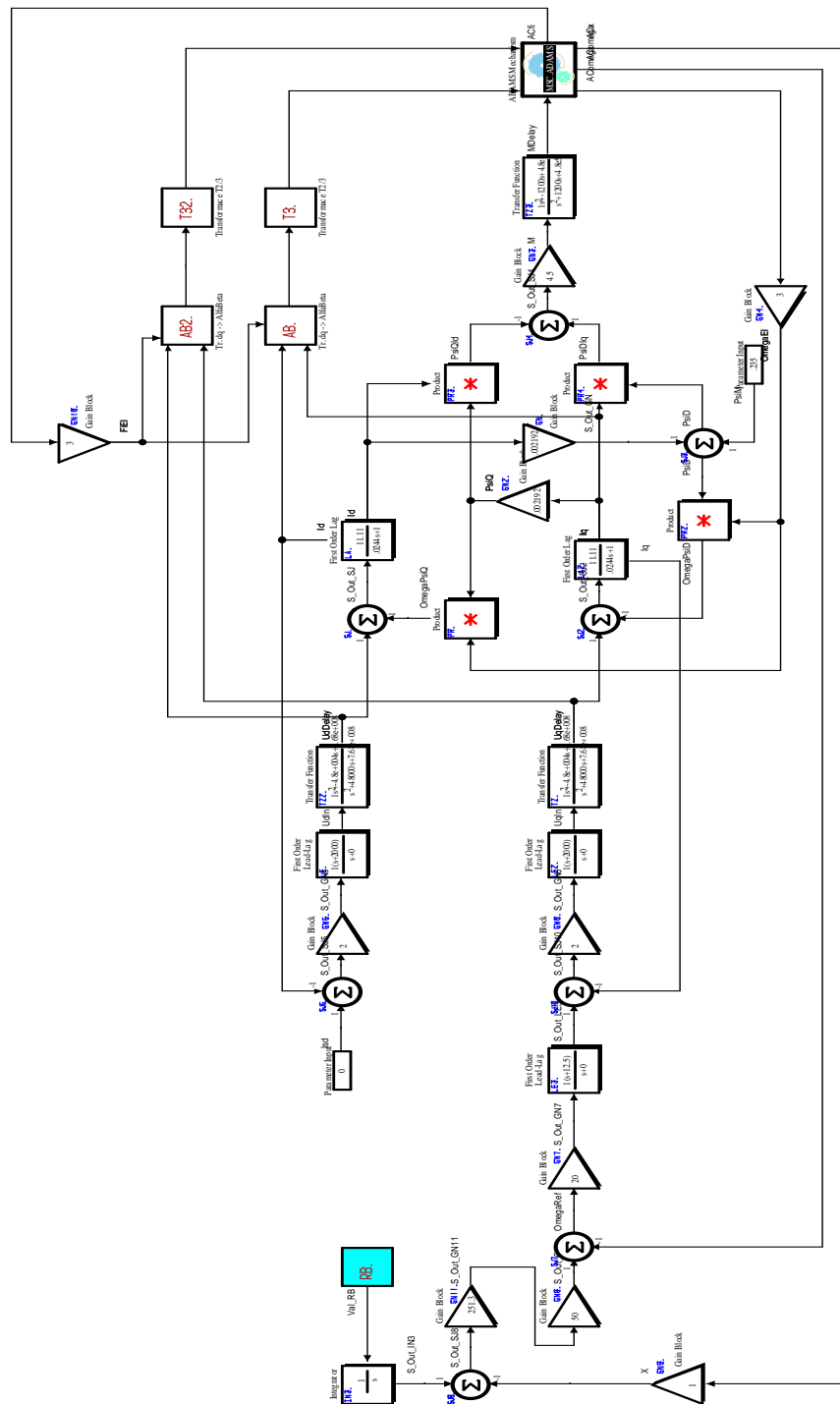
Zákl. postup parametrizace reg. obvodu:

- 1) Provedení auto-tuningu regulátorů proudu a rychlosti (optimalizace regulátoru otáček).
Poté se z výsledné frekvenční charakteristiky (FCH) ručně „doladí“ zesílení int. časové konstanty, případně se zváží zařazení filtru pro danou oblast FCH.
- 2) Hodnota zkoumané frekvence FCH pohonu je cca 100Hz, hodnota útlumu nesmí být větší jako $\pm 3\text{dB}$
- 3) Za předpokladu splnění bodů 1 a 2 se přejde k optimalizaci polohové smyčky pomocí skokové funkce. Je zřejmé, že žádaným průběhem je co možná „nejstrmější“ PCH, bez překmitu.

Omezení možnosti implementace a parametrizace vlastního pohonu spočívá v neměnném nastavení proudového PI regulátoru. Dle typu motoru a frekvenčního měniče sám řídicí systém zvolí optimální parametry proudového PI regulátoru a tyto poté již nelze změnit.

6.1.3 Schéma regulačního obvodu

Vývojové oddělení *Tajmac - ZPS* využívá programového prostředí *Math Works Matlab*, na obr. 39 je celkové schéma regulačního obvodu, které je součástí vývoje mechatronického modelu.



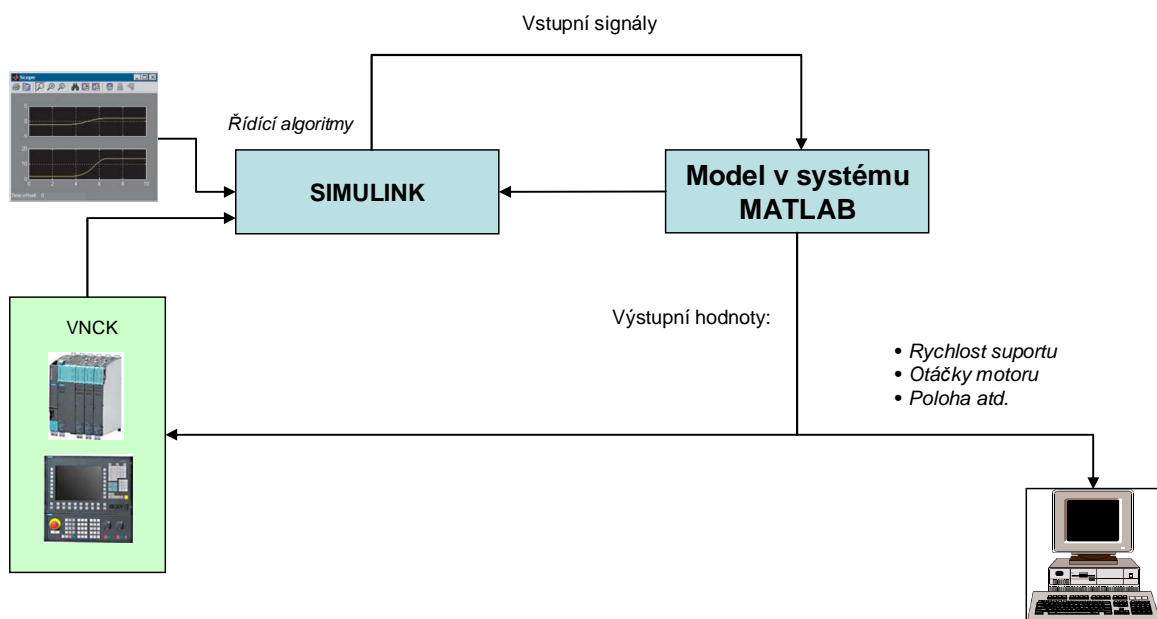
Obr. 39 – Schéma regulačního obvodu v Matlabu

6.1.4 Princip sestavení modelu systému CNC

V následující části je popsán princip sestavení modelu systému CNC. Ukazuje se, že se jedná o klíčovou část vývoje systému CNC, zejména z hlediska určení vhodnosti použitých prvků (jak mechanických tak elektronických) před vlastní sériovou výrobou. Možnosti vývojového oddělení navíc rozšiřuje využití tzv. „virtuálního“ CNC systému *Siemens Sinumerik Virtual NC Controller Kernel* (dále jen *VNCK*) simulující reálné CNC.

Jedná se o velice unifikovaný nástroj i z ekonomického hlediska, jelikož vlastní výroba a následná prezentace produktu na trhu je velice nákladný proces. Minimalizují se tedy náklady na vývoj a následnou výrobu případně nevhodně zvolených částí CNC systému.

Blokové schéma modelu:



Obr. 40 – Blokové schéma modelu

6.2 Popis dalšího postupu zlepšování chování systému CNC

Problematika modelování systému CNC uvedená výše popisuje hlavní části procesu komplexního návrhu systému v současnosti. V následujícím textu jsou popsány hlavní body vize modelování a vývoje systému CNC dle nejnovějších poznatků zkoumaných systémů. Na této problematice pracuje tým odborníků společnosti *Tajmac – ZPS* a zároveň se výzkumu mechatronického modelu věnuje skupina vědecko - technických pracovníků z již uvedených institucí *ČVUT Praha* a *VÚTS v Liberci*. Tato spolupráce je nepostradatelnou součástí procesu vývoje těchto systémů v „tvrdém“ konkurenčním prostředí.

Je důležité zdůraznit, že se jedná o nástin vize modelování systémů CNC, který se v současné době neustále vyvíjí a modifikuje. Konečným výstupem by měl být unifikovaný, komplexní nástroj pro optimální návrh systému CNC a následnou výrobu. Celý proces je někdy také označován jako *Product Lifecycle Management* (*PLM*, správa životního cyklu výrobku).

Základní postup modelování:

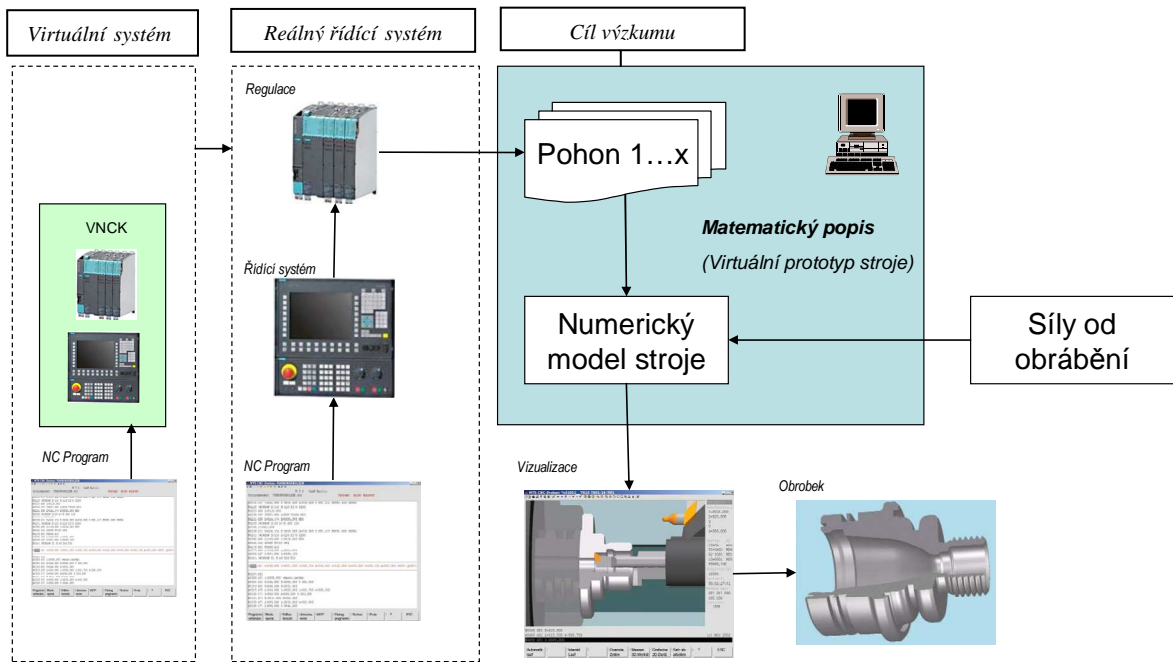
- 1) Nejprve se porovnají frekvenční charakteristiky reálného systému CNC a modelu. Zkoumají se hodnoty frekvencí, u kterých dochází k určitým podkmitům od žádaného průběhu. Poté se stanoví delta odchylek od žádaného průběhu s daným procentuálním určením, které hodnoty frekvencí jsou v daném intervalu a které pro změnu nevyhovují.
- 2) Výsledky porovnání FCH reálného systému a modelu se vyhodnotí. Jsou-li výsledky rovny přistoupí se k dalšímu kroku.
- 3) Při rovnosti výsledků je možno nastavit optimálně parametry řídicího systému a mechanických částí stroje ve vzájemné interakci.

Známe-li optimální model stroje a vhodné technologické podmínky obrábění, lze stanovit například:

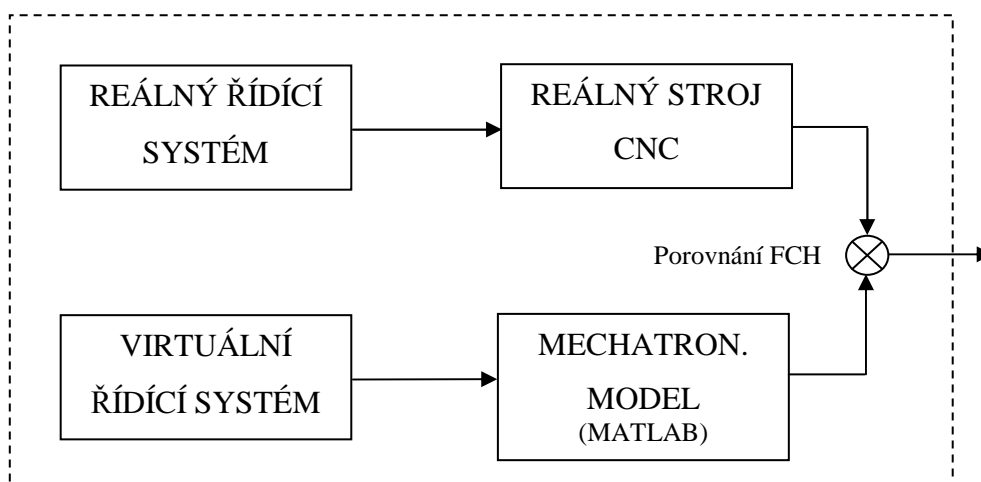
- a) limitní vlastnosti systému CNC (tuhost stroje, vibrace, ...)
- b) optimální parametry řídicího systému
- c) limitní pracovní podmínky stroje (limitní tlíska, úběr materiálu, ...)
- d) možnost vizualizace obrobku

- e) simulace dosažitelné přesnosti obrobeného povrchu
- f) vliv tlumení

V následujícím obrázku je uvedeno schéma vize mechatronického modelu. Žádaným prvkem v celém procesu *PLM* je také již zmíněná vizualizace. Cílem výzkumu mechatronického modelu je získat matematický popis virtuálního prototypu stroje.



Obr. 41 – Schéma mechatronického modelu – vize



Obr. 42 – Zjednodušené schéma modelu

Oblasti pro další výzkum a vývoj:

- Implementace vnějších silových účinků (pasivní odpory, tíhové zrychlení, modelování tření)
- Studium vlivu tlumení
- Propojené úlohy optimalizace mechanické stavby stroje ve vazbě na řízení pohonů
- Modelování řezného procesu a řezných sil
- Simulace dosažitelné přesnosti obrobeného povrchu
- Modely teplotně-mechanických deformací stroje

Z výše uvedeného nástinu směru vývoje a výzkumu chování systémů CNC je patrné, že klíčovým prvkem je získání výsledného matematického popisu virtuálního prototypu stroje. Minimalizací odchylek mezi porovnanou FCH reálného systému a virtuálního systému je dosaženo možnosti modelování prototypů jednotlivých systémů ve virtuálním prostředí, ovšem za prakticky totožných podmínek jako v systému reálném. Navíc s možností vizualizace v 3D software.

Žádaným výstupem je zřejmě natolik unifikovaný, komplexní nástroj modelování a syntézy regulačního obvodu pro výsledné zlepšování dynamického chování systému.

ZÁVĚR

Cílem diplomové práce byla analýza a chování servopohonů u systému *CNC* firmy Siemens.

V prvním bodu teoretické části je proveden rozbor problematiky pohonů u *CNC* obráběcích strojů. Jako první je uveden přehled současného stavu pohonové techniky a shrnuty požadavky na současné *CNC* systémy také z pohledu vývoje v oblasti vysokorychlostního obrábění (*high speed cutting - HSC*). Z pohledu vývoje v oblasti *HSC* se klasické rotační pohony posuvů *CNC* obráběcích strojů s pohybovými kuličkovými šrouby blíží hranici svých možností a pro technologie *HSC* budou zřejmě nahrazovány pohony lineárními. Pro upřesnění je zde tedy uveden obecný nástin řízení lineárních pohonů. Jedním ze nejdůležitějších kvalitativních faktorů systémů *CNC* jsou časové úspory při samotném obrábění. Dále je popsána vzájemná součinnost více pohonů na stroji jelikož jsou na pohony kladny velmi vysoké požadavky na zrychlení a stroje musí být odolné vůči rázům. Toto je u strojů pro *HSC* velmi důležitý faktor.

Druhý bod teoretické části se věnuje popisu a analýze základních okruhů regulace a řízení rychlosti a polohy strojů *CNC*. Jsou uvedeny matematické modely a blokové schéma motorů stejnosměrných, elektronicky komutovaných a synchronních. Jako další jsou popsány obecné zásady regulace u proudové, rychlostní a polohové vazby kaskádního uspořádání regulačního obvodu. Poté následuje nástin vlastní parametrizace regulátorů dle hierarchie regulačního obvodu. U rychlostní vazby uvažujeme *PI* regulátor a u vazby polohové je nutno pro správnost zabývat se případem *PI* regulátoru. Z důvodu jednoznačné matematické svázanosti polohy a rychlosti ale není nutný polohový regulátor typu *PI* ale typu *P*. Jeho polohové zesílení je rychlostní konstanta K_v , která představuje požadovanou rychlost při jednotkové odchylce žádané a skutečné polohy. Výstupem polohového regulátoru je tedy žádaná rychlost. Pro úplnost je uvedena také problematika dopředných vazeb – *feedforwardů*. Jedním z nejdůležitějšího faktoru z hlediska *HSC* je vzájemné působení mechanické stavby stroje a servopohonu.

V třetím závěrečném bodu teoretické části je popsána vlastní identifikace soustavy. Byly nastudovány a popsány základní přístupy identifikace - analytický a experimentální. Jelikož se u většiny reálných systémů využívá experimentálního přístupu identifikace, je tento rozebrán na deterministické metody a stochastické metody identifikace. Z těchto

uvedených metod je vybrána metoda nejmenších čtverců – *MNC* pro použití v praktické části práce.

Praktická část diplomové práce je složena z několika jednotlivých částí. Jako první je provedeno reálné měření na systému *CNC*. Praktické měření pro analýzu chování zkoumaného servopohonu společnosti *Siemens* bylo provedeno ve společnosti *Tajmac – ZPS a.s.* Měření proběhlo na 3-osé obráběcí zkušební stanici. Jsou rozebrány jednotlivé vazby regulačního obvodu. Popis těchto vazeb je proveden i z důvodu zdůraznění možností při vlastní implementaci pohonové techniky. Výrobce pohonů společnost *Siemens* nedává možnost výrobcům systémů *CNC* možnost parametrizace proudového regulátoru. Zkoumaným typem pohonu je řada *IFK7*, jedná se o planetový synchronní servopohon. Na zkušební stanici byl změřeny průběhy jednotlivých přechodových dějů, jak průběh žádané fce, tak průběh reálné fce. Pro naměření přechodového děje je zvolena změna polohy supportu v ose *X* skokovou fci o 0,5mm. Oba průběhy jsou porovnány v grafu.

V následujícím druhém bodu praktické části jsou vyhodnoceny výsledky měření. Jak již bylo řečeno, pro vlastní identifikaci je použita metoda nejmenších čtverců. Byla provedena aproximace soustavou prvního i druhého řádu pro vyhodnocení. Dle výsledné sumy čtverců odchylek je provedena aproximace soustavou druhého řádu s různě velkými časovými konstantami. Vlastní přechodový děj je bez překmitu, což je také nutnou podmínkou regulačního obvodu *CNC* systému. Rozdíl mezi konečnou polohou supportu žádané fce a skutečné fce je uveden v tab.3 a činí 0,023mm.

Závěrečná část práce udává nástin dalšího postupu pro simulaci a syntézu okruhů při zlepšování dynamického chování systému. Nejprve je tedy provedeno shrnutí současného stavu dílčích oblastí vývoje systému. Velice důležitým prvkem je dlouhodobá spolupráce společnosti *Tajmac – ZPS* s vědecko technickými pracovníky *ČVUT Praha* a *VÚTS v Liberci*. Je popsán základní matematický model celého systému – tedy i s vzájemnou interakcí servopohonu a mechanické stavby stroje. Jako klíčovým prvkem v dalším vývoji v oblasti vysokorychlostního obrábění, modelování systému a zlepšování dynamického chování se ukazuje stanovení matematického popisu tzv. „virtuálního“ prototypu stroje. Je použito softwareového nástroje *Virtual NC Controller Kernel*, který simuluje reálný *CNC* systém. Budeme-li schopni stanovit takový matematický popis virtuálního stroje, bude možno navrhnout optimálně parametry mechanických částí stroje a řídicího systému dle daného použití ve výrobním procesu.

ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

Objective of my graduation theses was analysis and behaviour of servo-drive system in *CNC Siemens* company.

In the first point of the theoretical part is realized an analysis of servo-drive system in *CNC* machines. As the first is mentioned a summary of a contemporary stage of driving technology and also summarize requirements on a contemporary *CNC* systems from a development point of view in high speed cutting (*HSC*). From a development point of view in part of *HSC* are standard rotary drives feed of *CNC* machines with the kinetic ball-screws approximate to limits of its possibilities and for technology of *HSC* will be obviously replacing by the linear drives. For exact specification is then introduced a general schema of control of the linear drives. One of the most important qualitative factors of *CNC* systems are time savings by its cutting. Further on is described the mutual interaction of more drives on machine because on the drives are placed very high requirements on the acceleration and machines have to be resistant against beats. This is very important factor for machines for *HSC*.

The second point of the theoretical part is addressed to the description and analysis of the fundamental circuit of the regulation and control of rate and position of *CNC*. There are stated mathematical models and block diagrams of *DC* motors, electronically unidirected and synchronous. As the others are described general principles of regulation by rate, speed and position structure of cascade lay-out of the regulation circuit. After follows a schema of proper parametrization of the regulators according to the hierarchy of the regulation circuit. We reflect by the speed structure *PI* regulator and by position structure is necessary for rightness to concern with the case of *PI* regulator. By the reason of definit mathematical continuity of position and speed is not necessary the position of regulator type *PI* but type *P*. Its position gain is speed parametr K_v which present required speed at unit divergence requested and real position. The outlet of position regulator is then requested speed. For integrity is noticed also problematics of feedforwards. On of the most important factor from the point of *HSC* view is the interaction between mechanical construction of machine and drive.

In the third final point of the theoretical part is defined proper system identification. There were studied and described basic methods of identification – analytic and

experimental. Whereas by the most of the real systems are used experimental method of identification this method is divided into a deterministic and stochastic methods of identification. From the above named methods is chosen method of the least squares – *MNC* for use in practical part of my theses.

Practical part of my theses consists of the several particular parts. In the first part is realized the real measurement on the *CNC* system. Practical measurement for analysis and behaviour of surveyed drive of *Siemens* company was realized in *Tajmac – ZPS a.s.* company. The measurement was placed on the 3-axis cutting testing station. They are described particular structures of a regulation circuit. The description of these structures is realized also from the reason of emphasis of possibilities by its proper implementation of drive technics. *Siemens* company the producer of drives does not allow parametrization of rate regulator for producers of *CNC* systems. Surveyed type of drive is rank *IFK7* and it is proceed of planetary synchronous drive. At the testing station were measured process of particular transient diagrams both process of required function and process of real function. For measurement of transitional process is chosen change of position of support value in axis *X* by the step function about 0,5mm. Both processes are compared in a diagram.

In the following second point of the practical part are evaluated results of measurement. As it was said for proper identification is used method of the least squares. It was realized approximation by the system of the first and also second degree for the evaluation. According to the final sum of squares divergence is realized the approximation by the second degree system with different large time constants. Proper transitional process is without overshoot which is also necessary condition of regulation circuit of *CNC* system. The difference between final position of support required function and real function is stated in the tab.3 and arises 0,023mm.

The final part of my theses gives an outline of the next procedure for simulation and synthesis of circuits for improving the dynamic system behaviour. Initially is realized summary of current status of partial areas of system development. The very important element is long-continuing cooperation with *Tajmac – ZPS a.s.* company with scientific and technical staff members from *ČVUT Praha* and *VÚTS Liberec*. It is described the basic mathematical model of complete system – then with mutual interaction between drive and mechanical construction of machine. As the key element in further development in the high speed cutting part, system simulation and improvement of dynamical behaviour is shown

statement of the mathematical description called „virtual“ machine prototype. It is used software tool *Virtual NC Controller Kernel* which simulates real *CNC* system. If we will be able to set up such mathematical description of the virtual machine it would be suggested optimal parameters of mechanical machine parts and also control system according to the given use in production process.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Balátě J. Automatické řízení. BEN, 2004, s.664. ISBN 978-80-7300-148-0.
- [2] Altmann W. Practical Process Control for Engineers and Technicians. ELSEVIER, 2006, s. 290. ISBN 978-0-7506-6400-4.
- [3] Dyer, S., A. Survey of instrumentation and measurement. John Wiley and Sons, 2001, s. 1096. ISBN 0-471-39484-X.
- [4] Hruška, F. Technické prostředky informatiky a automatizace. Učební texty. 1.vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, duben 2007, s.193. ISBN 978-80-7318-535-0.
- [5] Webster, J., G. The measurement, instrumentation, and sensor handbook. New York: CRC Press LLC; Springer-Verlag, 1999, s. 1932, ISBN 3-540-64830-5.
- [6] Hruška, F. Senzory pro systémy informatiky a automatizace. Učební texty. 1.vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, prosinec 2007, s.177. ISBN 978-80-7318-630-2.
- [7] Hruška, F. Projektování systémů integrované automatizace. Učební texty. 2.vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, 2002, s. 133. ISBN 80-7318-100-2.
- [8] Mikell P. Groover: Automation, Production Systems, and Computer - Integrated Manufacturing (3rd Edition).
- [9] www.siemens.com, část CNC systémy
- [10] Souček, P. Servomechanismy ve výrobních strojích. ČVUT Praha 2004, s. 210. ISBN 80-01-02902-6.
- [11] Bobál, V. Identifikace systémů. Učební texty. 1. vyd. Zlín: UTB ve Zlíně, 2009, s.128. ISBN 978-80-7318-888-7.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

CNC	Computed numerically controlled (výpočetně numericky řízený)
HSC	High speed cutting (vysokorychlostní obrábění)
IP	Ingress protection (stupeň krytí)
A/D	Analog/digital (analogově/číslicový převodník)
EC	Electronically/commutation drive (elektronicky komutovaný motor)
DC	Direct current drive (stejnosměrný motor)
Feedforward	Dopředná vazba
PI	Proportional integrated (proporcionálně integrační regulátor)
GMK	Geometrická místa kořenů
IAE	Integral absolute error (integrál abs. hodnoty regulační odchylky)
ISE	Integral square error (integrál kvadrátu reg. odchylky)
LED	Light emitting diode (elektro-luminiscenční dioda)
PCH	Přechodová charakteristika
Auto-tuning	Automatické seřizování
CCU	Compact control unit (kompaktní řídicí jednotka)
IEC	International Electrotechnical Commission (mezinárodní el. úřad)
EN	European norm (evropská norma)
ISO	International organization for standardization (mezinárodní normalizační norma)
MNC	Metoda nejmenších čtverců
know how	Výrobně – technické poznatky
FCH	Frekvenční charakteristika
VNCK	Virtual NC controller kernel (virtuální numericky řízený systém)
PLM	Product lifecycle management (životní cyklus výrobku)

M_k	kroucí moment
J_M	moment setrvačnosti
D	průměr kotvy
α_M	úhlové zrychlení
L_{min}	délka pojezdu
v^2	max. dosažená rychlost stroje
a	zrychlení
T	čas polohování
$y(s)$	výstupní veličina
$u(s)$	akční veličina
v_x	rychlost ve směru osy X
v_y	rychlost ve směru osy Y
K_v	zesílení polohové smyčky
R	poloměr
f	kmitočet
I	proud
U	napětí
F_F	velikost zvlnění proudu
v_a, v_b	obvodová rychlost
a_0	dostředivé zrychlení
ω	úhlová rychlost
M_z	vnější brzdny moment
ζ_M	poměrné tlumení
K_E	napěťová konstanta
K_M	momentová konstanta

T_I	integrační časová konstanta
K_{PI}	proporcionální zesílení
K_R	zesílení rychlostní smyčky
p	velikost převodu
h	stoupání šroubu
r	ratio
f_k	pořadnice PCH
$G(s)$	přenos soustavy
T_1, T_2	časová konstanta
$h(t)$	přechodová fce

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 – Rychlost a dráha při skokové změně zrychlení.....	16
Obr. 2 – Zjednodušené blokové schéma polohového servomechanismu	17
Obr. 3 – Paralelní odlehlost při lineární interpolaci.....	18
Obr. 4 – Požadavky na zrychlení při kruhové interpolaci.....	19
Obr. 5 – Blokové schéma stejnosměrného motoru	20
Obr. 6 – Zjednodušené blokové schéma synchronního motoru.....	22
Obr. 7 – Blokové schéma regulace polohy	22
Obr. 8 – GMK proudové smyčky bez dopravního zpoždění	24
Obr. 9 – Rychlostní smyčka s P regulátorem.....	27
Obr. 10 – Polohová smyčka s podřízenou rychlostní smyčkou	27
Obr. 11 – Polohová smyčka s vnitřním přenosem 2.řádu	28
Obr. 12 – Blokové schéma regulace polohy s rychlostním feedforwardem	29
Obr. 13 – Vznik samobuzených kmitů	31
Obr. 14 – Dvojhmotový systém s vloženým převodem.....	31
Obr. 15 – Posunový systém s rotačním motorem a kuličkovým šroubem.....	32
Obr. 16 – HTL inkrementální enkodér a resolver	33
Obr. 17 – Inkr. enkodér \sin/\cos $1V_{PP}$ a EnDat absolut. enkodér.....	34
Obr. 18 – Propojení snímače a navazující elektroniky	34
Obr. 19 – Princip lineárních snímačů CNC stroje	35
Obr. 20 – Část pravítka pro absolutní a inkrementální měření.....	35
Obr. 21 – Princip obrazového snímání	36
Obr. 22 – Princip interferenčního snímání.....	36
Obr. 23 – PCH soustavy prvního řádu	41
Obr. 24 – PCH nekmitavé soustavy vyššího řádu.....	43
Obr. 25 – Graf určení poměru časových konstant $\tau=T2/T1$ pro normovanou PCH	44
Obr. 26 – Schéma CNC systému s rotačním motorem a kuličkovým šroubem.....	49
Obr. 27 – Zkušební CNC stanice	50
Obr. 28 – Schematické blokové schéma regulačního obvodu	51
Obr. 29 – Modulární stavba Sinumerik 840D.....	52
Obr. 30 – Přechodové charakteristiky měření.....	54
Obr. 31 – Porovnání průběhů PCH.....	55

Obr. 32 – Zobrazení jednotlivých přechodových dějů na operačním panelu.....	55
Obr. 33 – Aproximace PCH soustavou 2. řádu.....	58
Obr. 34 – Aproximace PCH soust. 2.řádu (posun do počátku).....	58
Obr. 35 – Graf PCH pomocí Matlab - Simulink.....	59
Obr. 36 – Graf PCH pomocí Matlab.....	59
Obr. 37 – Blokové schéma mech. modelu	62
Obr. 38 – Celkový model CNC systému.....	63
Obr. 39 – Schéma regulačního obvodu v Matlabu	64
Obr. 40 – Blokové schéma modelu.....	65
Obr. 41 – Schéma mechatronického modelu – vize	67
Obr. 42 – Zjednodušené schéma modelu	67

SEZNAM TABULEK

Tab. 1 – Tab. hodnot pro vyhodnocování statických soustav n-tého řádu se stejnými.....	44
Tab. 2 – Tab. vypočtených hodnot pomocí MNC.....	57
Tab. 3 – Vyhodnocení změny polohy supportu	60

SEZNAM PŘÍLOH

P I: Foto1 zkušební stanice

P II: Foto2 zkušební stanice

2 x CD-ROM

PŘÍLOHA PI: FOTO1 ZKUŠEBNÍ STANICE



PŘÍLOHA P II: FOTO2 ZKUŠEBNÍ STANICE

