TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií



ELEKTRONICKÉ VAČKY V ŘÍDICÍM SYSTÉMU BRUSKY RADIÁLNÍCH VAČEK

DIZERTAČNÍ PRÁCE

Liberec 2016

Ing. Vladislav Crhák



ELEKTRONICKÉ VAČKY V ŘÍDICÍM SYSTÉMU BRUSKY RADIÁLNÍCH VAČEK

Dizertační práce

Studijní program:P2612 – Elektrotechnika a informatikaStudijní obor:2612V045 – Technická kybernetika

Autor práce: Vedoucí práce: Ing. Vladislav Crhák doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.



Prohlášení:

Byl jsem seznámen s tím, že na mou dizertační práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé dizertační práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li dizertační práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Dizertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé dizertační práce a konzultantem.

Současně čestně prohlašuji, že tištěná verze práce se shoduje s elektronickou verzí, vloženou do IS STAG.

V Liberci, dne 30. 09. 2016

Podpis:

Poděkování:

Děkuji vedoucímu práce – doc. Ing. Pavlu Rydlovi, Ph.D. za obětavou podporu a odborné informace a připomínky, poskytnuté s trpělivým přístupem.

Rovněž děkuji kolegům za konzultace směřující k vyřešení úkolů a firmě VÚTS, a.s. za umožnění realizace dizertační práce.

Anotace

Dizertační práce se zabývá analýzou možností v návrhu a nastavení parametrů řídicího systému jednoúčelového obráběcího stroje, z pohledu dosažení nejlepších dynamických vlastností pohonů a zároveň rozměrových parametrů zpracovávaného obrobku. V souladu s geometrickou přesností je zmíněna důležitost optimálního nastavení pohonů stroje také v souvislosti s potlačováním kmitů a zvýšením efektivity výroby.

V první části jsou vysvětleny základní pojmy ohledně vaček a vačkových mechanismů, na jejichž základě je rozvíjena myšlenka nahrazování klasických kinematických dvojic elektronickými systémy. Je uveden způsob netradičního přístupu k řízení pohonů, resp. jednotlivých obráběcích os. Tím je myšleno využití elektronických vaček, které jsou v podobě spojení výkonných servomotorů s řídicím prvkem, implementovány do řídicího systému brousicího stroje, uvažovaného jako mechatronický systém.

Hlavní náplní práce je analýza zaměřená na vypracování matematického modelu broušení s volbou vhodné regulační struktury použitých pohonů. Součástí analýzy je optimalizace regulačních smyček a jednotlivých regulátorů. S tím je spojeno určení takového nastavení regulace, kdy je při obrábění dosahováno vysoké dynamiky pohonů s minimálními polohovými chybami a přitom je proces stabilní. Současně s rovnováhou systému je třeba řešit nežádoucí kmitání, vznikající při obrábění. Na danou problematiku tedy navazuje rozbor dosažení aperiodického průběhu obráběcí síly s metodikou potlačení kmitů ve vícehmotové soustavě.

V další části je rozebrána možnost volby měřicího zařízení a způsob konkrétního řešení s vysokou přesností měření, které je nedílnou součástí reálné výroby. Měřením získaná data jsou dále zpracována algoritmy filtrace a predikce obráběcích polohových křivek, pro dosažení maximální přesnosti v následném procesu obrábění.

Poslední díl práce je pro komplexní doplnění textu zaměřen na metodiku dimenzování pohonů obráběcích os. Výchozím parametrem pro výběr pohonů je požadovaná obráběcí síla, vycházející z tvaru obrobku, s čímž souvisí ladění a nastavení regulace procesu broušení.

Obsah textu je vztažen k obrábění jednoho druhu obrobku – radiální vačky, na konkrétním stroji, který byl vyvíjen souběžně s psaním této práce. Problematika spojená s vývojem a testovacím provozem brusky radiálních vaček byla zároveň motivací pro vznik této práce.

Klíčová slova – elektronická vačka, servopohon, regulační smyčka, regulátor, optimalizace, měření obrobku, filtrace dat, dimenzování pohonu

Annotation

This thesis deals with the analysis of options in designing and parameter settings of a one purpose machine control system. The purpose is to achieve a satisfactory dynamic characteristic of the drives and simultaneously the exact dimensions of the work piece. In compliance with geometric precision, the importance of the machine drive optimum settings is mentioned which leads to the suppression of vibrations and increases production efficiency.

The first part explains the basic terms concerning the cams and cam mechanisms. On the basis of these mechanisms the idea is developed of replacing the classical kinematic structures by electronic systems. There is a way mentioned of the individual machine axes control motion. It means the application of electronic cams, consisting of powerful servomotors and controller which are implemented in a grinding machine control system.

The main work is the analysis focused on the development of a mathematical model, describing grinding with the choice of an appropriate regulatory structure of used drives and subsequent optimization of the control loops and individual regulators. This is associated with the determination of such control settings when the high dynamics of drives is reached during the machining with minimal positional errors and when the process is still stable. Unwanted vibrations generated during the machining are solved together with the system stability. Mentioned problematics are followed by a criteria stability analysis and ways of reaching this, together with the methodology of vibration suppressing in a multi mass system.

The next section discusses the choice of measuring equipment and specific solution with a high accuracy of measurement, which is an integral part of real production. The data obtained by measurement is further processed by filtration and prediction algorithms to obtain the maximum position accuracy of the machining curves in the subsequent machining process.

The last part of the work is focused on drive sizing as an overall text supplement. Described method of sizing leads to the selection of drives in terms of cutting force, which is the default parameter. Grinding force resulting from a specific shape of the workpiece and it is related to the control system adjustment.

The text is related to a certain type of workpiece machining – the radial cam, on a specific machine which has been developed in parallel with the writing of this work. Issues associated with the developing and testing operation of a radial cam grinder was also the motivation for this work.

Keywords – electronic cam, servomechanism, control loop, controller, optimization, workpiece measurement, data filtering, drive sizing

Obsah

1. Úvod	21
1.1 Cíle dizertační práce	21
1.2 Přehled stavu problematiky výroby vaček	23
1.2.1 Výrobní data	23
1.2.2 Stroje pro broušení	24
1.2.3 Řízení jakosti výroby radiálních vaček	25
1.2.4 Výroba vaček na BRV-300 CNC	25
2 Řídicí systém stroje	27
2.1 Ovládání stroje	29
2.1 Ovnadaní stroje	30
2.2 Strukturu programu, způsoby nižem smithat 2.3 Elektronické vačky v procesu obrábění	32
2.4 Posouzení přesnosti obrábění	36
2.4.1 Geometrický zdroj tvarových odchylek	
2.4.2 Technologický zdroj tvarových odchylek	
2.5 Měření obrobku a přenos dat	40
2.6 Transformace souřadnic	40
2. Doculožní strukturu oloktrických rokorů	12
3. Regulachi struktury elektrických pohonu	43
3.1 Model motoru	43
3.1.1 V yčiloži model SMPM	43
3.1.2 Zjednodusený nnednížováný model <i>SMFM</i>	50 51
3.2.1. Standardní regulace polohy	51
3.2.7 Begulace polohy s dopřednými vazbami	
3.2.2 Regulace polony subpreanymit vazbanni	
4. Analýza regulační struktury vícehmotové soustavy	61
4.1 Jednohmotová soustava	61
4.2 Dvojhmotová soustava	
4.2.1 Dvojhmotová soustava s pružnou vazbou a posuvnou zátěží	62
4.2.2 Dvojhmotová soustava s pružnou vazbou a rotující zátěží	64
4.2.3 Analyza rychlostni smycky s <i>PI</i> regulatorem	68
4.2.4 Analyza polohove smycky	/0
4.3 Irojnmotova soustava	12
4.4 Synteza regulatoru	75
4.4.1 Metoda geometrickeno mista korenu (GMK)	74
4.4.2 Metoda optimalinio modulu (<i>OM</i>)	0 /
4.4.5 Metoda Symetrickeno optima (50)	80
5. Metody vedoucí k potlačení kmitání	83
5.1 Notch filtr	83
5.2 Regulátor <i>PID</i>	85
5.3 Metoda inverze dynamiky	86
5.4 Metoda input shaping	89
5.4.1 Potlačení vibrací ve dvojhmotové soustavě	90
5.4.2 Potlačení vibrací ve trojhmotové soustavě	97
6. Měřicí zařízení	101
6.1 Měřicí prostředky	102
6.1.1 Laserový snímač	102
6.1.2 Lineární dotykové čidlo	104

6.1.3 Vahadlo s rolnou	108
6.2 Metodika měření obrobku	110
6.3 Vyhodnocení měření a korekce dat	111
6.3.1 Kalmanův filtr	113
6.3.2 Zvýšení přesnosti měření	115
7. Metodika návrhu <i>NC</i> os	119
7.1 Výpočetní vztahy	120
7.1.1 Dynamika osy C	121
7.1.2 Dynamika osy V	122
7.1.3 Dynamika osy Z	122
7.2 Program pro návrh pohonů stroje	123
8. Závěr	125
Seznam použité literatury	129
Přehled publikovaných prací	131
Příloha A - Výpis programu broušení (motion program)	133
Příloha B - Identifikace parametrů osy V	137
Příloha C - Výpis programu Kalmanova filtru	145
Příloha D - Dimenzování pohonů – vztahy	147
Příloha E - Prospekt BRV-300 CNC	159

Seznam obrázků

Obr.	1.1 Ukázka vaček: radiální, axiální a globoidní	23
Obr.	1.2 Základní vačkové mechanismy	24
Obr.	2.1 Motor direct drive, klasický motor rotační a napěťový měnič	27
Obr.	2.2 Elektrické komponenty řídicího systému	27
Obr.	2.3 PLC Yaskawa řady MP2300	28
Obr.	2.4 Složení NC os brusky radiálních vaček BRV-300 CNC	28
Obr.	2.5 Souřadnice pohybu nástroje	29
Obr.	2.6 Dotykový panel s obrazovkou ručního režimu	29
Obr.	2.7 Schéma toku dat v řídicím systému stroje	30
Obr.	2.8 Program KIN	31
Obr.	2.9 Proces výroby vačky	31
Obr.	2.10 Závislost polohy osy V na poloze virtuální osy	32
Obr.	2.11 Schéma synchronizace NC os	34
Obr.	2.12 Základní schéma polohového servomechanismu	34
Obr.	2.13 Odchylka při lineární interpolaci	35
Obr.	2.14 Geometrie souřadných systémů stroje a obrobku	38
Obr.	2.15 Měřicí protokol před stanovením korekčních odchylek	39
Obr.	2.16 Měřicí protokol po stanovení korekčních odchylek	39
Obr.	2.17 Polární systém souřadnic	40
Obr.	3.1 Kaskádní regulační struktura polohového servopohonu	44
Obr.	3.2 Schéma fáze statorového vinutí	45
Obr.	3.3 Fázorový diagram zatíženého SM, podbuzený a přebuzený stav	47
Obr.	3.4 Blokové schéma modelu SMPM v d-q souřadnicích	49
Obr.	3.5 Simulační model motoru	49
Obr.	3.6 Lineární blokové schéma SMPM	50
Obr.	3.7 Pracovní režimy synchronního motoru	51
Obr.	3.8 Fázorový diagram synchronního motoru řízeného na maximální moment	52
Obr.	3.9 Blokové zapojení vektorového řízení SMPM na maximální moment	53
Obr.	3.10 Simulační model vektorového řízení pohonu se synchronním motorem	53
Obr.	3.11 Odezvy na jednotkový skok polohy z 0 na 1 mm	55
Obr.	3.12 Odezvy na jednotkový skok polohy z 0 na 0,1 mm	56
Obr.	3.13 Přímé odměřování osy V	58
Obr.	3.14 Diagram řízení plně uzavřené smyčky v pohonu Yaskawa	58
Obr.	3.15 Vstup dopředných vazeb do regulace	59
Obr.	4.1 Základní schéma procesu broušení	61
Obr.	4.2 Schéma jednohmotové soustavy	62
Obr.	4.3 Schéma procesu broušení se dvěma hmotami	63
Obr.	4.4 Kinematické schéma dvojhmotové soustavy s pružnou vazbou	64
Obr.	4.5 Blokové zapojení dvojhmotového systému pro sledování polohy	65
Obr.	4.6 Blokové zapojení dvojhmotového systému pro sledování rychlosti	66
Obr.	4.7 Upravené blokové zapojení dvojhmotového systému	66
Obr.	4.8 Upravené blokové zapojení pružného spojení	67
Obr.	4.9 Blokové schéma rychlostní smyčky dvojhmotové soustavy	68
Obr.	4.10 Průběh <i>GMK</i> rychlostní smyčky v závislosti na konstantě <i>K</i> _p	69
Obr.	4.11 Amplitudová a fázová charakteristika uzavřené rychlostní smyčky	69
Obr.	4.12 Blokové schéma polohové smyčky dvojhmotové soustavy	70
Obr.	4.13 Průběh <i>GMK</i> polohové smyčky v závislosti na konstantě <i>Kv</i>	71
Obr.	4.14 Amplitudová a fázová charakteristika uzavřené polohové smyčky	72

Obr. 4.15 Schéma procesu broušení se třemi hmotami	72
Obr. 4.16 Simulační model trojhmotové soustavy	73
Obr. 4.17 Blokové uspořádání kaskádní regulační struktury pohonu	74
Obr. 4.18 Póly jednohmotového systému	74
Obr. 4.19 Odezva jednohmot. systému bez regulace na skok síly	75
Obr. 4.20 Model jednohmotové soustavy s PID regulátorem	77
Obr. 4.21 Rozložení pólů uzavřené regulační smyčky jednohmot. soustavy	77
Obr. 4.22 Odezva jednohmot. systému s PID regulací na skok síly	78
Obr. 4.23 Schéma řízení pohonu s regulátorem proudu	79
Obr. 4.24 Přenos systému s předřazeným regulátorem proudu, metoda OM	79
Obr. 4.25 Schéma řízení pohonu s regulátorem rychlosti	80
Obr. 4.26 Přenos systému s předřazeným regulátorem proudu, metoda SO	81
Obr. 5.1 Program WinScope 2.51	84
Obr. 5.2 Charakteristiky notch filtru v závislosti na činiteli jakosti	84
Obr. 5.3 Model jednohmotové soustavy	85
Obr. 5.4 Kmitání v jednohmot. soustavě s P regulací	85
Obr. 5.5 Průběhy veličin v jednohmot. soustavě s PID regulací	86
Obr. 5.6 Model dvojhmotové soustavy	
Obr. 5.7 Regulační schéma soustavy s inverzním filtrem	
Obr. 5.8 Kmitání ve dvojhmot. soustavě s PID regulací bez filtru	
Obr. 5.9 Model dvojhmotové soustavy s inverzním filtrem	
Obr. 5.10 Průběhy veličin ve dvojhmot. soustavě s inverzním filtrem	
Obr. 5.11 Princip metody input shaping	90
Obr. 5.12 Tvarovač se dvěma impulsy	
Obr. 5.13 Frekvenční spektrum průběhu otáčivé rychlosti	94
Obr. 5.14 Tvarovač se třemi impulsy	94
Obr. 5.15 Amplitudová frekvenční charakteristika tvarovačů	
Obr. 5.16 Model dvojhmotové soustavy s <i>input shaping</i> prvkem	
Obr. 5.17 Moment a síla ve dvojhmot. soustavě s input shaping prvkem	
Obr. 5.18 Rychlost a poloha ve dvojhmot. soustavě s input shaping prvkem	97
Obr. 5.19 Model trojhmotové soustavy	97
Obr. 5.20 Model trojhmotové soustavy s <i>input shaping</i> prvkem	
Obr. 5.21 Kmitání ve trojhmot. soustavě	
Obr. 5.22 Kompenzace jednoho kmitočtu síly tvarovačem se dvěma impulsy	
Obr. 5.23 Kompenzace obou kmitočtů síly tvarovačem se čtyřmi impulsy	100
Obr. 5.24 Porovnání tvarovačů se třemi a čtyřmi impulsy	100
Obr. 6.1 Orientace měřidla vůči obrobku	101
Obr. 6.2 Software pro nastavení laserových senzorů Keyence	102
Obr. 6.3 Požadovaná poloha laserového senzoru	103
Obr. 6.4 Průmět paprsku laseru v závislosti na vzdálenosti objektu	104
Obr. 6.5 Geometrická chyba měření	105
Obr. 6.6 Čidlo Kevence GT-H12K s pomocnou konstrukcí	105
Obr. 6.7 Působení radiální síly F_2 na měřidlo	105
Obr. 6.8 Schéma geometrie dotyku měřidla	106
Obr. 6.9 Měření pomocí vahadla a <i>encoderu</i>	108
Obr. 6.10 Schéma radiální vačky s vahadlem a kladkou	108
Obr. 6.11 Ekvidistanta radiální vačky	110
Obr. 6.12 Křivka excentrického upnutí obrobku	111
Obr. 6.13 Odchvlka od požadovaného profilu vačkv	
Obr. 6.14 Diagram rekurze lineárního Kalmanova filtru	114
U	

Obr. 6.15 Model měřicího systému	115
Obr. 6.16 Změřený profil vačky	117
Obr. 6.17 Rozdíl změřeného a požadovaného profilu vačky	117
Obr. 6.18 Měřicí protokol radiální vačky	118
Obr. 7.1 Výpočet parametrů osy C	119
Obr. 7.2 Rozklad sil do pravoúhlých složek	120
Obr. 7.3 Program pro návrh pohonů stroje	123
Obr. B.1 Závislost momentu motoru na otáčkách	137
Obr. B.2 Zapojení měřicích přístrojů	138
Obr. B.3 Graf závislosti indukovaného napětí na otáčkách	140
Obr. B.4 Nákres osy V	142
Obr. B.5 Simulace vektorového řízení SMPM, skok otáček	143
Obr. B.6 Průběhy sledovaných veličin v simulačním modelu, skok otáček	144
Obr. D.1 Zdrojový kód v prostředí Visual Basic	148
Obr. D.2 Rozklad osové síly na kuličkovém šroubu do tečné složky	152

Seznam zkratek

autotuning	automatická funkce ladění
BRV-300 CNC	bruska radiálních vaček (VÚTS, a.s.)
C, V, Z, S	NC osa stroje
CAD, CAM	počítačem podporované projektování, výroba
cam	funkce výpočtu pohybu NC osy
CNC, NC	číslicové řízení počítačem
CSV	textový soubor
direct drive	přímý pohon
encoder	čidlo polohy servomotoru
ethernet	technologie počítačové sítě
feedforward	dopředná vazba řízení
FFT	rychlá Fourierova transformace
GMK	geometrické místo kořenu
GT2-H12K	lineární inkrementální čidlo Keyence
HMI	dotykový ovládací panel
I/O	vstupy a výstupy
input shaping	metoda potlačení kmitání
IP67	třída ochrany výrobku proti vniku mechanických částí a vody
KF	Kalmanův filtr
KIN	program pro návrhu vaček (VÚTS, a.s.)
kubický spline	aproximační metoda využívající polynomické křivky
ladder diagram	prog. prostředí PLC Yaskawa
LIO-02	karta vstupů a výstupů <i>Yaskawa</i>
master	virtuální osa
Matlab	matematický program
Mechatrolink	komunikační sběrnice
motion programs	prog. prostředí PLC Yaskawa
MP2300	PLC Yaskawa
MP720	vývojové prostředí Yaskawa
MS Excel	tabulkový procesor
MSL50	lineární inkrementální čidlo Larm
notch filtr	pásmová zádrž
nulový bod	výchozí bod výpočtu dat a obrábění vačky
ОМ	optimální modul
PC	osobní počítač
PID	proporcionální, integrační, derivační regulátor
PLC	programovatelný logický kontrolér
PWM	pulsně šířková modulace
<i>RS-232</i>	komunikační sériová linka

sampling rate	frekvence vzorků měření
servopack	napěťový měnič
Sigma V	typová řada pohonů <i>Yaskawa</i>
Simulink	nástavba Matlabu
SM	synchronní motor
SMPM	synchronní motor s permanentními magnety
SO	symetrické optimum
TCP/IP	komunikační protokol
TTL	napěťová úroveň
USB	univerzální sériová sběrnice
Visual Basic	programové prostředí v MS Excel
WinScope	program pro <i>FFT</i> analýzu zvuku
ZV, ZVD, ZVVD	impulsové tvarovače metody input shaping

Seznam symbolů

Α	osa kladky vahadla
A_i	amplituda jednotkového impulsu
A_{Σ}	amplituda vibrací
A_{\uparrow}	amplituda vibrací při jednotkovém impulsu
b	činitel tlumení; délka vahadla
b_1	redukovaný činitel tlumení
С	konstanta motoru
d	osa rotujícího souř. systému motoru; rozdíl změř. a požadov. hodnot
ekv_N	ekvidistanta ke kontuře vačky
F	požadovaná síla broušení; brusná síla
$F_{I,0,R,w,inv}(s)$	přenosová funkce
F_i	úhel natočení vačky
F_M	kmitočet pulsní šířkové modulace
F_{pol}	přenosová funkce
$F_{1,2,s}$	síly působící na měřidlo
f	brusná síla (výstupní signál modelu broušení)
$G, G_F, G_p(s)$	přenosová funkce
h(t)	posloupnost impulsů tvarovače signálu
I_m	amplituda proudu
$\overline{I_1}^s$	komplexní prostorový fázor proudu statoru
$\overline{I}_1^R \overline{U}_1^R$	fázory v rotujících souřadnicích
$i_{d,}\psi_{d}$	okamžité hodnoty veličin proudu a magnet. toku složky d
$i_{q,} \psi_{q}$	okamžité hodnoty veličin proudu a magnet. toku složky q
i _{1,2,3}	fázové proudy
J	moment setrvačnosti
J_{c}	celkový redukovaný moment setrvačnosti na hřídel motoru
$J_{1,2}$	moment setrvačnosti zátěže
Κ	bod dotyku nástroje a povrchu vačky; konstanta tvarovače impulsu
$K_{e,1}$	konstanta motoru napěťová
K_m	konstanta motoru momentová
$K_{P,I,D}$	zesílení dané složky regulátoru
K_p	rychlostní konstanta
K_R	konstanta celkového zesílení
K_V	konstanta zesílení regulátoru
<i>k</i> _{1,2}	tuhost pružiny
L	indukčnost vinutí motoru
L_H	hlavní magnetizační indukčnost
L_1	celková indukčnost jedné fáze
$L_{l\sigma}$	rozptylová indukčnost

Μ	moment motoru; hmota brusného kotouče
M_1	moment působící na pružném členu první hmoty
M_Z	zátěžný moment
Ν	střed nástroje nebo kuličky měřidla; počet impulsů tvarovače
n	normálový vektor k tečně na kontuře vačky v bodě dotyku nástroje
P_k	kovarianční matice chyb odhadů stavů v KF
P_0	počáteční hodnota predikční kovarianční matice
р	hloubka úběru materiálu; převod
p_p	počet pólových dvojic
p(v)	vektorová funkce polohy bodu A vůči nulovému bodu vačky
Q	činitel jakosti při rezonanční frekvenci
Q_0	kovarianční matice šumu procesu v KF
q	osa rotujícího souřadného systému motoru; stupeň astatismu
R	odpor vinutí; kovarianční matice chyb měření v KF
R_1	odpor vinutí
r	poloměr nástroje
$r_{K,N}$	průvodič v polární souřadnici
S_A	střed křivosti
<i>S</i> , <i>S</i> ₁	kořen charakteristické rovnice
T_M	časová konstanta malá
T_n	konstanta časová
TP	teoretický profil
T_V	časová konstanta velká
T_0	perioda tlumených vlastních kmitů
t	čas
<i>t</i> _{<i>i</i>,1,2}	čas výskytu jednotkového impulsu tvarovače signálu
U_i	indukované napětí
U_m	amplituda napětí
U_1	celkové napětí na cívce
M_H	hnací moment
U_d, L_d, I_d	složky v rotující souřadnici d
U_q, L_q, I_q	složky v rotující souřadnici q
\overline{U}_i	napětí indukované ve statoru tokem rotoru
\overline{U}_1	statorové napětí
\overline{U}_1^R	fázor napětí v rotujících souřadnicích
\overline{U}_1^s	komplexní prostorový fázor napětí statoru
\overline{U}_{μ}	napětí indukované výsledným tokem ve statoru
\boldsymbol{u}_1	vektor napětí
<i>u</i> _{1,2,3}	fázová harmonická napětí
u(s)	poloha žádaná
$V(\omega,\xi)$	hodnota vibrací v KF

ν	natočení vahadla
v_B	výsledná rychlost interpolace
v_k	vzorek šumu procesu v KF
v_x	rychlost v ose x
v_y	rychlost v ose y
w_k	vzorek šumu měření v KF
X	délková souřadnice v ose x
$xhat_0$	počáteční hodnota stavového vektoru v KF
х, у	souřadný systém stroje
x', y'	souřadný systém vačky
x_k	vektor stavu v KF
\hat{x}_k	odhad stavu v <i>KF</i>
\hat{x}_k^-	vektor aktuálního stavu v KF
Y	délková souřadnice v ose y
$y_i(t)$	průběh výstupního signálu systému
\mathcal{Y}_k	aktuální hodnota výstupní veličiny v KF
y(s)	poloha skutečná
$\hat{\boldsymbol{\mathcal{Y}}}_k$	odhad výstupní veličiny v KF
$\widetilde{\mathcal{Y}}_k$	změřená hodnota výstupní veličiny v KF
$y_{\Sigma}(t)$	amplituda kmitů odezvy systému na jednotkové impulsy
Z.	posuv brusného kotouče
z(t)	vstupní signál modelu broušení
ØD	díra pro technologický kolík
ØDD	díra pro upnutí vačky do sklíčidla
α _{1,2}	úhel natočení
β	zátěžný úhel stroje
Δ_{xy}	odchylka žádané a skutečné polohy
θ	úhel natočení rotoru vůči statoru
v	úhel normály
ξ	relativní tlumení
σr	odhad chyb měřicího systému v KF
$\sigma_{1,2}$	úhel zkrutu první a druhé hmoty
τ	časová konstanta regulace
Φ_K	úhel bodu obrábění
$arPsi_M$	tok permanentních magnetů
$arPhi_N$	úhel bodu obrábění přepočítaný na poloměr nástroje
$\overline{\Phi}_{\scriptscriptstyle B}$	magnetický tok rotoru vyvolaný permanentními magnety
arphi	úhel natočení vačky vůči nulovému bodu
$\varphi_{1,2}$	úhel natočení soustavy
$\Psi_{d,q}$	magnetický tok složky v rotující souřadnici d, q
$\overline{\Psi}_M$	výsledný magnetický tok ve vzduchové mezeře

$\overline{\Psi}^{R}$	fázor magnetického toku v rotující souřadnici
$\overline{\Psi}_1$	spřažený magnetický tok statorovým vinutím
$\overline{\Psi}_1^{*}$	komplexně sdružená hodnota spřaž. mag. toku statorovým vinutím
$\overline{\Psi}_{10}$	fiktivní tok statoru vyvolaný statorovým proudem
$\overline{\Psi}_{1\sigma}$	rozptylový tok statoru
$\overline{\Psi}_1^S$	komplexní prostorový fázor spřaženého mag. toku
Ψ	úhel natočení vačky
$\dot{\psi}$	úhlová rychlost otáčení vačky
$oldsymbol{\psi}_1$	vektor magnetického spřaženého toku
$\Omega_{\scriptscriptstyle L}$	vlastní kmitočet zátěže při zablokované hřídeli motoru
$\Omega_{_{L\!M}}$	vlastní kmitočet dvojhmotové soustavy
ω	úhlová rychlost
ω^*	požadovaná úhlová rychlost
ω_0	úhlová rychlost statoru; vlast. kmitočet netlumených kmitů soustavy
ω _{1,2}	úhlová rychlost otáčení hmoty

1. Úvod

Zvyšující se požadavky na efektivitu výrobních strojů s sebou přináší i zvýšené nároky na jejich elektrické pohony. Nejedná se přitom pouze o vhodné dimenzování pohonu z pohledu základních parametrů, jako jsou výkon, otáčky nebo krouticí moment, ale v náročných aplikacích s vysokými požadavky na dynamické vlastnosti servopohonu, je třeba přihlížet také k možnosti regulačních struktur.

Pokud je splněno první kritérium kvality samotného servomotoru, nastupuje vzápětí požadavek na způsob řízení pohonu z pohledu regulačních okruhů a smyček, kde jsou rozdílné možnosti a přístupy k regulačním parametrům a celkovému řešení ovládání regulace.

Když bereme v úvahu srovnatelnou kvalitu nabízených servomotorů a způsob jejich fyzického provedení (uvažujeme synchronní motor s permanentními magnety), zbývá prostor ke zvýšení přesnosti pohybu rotoru v sektoru řízení. Podle druhu použití je volen vhodný typ motoru s požadavkem na rychlé změny polohy a rychlosti nebo naopak k udržení konstantního momentu, případně neměnné rychlosti otáčení. V obou případech je brána v potaz velikost motoru, resp. moment setrvačnosti rotoru. Je třeba motor optimálně volit tak, aby byl schopen plnit požadavky na změny rychlosti a smyslu otáčení a byl schopen pokrývat změny v zatížení a adekvátně na ně reagovat. Rotor s malým momentem setrvačnosti je pro aplikace s požadavkem na rychlé změny vhodnější, ale pokud nedostačuje z hlediska krouticího momentu, je třeba volit kompromis. Případné zařazení převodovky nutně vnáší do pohonu další polohovou chybu a tření, které je pak nutné kompenzovat. Kromě těchto negativ se ve zvýšené míře uplatňují vlivy způsobující kmitání soustavy nebo její části, což dále zvyšuje požadavky na řízení a potlačení nežádoucích vlivů. Podle složitosti struktury zařízení a celkové tuhosti je třeba řešit dynamické děje, jelikož obráběcí stroj je vlastně soustava hmotných a pružných těles.

S vývojem mechanických komponent motorů se posouvají hranice možností v oblasti dynamických pohybů a polohové přesnosti. Obecně však lze konstatovat, že za stávajícího stavu používaných materiálů platí úměra mezi hmotností motoru a krouticím momentem, který může motor poskytnout. Proto nelze jednoduše určit vhodný pohon s požadavkem na velký krouticí moment a přitom malý moment setrvačnosti. Tento nepoměr lze kompenzovat kvalitním řízením pohonu s vysoce výkonnými řídicími prvky.

Standardní pohony v běžných aplikacích využívají zpravidla tovární nastavení regulátorů v kaskádních regulačních smyčkách, přičemž lze využít i metodu automatického nastavení, tzv. *autotuning*. V náročnějších aplikacích – typicky značně proměnná zátěž a jiné specifické případy, však nelze vždy této možnosti využít. Proto nastupuje, pro maximální využití motoru, potřeba řídit pohony vlastními způsoby regulace. Motory jsou řízeny frekvenčními měniči zpravidla s vektorovým typem řízení, kdy tokotvorná a momentotvorná složka proudu je ovlivňována samostatně. Modely řízení jsou tedy založeny na principu relativně jednoduchého ovládání stejnosměrného motoru.

1.1 Cíle dizertační práce

Výroba vaček konečnou technologií broušení je zvláštní problematika, kterou je vhodné řešit unikátním výrobním strojem, na němž se produktivně brousí pouze vačky.

Specifická technologie broušení určuje i koncepci řídicího *CNC* systému, zpracování výrobních dat a ovládání.

Součástí práce bude analýza využití elektronických vaček ve spojení s inspekčním systémem v proceduře obrábění jednoúčelového brousicího stroje. Cílem je rozbor regulační struktury servopohonů, používaných k polohování v obráběcích strojích a obecně v servomechanismech a vytvoření matematického modelu procesu broušení. S tím souvisí rozbor problematiky syntézy regulátorů podle zvolených metod a návrh řešení potlačení vibrací, vznikajících při obrábění.

V první části práce bude popsána oblast řídicího systému, na nějž dále naváže rozbor regulační struktury pohonu a analýza regulace celé soustavy pohonu s redukovanou i vícehmotovou zátěží.

Součástí výroby vaček ve *VÚTS, a.s.* je odměřování obrobků na univerzálním externím měřicím zařízení. Dalším cílem této práce je tedy vytvoření metodiky měření obrobku přímo na obráběcím stroji, která by vedla ke zvýšení efektivity výroby. Inspekční systém by měl odstranit technologické chyby, vznikající opětovným upínáním obrobku do sklíčidla.

V poslední fázi by měla být zpracována metodika dimenzování elektrických pohonů na základě budoucího tvaru obrobku tak, aby ve spojení s předcházejícími kapitolami vznikla ucelená koncepce výrobního stroje od mechatronického návrhu až po naladění regulačních struktur.

Práce je stylizována jako podklad k vývoji ovládacího systému funkčního prototypu brusky radiálních vaček *BRV-300 CNC* [44]. Uvedený stroj, který vznikal souběžně s tímto textem, byl kompletně navržen výzkumně – vývojovým oddělením *Mechatronika* a zkonstruován ve firmě *VÚTS, a.s.*

V rámci výzkumných projektů byl vyvinut řídicí systém, který je naprogramován a postaven z komponentů firmy *Yaskawa*. Na bázi tohoto systému byla vytvořena struktura řízení pohybu *NC* os, využívající netradičního přístupu k řízení interpolačních pohybů prostřednictvím elektronických vaček, aplikovaných na jednotlivé servomotory. Fyzic-kým základem koncepce je programovatelný logický kontrolér – *PLC* s rozšiřujícími moduly vstupů, výstupů a karet zajišťujících komunikaci s inspekčním systémem a *PC*. Servopohon je tvořen logickým automatem, ze kterého je zadávána požadovaná poloha, napěťovým měničem, který zpracovává požadavky a servomotorem vykonávajícím konečnou funkci. Polohový servopohon je tedy servomechanismus pro řízení polohy – buď úhlu natočení nebo prostřednictvím převodu posuvné dráhy [28].

Záměrem je vytvoření matematického modelu, pomocí kterého bude možno přiblížit dynamické chování *NC* os a stanovit hraniční hodnotu produkční rychlosti. Řízení pohonů elektrických os by mělo být optimalizováno tak, aby výsledná vzájemná síla mezi nástrojem a obrobkem byla přibližně konstantní.

Doplňující součástí bude spolupráce na metodice návrhu *NC* os a vypracování softwarového prostředku pro stanovení parametrů jednotlivých komponent stroje, ze kterých se osy skládají. K nalezení vhodně dimenzovaných elektrických pohonů je v prostředí *MS Excel* vytvářen program, jehož vstup tvoří soubor parametrů, popisujících mechanickou část stroje a konturu obrobku (radiální vačky). Výstupem budou fyzikální veličiny, dle kterých je jednotlivým obráběcím osám stroje přiřazen konkrétní elektrický pohon, splňující požadované parametry.

1.2 Přehled stavu problematiky výroby vaček

Klasické vačky jsou neoddělitelnou součástí vačkových mechanismů, které jsou systematicky popsány v [13]. Jako *vačkový* označíme mechanismus s jedním stupněm volnosti, obsahující alespoň jednu vačku spojenou s ostatními členy minimálně jednou obecnou kinematickou dvojicí. *Vačkou* nazýváme člen mechanismu, který pohybem své činné plochy vyvozuje prostřednictvím obecné kinematické dvojice pohyb hnaného členu a vačka je pak obvykle hnacím členem mechanismu. Základní typy vaček jsou *radiální*, *axiální* a *globoidní* (Obr. 1.1).



Obr. 1.1 Ukázka vaček: radiální, axiální a globoidní

Radiální vačky se vyrábějí technologiemi frézování a broušení a některé typy elektroerozivním obráběním. Broušení vaček se provádí po tepelném zpracování frézovaného polotovaru. Účelem kalení je vytvoření tvrdé povrchové vrstvy činné plochy vačky. Po kalení se brousí upínací a technologické otvory s příslušnými čely podle výrobní dokumentace. Takto zpracovaný polotovar je připraven ke konečnému broušení na speciálních brousicích strojích.

1.2.1 Výrobní data

Výpočet vaček se provádí metodami analýzy a syntézy [13]. Výsledkem výpočtu jsou rovinné souřadnice (kartézské nebo polární) teoretického profilu (dráhy středu rolny odvalující se po povrchu vačky) nebo libovolné ekvidistanty (nejčastěji kontury) vačky. Výstupem výpočtu jsou rovněž geometrické parametry libovolné ekvidistanty, jako jsou úhel normály, úhel tlaku a poloměr křivosti, které mají souvislost s broušením a použitím vačky.

Radiální vačky jsou hlavním členem základních vačkových mechanismů: radiální vačka s posuvným zvedákem a kladkou; s vahadlem a kladkou; s posuvným plochým zvedákem a s plochým vahadlem (Obr. 1.2).



Obr. 1.2 Základní vačkové mechanismy

1.2.2 Stroje pro broušení

Vlastní broušení vaček se provádí na brousicích *CNC* strojích, které jsou ovládány řídicími systémy, umožňujícími technologii broušení s různými typy brusných nástrojů. Brusné kotouče jsou většinou orovnávány speciálním instrumentem (průmyslovým diamantem). Technologie broušení se skládá z určitého počtu objezdů se zadanými úběry materiálu a definovaným počtem orovnávacích cyklů brousicího nástroje.

Řídicí systémy obráběcích strojů představují sofistikovaný celek, který je obecně připraven na ovládání několika interpolujících os, s možností výpočtu korekčních nástrojových drah, včetně podpůrných programů a cyklů. Stroj typu obráběcího centra je určen k širokému použití, kde je kladeno mnoho požadavků na zpracování výrobních dat a na způsoby vytváření *NC* programů (data ze systémů *CAD/CAM*). Celé zařízení musí být uzpůsobeno na použitelnost řady výrobních technologií (vrtání, soustružení, frézování, broušení) a v neposlední řadě také k využití měřicích sond.

Jako řídicí prostředky lze aplikovat systémy renomovaných výrobců (*Siemens, Heidenhain, Fanuc*), které však pro potřeby broušení vaček vyžadují přídavné softwarové doplňky nebo speciální verze svých řídicích systémů (např. *Heidenhain-Atek*).

Toto komplexní řešení je často na úkor požadované jednoduchosti, vzhledem ke speciálním operacím a stále se opakujícím činnostem, a aplikace uvedeného způsobu je ekonomicky náročná. Vzniká tedy požadavek na vývoj jednoúčelového stroje, určeného pouze k broušení radiálních vaček s typizovaným (omezeným rozměrem, resp. poloměrem).

Výzkumný ústav *VÚTS, a.s.* se mimo jiné dlouhodobě zabývá výpočty vačkových mechanismů a výrobou vaček. V souvislosti s problematikou klasických vaček jsou řešeny i elektronické vačky. Nabízí se tedy možnost využít jejich pozitivních vlastností při polohování *NC* os ve zmíněném brousicím stroji.

1.2.3 Řízení jakosti výroby radiálních vaček

Řízení jakosti záleží vždy na množství vyráběných kusů. Lze konstatovat, že při zakázkové kusové výrobě vaček je kontrola přesnosti kontury problematická. Vačku před konečnou fází broušení nelze vyjmout a provést kontrolu obrobení na externím měřicím stroji, protože zpětným upnutím obrobku dojde k nové nedefinované polohové chybě. V těchto případech se musí obsluha stroje spoléhat pouze na veličiny, které je možno kontrolovat. Jde o sladění průměru brusného kotouče s technologickými daty systému, kontrola házivosti upínače, pečlivá výroba upínače a přesná výroba polotovaru vačky apod. Vačka nemá vždy takové rozměry, aby ji bylo možno měřit na stroji např. přes kruhové oblouky. Technologické chyby jsou při kusové výrobě obtížně zjistitelné.

V sériové výrobě vaček je situace jednodušší, protože je možno stroj seřizovat na základě zkušebních vzorků. Vačky jsou ovšem velmi často drahé komponenty a proto zde vzniká tlak na ekonomiku seřizovacích operací.

Softwarové nástroje a výpočetní možnosti hardwaru, včetně samotných fyzických parametrů jednotlivých komponent systému, se neustále zlepšují a možnosti zvyšování přesnosti výroby prostřednictvím alternativních metod řízení a regulace pohonů obráběcích os, jsou neustále rozšiřovány. Součástí této práce je odlišný pohled na problematiku řízení přesnosti výroby vaček s možností využití obrábění konstantní přítlačnou silou, zajišťovanou vhodným řízením pohonů s využitím elektronických vaček.

1.2.4 Výroba vaček na BRV-300 CNC

Po zpracování obrobku frézováním a podle druhu technologie případně průchodem přes proces kalení, se přechází k vlastnímu broušení.

V závislosti na druhu materiálu a způsobu, resp. rychlosti broušení je třeba zvolit vhodný postup. Obecně pro běžně používané brousicí nástroje platí, že čím je povrch vačky tvrdší, tím měkčí kotouč je na broušení použit a naopak – čím měkčí materiál vačky, tím tvrdší kotouč se na broušení použije. V případě užití tvrdého nástroje k broušení tvrdého materiálu by mohlo dojít ke spálení povrchu obrobku. Vše samozřejmě záleží na konkrétních podmínkách použití materiálů a způsobu chlazení a typu chladiva.

Co se týká zpracování obráběcího programu (ukázka výpisu *motion programu* je uvedena v příloze – Příloha A), je třeba si uvědomit, že broušení probíhá fyzicky jedním nástrojem. Číslo nástroje se ale mění s orovnáním nástroje po každém cyklu broušení. Cyklus má např. tři objezdy, na každý objezd je naplánován určitý úběr materiálu z obrobku. Dochází ale k opotřebení nástroje a tím i k postupnému snižování skutečného fyzického úběru materiálu, (první objezd bere nejvíce materiálu, další méně a třetí nejméně). Orovnáním po posledním objezdu v daném cyklu se dosáhne zajištění definovaného průměru a rozměrové sjednocení povrchu nástroje. Číslo nástroje je změněno a další cyklus broušení začíná na stejné poloze jako poslední objezd v předchozím cyklu – tím se dorovná nedobroušený zbytek, způsobený opotřebením nástroje.

Číslo orovnání zahrnuje určitý typ orovnání brusného kotouče o diamantový hrot.

Orovnání je dáno parametry:

počet zdvihů -	jeden zdvih znamená pohyb nástroje tam a zpět, přičemž je při každém
	zdvihu odebrán nastavený úběr materiálu
úběr zdvihu -	množství, které ubere orovnávací diamant na nástroji za jeden zdvih
posuv -	rychlost pohybu nástroje při orovnání

Při hrubování – hrubém opracování vačky (např. první objezd nebo celý jeden cyklus), je pro orovnání zvolen rychlý posuv a větší úběr, tím vznikne větší hrubost kotouče, ten se pak nezanáší tak, jako kdyby byl orovnán jemně. Naopak pomalým zdvihem a menším úběrem kotouče se dosáhne jemného orovnání např. pro finální objezd vačky. Orovnání, přiřazené danému nástroji je provedeno před použitím tohoto nástroje. Pokud mezi jednotlivými nástroji není orovnání provedeno, nástroj nevyjíždí ze záběru.

Korekce nástroje znamená vzdálenost středu nástroje od kontury. Ekvidistanta je od kontury vzdálena o korekci. Střed nástroje se pohybuje po ekvidistantě – křivce ve všech bodech stejně vzdálené od kontury vačky.

Přídavek je hmota, která bude broušením odstraněna. Znamená odstranění nerovností po kalení, kterým se vačka mírně zdeformuje a nabyde povrchovou úpravou materiálu. Přídavek je rozdělen do cyklů broušení.

Úběr materiálu je hmota, která je odstraněna jedním objezdem.

2. Řídicí systém stroje

Logika řídicího systému je založena na souvislém řízení tří os. Pro výrobu vaček byla zvolena koncepce stroje s jednou rotační osou C (přímý pohon – *direct drive*, Obr. 2.1 vlevo), posuvnou osou V a přistavovací osou Z.



Obr. 2.1 Motor direct drive, klasický motor rotační a napěťový měnič

Osy *C* a *V* spolu interpolují a vytváří tak souvislý rovinný pohyb po libovolné ekvidistantně k teoretickému profilu radiální vačky [46]. Posuvná osa je tvořena klasickým rotačním servomotorem (Obr. 2.1 uprostřed), který je připojen na mechanickou osu kuličkového šroubu. Osa *Z* je rovněž posuvná se šroubovým převodem a je na ní připevněno vřeteno s brousicím nástrojem. Funkční vzorek této koncepce je uveden v [39]. Softwarová realizace řídicího systému je provedena na komponentech firmy *Yaskawa – PLC* řady *MP2300* včetně zásuvných *I/O* modulů a měničů frekvence (*servopacků*), napájejících motory (Obr. 2.2)



Obr. 2.2 Elektrické komponenty řídicího systému

Komunikace mezi *PLC* a *servopacky* probíhá po sběrnici *Mechatrolink II*. Operátor vstupuje do řízení stroje přes dotykový panel, který je spojen s *PLC* (prostřednictvím *ethernetu*, protokol *TCP/IP*).



Obr. 2.3 PLC Yaskawa řady MP2300

Řídicí systém stroje pro broušení radiálních vaček musí zpracovávat data ekvidistant ke kontuře vačky, protože při broušení dochází k úběru materiálu podle přídavků na jeden obráběcí cyklus a ke zmenšování brusného kotouče vlivem orovnání diamantem.



Obr. 2.4 Složení NC os brusky radiálních vaček BRV-300 CNC

Na Obr. 2.5 je schéma výrobních os, přičemž základní *NC* osou je vždy rotační pohyb obrobku. Z Obr. 2.4 a Obr. 2.5 vyplývá, že vačky radiální vyžadují interpolační pohyb dvou *NC* os, zatímco například vačky axiální s vahadlem vyžadují při výrobě interpolaci tří os. *N* je střed nástroje, který se pohybuje po ekvidistantě *ekv_N. K* označuje bod dotyku

nástroje a povrchu vačky – *kontury*, který je zadán délkou průvodiče r_K a úhlem natočení Φ_K . Průvodič r_N a úhel Φ_N značí nové přepočítané hodnoty, určující polohu nástroje pro broušení v bodě K. Tato poloha je vypočítána pomocí úhlu normály ν . Normálový vektor ke kontuře je označen n. TP představuje teoretický profil, což je ekvidistanta, po níž se pohybuje střed rolny, pro kterou je mechanismus navrhován. Výpočet výrobních souřadnic je uveden v kapitole 6.1.2.



Obr. 2.5 Souřadnice pohybu nástroje

2.1 Ovládání stroje

Ovládání řídicího systému stroje probíhá změnou parametrů v *PLC* přes dotykové zobrazovací zařízení. K tomuto účelu byl zvolen operátorský panel *Weintek MT8104iH* s širokoúhlou obrazovkou *10*" (Obr. 2.6). První varianty ovládání vznikaly na dotykovém panelu firmy *Proface*, s přihlédnutím k softwaru, uvedeném v [35].



Obr. 2.6 Dotykový panel s obrazovkou ručního režimu

Logika ovládání vychází z kombinace podmínek programu v *PLC* a separátní struktury ovládání a zobrazovaní informací v *HMI*, která je do určité míry na kontroléru nezávislá.

Uvedený typ byl vybrán po několikaletých zkušenostech s používáním dotykových panelů různých výrobců. Zejména z důvodu výhodných technických vlastností panelů v mnoha směrech a v neposlední řadě také pro nízké finanční náklady.

2.2 Struktura programu, způsoby řízení

Při vývoji brousicího stroje byly testovány dva principy pohybu os. U první klasické varianty je vlastní algoritmus zpracování dat dráhy vačky, postup zpracování technologie broušení (cykly broušení a orovnání) a příprava technologických dat, naprogramována v jedné ze dvou oblastí, které software umožňuje. Jedná se o stavbu programu formou textového zápisu v části zvané *Motion Programs*, která je uzpůsobena zejména k využití pro interpolační pohyby os a probíhá zde souvislé řízení podle výrobních dat. V textovém editoru je tedy zanesena technologie broušení, využívající vstupních informací z *HMI*. Podle velikostí úběrů jednotlivých brousicích cyklů a změn průměru brusného kotouče díky orovnání, jsou v cyklech programu zdrojová výrobní data korigována. Ve vnitřním vnořeném cyklu se na základě okamžitého stavu průměru brusného kotouče a velikosti přídavku, vypočítávají polární souřadnice okamžité ekvidistanty pro konkrétní objezd. Druhou softwarovou částí, ve které je vytvořena zbývající část programu, je obecně známý *Ladder diagram*.

Algoritmus vlastního broušení (výpočet korekcí, resp. ekvidistant) je řešen na základě dat dráhy vačky, resp. polárních souřadnic kontury vačky a úhlů normálového vektoru. Schéma toku dat v řídicím systému je na Obr. 2.7.



Obr. 2.7 Schéma toku dat v řídicím systému stroje

Výrobní data vačky jsou do programu přenesena z externích paměťových registrů například z paměťového média přes port *USB*. Na příslušné registry jsou průběžně z *HMI* přenášeny parametry technologie broušení vačky a orovnání brusného kotouče. Jde o tyto základní informace: tabulka nástrojů (číslo nástroje, počet objezdů, úběr, číslo orovnání), tabulka orovnání (číslo orovnání, počet zdvihů, úběr, posuv), základní hodnoty pro orovnání (průměr brusného kotouče, pozice osy *Z* a *V* při orovnání) a velikost přídavku na broušení.

Druhá varianta broušení je založena na principu elektronických vaček, tedy na *zdvihových závislostech* elektrických os, které jsou ovládány polohou hlavního virtuálního hřídele [38]. Osy vykonávají podle vlastních předpisů funkcí pohyby, jejichž složením (nepřímou interpolací) vzniká potažmo pohyb uvažovaného bodu dotyku brusného kotouče s povrchem obrobku, resp. pohyb středu nástroje.

Proces výroby vačky je znázorněn na Obr. 2.9. Na začátku je požadován známý pohyb mechanismu, který má být realizován vačkou. Metodou syntézy vačky je pak navržen profil vačky (Obr. 2.8) např. v programu *KIN (VÚTS, a.s.)*. Na levé straně obrázku je profil vačky v kartézských souřadnicích. Pravá strana zobrazuje průběh zdvihové závislosti pro zvolený typ mechanismu (např. Obr. 1.2) a její první a druhou derivaci.



Obr. 2.8 Program KIN



Obr. 2.9 Proces výroby vačky

Připravená výrobní data jsou nejprve použita pro frézování obrobku. Frézování probíhá stejným principem, jako broušení, ale na jiném stroji. Technologicky by bylo možné provádět obě operace na *BRV-300 CNC*. Jelikož je ale tento stroj specializován primárně na broušení vaček, je základní příprava polotovaru prováděna na externím zařízení. Při frézování jsou *NC* osy zatěžovány mnohem většími silami, než při broušení, což by vedlo k jiným parametrům mechanických komponent při návrhu stroje. Celé zařízení by tak neodpovídalo původní myšlence, vyvinout brusku pro velkosériovou výrobu jednoho typu obrobku, na základě obráběcích sil.

Po frézování přechází polotovar k brusce vaček a je upnut do univerzálního sklíčidla osy C. Pomocí tehnologického kruhového otvoru na obrobku a inspekčního systému (je popsán v kapitole 6), je nalezen výchozí bod pro broušení, tzv. *nulový bod*. Z tohoto bodu je zpravidla vycházeno jak při návrhu profilu vačky, tak při jejím zhotovení. Výrobní data, resp. profil vačky je přenesen do *PLC*. Operátor stroje zadá technologický postup broušení a na základě sledovaných parametrů systém vypočte výrobní souřadnice jednotlivých os pro každý objezd brousicího nástroje. Tyto souřadnice vlastně tvoří trajektorii, která představuje zdvihovou závislost posuvu osy V a rotace osy C na úhlu natočení virtuální osy. Takto zadané elektronické vačky pak vystupují i v procesu měření obrobku.

2.3 Elektronické vačky v procesu obrábění

Termínem elektronická vačka je myšlena náhrada klasického vačkového mechanismu, kde tuto náhradu představuje virtuální osa řídicího systému a zdvihová závislost, podle které vykonává koncový člen – reálná osa, daný pohyb. Zdvihová závislost je funkce polohy hřídele servomotoru v závislosti na poloze (natočení) virtuálního hřídele – tzv. *masteru*. Na Obr. 2.10 je pro názornost zobrazena funkce natočení posuvné osy V, v závislosti na úhlu natočení osy C.



Obr. 2.10 Závislost polohy osy V na poloze virtuální osy

Nejsou zde uvažovány mechanické ani elektrické převody a virtuální osa představuje přímo elektrickou osu *C*. V přirovnání ke klasickému vačkovému mechanismu, supluje osa *V* zvedák s kladkou, přičemž je třeba brát v úvahu, že pohyby jsou vzájemně relativní a brusný kotouč nevykazuje v ose *x* žádný posuv. Tento posuv je nahrazen právě osou *V*, na které je upevněna rotační osa s obrobkem, viz Obr. 2.4.

Ve VÚTS, a.s. se pro účely tvorby řídicího systému v jednoúčelových strojích, zejména pro potřeby obrábění, ustálilo používání hardwaru firmy Yaskawa, coby předního výrobce vysoce kvalitních pohonů. Systém vačky je tedy realizován prostřednictvím PLC Yaskawa řady MP2300, k němuž jsou přidruženy výkonové řídicí jednotky – napěťové měniče, napájející servomotory série Sigma-V. Vektorové řízení regulovaného pohonu probíhá v polohové vazbě. Měnič na základě požadavku z PLC určuje modul a fázi statorového proudu motoru prostřednictvím pulsně šířkové modulace (PWM). K dosažení dané polohy je pohon regulován v tomto případě strukturou kaskádní regulace se zpětnovazebními smyčkami proudu, rychlosti a polohy. Obvykle je technologie elektronické vačky běžným vybavením softwaru programovatelných kontrolérů. Softwarová realizace zmíněné brusky vaček vychází z možností programového vývojového prostředí MP720, kde pro tyto účely není využívána standardní možnost použití elektronických vaček, ale vlastní způsob a návrh řešení, který umožňuje rozsáhlé řízení dle aktuálních potřeb. Tvůrce programu tak není omezen standardní nabídkou a má k dispozici takřka neomezené možnosti v rámci tvorby konečného softwaru. Zdvihové závislosti NC os nemusí být tvořeny přímo ve vývojovém prostředí PLC, ale mohou být externě generovány ve výpočetních programech. Tyto jsou uzpůsobeny buď přímo pro návrh zdvihových závislostí pro výrobu klasických vaček, nebo jsou využívány modifikované verze výpočetních programů v prostředí MS Excel. Do PLC jsou pak data přenesena přímým připojením přes PC a uložena v registrech, nebo je možné použít paměťové médium a transfer dat zařídit skrz ovládací panel. Data mají formu tabulky v souboru csv.

Při návrhu zdvihových závislostí je brán zřetel na průběhy derivací těchto funkcí podle nezávislé polohy. První a druhá derivace zobrazuje rychlost a zrychlení pracovního členu mechanismu, ze kterých zřetelně vyplývají dynamické nároky na pohony. Snahou je dosažení minimální polohové odchylky mezi teoretickým virtuálním průběhem funkce a skutečným výstupem na hřídeli servomotoru.

Elektronickými vačkami lze efektivně řešit polohování různých mechanismů, kde jsou potřebné rychlé dynamické změny a přesuny hmot. Doposud bylo v oddělení *Mechatroni-ka* vytvořeno několik standů pro testování vlastností a hledání nového způsobu využití elektronických vaček [41], [43], [45]. Použití elektronických vaček je známé především jako nahrazení klasických vaček, kde je kladen důraz na časté změny zdvihových závislostí a zvýšení efektivity výroby. Konkrétní aplikace elektronické vačky s vysokými nároky na dynamické polohování přetáčení bubnu s nástroji v obráběcím centru, je uvedena v [42]. Dále rozvíjená problematika se zabývá elektronickými vačkami, které jsou aplikovány v řídicím systému obráběcího stroje ke zvýšení přesnosti obrábění (Obr. 2.7). Jedná se o sledování pohybu virtuální osy jednotlivými řízenými reálnými osami stroje, resp. snahu o dosažení minimální polohové chyby od předepsané křivky pohybu.

Výstupem tedy není působení hřídele servomotoru přímo na koncový stupeň vačkového mechanismu, ale realizace zdvihových závislostí na lineární a rotační ose, které spolu vytváří nepřímý interpolační pohyb. Interpolace v tomto případě neznamená, že pohyb os je řízen interpolátorem v *PLC*, ale ke vzájemné synchronizaci pohybů dochází tak, že každá z os je navázána na hlavní virtuální osu *master*. Osa *Z*, nesoucí brusný nástroj, nemusí být nutně spojena s virtuální osou (Obr. 2.11).

Z pohledu technologie obrábění je možnost synchronizace (resp. oscilačního pohybu) posuvné osy Z volitelná. Pokud je to vhodné, nástroj může cyklicky měnit svoji polohu v závislosti na virtuální ose a rozměrech jak činné plochy vačky, tak samotného nástroje.



Obr. 2.11 Schéma synchronizace NC os

Podřízené regulované pohony jsou vázány na nadřazený *master* a vykonávají pohyb podle předem definovaných zdvihových závislostí. Zdvihové závislosti jsou charakterizovány svými derivacemi (0., 1. a 2. derivace v závislosti na poloze virtuálního hřídele) [13]. Elektronická vačka tak realizuje pohybovou budicí funkci na hřídeli servomotoru, přičemž polohové odchylky od předepsaného průběhu závisí na omezených dynamických možnostech elektrického pohonu. Velikost chyby je dostatečně vypovídajícím parametrem, ze kterého lze posoudit kvalitu regulace [15]. Obecnou aplikací elektronických vaček se zabývá podrobněji práce [10]. Subsystém elektronické vačky je tvořen podprogramem v *PLC*, který cyklicky volá funkci *cam* a je realizován v oblasti *Ladder diagramu*.

Elektronické vačky využité v procesu polohování os, představují oproti běžně využívanému způsobu větší potenciál v potlačení polohových odchylek. V klasických interpolačních režimech obrábění je dráha os vypočítávána algoritmem pro určení polohy bodu obrábění a polohování určuje systém sám. Je možné zasahovat pouze do omezeného množství parametrů a nastavení. Lze zvolit druh interpolace mezi jednotlivými vypočtenými body pro danou osu: lineární, kruhovou nebo po šroubovici a dále s omezenými možnostmi zasahovat do pohybového děje.

Pro lineární interpolaci, která je u klasického broušení využívána, platí pro výslednou rychlost v_B :

$$v_B = \sqrt{v_x^2 + v_y^2} \tag{2.1}$$

kde v_x je rychlost v ose x a v_y je rychlost pohybu v ose y. Pokud bychom vyjádřili dynamiku jednoduchého polohového servomechanismu (Obr. 2.12) mezi žádanou u(s) a skutečnou y(s) polohou, přenosovou funkcí $F_{pol}(s)$, lze konstatovat, že zpoždění obou souřadnic stroje za požadovanou polohou je dáno zesílením K_v , podle kořene s_1 charakteristické rovnice (2.2).



Obr. 2.12 Základní schéma polohového servomechanismu
$$F_{pol}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{\tau_v s + 1} = \frac{K_v}{s + K_v}$$
(2.2)

kde

$$K_{\nu} = \frac{1}{\tau_{\nu}} \tag{2.3}$$

$$s_1 = -\frac{1}{\tau_v} = -K_v \tag{2.4}$$

Pro polohové odchylky platí:

$$\Delta_x = \frac{v_x}{K_{vx}} \tag{2.5}$$

$$\Delta_y = \frac{v_y}{K_{vv}} \tag{2.6}$$

Odchylka žádané a skutečné polohy Δ_{xy} v naznačené trajektrorii je znázorněna na Obr. 2.13 [16].

$$\Delta_{xy} = \frac{v_B}{2} \sin 2\alpha \left| \frac{K_{vx} - K_{vy}}{K_{vx} \cdot K_{vy}} \right|$$
(2.7)

Z rovnic vyplývá, že pro ideální nulovou odchylku by bylo třeba zajistit, aby zesílení, resp. zrychlení u obou interpolujících servomechanismů bylo shodné.



Obr. 2.13 Odchylka při lineární interpolaci

V přechodech mezi interpolačními body dochází k nespojitostem, což souvisí se změnami rychlostí, resp. zrychlení. U klasické interpolace nelze výše popsané odchylky, způsobené požadavky na rychlé (skokové) změny rychlostí ovlivnit vstupem do vnitřně dané struktury *PLC*. Je možné například zvýšit celkovou rychlost obrábění interpolujících os, ale nelze efektivně vstupovat do regulačních struktur a v tomto režimu podle potřeby ovlivňovat dopředné vazby, tzv. *feedforward* (Obr. 3.15).

Omezení jsou dána výrobcem a každý systém *PLC* ve spojení s výkonovým členem, umožňuje různý přístup do regulačních soustav.

Naproti tomu použití elektronických vaček tato omezení v určitých limitech překlenuje a umožňuje více využívat možnosti systému. Po získání dat s profilem vačky lze vygenerovat soubory hodnot – zdvihových závislostí, pro každou *NC* osu zvlášť. Tím že jsou osy navázány na *master* a každá má svůj předem stanovený průběh zdvihu, lze z derivací zdvihových funkcí podle nezávislé polohy stanovit hodnoty pro vstup do registru určujícího dopřednou rychlost. Dále lze experimentálně určit i průběhy krouticích momentů s ohledem na požadovaný úběr materiálu v určitých oblastech obráběné kontury obrobku. Variabilně tak lze měnit uvedené hodnoty nezávisle na dalších osách.

Některé obrobky se složitým charakterem opracování (typicky oblasti zdvihu radiálních vaček) a s požadavkem na maximální přesnost, vyžadují experimentální metody a určení způsobu nastavení parametrů až mezi jednotlivými cykly obrábění. Proto byla vyvinuta metodika měření obrobku přímo na stroji (kapitola 6.2), kde lze s výhodou na základě změřených dat, implementovat funkci změny nastavení parametrů os, resp. průběhy elektronických vaček. Lze se tak dostat na vyšší úroveň řízení, s lepší korekcí dopředných vazeb, než jakou nabízí standardní systém.

Zcela zásadní výhodou takto použitých el. vaček je možnost lépe potlačovat chvění stroje. Na základě provedení kinetostatické analýzy mechanismu, lze upravit zdvihové závislosti tak, aby mohly být kmity redukovány nebo zcela potlačeny. Předností je rychlá změna průběhů, jelikož jsou křivky tvořeny matematickými algoritmy, které mohou vygenerovat soubor dat zcela automaticky na základě změřených hodnot.

Kmitání je složitým průvodním jevem při práci na obráběcích strojích a nelze jej vždy jednoduše potlačit pouhým vyřazením frekvenčního pásma v napájecím členu servomotoru (pásmová zádrž, tzv. *notch filtr*), tak jak je to v nastavení u servoměničů běžné. Je třeba uplatnit sofistikovanější metody kompenzace kmitání. Problematika potlačení vibrací je přiblížena v kapitole 5. K vibracím dochází vlivem nízkých torzních tuhostí a vůlí v celém souboru prvků od motoru až po obrobek.

2.4 Posouzení přesnosti obrábění

Na výslednou přesnost obrábění mají vliv jak použité komponenty, které by měly fyzicky zajistit nejlepší možné podmínky k dosažení požadovaného výsledku, tak software poskytující vhodné struktury řízení a regulace elektrických pohonů.

Z pohledu konstrukce musí být zaručena rovnoběžnost os *C* a *V*. Ta je zajištěna např. pomocí laserového snímače délky. Je porovnávána plocha sklíčidla upnutého do rotační osy, vůči vhodně zvolenému bodu na lineárním vedení osy *V*. Dále je nezbytné zaručit kolmost osy, nesoucí brousicí nástroj, vůči obrobku. Toho lze docílit např. měřicím hranolem nebo měřením pomocí triangulace při maximálním a minimálním zdvihu osy *Z*. Vzájemnou výškovou pozici středů rotačních os obrobku a nástroje zajišťuje měření kontrolního přípravku úchylkoměrem. Stejně tak je posuzováno případné obvodové házení – nesouosé otáčení vřetene nebo sklíčidla. Rovinnost uložení komponent a přímost lineárního vedení může být kontrolována laserovým interferometrem [17]. Celkové geometrické seřízení stroje je pak možné ověřit výrobou speciálně geometricky definovaného výrobku, splňujícího podmínky výsledku obrábění a používání daného stroje.

Přesnost, s níž je požadovaná vačka na brusce při definovaném pracovním stavu vyrobena, je dána určitou nejistotou výroby. Nejistota výroby zahrnuje systematické (vliv geometrie, tuhosti, teploty) nebo nahodilé úchylky (kmitání soustavy). První druh nejistoty lze posoudit výrobou zkušební vačky, kdežto náhodné vlivy jsou vyhodno-covány statistickými metodami.

U pohybu *NC* os je z pohledu přesnosti výroby vyjadřována nejistota polohování, popisující přesnost, které lze dosáhnout při nájezdu osy do libovolné pozice v celém pracovním rozsahu.

Přesnost výroby je dána celým řetězcem součástí systému včetně způsobu řízení, počínaje kvalitou zpracování servomotoru přes lineární vedení, až po univerzální sklíčidlo a samotný obrobek. Vliv na přesnou výrobu mají deformace a vůle v lineárním vedení, ale i nepřesnost tvaru nástroje nebo upnutí obrobku a v neposlední řadě odchylky odměřovacího zařízení. U lineárního vedení je zejména sledováno konstantní stoupání šroubu v celém pracovním rozsahu.

Motory Yaskawa řady Sigma-V, použité na BRV-300 CNC, disponují 20bitovými rotačními inkrementálními snímači. Při vhodném nastavení parametrů regulátorů umožňují ve statickém režimu polohování hřídele s maximální odchylkou ± 2 pulsy encoderu, což odpovídá úhlu natočení $\pm 0,000686$ °. Přesnost polohování je důležitá pouze u interpolačních os C a V, přičemž pozice rotační osy C je určena encoderem jejího přímého pohonu bez převodovky (direct drive SGMCS-17D3C11) a lineární poloha osy V je řízena dvěma snímači polohy. Encoder motoru osy V (motor SGMGV-09D3A61) podává prvotní informaci o poloze rotoru pro regulátor rychlosti, zatímco externí odměřovací pravítko (Heidenhain LS 406, krok měření 0,5 µm) je zdrojem informace o poloze lineárního vedení (Schneeberger UCT 15) pro regulátor polohy. Změnou parametru v regulační struktuře lze zvolit, zda bude informace o poloze pro regulátor rychlosti podávána pouze externím odměřovacím pravítkem.

Jednotlivé elektrické osy, řízeny na bázi elektronické vačky, jsou synchronizovány s pohybem primární virtuální osy, jejímž parametrem je úhel natočení hřídele, kdy jedna otáčka je v rozmezí 0..360.000°.

Je třeba se zabývat i nelinearitami při odměřování polohy os, které jsou způsobovány oteplením jejich komponent při výrobě. Vysoká dynamika pohybu lineární osy s sebou přináší problematiku oteplení, zejména na kuličkovém šroubu. Vlivem zrychlení a rychlosti pohybu lineárního vedení se zvyšuje tření a dochází k nežádoucímu oteplení. S tím je spojena roztažnost hmot a změna geometrických rozměrů. Tyto změny se mohou relativně rychle měnit v závislosti na mechanickém zatížení osy vlivem rychlosti posuvu a zároveň souvisí s řeznou silou.

Změny geometrie vlivem oteplení lze řešit:

- Použitím externího odměřování pomocí pravítka, kde je překlenut vliv roztažnosti rotačně lineárního převodu.
- Vhodnou konstrukcí stroje. Tím je myšleno u brusky vaček vzájemné uložení interpolujících os, kdy jedna osa je pevně spojena (unášena) s druhou a vliv změn tepelné roztažnosti na přesnost výroby je tak účinně potlačen.
- Aktivním chlazením, kde je v prostoru lineárního vedení u *BRV-300 CNC* umístěn ventilátor nasávající vzduch s patřičným průtokem.

Polohovou přesnost kontury radiální vačky, resp. zdroj polohových odchylek lze rozdělit do dvou následujících základních skupin.

2.4.1 Geometrický zdroj tvarových odchylek

Zde se jedná o výrobní chyby, které jsou způsobeny excentricitou upínače, nevhodnou tolerancí středové díry vačky a průměru upínače, nevhodnou konstrukcí upínače a natočením vačky vzhledem k definovanému souřadnému systému výrobních dat. Odchylky způsobené uvedenými vlivy zobrazuje měřicí protokol na Obr. 2.15.

Tyto chyby se často dají minimalizovat vhodným uložením, ale z mnoha konstrukčních důvodů vlastního vačkového mechanismu je nelze zcela potlačit. Je dobře známa skutečnost, že u výroby dvojvaček dochází k odchylkám ve vzájemném natočení samotných vaček při přepínání dvojvačky pro broušení jednotlivých kontur. Proto je snaha tento typ vaček brousit na jedno upnutí, což není vždy možné.

Na Obr. 2.14 je nakreslena situace v pravoúhlém souřadném systému. Nečárkované souřadnice (x, y) tvoří souřadný systém stroje, čárkované souřadnice (x', y') představují souřadný systém vačky v situaci na kontrolním souřadnicovém měření s definovaným počátkem podle středové a indexové díry vačky. Značení symbolů je shodné s popisem Obr. 2.5. Průměr ØDD značí otvor pro upnutí vačky do sklíčidla, ØD určuje díru pro technologický kolík, používaný k usazení obrobku se správným nastavením do nulové výchozí polohy.



Obr. 2.14 Geometrie souřadných systémů stroje a obrobku

2.4.2 Technologický zdroj tvarových odchylek

Tento zdroj chyb je často principiální skutečností. Kontura vačky má proměnný poloměr křivosti (kladný a záporný) a brusný kotouč zabírá proměnnou plochou. V oblastech malých kladných poloměrů křivosti je vačka podbrušována, v místech s malou zápornou křivostí (musí být větší než rádius brusného kotouče) je naopak kontura nedobrušována (kotouč je odtlačován). Zdroj těchto chyb je rovněž závislý na možné použitelnosti a charakteru oscilačního pohybu přistavovací osy *Z*, která nese vřeteno stroje.

Když je vyhodnocený profil vačky, resp. měřící protokol dodatečně vhodně upraven posunutím a natočením souřadného systému, dojde k potlačení geometrických chyb a jsou patrné chyby technologické, jak demonstruje Obr. 2.16. Z protokolu lze odečíst absolutní posunutí v rovině x-y a natočení vačky o úhel F_i vůči *nulovému bodu*.



Obr. 2.15 Měřicí protokol před stanovením korekčních odchylek



Obr. 2.16 Měřicí protokol po stanovení korekčních odchylek

2.5 Měření obrobku a přenos dat

Cílem měření je získání výstupního protokolu, který obsahuje data skutečné kontury vačky. Výsledky měření mohou být do *PLC* přeneseny analogově přes výstup ze zesilovače měřidla ± 10 V, přes sériovou linku *RS-232* nebo sítí *ethernet*. V *PLC* jsou data porovnána s požadovaným profilem dané vačky. Pomocí přepočtových algoritmů jsou data modifikována tak, aby v dalších fázích broušení byl rozdíl mezi skutečným a požadovaným profilem minimální. Proces měření a broušení je řízen obsluhou stroje individuálně podle zkoumaných parametrů. Způsob a technologie měření jsou rozvedeny v kapitole 6.

2.6 Transformace souřadnic

Výrobní data vačky jsou generována programem *KIN* (*VÚTS, a.s.*) ve formě polárního souřadného systému (Obr. 2.17).



Obr. 2.17 Polární systém souřadnic

Na registry *PLC* je třeba přenést informace o vačce ve formě tří skupin hodnot. Jedná se o sloupce tabulek s průběhem profilu vačky, který je zadán průvodičem r, úhlem natočení φ a úhlem normály v, který je definován změnou kolmosti tečny k povrchu obrobku vůči ose vektoru průvodiče v místě dotyku nástroje (Obr. 6.5). V *PLC* jsou data zpracována algoritmem přepočtu profilu obrobku na výrobní souřadnice *NC* os. Podle předem definované technologie pak probíhá proces broušení. Výchozím parametrem pro výpočet pozic osy *V* je průměr brusného kotouče. Jednotlivé body pozic nástroje vůči obrobku vytvářejí ekvidistantní křivky vůči profilu obrobku. Mezi těmito body dochází k interpolačním pohybům, generovaným strukturami *PLC*.

Profil může mít libovolný počet bodů, mezi kterými je křivka pomocí vybraného typu aproximačního algoritmu dopočítávána. Pro broušení postačuje konstantní úhel pootočení $0,2^{\circ}$. Křivka se tedy skládá z celkem 1759 bodů, přičemž pro potřeby výpočtu přiblížení nástroje k obrobku – tzv. nájezd, je kalkulováno s počtem 1800 s tím, že první a poslední hodnota v tabulce je shodná. Jestliže je počet bodů, resp. počet natočení obrobku o daný konstantní úhel dostatečně vysoký ($\varphi = < 0,5^{\circ}$), lze zvolit lineární interpolaci pohybu os mezi vypočtenými body. Při tomto dělení jedné otáčky obrobku, resp. otáčky osy *C*, není na povrchu při uvedeném typu interpolace zřetelný přechod broušení mezi danými body. Toto platí při uvažovaném maximálním úhlu normály $v = 40^{\circ}$.

Pro zobrazení profilu vačky v *HMI* je třeba data transformovat do kartézských souřadnic. Tato transformace je dána vztahem:

$$\begin{aligned} x &= r \cdot \cos \varphi \\ y &= r \cdot \sin \varphi \end{aligned} \tag{2.8}$$

Po získání souřadnic skutečného profilu vačky měřením, je třeba data dále vyhodnotit a upravit, než budou probíhat další cykly broušení. V systému je z tohoto důvodu uplatněna i zpětná transformace z kartézských souřadnic do polárních podle vztahu:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{y}{x}\right)$$
(2.9)

Jelikož je třeba provádět výpočty v celém definičním intervalu $\varphi \in \langle 0, 2\pi \rangle$, je třeba pro níže uvedené intervaly počítat s příslušnými výrazy.

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{y}{x}\right), pro(x > 0) \land (y > 0)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{y}{x}\right) + \pi, pro(x < 0) \qquad (2.10)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{y}{x}\right) + 2\pi, pro(x > 0) \land (y < 0)$$

Způsob využití transformací souřadnic a další popis je v kapitole 6.3.2.

3. Regulační struktury elektrických pohonů

V běžně používaném módu řízení motorů – tzv. *motion*, který je předpřipraven pro ovládání motorů zejména v interpolačním polohovém režimu, lze zadávat pouze koncové body polohy obráběcího nástroje, po kterých se pohybuje. Řídicí systém je dle vlastní uzavřené přednastavené struktury omezen daným interpolačním algoritmem, kde vyhodnocuje aktuální polohové odchylky při obrábění. Tyto odchylky jsou tvořeny polohovou chybou každé ze zainteresovaných os, a jsou definovány rozdílem poloh mezi požadovanou a skutečně zjištěnou polohou. Skutečná poloha je v případě lineární osy zjišťována pravítkem, kdežto u rotační osy je dána snímačem servomotoru.

Vnitřní struktura, respektive regulační smyčka řídicího softwaru firmy *Yaskawa* je uzavřený celek, do kterého lze z pohledu uživatele zasahovat jen velmi omezeně, změnou hodnot vybraných dostupných parametrů.

K nastavení parametrů, ovlivňujících regulační strukturu pohonu, je používána výrobcem doporučená Tabulka 3.1 s deseti stupni nastavení tuhosti regulace.

Rigidity Setting Fn001	Position Loop Gain [S ⁻¹] Pn102	Speed Loop Gain [Hz] Pn100	Speed Loop Integral Time Constant [0.01ms] Pn101	Torque Reference Filter Time Constant [0.01ms] Pn401
1	15	15	6000	250
2	20	20	4500	200
3	30	30	3000	130
4	40	40	2000	100
5	60	60	1500	70

Tabulka 3.1	Nastavení	tuhosti	regulace	pohonů
-------------	-----------	---------	----------	--------

Další možností nastavení regulátorů je výrobcem zpracovaný postup diagnostiky pohonu s danou zátěží (*autotuning*), kde jsou hmotové parametry osy dynamicky testovány systémem a automaticky vyhodnoceny. Tento způsob ale nemusí být vždy vhodný s ohledem na parametry motoru (jmenovité otáčky) a strukturu mechanických komponent zátěže. Automatická funkce vyžaduje pro nastavení regulátorů dynamické otáčení rotoru v rámci několika otáček s náhlými změnami smyslu otáčení.

Regulační schéma vychází ze standardního typu kaskádní regulace s proudovou, rychlostní a polohovou zpětnou vazbou (Obr. 3.1). Žádaná poloha je označována symbolem "*". V regulátoru polohy je násoben rozdíl signálu konstantou zesílení polohové smyčky a výstupem z regulátoru je informace o požadované rychlosti. Další vnořenou strukturou je rychlostní zpětná vazba s regulátorem *PI*, zpracovávajícím rozdíl mezi rychlostí požadovanou a skutečnou. Výstupem *PI* regulátoru rychlosti je požadovaná velikost proudu motoru. V regulátoru proudu je pak porovnávána hodnota požadovaného a skutečného proudu a výstup tvoří signál pro řídicí obvody pulsně-šířkové modulace. Modulací je tvořeno napětí na motoru.

U polohového řízení pomocí elektronických vaček jsou možnosti ovlivnění konečné přesnosti obrábění rozšířeny, jelikož řízení pohybu není závislé pouze na uzavřené regulační struktuře výrobce, ale lze lépe využít možnosti *dopředných vazeb* a přímé změny krouticího momentu.



Obr. 3.1 Kaskádní regulační struktura polohového servopohonu

K pokročilejšímu návrhu regulačních struktur a vyšetření zkoumaného systému je třeba sestavit jeho matematický model. Princip matematického modelování realizuje dynamické chování systému. V případě konkrétního stroje, kde jsou známy jeho parametry, můžeme odvodit diferenciální rovnice, které popisují elektromagnetické a mechanické vlastnosti soustavy. Celá soustava se pak skládá z několika dílčích částí, které jsou modelovány samostatně. Mezi jednotlivými modely jsou dále definovány vazby, které je spojují v jeden celek.

Stroj je osazen třemi synchronními motory s permanentními magnety (*SMPM*), jejichž fyzikální principy a matematické modely jsou již poměrně dobře všeobecně známy. Je tedy třeba vytvořit modely motorů a jejich řízení, na které navazují modely mechanických částí. V případě osy V a Z je to hmota daná suportem, pohybujícím se pomocí kuličkového šroubu. Osa C může mít dvě varianty a to buď klasický rotační motor s planetovou převodovkou nebo speciální rotační pohon přímý, konstruovaný pro vysoké zátěže při nízkých otáčkách, tzv. *direct drive*. U tohoto provedení je zřejmá výhoda přímého spojení hřídele motoru s obrobkem, kde se nevyskytují dodatečné tření, vůle a nepřesnosti v převodech. Na druhou stranu je nutné si uvědomit požadavky na přesnost polohování, potažmo regulační obvody, kdy nelze uplatnit sílu kovových převodů. Vznikající síly a vibrace při obrábění tak kladou na pohon z pohledu regulace mnohem větší nároky. Tento typ motoru má také relativně vysoký moment setrvačnosti rotoru, což dále zvyšuje nároky na regulaci.

Existuje mnoho programů, ve kterých lze simulovat elektromechanické systémy a jejich dynamické chování. Pravděpodobně nejrozšířenějším softwarem na univerzitách, s relativně dobrou dostupností sdílených podkladů je *Matlab* společnosti *MathWorks*. Jeho interaktivní prostředí se skriptovacím jazykem umožňuje počítání s maticemi, implementaci algoritmů i analýzu a prezentaci dat. Pro simulaci a modelování dynamických systémů byla vytvořena nástavba *Matlabu* s názvem *Simulink*. Poskytuje uživateli možnost rychle a snadno vytvářet modely dynamických soustav ve formě blokových schémat. Modely mohou být popsány rovnicemi nebo mohou být sestavené z bloků reprezentujících prvky reálných systémů. Kromě modelů fyzikálních soustav je možné modelovat také algoritmy řídicích systémů včetně jejich automatického ladění a systémy pro zpracování signálu. Umožňuje testování a verifikace modelovaných systémů a algoritmů [8]. Následující simulační modely budou vytvořeny v uvedeném programu.

Pro modelování chování *SMPM* bylo v minulosti vytvořeno několik variant funkčních schémat a podrobný rozbor modelování pohonů je např. v literatuře [29].

3.1 Model motoru

U synchronního motoru je název odvozen od synchronního otáčení rotoru s točivým elektrickým polem statoru. Stator se skládá z třífázového vinutí uloženého v drážkách, které vytváří točivé magnetické pole. Na rotoru jsou vyniklé magnetické póly tvořené permanentními magnety, vyrobenými ze speciálních slitin s vysokou magnetickou indukcí.

3.1.1 Výchozí model SMPM

Rotor má vlivem tvaru pólů rozdílnou příčnou a podélnou indukčnost. Tato vlastnost znamená, že otáčením rotoru se mění vlastní indukčnost fáze statoru. Otáčením rotoru se v pohledu k jednomu bodu na statoru mění vzduchová mezera mezi statorem a rotorem a tím je měněn i magnetický odpor a indukčnost fází. Se zatížením rotoru dochází k posunutí, resp. natočení vektoru magnetického toku rotoru oproti magnetickému toku statoru. Rozdíl je vyjádřen zátěžným úhlem a ten se tedy zvyšuje společně se zatížením. Motory s magnety na rotoru vynikají vysokou momentovou přetížitelností. Po omezenou dobu lze u motorů *Yaskawa* docílit až 300 % jmenovité hodnoty momentu.

Při odvození rovnic a modelování je třeba přijmout jistá zjednodušení, která nemají na kvalitu modelu zásadní vliv a přitom jej značně zjednoduší.

Uvažují se tyto předpoklady:

- Vinutí je rozloženo sinusově a průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře (i průběh indukovaného napětí) je harmonický.
- Činné odpory a indukčnosti jsou konstantní a stejné ve všech třech fázích.
- Ztráty v železe jsou zanedbány.
- Tlumicí vinutí na rotoru není provedeno.
- Nulový vodič není připojen.
- Magnetizační charakteristika je lineární.
- Při výpočtech je potřeba zohlednit skutečnost, že motory s vyniklými póly na rotoru mají různou magnetickou vodivost v podélném a příčném směru.

Uvažujeme třífázový synchronní motor s hladkým statorem, se třemi fázovými vinutími. Náhradní schéma zapojení jedné fáze statorového vinutí je na Obr. 3.2, kde R_1 reprezentuje odpor vinutí, $L_{1\sigma}$ je rozptylová indukčnost, L_H hlavní magnetizační indukčnost, U_i je napětí indukované magnetickým tokem a U_1 je celkové napětí na cívce.



Obr. 3.2 Schéma fáze statorového vinutí

Motor, a jeho dynamické chování je modelováno pomocí matematických vztahů, vedoucích k sestavení diferenciálních rovnic, které vycházejí z náhradního schématu.

Harmonická napětí všech tří fází vytvoří točivé elektromagnetické pole, otáčející se úhlovou rychlostí ω . Fázová napětí jsou dána rovnicemi:

$$u_1 = U_m \cos(\omega t) \tag{3.1}$$

$$u_2 = U_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \tag{3.2}$$

$$u_3 = U_m \cos(\omega t + \frac{4}{3}\pi) \tag{3.3}$$

Předpokládá se symetrické rozložení vinutí a podle náhradního schéma lze vektor napětí vyjádřit vztahem ve vektorovém tvaru:

$$\boldsymbol{u}_{1} = R_{1} \, \boldsymbol{i}_{1} + \frac{d\psi_{1}}{dt}, \tag{3.4}$$

přičemž magnetický spřažený tok

$$\boldsymbol{\psi}_1 = L_1 \, \boldsymbol{i}_1 + \bar{\Phi}_B e^{j\theta},\tag{3.5}$$

závisí rovněž na úhlu $\theta = \omega t$, vyjadřujícím natočení rotoru vůči statoru a celkové indukčnosti jedné fáze statorového vinutí, včetně vlivu všech fází statoru $L_1 = L_{1\sigma} + L_H$. Analogicky s harmonickým napětím lze popsat okamžité hodnoty proudů:

$$i_1 = I_m \cos(\theta) \tag{3.6}$$

$$i_2 = I_m \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \tag{3.7}$$

$$i_3 = I_m \cos\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \tag{3.8}$$

kde amplituda proudu I_m je dána poměrem amplitudy napětí a odporu vinutí:

$$I_m = \frac{U_m}{R_1} \tag{3.9}$$

Pro okamžité hodnoty proudů jednotlivých vinutí platí při symetrickém rozložení, že součet všech proudů je roven nule:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{3.10}$$

Vliv všech statorových složek proudů lze nahradit zavedením komplexního prostorového fázoru $\overline{I_1}^s$. Fázorový diagram je uveden na Obr. 3.3. Podrobný popis je uveden v [3], [19], [21], [25], [31], [32]. Rovnice (3.4) a (3.5) přejdou do tvaru:

$$\overline{U}_{1}^{s} = R_{1}\overline{I}_{1}^{s} + \frac{d\overline{\Psi}_{1}^{s}}{dt}$$
(3.11)

$$\overline{\Psi}_{1}^{s} = L_{1}\overline{I}_{1}^{s} + \overline{\Phi}_{B}e^{j\theta} = \overline{\Phi}_{10} + \overline{\Phi}_{B}e^{j\theta}$$
(3.12)

$$\overline{U}_{1}^{S} = R_{1}\overline{I}_{1}^{S} + \frac{d}{dt}\left[\overline{\Phi}_{B}e^{j\theta}\right] + L_{1}\frac{d\overline{I}_{1}^{S}}{dt} = R_{1}\overline{I}_{1}^{S} + L_{1}\frac{d\overline{I}_{1}^{S}}{dt} + \overline{U}_{i}^{S}$$
(3.13)



Obr. 3.3 Fázorový diagram zatíženého SM, podbuzený a přebuzený stav

kde je:

- \overline{U}_i fiktivní napětí indukované ve statorovém vinutí magnet. tokem rotoru,
- \overline{U}_{μ} napětí indukované výsledným magnetickým tokem ve statorovém vinutí,
- \overline{U}_1 statorové napětí, vyvažované napětím indukovaným celk. tokem statoru,
- $\overline{\Psi}_{10}$ fiktivní tok statoru vyvolaný statorovým proudem \overline{I}_1 ,
- $\overline{\Psi}_1$ spřažený magnetický tok statorovým vinutím,
- $\overline{\Phi}_B$ magnetický tok rotoru vyvolaný permanentními magnety,
- $\overline{\Psi}_M$ výsledný magnetický tok ve vzduchové mezeře,
- $\overline{\Psi}_{1\sigma}$ rozptylový tok statoru,
- β zátěžný úhel stroje.

K získání zjednodušeného matematického modelu je vhodné třífázovou soustavu, používanou k napájení točivých elektrických strojů, transformovat na ekvivalentní dvojfázovou soustavu. Uvedená zjednodušení vedou ke snížení počtu diferenciálních rovnic, popisujících celý systém a tudíž i k menším nárokům na výpočetní operace při simulaci. Regulace je prováděna v souřadném systému os, které jsou spojeny s polohou rotoru. Osa podélná, spojená s osou permanentních magnetů, je označena *d*. Příčná osa *q* je kolmá na osu podélnou.

Pro transformaci rovnice (3.13) z pevných souřadnic do rotujících souřadnic je použit vztah:

$$\overline{I}_{1}^{R} = \overline{I}_{1}^{S} e^{-j\theta} \tag{3.14}$$

Napěťová rovnice:

$$R_{1}\overline{I}_{1}^{R}e^{j\theta} + \frac{d}{dt}\left[\overline{\Phi}_{B}e^{j\theta}\right] + L_{1}\frac{d}{dt}\left[\overline{I}_{1}^{R}e^{j\theta}\right] = \overline{U}_{1}^{R}e^{j\theta}$$
(3.15)

kde

$$\overline{U}_{i}^{R} = \frac{d\overline{\Phi}_{B}}{dt} = j\omega\overline{\Phi}_{B}$$
(3.16)

Napěťové rovnice ve složkovém tvaru v souřadnicích rotujících rychlostí ω.

$$U_d = R_1 I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q = R_1 I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q$$
(3.17)

$$U_q = R_1 I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d = R_1 I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \Phi_B)$$
(3.18)

$$\Psi_d = L_d I_d + \Phi_B \tag{3.19}$$

$$\Psi_q = L_q I_q \tag{3.20}$$

Symboly L_d a L_q představují indukčnosti statorového vinutí v podélné a příčné ose s odporem R_1 jedné fáze. Konstanta Φ_B značí magnetický tok rotoru vyvolaný permanentními magnety.

Poměr mezi úhlovou rychlostí pole statoru ω_0 a úhlovou rychlostí rotoru ω je dán počtem pólových dvojic:

$$\omega_0 = p_p \omega \tag{3.21}$$

Momentová rovnice motoru je pak definována vztahem:

$$M = \frac{3}{2} p_p Im[\overline{\Psi}^R \overline{I}^R] = \frac{3}{2} p_p Im[(\Psi_d - j\Psi_q)(I_d - jI_q)]$$

$$M = \frac{3}{2} p_p(\Psi_d I_q - \Psi_q I_d)$$
(3.22)

přičemž platí:

$$\Psi_d = L_d I_d + \Phi_B, \Psi_q = L_q I_q \tag{3.23}$$

a po matematické úpravě a dosazení posledního vztahu do předchozího je dána konečná rovnice momentu motoru:

$$M = \frac{3}{2} p_p \left[\Phi_{_B} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q \right]$$
(3.24)



Obr. 3.4 Blokové schéma modelu SMPM v d-q souřadnicích



Obr. 3.5 Simulační model motoru

Uvedené rovnice byly převzaty z [25]. Hlavní moment motoru je tvořen složkou proudu I_q a magnetickým tokem permanentních magnetů. Rozdíl indukčností $L_d - L_q$ vyjadřuje vliv na reluktanční moment, který vzniká kvůli vyniklým pólům a tím ovlivňuje i výsledný tvar momentové charakteristiky. Magnetický tok je tvořen permanentními magnety

v rotoru a je ovlivňován složkou proudu I_d . Z algebraických rovnic, které zastupují výrazy na obou stranách rovnic, je pak možné vytvořit blokové schéma modelu (Obr. 3.4). Podle schéma blokového zapojení byl v programu *Simulink* sestaven simulační model motoru (Obr. 3.5).

3.1.2 Zjednodušený linearizovaný model SMPM

Aby bylo možné použít pokročilé metody řízení (například řízení s vnitřním modelem) je nutné znát lineární model řízené soustavy. Ve výchozím modelu motoru se vyskytují dvě nelinearity. První je typu nasycení. Další je násobení dvou signálů proudu i_d a i_q a rychlosti otáčení rotoru ω a magnetických toků ψ_d a ψ_q .

Pro linearizaci byl použit následující postup:

Regulátor proudu i_d má jako žádanou hodnotu $i_d = 0$ A. To je platné v oblasti pod jmenovitými otáčkami. Jedná se o řízení při maximálním momentu a při konstantní velikosti budicího toku. Když tedy budeme uvažovat nulovou hodnotu proudu i_d , rovnice (3.17) až (3.22) se podstatně zjednoduší na tvar:

$$U_d = 0 \tag{3.25}$$

$$U_q = R_1 I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} = R_1 I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega \Phi_B$$
(3.26)

$$\Psi_d = \Phi_B \tag{3.27}$$

$$\Psi_q = L_q I_q \tag{3.28}$$

$$M = \frac{3}{2} p_p Im \left[\bar{\Psi}_1^* \cdot \bar{I}_1 \right] = \frac{3}{2} p_p \Psi_d I_d$$
(3.29)

Výše uvedené rovnice představují lineární matematický model synchronního servomotoru s jednohmotovou zátěží. Moment motoru bude tedy závislý pouze na takzvané momentotvorné složce proudu, tedy na proudu i_q . Lineární simulační schéma synchronního motoru je uvedeno na Obr. 3.6.



Obr. 3.6 Lineární blokové schéma SMPM

3.2 Model vektorového řízení pohonu

Model pohonu zahrnuje model řízeného servomotoru a model samotného procesu řízení, které je řešeno uvnitř napájecího výkonového členu. Zpravidla je sledován požadavek na řízení z pohledu maximálního momentu při konstantním budicím toku.

Řízení pohonu se synchronním motorem se vyznačuje těmito vlastnostmi:

- vysoká dynamika
- vysoká statická přesnost
- přesná synchronizace rychlosti otáčení ve skupinových pohonech
- rozsah výkonů stovky W až desítky kW
- přesnost řízení rychlosti otáček je až $\pm 0,001$ Hz
- rychlost otáčení až 6000 ot·min⁻¹
- polohu magnetického toku rotoru lze snadno zjišťovat pomocí snímače úhlu natočení rotoru, rotující souřadná soustava d-q je orientovaná tak, aby osa d ležela ve směru magnetického toku permanentních magnetů Φ_M

Postup řízení vychází z požadavku nejvyššího momentu při nejnižším proudu. Vychází se ze statorového proudu, který je reprezentován vektorem a je uvažován jako prostorový a jeho rozkladem, resp. průmětem do rotujícího souřadného systému d-q, vzniknou dvě vzájemně kolmé složky. Do jmenovitých otáček je budicí složka statorového proudu I_d udržována na nulové hodnotě, aby nedocházelo k odbuzování.

Na Obr. 3.7 jsou uvedeny dva pracovní režimy synchronního stroje. Oblast pod jmenovitou rychlostí otáčení ($\omega_1 < \omega_0$) je oblast konstantního momentu. Oblast nad jmenovitou rychlostí otáčení ($\omega_1 > \omega_0$) je oblast konstantního výkonu. V této oblasti dochází k odbuzování střídavé-ho stroje a moment motoru klesá.



Obr. 3.7 Pracovní režimy synchronního motoru

Magnetický tok motoru tvořený permanentními magnety není třeba do jmenovitých otáček I_d složkou ovlivňovat. Statorový proud je tedy dán pouze momentotvornou složkou I_q , která vytváří moment motoru. Nad jmenovitými otáčkami je motor odbuzován změnou I_d tak, aby velikost vektoru statorového napětí nepřesahovala možnosti napěťového měniče. Ze známých hodnot statorového proudu a napětí, lze určit magnetický tok stroje.

Vektorové řízení *SMPM* je jednodušší, než vektorové řízení asynchronního motoru. Není nutno rekonstruovat polohu magnetického toku, která je shodná s polohou rotoru a stačí tedy pomocí snímače zjišťovat pouze polohu rotoru. Použitím vektorového řízení lze dosáhnout podobné struktury řízení jako u cize buzeného stejnosměrného motoru a bude dosaženo i podobných vlastností. Popsaná metoda vektorového řízení synchronních motorů reguluje prostorový vektor proudu statoru v transformované rotující souřadnicové soustavě *d-q*. Regulátory v tomto případě pracují se skalárními veličinami. To má určité výhody při analýze a syntéze regulace a navíc tato metoda poskytuje dobré vlastnosti pohonu, což má velký význam u přesných servopohonů. Rotující vektor statorového proudu se rozloží do dvou složek. Jedna složka proudu i_d je ve fázi s vektorem magnetického toku rotoru Φ_B a druhá složka i_q je k němu kolmá. Složka proudu i_d ovlivňuje jalový výkon. Absolutní hodnota výsledného magnetického toku Φ_B spolu se složkou proudu i_q vytvářejí hnací moment a činný výkon motoru.



Obr. 3.8 Fázorový diagram synchronního motoru řízeného na maximální moment

V oblasti pod jmenovitou rychlostí zajišťuje algoritmus řízení kolmost fázorů I_1 a Φ_b (Obr. 3.8). Jedná se o řízení na maximální moment při konstantní velikosti budicího toku. Regulátor složky fázoru I_d musí zajistit, aby platilo, že proud $I_d = 0$. Momentotvorná složka fázoru statorového proudu I_q určuje společně s příslušným fázorem magnetického toku Φ_b elektromagnetický moment stroje.

$$M = -\frac{3}{2} p_p \left(\Psi_q I_d - \Psi_d I_q \right) = \frac{3}{2} p_p \left[\Phi_B + \left(L_d - L_q \right) I_d \right] I_q = \frac{3}{2} \Phi_B I_q$$
(3.30)

Požadavek na samostatné ovlivnění složek celkového proudu znamená jejich oddělené řízení. To je řešeno samostatnými proporcionálně-integračními (*PI*) regulátory pro každou z nich. Jednoduché obecné znázornění regulace pohonu, ve kterém je vidět začlenění proudové vazby, je na Obr. 3.1. Rozšířené blokové schéma s paralelními regulátory proudů i_d a i_q a s regulátory rychlosti a polohy je na Obr. 3.9. Odchylky požadovaných a skutečných proudů jsou regulátory převedeny na požadovaná napětí, která jsou vstupními veličinami do modelu (bloku) motoru. Simulační model vektorového řízení pohonu se synchronním motorem je uveden na Obr. 3.10. Model řízení je připojen k modelu motoru (Obr. 3.5), který je reprezentován jedním blokem s danými vstupy a výstupy.

Snahou je, aby se matematické modelování a simulace reálného mechanismu co nejvíce přiblížily skutečnosti a sestavené simulační modely odezvou co nejlépe odpovídaly modelované soustavě. Proto je třeba model ověřit měřením odpovídajících parametrů na stroji. Přesné shody skutečného a simulačního systému dosáhnout nelze, protože se v modelech přijímají určitá zjednodušení a není zpravidla možné obsáhnout všechny fyzikální vlivy a jejich spojité zákonitosti, které na soustavu jako celek působí.

Je zkoumána odezva systémů na totožný budicí signál a reakce jsou vyhodnocovány pomocí přechodových a frekvenčních charakteristik.



Obr. 3.9 Blokové zapojení vektorového řízení SMPM na maximální moment



Obr. 3.10 Simulační model vektorového řízení pohonu se synchronním motorem

Po optimalizaci modelu je pak možné z výsledků simulací odhadnout chování soustavy reálné. Naladění parametrů tak, aby simulace byla odpovídající je však obtížná záležitost a často lze posuzovat výsledky pouze v omezené frekvenční oblasti. Je to dáno kromě dopravního zpoždění signálu také nelinearitami skutečného systému, kdy hodnoty regulátorů a jednotlivých bloků v simulaci pokrývají pouze určitou frekvenční část, ve které se s realitou přibližně shodují. V širších oblastech modelování je třeba měnit nastavení modelu tak, aby opět ve zkoumaném pásmu byla shoda co nejlepší.

Porovnání průběhů získaných simulací s průběhy vybraných veličin, získaných měřením na reálném stroji, jsou v následujících grafech na Obr. 3.11 a Obr. 3.12. K simulaci byl zvolen pohon osy *V*. Metody získání konstant pro konkrétní motor a identifikace experimentálně zjištěných a dopočítaných parametrů potřebných pro model, jsou uvedeny v příloze (Příloha B).



Obr. 3.11 Odezvy na jednotkový skok polohy z 0 na 1 mm



Obr. 3.12 Odezvy na jednotkový skok polohy z 0 na 0,1 mm

Standardnímu nastavení regulace pohonu od výrobce odpovídá stupeň tuhosti regulátorů č. 4, podle údajů, které zobrazuje Tabulka 3.1. Pro porovnání reálné osy brusky a sestaveného modelu, byly testovány dva skoky polohy z 0 na 1 mm a z 0 na 0,1 mm. Vzdálenost odpovídá skutečnému posuvu lineární osy. Vytvořený model vykazuje pro oba stupně nastavení regulace s odpovídajícími parametry zesílení, uspokojující výsledky v porovnání se skutečnými průběhy změřených veličin. Je sledováno přiblížení modelu zejména v oblasti průběhu polohy, kde v obou případech požadovaného skoku i stupni tuhosti regulace, dochází k dosažení požadované polohy v navzájem srovnatelných časech. Rozdíly v dynamickém chování – patrné ze všech průběhů, lze dále snižovat začleněním vhodných prvků do matematického modelu, jako je např. dopravní zpoždění nebo aproximační funkce.

3.2.1 Standardní regulace polohy

U elektronických vaček je při obrábění uplatňována polohová regulace, podle definice zdvihové závislosti v kapitole 2.3. Vstupní veličinou do regulační struktury je tedy požadovaná poloha, resp. natočení hřídele podřízené osy v závislosti na natočení hlavní – virtuální osy.

Toto platí pro každou *NC* osu stroje. Výjimkou může být osa *Z*, nesoucí brusný nástroj, kde není striktně požadováno dodržení přesné polohy nástroje vůči obrobku. Ve smyslu pohybu osy, jak je patrné z Obr. 2.4, se vzdálenost brusného kotouče od obrobku nemění. Zde může být vložen cyklický pohyb podle libovolně zvolené funkce – nejčastěji *sinus* nebo statická poloha. Vstupní informací o poloze pro tuto osu pak není předpis daný zdvihovou závislostí, ale konstanta. Regulační struktura pak reaguje pouze na změny polohy vyvolané vibracemi stroje, které nemají v tomto případě vliv na kvalitu obrábění, pokud uvažujeme, že osa *Z* je v příčném směru dostatečně tuhá.

V regulační struktuře jsou uplatňovány regulátory typu *P* nebo *PI*. Zatímco regulátory proudů a rychlosti využívají složku proporcionální i integrační, regulace polohy je tvořena pouze proporcionální částí. Integrační člen není v tomto případě díky jednoznačné matematické spojitosti polohy a rychlosti, potřebný.

Přenos PI regulátorů proudu je dán výrazem:

$$K_I \frac{T_I s + 1}{T_I s} \tag{3.31}$$

Obdobně je vyjádřen i přenos nadřazeného regulátoru rychlosti, kde je porovnávána úhlová rychlost rotoru ω s požadovanou rychlostí ω^* a výstupem je požadovaná hodnota proudu. Další v kaskádě je nadřazena regulace polohy, kde je rozdíl požadované polohy a skutečné polohy převeden na požadovanou úhlovou rychlost. Obecně platí, že nejvyšší rychlostí je zpracováván algoritmus v proudové smyčce, a to v řádu *kHz*. Regulace rychlosti probíhá v pásmu několika set *Hz* a propustné pásmo polohové smyčky se pohybuje v rozmezí ještě o řád nižším.

Dále je základní struktura obvykle doplněna dalšími prvky, pozitivně ovlivňujícími regulační proces, jako jsou bloky pro omezení maximálních hodnot hlídaných veličin nebo bloky filtrační.

K řízení skutečného pohonu je třeba mít přesnou informaci o poloze rotoru, která je podávána inkrementálním nebo absolutním snímačem. U motorů použitých na brusce vaček je natočení rotoru sledováno inkrementálním snímačem s rozlišením 20 bitů na otáčku. V současné době jsou dodávány již motory řady Sigma-VII, které disponují absolutními snímači s 24bitovou informací na jednu otáčku, tj. téměř $17 \cdot 10^6$ pulsů.

K odstranění případných nežádoucích vůlí částí stroje je v případě osy V použito přímé odměřování pohybu mechanické osy, tzv. *plně uzavřená smyčka* (Obr. 3.13).



Obr. 3.13 Přímé odměřování osy ${\cal V}$



Obr. 3.14 Diagram řízení plně uzavřené smyčky v pohonu Yaskawa

Informaci o poloze koncového mechanismu tak nepodává čidlo motoru ale lineární elektronické pravítko, jak je naznačeno v blokovém diagramu řízení pohonu *Yaskawa* na Obr. 3.14.

V regulační struktuře je čidlo motoru využito pouze pro podřízenou rychlostní smyčku. U přímé osy C je poloha standardně podávána integrovaným inkrementálním čidlem motoru. Není tedy třeba koncovou polohu dopočítávat přes převody mechanismů.

Mimo sledování samotné fyzické polohy hřídele je z pohledu řízení a tím pokud možno okamžité změny elektrických veličin, sledováno natočení rotoru vůči souřadnému systému statoru. V matematické simulaci pohonu lze informaci o poloze získat výpočtem na základě parametrů motoru udávaných výrobcem, případně určených měřením nebo experimentálně.

3.2.2 Regulace polohy s dopřednými vazbami

Pro zvýšení přesnosti polohování lze díky využití elektronických vaček, v dynamicky exponovaných úsecích broušení, lépe využít tzv. dopředné vazby (v diagramech označovaných jako *feedforward*). Standardně je rychlostní dopředná vazba vypočítávána jako numerická derivace polohy. Proudová odpovídá charakteru momentu. Základní schéma zavedení těchto vazeb je na Obr. 3.15. Jedná se o přídavný řídicí signál, který není ovlivněn zpětnou vazbou. Přivádí se do součtového členu před regulátory rychlosti a proudu, resp. momentu.



Obr. 3.15 Vstup dopředných vazeb do regulace

U elektronických vaček lze ze známých poloh *NC* os při broušení profilu vačky, dopředu určit první a druhé derivace zdvihových závislostí a tyto křivky dále libovolně upravovat. Důležitou skutečností je, že dopředné vazby lze modifikovat nezávisle na zadávaných interpolačních bodech, jako je tomu u klasického způsobu obrábění. Upravená data lze pak jako vstupní signály zavést na dané registry regulační struktury pohonu.

4. Analýza regulační struktury vícehmotové soustavy

Cílem je návrh modelu procesu broušení, který je navázán na model servopohonu včetně regulačních struktur a umožní simulovat dynamiku celého mechatronického systému. Díky dostatečně přesnému modelu lze posuzovat různé vlivy změn v regulační struktuře na dynamické chování servopohonu a určovat stabilitu systému nebo hodnotit metody potlačování vibrací.

Dále budou popsány modely s lineárními prvky, kde nejsou uvažovány z elektrického hlediska nelinearity typu nasycení obvodu a omezování akčních veličin a z pohledu mechanického jsou zanedbány změny třecích sil a vůlí.

Základní řídicí struktura je kaskádní. Na Obr. 4.17. je uvedeno kaskádní zapojení proudové, rychlostní a polohové smyčky s jednohmotovou zátěží.

4.1 Jednohmotová soustava

Základem pro simulaci broušení je maximálně zjednodušené schéma procesu podle [4]. Na Obr. 4.1 je nákres, kde F^* je požadovaná síla potřebná k broušení, resp. k pohybu hmoty M (brusného kotouče), p vyjadřuje hloubku úběru materiálu a konstanta k_1 značí tuhost pružiny, zastupující lineární závislost úběru broušení na působící síle.



Obr. 4.1 Základní schéma procesu broušení

Diferenciální rovnice popisující dynamiku mechanického systému má tvar:

$$F^{*}(t) - F(t) = M \frac{d^{2}p}{dt^{2}}$$
(4.1)

Vztah mezi brousicí silou a hloubkou broušení lze vyjádřit jako:

$$F(t) = k_1 p^x \tag{4.2}$$

Z tohoto vztahu vyplývá, že závislost brusné síly na hloubce broušení je obecně nelineární. Pro vytvoření simulačního modelu použijeme lineární vztah:

$$F(t) = k_1 p \tag{4.3}$$

Převodem pomocí Laplaceovy transformace přejde rovnice (4.1) na následující tvar.

$$F^*(s) - F(s) = \frac{Ms^2}{k_1}F(s)$$
(4.4)

Přenosová funkce G_F odpovídá uzavřené regulační smyčce.

$$G_F = \frac{F(s)}{F^*(s)} = \frac{1}{\frac{M}{k_1}s^2 + 1}$$
(4.5)

Simulační schéma je na Obr. 4.2. Simulace jednohmotové soustavy a znázornění výsledků kmitající síly a způsobu potlačení kmitání je uvedeno v kapitole 4.4.1 (metoda *GMK*) a 5.2 (použití regulátoru *PID*). Při tomto způsobu řízení je nutno aplikovat snímač síly. Pro uvedený příklad byly zvoleny následující parametry: M = 5 kg, $k_1 = 10.000 N \cdot m^{-1}$.



Obr. 4.2 Schéma jednohmotové soustavy

4.2 Dvojhmotová soustava

U dvojhmotové soustavy je pohon zatížen, jak z názvu vyplývá, dvěma hmotami s pružnou vazbou. Na rozdíl od jednohmotového systému, kde lze redukovat zátěž na hřídel rotoru, je zde situace složitější a s tím souvisí i výpočet optimálních parametrů jednotlivých regulátorů. Správným určením těchto parametrů je dodržen základní předpoklad pro naplnění požadavků kladených na polohové funkce pracovních členů výrobního stroje.

4.2.1 Dvojhmotová soustava s pružnou vazbou a posuvnou zátěží

Jednoduchý jednohmotový systém, popsaný v předešlé kapitole lze uvažovat pouze pro potřeby modelování a testování základních typů soustav a prvního přiblížení problematiky kmitání. Kinematické složení požadovaného systému však vede ke složi-tějším, vícehmotovým modelům.

Jak bylo zmíněno v předchozích kapitolách, bruska radiálních vaček je tvořena třemi řízenými osami. Osa Z není součástí interpolačního pohybu a její poloha se vzhledem k obrobku nemění. Neúčastní se sledování ekvidistant teoretického profilu obrobku a lze ji tedy z pohledu pohybu a přesunu hmot, vyřadit z níže uvažované matematické simulace osy V.

Simulování pohybu osy Z by mělo význam při řešení rychlosti oscilačního pohybu, kdy je využívána převážná část plochy brusného nástroje. Pokud je oscilační pohyb v technologii broušení využíván, je posuv této osy natolik pomalý, že nemá z hlediska dynamického posuzování soustavy smysl se touto problematikou zabývat. Koncepce této osy je shodná s osou V.

Osa Z nese motor vysokootáčkového vřetene (až $30.000 \text{ ot·min}^{-1}$), definovaného v systému jako osa S. Jedná se tedy o jednohmotovou soustavu asynchronního motoru bez odměřování otáček. Modelování příspěvku této osy do soustavy by mohlo mít význam při posuzování interakce obráběcích sil mezi obrobkem a nástrojem na hřídeli vřetene a vliv třecí síly na pokles otáček nástroje.

Zbývající osa C je definována pouze přímým elektromotorem bez dodatečných převodových mechanismů a lze na ni tudíž pohlížet jako na jednohmotový systém, složený z poddajné elektromagnetické vazby statoru a rotoru. Míru působení zátěže na motor vyjadřuje celkový moment setrvačnosti a síly působící při obrábění. Celkový moment setrvačnosti je složen z momentů setrvačnosti rotoru, sklíčidla a obrobku.

Simulování celé soustavy se zahrnutím všech os by vyžadovalo zpracování komplexního modelu se všemi interakcemi od jednotlivých subsoustav. Níže je provedena analýza dvojhmotové soustavy, odpovídajícího schématu pro osu *V*. Protože je však reálný systém předmětné brusky značně tuhý a odolný proti kmitání, je z důvodu názornějšího vnímání problematiky a možnosti ověření teoretických výsledků na testovacím zařízení – standu, v následující kapitole rozvedena varianta s rotačními hmotami.

Mechanická část osy V (naznačena na Obr. 3.13) je tvořena lineárním vedením s kuličkovým šroubem. Stoupání závitu je 5 mm na otáčku. Na suportu vedení je připevněn pohon osy C a celková hmota tohoto pohonu je tedy zároveň součástí osy V. Rotační pohyb motoru je transformován přes kuličkový šroub na pohyb přímočarý.

Třecí a valivé odpory se uplatňují v místě styku lineární dráhy se suportem a v převodu matice-kuličkový šroub. Soustava je uvažována jako dvojhmotová s jednou hmotou tvořenou posuvnou částí pohonu (suport lineárního vedení osy *V*) a druhou hmotou brusného kotouče. Budeme-li uvažovat model procesu broušení, který obsahuje dvě pružně uložené hmoty, bude schéma vypadat následovně:



Obr. 4.3 Schéma procesu broušení se dvěma hmotami

K výpočtu je použita metodika uvedená v [14] a [33]. Pro vytvoření simulačního modelu použijeme lineární vztah $f(t) = k_2 p$, který simuluje lineární závislost mezi silou a deformací.

Diferenciální rovnice, popisující dvojhmotovou soustavu má tvar:

$$k_1(z-p) - k_2 p + b\left(\frac{dz}{dt} - \frac{dp}{dt}\right) = M \frac{d^2 p}{dt^2}$$
(4.6)

Pro další výpočet použijeme substituci $p = \frac{f}{k_2}$.

$$k_1\left(z - \frac{f}{k_2}\right) - f + b\left(\frac{dz}{dt} - \frac{1}{k_2}\frac{df}{dt}\right) = \frac{M}{k_2}\frac{d^2f}{dt^2}$$
(4.7)

Rovnice přejde na tvar:

$$b\frac{dz}{dt} + k_1 z = \frac{1}{k_2} \left(M \frac{d^2 f}{dt^2} + b \frac{df}{dt} + k_1 f + k_2 f \right)$$
(4.8)

S využitím Laplaceovy transformace:

$$(bs + k_1)Z(s) = \frac{1}{k_2}(Ms^2 + bs + k_1 + k_2)F(s)$$
(4.9)

kde z(t) je vstupní signál modelu broušení (posuv brusného kotouče) a f(t) je výstupní signál modelu broušení (brusná síla). Přenosová funkce procesu broušení, při uvažovaném zjednodušení, je:

$$G_p(s) = \frac{F(s)}{Z(s)} = \frac{k_2(bs+k_1)}{Ms^2+bs+k_1+k_2}$$
(4.10)

Pro demonstraci této metody uvažujeme tyto parametry: $M = 16 \ kg, \ k_1 = 9 \cdot 10^4 \ N \cdot m^{-1}, \ k_2 = 2, 2 \cdot 10^6 \ N \cdot m^{-1}, \ b = 0;$ pak: $G_p(s) = \frac{2 \cdot 10^{11}}{16s^2 + 2 \cdot 10^6}$. Regulační schéma je na Obr. 5.6.

4.2.2 Dvojhmotová soustava s pružnou vazbou a rotující zátěží

V této kapitole je uvedena analýza chování dvojhmotové soustavy a metoda sestavení simulačního modelu. Kinematické schéma dvojhmotové soustavy s pružnou vazbou je uvedeno na Obr. 4.4. Použitá metodika výpočtu je podle [25].



Obr. 4.4 Kinematické schéma dvojhmotové soustavy s pružnou vazbou

 M_H je hnací moment, p – převod, M_1 – moment působící na pružném členu první hmoty, M_Z – zátěžný moment, k – konstanta pružnosti, b činitel tlumení (v našem případě zanedbatelně malý), $\sigma_{1,2}$ – úhel zkrutu první a druhé hmoty. J_1 a J_2 jsou momenty setrvačnosti a ω_1 a ω_2 rychlosti otáčení daných hmot. Uvedenou soustavu s pružnou vazbou a převodem p = 1 je možno popsat následujícími rovnicemi:

$$M_{H} = J_{1} \frac{d\omega_{1}}{dt} + M_{1} \tag{4.11}$$

$$M_1 = k(\sigma_1 - \sigma_2) + b(\omega_1 - \omega_2)$$
(4.12)

$$M_1 = J_2 \frac{d\omega_2}{dt} + M_Z \tag{4.13}$$

Konstanta pružnosti a činitel tlumení jsou definovány na hřídeli zátěže. Konstanty redukované na hřídel motoru přepočítáme pomocí následujících vztahů:

$$b_1 = \frac{b}{p^2} \tag{4.14}$$

$$k_1 = \frac{k}{p^2} \tag{4.15}$$

Úpravou výše uvedených rovnic dostaneme tvar vhodný pro sestavení matematického modelu dvojhmotového systému s nulovým tlumením (b = 0, p = 1).

$$\omega_1 = \frac{1}{J_1} \int (M_H - M_1) dt$$
 (4.16)

$$M_1 = k \int (\omega_1 - \omega_2) dt \tag{4.17}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{J_2} \int (M_1 - M_Z) dt$$
 (4.18)

$$p = \frac{\omega_M}{\omega_L} \tag{4.19}$$

$$M_{z} = 0$$
 (4.20)



Obr. 4.5 Blokové zapojení dvojhmotového systému pro sledování polohy



Obr. 4.6 Blokové zapojení dvojhmotového systému pro sledování rychlosti

Přenos mezi rychlostí hřídele motoru a zátěže lze určit z upraveného blokového zapojení pružného spojení $(p \neq 1)$, uvedeného na Obr. 4.7.



Obr. 4.7 Upravené blokové zapojení dvojhmotového systému

Přenos mezi rychlostí hřídele motoru a zátěže:

$$\frac{\omega_2(s)}{\omega_1(s)} = \frac{\frac{1}{p} \frac{bs+k}{s} \frac{1}{J_2 s}}{1 + \frac{1}{p} \frac{bs+k}{s} \frac{p}{J_2 s}} = \frac{1}{p} \frac{bs+k}{bs+k+s^2 J_2}$$
(4.21)

kde *b* a *k* jsou konstanty definované na hřídeli zátěže.

Pro b = 0 je přenos:

$$\frac{\omega_2(s)}{\omega_1(s)} = \frac{\frac{1}{p}}{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1}$$
(4.22)

kde

$$\Omega_L = \sqrt{\frac{k}{J_L}} \tag{4.23}$$

je vlastní kmitočet zátěže při zablokované hřídeli motoru.

Přenos mezi polohou hřídele motoru a hnacím momentem určíme z upraveného blokového zapojení pružného spojení, uvedeného na Obr. 4.8.

$$\frac{\varphi_1(s)}{M_H(s)} = \frac{\frac{1}{J_1 s^2}}{\frac{1}{J_1 s} \frac{(bs+k)}{bs+k+s^2 J_2} \frac{J_2 sp}{p} + 1} = \frac{\frac{1}{s^2} (bs+k+s^2 J_2)}{J_c \left[(bs+k) + \frac{J_1 J_2}{J_c} s^2 \right]}$$
(4.24)



Obr. 4.8 Upravené blokové zapojení pružného spojení

Přenos mezi zrychlením motoru a hnacím momentem dvojhmotového systému s nulovým tlumením (b = 0) je:

$$\frac{\alpha_1(s)}{M_H(s)} = \frac{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1}{J_C\left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + 1\right)}$$
(4.25)

Vlastní kmitočet celé dvojhmotové soustavy:

$$\Omega_{LM} = \sqrt{\frac{k}{p^2 J_1} + \frac{k}{J_2}} = \Omega_L \sqrt{\chi + 1}$$
(4.26)

Po zavedení substituce:

$$\chi = \frac{J_2}{J_1 p^2}$$
(4.27)

Celkový redukovaný moment setrvačnosti na hřídeli motoru:

$$J_C = J_1 + \frac{J_2}{p^2}$$
(4.28)

Simulace dvojhmotové soustavy s kmitající silou a metodou potlačení kmitání je uvedena v kapitole 5.3.

4.2.3 Analýza rychlostní smyčky s PI regulátorem

V této kapitole je uvedena metoda analýzy a syntézy rychlostní smyčky.

Přenos uzavřené rychlostní smyčky určíme pomocí blokového zapojení rychlostní smyčky. Proudová smyčka je většinou rychlá a proto budeme její přenos považovat za dokonale proporcionální ($F_I(s) = 1$). Odvození potřebných vztahů je provedeno pomocí [25].



Obr. 4.9 Blokové schéma rychlostní smyčky dvojhmotové soustavy

Zavedeme celkové zesílení:

$$K_R = \frac{K_P K_M}{T_N J_C} \tag{4.29}$$

V úpravách rovnice použijeme vztah:

$$\Omega_{LM} = \Omega_L \sqrt{1 + \chi} \tag{4.30}$$

kde

$$\Omega_L = \sqrt{\frac{c}{J_L}} \tag{4.31}$$

Přenosová funkce otevřené regulační smyčky:

$$\frac{\omega_1}{\omega_1^*} = \frac{K_P K_M}{J_C T_N} \frac{(1+T_N s)(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1)}{s^2(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + 1)}$$
(4.32)

Otevřená rychlostní smyčka má v našem příkladu čtyři póly a tři nuly.

Pro demonstraci popisované metody budou použity následující hodnoty:

 $K_p = 1000 \text{ Nm} \cdot rad^{-1}, J_1 = 0,0048 \text{ kg} \cdot m^2, J_2 = 0,105 \text{ kg} \cdot m^2, K_M = 2,3 \text{ Nm} \cdot A^{-1}, p = 33, M_Z = 0, b = 0.$

Průběh geometrického místa kořenů (metoda *GMK* je uvedena v kapitole 4.4.1), v závislosti na rychlostní konstantě K_P je uveden na Obr. 4.10. Poloha nul a pólů uzavřené rychlostní smyčky určuje průběh přechodových dějů v regulačním obvodu a rozhoduje o stabilitě navržené regulační struktury. Optimální parametry rychlostní smyčky určené

pomocí *GMK* mají takovou hodnotu K_P , při které budou dominantní póly uzavřené rychlostní smyčky maximálně vzdálené od imaginární osy. Optimální parametry jsou následující: $K_p = 0,48$; $T_n = 0,02$ s. Dominantní póly leží na imaginární ose: $s_{1,2} = \pm j127$.



Obr. 4.10 Průběh GMK rychlostní smyčky v závislosti na konstantě K_p



Obr. 4.11 Amplitudová a fázová charakteristika uzavřené rychlostní smyčky

Přenosová funkce uzavřené rychlostní smyčky:

$$\frac{\omega_{l}(s)}{\omega_{l}^{*}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{J_{c}}{K_{p}K_{M}} \frac{T_{N}s^{2}}{T_{N}s + 1} \frac{1 + \frac{s^{2}}{\Omega_{LM}^{2}}}{1 + \frac{s^{2}}{\Omega_{L}^{2}}}} = \frac{K_{p}K_{M}(T_{N}s + 1)\left(\frac{s^{2}}{\Omega_{L}^{2}}\right)}{J_{c}T_{N}s\left(1 + \frac{s^{2}}{\Omega_{LM}^{2}}\right) + K_{p}K_{M}(T_{N}s + 1)\left(1 + \frac{s^{2}}{\Omega_{L}^{2}}\right)}$$

$$\frac{\omega_{l}(s)}{\omega_{l}^{*}(s)} = \frac{K_{p}K_{M}(T_{N}s + 1)\left(\frac{s^{2}}{\Omega_{L}^{2}} + 1\right)}{J_{c}T_{N}s\left(1 + \frac{s^{2}}{\Omega_{LM}^{2}}\right) + K_{p}K_{M}(T_{N}s + 1)\left(1 + \frac{s^{2}}{\Omega_{L}^{2}}\right)}$$
(4.33)

Charakteristická rovnice uzavřené rychlostní smyčky:

$$\frac{s^4}{(1+\chi)} + K_R T_N s^3 + \left\{ K_R + \Omega_L^2 \right\} s^2 + \Omega_L^2 K_R T_N s + \Omega_L^2 K_R = 0$$
(4.34)

Zjednodušený přenos uzavřené rychlostní smyčky:

$$\frac{\omega_1}{\omega_1^*} = \frac{(\frac{2s}{\Omega_L} + 1)(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1)}{(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{s}{\Omega_L} + 1)^2}$$
(4.35)

4.2.4 Analýza polohové smyčky

V této kapitole je uvedena metoda analýzy a syntézy polohové smyčky.

Blokové schéma polohové smyčky s přímým odměřováním je znázorněno na Obr. 4.12.



Obr. 4.12 Blokové schéma polohové smyčky dvojhmotové soustavy Přenosová funkce otevřené polohové smyčky:
$$F_{POL}(s) = \frac{\varphi_2(s)}{\varphi_1^*(s)} = K_V \frac{\frac{2s}{\Omega_L} + 1}{s\left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{s}{\Omega_L} + 1\right)^2}$$
(4.36)

Přenosová funkce má pět pólů a jednu nulu. Průběh geometrického místa kořenů v závislosti na konstantě K_V je uveden na Obr. 4.13.



Obr. 4.13 Průběh GMK polohové smyčky v závislosti na konstantě Kv

Optimální nastavení je pro takovou hodnotu K_V , při které budou dominantní póly uzavřené polohové smyčky maximálně vzdálené od imaginární osy. Optimální hodnota je $K_V = 10$.

Přenosová funkce uzavřené polohové smyčky:

$$F_{POL}(s) = \frac{\varphi_2(s)}{\varphi_1^*(s)} = K_V \frac{1}{1 + \frac{s\left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{s}{\Omega_L} + 1\right)^2}{K_V\left(\frac{2s}{\Omega_L} + 1\right)^2}} = \frac{K_V\left(\frac{2s}{\Omega_L} + 1\right)}{K_V\left(\frac{2s}{\Omega_L} + 1\right) + s\left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{s}{\Omega_L} + 1\right)^2} \quad (4.37)$$

Uzavřená polohová smyčka má jednu nulu a pět pólů. Charakteristická rovnice uzavřené polohové smyčky s přímým odměřováním je v tomto případě:

$$s^{5} + 2s^{4}\Omega_{L} + 3s^{3}\Omega_{L}^{2} + 2s^{2}\Omega_{L}^{3} + s\left(\Omega_{L}^{4} + 2K_{V}\Omega_{L}^{3}\right) + K_{V}\Omega^{4} = 0$$
(4.38)

Amplitudová a fázová charakteristika uzavřené polohové smyčky, určená simulací je na Obr. 4.14.

V případě polohové smyčky s přímým odměřováním je možno pomocí optimálních parametrů jednotlivých regulátorů získat aperiodický průběh přechodové charakteristiky. Při použití nepřímého odměřování je nutno pro potlačení reziduálních kmitů aplikovat další dodatečné způsoby.



Obr. 4.14 Amplitudová a fázová charakteristika uzavřené polohové smyčky

4.3 Trojhmotová soustava

V této kapitole je popsána metoda sestavení simulačního modelu procesu broušení pomocí trojhmotového systému. Mechanický systém v tomto případě obsahuje celkem tři pružně uložené hmoty. Jedná se o moment setrvačnosti rotoru J_1 , moment setrvačnosti šroubu J_2 a hmotu brusného kotouče M. Šipky naznačují smysl pohybu komponent osy. Mezi šroubem a hmotou kotouče dochází k převodu rotačního na translační pohyb. V systému se uplatňují tři pružnosti, které v demonstračním příkladu způsobují kmitání síly na dvou frekvencích.



Obr. 4.15 Schéma procesu broušení se třemi hmotami

Regulační struktura pohonu je kaskádní s proudovou, otáčkovou a polohovou smyčkou. V tomto případě musí být použit snímač proudu a úhlu natočení, resp. otáček hřídele

motoru. Simulační schéma procesu broušení, včetně regulační struktury je uvedeno na Obr. 4.16. Model byl sestaven přímo ze schématu broušení bez odvození složité soustavy rovnic. Optimální parametry jednotlivých regulátorů určíme pomocí metody optimálního modulu (*OM*) a symetrického optima (*SO*).



Obr. 4.16 Simulační model trojhmotové soustavy

Problematika spojená s potlačením kmitání v trojhmotovém systému je řešena v kapitole 5.4.2.

4.4 Syntéza regulátorů

U pohonů posuvů se v současné době výhradně používá kaskádní uspořádání regulačního obvodu. Pro zvýšení dynamiky je používána silová a rychlostní dopředná vazba. Řídicí struktura bývá doplněna subsystémem potlačení parazitních kmitů. Důležitou součástí návrhu pohonů jednotlivých *NC* os je stanovení optimálních parametrů jednotlivých regulátorů, aby byly splněny podmínky pro požadovaný pohyb os.

Syntéza znamená návrh struktury regulačního obvodu, včetně jeho parametrů. Může se přitom jednat pouze o určení měnitelných parametrů regulátoru, pokud vycházíme z plně zadané struktury nebo je navrhováno jak složení obvodu, tak jeho parametry. K návrhu je třeba mít k dispozici vlastnosti regulované soustavy (popsané přenosem), předpo-kládané průběhy řídicí a poruchových veličin, včetně jejich vstupu do soustavy, případně omezení akčních veličin a požadavek na kvalitu regulace. Výsledkem syntézy je seřízený regulátor, splňující požadavky kladené na regulační pochod. K získání optimálního nastavení regulátorů je využívána řada postupů a metod. Mezi tyto techniky návrhu patří metoda optimálního modulu (*OM*), symetrického optima (*SO*) nebo ve výše uvedené analýze rychlostní a polohové smyčky dvojhmotové soustavy – metoda geometrického místa kořenu (*GMK*). Použití zmíněných metod je v této práci uvedeno.

Návrh regulace je prováděn tak, aby byla regulační struktura schopna řídit polohu zátěže a zároveň potlačit vibrace. Struktura je tvořena kaskádním uspořádáním regulačních smyček podle Obr. 4.17.

Kaskáda regulátorů je tvořena tak, že čím rychleji reaguje regulátor na změnu vstupu, tím je hlouběji uvnitř kaskády. Ideální nastavení parametrů smyčky znamená, že odstraní poruchy a zajistí, aby zpětná vazba, vstupující do nadřazené smyčky byla rovna řídicí veličině této nadřazené smyčky, tj. regulační odchylka byla nulová.



Obr. 4.17 Blokové uspořádání kaskádní regulační struktury pohonu

4.4.1 Metoda geometrického místa kořenu (GMK)

Pomocí metody *GMK* je dále proveden výpočet parametrů pro případ, že proces broušení je modelován pouze jednohmotovým systémem.

Cílem je návrh regulátoru řízení procesu broušení pro jednohmotový systém, popsaný v kapitole 4.1. Metoda využívá vztahu mezi časovými odezvami a rozložením pólů přenosu uzavřené smyčky. Vychází se z předpokladu, že přenos uzavřeného obvodu lze aproximovat soustavou druhého řádu, s dominantním komplexně sdruženým pólem. Póly a tím i dynamické vlastnosti soustavy jsou určeny relativním tlumením a přirozenou úhlovou frekvencí. Podrobný popis metody je uveden v [2]. K daným nulám a pólům řízeného systému můžeme přidat nuly a póly regulátoru tak, aby se výsledné nuly a póly uzavřené regulační smyčky nacházely v takové oblasti komplexní roviny, která zaručí požadované vlastnosti dynamické odezvy uzavřené regulační smyčky. Póly systému jsou dva (Obr. 4.18) a leží na imaginární ose: $s_{1,2} = 44,7j$.



Obr. 4.18 Póly jednohmotového systému

Použité hodnoty v simulaci: $M = 5 \ kg$, $k_1 = 10.000 \ N \cdot m^{-1}$, kde $A = \frac{k_1}{M} = 2000 \ N \cdot kg^{-1} \cdot m^{-1}$.

Přenos reálného jednohmotového systému je podle rovnice (4.5) přenosové funkce $G_F(s)$ pro uzavřenou regulační smyčku:

$$G_F(s) = \frac{F(s)}{F^*(s)} = \frac{1}{\frac{M}{k_1}s^2 + 1} = \frac{1}{\frac{5}{10000}s^2 + 1}$$
(4.39)

Odezva tohoto systému na jednotkový skok je na Obr. 4.19 a z kmitajícího průběhu sledovaných veličin je zřejmé, že systém není stabilní.



Obr. 4.19 Odezva jednohmot. systému bez regulace na skok síly

V uvedeném příkladu budeme požadovat, aby odezva uzavřené smyčky byla aperiodická, s maximální hodnotou překmitu *10 %* a dobou regulace menší, než *0,1 s* pro toleranční pásmo *5 %*.

Relativní tlumení ξ vypočteme podle literatury [2]:

$$\xi \ge \left| \frac{\frac{\ln \sigma_{\max}}{\pi}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\ln \sigma_{\max}}{\pi}\right)^2}} \right| = \left| \frac{\frac{\ln 0.1}{\pi}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\ln 0.1}{\pi}\right)^2}} \right| = \left| \frac{-0.7329}{1.2398} \right| \approx 0.6$$
(4.40)

Vlastní kmitočet pro toleranční pásmo 5 % a T = 0,14 s:

$$\omega_0 = \frac{3.8}{\xi * T} = 44.7 \ rad \cdot s^{-1} \tag{4.41}$$

Požadovaný tvar přenosové funkce uzavřené smyčky budeme aproximovat přenosem druhého řádu s komplexně sdruženými dominantními póly.

$$F_{w}(s) = \frac{\omega_{0}^{2}}{s^{2} + 2\xi\omega_{0}s + \omega_{0}^{2}}$$
(4.42)

Dynamické vlastnosti požadované uzavřené smyčky jsou potom určeny relativním tlumením ξ a přirozenou úhlovou rychlostí ω_0 .

Regulátor volíme PID:

$$F_{R}(s) = K_{P} + \frac{K_{I}}{s} + K_{D}s$$
(4.43)

Přenos otevřené regulační smyčky reálného systému:

$$F_0(s) = (K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s) \frac{A}{s^2} = A \frac{K_P s + K_I + K_D s^2}{s^3}$$
(4.44)

Přenos uzavřené regulační smyčky reálného systému je:

$$F_{w}(s) = \frac{1}{1 + F_{0}(s)} = \frac{K_{P}s + K_{I} + K_{D}s^{2}}{\frac{s^{3}}{A} + K_{P}s + K_{I} + K_{D}s^{2}}$$
(4.45)

Přenos uzavřené smyčky je třetího řádu. Doplníme proto požadovaný přenos uzavřené smyčky druhého řádu pólem, který je dostatečně daleko od imaginární osy tak, aby neovlivňoval dynamiku regulované soustavy.

$$F_{w}(s) = \frac{\omega_{0}^{2}}{(s+a)(s^{2}+2\xi\omega_{0}s+\omega_{0}^{2})}$$
(4.46)

Po dosazení parametrů: a = 20; $\xi = 0.6$; $\omega_0 = 44.7 \ rad \cdot s^{-1}$ do předchozí rovnice:

$$F_w(s) = \frac{2016}{s^3 + 73.9s^2 + 3094s + 40320}$$
(4.47)

Porovnáním členů s požadovanou charakteristickou rovnicí uzavřené regulační smyčky, určíme jednotlivé parametry *PID* regulátoru, (A = 2000):

 $AK_P = 3094 => K_P = 1,5$ $AK_I = 40320 => K_I = 20$ $AK_D = 73,9 => K_D = 0,04$

Regulační schéma se zadanými parametry regulátoru je na Obr. 4.20. Derivační složka regulátoru je oproti výpočtu zvýšena na 0.06 (průběhy pak více odpovídají skutečnosti). Rozložení pólů uzavřené regulační smyčky je uvedeno na Obr. 4.21. Z průběhu *GMK* můžeme odečíst, že pro $K_P = 86$ je systém na mezi stability. Přechodová funkce je na Obr. 4.22, kde *F* je požadovaná síla, p – poloha a v – rychlost pohybující se hmoty *M*.



Obr. 4.20 Model jednohmotové soustavy s PID regulátorem



Rozložení kořenů přenosové funkce

Obr. 4.21 Rozložení pólů uzavřené regulační smyčky jednohmot. soustavy



Obr. 4.22 Odezva jednohmot. systému s PID regulací na skok síly

4.4.2 Metoda optimálního modulu (OM)

Metodu použijeme pro návrh proudového regulátoru. Předpokládáme, že pohon je zatížen pouze jednou rotační hmotou, specifikovanou momentem setrvačnosti *J*. Vycházíme z předpokladu vysoké tuhosti *NC* osy *V*, kdy lze pohybující se hmoty soustavy redukovat na moment setrvačnosti na hřídeli motoru.

Metoda *OM* vychází z frekvenční odezvy uzavřeného obvodu na žádanou hodnotu. Požadavkem je, aby průběh modulu (absolutní hodnota přenosu) uzavřené smyčky byl v co největším pásmu kmitočtů roven jedné, jelikož převýšení na charakteristice signalizuje náchylnost obvodu k rezonanci. Podrobný popis metody je uveden v [28]. Standardní tvar přenosu uzavřené smyčky podle metody *OM* je:

$$F_w(s) = \frac{1}{1 + 2\tau s + 2\tau^2 s^2}$$
(4.48)

Odezva na jednotkový skok je s překmitem 4,3 % při době regulace 4,7 T_M . Standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody *OM* je:

$$F_0(s) = \frac{1}{2\pi s(1+\pi s)}$$
(4.49)

Pro výpočet přenosu regulátoru se v praxi používá vztah:

$$R(s) = \frac{1}{F_0(s)} \frac{1}{2\pi (1+\pi s)}$$
(4.50)

Postup stanovení parametrů proudového regulátoru je demonstrován na regulačním obvodu podle Obr. 4.23. Při výpočtu přenosu proudové smyčky zanedbáváme vliv indukovaného napětí.



Obr. 4.23 Schéma řízení pohonu s regulátorem proudu

Přenosová funkce měniče zohledňuje vliv pulsní šířkové modulace s kmitočtem $F_M = \frac{1}{2T_M}$. Pro kmitočet $F_M = 2,78 \ kHz$ je hodnota $T_M = 0,00018 \ s$, ostatní hodnoty použité pro simulaci:

$$L = 0,01 \text{ H}, R = 1 \Omega, K_1 = \frac{1}{R} = 1 \Omega^{-1}, T_V = \frac{L}{R} = 0,01 \text{ s.}$$

$$I^* \longrightarrow F_R(s) \longrightarrow K_1 = \frac{K_1}{(1 + T_V s)(1 + T_M s)}$$

Obr. 4.24 Přenos systému s předřazeným regulátorem proudu, metoda OM

Přenos systému je:

$$F_s(s) = \frac{K_1}{(1 + T_V s)(1 + T_M s)}$$
(4.51)

Jedná se o soustavu druhého řádu s jednou velkou (T_V) a jednou malou (T_M) časovou konstantou.

Přenos regulátoru:

$$F_{R}(s) = \frac{1}{F_{S}(s)} \frac{1}{2T_{M}s(1+T_{M}s)} = \frac{(1+T_{V}s)(1+T_{M}s)}{2K_{1}T_{M}s(1+T_{M}s)}$$

$$F_{R}(s) = \frac{(1+T_{V}s)}{2K_{1}T_{M}s} = \frac{(1+T_{V}s)}{T_{V}s}K_{R}$$
(4.52)

kde $K_R = \frac{T_V}{2K_1 T_M} = 28, T_I = T_V = 0.01 \text{ s.}$

V případě proudového regulátoru je vhodný *PI* regulátor, který kompenzuje velkou časovou konstantu systému. Přenos uzavřené proudové smyčky je v našem případě:

$$F_W(s) = \frac{1}{1 + 2T_M s} = \frac{1}{1 + 0,00036s}$$
(4.53)

4.4.3 Metoda symetrického optima (SO)

Tato metoda vychází z přenosu uzavřené smyčky třetího řádu a je v následujícím příkladu použita pro návrh rychlostního regulátoru. Technika návrhu je založena na metodě optimálního modulu, ale pro stupeň astatismu $q \ge 2$. Koeficienty A_i pokládáme rovny nule, a z těchto rovnic lze určit stavitelné parametry regulátoru. Postup je blíže rozepsán v [28]. Standardní tvar přenosu uzavřené smyčky podle metody *SO* je:

$$F_W(s) = \frac{1 + 4\tau s}{1 + 4\tau s + 8\tau^2 s^2 + 8\tau^3 s^3}$$
(4.54)

Odezva na jednotkový skok má překmit 43 % při době regulace 3,1 T_M .

Standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle SO:

$$F_0(s) = \frac{1 + 4\tau s}{8\tau^2 s^2 (1 + \tau s)}$$
(4.55)

Pro výpočet přenosu regulátoru se v praxi používá vztah:

$$R(s) = \frac{1}{F_s(s)} \frac{1 + 4\tau s}{8\tau^2 s^2 (1 + \tau s)}$$
(4.56)

Parametry rychlostního regulátoru budou určeny pro regulační obvod na Obr. 4.25, $J = T_V, K_I = C \cdot \Phi N m \cdot A^{-1}$.



Obr. 4.25 Schéma řízení pohonu s regulátorem rychlosti



Obr. 4.26 Přenos systému s předřazeným regulátorem proudu, metoda SO

Přenos systému:

$$F_s(s) = \frac{K_1}{T_V s(1 + T_M s)}$$
(4.57)

Jedná se o soustavu s jedním integrátorem a jednou malou časovou konstantou $T_M = 0,00036 \text{ s.}$

Přenos regulátoru:

$$F_R(s) = \frac{1}{F_s(s)} \frac{1 + 4\tau s}{8\tau^2 s^2 (1 + \tau s)} = \frac{T_V s(1 + T_M s)}{K_1} \frac{1 + 4\tau s}{8\tau^2 s^2 (1 + \tau s)}$$
(4.58)

Pro $\tau = T_M$ platí vztah:

$$F_R(s) = \frac{T_V \left(1 + 4\tau s\right)}{8K_1 \tau^2 s} = K_R \frac{(1 + 4s\tau)}{4\tau s}$$
(4.59)

V případě rychlostního regulátoru je vhodný PI regulátor.

$$K_R = \frac{T_V}{2T_M K_1} = \frac{J}{2T_M C \Phi} = 2,8 \tag{4.60}$$

$$T_I = 4T_M = 0,0014 s \tag{4.61}$$

V uvedeném příkladu byly zvoleny následující parametry: Moment setrvačnosti $J = 0,0048 \ kg \cdot m^2$, $K_1 = C \cdot \Phi = 2,33$.

Přenos uzavřené rychlostní smyčky:

$$F_R(s) = \frac{T_V \left(1 + 4\tau s\right)}{8K_1 \tau^2 s} = K_R \frac{(1 + 4\tau s)}{4\tau s}$$
(4.62)

$$F_W(s) = \frac{1 + 4\tau s}{1 + 4\tau s + 8\tau^2 s^2 + 8\tau^3 s^3} \sim \frac{1}{1 + 4T_M s} = \frac{1}{1 + 0,0014s}$$
(4.63)

Výsledná přenosová funkce je použita pro model procesu broušení v kapitole 5.3.

5. Metody vedoucí k potlačení kmitání

Z konstrukčního hlediska lze vibracím předcházet vhodně navrženými komponenty a způsobem jejich uložení a spojení. Bruska *BRV-300 CNC* o celkové hmotnosti 2300 kg disponuje tuhým rámem z šedé litiny a bezvůlovým lineárním vedením osy *V*, čímž jsou splněny základní předpoklady pro omezování vzniku vibrací.

Aktivní potlačování vibrací do systému dodává další energii a způsobu dosažení potlačení kmitů je tedy třeba věnovat patřičnou pozornost. Nevhodné řízení aktivních prvků může způsobit nestabilitu systému a vibrace naopak vybuzovat. Při správném nasazení lze ale pomocí těchto prvků dosáhnout velmi účinného potlačení vibrací v širokém frekvenčním pásmu. Kombinací konstrukčních a mechatronických přístupů je v některých případech možné radikálně zvýšit dynamické parametry stroje.

Na každém obráběcím stroji principiálně dochází ke generování vibrací neboli kmitání. Toto kmitání je možno rozdělit do dvou skupin podle příčiny vzniku:

- Nucené vibrace, vznikající v důsledku interakce mezi jednotlivými hmotami mechanických částí stroje.
- Samobuzené nestabilní vibrace, založené na časovém zpoždění jevů, vznikajících při procesu broušení.

Účinek obou typů vibrací se projeví jako změna v hloubce úběru materiálu. Výsledkem je ovlivnění přesnosti obrábění a zhoršená kvalita povrchu obrobku. Pro adekvátní simulaci procesu broušení je proto nutné dobře popsat samotný proces i dynamický popis reakcí mechanických komponent. Neméně důležitá je také volba regulační struktury. Při práci stroje je třeba kvalitně řídit polohu, sílu i rychlost *NC* os, aby bylo dosaženo předepsaného tvaru obrobku a jakosti opracovávaného povrchu.

5.1 Notch filtr

K potlačování vibrací jsou servopohony v regulační struktuře zpravidla standardně vybaveny filtrem typu pásmová zádrž. Měniče *Yaskawa* řady *Sigma-V* disponují dvěma filtry tohoto typu s možností nezávislé aktivace. K nalezení rezonanční rušivé frekvence lze využít metodu naladění regulátorů, tzv. *autotuning*.

Vhodnější a účinnější se však jeví použití zvukového záznamového zařízení. Pomocí mikrofonu umístěného poblíž zdroje vibrací je pořízen krátký zvukový záznam. Vhodným softwarem, např. jednoduchým programem *WinScope* (*Oscilloscope for Windows v. 2.51*), šířeným zdarma pro vzdělávací účely, lze signál zaznamenat a přímo vyhodnotit (Obr. 5.1).

Coscilloscope 2.51				
File Edit Options Help				
		(- (
	Y1 4.53	-		
	Y2 4.53	-		
		-		
	-T -T Y1	-		
		-		
		-		
		-		
		Ť		
·····	Y2 26	-		
	Y1 Y2 Pos T dela	י אלי v Tra		
LINE F=5457.4 Hz I=1.19	FFT			

Obr. 5.1 Program *WinScope 2.51*

Signál je snímán na vstupu zvukové karty s frekvencí omezenou programem a daným typem karty (typicky je šířka pracovního pásma 20 Hz až 20 kHz. V aplikaci lze pozorovat aktuální průběh signálu tak, jak je přijímán nebo je možné přímo zobrazit frekvenční spektrum. Požadovaným výsledkem je signál, zpracovaný algoritmem *FFT (Fast Fourier transform)* pro výpočet diskrétní Fourierovy transformace.



Obr. 5.2 Charakteristiky notch filtru v závislosti na činiteli jakosti

Frekvence generované napěťovým měničem a způsobující vibrace lze zobrazit i v on-line režimu. S vysokou přesností tak lze určit frekvenci s největší amplitudou a další harmonické frekvence, které se rovněž podílejí na vzniku vibrací. Daná hodnota je pak

vložena do parametru v nastavení napěťového měniče a v závislosti na nastaveném činiteli jakosti Q dojde k útlumu zvolené frekvence (Obr. 5.2).

5.2 Regulátor PID

Pokud je systém vybaven snímačem síly, lze pro jednohmotovou soustavu podle Obr. 4.1 navrhnout simulační model s uzavřenou silovou regulační smyčkou (Obr. 5.3).



Obr. 5.3 Model jednohmotové soustavy

Soustava má před výpočtem vhodných parametrů vřazen zvolený regulátor síly typu P (zesílení = 1), K demonstraci byly experimentálně zvoleny tyto parametry:

 $M = 5 \ kg, \ k = 10.000 \ N \cdot m^{-1}.$

Simulací (Obr. 5.4) bylo zjištěno, že brusná síla po vybuzení systému kmitá přibližně s frekvencí f = 7, 1 Hz.



Obr. 5.4 Kmitání v jednohmot. soustavě s P regulací

Pro zregulování procesu lze výpočet optimálních parametrů *PID* regulátoru provést některou z metod, které jsou uvedeny v kapitole 4.4. Externě vypočteným parametrům P = 1, I = 10, D = 0,1, odpovídají průběhy zregulované soustavy na Obr. 5.5. U takto nastaveného regulátoru dochází k pomalejšímu přechodu soustavy do požadované polohy a přibližně polovičnímu skoku rychlosti oproti předchozím parametrům regulátoru, plynoucím z rovnice (4.47), viz porovnání s grafem na Obr. 4.22.



Obr. 5.5 Průběhy veličin v jednohmot. soustavě s PID regulací

V tomto jednoduchém případě je možné parazitní kmitání síly potlačit pomocí *PID* regulátoru. U reálné soustavy, s mnoha okolnostmi ovlivňujícími regulační proces, však nelze tímto prostým způsobem kmity odstranit. U složitějších soustav zatížených vibracemi, jsou pak uplatňovány pokročilé metody potlačování kmitaní, jako je *input shaping* nebo technika *inverze dynamiky*.

5.3 Metoda inverze dynamiky

Metoda inverze dynamiky, jinak nazývaná metodou požadovaného modelu, umožňuje rychlé seřízení regulovaných soustav, resp. naladění parametrů jejich regulátorů i s dopravním zpožděním. Podrobný popis metody je uveden v [2].

Pro demonstrování navržené metody uvažujeme model procesu broušení se dvěma pružně uloženými hmotami podle Obr. 4.3. a simulační kaskádní strukturu pohonu s proudovou, otáčkovou a polohovou smyčkou podle Obr. 5.6. Tato metoda vyžaduje použití snímače proudu, rychlosti a polohy.

Hodnoty použité pro simulaci: $P_{pol} = 10$, $P_{rychl} = 2,8$; $I_{rychl} = 0,0014$; $K_m = 2,3 Nm \cdot A^{-1}$; $J_m = 0,04 \ kg \cdot m^2$; $p = 8 \cdot 10^{-4} \ m \cdot rad^{-1}$ (převod kuličkového šroubu), přenosová funkce proudového regulátoru je:



Obr. 5.6 Model dvojhmotové soustavy

Jako v případě testovacího modelu s jednou hmotou, dvojhmotová soustava bude kmitat pouze na jednom kmitočtu. Výsledky simulací s reakcí na jednotkový skok a bez použitého filtru jsou na Obr. 5.8.

K aplikaci metody inverze dynamiky, stejně jako ostatních technik, je třeba znát přenosovou funkci systému. Navržený inverzní filtr je potom možno zařadit před polohový, rychlostní nebo proudový regulátor. V naznačeném případě na Obr. 5.7 je filtr vřazen před regulátor rychlosti.



Obr. 5.7 Regulační schéma soustavy s inverzním filtrem

Požadovaná kompenzovaná přenosová funkce uzavřené polohové smyčky s takto umístěným inverzním filtrem je:

$$F_{pol_komp} = \frac{1}{\frac{S}{K_V} + 1}$$
(5.1)

Přenos uzavřené rychlostní smyčky, odvozený v kapitole 4.4.3, má tvar:

$$F_{\omega}(s) = \frac{1 + 4T_{M}s}{1 + 4T_{M}s + 8T_{M}^{2}s^{2} + 8T_{M}^{3}s^{3}} \approx \frac{1}{1 + 4T_{M}s} = \frac{1}{1 + 0,0014s}$$

$$F_{inv} = \frac{1}{F_{\omega}(s)} = \frac{0,0014s + 1}{\mu s + 1} = \frac{0,0014s + 1}{0,05s + 1}$$
(5.2)

Aby inverzní funkce byla fyzikálně realizovatelná, doplníme přenos pólem $s = -\frac{1}{0,05}$, který je dostatečně daleko od imaginární osy.



Obr. 5.8 Kmitání ve dvojhmot. soustavě s PID regulací bez filtru



Model procesu broušení se dvěma hmotami a inverzním filtrem je na Obr. 5.9.

Obr. 5.9 Model dvojhmotové soustavy s inverzním filtrem

Zařazení filtru způsobí plynulý náběh do požadované polohy s mírným překmitem síly. Čas dosažení požadované polohy je srovnatelný s časem bez filtru, ale s vyhlazeným průběhem síly a plynulým přechodem rychlosti. Po aplikaci filtru jsou průběhy následující:



Obr. 5.10 Průběhy veličin ve dvojhmot. soustavě s inverzním filtrem

Nevýhodou metody inverze dynamiky je nutná znalost přenosové funkce soustavy a skutečnost, že při jakékoliv změně parametrů soustavy, přestává tato metoda fungovat.

5.4 Metoda input shaping

Metoda *input shaping* patří mezi způsoby dopředného řízení. Principem je konvoluce řízených impulsů s řídicím signálem. Získaným výsledným signálem je pak daná soustava řízena. Přídavné impulsy jsou generovány tvarovačem signálu [20]. Vhodným tvarem tohoto signálu lze docílit utlumení parazitních kmitů nebo je zcela potlačit. Podrobný popis je uveden v [9], [15], [23], [26], [27], [30].

Vstupním požadavkem pro aplikaci této metody je znalost odezvy lineárního systému na jednotkový impuls. Na Obr. 5.11 je znázorněn princip metody se dvěma kladnými impulsy, kde první impuls A_1 tvarovače signálu, způsobí odezvu systému a při průchodu

periody vybuzeného signálu nulou je v přesně definovaném čase vložen druhý impuls. Konvolucí signálů tvarovače a systému dojde v ideálním případě k utlumení kmitání až na nulovou hodnotu.



Obr. 5.11 Princip metody input shaping

5.4.1 Potlačení vibrací ve dvojhmotové soustavě

a) ZV tvarovač obsahující dva impulsy

Pomocí tohoto typu tvarovače lze dosáhnout nulovou amplitudu vibrací na vlastním kmitočtu systému. Výpočet parametrů je uveden v [27]. Lineární systém popsaný následující přenosovou funkcí je charakterizován jedním vlastním kmitočtem.

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$
(5.3)

Kde ω_0 je vlastní kmitočet netlumených kmitů systému a ξ je činitel tlumení.

Posloupnost impulsů na vstupu systému je:

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \delta(t - t_i) \qquad i = 1, 2.., N$$
(5.4)

Odezva systému druhého řádu na jeden jednotkový impuls:

$$y_{i}(t) = L^{-1} \left\{ A_{i} \frac{\omega_{0}^{2}}{s^{2} + 2\xi \omega_{0} s + \omega_{0}^{2}} \right\}$$

$$y_{i}(t) = \frac{A_{i} \omega_{0}}{\sqrt{(1 - \xi^{2})}} A_{i} e^{-\xi \omega_{0}(t - t_{i})} \sin\left\{ (t - t_{i}) \omega_{0} \sqrt{(1 - \xi^{2})} \right\}$$
(5.5)

Kde $y_i(t)$ je průběh výstupního signálu systému, A_i je amplituda jednotkového impulsu, t_i je čas výskytu jednotkového impulsu.

Amplituda kmitů odezvy systému na N jednotkových impulsů je následující:

$$y_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{N} \left[\frac{A_i \omega_0}{\sqrt{\left(1 - \xi^2\right)}} e^{-\xi \omega_0(t - t_i)} \right] \sin[\omega_D(t - t_i)]$$
(5.6)

Kde: $\omega_d = \omega_0 \sqrt{(1-\xi^2)}, t_i = \frac{T_0}{2}i.$

Dále můžeme vypočítat amplitudu vibrací v čase $t = t_N$ pomocí trigonometrického vztahu:

$$\sum B_i \sin(\omega t + \Phi_i) = A_{\Sigma} \sin(\omega t + \Psi)$$
(5.7)

$$A_{\Sigma} = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^{N} B_i \cos \Phi_i\right]^2} + \left[\sum_{i=1}^{N} B_i \sin \Phi_i\right]^2$$
(5.8)

Kde:

$$B_i = \frac{A_i \omega_0}{\sqrt{\left(1 - \xi^2\right)}} e^{-\xi \omega_0 (t_N - t_i)}$$
(5.9)

$$\Phi_i = \omega_0 t_i \sqrt{\left(1 - \xi^2\right)} \tag{5.10}$$

Dosazením $t = t_N$ dostaneme pro amplitudu vibrací výsledný vzorec: (5.11)

$$A_{\Sigma} = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^{N} A_{i} e^{-\xi \omega_{0}(t_{N}-t_{i})} \sin\left(t_{i} \omega_{0} \sqrt{1-\xi^{2}}\right)\right]^{2} + \left[\sum_{i=1}^{N} A_{i} e^{-\xi \omega_{0}(t_{N}-t_{i})} \cos\left(t_{i} \omega_{0} \sqrt{1-\xi^{2}}\right)\right]^{2}}$$
$$A_{\Sigma} = \frac{\omega_{0}}{\sqrt{\left(1-\xi^{2}\right)}} e^{-\xi \omega_{0} t_{N}} \sqrt{C^{2}(\omega,\xi) + S^{2}(\omega,\xi)}$$
(5.12)

Kde:

$$C(\omega,\xi) = \sum_{i=1}^{N} A_i e^{+\xi\omega_0 t_i} \cos(\omega_d t_i)$$
(5.13)

$$S(\omega,\xi) = \sum_{i=1}^{N} A_i e^{+\xi\omega_0 t_i} \sin(\omega_d t_i)$$
(5.14)

Abychom určili amplitudu vibrací v procentech, vypočteme nejprve amplitudu vibrací při jednotkovém impulsu v bodě t = 0.

$$A_{\uparrow} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\left(1 - \xi^2\right)}} \tag{5.15}$$

Bezrozměrná hodnota vibrací je potom:

$$V(\omega,\xi) = e^{-\xi\omega_0 t_N} \sqrt{[C(\omega,\xi)]^2 + [S(\omega,\xi)]^2}$$
(5.16)

Je-li $V(\omega,\zeta) = 0$, jedná se o tvarovač ZV (Zero Vibration Shaper).

Parametry tvarovače A_i a t_i určíme řešením následující soustavy pěti rovnic, které představují podmínku pro nulové vibrace na výstupu dvojhmotového systému na kmitočtu ω_0 .

$$\sum_{i=1}^{N} A_{i} e^{-\xi \omega_{0} t_{i}} \sin \left[t_{i} \omega_{0} \sqrt{1 - \xi^{2}} \right] = 0$$
(5.17)

$$\sum_{i=1}^{N} A_{i} e^{-\xi \omega_{0} t_{i}} \cos \left[t_{i} \omega_{0} \sqrt{1 - \xi^{2}} \right] = 0$$
(5.18)

Kde *N* je počet impulsů tvarovače.

Pro výpočet parametrů tvarovače platí ještě následující vztahy:

$$t_1 = 0$$
 (5.19)

$$\sum_{i=1}^{N} A_i = 1$$
(5.20)

$$A_i \rangle 0$$
 (5.21)

Tvarovač v tomto případě obsahuje pouze dva impulsy. První impuls je v čase $t_1 = 0$ a druhý v čase $t_2 = \frac{T_0}{2}$. T_0 je perioda tlumených vlastních kmitů.

Příklad tvarovače se dvěma impulsy:



Obr. 5.12 Tvarovač se dvěma impulsy

Pro tvarovač se dvěma impulsy platí:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+K} & \frac{K}{1+K} \\ 0 & \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} \end{bmatrix}$$
(5.22)

Pro konstantu K platí:

$$K = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \tag{5.23}$$

Perioda impulsů:

$$T = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}} \tag{5.24}$$

Analogový tvarovací filtr (dva kladné impulsy):

$$H(s) = \frac{1}{1+K} + \frac{Ke^{-sT}}{1+K}$$
(5.25)

Přenosová funkce digitálního filtru je:

$$H(z) = \frac{1 + Kz^{-1}}{1 + K} = \frac{z + K}{z(1 + K)}$$
(5.26)

Pro výpočet parametrů tvarovače se dvěma impulsy použijeme následující rovnice. V tomto případě se jedná se o výpočet v časové oblasti.

$$A_{2} \exp(-\xi \omega_{0} t_{2}) \sin(\omega_{0} t_{2} \sqrt{1-\xi^{2}}) = 0$$

$$A_{1} + A_{2} \exp(-\xi \omega_{0} t_{2}) \cos(\omega_{0} t_{2} \sqrt{1-\xi^{2}}) = 0$$

$$t_{1} = 0$$

$$t_{2} = \frac{\pi}{\omega_{0} \sqrt{1-\xi^{2}}}$$

$$A_{1} = \frac{1}{1+\exp(\frac{-\xi \pi}{\sqrt{1-\xi^{2}}})}$$

$$A_{2} = 1 - A_{1}$$
(5.27)

Na Obr. 5.13 je ukázka frekvenčního spektra průběhu otáčivé rychlosti, po zadání vstupního požadavku jednotkového skoku polohy. Požadavkem je kompenzace kolísání polohy. Toho lze dosáhnout vhodně zvoleným tvarovačem signálu s daným počtem impulsů.



Obr. 5.13 Frekvenční spektrum průběhu otáčivé rychlosti

b) ZV tvarovač obsahující tři kladné impulsy



Obr. 5.14 Tvarovač se třemi impulsy

Pro tvarovač se třemi impulsy platí:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2K+K^2} & \frac{K}{1+2K+K^2} & \frac{K^2}{1+2K+K^2} \\ 0 & \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} & \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} \end{bmatrix}$$
(5.28)

Přenosová funkce digitálního filtru je:

$$H(z) = \frac{z^2 + 2Kz + K^2}{z^2(1 + 2K + K^2)}$$
(5.29)

c) ZVD tvarovač obsahující tři impulsy

V tomto případě je požadováno nulové potlačení vibrací na vlastním kmitočtu a také nulová hodnota derivace na tomto kmitočtu. Výpočet parametrů tvarovače je uveden v [30].

$$\frac{dV(\omega,\xi)}{d\omega} = 0 \tag{5.30}$$

$$\sum_{i=1}^{N} A_{i} t_{i} e^{-\xi \omega_{0} t_{i}} \cos \left[t_{i} \omega_{0} \sqrt{1 - \xi^{2}} \right] = 0$$
(5.31)

Pro ZVD tvarovač musí být N = 3 a pro výpočet parametrů je potřeba šest rovnic.

V následující rovnici je uveden příklad *ZVD* tvarovače určeného pro systémy druhého řádu s vlastním kmitočtem *10 Hz* (tvarovač v tomto případě obsahuje tři kladné impulsy).

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{2K}{L} & \frac{K^2}{L} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,25 & 0,5 & 0,25 \\ 0 & 0,5 & 1 \end{bmatrix}$$

$$L = 1 + 2K + K^2$$
(5.33)

Příklad *ZVDD* tvarovače určeného pro systémy druhého řádu s vlastním kmitočtem *10 Hz* (tvarovač v tomto případě obsahuje čtyři kladné impulsy):

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{3K}{L} & \frac{3K^2}{L} & \frac{K^3}{L} \\ 0 & T & 2T & 3T \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 3 & 1 \\ 0 & 0,5 & 1 & 1,5 \end{bmatrix}$$

$$L = 1 + 3K + 3K^2 + K^3$$
(5.35)

Potlačení vibrací jednotlivých typů tvarovačů je možno určit z amplitudové frekvenční charakteristiky na Obr. 5.15. Z grafu je vidět rozšiřování pásma necitlivosti vůči změně kmitočtu na počtu impulsů tvarovače.



Obr. 5.15 Amplitudová frekvenční charakteristika tvarovačů

Pro demonstraci použití metody *input shaping* bude nejprve uvažována soustava dvojhmotová podle Obr. 4.3.

K použití uvedené metody je nutná znalost periody reziduálních kmitů T = 0,02 s. Volíme činitel tlumení $\xi = 0,05$ (odpovídá běžně volené hodnotě 5 %). Časový odstup mezi jednotlivými impulsy je:

$$t = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}} = 0,01s$$
 (5.36)

$$K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = 0,8545 \tag{5.37}$$

Diskrétní přenosová funkce tvarovače se třemi impulsy:

$$H(z) = \frac{z^2 + 2Kz + K^2}{z^2(1 + 2K + K^2)} = \frac{0,2908z^2 + 0,4969z + 0,2123}{z^2}$$
(5.38)

kde:

$$\frac{1}{1+2K+K^2} = 0,2908; \ \frac{2K}{1+2K+K^2} = 0,4969; \ \frac{K^2}{1+2K+K^2} = 0,2123$$
(5.39)

Simulační model:



Obr. 5.16 Model dvojhmotové soustavy s input shaping prvkem

Průběhy veličin po aplikaci metody na model dvojhmotové soustavy přejdou z tvarů na Obr. 5.8 do tvarů na Obr. 5.17 a Obr. 5.18.



Obr. 5.17 Moment a síla ve dvojhmot. soustavě s input shaping prvkem

Z průběhu momentu je patrná funkce tvarovače signálu. Po prvotním skoku momentu, jsou zřetelné další dva impulsy, které způsobí náhlou změnu otáček. Z průběhů je zřejmé, že následkem silného a krátkého vybuzení posloupností impulsů v přesně definovaném časovém okamžiku, dojde k potlačení kmitání síly.



Obr. 5.18 Rychlost a poloha ve dvojhmot. soustavě s input shaping prvkem

5.4.2 Potlačení vibrací ve trojhmotové soustavě

Metodu *input shaping* lze aplikovat i na trojhmotovou soustavu. Simulační model je na Obr. 5.19. Pro demonstrování metody byly použity tyto hodnoty: $P_{pol} = 10$, $P_{rychl} = 100$, $I_{rychl} = 1$, $J_1 = 1 \cdot 10^{-4} kg \cdot m^2$, $J_2 = 5 \cdot 10^{-7} kg \cdot m^2$, $k_1 = 800 N \cdot m^{-1}$, přenosová funkce proudového regulátoru je $\frac{1}{0,001s+1}$, $K_m = 1 Nm \cdot A^{-1}$.



Obr. 5.19 Model trojhmotové soustavy

Z výsledků simulací s reakcí na jednotkový skok na Obr. 5.21 je zřejmé, že průběh síly kmitá na více kmitočtech. Odečtením z grafu nebo pomocí *FFT* analýzy lze identifikovat dva kmitočty reziduálních kmitů s periodou $T_1 = 0,084$ s a $T_2 = 0,174$ s ($f_1 = 11,85$ Hz, $f_2 = 5,75$ Hz, $\omega_1 = 74,5$ rad·s⁻¹, $\omega_2 = 36,1$ rad·s⁻¹). Na základě znalosti periody reziduálních kmitů, lze vypočítat diskrétní přenosovou funkci tvarovače se třemi impulsy, který umožní potlačit kmity na obou frekvencích. Pokud by byl použit tvarovač pouze se dvěma impulsy ve vypočteném čase (níže v textu): t_1 nebo t_2 (naznačeno na Obr. 5.19), bylo by možné potlačit pouze jednu frekvenci (Obr. 5.22).

K potlačení obou kmitočtů lze také použít *ZVDD* tvarovač obsahující čtyři impulsy, který se vyznačuje zvýšenou šířkou pásma kmitočtů, které budou potlačeny. Časový odstup mezi jednotlivými impulsy je dán shodnou rovnicí pro předchozí tvarovače (5.36).

Pro kmitočet ω_1 je vypočtená hodnota časového odstupu impulsů $t_1 = 0.0423$ s a pro kmitočet ω_2 je $t_2 = 0.0871$ s. Pro odstranění obou parazitních kmitočtů je nutno volit t v intervalu $\langle t_1, t_2 \rangle$. Z výsledků simulace vychází nejkratší doba útlumu s volbou t = 0.0545 s.

Diskrétní přenosová funkce tvarovače se čtyřmi impulsy:

$$H(z) = \frac{z^3 + 3Kz^2 + 3K^2z + K^3}{z^3(1 + 3K + 3K^2 + K^3)}$$

$$H(z) = \frac{0,1568z^3 + 0,4019z^2 + 0,3434z + 0,0978}{z^3}$$
(5.40)



Obr. 5.20 Model trojhmotové soustavy s input shaping prvkem

Na Obr. 5.22 je porovnání tlumení vibrací při použití tvarovače, který generuje pouze dva impulsy. Nejprve byl do systému vložen tvarovač s časovým odstupem $t_1 = 0,0423 s$, vypočteným pro první kmitočet vibrací ω_1 . Ve druhém případě byly generovány totožné impulsy s odstupem $t_2 = 0,0871 s$ pro druhou parazitní úhlovou frekvenci ω_2 . V obou případech evidentně dochází k útlumu vibrací pouze pro zvolený kmitočet, přičemž na druhý kmitočet mají generované impulsy minimální vliv. Funkce tvarovače signálu se čtyřmi impulsy je jako v případě trojpulsního, nejlépe zřejmá z průběhu momentu, kde jsou ve vypočteném časovém rozmezí na vstupu do systému generovány pulsy, jejichž konvolucí s budicím signálem je v krátkém časovém úseku dosaženo utlumení obou reziduálních kmitů soustavy. Vhodným návrhem tvarovače podle daného systému, v tomto případě s polohovým profilem, lze dosáhnout úpravy žádané hodnoty. Na výstupu je v čase t < 1 s dosaženo požadovaného průběhu síly a polohy. V simulaci nejsou zahrnuty omezující vlivy stavových veličin, jako je např. moment nebo rychlost otáčení rotoru.

K dosažení adekvátních výsledků je pro simulaci procesu broušení nutné zvolit nejprve základní vhodný model, který dostatečně přesně daný proces popisuje. Následným porovnáním dynamického chování simulační a reálné soustavy v mezích, které reálná soustava dovoluje a verifikací modelu, lze dále díky simulacím zjišťovat a predikovat chování skutečného zařízení. Z výše uvedených poznatků vyplývá, že metoda *input shaping* umožňuje dostatečné potlačení parazitních kmitů se dvěma dominantními kmitočty. Výhodou je skutečnost, že není nutno znát přenosovou funkci soustavy.



Obr. 5.22 Kompenzace jednoho kmitočtu síly tvarovačem se dvěma impulsy



Obr. 5.23 Kompenzace obou kmitočtů síly tvarovačem se čtyřmi impulsy



Obr. 5.24 Porovnání tvarovačů se třemi a čtyřmi impulsy

6. Měřicí zařízení

Měřicí zařízení pro kontrolu přesnosti výroby radiálních vaček musí splňovat podmínky pro schopnost měření lineární vzdálenosti řádově v milimetrech, s přesností do 0,01 mm v relativně náročných provozních podmínkách a s ohledem na konstrukční možnosti stroje, kde je omezen prostor pro umístění měřidla.

U dotykového měření připadá v úvahu aplikace lineárního čidla nebo vahadla s rolnou, spojeného s rotačním snímačem. Bezdotyková metoda, vhodná pro zmíněné účely vychází z měření laserem. Ostatní níže uvedené varianty jsou pro složitost a z finančního hlediska, zmíněny pouze jako možná prototypová zařízení.

Přehled použitelných variant:

- lineární dotykové čidlo
- laserový snímač
- vahadlo s rolnou
- lineární vedení se snímací hlavou a odměřovacím pravítkem
- dotykový prvek ve spojení s lineárním servomotorem
- dotyková (2D, 3D) sonda, upnutá místo brusného kotouče
- kamerový systém
- konfokální sonda

U radiálních vaček je kladen důraz na měření ve správném místě kontury, které odpovídá určitému úhlu natočení podle vypočtených teoretických dat v polárních souřadnicích při syntéze vačky [36]. V praxi to znamená, že musí být zaručena vzájemná pozice obrobku a měřidla tak, aby toto měřidlo v lineárním směru bylo orientováno do skute-čného středu obrobku.

Správnost měření je zajištěna v případě, že je vačka na upínacím mechanismu, resp. otočném stole přesně vycentrována a tzv. *nulový* výpočetní *bod* v počátku měření na kontuře, leží v jedné přímce mezi středem vačky a bodem měření sondy (Obr. 6.1). Měřidlo musí být umístěno přesně v ose s rovinou x-y a zároveň kolmo k rovině y-z.



Obr. 6.1 Orientace měřidla vůči obrobku

Geometrické chyby měření pak závisí na zvoleném principu měření a konstrukci měřicích prvků. Co se týká snímání povrchu vačky, chyby měření nevznikají při teoreticky nekonečně malé ploše průmětu paprsku na měřený povrch v případě laserového měřidla nebo nekonečně malého dotykového prvku a ploše dotyku, pokud je uvažováno mechanické měřidlo. Tento požadavek však nelze v praxi zajistit a je nutné chyby eliminovat vhodně použitými prvky nebo se spokojit s dosahovanými přesnostmi, které

jsou pro danou aplikaci dostačující, případně výsledky matematicky korigovat přepočítáním hodnot.

6.1 Měřicí prostředky

6.1.1 Laserový snímač

U leštěných nebo jemně obráběných kovových výrobků jsou optické metody měření nevýhodné z důvodu problematické odrazivosti světla od lesklých materiálů. Toto platí především u měření laserem, kdy vyslaný paprsek nemusí být vždy od měřeného povrchu v požadované kvalitě odražen žádaným směrem. Problém nastává zejména u kontur vaček, kde stoupání profilu přesáhne určitý stupeň a paprsek se po odrazu již nevrací v dostatečné intenzitě zpět k senzoru.

Na trhu jsou k dispozici laserová měřicí zařízení pro detekci vzdálenosti měřeného předmětu s vysoce kvalitními snímacími hlavami, které umožňují detekovat odraz paprsku i v tupých úhlech odrazu. Vždy ale záleží na konkrétním materiálu, jeho barvě a drsnosti povrchu. Významný podíl má i kvalita softwarového nastavení, které je nedílnou součástí pokročilejších typů senzorů (Obr. 6.2). Jedná se především o přiměřeně zvolené hodnoty intenzity vyzařovaného paprsku a frekvence měření (*sampling rate*), což může zásadně ovlivnit výsledky měření. Tato nastavení lze zpravidla ponechat v automatickém režimu, kdy změna parametrů je určována vyhodnocovacími mechanismy měřicího zařízení nebo lze tyto parametry měnit částečně nebo je nastavovat plně manuálně. V takovém případě závisí úspěch měření zcela na otestování konkrétního obrobku, vyhodnocení výsledků a také na zkušenostech uživatele [18].

🖗 LK-Navigator2			
File(F) View(D) Com	munication(J) Communica	tion Settings(O) Help(H) ^{KC}	
Receive settings from controller	Send settings to controller	View View <th< th=""></th<>	
Program	ead Settings OUT Settings	Common Settings Settings List	
No.0	HEAD01	General settings ALARM Error	
No.1	HEAD02		
No.2 No.3	HEAD03	Measurement mode(K) Standard	
No.4	HEADOA	Basic point(B) NEAR	
No.5	HEAD05	ABLE(A) AUTO 90	
No.6		ABLE Tuning(U)	
No./ Copy(W)	HEAD06	Reflection type selection mode(M) Specular reflection	
Paste(Z)	HEAD08	Median(N) OFF	
	HEADD9	LASER CTRL LASER CTRL 1	
initialization(8)	HEAD10	Range(R) CENTER	
Controller	HEAD11	Mask setting(9)	
Environment Setting(E)	HEAD12	Mask boundary POS-1 0.00 mm POS-2 0.00 mm	
		Copy the Head setting(C) Paste the copied head setting(V)	
Open(L) Save(S) Exit(X) Help(T)			

Obr. 6.2 Software pro nastavení laserových senzorů Keyence

Jednotlivá zařízení jsou pak z hlediska obsluhy koncipována různými způsoby a ne vždy je možné vstoupit do nastavení všech parametrů. Do jisté míry pak probíhá regulace nastavitelných veličin automaticky. Různé výrobky jsou pak schopny měřit s požadovanou přesností v závislosti na schopnostech optimálního nastavení, ať už automatického nebo manuálního.

Chybné nastavení má pak vliv na přesnost měření a v krajním případě se může projevit neschopností detekce vyzařovaného paprsku, který je odražen ve velmi nepříznivých úhlech od měřeného povrchu. Ve většině případů je nutné zvolit kompromis ve volbě intenzity paprsku, pokud toto není prováděno nejlépe zcela automaticky. V mezních případech, kdy se při měření střídají tupé a ostré úhly odrazu je velmi obtížné nastavit optimální hodnotu. Pokud je paprsek odrážen v tupém úhlu, je nutností využít horní hranici intenzity tak, aby aspoň minimální část odraženého signálu byla vrácena zpět k senzoru, přičemž platí, že čím je odrazivá plocha lesklejší a má menší drsnost, tím obtížnější je dosažení zpětného odrazu při stejném uvažovaném úhlu [34].

Dalším faktorem, který se podílí na přesném a úspěšném měření, je fyzická pozice senzoru vůči měřenému obrobku [22]. Zvláštní pozornost je nutné tomuto aspektu věnovat zejména při měření rotujících částí, kdy je senzor z principu koncipován pro měření v určitém předpokládaném směru odrazu paprsku od měřeného objektu.

Toto pravidlo fyzické pozice však platí v případě, že je použit bodový typ laseru. Pokud je pro zlepšení schopnosti měření povrchu použit typ s čárovým průmětem, musí být tento senzor z důvodu zkreslování výsledku vlivem poloměru orientován podle Obr. 6.3 v nesprávném směru a tím vzniká rozpor mezi volbou vhodné pozice vůči měřenému objektu a volbou vhodného typu senzoru pro měření lesklých materiálů.



Obr. 6.3 Požadovaná poloha laserového senzoru

Ve spojení s geometrickou chybou měření se laserová měřidla liší tvarem a plochou průmětu vyzařovaného paprsku. Pro lesklé odrazové plochy jsou zpravidla určeny lasery s čárovým, resp. oválným tvarem paprsku v délce několika milimetrů, kdy by měl být vliv nepříznivého odrazu světla kompenzován větším záběrem paprsku. Z tohoto odrazu je pak v závislosti na použitých principech vyhodnocování vzdálenosti od senzoru, softwarově počítán průměr vzdálenosti z celé osvětlené plochy. Nezbytné je tedy zajistit umístění sondy v čistě kolmém směru k měřenému objektu. U měření poloměru pak musí být senzor vůči předmětu natočen správně tak, aby docházelo k minimálnímu zkreslení vlivem zakřivení plochy.

Pro měření ostatních (ne lesklých) materiálů jsou většinou používány typy s bodovým průmětem paprsku. U obou typů záleží na tom, pro jaké měřené vzdálenosti jsou určeny a od toho se pak odvíjí i plocha průmětu paprsku zároveň v závislosti na měnící se vzdálenosti od objektu (Obr. 6.4). Laserové senzory jsou konstruovány pro měření v určitém rozsahu, přičemž platí, že minimální průmětová plocha vzniká v referenční vzdálenosti měření, na kterou je měřidlo nastaveno.



Obr. 6.4 Průmět paprsku laseru v závislosti na vzdálenosti objektu

U levnějších výrobků (bez možnosti ovlivnění intenzity paprsku) je kolmá pozice vůči měřenému objektu nežádoucí z důvodu zahlcení senzoru vyzařovaným světlem. Proto musí být senzor umístěn mimo osu směřující ze středu vačky k měřenému bodu.

6.1.2 Lineární dotykové čidlo

Při výběru sondy je brán zřetel zejména na velikost zdvihu, resp. měřicí rozsah, s čímž přímo souvisí přesnost měření. Nelinearita měřidla je zpravidla udávána v procentech z měřicího rozsahu. S ohledem na použitý řídicí systém (součástí je vstupně výstupní digitální karta *LIO-02*, obsahující mimo jiné i čítačový modul *TTL* úrovně), je vhodné použít čidlo s inkrementálními pulsy.

U dotykového čidla dochází ve zdvizích vačky, resp. v místě, kde není normála ke kontuře kolmá na osu čidla, k měření v jiném bodě, než je uvažovaný bod měření odpovídající úhlu natočení vačky (Obr. 6.5). Tento problém musí být dále řešen dodatečnými korekcemi hodnot.

Velkou roli v přesnosti měření hraje kvalitativní zpracování měřicího zařízení, kde teleskopický prvek sondy, na jehož konci je umístěna dotyková rubínová nebo kovová kulička, je působením třecích sil vychylován mimo osu měření. Ke snížení třecích a radiálních sil je vhodné použít rolnu v kombinaci s pomocnou konstrukcí (Obr. 6.6). Rozklad sil působících na měřidlo je na Obr. 6.7.



Obr. 6.5 Geometrická chyba měření



Obr. 6.6 Čidlo Keyence GT-H12K s pomocnou konstrukcí

Pro tento způsob měření byli vytipováni dva renomovaní výrobci měřicích zařízení, a to firma *Larm* s měřicí dotykovou sondou *MSL50* a firma *Keyence* s odměřovací sondou *GT2-H12K*.



Obr. 6.7 Působení radiální síly F2 na měřidlo

Měřicí sonda *MSL50* slouží pro odměřování délkové souřadnice v měřícím rozsahu *50 mm* například v kontrolních systémech s automatickým sběrem dat. Lze ji použít jako snímač koncové polohy a je vybavena vratnou pružinou s definovaným přítlakem v libovolné měřící poloze. Optická informace o délkové poloze je elektronickými obvody převáděna na elektrické impulsy (inkrementy).

S měřicí sondou *Keyence GT2-H12K* je počítáno jako s vhodnější, ale nákladnější (několikanásobně oproti sondě *MSL50*) variantou pro měření kontur vaček. Provedení senzoru je kvalitnější a lépe vyhovuje pro agresivní prostředí, jelikož správnou funkci měřidla je nutné zabezpečit i v dosahu nepříznivých vlivů broušení. Senzor řady *GT2* je kontaktní digitální čidlo s optickým systémem, poskytujícím nejvyšší přesnosti ve své třídě (rozlišení 0,1 μ m a přesnost 1,0 μ m). Data mohou být snímána s vysokou dynamikou bez vzniku nežádoucích chyb. Sondy se vyznačují vysokou odolností proti mechanickému poškození a proti vniku vody a prachu jsou zabezpečeny třídou ochrany *IP67*. Přívodní kabely jsou taktéž velmi mechanicky odolné a jejich ohýbání je bez poškození deklarováno na několik milionů cyklů [12].

S ohledem na maximální radiální zatížení na dotykovou část *I N*, je třeba provést analýzu zatěžovacích sil, vycházející z vypočtených normálových úhlů ke kontuře vačky. Při provádění syntézy vačky je počítáno teoreticky s maximálně nepříznivým úhlem normály 45°, což odpovídá radiálnímu zatížení $F_2 = 0.9 N$ pro sílu přítlaku pohyblivé části senzoru směrem k vačce $F_S = 0.9 N$, a teoreticky by měřidlo pro uvažovanou aplikaci vyhovělo i bez pomocné konstrukce.

Pro dostatečné dimenzování měřidla a zkvalitnění měření však bude použit přídavný mechanismus podle Obr. 6.6. K návrhu dodatečné konstrukce a použití odvalovacího mechanismu v bodě dotyku (rolny) bylo přistoupeno na základě teoretických předpokladů.

Nevýhodou sondy *GT2-H12K* v porovnání s *MSL50* je nutnost použití zesilovače pro zpracování výstupních signálů, což toto řešení dále prodražuje.



Obr. 6.8 Schéma geometrie dotyku měřidla

Metoda měření pomocí lineárního čidla odpovídá mechanismu radiální vačky s posuvným zvedákem a rolnou. Kinematicky je tento princip znázorněn na Obr. 6.8. Bod *N* značí střed kuličky dotykové sondy o poloměru |KN|, *K* je bod dotyku sondy s vačkou. S externími daty, definujícími profil vačky je dán 1) úhel normály ν k tečně kontury v místě dotyku *K*, 2) délka průvodiče r_K , 3) úhel natočení Φ_K .
Ze zadaných hodnot pro body *K*..*K_n* (v intervalu $\Phi_K \langle 0, 360^\circ \rangle$) jsou, podle níže uvedených výrazů, vypočítány body *N*..*N_n* definované průvodičem *r_N* a úhlem Φ_N a vzniká tak nová ekvidistanta *ekv_N* pohybu měřicího nástroje.

Označíme |KN| = r, pak podle kosinové věty:

$$r_N{}^2 = r_K{}^2 + r^2 - 2r_Kr \cdot \cos \nu_s \tag{6.1}$$

kde v_s = $180^{\circ} - \nu$.

Délka průvodiče středu kuličky (nástroje):

$$r_N = \sqrt{r_K^2 + r^2 - 2r_K r \cdot \cos \nu_s}$$
(6.2)

Podle sinové věty platí:

$$\frac{r}{r_N} = \frac{\sin \Phi_R}{\sin \nu_s} \tag{6.3}$$

kde $\Phi_R = \Phi_K - \Phi_N$.

$$\sin \Phi_R = \sin(\nu_s) \frac{r}{r_N} \tag{6.4}$$

$$\Phi_R = \arcsin\left(\sin(\nu_s)\frac{r}{r_N}\right) \tag{6.5}$$

Úhel středu nástroje:

$$\Phi_N = \Phi_K + \Phi_R \tag{6.6}$$

Uvedené vztahy jsou používány jak pro výpočet dráhy brusného nástroje, tak pro dráhu dotykového měřidla – lineárního inkrementálního čidla s kuličkou nebo rolnou. Rozdíl je v tom, že v případě broušení probíhá operace na jedné straně vůči středu rotace obrobku a v případě měření na straně opačné. Data pohybu měřidla tak musí být patřičně upravena (transformována) zrcadlením podle osy y. Zároveň je třeba dodržet správný smysl rotace obrobku.

Provedením jednoho objezdu – měřicího cyklu, je získán soubor hodnot, který je dále filtrován tak, aby vznikla pokud možno spojitá vyhlazená křivka. Tento průběh je následně porovnán s průběhem zdvihové závislosti, resp. profilem vačky. Jelikož měření probíhá na principu obrábění, kdy se kontury vačky nedotýká brusný kotouč, ale kulička měřidla, jsou výsledky reprezentovány přímo rozdílem hodnot mezi požadovaným a skutečným profilem vačky.

U měření je přijat předpoklad, že v době měření nejsou uvažovány poziční chyby pohybu osy *V*, jelikož nejsou uplatňovány vysoké požadavky na dynamiku soustavy tak, jako je tomu při obrábění. Při dostatečně tuhém kinematickém řetězci uvedené osy a optimálním seřízením regulátorů, společně s vhodně nastavenou nízkou rychlostí pohybu, lze v měřicím cyklu chybu polohy dané osy zanedbat.

6.1.3 Vahadlo s rolnou

Na Obr. 6.9 je znázorněn způsob měření vačky pomocí vahadla s rolnou, kde je v ose otáčení vahadla umístěn rotační snímač polohy.



Obr. 6.9 Měření pomocí vahadla a encoderu

Principiálně se jedná o syntézu kinematického celku radiální vačky a vahadla s kladkou. Na Obr. 6.10 je znázorněno schéma uvedeného způsobu měření, kde ve vzdálenosti a na ose x, se nachází osa rotace vahadla. Bod A značí osu kladky vahadla. Tento bod se pohybuje po trajektorii, nazývané *teoretický profil*. Vahadlo má délku b a je natáčeno o úhel v. Úhel normály v je důležitý pro určení skutečného obrysu vačky.



Obr. 6.10 Schéma radiální vačky s vahadlem a kladkou

Bod S_A znázorňuje polohu středu křivosti, podrobněji v [13]. Úhel natočení vačky vůči svému *nulovému bodu* je označován ψ . Pro získání teoretické profilu vačky se určí vektorová funkce p(v) polohy bodu A vůči *nulovému bodu* vačky. Vektorovou funkci p(v) lze také zapsat s využitím polárních souřadnic, kde u představuje délku vektoru a φ úhel vůči *nulovému bodu*.

Pro výpočet vedoucí k získání profilu vačky platí následující vztahy:

$$\boldsymbol{e}(\varphi) = \boldsymbol{i}\cos\varphi + \boldsymbol{j}\sin\varphi \tag{6.7}$$

$$\boldsymbol{p} = \boldsymbol{u}(\boldsymbol{\varphi})\boldsymbol{e}(\boldsymbol{\varphi}) \tag{6.8}$$

Kde e(i, j) jsou jednotkové vektory. Pro zpětné vyjádření funkcí u(v) a $\varphi(v)$ je použit vztah:

$$\boldsymbol{p}(\boldsymbol{v}) = \boldsymbol{i}\boldsymbol{x}(\boldsymbol{v}) + \boldsymbol{j}\boldsymbol{y}(\boldsymbol{v}) \tag{6.9}$$

Odtud lze pomocí základních vztahů pro goniometrické funkce získat obecné vyjádření.

$$u(v) = \sqrt{x^2(v) + y^2(v)}$$
(6.10)

$$\varphi(v) = \psi(v) + S \arccos \frac{x(v)}{u}$$
(6.11)

Po dosazení za obecné funkce x(v) a y(v):

$$u(v) = \sqrt{a^2 - 2ab\cos v + b^2}$$
(6.12)

$$\varphi(v) = \psi(v) + S \arccos \frac{a - b \cos v}{u}$$
(6.13)

Pro výpočet úhlu φ je obecný vztah doplněn o znaménkovou funkci *S*, která zajišťuje korektní výpočet v celém intervalu. Odstraňuje omezení, které do výpočtu vnesly cyklometrické funkce. Funkce *S* nabývá hodnot $\langle -1, 1 \rangle$ podle toho, ve které polorovině dané osou *x* se nachází bod *A*.

$$S(v) = sign y(v) \tag{6.14}$$

Pro získání skutečného profilu vačky je třeba vyjádřit hodnotu úhlu normály. Bod dotyku kladky a vačky pro libovolný poloměr rolny leží vždy na přímce určené normálovým vektorem, jak znázorňuje Obr. 6.11 (literatura [7]).

Úhel normály ν je po odvození v [13] dán vztahem:

$$v(v) = -\operatorname{arctg} \frac{\operatorname{vab} \sin v}{\dot{\psi}(a^2 - 2ab\cos v + b^2) + \dot{v}b(a\cos v - b)}$$
(6.15)

Kde $\dot{\psi}$ představuje úhlovou rychlost otáčení vačky. Pokud uvažujeme tuto rychlost konstantní, lze převést časovou derivaci \dot{v} na derivaci podle polohy vačky v', která je dána zdvihovou závislostí. Se znalostí úhlu normály lze pomocí goniometrických rovnic a kosinové věty nalézt vztahy pro přepočet teoretického profilu na skutečný profil vačky.



Obr. 6.11 Ekvidistanta radiální vačky

Poloměr rolny kladky ve vztazích vystupuje jako parametr c (převzato z literatury [13]):

$$\varphi_1 = \varphi - \arctan \frac{c \sin \nu}{u - c \cos \nu} \tag{6.16}$$

$$u_1 = \sqrt{u^2 - 2cu\cos\nu + c^2} \tag{6.17}$$

Zahrnutím výše uvedených vztahů do výpočetního procesu v *PLC*, lze získat skutečný profil měřené vačky a takto získaná data následně použít k vyhodnocení broušení, případně k dalším úpravám pro následující brousicí cykly.

6.2 Metodika měření obrobku

Měření kontury radiálních vaček lze teoreticky provést dvěma způsoby. Prvním je měření pouze při pohybu rotační osy *C*, což znamená, že měřidlo musí sledovat konturu a obsáhnout celý rozsah zdvihu vačky v rozsahu až desítek milimetrů. Výstupem je pak graf hodnot zdvihu v závislosti na úhlu natočení vačky. Kvůli potřebám měření v relativně velkém měřicím rozsahu, bylo od této metody z důvodu nedostatečné přesnosti měřidel ustoupeno.

Druhým způsobem měření je tzv. "simulace obrábění", kdy je stroj spuštěn podle interpolačních dat tak, jako by probíhalo obrábění. Při bezchybném obrobení vačky by pak měřidlo vykazovalo nulovou výchylku. Takto lze získat přímo rozdíl mezi vypočtenými daty a skutečnými rozměry vačky. Předpokladem pro tento způsob měření je "přesné" polohování interpolačních *NC* os. Tento předpoklad lze přijmout, jelikož nejsou přítomny dynamické síly, uplatňující se při obrábění a polohové odchylky os jsou vzhledem k měřeným hodnotám zanedbatelné.



Obr. 6.12 Křivka excentrického upnutí obrobku

Obrobek je po upnutí na nosič zpravidla uložen excentricky od středové osy otáčení. Dále je nutné jej pomocí úchylkoměru zdlouhavě centrovat tak, aby střed otáčení nosiče a obrobku byly v jedné ose s co možná nejmenší odchylkou.

Při nasazení inspekčního systému ihned po upnutí obrobku, lze explicitně určit posunutí souřadných systémů upínače a obrobku v rovině x-y (Obr. 2.14). S využitím pomocného technologického přesně broušeného profilu na vačce, je možné určit odchylku od přesného soustředného upnutí na brousicím stroji a tím zjistit povahu excentricity v dané rovině. Excentricitou je myšleno jak posunutí v uvedené rovině, tak natočení obrobku (oproti *nulovému bodu*) ve smyslu otáčení osy *C*, na níž je obrobek upnut. *Nulový bod* je výchozí bod výpočtu souřadnic budoucí vyráběné vačky a výchozí bod obrábění kontury dané vačky. Graf na Obr. 6.12 zobrazuje absolutní výchylku měřidla [mm] v závislosti na úhlu natočení osy *C* [°], při zjišťování excentricity upnutí konkrétního testovaného obrobku [37]. Vačka byla v tomto případě v testovacím provozu záměrně upnuta s extrémní excentricitou pomocí přípravku ve sklíčidle (limity osy y jsou -3 a +10 mm).

Získaná data jsou v *PLC* zpracována výpočetním algoritmem, jehož úkolem je automatické vyhodnocení posunutí a natočení obrobku. Následně je provedena korekce dat, podle kterých bude systém jednotlivé elektrické osy řídit. Cílem je, aby se křivka excentricity, respektive výchylka měřidla, blížila nulovým hodnotám v každém kontrolovaném bodě celého průběhu v rámci otáčky od 0° ..360°.

6.3 Vyhodnocení měření a korekce dat

Po potlačení chyby upnutí obrobku následuje vlastní technologie obrábění – broušení. V průběhu opracování nebo až v jeho poslední fázi (před posledními cykly obrábění, kdy je možné případné nepřesnosti v broušení ještě korigovat), probíhá kontrola přesnosti

výroby. Vačka je změřena obdobně jako při zjišťování excentricity a výsledkem je graf závislosti výchylky měřidla na úhlu natočení vačky. Dále je na posouzení operátora a jeho volbě úprav hodnot tak, aby bylo dosaženo co nejlepších výsledků broušení.

V ideálním případě by byla výchylka nulová a znamenalo by to shodu teoretických výpočetních dat vačky s profilem vačky skutečné. Na Obr. 6.13 je zobrazen graf závislosti výchylky sondy na úhlu natočení obrobku. Křivka představuje měřicí protokol, ze kterého lze odečíst absolutní odchylku od požadovaného tvaru profilu vačky.



Obr. 6.13 Odchylka od požadovaného profilu vačky

Pro lepší vizuální interpretaci výsledků měření jsou hodnoty transformovány (transformace uvedena v kapitole 2.6) do kartézských souřadnic (ukázka měřicího protokolu je na Obr. 2.16).

Bereme-li v úvahu, že použitá měřicí sonda odpovídá typu lineárního inkrementálního čidla s dotykovou kuličkou (kapitola 6.1.2), jsou do měření vnášeny mechanické poruchy. Tyto nežádoucí vlivy vznikají díky nedokonalému styku sondy s povrchem obrobku, kde broušený povrch není při měření dokonale čistý. Dále se uplatňuje kvalita zpracování částí čidla a doplňujícího nástavce, z pohledu nedokonalé pružnosti, která by stálým působením zajišťovala přítlak kuličky k obrobku. Na měření má samozřejmě vliv také drsnost povrchu, kde se kulička dotýká vrcholových bodů povrchu v rámci jeho drsnosti. Dalším faktorem, vstupujícím do procesu měření je tření styčných povrchů, které může vést k odskakování dotykového prvku od povrchu.

Všechny uvedené skutečnosti mají vliv na výsledný graf hodnot a jejich následné korekce. Jelikož je měření zatíženo šumem a nepřesnostmi, je třeba před následujícími objezdy nástroje provádět filtraci a úpravu dat.

Pro potřeby úpravy dat a tím zpřesnění měřicí metody, včetně filtrace šumu vznikajícího při měření, byl vybrán algoritmus schopný predikovat neznámé hodnoty proměnných, nazvaný Kalmanův filtr.

6.3.1 Kalmanův filtr

Kalmanův filtr je aplikován ke zvýšení přesnosti měření kontury radiálních vaček. V uvedeném případě je systém měření popsán soustavou lineárních rovnic, a proto bude použit klasický lineární Kalmanův filtr (*KF*).

Tento typ filtru splňuje v dané aplikaci podmínku odhadu trajektorie na základě relativně nepřesných naměřených hodnot. Umožňuje predikci polohy z dosavadních bodů, zjištěných inspekčním systémem a z modelu systému, zadávaného stavovými rovnicemi. V okolí predikce lze očekávat výskyt hledaného objektu. Pokud objekt není nalezen, pokračuje se dále v predikci pro další krok, pouze prohledávané okolí se zvětší. V případě, že objekt je nalezen, je provedena korekce současné polohy (na základě predikce a měření) a pokračuje se v dalším kroku. Prohledávané okolí bude menší, protože předchozí hodnota je díky úspěšnému měření (detekci objektu) přesnější [11].

Filtr se skládá z predikční a korekční (filtrační) části. Výstupem z první části je bodový odhad pro střední hodnoty položek stavového vektoru. Druhá část provede korekci, aby se získala pokud možno čistá trajektorie naměřených hodnot ze signálu zatíženého chybami a šumem. Díky rekurzivní struktuře je předpověď signálu z minulých hodnot a jeho průběh, porovnáván se skutečnými změřenými hodnotami a rozdíl mezi těmito hodnotami je použit k dalšímu zpřesnění odhadu budoucích vzorků v následujícím iteračním procesu. Koeficienty jsou na základě dostupných informací v každém kroku upravovány pro optimální odhad budoucího stavu. Jinými slovy jsou odchylky naměřených hodnot od odhadovaných (predikovaných), algoritmem průměrovány. Je kalkulováno i s nejistotou odhadovaných hodnot – pravděpodobností, že daná hodnota je správná.

Jedná se o adaptivní filtr používaný k modelování stavů diskrétního dynamického systému. Tento stochastický časově invariantní systém je popsán soustavou lineárních diferenčních rovnic.

Kalmanův filtr je algoritmus generující posloupnost odhadů stavu x_k a kovariančních matic chyb odhadů stavů P_k , přičemž odhad stavu x_k v každém kroku je určen s minimální hodnotou střední kvadratické chyby [1]. Při návrhu *KF* se předpokládá, že nelineární dynamický systém je popsán soustavou následujících rovnic:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}_{k} &= \boldsymbol{A}_{k} \ast \boldsymbol{x}_{k-1} + \boldsymbol{v}_{k-1} \\ \boldsymbol{y}_{k} &= \boldsymbol{C}_{k} \ast \boldsymbol{x}_{k} + \boldsymbol{w}_{k} \end{aligned} \tag{6.18}$$

Kde v_{k-1} a w_k jsou vzorkované náhodné posloupnosti s normálním rozdělením hustoty pravděpodobnosti a nulovou střední hodnotou. Nazývají se šum procesu a šum měření.

V prvním kroku výpočtů je provedena predikce vektoru stavu X_k a kovarianční matice chyb odhadu P_k . Tento odhad se provádí na základě znalosti vektoru stavu X_{k-1} a predikční kovarianční matice P_{k-1} kroku předchozího.

$$x_{k}^{-} = A_{k} x_{k}$$

$$P_{k}^{-} = F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^{T} + Q_{k-1}$$
(6.19)

Ve druhém kroku je provedena korekce predikovaného stavu x_k a korekce predikční kovarianční matice P_k pomocí následujících rovnic:

$$K_{k} = P_{k}^{-}H_{k}^{T}(H_{k}P_{k}^{T}H_{k}^{T} + R_{k})^{-1}$$

$$\hat{x}_{k} = \hat{x}_{k}^{-} + K_{k}(\tilde{y}_{k} - h(\hat{x}_{k}^{-}, u_{k}))$$

$$P_{k} = (I - K_{k}H_{k})P_{k}^{-}$$
(6.20)

kde \hat{x}_k^- je vektor aktuálního stavu, \hat{x}_k je odhad stavu, y_k je aktuální hodnota výstupní veličiny, \hat{y}_k je odhad výstupní veličiny, \tilde{y}_k je změřená hodnota výstupní veličiny.

Úkolem Kalmanova filtru je upravit apriorní odhad pomocí měření zatíženého šumem. Tento upravený odhad je nazván aposteriorní odhad [6]. Optimální odhad stavu je nalezen pomocí Kalmanova zesílení, které určuje rozdíl mezi aktuálním a požadovaným měřením. Zesílení je založeno na minimalizaci kovariance chyby stavů s cílem dosáhnout optimální odhad stavového vektoru. Malá hodnota zesílení znamená, že měření je nedůvěryhodné a optimální odhad konverguje k apriornímu odhadu. Rekurzivní algoritmus *KF* je uveden na Obr. 6.14.



Obr. 6.14 Diagram rekurze lineárního Kalmanova filtru

6.3.2 Zvýšení přesnosti měření

Cílem je odfiltrovat z měřeného průběhu šum a odchylky mezi měřeným a požadovaným průběhem. Získaný průběh odchylky je možno potom použít pro korekci při následném finálním broušení. Nejprve je nutno určit stavový vektor a rovnice systému měření. V našem případě je Kalmanův filtr využíván pro estimaci rozdílu mezi požadovanou a měřenou hodnotou průvodiče. Tato estimovaná hodnota představuje filtrovaný odhad. Rozdíl mezi požadovanou hodnotou průvodiče a měřenou hodnotou průvodiče je obsažen ve stavovém vektoru. Druhý prvek stavového vektoru je rychlost změny rozdílu.

$$\boldsymbol{x} = [\boldsymbol{x} \ \boldsymbol{v}]^T \tag{6.21}$$

Diferenční stavové rovnice systému jsou následující:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= x_k + T_v \cdot v_k \\ v_{k+1} &= v_k \end{aligned} \tag{6.22}$$

Rovnice měření je:

$$\boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{x} \boldsymbol{h} \boldsymbol{a} \boldsymbol{t}_k \tag{6.23}$$

Ověření funkce filtrace bylo provedeno v programu *Matlab* na simulačním modelu systému měření (Obr. 6.15). Zakomponování filtru do prostředí *PLC* vyžaduje vytvoření podprogramu s rozepsáním maticových výpočtů.

V uvedeném příkladu níže byla vstupní data do systému získána měřením na reálné vačce, jejíž měřicí protokol je uveden na Obr. 6.18. Výstupem programu je filtrovaný odhad odchylky.



Obr. 6.15 Model měřicího systému

Model obsahuje model dynamického systému, model měření a blok *KF*. Výpis kódu funkce je uveden v příloze (Příloha C). Matice použité v programu jsou:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} T \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, D = 0$$

Počáteční hodnota stavového vektoru $xhat_0 = [1 \ 0]^T$

Počáteční hodnota predikční kovarianční matice $P_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Kovarianční matice chyb měření $R = [0,05^2]$

Kovarianční matice šumu procesu $Q_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0,1 \end{bmatrix}$

Pro správnou funkci *KF* je nutno správně nastavit počáteční hodnoty stavového vektoru a matic *Q*, *P* a *R*. Matice *Q* je kovarianční matice šumu procesu. Obsahuje kovariance mezi skutečným procesem a procesem popisovaným pomocí stavového modelu. Tuto matici je také možno použít jako matici manévrovací. Matice *P* je predikční kovarianční matice chyb odhadu. Obsahuje kovariance naměřených a odhadnutých hodnot. Při inicializaci nastavíme hodnoty na diagonále matice na vysoké hodnoty, jelikož neznáme dosavadní chování sledovaného objektu. Vysoké hodnoty prvků kovarianční matice představují nedůvěru v naměřené hodnoty a *KF* se tak bude přiklánět značnou mírou k predikovaným hodnotám. Kovarianční matice chyb měření *R* je čtvercová matice, jejíž velikost je rovna počtu měřených hodnot. Tato matice obsahuje odhady chyb měřícího systému pro každou měřenou veličinu ($\sigma_r = 0,05 mm$). Pro velmi malé hodnoty prvků matice *R* bude *KF* upřednostňovat hodnoty z měření.

Výhodou Kalmanova filtru je, že nepočítá průměr z mnoha vzorků, ale z jednoho vzorku dělá predikci do vzorku dalšího kroku, kde porovnává měřenou hodnotu s predikovanou a rozhoduje se, zda se přikloní spíše k hodnotě měřené nebo predikované podle autokorelační funkce. Nedochází tak k fázovému posunu mezi měřením a filtrovanou hodnotou.

Je to zároveň prediktivní i adaptivní algoritmus, který funguje rekurzivně. Na začátku jsou zadány počáteční hodnoty – např. průměr (měřená hodnota na vačce) a kovarianční matice. V dalším kroku dělá korekci a počítá Kalmanovo zesílení, které nabývá hodnot v intervalu (0,1). To znamená, že je určováno, k jaké hodnotě se má přiklonit – predikci nebo měření.

Výsledky funkce měřicího systému, s reálnými změřenými hodnotami, jsou uvedeny v následujících grafech. Na Obr. 6.16 je zobrazen celý průběh měření vačky (v rozsahu celé otáčky). V tomto případě je pro názornost zachycen skutečný profil vačky v polárních souřadnicích, s číslem změřeného vzorku *i* v ose *x*. Celkový počet vzorků je 494 a odpovídá jednomu otočení vačky v ose $C(0..360^\circ)$. Zároveň počet vzorků odpovídá počtu iterací ve výpočtu Kalmanova filtru. Pokud je graf výsledkem měření v režimu "simulace obrábění", jak bylo popsáno v kapitole 6.2, je křivka v grafu tvořena rozdílem hodnot *d*, dat změřených a požadovaných (Obr. 6.17).

Horní graf Obr. 6.17 zobrazuje průběhy skutečného poloměru obroušené vačky před a po korekci odchylek v osách *x-y* a úhlu natočení vačky vůči *nulovému bodu*. Posunutí v osách *x-y* je provedeno přičtením korekční hodnoty k délkové souřadnici *X*, všech bodů tvořících změřený profil (v kartézském souřadném systému). Poté je analogicky korigováno posunutí v ose *y*, přičtením korekce ke všem bodům *Y*. Následně je v polárních souřadnicích posunut *nulový bod*, přičtením korekce úhlu. Hodnota každé korekce dané odchylky vychází z požadavku nulového rozdílu změřených a požadovaných hodnot. Posunutí, resp. nesouosost souřadných systémů popisuje Obr. 2.14.

Na spodním grafu je totožný průběh rozdílu poloměrů vačky, na který byl aplikován Kalmanův filtr. Plocha pod vyfiltrovanou křivkou odpovídá materiálu, určenému k odbroušení. Podobný průběh je na snímku obrazovky dotykového panelu (obr. 6.13).



Obr. 6.17 Rozdíl změřeného a požadovaného profilu vačky

Doplňující informace k transformacím souřadnic (v kapitole 2.6) a způsobu jejich využití jsou následující:

- Výpočet vačky a následně výpočet ekvidistant při obrábění (s ohledem na průměr nástroje a dotykového členu měřicího zařízení), je proveden v polárních souřadnicích.
- Pro názorné zobrazení jsou hodnoty transformovány do souřadnic kartézských, kde je prováděna korekce posunutí v osách x a y. Změřený profil obrobku je porovnán s profilem vypočteným a po provedení další možné korekce (úhlu natočení) jsou data transformována do nových polárních souřadnic
- Na nová data je aplikován Kalmanův filtr. Tato filtrace zajistí požadovaný, do jisté míry vyhlazený průběh následného cyklu broušení. Poruchy měření jsou maximálně potlačeny a výsledkem je velmi přesně definovaný pohyb brousicího nástroje po žádané trajektorii, která vznikne odečtením filtrovaného průběhu od následující ekvidistanty broušení (s ohledem na požadovaný úběr materiálu, kde je brán v potaz celkový zbytek materiálu, určeného k odbroušení tak, aby se výsledná křivka rozdílu změřených a vypočtených dat co nejvíce přiblížila k nulové hladině.

V algoritmech kalkulace souřadnic je třeba provádět interpolace (např. *kubický spline*) v datech vypočtených i datech změřených tak, aby byly všechny hodnoty ve výsledku vztaženy k uvažovanému úhlu natočení vačky, resp. úhlu broušení a měření.



Obr. 6.18 Měřicí protokol radiální vačky

7. Metodika návrhu NC os

Problematika dimenzování pohonů tříosého řídicího systému stroje pro obrábění (obecně technologiemi frézování a broušení) radiálních vaček, vychází z požadavků na produktivitu určitého typu sériově vyráběné vačky. Zákazníkem je předložen požadavek na výrobu konkrétní radiální vačky s požadovanou produktivitou a požadovanou geometrickou přesností její kontury. Je navržena technologie výroby kontury vačky (i s možností frézování jako hrubovací operace a broušení jako konečné operace načisto) a konstrukční koncepce kinematických řetězců *NC* os [10]. Jsou stanoveny požadavky na převodové mechanismy, výkon brousicího vřetene a zbývá vybrat vhodné servopohony. Je nezbytné, na základě výše uvedených požadavků, získat představu o dynamických nárocích na všechny elementy kinematických řetězců. K tomu slouží program dimenzování a optimalizace konstrukčních uzlů a pohonů (Obr. 7.1), uvedeno v [40], [47] a [48].



Obr. 7.1 Výpočet parametrů osy C

Systém *NC* os je založen na dvou osách s posuvným pohybem (*V*, *Z*) a jedné ose s rotačním pohybem (*C*). Interpolující osy jsou rotační *C* a posuvná *V*, přičemž osa *C* je unášená osou *V* (Obr. 2.4). Polohovací osa *Z* má definovanou zdvihovou závislost, která je nezávislá na kontuře obráběné vačky a je dána technologií broušení. Výchozí informací pro dimenzování pohonů je kontura radiální vačky a celá řada konstrukčních a technologických parametrů, jako je maximální krouticí moment vřetene, průměr brousicího nástroje, posuv po povrchu vačky atd. Koncepčně je uvažováno s mechanismy s konstantním převodem mezi pracovním pohybem *NC* os a servomotorem. Jde o převodovky a lineární kuličkové šrouby. Výsledkem jsou pak požadované výkonové parametry servomotorů jednotlivých os a optimalizované parametry jejich konstrukčních uzlů. Jsou to hnací momenty (maximální, efektivní) a otáčky (maximální), konstantní převodové poměry, stoupání a průměry kuličkových šroubů apod. Je rovněž posouzena polohová odchylka způsobená poddajnostmi převodových mechanismů.

7.1 Výpočetní vztahy

Koncepce mechanického systému obrábění radiální vačky s rotační osou *C*, která je unášena posuvným pohybem osy *V*, kinematicky odpovídá základnímu vačkovému mechanismu radiální vačky s centrickým zvedákem a kladkou. Polární souřadnice teoretického profilu vačky (dráha středu rolny) jsou současně zdvihovou závislostí posuvného pohybu zvedáku v závislosti na pootočení vačky.

Obecně platí následující kinematické řetězce:

Osa *C*: mezi pracovním pohybem a servomotorem je libovolný rotační převod (např. planetová převodovka) s konstantním převodovým poměrem. Pokud je hřídel motoru spojena přímo se šroubem lineárního vedení, převod je 1.

Osa V, Z: mezi pracovním pohybem a servomotorem ve směru od servomotoru je libovolný rotační převod (např. planetová převodovka, ozubené soukolí nebo řemenový převod) s konstantním převodovým poměrem, dále následuje rotačně-lineární převod (např. kuličkový šroub) s konstantním převodovým poměrem.

Základními vstupními veličinami jsou polární souřadnice kontury radiální vačky (broušená kontura může být vnitřní nebo vnější stěna drážkové radiální vačky). Tato data jsou zadána zákazníkem, nebo jsou výsledkem kinematické syntézy vačkového mechanismu [10]. Počátečním parametrem v návrhu je tečná obráběcí síla F[N] k obráběné kontuře (Obr. 7.2), odvozená od maximálního krouticího momentu M_k [Nm] použitého nástrojového vřetene a průměru nástroje d [mm] a její rozklad do pravoúhlých složek reakcí os C a V.



Obr. 7.2 Rozklad sil do pravoúhlých složek

Podrobněji jsou výpočetní vztahy pro dimenzování a symboly veličin uvedeny v příloze (Příloha D) podle [40].

$$F = \frac{2M_k}{\left(\frac{d}{1000}\right)} = 2000 \ \frac{M_k}{d}$$
(7.1)

Úhel α [*rad*] představuje úhel normály obráběné kontury radiální vačky, *r* [*mm*] je průvodič v polární souřadnici kontury vačky.

$$\propto = \operatorname{arctg} \frac{r'}{r} \tag{7.2}$$

Smysl sil F_c a F_v závisí na r', rotaci nástroje (plus/minus) a obráběné kontuře (vnější/vnitřní).

$$F_C = F \cos \alpha \; ; \; F_V = F \sin \alpha \tag{7.3}$$

Vstupní parametry pro výpočet dynamiky interpolujících os C a V jsou geometrické (průměr nástroje), rychlostní (posuv nástroje), silové (krouticí moment vřetene), dále hmotové parametry, převodové poměry a parametry tuhostí komponent (převodovky a lineární převodníky).

Posledními vstupy jsou parametry a zdvihová závislost polohovací osy Z. V textu jsou pro názornost uvedeny pouze základní a výsledné výpočetní vztahy.

7.1.1 Dynamika osy C

Základní technologickou podmínkou broušení radiálních vaček je konstantní posuv nástroje (tečná rychlost) $f [mm \cdot min^{-1}]$ po kontuře vačky. Z tohoto posuvu je stanovena okamžitá úhlová rychlost $\omega_C [rad \cdot s^{-1}]$ a úhlové zrychlení $\varepsilon_C [rad \cdot s^{-2}]$ na daném průvodiči kontury. Podmínka konstantního posuvu platí rovněž pro osu V.

$$\omega_{c} = \left(\frac{1}{60}\right) \frac{f}{r} \cos\left(\operatorname{arctg} \frac{r'}{r}\right)$$
(7.4)

$$\varepsilon_{c} = -\left(\frac{1}{60}\right)\frac{f}{r}\sin\alpha \frac{\omega_{c}}{1+\left(\frac{r'}{r}\right)^{2}}\frac{r''}{r}$$
(7.5)

Hnací moment servomotoru M_{SerC} [Nm] je nutno odlišovat od hnacího momentu využitelného na hřídeli servomotoru. Ve vztahu níže vystupují momenty setrvačnosti sil $J [kg \cdot m^2]$ a převodové poměry i [-], které jsou součástí řetězce, majícího vliv na celkový hnací moment.

$$M_{SerC} = \left(\frac{J_{Obr} + J_{Csuma}}{i_{P \check{r} e C}^2} + J_{P \check{r} e C} + J_{SerC}\right) \varepsilon_C i_{P \check{r} e C} + \frac{F_C r}{1000 i_{P \check{r} e C}} + M_{ZtrP \check{r} e C}$$

$$(7.6)$$

7.1.2 Dynamika osy V

Rychlost pohybu $v_V [mm \cdot min^{-1}]$ a zrychlení $a_V [m \cdot s^{-2}]$ jsou určeny vztahy:

$$v_V = \left(\frac{1}{60.1000}\right) f \sin \alpha \tag{7.7}$$

$$a_V = f \cos \alpha \, \frac{\omega_C}{1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2} \frac{r''}{r} \tag{7.8}$$

Hnací moment servomotoru M_{SerV} [Nm]

$$M_{SerV} = \left[\frac{m_V \left(\frac{H_{\check{S}rV}}{2\pi .1000}\right)^2}{i_{P\check{r}eV}^2} + \frac{J_{\check{S}rV}}{i_{P\check{r}eV}^2} + J_{P\check{r}eV}\right] \varepsilon_{SerV} + \frac{F_{Vsuma}\left(\frac{H_{\check{S}rV}}{2\pi .1000}\right)}{i_{P\check{r}eV}} + \frac{M_{Ztr\check{S}rV}}{i_{P\check{r}eV}} + M_{ZtrP\check{r}eV}$$
(7.9)

7.1.3 Dynamika osy Z

Pohyb osy Z je nezávislý na interpolačních pohybech os C a V. Jedná se o technologický oscilační pohyb, realizovaný zdvihovou závislostí elektronické vačky s polohou z [mm], kde $\psi_M \in \langle 0, 360 \rangle$ představuje otáčení virtuálního hřídele (masteru).

$$z = z\left(\psi_M\right) \tag{7.10}$$

Rychlost $v_Z [m \cdot s^{-1}]$ v závislosti na rychlosti otáčení masteru $\omega_M [rad \cdot s^{-1}]$ a zrychlení $a_Z [m \cdot s^{-2}]$

$$v_Z = \left(\frac{1}{1000}\right) z' \,\omega_M \tag{7.11}$$

$$a_Z = \left(\frac{1}{1000}\right) z^{\prime\prime} \omega_M^2 \tag{7.12}$$

Výpočet hnacího momentu osy Z je analogický k posuvné ose V.

$$M_{SerZ} = \left[\frac{m_{Zsuma} \left(\frac{H_{\check{S}rZ}}{2\pi .1000}\right)^2}{i_{P\check{r}eZ}^2} + \frac{J_{\check{S}rZ}}{i_{P\check{r}eZ}^2} + J_{P\check{r}eZ}\right] \varepsilon_{SerZ} + \frac{F_{Zsuma} \left(\frac{H_{\check{S}rZ}}{2\pi .1000}\right)}{i_{P\check{r}eZ}} + \frac{M_{Ztr\check{S}rZ}}{i_{P\check{r}eZ}} + M_{ZtrP\check{r}eZ}$$

$$(7.13)$$

7.2 Program pro návrh pohonů stroje

Pro usnadnění dimenzování komponent je v prostředí *MS Excel* vyvíjen programový soubor, jehož základními parametry jsou vstupní část, obsahující konkrétní rozměry obrobku a mechanických komponent stroje. Výstupní část je tvořena požadovanými parametry servomotorů, jako jsou hnací momenty a otáčky. Dalším výstupem je automatický výběr motorů, včetně frekvenčních měničů. Program detailně vykresluje průběhy fyzikálních veličin, týkajících se návrhu možného typu elektrického pohonu jednotlivých os stroje (Obr. 7.3).



Obr. 7.3 Program pro návrh pohonů stroje

Dále program řeší uvedené dimenzování pohonů a optimalizaci parametrů konstrukčních uzlů brusky radiálních vaček, řízené tříosým řídicím systémem.

8. Závěr

Práce je založena na problematice, spojené s vývojem a testováním jednoúčelového brousicího stroje radiálních vaček, který byl vytvořen v rámci výzkumných projektů a podložen dlouholetou historií a tradicí výpočtů a výroby vaček a v posledních letech i výzkumem a aplikací elektronických vaček ve *VÚTS, a.s.* Text je členěn do vzájemně provázaných kapitol, kde je rozebrána koncepce řídicího systému na bázi elektronických vaček, analýza regulační struktury pohonů s metodami potlačujícími kmitání a rozbor možností využití inspekčního systému pro měření vaček přímo na stroji společně s návrhem řešení. Poslední kapitolou je metodika návrhu *NC* os obráběcího stroje.

V tradičním režimu ovládání stroje je řídicím systémem zpravidla vyhodnocována jen aktuální pozice interpolujících os, respektive pozice brousicího nástroje. Na odchylky od požadovaných pozic následně systém reaguje až na základě zpětných vazeb od měřidel polohy. Za účelem zvýšení přesnosti výroby bylo přistoupeno k obrábění s využitím elektronických vaček, aplikovaných na jednotlivé elektrické osy brusky. To znamená možnost samostatného řízení každé osy podle předepsané zdvihové závislosti a zároveň využití dopředných vazeb – určených při výpočtu vačky, na základě jejího profilu. Nejedná se o klasický feedforward, určovaný 1. nebo 2. derivací požadované polohy v každém obráběcím kroku, ale o dopředu spočítané průběhy těchto křivek, které lze libovolně upravovat a následně uplatnit v systému řízení. V kritických fázích obrábění je tak možné lépe ovlivnit výslednou přesnost. Jedním z faktorů ovlivňujících výsledek, je možnost obrábění s konstantní přítlačnou silou rotujícího nástroje na povrch obrobku. Konkrétně lze na jednotlivých osách vyvozovat takové momenty sil, aby výsledná vzájemná síla mezi brusným kotoučem a obrobkem byla přibližně konstantní. Vytvořený řídicí CNC systém je plně pod kontrolou vlastního vývoje a nevznikají tak žádná omezení při vzniku a aplikaci algoritmů, které řeší uvedenou problematiku.

Ve spojení s inspekčním systémem, filtrací změřených dat a algoritmy, generujícími nová data pro finální objezdy broušení, lze elektronické vačky využít k celkovému zpřesnění a zvýšení efektivity výroby.

Pro potřeby predikce v možnostech obrábění, z pohledu zvýšení efektivity výroby a potlačení nebo v lepším případě úplného odstranění nežádoucího kmitání, bylo v rámci práce vytvořeno několik matematických simulačních modelů. Tyto modely vycházejí z rovnic, definujících vztahy v soustavě servopohonu (motor a napěťový měnič) a následně celého servomechanismu (servopohon spojený s koncovým stupněm, sledujícím předepsanou polohu – zdvihovou závislost). Nejprve byl definován model motoru v d-qsouřadnicích a následně zjednodušený lineární model, jehož použití v simulacích kvalitativně vyhovuje. Dále byly vytvořeny modely broušení, simulující pravděpodobné dynamické chování popisovaného systému (s patřičnými zjednodušeními a předpoklady) na základě vybuzení zvolenou obráběcí silou. Jako výchozí a základní model je uvažována jednohmotová soustava s předpokladem lineární závislosti úběru broušení na působící síle. Dále je rozebrán složitější vícehmotový systém, lépe odpovídající konstrukci NC osy V, která byla předmětem zájmu práce. Osa C je složena pouze z přímého pohonu, což po redukci hmot na rotor odpovídá jednohmotovému systému s pružnou vazbou. Osa Z koncepčně odpovídá řešené lineární ose V, ale svojí neměnnou vzdáleností vůči obrobku se dynamicky na obrábění nepodílí. Dvojhmotová soustava je nejprve vztažena k lineární posuvné hmotě, tedy suportu předmětné osy. Jelikož je však konstrukce osy natolik tuhá a v převodu kuličkového šroubu se nevyskytuje vůle, která by mohla způsobit vibrace, byla dále pro názornější představu a ověření teorie na standu, simulována obecná dvojhmotová soustava s hmotou rotační. Pro oba typy soustav byly vyjádřeny přenosové funkce a ty později použity při řešení regulační struktury a testování metod na odstranění kmitání. Pro ještě větší přiblížení modelu k reálné soustavě obráběcí *NC* osy byla vytvořena simulace, která principiálně odpovídá třem pružným hmotám, z nichž dvě jsou rotační. Jako otáčející se hmoty lze vnímat hmotu rotoru a hmotu kuličkového šroubu pružně spojené s hmotou brusného kotouče. K této soustavě bylo určeno nejvhodnější nastavení regulátorů pomocí metod optimálního modulu a symetric-kého optima.

Pro dvojhmotovou soustavu s rotující zátěží byla provedena analýza rychlostní a polohové smyčky. Zjištěním přenosové funkce regulační smyčky byl určen počet pólů a nul a pomocí geometrického místa kořenu určeny optimální parametry smyčky, při kterých jsou dominantní póly uzavřené rychlostní smyčky maximálně vzdálené od imaginární osy. V polohové smyčce byl aplikován odvozený přenos uzavřené rychlostní smyčky a vyjádřeny přenosové funkce pro zjištění optimálního nastavení zesílení z průběhu závislosti na geometrickém místě kořenu.

V kapitole Syntéza regulátorů byl pomocí metody GMK proveden návrh regulátoru pro jednohmotový systém. Podle požadovaných kritérií překmitu a doby regulace byly určenv konstanty PID regulátoru postupem porovnání členů s požadovanou charakteristickou rovnicí uzavřené regulační smyčky. Následně byla na jednohmotový systém aplikována metoda optimálního modulu a symetrického optima, kde je pro regulaci proudové smyčky zjištěna vhodnost použití regulátoru typu PI. Nastavení proudové smyčky lze u komerčních servopohonů regulovat jen velmi omezeně nebo je tato možnost zcela nepřístupná. Toto výrobcem dané nastavení závisí převážně na konstrukčních parametrech servomotoru a navíc je smyčka proudu natolik rychlá, že může být její přenos v simulaci uvažován jako jednotkový. Optimální nastavení regulační struktury má vliv nejen na kvalitu výroby, ale i na zkrácení doby obrábění, případně měření. Zvláště u plánované velkosériové produkce se výrobci a provozovatelé strojů zaměřují na efektivnost provozu. Úspory času lze dosáhnout zvyšováním rychlosti pohybu stroje a polohováním. Zvýšení dynamiky s sebou však přináší vyšší nároky na přesun hmot a tím na regulaci. Je tedy třeba najít kompromis mezi požadovanými časovými a kvalitativními požadavky.

Kromě základního požadavku kvality výroby je kladen důraz na rychlost obrábění s cílem minimalizovat čas potřebný pro zpracování jednoho kusu obrobku. Tím jsou na stroj kladeny vysoké dynamické nároky ve smyslu optimalizace regulačních struktur, kde je třeba zajistit posuvy obráběcích os vysokou rychlostí a přitom nevybudit kmitání nebo jej účinně potlačit. Vibrace nemají vliv jen na kvalitu výroby, ale také na spolehlivost a výkon stroje. Pomocí modelu procesu broušení tedy byly simulovány nežádoucí stavy vibrací a způsoby jejich potlačování různými metodami. Nejprve byl zmíněn – u servopohonů výchozí postup eliminace kmitů – použití tzv. notch filtru. V dostatečné míře je problematickou frekvenci, která budí kmity, možné detekovat autotuningem a řídicí systém pohonu sám navrhne aplikaci pásmové zádrže. Ne vždy je ale vhodné, nebo možné tuto metodu ladění použít. Proto je využíván jednoduchý způsob pomocí FFT analýzy zvuku vznikajícího při rezonanci a následné manuální zadání zjištěné frekvence do nastavení měniče. Dále je zmíněn regulátor PID, který byl k zamezení kmitání použit na jednohmotový systém. Tento základní typ regulace obvodů je v případě takto jednoduché soustavy zcela dostačující. Metoda inverze dynamiky byla testována na dvojhmotovém systému, kde byl inverzní filtr umístěn před regulátor rychlosti. Tímto způsobem lze potlačit kmitání i u složitějších soustav, kde *PID* regulátor nedostačuje. U dvojhmotového systému vznikaly kmity o jedné frekvenci, u trojhmotového, který má tři hmoty a dvě pružnosti, se vyskytuje kmitání síly na dvou frekvencích. Metoda *input shaping* byla testována nejprve pro dvojhmotovou soustavu. V případě této metody, kdy je před regulačními smyčkami umístěn tvarovač signálu, je třeba znát periodu reziduálních kmitů. Spojením uměle vytvořených kmitů pomocí tvarovačů signálu se signálem vstupním, je možné potlačit nebo odstranit předem změřené kmity i v trojhmotové soustavě, s nežádoucími kmity o dvou různých kmitočtech. Pro odstranění obou kmitočtů je nutné použít celkem tři impulsy, kdy je budicí signál schopen dosáhnout aperiodického průběhu regulované veličiny, jelikož při dvou umělých impulsech dojde k potlačení pouze jedné frekvence. Tato metoda je ve velkém pásmu nezávislá na změně parametrů soustavy. Jiný číslicový filtr potřebuje např. několik desítek vzorků zpětně, dochází tak ke zpoždění a fázovému posunu. U inverzního filtru a zpětnovazební korekce, jakmile se změní parametry soustavy, jsou metody nefunkční. Stejná problematika změny soustavy se týká i *notch filtru*.

Pro potřeby výroby, resp. broušení radiálních vaček bylo nutné specifikovat možnosti ověření produkce obrobků v požadovaných přesnostech broušení. Za tímto účelem byl proveden rozbor vhodných měřicích metod, které by bylo možno na stroji aplikovat. Podle rozdělení senzorů dle spojení s měřeným prostředím byly testovány metody dotykové a bezdotykové. Výsledkem je nalezení a implementace vhodného inspekčního systému pro měření kontury radiálních vaček, který je možné začlenit do konstrukce jednoúčelového obráběcího stroje na výrobu radiálních vaček. V kapitole Měřicí zařízení je rozbor možností měření obrobku. Širším hodnocením a testováním vhodných variant měřicích zařízení, bylo přistoupeno k hlubšímu testování dvou konkrétních měřicích prostředků: 1) laserové měřidlo: Za daných podmínek bylo nejlepších výsledků dosaženo měřidlem Micro-Epsilon ILD2300-50 s maximální chybou měření 0,15 mm ve zdvizích vačky s úhlem normály 38°. Posouzením měřicích protokolů vyšlo najevo, že žádné z laserových měřidel nevyhovuje zcela podle zadaných požadavků při měření broušené vačky s drsností povrchu $R_a = 0.5$ a uvedeným maximálním úhlem normály. Problematickou částí měření jsou zdvihy v profilu, kdy se paprsek odráží v nepříznivých úhlech. Jelikož laserové měřidlo splňuje požadavky při měření kruhových profilů (mimo zdvihy), bude dále využíváno k měření méně geometricky náročných obrobků. 2) dotyková sonda Keyence, GT-H12K. V relativně agresivním prašném prostředí se k odměřování profilu vačky nejlépe osvědčilo dotykové měřidlo, které s vysokým stupněm deklarované přesnosti (1 µm), splňuje požadavky na měření i v problematických částech obrobku. Inkrementální čidlo je používáno s kuličkou, coby dotykovým prvkem. Rolna je v současném stavu řešení nevhodná, z důvodu obtíženého zajištění kolmosti měřidla k měřené ploše vačky. Mimo realizovaný inspekční systém byl navržen princip měření, založený na servomotoru s minimálním výkonem, na jehož hřídeli je připevněno vahadlo s rolnou, vyšetřující povrch vačky. Výhodou je využití encoderu motoru jako přímého odečítacího zařízení a jeho krytí před nepříznivými vlivy prostředí. Pokud se počítá s velkosériovou výrobou, jak bylo zmíněno, může být motor měřidla z důvodu zajištění neměnné geometrické přesnosti, umístěn na konstrukci spojené s posuvnou osou V. V době měření se vahadlo natočí směrem k obrobku. Navíc je možné kontrolovat přítlačnou sílu vahadla. Mimo funkci měření by tak bylo možné do jisté míry zjišťovat dynamické chování soustavy obrobek-vahadlo při návrhu různých mechanismů.

Přínosem uvedeného způsobu řízení a kontroly přesnosti obrábění v technologii výroby radiálních vaček na jednoúčelových strojích, je inspekční systém založený na principu

měření obrobku, upnutého na stroji po celou dobu obrábění. Přesnost výroby tedy může být kontrolována průběžně během výrobního procesu. Dalším stupněm zefektivnění výroby je možnost využití inspekčního systému k analýze excentricity upnutého obrobku. Výsledky prvotního zjištění skutečné pozice středu obrobku vzhledem k ose rotace upínače, jsou systémem automaticky přeneseny do korekce pozic interpolujících os. V současném stavu testování je však pro zjednodušení využíván dodatečný technologický prvek vačky (přesně frézované kruhové osazení), díky kterému lze excentrické upnutí jednoduše vyhodnotit. V další fázi práce by mělo být toto omezení odstraněno a excentricita zjišťována pouze na základě výchozího měřicího protokolu obrobku, resp. skutečného profilu vačky a měřením přímo kontury vačky, nikoliv pomocného osazení.

Výstupem poslední části je metodika určení parametrů jednotlivých komponent stroje, ze kterých se osy skládají a určení nároků na elektrické pohony. Návrh komponent *NC* os vychází z požadavků zadavatele výroby konkrétního typu radiální vačky. Stroj je tak navržen na sériovou výrobu jednoho druhu obrobku a plní přesně stanovenou funkci. Všechny použité prvky *NC* os jsou maximálně efektivně využity. Ke zrychlení návrhu je v prostředí *MS Excel* vyvíjen program, jehož smyslem je ucelený přehled o všech navrhovaných částech a možnost variability změn s okamžitým výstupem, kontrolujícím správné dimenzování. V neposlední řadě lze také určit rychlý souhrn ekonomické náročnosti na výrobu stroje.

Obráběcí stroj – bruska radiálních vaček *BRV-300 CNC* (Příloha E), na němž jsou aplikovány a testovány výše uvedené principy a poznatky, byl jako výstavní exponát (vystavovatel a výrobce: *VÚTS, a.s.*) na Mezinárodním strojírenském veletrhu v Brně v roce 2012, oceněn čestným uznáním za inovaci.

Shrnutí přínosů práce:

- Sestavení simulačního modelu NC osy brusky radiálních vaček.
- Predikce dynamického chování stroje při obrábění a optimalizace regulačních struktur prostřednictvím matematického modelu systému.
- Posouzení metod pro potlačování vibrací v soustavách modelů broušení.
- Dva návrhy inspekčního systému obrobku, z nichž jeden byl realizován přínosem je nový způsob kontroly přesnosti obrábění na jednoúčelových strojích s využitím el. vaček.
- Způsob vyhodnocení měření a aplikace filtrace změřených dat pomocí Kalmanova filtru, pro následné využití v procesu obrábění.
- Metodika návrhu *NC* os obráběcího stroje pomocí elektronických vaček, určeného k velkosériové výrobě konkrétního obrobku.

Doporučení k pokračování v dané problematice:

- Pro zpřesnění simulačních modelů využít nelineární variantu modelu synchronního motoru.
- K vylepšení potlačení parazitních kmitů použít metodu *input shaping*, využívající pokročilé metody určené pro zvýšení robustnosti tvarovačů.
- Pro zefektivnění výroby vaček využít možnosti inspekčního systému k identifikaci excentricity upnutého výrobku přímo z profilu měřené vačky.

Seznam použité literatury

- [1] An Introduction to the Extended Kalman Filter. Goddard Consulting [online]. [cit. 2016-09-22]. Dostupné z: http://www.Goddardconsulting.ca/extended-kalman-filter.html
- [2] BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*. BEN-technická literatura, 2. přepracované vydání, Praha, 2004.
- [3] BRANDŠTETTER, P. Střídavé regulační pohony–moderní způsoby řízení, TU Ostrava, 1999
- [4] C. H. LIU, T. WANG. *Modelling and simulation of an automatic grinding system using a hand grinder*, Int. J. Adv. Manuf. Technol. (2004) 23: 874–881
- [5] DIBLÍK, M. *Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace*, Dizertační práce, Technická univerzita v Liberci, Liberec, 2006.
- [6] Discrete Time Kalman Filter. Department of Engineering Science University of Oxford [online]. [cit. 2016-09-22]. Dostupné z: http://www.robots.ox.ac.uk/~ian
- [7] DOSTRAŠIL, P. Kinetostatická syntéza krokových mechanizmů s klasickou a elektronickou vačkou. 2014. 141 s. Dizertační práce. Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií, Ústav mechatroniky a technické informatiky. Vedoucí práce prof. Ing. Vojtěch Konopa, CSc.
- [8] Humusoft, Matlab & Simulink [online]. [cit. 2016-09-22]. Dostupné z: http:// www.humusoft.cz/matlab/
- [9] HYDE J. M., SEERING W.P. Using input command pre-shaping to suppress multiple mode vibration, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotic and Automation
- [10] JIRÁSKO, P. Metodika aplikací elektronických vaček v pohonech pracovních členů mechanismů výrobních strojů. Liberec, 2010. 207 s. Dizertační práce. Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky a mezioborových studií. Vedoucí práce Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.
- [11] Kalmanův filtr. Ústav automatizace a měřicí techniky [online]. [cit. 2016-09-22]. Dostupné z: http://www.uamt.feec.vutbr.cz/~richter/vyuka/0910_mpov/tmp/kalma n_filter.html.cs
- [12] Keyence, katalog, High-Accuracy Digital Contact Sensor, GT2 Series, GT2-WW-C2-E 0129-2
- [13] KOLOC, Z.; VÁCLAVÍK, M. Vačkové mechanismy, Praha: SNTL, 1988. 384 s.
- [14] LEI YU. *Closed-loop force control for a semi-automatic grinding system*, 2009, Graduate Theses and Dissertations, Iowa State University, 2009
- [15] LINDR, D. Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích. Liberec, 2011. 141 s. Dizertační práce. Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií, Ústav mechatroniky a technické informatiky. Vedoucí práce doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.
- [16] MÁČALÍK, T. Analýza chování servopohonů u systému CNC firmy Siemens, Zlín, 2010. Diplomová práce. Univerzita Tomáše Bati. Fakulta aplikované informatiky. Vedoucí práce doc. Ing. František Hruška, Ph.D.

- [17] MAREK, J. Konstrukce CNC obráběcích strojů. MM Průmyslové spektrum, 2006, Vols. ISSN 1212-2572
- [18] MICRO-EPSILON, katalog Přehled výrobků [online], s. 8-9 [Y9760185-010096MLO]. Dostupný z WWW: http://www.micro-epsilon.cz/download/products/cat--Micro-Epsilon--produkty--cz.pdf>
- [19] NEBORÁK, I. Modelování a simulace regulovaných pohonů, TU Ostrava, 2000
- [20] PENG Z., YUANCHUN LI. Vibration control of flexible structure with multiple modes using input shaping, Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Changchun, China, August, 9-12, 2009
- [21] PISKAČ, L. *Elektrické pohony Principy a funkce*, Skriptum ZČU v Plzni, Plzeň, 2003
- [22] POPRAWE, R. Tailored light: Laser Application Technology [online]. Berlin: Springer, 2010. ISBN 978-364-2012-372. Dostupné z: http://link.springer.com/ chapter/ 10.1007%2F978-3-642-01237-2_19?LI=true
- [23] ROBERTSON M., KOZAK K., SINGHOSE W. Computational framework for digital input shapers using linear optimisation, IEEE Proceedings Control Theory Appl., Vol. 153, No. 3, May 2006
- [24] RUDOLECKÝ, M. Návrh a konstrukce pohonu posuvu vřeteníku stroje WHtec 100, Konference studentské tvůrčí činnosti, STČ 2016
- [25] RYDLO, P. Řízení elektrických střídavých pohonů, skripta TUL, Liberec, 2006
- [26] SINGER, N. C. Residual Vibration Reduction in Computer Controlled Machines, Dissertation Thesis, Department of Mechanical Engineering, S.B.M.E. Massachusetts Institute of Technology, 1989.
- [27] SINGHOSE W., CRAIN E., SEERING W. Convolved and simultaneous two-mode input shapers, IEEE Proceedings Control Theory Appl., vol. 144, No. 6, November, 1997
- [28] SKALICKÝ, J. Elektrické servopohony, skriptum VUT FEKT, 1999
- [29] SOUČEK, P. Servomechanismy ve výrobních strojích. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, 210 s. ISBN 80-010-2902-6
- [30] TUTTLE T., SEERING W. A Zero-placement Technique for Designing Shaped Inputs to Suppress Multiple mode Vibration, Proc. of the American Control Conference, Baltimore, Meryland, June, 1994
- [31] VITTEK, J. Dods, S. J. *Riadenie elektrických pohonov s vnútenou dynamikou*, Žilinská univerzita v Žilině, 2003
- [32] VITTEK, J. Vybrané metódy riadenia elektrických pohonov v prostředí Matlab-Simulink, Trenčianská univerzita Alexandra Dubčeka v Trenčíně, 2004
- [33] ZHEN SUI, MENG GUO, HONGQI LIU, YANTAO TIAN. *Modeling and simulation analysis of NC camshaft grinding system*, Second International Conference on Digital Manufacturing & Automation, 2011

Přehled publikovaných prací

- [34] CRHÁK, V. Measuring of radial cams contours, conference IFToMM 2012, Advances in Mechanisms Design, Mechanisms and Machine Science, Volume 8. ISBN 978-94-007-5124-8. Springer Science+Business Media Dordrecht, 2012, p. 97
- [35] CRHÁK, V. Program ovládacího panelu pro tkací stav, 2009, Obor: R Software. Identifikační kód: RIV/46709002:____/09:#0000278
- [36] CRHÁK, V. The Problematic of the Production Accuracy of Radial Cams, conference ECMS 2011, ISBN: 978-1-61284-395-7
- [37] CRHÁK, V. VÚTS, a.s. Závěrečná zpráva projektu FR-TI1/594 Výzkum sofistikovaných metod návrhu a vývoje jednoúčelových strojů, komponent a periferií výrobních strojů: VI.1 Operace technologických procesů vhodné k aplikaci dotykových inspekčních systémů, VI.2 Realizace dotykových a bezdotykových inspekčních systémů na funkčních modelech. 2013
- [38] CRHÁK, V.; JIRÁSKO, P. The control system of a cam grinding machine in connection with Yaskawa's electronic cams, conference MECHATRONICS 2011, ISBN: 978-3-642-23243-5
- [39] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V. 3-osý řídicí systém obráběcích jednotek s HW Yaskawa, 2010, Obor: G/B – Funkční vzorek. Identifikační kód: RIV/46709002: /10:#0000284
- [40] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V. Software dimenzování elektrických pohonů výrobních strojů, 2013, Obor: R – Software. Identifikační kód: RIV/46709002:_____ /13:#0000592
- [41] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; BUREŠ P. Elektronická vačka Yaskawa, 2010, Obor: G/A – Prototyp. Identifikační kód: RIV/46709002:____/10:#0000286
- [42] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; BUREŠ P. Systém přetáčení vřetenového bubnu obráběcího stroje řady TMZ 626, 2010, Obor: G/A – Prototyp. Identifikační kód: RIV/46709002:____/10:#0000281
- [43] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; BUREŠ P. Testovací stand přímého lineárního, přímého rotačního a rotačního servopohonu Yaskawa řízeného pomocí kontroléru řady MP3000, 2014, Obor: G/B – Funkční vzorek. Identifikační kód: RIV/46709002:____-/14:#0000740
- [44] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; BUREŠ P.; BUŠEK M.; KULICHOVÁ, Š., TOMÁŠ, J. Bruska radiálních vaček BRV-300 CNC, 2012, Obor: G/A Prototyp. Identifikační kód: RIV/46709002:____/12:#0000509
- [45] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; BUREŠ P.; BUŠEK M.; LEINHAUPEL R. Dynamický stand pro výzkum vlastností elektronických vaček, 2010, Obor: G/A – Prototyp. Identifikační kód: RIV/46709002:____/10:#0000287
- [46] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; BUREŠ, P. The conception of the control system of radial cam grinder, conference IFToMM 2012, Advances in Mechanisms Design, Mechanisms and Machine Science, Volume 8. ISBN 978-94-007-5124-8. Springer Science+Business Media Dordrecht, 2012, p. 495

- [47] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; VÁCLAVÍK, M. Dimensioning the NC axes of a radial cam grinding machine, 2013, Obor: R – Software. Identifikační kód: RIV/46709002:____/14:#0000739
- [48] JIRÁSKO, P.; CRHÁK, V.; VÁCLAVÍK, M. Dimensioning the NC axes of a radial cam grinding machine, 2014, Obor: D - Článek ve sborníku. Identifikační kód: RIV/46709002:____/14:#0000739
- [49] JIRÁSKO, P.; STEJSKAL J., CRHÁK, V. Bruska vaček, 2010, Obor: G/B Funkční vzorek. Identifikační kód: RIV/46709002: ____/10:#0000289

Příloha A - Výpis programu broušení (motion program)

```
abs;
MB10001B=1; "start mazání osy C, V
tim t300;
"_____
" deklarace interních proměnných
" ---> NASTROJE
dw0 = 0;" cislo nastroje (pro potreby HMI)
dw1 = 0;" pocet objezdu nastrojem (pocet cyklu stejnym
nastrojem)
df2 = 0;" uber materialu nastrojem pri jednom objezdu
dw4 = 0;" cislo (typ) orovnani prirazeneho danemu nastroji
df5 = 0;" polomer nastroje (korekce)
dw7 = 0;" ... neobsazeno
dw8 = 0;" pocitadlo objezdu konkretniho nastroje Ti
dw9 = 0;" pocitadlo nastroju Ti;
dl90= 0;" otacky nastroje;
dl92= 0;" posuv zadany z HMI
dl94= 0;" posuvpri obrabeni;
" ---> OROVNANI
dw10 = 0;" cislo orovnani (pro potreby HMI)
dw11 = 0;" pocet zdvihu
df12 = 0;" uber zdvihu
df14 = 0;" posuv pri orovnani
dw19 = 0;" pocitadlo zdvihu v cyklu orovnani
df20 = 0;" poloha osy V;
dw22 = 0; " otáčky nástroje
" ---> OSTATNI
dw50 = 0; " pocitadlo poctu bodu
df30 = 0;" polarni souradnice kontury ---> uhel
df32 = 0;" polarni souradnice kontury ---> pruvodic
df34 = 0;" uhel normaly (pro konturu a ekvidistanty je stejny)
df36 = 0;" polarni souradnice ekvidistanty ---> uhel
df38 = 0;" polarni souradnice ekvidistanty ---> pruvodic
df40 = 0;" souradnice ekvidistanty X
df42 = 0;" souradnice ekvidistanty Y
df44 = 0; " parametr ekvidistanty ( v knize -> C )
df46 = mf6116;" pridavek
"pomocne promenne ve vzorcich pro ekvidistantu
df60 = 0;
df62 = 0;
"index vypocetnich dat vacky
i = 0;
"vychozi body dotyku nastroj - kontura
ML44 = 0;
ML46 = 0;
"(CYKLUS 1, POCET NASTROJU;
dw9= 1;"pocitadlo nastroju, start nastrojem c. 1, nastroje
T1..Ti
WHILEdw9 <= mw6118; "pocet jiz pouzitych nastroju <= zadany pocet
nastroju
```

"definice aktualniho nastroje (max. 5 nastroju)

IF dw9==1; IF dw9==4; IF dw4==2;dw0=mw10160;"cislo dw0=mw10190; dw10=mw10370; nastroje dw1=mw10191; dw11=mw10371; dw1=mw10161;"pocet df2=mf10192; df12=mf10372; df14=mf10374; objezdu dw4=mw10194; df2=mf10162;"uber dl90=mw10199; dw22=mw10379; materialu dl92=ml10197; IEND; IF dw4==3; dw4=mw10164;"orovnani IEND; dl90=mw10169;"otacky IF dw9==5; dw10=mw10380; dw0=mw10200; dw11=mw10381; vretene d192=m110167;"posuv dw1=mw10201; df12=mf10382; IEND; df2=mf10202; df14=mf10384; IF dw9==2; dw4=mw10204; dw22=mw10389; dw0=mw10170; d190=mw10209; IEND; dw1=mw10171; dl92=ml10207; IF dw4==4;df2=mf10172; dw10=mw10390; IEND; OW8191=d190; dw4=mw10174; dw11=mw10391; "otacky brousiciho dl90=mw10179; df12=mf10392; dl92=ml10177; vretene df14=mf10394; "prirazeni orovnani dw22=mw10399; IEND; IF dw9==3; k danemu IEND; nastroji (max. 5 IF dw4==5; dw0=mw10180; dw1=mw10181; typů orovnání) dw10=mw10400; IF dw4==1; df2=mf10182; dw11=mw10401; dw4=mw10184; dw10=mw10360; df12=mf10402; dw11=mw10361; df14=mf10404; dl90=mw10189; dl92=ml10187; df12=mf10362; dw22=mw10409; IEND; df14=mf10364; IEND; dw22=mw10369; IEND; "msee MPS005; "volani podprogramu Orovnani mw6108 = dw0;"aktualni cislo nastroje pro zobrazeni v HMI dw8 = 1;"pocitadlo objezdu danym nastrojem df5 = (mf10165/2.0);"R br. kotouce; "NAJEZD "volani podprogramu Spindle Lead ON msee MPS003; "prvni bod pro PFORK-EKVIDIS, souvisi snajezdem d172 = ML44; "ziskana hodnota z Najezdu "ziskana hodnota z Najezdu d182 = ML46;"(CYKLUS 1.1, POCET OBJEZDU WHILE dw8 <= dw1; "pocet provedenych objezdu <= pocet zadanych objezdu mw6106 = dw8;"zobrazeni aktualniho cisla objezdu "zustatek pridavku na brouseni po uberu df46=df46-df2; objezdem df44=df46+df5; "parametr ekvidistanty = zustatek k brouseni + R br.kotouce i=0; "index vypocetniho bodudw50=0;" pocitadlo poctu vypocetnich bodu "(CYKLUS 1.1.1, OBJEZD PO BODECH

```
WHILE dw50 <= mw40000;
                          "pocet provedenych bodu < = pocet
nastavenych bodu vypoctu
mf52 = i;
                          "ulozeni indexu 'i'
PFORK VYPOCET EKVIDIS;
                          "Paralelni razeni
                          "vypocet polohy stredu nastroje
 VYPOCET:
"Kontura
 df30 = mf40002i;
                          "uhel
                         "pruvodic
 df32 = mf44002i;
                         "uhel normaly
 df34 = mf48002i;
 " Stred brusneho kotouce v polarnich souradnicich
 df60 = ((df44) * (sin(df34))) / ((df32) + ((df44) * (cos(df34))));
 df36 = (df30) + (atn(df60)); "Uhel
 df62 = ((df32)*(df32)) + (2*(df44)*(df32)*(\cos(df34))) +
((df44) * (df44));
 df38 = sqt(df62);
                              "Pruvodic
"Stred brusneho kotouce v souradnicich X, Y
 df40 = (df38) * (cos(df36)); "X
 df42 = (df38) * (sin(df36)); "Y
                               " [X] pro zobrazeni v HMI
 mf10506 = df40;
                              "[Y]
 mf10512 = df42;
 d172 = 1000 * df36;
                               "poloha natoceni osy C
                            "pozice osy V
 d182 = (-1000 * df38);
mf54 = df32; "aktualni r obrabene vacky, pro vypocet posuvu
"dl94 = sqt(df46*df32/180)*(df46*df32/180)+ ...
JOINTO CONTINUE;
EKVIDIS:
"linearni interpolace os C a V nastavenym posuvem;
FMX T3000000;
IAC T200;
IDC T200;
"dl72 a dl82 jsou brany z druhe paralelni vetve a o krok zpetne
(prvni bod pro interpolaci tedy musi byt urcen externe)
MVS[C]d172 [V]d182 Fd192;
JOINTO CONTINUE;
CONTINUE: PJOINT;
dw50 = dw50 + 1;
                               "pocitadlo poctu provedenych bodu
i=i+2;
                               "posun na dalsi vypocetni bod
WEND;
"CYKLUS 1.1.1, OBJEZD PO BODECH);
dw8 =dw8+1; "pocitadlo cyklu objezdu danym nastrojem
WEND;
"CYKLUS 1.1, POCET OBJEZDU)
"VYJEZD
msee MPS004;
                               "volani podprogramu Spindle Lead
OFF
 dw9 = dw9 + 1;
                               "dalsi nastroj
 tim T200;
WEND;
"CYKLUS 1, POCET NASTROJU)
MB10001B=0; "stop mazání osy C, V
end;
```

Příloha B - Identifikace parametrů osy V

Katalogové parametry motoru:

Туре	SGMGV-09D3A21	
Rated Output	0,85	kW
Rated Torque	5,39	N·m
Instantaneous Peak Torque	13,80	N·m
Rated Current	3,50	Arms
Instantaneous Max. Current	8,50	A _{rms}
Rated Speed	1500	min ⁻¹
Max. Speed	3000	min ⁻¹
Torque Constant	1,72	$N \cdot m \cdot A_{rms}^{-1}$
Rotor Moment of Inertia	13,90	$\times 10^{-4} kg \cdot m^2$
Rated Power Rate	20,90	kW·s⁻¹
Rated Angular Acceleration	3880	rad·s ⁻²
Applicable SERVOPACK	3R5D	SGDV

Tabulka B.1 Katalogové parametry motoru osy V



Obr. B.1 Závislost momentu motoru na otáčkách

Charakteristika *B* na Obr. B.1 značí oblast použití v přerušovaném chodu, s efektivním momentem zátěže menším, než jmenovitým.

Změřené a vypočtené parametry:

Všechny výpočty jsou zpracovány jen pro potřeby virtuální simulace. Nejsou tedy uvedeny tabulky několikanásobně měřených hodnot ani jejich vyhodnocení s chybami a odchylkami měření. Experimetnální měření parametrů je provedeno z důvodu absence těchto informací v katalogu výrobce motorů a také, pokud jsou parametry uvedeny, vylučuje jejich chybnou interpretaci. Z údajů výrobce motorů není vždy zcela zřejmé, zda jsou uvedeny fázové nebo sdružené hodnoty, případně maximální nebo efektivní a zda jsou platné pro ustálený chod při jmenovitém zatížení nebo pro klidový stav.

Pro získání parametrů potřebných do matematického modelu bylo provedeno měření činného odporu vinutí cívek statoru a impedance. Z celkové impedance lze podle níže

uvedených vztahů určit podélnou a příčnou indukčnost cívek L_d a L_q . Postup identifikace parametrů je popsán v [5].



Obr. B.2 Zapojení měřicích přístrojů

Odpor vinutí cívek byl změřen multimetrem *Fluke 287* mezi jednotlivými konci *U*, *V*, *W* podle Obr. B.2, a). Odpor vinutí dvou cívek shodně pro tři měření a po odečtení odporu přívodních kabelů: $R_{2s} = 3,5 \Omega$.

Impedance byla změřena *RLC můstkem Hameg HM8118* v zapojení pro měření impedance vinutí v ose d a v ose q podle Obr. B.2, b) a c).

Odpor vinutí dvou cívek R _{2s}	3,5	Ω
Impedance Z _{md}	1,38	kΩ
Fázový posun Φ_d	78,00	0
Měřicí napětí	1,00	V
Měřicí frekvence f _d	10,00	kHz
Impedance Z _{mq}	1,64	kΩ
Fázový posun Φ_q	79,30	0
Měřicí napětí U _q	1,00	V
Měřicí frekvence f _q	10,00	kHz

Hodnoty měření jsou uvedeny v tabulce (Tabulka B.2).

Tabulka B.2 Změřené parametry motoru

Výpočet indukčností:

Protože fáze *b* a *c* jsou spojeny, platí rovnost $u_{ac} = u_{ab}$ a lze odvodit:

$$u_d = \frac{2}{3}u_{ab} \tag{B.1}$$

Motor má statorová vinutí zapojena do hvězdy, platí tedy pro proudy jednotlivých fází rovnost:

$$i_d = i_a \tag{B.2}$$

Impedance statorového vinutí v ose *d*:

$$\boldsymbol{Z}_{d} = \frac{\boldsymbol{u}_{d}}{\boldsymbol{i}_{d}} \tag{B.3}$$

$$\boldsymbol{Z}_{d} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\boldsymbol{u}_{ab}}{\boldsymbol{i}_{a}} = \frac{2}{3} \boldsymbol{Z}_{m}$$
(B.4)

Protože měříme pouze velikosti napětí $|u_{ab}|$ a proudu $|i_a|$, známe velikost impedance Z_m , kterou lze zapsat jako:

$$|\mathbf{Z}_{m}| = \frac{u_{ab}}{i_{a}} = \sqrt{R^{2} + X_{L}^{2}} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}R_{s}\right)^{2} + X_{L}^{2}}$$
(B.5)

Pro *X*_{Ld} platí:

$$X_{Ld} = \frac{2}{3}X_L \tag{B.6}$$

Indukčnost *L*_d :

$$L_{d} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{|\boldsymbol{u}_{ab}|^{2}}{|\boldsymbol{i}_{a}|^{2}} - \left(\frac{3}{2}R_{s}\right)^{2}}$$
(B.7)

Pro \mathbb{Z}_q platí analogicky rovnice (B.3). Dosazením za u_q a i_q získáme rovnici:

$$\boldsymbol{Z}_q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\boldsymbol{u}_{ab}}{\boldsymbol{i}_a} = \frac{1}{2} \boldsymbol{Z}_m \tag{B.8}$$

Ze znalosti velikosti napětí $|u_{bc}|$ a proudu $|i_b|$ lze určit velikost impedance Z_m :

$$|\mathbf{Z}_{m}| = \frac{u_{bc}}{i_{b}} = \sqrt{R^{2} + X_{L}^{2}} = \sqrt{(2R_{s})^{2} + X_{L}^{2}}$$
(B.9)

Indukčnost *L*_q:

$$L_q = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{|\boldsymbol{u}_{bc}|^2}{|\boldsymbol{i}_b|^2} - (2R_s)^2}$$
(B.10)

Výsledné vztahy pro indukčnosti L_d a L_q :

$$L_{d} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2\pi f} \sqrt{Z_{md}^{2} - \left(\frac{3}{2}R_{s}\right)^{2}}$$
(B.11)

$$L_q = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\pi f} \sqrt{Z_{mq}^2 - (2R_s)^2}$$
(B.12)

Po dosazení:

$$L_{d} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{62832} \sqrt{1380^{2} - \left(\frac{3}{2}1,75\right)^{2}} = 0.014642 H$$
$$L_{q} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{62832} \sqrt{1640^{2} - (1,75)^{2}} = 0.013050 H$$

Měření a výpočet napěťové konstanty K_e:

Napěťová konstanta je určována měřením indukovaného elektrického napětí na svorkách odpojeného synchronního motoru při nuceném otáčení hřídele rotoru danou rychlostí. Voltmetr je zapojen podle Obr. B.2, a). Motor byl roztočen pomocí jiného servomotoru, který byl nastaven v rychlostním režimu na rychlost otáčení *200..1000 min⁻¹*. Na Obr. B.3. je vidět, že závislost indukovaného napětí na otáčkách je lineární.



Obr. B.3 Graf závislosti indukovaného napětí na otáčkách

Napěťová konstanta byla určena podle vztahu:

$$K_e = \frac{U_i}{n} \tag{B.13}$$

$$K_e = \frac{104}{1000} = 0,104 \, V \cdot min^{-1} = 1,04 \, V \cdot s \cdot rad^{-1} \tag{B.14}$$

kde U_i je napětí indukované na svorkách U a V statorového vinutí a n je počet otáček hřídele motoru.

Hmotnosti pohybujících se hmot:

Celková hmotnost pohybujících se částí osy V se skládá z hmotnosti suportu M_s lineární osy *Schneeberger UCT 15* na které je vodorovně připevněna deska podkládající motor osy C.

K této desce je připevněn odlitek s přírubou, do něhož je vsazen přímý pohon osy *C*. Zbývající hmotu tvoří držáky krytování. Hmotnosti a tření ostatních částí, tvořené pružnými kryty vnitřního prostoru s proměnlivou délkou a lineárního vedení jsou vzhledem k ostatní hmotě v matematickém modelu zanedbány.

Celková hmotnost suportu lin. vedení	14,9	kg
Deska na suportu	10,5	kg
Odlitek pro motor	47,8	kg
Příruba odlitku	7,0	kg
Motor SGMCS-17D3C11	22,0	kg
Držáky krytování	3,8	kg
CELKOVÁ HMOTNOST m	106	kg

Tabulka B.3 Pohybující se hmota osy V

Momenty setrvačnosti:

Rotor motoru osy V, J_m	139,0	$\cdot 10^{-5} kg \cdot m^2$
Spojka rotoru a šroubu lin. vedení, J_s	19,08	$\cdot 10^{-5} kg \cdot m^2$
Šroub lineárního vedení, J_l	9,00	$\cdot 10^{-5} kg \cdot m^2$

Tabulka B.4	Momenty	setrvačných	sil osy V

Hodnota setrvačnosti šroubu lineárního vedení byla vypočtena z poloměru 6 mm a odhadu délky 730 mm i hmotnosti 1,8 kg. Stoupání lineárního šroubu h je 5 mm na otáčku $(79,58\cdot10^{-5} \text{ m}\cdot\text{rad}^{-1})$. Hmotnost spojky je 0,563 kg.

Stanovení redukovaného momentu setrvačnosti na hřídel motoru:

Moment setrvačnosti zátěže Jz:

$$J_z = J_s + J_l + m \cdot h^2 \tag{B.15}$$

$$J_{red} = J_m + J_z = J_m + (J_s + J_l + m \cdot h^2)$$
(B.16)

$$J_{red} = 139 \cdot 10^{-5} + (19.08 \cdot 10^{-5} + 9 \cdot 10^{-5} + 106 \cdot (79,58 \cdot 10^{-5})^2)$$

$$J_{red} = 139 \cdot 10^{-5} + 34,8 \cdot 10^{-5}$$

$$J_{red} = 173,38 \cdot 10^{-5} \ kg \cdot m^2$$

(B.17)

Na Obr. B.4 [24] je zobrazen pohon a složení osy *V*. Servomotor je přírubou pevně spojený s rámem a má hřídel napřímo spojenou s kuličkovým šroubem prostřednictvím spojky. Klopné momenty a radiální síly jsou zachyceny lineárním vedením. Šroub je pomocí ložisek uložen v rámu a kuličková matice je pevně spojena s pohyblivou hmotou.



Obr. B.4 Nákres osy V

MOTOR			
Odpor vinutí jedné cívky <i>R</i> _s	1,75	Ω	
Indukčnost <i>L</i> _d	0,014642	Н	
Indukčnost L_q	0,013050	Н	
Napěťová konstanta <i>K</i> e	1,04	$V \cdot s \cdot rad^{-1}$	
Momentová konstanta <i>K</i> _m	1,72	$N \cdot m \cdot A_{rms}^{-1}$	
Moment setrvačnosti rotoru J_m	139,0	$\cdot 10^{-5} kg \cdot m^2$	
Počet pólových dvojic	10	-	
ZÁTĚŽ			
Moment setrvačnosti zátěže	34,8	$\cdot 10^{-5} kg \cdot m^2$	
REGULACE			
Konstanta zesílení reg. proudu K _i	25	Hz	
Konstanta integrační reg. proudu <i>T_i</i>	0,003	S	
Konstanta zesílení reg. rychlosti Ks	40	Hz	
Konstanta integrační reg. rychlosti T_s	20	ms	
Konstanta zesílení reg. polohy K_p	40	s ⁻¹	

Tabulka B.5 Vstupní parametry pro matematický model soustavy osy V

Časové integrační konstanty a konstanty zesílení rychlostního a polohového regulátoru je třeba nejprve správně definovat podle použití ve struktuře konkrétního regulačního systému. V reálné struktuře pohonu mají parametry různé jednotky a mohou být navíc vztaženy k jiným parametrům a definovány jako procentuální poměr. Konkrétní situaci je třeba zjistit z dokumentace k řídicímu systému nebo experimentálně. Pro odpovídající odezvu modelu je třeba provést patřičné korekce konstant. Nastavení konstant podle tuhosti regulace od výrobce pro pohon osy *V*, je uvedeno v tabulce (Tabulka B.6.)
Rigidity Setting Fn001	Position Loop Gain [S ⁻¹] Pn102	Speed Loop Gain [Hz] Pn100	Speed Loop Integral Time Constant [0.01ms] Pn101	Torque Reference Filter Time Constant [0.01ms] Pn401
4	40	40	2000	100

Tabulka B.6 Stupeň tuhosti regulace č. 4 podle výrobce

Poslední parametr v tabulce *Pn401* je součástí filtrace v proudové regulační smyčce. Tato filtrace obsahuje uvedený parametr, coby zpožďovací člen 1. řádu. Další zpožďovací člen 2. řádu a dvě pásmové zádrže (*notch filtr*) mají celkově vliv na potlačení vibrací. Čím je hodnota parametru *Pn401* nižší, tím je rychlejší odezva smyčky.

Na Obr. B.5 je simulační model pohonu s vektorovým řízením v simulaci požadovaných otáček. Výsledky simulace jsou na Obr. B.6.



Obr. B.5 Simulace vektorového řízení SMPM, skok otáček



Obr. B.6 Průběhy sledovaných veličin v simulačním modelu, skok otáček

Příloha C - Výpis programu Kalmanova filtru

%Estimace zdvihu vacky plot(s-t); clear all; ylabel('d xhat=[1;0]; P=[1 0; 0 1];T=0.0001; A=[1 T;0 1]; $C = [1 \ 0];$ B=[T;1]; D=0; sigma=0.10; Q=sigma*[0 0;0 1]; R=0.05^2; U=0.00;grid on hold on load Data meas.txt s=Data meas; load Data true.txt t=Data true; figure axes ('PlotBoxAspectRatio', [2 1 1], 'fontsize',11) plot(s,'b','linewidth',2) ylabel('r K [mm]', 'fontsize', 11); xlabel('i [-]','fontsize',11); title ({'r K = f(i)','změřený profil vačky, (0..360°)'},'fontsize',11) %Vystup KF axis([0 500 75 105]); grid on end; figure axes ('PlotBoxAspectRatio', [2 1 1], 'fontsize',11) filtrem',3) grid on

[mm]', 'fontsize', 11); xlabel('i [-]','fontsize',11); title ({' ', 'd = f (i)', 'rozdíl změřeného a požadovaného profilu vačky, (0..360°)'},'fontsize',11) axis([0 500 0.005 0.0401]); for i=1:494; %Vypocet predikce xhat=A*xhat+B*U; P=A*P*A'+Q;%Vypocet Kalman gain K=P*C'/(C*P*C'+R);%Vypocet resid meas=s(i)-t(i);resid=meas-C*xhat; %Vypocet inovace xhat=xhat+K*resid; P=(eye(size(K,1))-K*C)*P; x1(i)=xhat(1); x2(i)=meas; plot (x1,'r','linewidth',2) legend('bez filtru','s

Příloha D - Dimenzování pohonů – vztahy

Tečná obráběcí síla F[N] a její rozklad do pravoúhlých složek reakcí os C a V:

$$M_k = F \frac{d}{2} \tag{D.1}$$

$$F = \frac{2M_k}{(\frac{d}{1000})} = 2000 \frac{M_k}{d}; \quad [N] = [Nm, mm]$$
(D.2)

Úhly α [°] a $\Delta \varphi$ [°]:

$$\propto = \operatorname{arctg} \frac{dr}{r \, d\varphi} ; \frac{dr}{d\varphi} = r'$$
 (D.3)

$$\propto = \operatorname{arctg} \frac{r'}{r}; [rad] = [mm \cdot rad^{-1}, mm]$$
(D.4)

$$\Delta \varphi = \operatorname{arctg} \frac{c \sin \alpha}{r + c \cos \alpha} \tag{D.5}$$

kde

$$c = \mp \frac{d}{2} \tag{D.6}$$

Tečná obráběcí síla F[N] se rozloží do složek F_C (osa C, resp. \overline{Y}) a F_V (osa V, resp. \overline{X}).

Obecně platí:

$$F_C = F \cos(\alpha \mp \Delta \varphi); \quad F_V = F \sin(\alpha \mp \Delta \varphi)$$
 (D.7)

Smysl (Signum) sil F_c a F_v je v závislosti na 1. derivaci $r' [mm \cdot rad^{-1}]$, rotaci nástroje (plus/minus) a obráběné kontuře (vnější/vnitřní). O tom rozhoduje poloha obráběcí síly F[N] v příslušném kvadrantu, který je vymezen bodem A (bod dotyku nástroje s konturou vačky) a okamžitými pravoúhlými nositelkami sil F_c a F_v .

Poloha síly F[N] je následující:

Sign r' = 1

Kvadrant	Rotace PLUS	Rotace MINUS
Dráha vnitřní	1	3
Dráha vnější	3	1

Sign r' = -1

Kvadrant	Rotace PLUS	Rotace MINUS
Dráha vnitřní	2	4
Dráha vnější	3	2

Logika přidělení smyslu (Signum) složek sil F_C a F_V je na Obr. D.1.

```
… Parametr=1 … Kontura VNĚJŠÍ / Rotace nástroje PLUS
… Parametr=2 … Kontura VNĚJŠÍ / Rotace nástroje MINUS
… Parametr=3 … Kontura VNITŘNÍ / Rotace nástroje PLUS
  ... Parametr=4 ... Kontura UNITŘNÍ / Rotace nástroje NINUS
'Tečná síla leží v 1.kvadrantu AND Sign(1.der.) = 1
If (Parametr = 3 Or Parametr = 2) And Derivace1 >= 0 Then
  TecnaSilaX = TecnaSila * Sin(Alfa * Z_DegNaRad)
  TecnaSilaY = TecnaSila * Cos(Alfa * Z_DegNaRad)
End If
'Tečná síla leží ve 2.kvadrantu AND Sign(1.der.) = -1
If (Parametr = 3 Or Parametr = 2) And Derivace1 < 0 Then
  TecnaSilaX = TecnaSila * Sin(Alfa * Z_DegNaRad)
  TecnaSilaY = TecnaSila * Cos(Alfa * Z DegNaRad)
End If
'Tečná síla leží ve 3.kvadrantu AND Sign(1.der.) = 1
If (Parametr = 4 Or Parametr = 1) And Derivace1 >= 0 Then
  TecnaSilaX = -TecnaSila * Sin(Alfa * Z_DegNaRad)
  TecnaSilaY = -TecnaSila * Cos(Alfa * Z_DegNaRad)
End If
'Tečná síla leží ve 4.kvadrantu AHD Sign(1.der.) = -1
If (Parametr = 4 Or Parametr = 1) And Derivace1 < 0 Then
  TecnaSilaX = -TecnaSila * Sin(Alfa * Z_DegNaRad)
  TecnaSilaY = -TecnaSila * Cos(Alfa * Z_DegNaRad)
End If
```

Obr. D.1 Zdrojový kód v prostředí Visual Basic

Dynamika osy C

Základní technologickou podmínkou broušení radiálních vaček je konstantní posuv nástroje $f[mm \cdot min^{-1}]$ po kontuře vačky, který je tečnou rychlostí. Z posuvu $f[mm \cdot min^{-1}]$ se stanoví okamžité otáčky $\omega_C [rad \cdot s^{-1}]$, resp. $n_C [min^{-1}]$ na daném průvodiči kontury r [mm]. V běžně zadávaných jednotkách platí:

$$f\cos\alpha \sim \omega_C r \tag{D.8}$$

$$\frac{f\cos\alpha}{1000.60} = \omega_C \frac{r}{1000} \Rightarrow \omega_C = \left(\frac{1}{60}\right) \frac{f\cos\alpha}{r};$$
(D.9)

$$[rad \cdot s^{-1}] = [mm \cdot min^{-1}, mm]$$

Po dosazení

$$\omega_{c} = \left(\frac{1}{60}\right) \frac{f}{r} \cos\left(\operatorname{arctg} \frac{r'}{r}\right); \tag{D.10}$$

$$[rad \cdot s^{-1}] = [mm \cdot min^{-1}, mm \cdot rad^{-1}, mm]$$

$$n_{\mathcal{C}} = \left(\frac{30}{\pi}\right)\omega_{\mathcal{C}}; [min^{-1}] = [rad \cdot s^{-1}]$$
(D.11)

Okamžité úhlové zrychlení $\varepsilon_C \ [rad \cdot s^{-2}]$:

$$\varepsilon_C = \frac{d\omega_C}{dt} = -\left(\frac{1}{60}\right)\frac{f}{r}\sin\alpha \ \frac{d\alpha}{dt}$$
 (D.12)

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\alpha}{d\varphi} \frac{d\varphi}{dt}; \frac{d\varphi}{dt} = \omega_C; \tag{D.13}$$

 ω_{c} – okamžitá úhlová rychlost na souřadnici $C \frac{d\alpha}{d\varphi}$ je:

$$\frac{d\alpha}{d\varphi} = \frac{1}{1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2} \frac{r''}{r}$$
(D.14)

Po dosazení:

$$\varepsilon_{C} = -\left(\frac{1}{60}\right) \frac{f}{r} \sin \alpha \frac{\omega_{C}}{1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^{2}} \frac{r''}{r};$$

$$[rad \cdot s^{-2}] = [mm \cdot min^{-1}, mm \cdot rad^{-1}, mm \cdot rad^{-2}, rad \cdot s^{-1}, mm]$$
(D.15)

Hnací moment M_C na souřadnici C:

$$M_{C} = (J_{Obr} + J_{Csuma})\varepsilon_{C} + \left(\frac{1}{1000}\right)F_{C}r\cos\Delta\varphi;$$

$$[Nm] = [kg \cdot m^{2}, rad \cdot s^{-2}, N, mm, ^{\circ}]$$
(D.16)

Hnací moment na vstupu do převodovky $M_{P\check{r}eC}$:

$$M_{P\check{r}eC} = \frac{M_C}{i_{P\check{r}eC}} + J_{P\check{r}eC}\varepsilon_C i_{P\check{r}eC} + M_{ZtrP\check{r}eC};$$

$$[Nm] = [Nm, < 1, kg \cdot m^2, rad \cdot s^{-2}, N]$$
(D.17)

Hnací moment servomotoru M_{SerC}:

Hnací moment servomotoru je nutno odlišovat od hnacího momentu využitelného na hřídeli servomotoru. Hnací moment M_{SerC} [Nm] se podílí na dynamice vlastního rotoru servomotoru.

$$M_{SerC} = M_{P\check{r}eC} + J_{SerC} \varepsilon_C i_{P\check{r}eC};$$

$$[Nm] = [Nm, < 1, kg \cdot m^2, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.18)

Po dosazení a po úpravě dostáváme obecný vztah:

$$M_{SerC} = \left(\frac{J_{Obr} + J_{Csuma}}{i_{P\check{r}eC}^2} + J_{P\check{r}eC} + J_{SerC}\right) \varepsilon_C i_{P\check{r}eC} + \frac{F_C r \cos\Delta\varphi}{1000 i_{P\check{r}eC}} + M_{ZtrP\check{r}eC}$$
(D.19)
$$[Nm] = [kg \cdot m^2, < 1, rad \cdot s^{-2}, N, mm, \circ, N \cdot m]$$

Zkrut převodovky γ [°]:

Katalogovou hodnotou je $c_{P\check{r}eC}$ [$Nm \cdot arcmin^{-1}$].

$$c = \left(\frac{180.60}{\pi}\right) c_{P\check{r}eC}; [Nm \cdot rad^{-1}] = [Nm \cdot arcmin^{-1}]$$
(D.20)

Pak platí:

$$\gamma = \frac{M_{P\check{r}eC}}{c}; [rad] = [Nm, Nm \cdot rad^{-1}]$$
(D.21)

$$\gamma = \frac{M_{P\check{r}eC}}{c_{P\check{r}eC}} \left(\frac{\pi}{180.60} \frac{180}{\pi}\right) = \left(\frac{1}{60}\right) \frac{M_{P\check{r}eC}}{c_{P\check{r}eC}};$$

$$[deg] = [Nm, Nm \cdot arcmin^{-1}]$$
(D.22)

Dynamika osy V

Rychlost $v_V [m \cdot s^{-1}]$:

A)

Základní technologickou podmínkou broušení radiálních vaček je konstantní posuv nástroje $f [mm \cdot min^{-1}]$ po kontuře vačky, který je tečnou rychlostí. Z posuvu se stanoví okamžitá rychlost $v_V [m \cdot s^{-1}]$, resp. $n_C [min^{-1}]$ na daném průvodiči kontury r [mm].

V běžně zadávaných jednotkách platí: $v_V \sim f \cdot \sin \alpha$.

$$v_V = \left(\frac{1}{60.1000}\right) f \cdot \sin \alpha; [m \cdot s^{-1}] = [mm \cdot min^{-1}]$$
(D.23)

B)

Koncepce mechanického systému obrábění radiální vačky s rotační osou C, která je unášena posuvným pohybem osy V kinematicky odpovídá základnímu vačkovému mechanismu radiální vačky s centrickým zvedákem a kladkou. V tomto jediném případě polární souřadnice teoretického profilu vačky (dráha středu rolny) jsou současně zdvihovou závislostí posuvného pohybu zvedáku v závislosti na pootočení vačky.

Pro rychlost v_V platí:

$$v_V = \left(\frac{1}{1000}\right) r'\omega_C; [m \cdot s^{-1}] = [mm, rad \cdot s^{-1}]$$
(D.24)

Zrychlení $a_V[m \cdot s^{-2}]$:

A)

Pak platí:

$$a_V = \frac{dv_V}{dt} = \left(\frac{1}{60.1000}\right) f \cdot \cos \alpha \ \frac{d\alpha}{dt} \tag{D.25}$$

Zrychlení a_V je:

$$a_V = \left(\frac{1}{60.\ 1000}\right) f \cdot \cos \alpha \ \frac{\omega_C}{1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2} \frac{r''}{r}; \tag{D.26}$$

$$[m \cdot s^{-2}] = [mm \cdot min^{-1}, mm \cdot rad^{-1}, mm \cdot rad^{-2}, rad \cdot s^{-1}, mm]$$

B)

$$v_V = r'\omega_C \tag{D.27}$$

$$a_V = \frac{dv_V}{dt} = \frac{d(r'\omega_C)}{dt} = \frac{dr'}{d\varphi}\frac{d\varphi}{dt}\omega + r'\frac{d\omega_C}{dt}$$
(D.28)

$$a_{V} = \left(\frac{1}{1000}\right) (r''\omega_{c}^{2} + r'\varepsilon_{c});$$

$$[m \cdot s^{-2}] = [mm \cdot rad^{-2}, rad \cdot s^{-1}, mm \cdot rad^{-1}, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.29)

Hnací síla F_{Vsuma} [N] na souřadnici V:

$$F_{Vsuma} = m_V a_V + F_V; [N] = [kg, m \cdot s^{-2}, N]$$
(D.30)

Kde

$$m_V = m_{Obr} + m_{Csuma} + m_{Vsuma} \tag{D.31}$$

Hnací moment $M_{\tilde{S}rV}$ [Nm] na vstupu kuličkového šroubu odvodíme z Obr. D.2. rozvinutého jednoho závitu (do tečné složky, odvozeno z nakloněné roviny).



Obr. D.2 Rozklad osové síly na kuličkovém šroubu do tečné složky

$$L_{1} = \pi D_{\tilde{S}rV}; [mm]$$

$$L_{2} = H_{\tilde{S}rV}; [mm \cdot ot^{-1}]$$

$$S = F_{Vsuma} \sin\beta \frac{1}{\cos\beta}$$

$$M_{\tilde{S}rV} = S \frac{D_{\tilde{S}rV}}{2} = F_{Vsuma} \tan\beta \frac{D_{\tilde{S}rV}}{2}$$

$$tan \beta = \frac{H_{\tilde{S}rV}}{\pi D_{\tilde{S}rV}}$$
(D.32)

Po dosazení:

$$M_{\check{S}rV} = \left(\frac{1}{2\pi .1000}\right) F_{Vsuma} H_{\check{S}rV}; [Nm] = [N, mm \cdot ot^{-1}]$$
(D.33)

Celkový hnací moment je:

$$M_{\check{S}rV} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 1000}\right) F_{Vsuma} H_{\check{S}rV} + M_{Ztr\check{S}rV} + J_{\check{S}rV} \varepsilon_{\check{S}rV};$$

[Nm] = [N, mm · ot⁻¹, Nm, kgm², rad · s⁻²] (D.34)

Úhlovou rychlost $\omega_{\tilde{s}rV}$ a úhlové zrychlení $\varepsilon_{\tilde{s}rV}$ odvodíme obecně z převodu na kuličkovém šroubu (vstupní natočení $\Delta \psi$, výstupní posunutí Δl).

$$\Delta l = h \Delta \psi; [m] = [m \cdot rad^{-1}, rad]$$
(D.35)

Derivacemi podle času získáme:

$$\frac{dl}{dt} = h \frac{d\psi}{dt} \implies v_V = h \,\omega_{\check{S}rV}; [m \cdot s^{-1}]$$

$$= [m \cdot rad^{-1}, rad \cdot s^{-1}]$$
(D.36)

$$\frac{dv_V}{dt} = h \frac{d\omega_{\tilde{S}rV}}{dt} \Rightarrow a_V = h \varepsilon_{\tilde{S}rV}; [m \cdot s^{-2}]$$

$$= [m \cdot rad^{-1}, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.37)

Mezi obvykle zadávanými jednotkami pro $H_{\check{S}rV}$ [$ot \cdot min^{-1}$] platí:

$$H_{\check{S}rV} K = h; [mm \cdot ot^{-1}] = [m \cdot rad^{-1}]$$
(D.38)

Kde pro konstantu K platí:

$$K = \frac{1}{2\pi .\ 1000}$$
(D.39)

Výsledkem je:

$$\omega_{\tilde{S}rV} = \frac{1}{K} \frac{v_V}{H_{\tilde{S}rV}}; \ [rad \cdot s^{-1}] = [mm \cdot ot^{-1}, m \cdot s^{-1}]$$
(D.40)

$$\varepsilon_{\check{S}rV} = \frac{1}{K} \frac{a_V}{H_{\check{S}rV}}; \ [rad \cdot s^{-2}] = [mm \cdot ot^{-1}, m \cdot s^{-2}]$$
(D.41)

Hnací moment $M_{P\check{r}eV}$ [Nm] na vstupu do převodovky:

$$M_{P\check{r}eV} = \frac{M_{\check{S}rV}}{i_{P\check{r}eV}} + M_{ZtrP\check{r}eV} + J_{P\check{r}eV}\varepsilon_{P\check{r}eV};$$
(D.42)

$$[Nm] = [Nm, < 1, kgm^{2}, rad \cdot s^{-2}]$$

$$M_{P\check{r}eV} = \frac{M_{\check{S}rV}}{i_{P\check{r}eV}} + M_{ZtrP\check{r}eV} + J_{P\check{r}eV} \varepsilon_{P\check{r}eV};$$
(D.43)

 $[Nm] = [Nm, <1, kgm^2, rad \cdot s^{-2}]$

Kde

$$\varepsilon_{P\check{r}eV} = \varepsilon_{\check{S}rV} \, i_{P\check{r}eV} \tag{D.44}$$

Hnací moment servomotoru M_{SerV} [Nm]:

Hnací moment servomotoru je nutno odlišovat od hnacího momentu využitelného na hřídeli servomotoru. Hnací moment M_{SerV} [Nm] se podílí na dynamice vlastního rotoru servomotoru.

$$M_{SerV} = M_{P\check{r}eV} + J_{SerV} \varepsilon_{P\check{r}eV}; \ [Nm] = [Nm, kgm^2, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.45)

Kde

$$\varepsilon_{P\check{r}eV} = \varepsilon_{\check{S}rV} i_{P\check{r}eV} \tag{D.46}$$

Po úpravě a dosazení: $\varepsilon_{SerV} = \varepsilon_{SrV} i_{PreV}$ dostáváme konečný vztah:

$$M_{SerV} = \left[\frac{m_V \left(\frac{H_{\check{S}rV}}{2\pi \cdot 1000}\right)^2}{i_{P\check{r}eV}^2} + \frac{J_{\check{S}rV}}{i_{P\check{r}eV}^2} + J_{P\check{r}eV}\right] \varepsilon_{SerV} + \frac{F_{Vsuma} \left(\frac{H_{\check{S}rV}}{2\pi \cdot 1000}\right)}{i_{P\check{r}eV}} + \frac{M_{Ztr\check{S}rV}}{i_{P\check{r}eV}} + M_{ZtrP\check{r}eV}$$
(D.47)

$$[Nm] = [kg, mm \cdot ot^{-1}, < 1, rad \cdot s^{-2}, kg \cdot m^2, N, Nm]$$

Zkrut kuličkového šroubu γ_1 [*rad*]:

A)

Deformace v krutu:

$$\Delta_A = \frac{M_k l}{G J_k}; \ [m] = [Nm, m, Pa, m^4]$$
(D.48)

Kde modul tuhosti v krutu je:

$$J_k = \frac{\pi D^4}{32}; \ [m^4] \tag{D.49}$$

a modul pružnosti ve smyku je:

$$G = 8,1.10^{10}; [Pa]$$
 (D.50)

V obvykle zadávaných jednotkách je zkrut:

$$\gamma_1 = \left(\frac{1}{1000}\right) \frac{M_{\check{S}rV} L_{\check{S}rV}}{G J_k}; \ [rad] = [Nm, mm, Pa, m^4]$$
(D.51)

Kde

$$J_k = \frac{\pi \left(\frac{D_{\check{S}rV}}{1000}\right)^4}{32}; \ [m^4] = [mm]$$
(D.52)

B)

Deformace v tahu/tlaku:

$$\Delta_B = \frac{F \, l}{E \, S}; \ [m] = [N, m, Pa, m^2] \tag{D.53}$$

Kde je průřez:

$$S = \frac{\pi D^2}{4}; \ [m^2]$$
 (D.54)

a modul pružnosti v tahu/tlaku:

$$E = 2, 1.10^{11}; [Pa]$$
 (D.55)

V obvykle zavedených jednotkách je deformace:

$$\Delta_B = \left(\frac{4 \cdot 1000}{\pi}\right) \frac{F_{Vsuma} L_{\check{S}rV}}{E D_{\check{S}rV}^2}; \ [m] = [N, mm, Pa]$$
(D.56)

Dále se přepočte délková deformace $\Delta_B[m]$ na zkrut $\gamma_2[rad]$. Podle převodu:

$$[mm \cdot ot^{-1}] \frac{1}{2\pi \cdot 1000} = [m \cdot rad^{-1}]$$
(D.57)

$$\frac{H_{\check{S}rV}}{2\pi \cdot 1000} = \frac{\Delta_B}{\gamma_2} \Rightarrow \gamma_2 = (2\pi \cdot 1000) \frac{\Delta_B}{H_{\check{S}rV}}; \ [rad] = [m, mm \cdot ot^{-1}]$$
(D.58)

Zkrut převodovky γ_3 [*rad*]:

Katalogovou hodnotou je $c_{P\check{r}eV}$ [$Nm \cdot arcmin^{-1}$].

$$c = \left(\frac{180 \cdot 60}{\pi}\right) c_{P\check{r}eV}; \ [Nm \cdot rad^{-1}] = [Nm \cdot arcmin^{-1}]$$
(D.59)

Pak platí:

$$\gamma_3 = \left(\frac{\pi}{180 \cdot 60}\right) \frac{M_{P\check{r}eV}}{c_{P\check{r}eV}}; [rad] = [Nm, Nm \cdot arcmin^{-1}]$$
(D.60)

Přepočet zkrutů γ_1 , γ_2 , γ_3 na polohovou chybu souřadnice $\Delta V \ [mm]$:

$$\gamma_V = \gamma_1 + \gamma_2 + \frac{\gamma_3}{i_{P\check{r}eV}}; \ [rad] = [rad, < 1]$$
 (D.61)

$$\Delta V = H_{\check{S}rV} \frac{1}{2\pi . 1000} \gamma_V \cdot 1000 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) H_{\check{S}rV} \gamma_V;$$

$$[mm] = [mm \cdot ot^{-1}, rad]$$
(D.62)

Variantně:

$$\Delta V = \left(\frac{1}{360}\right) H_{\check{S}rV} \gamma_V; \ [mm] = [mm \cdot ot^{-1}, deg] \tag{D.63}$$

Dynamika osy Z

Pohyb osy Z je nezávislý na interpolačních pohybech os C a V. Jde o technologický, resp. oscilační pohyb. V podstatě jde o realizaci zdvihové závislosti elektronické vačky, tedy:

$$z = z(\psi_M); \ [mm] \tag{D.64}$$

kde ψ_M [°]; $\psi_M \in \langle 0, 360 \rangle$; ψ_M je virtuální hřídel (*master*)

Rychlost $v_Z [m \cdot s^{-1}]$:

$$v_Z = \left(\frac{1}{1000}\right) z' \omega_M; \ [m \cdot s^{-1}] = [mm \cdot rad^{-1}, rad \cdot s^{-1}]$$
(D.65)

$$v_Z = \left(\frac{\pi}{30 \cdot 1000}\right) z' n_Z; \ [m \cdot s^{-1}] = [mm \cdot rad^{-1}, min^{-1}]$$
(D.66)

Rychlost v obvyklých jednotkách posuvu $f[mm \cdot min^{-1}]$ je násobena konstantou (60·1000).

Zrychlení $a_Z [m \cdot s^{-2}]$:

$$a_{Z} = \left(\frac{1}{1000}\right) z'' \omega_{M}^{2}; \ [m \cdot s^{-2}] = [mm \cdot rad^{-2}, rad \cdot s^{-1}]$$
(D.67)

$$a_Z = \left(\frac{\pi}{30 \cdot 1000}\right) z'' n_Z^2; \ [m \cdot s^{-2}] = [mm \cdot rad^{-2}, min^{-1}]$$
(D.68)

Další silové veličiny jsou analogické s osou V:

Hnací síla F_{Zsuma} [N] na souřadnici Z:

$$F_{Zsuma} = m_{Zsuma}a_{Z} + F_{Z}; \ [N] = [kg, m \cdot s^{-2}, N]$$
(D.69)

Hnací moment $M_{\tilde{s}rZ}$ [Nm] na vstupu kuličkového šroubu:

$$M_{\check{S}rZ} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 1000}\right) F_{Zsuma} H_{\check{S}rZ} + M_{Ztr\check{S}rZ} + J_{\check{S}rZ} \varepsilon_{\check{S}rZ};$$

$$[Nm] = [N, mm \cdot ot^{-1}, Nm, kg \cdot m^2, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.70)

$$\varepsilon_{\check{S}rZ} = (2\pi \cdot 1000) \frac{a_Z}{H_{\check{S}rV}}; \ [rad \cdot s^{-2}] = [mm \cdot ot^{-1}, m \cdot s^{-2}]$$
(D.71)

Hnací moment $M_{P\check{r}eZ}$ [Nm] na vstupu do převodovky:

$$M_{P\check{r}eZ} = \frac{M_{\check{S}rZ}}{i_{P\check{r}eZ}} + M_{ZtrP\check{r}eZ} + J_{P\check{r}eZ} \varepsilon_{P\check{r}eZ};$$

$$[Nm] = [Nm, < 1, kgm^{2}, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.72)

Kde

$$\varepsilon_{P\check{r}eZ} = \varepsilon_{\check{S}rZ} \, i_{P\check{r}eZ} \tag{D.73}$$

Hnací moment servomotoru M_{SerZ} [Nm]:

$$M_{SerZ} = M_{P\check{r}eZ} + J_{SerZ}\varepsilon_{P\check{r}eZ}; \ [Nm] = [Nm, kg \cdot m^2, rad \cdot s^{-2}]$$
(D.74)

Kde

$$M_{SerZ} = \left[\frac{m_{Zsuma} \left(\frac{H_{\check{S}rZ}}{2\pi \cdot 1000}\right)^2}{i_{P\check{r}eZ}^2} + \frac{J_{\check{S}rZ}}{i_{P\check{r}eZ}^2} + J_{P\check{r}eZ}\right] \varepsilon_{SerZ} + \frac{F_{Zsuma} \left(\frac{H_{\check{S}rZ}}{2\pi \cdot 1000}\right)}{i_{P\check{r}eZ}} + \frac{M_{Ztr\check{S}rZ}}{i_{P\check{r}eZ}} + M_{ZtrP\check{r}eZ}$$
(D.75)

$$[Nm] = [kg, mm \cdot ot^{-1}, < 1, rad \cdot s^{-2}, kg \cdot m^2, N, Nm]$$

Zkruty konstrukčních elementů osy Z se provedou analogicky:

$$\gamma_1 = \left(\frac{1}{1000}\right) \frac{M_{\check{S}rZ} \ L_{\check{S}rZ}}{G \ J_k}; \ [rad] = [Nm, mm, Pa, m^4]$$
(D.76)

$$\gamma_2 = (2\pi \cdot 1000) \frac{\Delta_B}{H_{\check{S}rZ}}; [rad] = [m, mm \cdot ot^{-1}]$$
 (D.77)

Kde

$$\Delta_B = \left(\frac{4 \cdot 1000}{\pi}\right) \frac{F_{Zsuma} L_{\check{S}rV}}{E D_{\check{S}rZ}^2}; \ [m] = [N, mm, Pa]$$
(D.78)

$$\gamma_3 = \left(\frac{\pi}{180 \cdot 60}\right) \frac{M_{P\check{r}eZ}}{c_{P\check{r}eZ}}; [rad] = [Nm, Nm \cdot arcmin^{-1}]$$
(D.79)

$$\gamma_Z = \gamma_1 + \gamma_2 + \frac{\gamma_3}{i_{P\check{r}eZ}}; \ [rad] = [rad, < 1]$$
 (D.80)

Pak polohová chyba ΔZ na souřadnici **Z** je:

$$\Delta Z = \left(\frac{1}{2\pi}\right) H_{\check{S}rZ} \gamma_Z; \ [mm] = [mm \cdot ot^{-1}, rad]$$
(D.81)

Variantně:

$$\Delta Z = \left(\frac{1}{360}\right) H_{\check{S}rZ} \gamma_Z; \ [mm] = [mm \cdot ot^{-1}, deg] \tag{D.82}$$

Příloha E - Prospekt BRV-300 CNC



VÚTS, a.s. Svárovská 619 Liberec 11 460 01 Česká republika

VISION UNLIMITED



+420 485 301 111 Tel.: +420 485 302 402 Fax: E-mail: vuts@vuts.cz Web: www.vuts.cz

Bruska radiálních vaček je postavena na špičkových komponentech renomovaných firem (Yaskawa, Schneeberger, GMN). Brousicí nástroj CBN/DIA je upnut v hydraulickém upínači, který spolu s HSK40 zabezpečuje vysokou tuhost uložení nástroje. Unikátnost brusky a koncepčně cíleně zaměřeného řídicího systému (VÚTS) je v možnosti použití fréz upevněných v hydraulickém upínači. Odstranění nutného kaleného přídavku na kontuře odfrézováním se značně zkrátí výrobní čas broušené vačky. Konečné broušení vačky se pak odehrává s brousicími nástroji na přídavku několika setin milimetru. Vysoké přesnosti je dosaženo možnou rozměrovou analýzou kontury vačky bez nutnosti vyjmutí obrobku ze stroje.

1200 x 1200 x 1600 [mm]

Šedá litina / Schneeberger MINERALGUSSTECHNIK

GMN HV-P 100-30000/9

HSK40 (ruční výměna)

Yaskawa SGMGV-09D

Yaskawa SGMGV-09D

1000 x 400 x 1400 [mm]

Agregát Losma DTE 030

Agregát GMN Chilly 15-S

200 [kg]

Yaskawa Yaskawa A1000

500 [mm] (protočený průměr)

Yaskawa Direct Drive SGMCS-17D

Drill Matic - 100/5 [mm, mm/ot]

Přímé odměřování Heidenhain LS487

hw Yaskawa MP2200/2310, sw VÚTS

2300 [kg]

20 [ka]

30000 [min⁻¹]

7,5/9 [kW]

Parametry stroje Rozměr (š x h x v):

Hmotnost:

Rám stroje: Max. průměr vačky: Max, hmotnost vačky; Vřeteno: Otáčky vřetena: Výkon vřetena: Upnutí nástrojů:

Osy stroje

Rotační osa C: Lineární osa V:

Pohon osy V: Přistavovací osa Z: Pohon osy Z:

Elektroskříň

Rozměr (š x h x v): Hmotnost: HW a SW řídicího systému: Pohony: Frekvenční měnič:

Nutná přídavná zařízení

Chlazení nástroje: Chlazení vřetena: Mazání vřetena olejovou mlhou:

Agregát GMN Prelub PP Rozměr sestavy (š x h x v): 1200 x 1000 x 1200 [mm]









VIZE NEZNÁ HRANIC