

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ  
ÚSTAV AUTOMATIZACE A INFORMATIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING  
INSTITUTE OF AUTOMATION AND COMPUTER SCIENCE

**POLOHOVÉ ŘÍZENÍ KŘÍŽOVÉHO STOLU  
JEDNOÚČELOVÉHO VÝROBNÍHO STROJE**  
POSITION CONTROL OF CROSS-TABLE DEDICATED MANUFACTURING MACHINE

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

**JAROSLAV PLOCEK**

**VEDOUcí PRÁCE**  
SUPERVISOR

**Ing. PAVEL HOUŠKA, Ph.D**

BRNO 2013



Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav automatizace a informatiky

Akademický rok: 2012/13

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

student(ka): Jaroslav Plocek

který/která studuje v **bakalářském studijním programu**

obor: **Aplikovaná informatika a řízení (3902R001)**

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma bakalářské práce:

### **Polohové řízení křížového stolu jednoúčelového výrobního stroje**

v anglickém jazyce:

### **Position control of cross-table dedicated manufacturing machine**

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Práce se řeší volbu pohonů, senzorky a řídicích jednotek pro řízení křížového stolu jednoúčelového stolu.

Cíle bakalářské práce:

1. Seznamte se s problematikou volby a řízení lineární pohonů
2. Řešte volbu lineárních pohonů pro křížový stůl jednoúčelového výrobního stroje
3. Řešte volbu odměřovacího systému pro řízení polohy křížového stolu
4. Proveďte nastavení regulátorů zvolených lineárních pohonů
5. Ověřte dosažitelné parametry řešeného křížového stolu a jeho použitelnost

Seznam odborné literatury:

- [1] Pavelka J., Čeřovský Z., Javůrek J., Elektrické pohony, Nakladatelství ČVUT, Praha 2003
- [2] Skalický J., Elektrické servopohony, Nakladatelství VUT, Brno
- [3] Fraden, J.: Handbook of Modern Sensors, 2004, Springer-Verlag, ISBN 0-378-00750-4
- [4] Noskivič, P.: Modelování a identifikace systémů, Montanex a.s., Ostrava 1999, ISBN 80-7225-030-2


Vedoucí bakalářské práce: Ing. Pavel Houška, Ph.D.

Termín odevzdání bakalářské práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2012/13.

V Brně, dne 21.11.2012



  
Ing. Jan Roupec, Ph.D.  
Ředitel ústavu

  
prof. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc., dr. h. c.  
Děkan

## ABSTRAKT

V této bakalářské práci je zpracováno řešení pohonů dvouosého křížového stolu jednoúčelového výrobního stroje. V úvodní části je provedena analýza koncepce pohonů křížového stolu a porovnání variant použití přímého lineárního pohonu a pohonu pomocí kuličkového šroubu s rotačním servomotorem. Dále se zabývá výpočtem dimenzování motoru a sestavy výkonového dílu a popisem odměřovacího systému. V další části se práce zabývá strukturou kaskádového regulátoru polohy, jeho popisem, výpočtem proudového a rychlostního regulačního obvodu. V závěru je popsáno praktické nastavení regulačních parametrů.

## ABSTRACT

The bachelor thesis treats the drive solution of the two axis cross-table of a single-purpose manufacturing machine. The first chapter analyzes the concept of drives and compares different variants using either a direct linear drive or a ball screw with a rotary servo drive. The thesis further deals with sizing the motor and the power unit assembly and the description of the whole measuring system. The structure of cascading position controller, its description and the calculation of current and speed control loops is covered in the next part. The last section discusses practical settings of all control parameters.

## KLÍČOVÁ SLOVA

Servopohon; elektrický pohon; lineární motor; metoda ekvivalentní síly; odměřovací systém; polohový regulátor; rychlostní regulátor; proudový regulátor; frekvenční charakteristika; přechodová charakteristika.

## KEYWORDS

Servo drive; electric drive; linear motor; method of equivalent strength; measuring system; position controller; speed controller; current controller; frequency response; step response.

## **PROHLÁŠENÍ O ORIGINALITĚ**

Prohlašuji, že předkládaná bakalářská práce je mojí původní autorskou prací, kterou jsem vypracoval pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím uvedené literatury.

V Brně 17.5.2013

Jaroslav Plocek

## **BIBLIOGRAFICKÁ CITACE**

PLOCEK, J. *Polohové řízení křížového stolu jednoúčelového výrobního stroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2013. 53 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Pavel Houška, Ph.D..

## **PODĚKOVÁNÍ**

Touto cestou bych chtěl poděkovat vedoucímu práce Ing. Pavlu Houškovi, Ph.D. za odbornou pomoc, kterou mi poskytl v průběhu psaní této bakalářské práce.





## OBSAH

Abstrakt	5
Prohlášení o originalitě	6
Poděkování	7
1 Úvod	11
2 Analýza koncepce pohonu křížového stolu	13
2.1 Specifikace požadavků	13
2.2 Specifikace vzorového pracovního cyklu	13
2.3 Varianta řešení s rotačním servomotorem a kuličkovým šroubem	15
2.4 Varianta řešení přímým lineárním motorem	16
2.4.1 Vlastnosti navrhovaného řešení s lineárním motorem	16
2.4.2 Lineární motory Hiwin	17
2.5 Porovnání variant	17
2.6 Popis mechaniky křížového stolu s lineárními motory	18
3 Výpočet lineárního motoru	19
3.1 Zátěžový diagram	19
3.2 Výpočet pomocí metody ekvivalentní síly	20
3.3 F-v diagram	21
3.4 Výpočet ustáleného oteplení motoru	22
4 Návrh výkonové a řídicí části pohonu	23
4.1 Výběr motorového modulu	24
4.1.1 Kritérium oteplení výkonového dílu $I^2t$	24
4.1.2 Zatížení výkonového dílu špičkovým proudem při velmi krátkých cyklech	26
4.1.3 Výstupní frekvence výkonového dílu	27
4.2 Napájecí část pohonu	28
4.2.1 Výběr napájecího modulu	29
4.3 Odměřovací systém	30
4.3.1 Magnetické odměřování Hiwin	30
4.3.2 Volba odměřovacího systému	30
4.3.3 Interface modul snímače polohy sin/cos $1V_{pp}$	31
5 Regulační struktura servopohonu	33
5.1 Popis regulační struktury polohového regulátoru	33
5.1.1 Proudový regulátor	33
5.1.2 Rychlostní (otáčkový) regulátor	34
5.1.3 Odezva žádané hodnoty v uzavřené regulační smyčce rychlostního regulátoru	35
5.1.4 Referenční model	36
5.1.5 Filtry žádané hodnoty regulátoru proudu	36
5.1.6 Polohový regulátor	36
5.2 Návrh regulačních obvodů	37
5.2.1 Výpočet proudových regulátorů	37
Výsledné hodnoty jsou shodné pro obě osy.	38
5.2.2 Výpočet rychlostních regulátorů	38
6 Praktické nastavení regulačních parametrů pohonu	41
6.1.1 Optimalizace proudového regulátoru	41

6.1.2	Optimalizace rychlostního regulátoru osy X	42
6.1.3	Vliv referenčního modelu	44
6.1.4	Optimalizace rychlostního regulátoru osy Z	46
6.1.5	Optimalizace polohových regulátorů	47
6.1.6	Test kruhovitosti	47
7	Závěr	51
8	Seznam použité literatury	53
Příloha – Dokumentace provedených měření		55
Měření osy X během cyklu		55
Měření rychlostního regulátoru osy X		57
Měření polohového regulátoru osy X		58
Měření rychlostního regulátoru osy Z		59

# 1 ÚVOD

Tématem této bakalářské práce je řešení pohonů dvouosého křížového stolu jednoúčelového výrobního stroje. Pohony jsou řešeny od návrhu koncepce pohonů, výpočtů dynamického zatížení pohonů, výběru vhodných motorů, sestav výkonového dílu měniče a odměřovacího systému. Předmětem této práce není řešení mechanické konstrukce křížového stolu. V druhé části se práce zabývá regulační strukturou pohonu, a to jednak jejím popisem a teoretickým návrhem a jednak praktickým uvedením do provozu a nastavením regulačních parametrů jednotlivých stupňů kaskádového regulátoru polohy.

Řešený křížový stůl je součástí celkové modernizace jednoúčelového výrobního stroje. Oproti původnímu řešení byl zvětšen pracovní zdvih jedné osy. Dále byl vznesen požadavek na co největší zkrácení doby trvání pracovního cyklu stroje. Z tohoto důvodu bylo nutné zabývat se i koncepcí křížového stolu, protože původní řešení již neumožňovalo zkrácení polohovacích časů obou os. Pohony os křížového stolu byly v původním provedení řešeny pomocí kuličkových šroubů, připojených k rotačním motorům přes řemenový převod. V kombinaci s malým stoupáním závitu nebylo možné dosáhnout požadovaných rychlostí posuvů.

Dalším problémem, který se vyskytoval u původního řešení, byla životnost samotného kuličkového šroubu. Vlivem zatížení místa převodu mezi šroubem a maticí během krátkých pracovních cyklů docházelo k mechanickému opotřebením a vzniku vůle, což znamenalo nutnost výměn šroubů a tím pádem i vyšší náklady na provoz stroje

Z tohoto důvodu byla provedena analýza možných řešení pohonů křížového stolu. Byla porovnána varianta řešení pohonu pomocí kuličkového šroubu navrženého tak, aby splňoval nově definované parametry pracovního cyklu s variantou přímého lineárního pohonu. V další části práce je popsán návrh sestavy lineárního motoru a výkonové části. Vlastní výpočet vychází z definovaných parametrů mechaniky os, hmotnosti zátěže, maximálních hodnot rychlosti, zrychlení a délek zdvihů. Pro výpočet byl definován vzorový pracovní cyklus osy s požadavkem na délky zdvihů, rychlost a zrychlení. Dále byly definovány pracovní podmínky a prostředí, ve kterých má křížový stůl pracovat a z nich vyplývající požadavky na krytování os.

Potřebné výpočty pohonů byly provedeny s využitím empirických vztahů, výsledky byly ověřeny pomocí návrhového nástroje pro výpočet a konfiguraci pohonů Sizer, který poskytuje firma Siemens. Tento návrhový nástroj po zadání mechanických a dynamických parametrů jednotlivých os provede návrh úplné konfigurace pohonu od motoru, výkonové a řídicí části, až po kabeláž a další příslušenství. Omezení využití tohoto nástroje je ale v tom, že obsahuje pouze databázi pohonů Siemens. Z ekonomických důvodů bylo rozhodnuto o použití motoru výrobce Hiwin, proto bylo nutné provést výpočty dle v této práci popsaných postupů a výsledky poté bylo možné ověřit nástrojem Sizer pomocí volby obdobného motoru firmy Siemens.

V části práce, zabývající se návrhem a nastavením kaskádového regulátoru polohy, je popsán teoretický výpočet regulačních parametrů jednotlivých stupňů a postup při jejich praktickém nastavení. V případech, kdy je motor, výkonová a řídicí část od stejného výrobce, zpravidla není nutné v praxi řešit nastavení parametrů motoru a proudového regulátoru. Například pohony firmy Siemens mohou mít parametry motoru uložené v paměti, která je součástí snímače polohy. Při uvedení do provozu stačí tato data načíst do pohonu po digitální sběrnici a výpočet nastavení parametrů proudového regulátoru se provede automaticky. Ovšem v případě kombinace řídicí části, výkonové části a motoru od různých výrobců je nutné toto nastavení provést ručně, což je i případ řešený v této práci.

V případě automatického nastavení rychlostního a polohového regulátoru se také ne vždy podaří toto nastavení úspěšně provést. Velký vliv na něj má vlastní mechanika osy, zejména její tuhost. Pružnost mechanických dílů spolu s kvalitou polohové zpětné vazby a z ní numericky odvozené zpětné vazby rychlostní smyčky mají vliv na vnášení rezonancí do regulačního obvodu a potom automatické nastavení regulačních parametrů často selhává. Významnou pomocí jsou diagnostické a měřicí funkce integrované v pohonu a v parametrizačním softwaru. Jedná se zejména o měřicí funkce odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty a poruchy, ve frekvenční oblasti měřicí funkce amplitudové a fázové charakteristiky otevřeného a uzavřeného regulačního obvodu. Pomocí těchto měřicích funkcí bylo provedeno praktické nastavení regulačních parametrů pohonů.



## 2 ANALÝZA KONCEPCE POHONU KŘÍŽOVÉHO STOLU

### 2.1 Specifikace požadavků

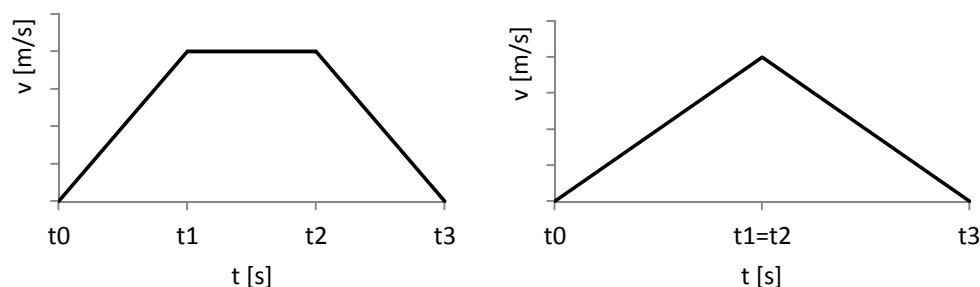
Křížový stůl má být složen ze dvou os, vzájemně vůči sobě pootočených o 90°. Délka zdvihu spodní osy označené X je 535mm, délka zdvihu horní osy označené Z je 120mm. Stůl bude umístěn na základním rámu stroje ve vodorovné poloze. Na pohyblivé části horní osy jsou namontovány další části technologie, se kterými je nutné pohybovat ve dvourozměrné horizontální rovině. Obě osy mají být vybaveny stejným typem pohonu z důvodu snížení konstrukčních a výrobních nákladů a užšímu sortimentu použitých komponentů. Z těchto důvodů jsou výpočty realizovány pro osu X, která nese větší zátěž a na kterou jsou z hlediska rozmístění technologie kladeny větší nároky na délku zdvihu a dynamiku pohybu.

Uvažovaná hmotnost zátěže dolní osy je 430kg bez hmotnosti vlastní pohyblivé části přímého lineárního motoru. Pro porovnání s pohonem osy kuličkovým šroubem se uvažuje stejná hmotnost.

Pro pohony obou os křížového stolu se předpokládá přerušovaný chod, kdy cyklus osy je rozdělen na jednotlivé pohyby, u kterých je zadána jejich délka. Časy přestávek mezi jednotlivými pohyby jsou dány. Během nich budou probíhat další technologické operace stroje a je nutné během nich počítat s dodatečným silovým zatížením. Požadovaná hodnota dosažitelného zrychlení (zpomalení) je stanovena na  $5\text{ms}^{-2}$ . Pro běžný pracovní cyklus stroje se požaduje rychlost rychloposuvů  $0,6\text{ms}^{-1}$ . Křížový stůl musí být dimenzován na nepřetržitý provoz.

### 2.2 Specifikace vzorového pracovního cyklu

Pro výpočet parametrů motoru je nutné znát průběh jeho silového zatížení v čase. Průběh silového zatížení se určí ze zadaného vzorového časového diagramu pohybů osy X.



Obr. 1 Lichoběžníkový a trojúhelníkový průběh rychlosti.

Přemístění mechaniky osy na požadovanou pozici v co nejkratším čase lze dosáhnout, má-li průběh rychlosti tvar symetrického trojúhelníka. Tehdy se pohyb děje s nejvyšším možným zrychlením a po dosažení poloviční délky zadané vzdálenosti bude zpomalovat záporným zrychlením stejné velikosti. V případě dosažení maximální dovolené rychlosti před polovinou zadané vzdálenosti, přechází trojúhelníkový diagram v diagram lichoběžníkový. Pro určení vzájemných vztahů mezi zrychlením  $a$ , rychlostí  $v$ , dráhou  $s$  a dobou cyklu  $T$  platí základní kinematická rovnice, přičemž se vždy tři z těchto veličin musí určit.[2]

$$T = \frac{v}{a} + \frac{s}{v} \quad (2.1)$$

Ze zadaných parametrů zrychlení, rychlosti a délky zdvihu osy se stanoví průběhy rychlosti jednotlivých pohybů a časy jednotlivých fází pohybů. Pro účely výpočtu se rozdělí lichoběžníkový průběh rychlosti na tři časové úseky, kdy první úsek je fáze zrychlování (indexy 1). Druhý úsek je fáze pohybu konstantní rychlostí (indexy 2). Pokud nebude během fáze zrychlování dosažena zadaná rychlost, tak fáze pohybu konstantní rychlostí nenastane a rychlostní průběh bude mít tvar trojúhelníka. Třetí úsek je fáze zpomalování (indexy 3). Předpokládá se, že čas a dráha fáze zrychlování a zpomalování budou stejné.

Nejprve se určí ujetá dráha během fáze zrychlování a zpomalování:

$$s_1 = s_3 = \frac{1}{2} a t_{1,3}^2 = \frac{1}{2} a \left( \frac{v}{a} \right)^2 = \frac{v^2}{2a} \quad (2.2)$$

Je-li součet drah fází zrychlení a zpomalení větší nebo roven celkové požadované délce zdvihu osy, fáze pohybu konstantní rychlostí neproběhne. Ujetá dráha během fází zrychlování a zpomalování se potom určí:

$$s_1 = s_3 = \frac{s_{celk}}{2} \quad (2.3)$$

Čas fáze zrychlování a zpomalování:

$$s_{1,3} = \frac{1}{2} a t_{1,3}^2 \Rightarrow t_1 = t_3 = \sqrt{\frac{2 \cdot s_{1,3}}{a}} \quad (2.4)$$

Největší dosažená rychlost má potom velikost:

$$v_{max} = a t_1 \quad (2.5)$$

V případě, že je součet drah fází zrychlení a zpomalení menší než požadovaná délka zdvihu osy, potom nastane fáze pohybu konstantní rychlostí, profil má tvar lichoběžníku a ujetá dráha a čas během pohybu konstantní rychlostí mají velikost:

$$s_2 = s_{celk} - s_1 - s_3 \quad (2.6)$$

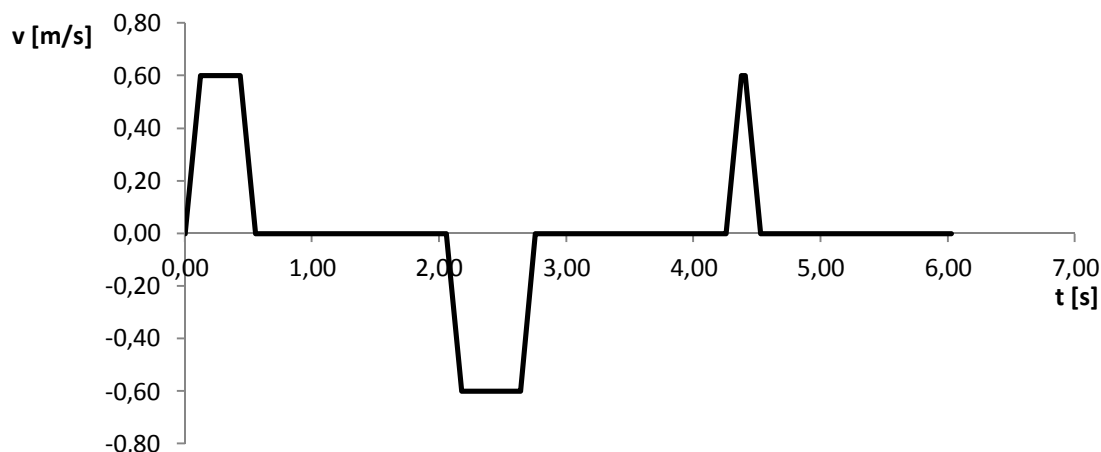
$$t_2 = \frac{s_2}{v} \quad (2.7)$$

V následující tabulce jsou uvedeny parametry jednotlivých kroků pracovního cyklu osy X. Zadaný jsou hmotnost zátěže, délky pojezdu jednotlivých kroků včetně směru a maximální dovolené zrychlení a maximální rychlost. Zbývající hodnoty jsou dopočítány podle výše uvedeného postupu a vztahů.

krok	dodatečné silové zatížení [N]	hmotnost m[kg]	zadaná délka kroku $s_{celk}$ [m]	čas $t_1$ a $t_3$ [s]	čas $t_2$ [s]	max. rychlost [ $ms^{-1}$ ]	dráha $s_1$ a $s_3$ [m]
pozitivně	0	430	0,260	0,12	0,31	0,60	0,04
pauza 1,5s	200	430	-	-	-	-	-
negativně	0	430	0,350	0,12	0,46	-0,60	0,04
pauza 1,5s	200	430	-	-	-	-	-
pozitivně	0	430	0,09	0,12	0,03	0,60	0,04
pauza 1,5s	200	430	-	-	-	-	-

Tab. 1 Zadané a vypočtené hodnoty jednotlivých kroků pracovního cyklu osy X.

Uvedená tabulka a graf udávají zadaný vzorový pracovní cyklus, který se bude periodicky opakovat. V časech pauzy musí osa držet polohu silou magnetického pole motoru. Na tento pracovní cyklus musí být osa dimenzována.



Obr. 2 Průběh rychlosti vzorového pracovního cyklu osy X.

### 2.3 Varianta řešení s rotačním servomotorem a kuličkovým šroubem

Jednou z alternativ konstrukčního řešení pohonu křížového stolu je řešení pohonu pomocí kuličkového šroubu. U tohoto řešení je převáděn rotační pohyb elektrického motoru na pohyb lineární. Převod se děje pomocí kuličkového šroubu, zpravidla spojeného s hřídelí motoru, a matice spojené s pohyblivou částí osy. Protože se jedná o převod do pomala, lze slabším servomotorem realizovat velké axiální síly. [16] Díky mechanickému převodu není rychlostní a polohový regulátor servomotoru tolik citlivý na změny hmotnosti zátěže a zpětné působení vnějších sil. Mezi další výhody patří velká tuhost osy. [7]

Mezi největší nevýhody patří přítomnost vloženého mechanického převodu mezi motorem a vlastní zátěží. Moment setrvačnosti šroubu má vliv na zvýšení kinetické energie osy, čímž rostou výkonové požadavky na motor. Působením třecích sil dochází k ohřevu šroubu a jeho délkovým změnám, což má vliv na přesnost polohování. Zvýšením stoupání šroubu lze zpomalit rotaci šroubu a snížit kinetickou energii a oteplení. [7]

Další nevýhodou je omezená životnost šroubu. Opořebenění lze snížit omezením ryvu, který eliminuje skokovou změnu zrychlení a průběh rychlosti potom nevykazuje ostré hrany v místech jeho změny. Zavedením omezení ryvu, v závislosti na jeho velikosti, se však zhorší dynamické vlastnosti osy.

Pro zavedení zpětné vazby se převážně používá nepřímé odměřování, kdy je rotační snímač polohy přímo spojený s rotorem motoru. V případě vyšších požadavků na přesnost je možné použít ještě externí přímé odměřování na suportu osy.

Dynamické vlastnosti suportu osy jsou omezeny maximálními přípustnými otáčkami samotného šroubu, které jsou závislé na typu uložení šroubu, jeho průměru a délce. Kuličkové šrouby nesmějí pracovat v oblasti kritických otáček, maximální pracovní otáčky by neměly přesáhnout 80% kritických otáček. Firma Hiwin uvádí v katalogu [18] pro posouzení maximálních otáček otáčkový faktor  $D_n$ , který je násobkem jmenovitého průměru šroubu a požadovaných maximálních otáček. Pro okružované a broušené šrouby nesmí hodnota otáčkového faktoru přesáhnout 90000. Pro šroub o délce 900mm s uložení na obou koncích a jmenovitém průměru 32mm lze podle tohoto parametru považovat nejvyšší přípustné pracovní otáčky  $2800\text{min}^{-1}$ . Aby bylo dosaženo požadované rychlosti  $0,6\text{ms}^{-1}$ , je nutné použít šroub se stoupáním 20mm na jednu otáčku. Maximální rychlost posuvu s tímto typem šroubu je:

$$v_{\max} = \frac{n_{\max} \cdot 2 \cdot \pi \cdot h}{60} = \frac{2800 \cdot 0,02}{60} = 0,93\text{ms}^{-1} \quad (2.8)$$

kde  $n_{\max}$  jsou maximální přípustné otáčky šroubu a  $2\pi h$  je stoupání závitu na otáčku. Z toho vyplývá hodnota  $h=0,003183\text{mrad}^{-1}$ .

Uvažuje se přímý pohon šroubu, bez dalšího vloženého převodu do pomala, který by sice umožnil použít motor s menším momentem a využít celý rozsah jmenovitých otáček (za předpokladu použití motoru se jmenovitými otáčkami  $6000\text{min}^{-1}$ ), ale vnášel by další nepřesnosti do pohybového řetězce. Pomocí konfiguračního nástroje Sizer byl navržen na vzorový zatěžovací cyklus synchronní servomotor s permanentními magnety 1FT7044-5AK7 od firmy Siemens. Jmenovité otáčky uvedeného motoru jsou  $6000\text{min}^{-1}$ . Špičkový moment má uvedený motor  $23\text{Nm}$ . Jmenovitý moment uvedeného motoru při jmenovitých otáčkách jsou  $2\text{Nm}$ .

Zjednodušený výpočet maximální síly suportu a z něj vyplývajícího dosažitelného maximálního zrychlení je popsán v literatuře. [7]  $F_e$  je síla působící kolmo na směr pohybu suportu na rameni poloměru šroubu  $r$ . Špičková síla suportu s uvedeným motorem je

$$F_{\max} = F_e \frac{r}{h} = \frac{M_{\max}}{h} = \frac{23}{0,003183} = 7225\text{N} \quad (2.9)$$

Moment setrvačnosti motoru  $J_{mot}$  udává výrobce  $0,000543\text{kgm}^2$ . Moment setrvačnosti kuličkového šroubu  $J_{sroub}$  o průměru  $32\text{mm}$  a délce  $900\text{mm}$  je  $0,000727\text{kgm}^2$ . Moment na hřídeli motoru  $M_h$  při požadovaném zrychlení  $5\text{ms}^{-2}$  se vypočítá:

$$M_h = \frac{a(J_{mot} + J_{sroub} + m \cdot h^2)}{h} = \frac{5(0,000543 + 0,000727 + 430 \cdot 0,003183^2)}{0,003183} = 8,84\text{Nm} \quad (2.10)$$

Maximální dosažitelné zrychlení při špičkovém momentu motoru je:

$$a_{\max} = \frac{M_{\max} \cdot h}{J_{mot} + J_{sroub} + m \cdot h^2} = \frac{23 \cdot 0,003183}{0,000543 + 0,000727 + 430 \cdot 0,003183^2} = 13,01\text{ms}^{-2} \quad (2.11)$$

Z uvedených hodnot vyplývá, že tato sestava motoru a kuličkového šroubu by splňovala požadované parametry na dynamiku aplikace.

## 2.4 Varianta řešení přímým lineárním motorem

### 2.4.1 Vlastnosti navrhovaného řešení s lineárním motorem

Přímé pohony lineárním motorem představují nejvyšší stupeň integrace pohonu do mechanické stavby stroje. Jde o vysoce dynamické synchronní motory bez vložených převodů, kde je vnitřní síla motoru přímo využita k pohybu suportu. Tím vzniká posuvový systém s velkou dosažitelnou rychlostí a minimem mechanicky opotřebitelných míst. [7]

Zvolené uspořádání lineárního motoru má primární díl, odpovídající u rotačního motoru statoru, na pohyblivé části. Sekundární část, u rotačního motoru rotor, tvoří pás pevně uložených permanentních magnetů, střídavě vůči sobě orientovaných. Tím vznikne ekvivalent synchronního rotačního motoru s permanentními magnety rozložený do roviny. Velikost procházejícího proudu určuje sílu motoru, frekvence procházejícího proudu jeho rychlost. Nevýhodou je přitažlivá síla, které působí mezi primární a sekundární částí a je několikanásobně vyšší, než síla posuvová. [7]

Z důvodu použití permanentních magnetů na pevné části je nutné důkladné krytování po celé délce dráhy, aby se zabránilo vniknutí kovových částic. Silné magnetické pole může ovlivňovat i odměřovací systém, proto je nutné volit jeho umístění, včetně stíněných připojovacích kabelů, mimo dosah magnetického pole motoru.

Pro zprostředkování zpětné vazby v polohové regulační smyčce se u přímých pohonů využívá výhradně přímého odměřování, a to buď na magnetickém, indukčním nebo optickém principu. Z důvodu absence vloženého mechanického převodového prvku, který v pohybovém řetězci vystupuje jako tlumící prvek, je přímý pohon náchylný ke vzniku samobuzených kmitů. [7]



## 2.4.2 Lineární motory Hiwin

Jedním z dodavatelů lineárních motorů je firma Hiwin, která nabízí několik typových řad lineárních motorů. Pro tuto aplikaci z hlediska konstrukce křížového stolu přicházejí do úvahy motory typových řad LMS a LMF.

Motory řady LMS jsou synchronní třífázové motory skládající se z primární pohyblivé části a sekundární pevné části. Primární pohyblivá část je tvořena feromagnetickým svazkem z elektrotechnických plechů a třífázového vinutí zapojeného do hvězdy, které je uloženo v drážkách statorového svazku. Sekundární část je tvořena permanentními magnety, nalepenými na ocelové podložce a zalitými v pryskyřici. Odstup shodně orientovaných magnetů je 32mm. Sekundární díly jsou vyráběny v několika délkových segmentech a jejich kombinací je lze poskládat do určitých délek zdvihů osy [16].

Motory řady LMS mají rozsah trvalého silového zatížení od 220N až do 1060N, špičkové zatížení až 3000N po dobu 1s. Chlazení primární části je pouze okolním vzduchem bez nucené ventilace. Teplota motoru je hlídána rozpínacím bimetalovým kontaktem.

Motory řady LMF se oproti motorům LMS vyznačují sníženou parazitní pulzací síly. Umožňují i provoz s vodním chlazením, čímž lze dosáhnout vyššího trvalého silového zatížení, které je u nejsilnějšího typu 3700N. Je možný i provoz s chlazením pouze okolním vzduchem, kdy jsou dosažitelné silové hodnoty redukovány přibližně o 25%. Špičkové hodnoty silového zatížení motorů LMF odpovídají dvojnásobku trvalého zatížení motoru s vodním chlazením. Teplota motoru je snímána KTY snímačem. [15]

Dosažitelná maximální rychlost u obou typových řad je závislá na konkrétním typu motoru, velikosti stejnosměrného napětí meziobvodu a silovém zatížení. Rychlost požadovaná pro tuto aplikaci je dosažitelná s dostatečnou rezervou. Hodnota maximálního dosažitelného zrychlení se bude odvíjet od špičkového silového zatížení zvoleného motoru.

## 2.5 Porovnání variant

Další varianty řešení pohonů křížového stolu pomocí rotačního motoru a transformací rotačního pohybu na pohyb translační například pomocí ozubeného hřebene a pastorku nebo pomocí ozubeného řemene a ozubených řemenic nejsou vhodné pro tuto aplikaci. Z tohoto důvodu zde nejsou podrobněji rozebírány.

Varianty řešení pohonů pomocí kuličkového šroubu i pomocí přímého lineárního motoru splňují požadavky kladené na tuto aplikaci a řešení by bylo realizovatelné oběma způsoby. Hodnota maximálního zrychlení je omezena celkovou konstrukcí stroje a je proto postačující dosažení zadaného zrychlení. Uvedené řešení s kuličkovým šroubem by umožňovalo několikanásobné překročení požadované špičkové síly a tím pádem i dosažení několikanásobně vyššího maximálního zrychlení. V případě přímého pohonu, který musí veškerou sílu vyvinout přímo, je to otázka volby typové velikosti motoru. Obě řešení umožňují dosažení vyšší maximální rychlosti, přičemž u přímých lineárních pohonů jsou dosažitelné rychlosti vyšší než u řešení s kuličkovým šroubem. Této skutečnosti je možné využít k případnému dalšímu zkrácení polohovacích časů během navrženého pracovního cyklu v případech, kdy jsou požadované délky zdvihů dostatečně dlouhé, osa během polohování dosáhne požadované rychlosti a pohybuje se po určitou dobu konstantní rychlostí.

Důležitým aspektem při volbě celkové koncepce řešení je ekonomické hledisko. Pro porovnání jsou zde uvedeny orientační ceny komponentů, které jsou pro obě řešení rozdílná.

Okružovaný šroub 32x900mm s dvojistou předepnutou maticí	22000,-
Uložení šroubu, ložiska	9500,-
Servomotor 1FT7044-5AK7	26000,-
Příruba motoru a spojka	3500,-
Celkem rozdílné komponenty řešení s kuličkovým šroubem	61500,-

Tab. 2 Ceny komponentů řešení s kuličkovým šroubem v Kč

Lineární motor LMS67	19500,-
Magnetická dráha 900mm	29500,-
Magnetické odměřování	10000,-
Celkem rozdílné komponenty řešení s přímým pohonem	59000,-

Tab. 3 Ceny komponentů řešení s přímým lineárním pohonem v Kč

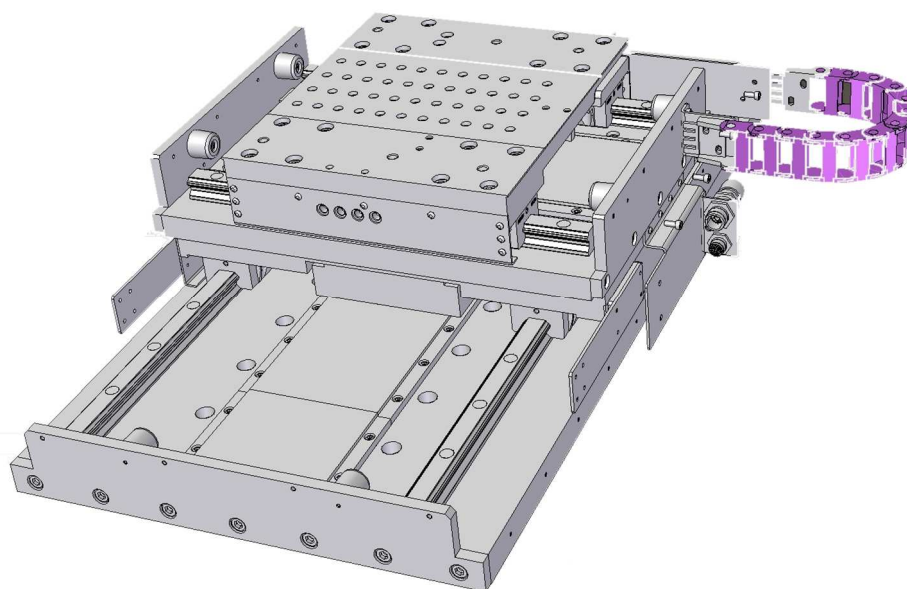
Cenový rozdíl obou řešení není vzhledem k celkové ceně křížového stolu výrazný, významným faktorem při rozhodování jsou však provozní náklady. Životnost kuličkového šroubu je omezená a je závislá na konkrétní aplikaci a zatížení. Pokud se bude uvažovat průměrná životnost šroubu 25000 provozních hodin, potom je nutné při třisměnném provozu počítat s vícenásobnými náklady na výměnu obou šroubů a ložisek přibližně každých 4 až 5 roků. Tyto náklady u přímých lineárních pohonů odpadají.

Vložený mechanický převod s sebou přináší nevýhodu nižší přesnosti polohování vlivem vzniku vůle v mechanickém převodu a tepelnou roztažností. Po zhodnocení zde uvedených argumentů je opodstatněná volba řešení pohonů křížového stolu přímými lineárními motory.

## 2.6 Popis mechaniky křížového stolu s lineárními motory

Na základové desce každé osy jsou namontovány dvě paralelní kolejnice kuličkového lineárního vedení. Po každé kolejnici se pohybují dva vozíky, ke kterým je přišroubována horní pohyblivá deska osy. Na pevné desce mezi kolejnicemi je uložen sekundární díl lineárního motoru sestávající se z řady permanentních magnetů. Primární díl lineárního motoru je připevněn k horní pohyblivé desce osy. Celková výška osy musí být navržena tak, aby mezi primární a sekundární částí lineárního motoru vznikla vzduchová mezera 0,7mm. Paralelně s kolejnicemi je umístěn odměřovací systém a každá osa je ještě vybavena pneumatickou brzdou.

Na horní pohyblivé desce osy X je namontována osa Z, svírající s osou X úhel 90°. Krytování os je provedeno pomocí kovových teleskopických krytů doplněných o stírací a těsnící prvky. Tím se minimalizuje vniknutí drobných kovových částí a nečistot vnitřního prostoru.



Obr. 3 Křížový stůl s pohonem os lineárními motory.

### 3 VÝPOČET LINEÁRNÍHO MOTORU

Výchozím předpokladem pro určení tepelných poměrů a tím pádem i typové velikosti motoru je znalost průběhu jeho silového a proudového zatížení. [2] Mezi další faktory, které je třeba zohlednit při výběru vhodného motoru, patří okolní prostředí, ve kterém bude motor pracovat a okolní vlivy, které budou na motor působit.

#### 3.1 Zátěžový diagram

Zátěžový diagram vyjadřuje průběh hnací síly lineárního motoru v čase. V tomto případě se jedná o přerušovaný chod s proměnlivým zatížením. Velikost hnací síly se určí pro daný časový okamžik z pohybové rovnice pro translační pohyb.

$$\sum m \cdot \vec{a} = \sum_{i=1}^n \vec{F}_i \quad (3.1)$$

Z této rovnice vychází pohybová rovnice elektrického lineárního motoru

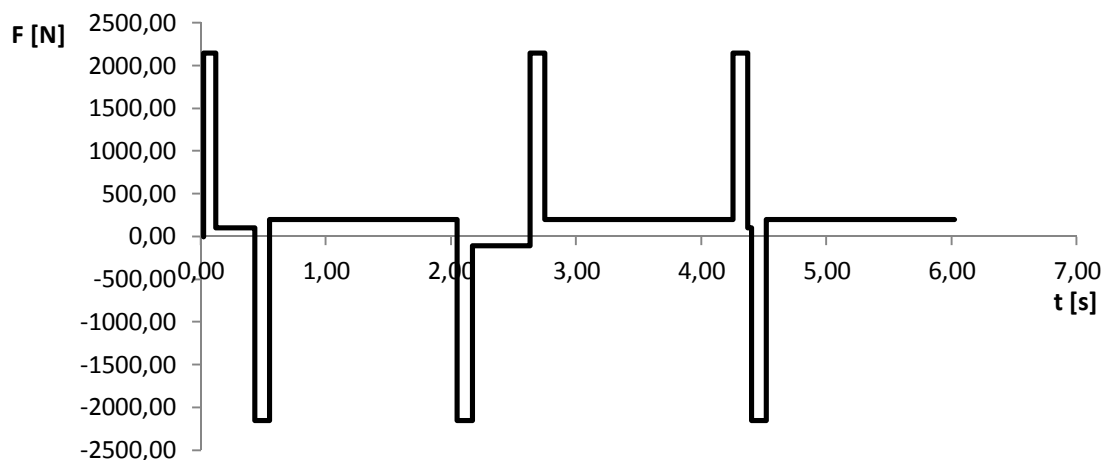
$$F - F_z = F_d = m \cdot a \quad (3.2)$$

ve které  $F$  vyjadřuje hnací sílu,  $F_z$  vyjadřuje zátěžovou sílu, kterou klade poháněný mechanismus a působí proti hnací síle.  $F_d$  vyjadřuje dynamickou sílu. Během ustáleného stavu motoru, tj. buď v klidu, nebo během pohybu konstantní rychlostí je hnací a zátěžová síla v rovnováze  $F = F_z$ . Během fáze rozběhu, zrychlování, zpomalování a zastavení působí dynamická síla, která má během fáze zrychlování kladnou hodnotu a během fáze zpomalování zápornou hodnotu. [2]

Průběh dynamické síly v daném časovém okamžiku se určí jako součin hmotnosti pohybující se zátěže a zrychlení. Pro všechny fáze zrychlování a zpomalování je velikost dynamické síly stejná, pro fáze zpomalování působí opačným směrem. Dynamická síla bez hmotnosti pohyblivé části lineárního motoru je:

$$F'_d = m \cdot a = 430,5 = 2150N \quad (3.3)$$

V této fázi výpočtu dimenzování motoru se nepočítá s velikostí tečné síly, která vzniká v místě styku kuliček s kolejkami a vozíky lineárního vedení při valení bez prokluzu. Její velikost nyní nelze určit, protože není známa přitažlivá síla statoru vůči permanentním magnetům. Ta je dána až typem motoru. Při výběru motoru je nutné počítat s rezervou na její pokrytí a poté provést přepočtení hodnot a úpravu zátěžového diagramu.



Obr. 4 Zátěžový diagram silového zatížení osy bez vlivu tření lineárního vedení.

### 3.2 Výpočet pomocí metody ekvivalentní síly

Pro volbu elektrického lineárního motoru se použije metoda ekvivalentní síly, která vychází ze zátěžového diagramu osy. Předpokladem pro použití této metody je, že motor pracuje s konstantním magnetickým tokem a síla je přímo úměrná proudu  $F=K_f I$ , kde  $K_f$  je silová konstanta motoru.

Výsledná neproměnná ekvivalentní síla  $F_e$  nahrazuje proměnlivé silové zatížení a vypočítá se ze vztahu: [6]

$$F_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n F_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} \quad (3.4)$$

Velikost ekvivalentní síly  $F_e'$  bez vlivu třecí síly, kterou klade lineární vedení proti síle hnací:

$$F_e' = \sqrt{\frac{3 \cdot [2150^2 \cdot 0,12 + (-2150)^2 \cdot 0,12] + 3 \cdot 200^2 \cdot 1,5}{6,02}} \cong 763N \quad (3.5)$$

Pro zvolený motor musí být splněna podmínka  $F_N > F_e$  a musí vyhovět i požadavku na přetížitelnost motoru. Špičková hodnota hnací síly nesmí překročit hodnotu špičkové síly uvedené výrobcem pro daný typ motoru. Špičková síla je dle údajů výrobce omezena na maximální dobu trvání 1s. Volí motor se jmenovitou silou větší o 10% až 30% oproti vypočtené hodnotě  $F_e'$ . [2]

Na základě provedeného výpočtu a s ohledem na další parametry, jako jsou například zástavbové rozměry a typ chlazení motoru, lze použít vzduchem chlazený lineární motor LMS67 výrobce HIWIN se jmenovitou silou  $F_N=950N$  a špičkovou silou  $F_p=2500N$ .

Parametr	Symbol	Jednotka	Hodnota
Jmenovitá síla	$F_c$	N	950
Jmenovitý proud	$I_c$	A	3,5
Špičková síla po dobu 1 s	$F_p$	N	2500
Špičkový proud po dobu 1 s	$I_p$	A	10,5
Silová konstanta	$K_F$	N/A	271
Přitažlivá síla statoru	$F_a$	N	5700
Maximální teplota vinutí	$T_{max}$	°C	100
Rozteč pólových dvojic	$2\tau$	mm	32
Motorová konstanta (při 25°C)	$K_m$	N/√W	57,6
Tepelný odpor	$R_{th}$	°C/W	0,23
Odpor vinutí statoru při 25°C	$R_s$	Ω	7,4
Indukčnost vinutí statoru	$L_s$	mH	84
Elektrická časová konstanta	$K_e$	ms	11,3
Hmotnost statoru	$m_s$	kg	10,8

Tab. 4 Vybrané technické parametry lineárního motoru LMS 67 podle katalogových údajů. [15]

Pro zvolený motor je uvedena hodnota přitažlivé síly  $F_a=5700N$ . Na základě tohoto údaje lze již vypočítat zátěžovou sílu  $F_z$ , kterou působí poháněný mechanismus proti hnací síle pohonu. Zvolený motor má hmotnost pohyblivé části statoru 10,8kg, kterou je třeba přičíst ke hmotnosti zátěže. Pro lineární vedení udává výrobce koeficient pasivního tření  $\mu=0,01$ .

$$F_z = \mu[(m_z + m_s) \cdot g + F_a] = 0,01 \cdot [(430 + 10,8) \cdot 9,81 + 5700] \cong 100N \quad (3.6)$$

Skutečná velikost dynamické síly po přičtení hmotnosti statoru:

$$F_d = (m_z + m_s) \cdot a = 2204N \quad (3.7)$$

Velikost špičkového silového zatížení během pracovního cyklu ve fázi zrychlování:

$$F_p = F_d + F_z = 2204 + 100 = 2304 \text{ N} \quad (3.8)$$

Velikost špičkového silového zatížení během pracovního cyklu ve fázi zpomalování:

$$F_p = F_d - F_z = 2204 - 100 = 2104 \text{ N} \quad (3.9)$$

Nyní je ještě nutné korigovat hodnotu vypočtené ekvivalentní síly:

$$F_e = \sqrt{\frac{3 \cdot (2304^2 \cdot 0,12) + 3 \cdot (2104^2 \cdot 0,12) + 100^2 \cdot 0,31 + (-100)^2 \cdot 0,46 + 100^2 \cdot 0,03 + 3 \cdot 200^2 \cdot 1,5}{6,02}} \cong 783 \text{ N} \quad (3.10)$$

Výrobce uvádí v katalogu hodnotu silové konstanty  $K_F$  pomocí níž lze vyjádřit proudové hodnoty zatížení motoru podle daného zátěžového diagramu. Pro motor LMS67 je dána hodnota silové konstanty  $K_F = 271 \text{ NA}^{-1}$ . Hodnota ekvivalentního proudu  $I_e$  a špičkového proudu  $I_p$  pro daný průběh zatížení motoru se vypočítá:

$$I_e = \frac{F_e}{K_F} = \frac{783}{271} \cong 2,89 \text{ A} \quad (3.11)$$

$$I_p = \frac{F_p}{K_F} = \frac{2304}{271} \cong 8,5 \text{ A} \quad (3.12)$$

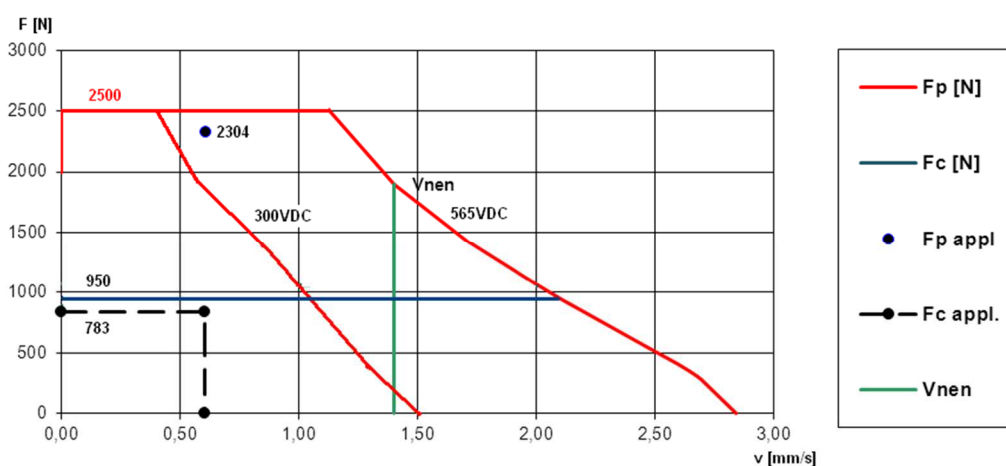
Jmenovitý proud motoru LMS67 je 3,5A, špičkový proud 10,5A. Motor je navržen s rezervou přibližně 17,5% ekvivalentního proudového a silového zatížení, tato rezerva pokryje do jisté míry i případné další silové zatížení osy způsobené například zvýšením rychlosti, kdy by působilo špičkové zatížení po delší dobu.

### 3.3 *F-v diagram*

F-v diagram charakterizuje vlastnosti lineárního motoru. Je ekvivalentem M-n diagramu pro rotační motory. Graficky znázorňuje závislost hnací síly pohonu na jeho rychlosti při určitém napětí na meziobvodu výkonového modulu měniče. V té části diagramu, kde je průběh silové charakteristiky téměř konstantní, platí lineární závislost mezi výstupní frekvencí výkonového dílu a výstupním napětím. V okamžiku, kdy je dosažena rychlost, při které je výstupní napětí rovno napětí meziobvodu, dochází ke zlomu silové charakteristiky. S dále se zvyšující rychlostí nemůže už výstupní napětí dále růst, jeho velikost zůstává na hodnotě napětí meziobvodu a silová charakteristika v této části klesá.

Pracovní oblast pro danou aplikaci je vymezena hodnotami ekvivalentního silového zatížení a nejvyšší dosažené rychlosti a musí ležet uvnitř diagramu, stejně jako bod odpovídající špičkovému silovému zatížení.

Výrobce udává pro motor LMS67 dvě charakteristiky pro různé velikosti stejnosměrného napětí meziobvodu. Pro napětí meziobvodu 565V leží špičková hodnota zatížení v pracovní oblasti pro špičkové zatížení a hodnota ekvivalentního silového zatížení leží v pracovní oblasti pro trvalé zatížení. Toto by však již neplatilo v případě použití výkonového dílu s napětím meziobvodu 300V, kdy hodnota pro špičkové zatížení leží mimo pracovní oblast.



Obr. 5 F-v diagram motoru LMS67 pro stejnosměrná napětí meziobvodu 565V a 300V

### 3.4 Výpočet ustáleného oteplení motoru

Pro kontrolu výpočtu metodou ekvivalentní síly se provede ověření volby zjednodušeným výpočtem konečného oteplení vinutí motoru za pomoci parametrů uvedených výrobcem pro daný motor. Provozní teplota motoru je  $80^{\circ}\text{C}$ , předpokládaná okolní teplota  $40^{\circ}\text{C}$ .

Výpočet ustáleného oteplení vychází z [6]. Předpokládá se zjednodušený tepelný model elektromotoru se stejnou teplotou ve všech jeho částech. Dále se předpokládá, že teplo předávané do okolí je úměrné pouze rozdílu teplot. Ustálené oteplení motoru  $\Delta v_{\infty}$  [K] se vypočítá ze vztahu

$$\Delta v_{\infty} = \frac{\Delta P}{A} \quad (3.13)$$

kde  $A$  [W/K] je součinitel přestupu tepla do chladiva a  $\Delta P$  [W] jsou ztráty motoru. Obě hodnoty lze určit z uvedených katalogových parametrů pro daný motor. Součinitel přestupu tepla  $A$  se určí z katalogové hodnoty tepelného odporu  $R_{th}$  [K/W] vyjadřující rozdíl teploty vyvolaný daným ztrátovým výkonem:

$$A = \frac{1}{R_{th}} \quad (3.14)$$

Ztráty v motoru se určí za pomoci motorové konstanty  $K_m$  [N/ $\sqrt{\text{W}}$ ]:

$$\Delta P = \left( \frac{F_e}{K_m} \right)^2 = \left( \frac{783}{57,6} \right)^2 \cong 184,8\text{W} \quad (3.15)$$

Ustálené oteplení motoru lze potom vypočítat:

$$\Delta v_{\infty} = \left( \frac{F_e}{K_m} \right)^2 \cdot R_{th} = \left( \frac{783}{57,6} \right)^2 \cdot 0,23 \cong 42,5^{\circ}\text{C} \quad (3.16)$$

Konečná teplota motoru musí být menší než maximální dovolená teplota vinutí  $120^{\circ}\text{C}$ :

$$v_{motoru} = \Delta v + v_{okolí} = 42,5 + 40 = 82,5^{\circ}\text{C} \quad (3.17)$$

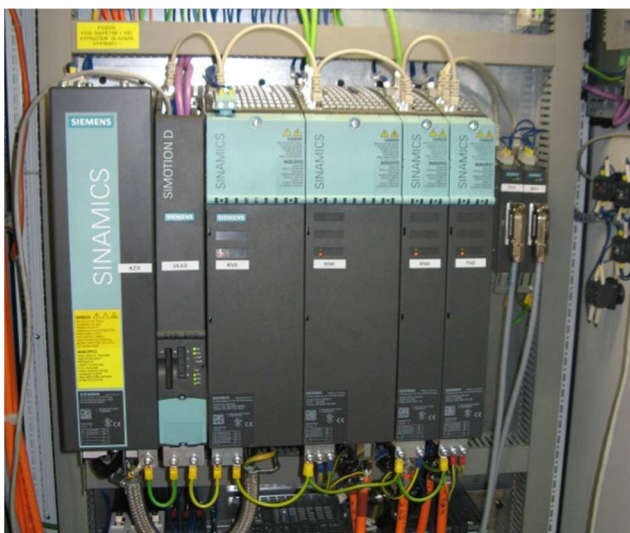
Vypočtená hodnota konečné teploty motoru potvrzuje dostatečnou výkonovou rezervu navrženého motoru pro danou aplikaci.

## 4 NÁVRH VÝKONOVÉ A ŘÍDÍCÍ ČÁSTI POHONU

Elektrický pohon se skládá nejen ze samotného motoru, ale i z výkonové a řídicí elektroniky, umožňující regulaci polohy, rychlosti nebo momentu elektrického motoru. Zpravidla se skládá z těchto částí:

- napájecí část
- polovodičový měnič
- motor
- zpětná vazba
- řídicí a regulační část

Součástí napájecí části je síťový filtr nebo tlumivka omezující zpětné působení měniče na napájecí síť. Vlastní napájecí část usměrňuje střídavé vstupní napětí na stejnosměrné napětí meziobvodu. Stejnosměrné napětí meziobvodu je potom polovodičovým frekvenčním měničem přeměněno na střídavé výstupní napětí pohánějící motor. Pro získání zpětné vazby o poloze nebo rychlosti motoru se používají různé typy snímačů otáček nebo polohy, jejichž výstupní signály jsou zpracovávány v regulační a řídicí části pohonu. Regulační část pohonu umožňuje různé druhy regulace pohonu, od nejjednoduššího V/f řízení k výpočtově náročným regulačním algoritmům typu vektor.



*Obr. 6 Sestava pohonů v řešené aplikaci.*

Řešená aplikace obsahuje celkem 5 elektrických pohonů včetně křížového stolu se dvěma lineárními motory, které jsou předmětem této práce. Z tohoto důvodu byl zvolen koncept řídicího systému na bázi motion kontroléru Simotion D s modulárním víceosým systémem Sinamics S120 od firmy Siemens. Systém Simotion je primárně určený pro aplikace s pohony, má v sobě integrované plnohodnotné PLC a řídicí jednotkou pohonů, propojenou s výkonovými moduly interní sběrnici DriveCLiQ. Měniče řady Sinamics S120 jsou univerzální měniče, umožňující různé typy regulace, podporující připojení různých typů motorů a snímačů a umožňující různé typy komunikace s nadřazenými řídicími systémy.

Měniče řady Sinamics S120 jsou pulzní měniče se stejnosměrným napětím meziobvodu. Na vstupní části mají v principu tyristorový usměrňovač usměrňující střídavé síťové napájecí napětí o konstantní frekvenci na stejnosměrné napětí meziobvodu, které je vyhlazováno meziobvodovými kondenzátory. Výstupní část je osazena tranzistory s izolovanou bází IGBT (insulated gate bipolar transistor). Stejnosměrné napětí meziobvodu je výstupní částí měněno na třífázový točivý systém s proměnlivou hodnotou výstupního napětí a s proměnlivou hodnotou výstupní frekvence. Toto se děje na principu pulzní šířkové modulace. Změnou napětí a frekvence je umožněno kontinuálně a beze ztrát měnit rychlost připojeného třífázového motoru. Frekvence, kterou jsou spínány tranzistory, se nazývá pulzní frekvence nebo také taktovací frekvence měniče. [11]

## 4.1 Výběr motorového modulu

Pro napájení lineárních motorů obou os křížového stolu je ekonomicky výhodnější použít dvojitý motorový modul (double motor modul). Pro řešenou aplikaci přicházejí do úvahy moduly o hodnotě jmenovitého výstupního proudu 2x5A nebo 2x9A. Vybrané technické parametry obou modulů jsou uvedeny v následující tabulce.

	<i>double modul 2x5A</i>	<i>double modul 2x9A</i>
Jmenovitý výstupní proud $I_N$ [ $A_{eff}$ ]	2 x 5	2 x 9
Proud trvalého zatížení $I_H$ [A]	2 x 4,3	2 x 7,7
Proud přerušovaného chodu $I_{S6}$ [ $A_{eff}$ ] 40%	2 x 6	2 x 10
Špičkový proud $I_{max}$ [ $A_{eff}$ ]	2 x 10	2 x 18
Proud meziobvodu $I_d$ [ $A_{DC}$ ]	12	22
Napětí meziobvodu [ $V_{DC}$ ]	510 - 720	510 - 720

Tab. 5 Vybrané technické parametry motorových modulů 2x5A a 2x9A. [12]

V aplikacích, kde je proměnlivé zatížení během pracovního cyklu, je nutné zajistit, aby výkonový díl nebyl přetěžován. Není možné jej provozovat na hranici teplotního vytížení spínacích tranzistorů a je nutné mít určitou teplotní rezervu pro případy krátkodobého přetížení vlivem zrychlování či zpomalování pohonu.

### 4.1.1 Kritérium oteplení výkonového dílu $I^2t$

Jedním z kritérií při výběru motorového modulu je kritérium  $I^2t$  [%], které je popsáno v [11]. Jedná se o hodnotící kritérium ztrát a oteplení výkonového dílu během zatěžovacího cyklu a jeho hodnota nesmí přesáhnout 100%. Protože ztrátový výkon ve výkonové části roste v nejnepríznivějších případech kvadraticky s protékajícím proudem, tak je kritérium proudového zatížení  $I^2t$  definováno:

$$\text{kritérium}_{-I^2t} = \frac{1}{T_C} \int_0^T \left( \frac{I(t)}{I_N \cdot k_D} \right)^2 dt \cdot 100 [\%] \quad (4.1)$$

kde  $I(t)$  je efektivní hodnota výstupního proudu výkonového dílu v závislosti na čase,  $I_N$  je hodnota jmenovitého výstupního proudu výkonového dílu,  $k_D$  je činitel ponížení proudového zatížení a  $T_C$  je perioda zatěžovacího cyklu. Délka periody  $T_C$  nesmí být delší než 300s. Činitel ponížení proudového zatížení se určí ze vztahu

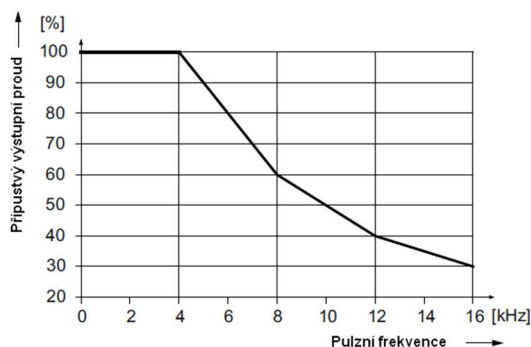
$$k_D = k_{\text{paralelní}} \cdot k_{\text{krátký\_cyklus}} \cdot k_{\text{teplota}} \cdot k_{\text{pulzní\_frekvence}} \quad (4.2)$$

kde:

- $k_{\text{paralelní}}$  je ponižující faktor pro paralelní provoz modulů S120, pro moduly řady Booksize je hodnota  $k_{\text{paralelní}}=1$ .
- $k_{\text{krátký\_cyklus}}$  je ponižující faktor v případě cyklů kratších než 60s a pro moduly řady S120 je jeho hodnota určena výrobcem na hodnotu  $k_{\text{krátký\_cyklus}}=0,9$ .
- $k_{\text{teplota}}$  je ponižující faktor pro provoz při zvýšené okolní teplotě v rozsahu od 40°C do 55°C. V případě řešené aplikace je zajištěna teplota v rozvaděči pod 40°C pomocí klimatizační jednotky. Hodnota  $k_{\text{teplota}}=1$ .
- $k_{\text{pulzní\_fr}}$  je ponižující faktor pro provoz výkonového dílu s vyšší pulzní frekvencí. Výkonový díl bude provozován s pulzní frekvencí 4kHz, hodnota  $k_{\text{pulzní\_fr}}=1$ . [11]

Z uvedených ponižujících faktorů vychází  $k_D=0,9$ .



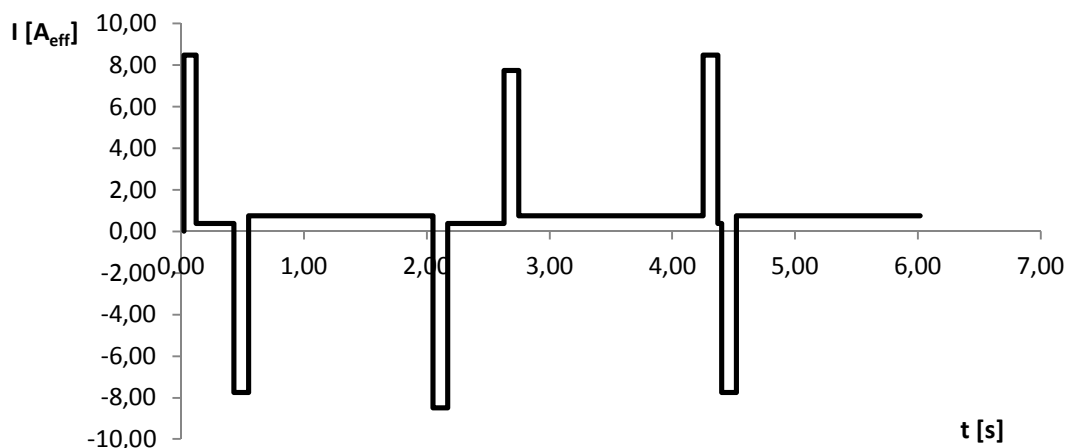


Obr. 7 Závislost pulzní frekvence na přípustném proudovém zatížení. [12].

Pro volbu motorového modulu je třeba znát průběh proudového zatížení během pracovního cyklu. To lze určit ze zátěžového diagramu silového zatížení a hodnoty silové konstanty lineárního motoru.

	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_5$	$t_6$	$t_7$	$t_8$	$t_9$	$t_{10}$	$t_{11}$	$t_{12}$
$t_i[s]$	0,12	0,31	0,12	1,50	0,12	0,46	0,12	1,50	0,12	0,03	0,12	1,50
$I_i[A]$	8,5	0,37	-7,76	0,74	-8,5	0,37	7,76	0,74	8,5	0,37	-7,76	0,74

Tab. 6 Hodnoty proudového zatížení během jednotlivých časových úseků pracovního cyklu osy X.



Obr. 8 Průběh efektivní hodnoty proudového zatížení během pracovního cyklu osy X.

Na základě uvedeného diagramu proudového zatížení lze kritérium  $I^2t$  vypočítat zjednodušeným způsobem, poté co se celý cyklus rozdělí na 12 časových úseků:

$$\text{kritérium } - I^2t = \frac{1}{T_C} \left[ \left( \frac{I_1}{I_N \cdot k_D} \right)^2 \cdot t_1 + \left( \frac{I_2}{I_N \cdot k_D} \right)^2 \cdot t_2 + \dots + \left( \frac{I_{12}}{I_N \cdot k_D} \right)^2 \cdot t_{12} \right] \cdot 100 \quad (4.3)$$

Pro motorový modul se jmenovitým výstupním proudem 2x5A vyšla hodnota kritéria proudového zatížení:

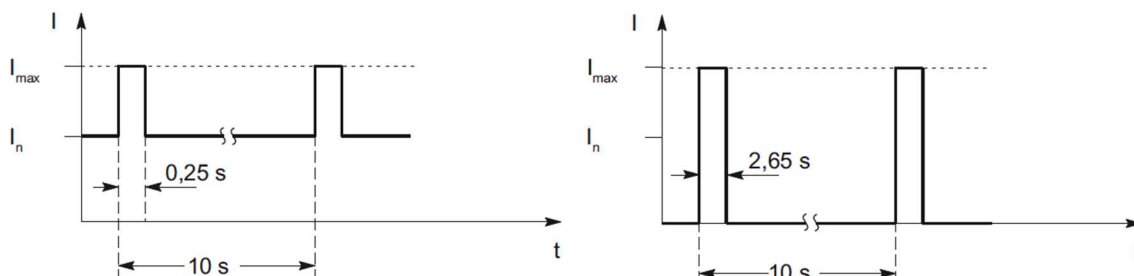
$$\text{kritérium } I^2t_{5A} = 41,2\%.$$

Pro motorový modul se jmenovitým výstupním proudem 2x9A vyšla hodnota kritéria proudového zatížení:

$$\text{kritérium } I^2t_{9A} = 12,7\%.$$

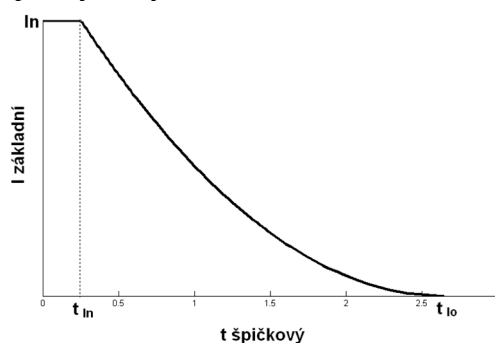
#### 4.1.2 Zatížení výkonového dílu špičkovým proudem při velmi krátkých cyklech

Pro nerovnoměrné zatěžovací průběhy udává výrobce vzorové zatěžovací diagramy. Tyto diagramy jsou zadány pro pohony s pracovním cyklem 10s a udávají maximální dobu špičkového proudu při provozu se zatížením jmenovitým proudem modulu po zbývající dobu cyklu a s nulovým zatížením po zbývající dobu cyklu.



Obr. 9 Zatěžovací diagramy pro provoz se základním proudovým zatížením a bez základního proudového zatížení. [12]

Z těchto zatěžovacích diagramů se vychází při výpočtu maximální dovolené doby špičkového proudu. Předpokládá se kvadratická závislost mezi dobou působení špičkového proudu a velikostí proudu při základním zatížení po zbytek cyklu.



Obr. 10 Závislost maximální doby špičkového proudu na velikosti základního proudového zatížení.

Časové údaje uvedené v zatěžovacích diagramech se zkrátí poměrně ke skutečnému celkovému času cyklu. Protože čas pracovního cyklu je 6,02s, jsou časové údaje poníženy na 60,2 % z hodnot uvedených ve vzorových zatěžovacích diagramech výrobce. Funkční závislost maximální doby zatížení špičkovým proudem na velikosti základního proudového zatížení lze vyjádřit vztahem:

$$t_{sp} = (t_{In} - t_{Io}) \cdot \sqrt{\frac{I_{zákl}}{I_n}} + t_{Io}; \quad 0 \leq I_{zákl} \leq I_n \quad (4.4)$$

- $t_{sp}$  je vypočtená hodnota maximální doby zatížení špičkovým proudem.
- $I_{zákl}$  je hodnota odebíraného proudu při základním zatížení po dobu pracovního cyklu (zatížení po dobu, kdy není zatížení špičkovým proudem).
- $I_n$  je hodnota jmenovitého proudu modulu.
- $t_{In}$  je hodnota maximální doby zatížení špičkovým proudem při zatížení jmenovitým proudem modulu po zbývající dobu cyklu.

$$t_{In} = 0,25 \cdot 0,602 \approx 0,15s.$$

- $t_{Io}$  je hodnota maximální doby zatížení špičkovým proudem při nulovém zatížení modulu po zbývající dobu cyklu.

$$t_{Io} = 2,65 \cdot 0,602 \approx 1,6s.$$

Z průběhu proudového zatížení se určí hodnota základního proudového zatížení metodou výpočtu ekvivalentního proudu při vynechání časových úseků se špičkovým zatížením:

$$I_{z\acute{a}kl} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} \quad (4.5)$$

$$I_{z\acute{a}kl} = \sqrt{\frac{0,37^2 \cdot 0,31 + 0,37^2 \cdot 0,46 + 0,37^2 \cdot 0,03 + 3,0,74^2 \cdot 1,5}{5,3}} \cong 0,68A \quad (4.6)$$

Na základě získané hodnoty základního proudového zatížení a po dosazení do vztahu pro výpočet maximální doby zatížení špičkovým proudem (4.4) lze určit pro daný pracovní cyklus maximální přípustnou dobu špičkového zatížení pro oba typy motorových modulů.

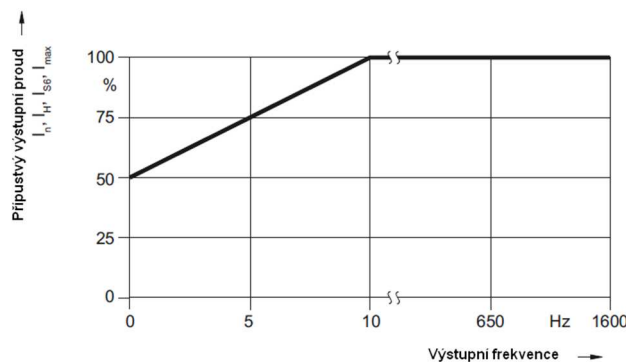
Modul se jmenovitým proudem 2x5A může být zatížen špičkovým proudem 10A po celkovou dobu 1,06s z cyklu o délce 6,02s.

Modul se jmenovitým proudem 2x9A může být zatížen špičkovým proudem 18A po celkovou dobu 1,2s z cyklu o délce 6,02s.

Hodnota vypočtených špičkových proudů během pracovního cyklu je 8,5A po celkovou dobu 0,36s a 7,76A také po celkovou dobu 0,36s. Z uvedených výpočtů vyplývá, že oba moduly splňují toto kritérium. Pro modul 2x5A je ale poměrně malá rezerva hodnoty špičkového proudu, která nesmí být překročena.

#### 4.1.3 Výstupní frekvence výkonového dílu

Další kritérium, které je třeba zohlednit při výběru výkonového dílu je výstupní frekvence, při které bude výkonový díl provozován. Při provozu pod frekvencí 10Hz dochází k velkým rozdílům teplot spínacích tranzistorů. Během spínacího cyklu proud prochází dlouhou dobu přes jeden spínací tranzistor, tím dochází k jeho přehřátí a tranzistor spínající druhou půlvenu se ochlazuje. Velké teplotní rozdíly vedou ke zkrácení životnosti spínacích tranzistorů. [11]



Obr. 11 Závislost výstupní frekvence na přípustném proudovém zatížení. [12]

Výpočet výstupní frekvence při maximální rychlosti  $0,6\text{ms}^{-1}$ :

$$f = \frac{v}{2\tau} = \frac{0,6}{0,032} = 18,75\text{Hz} \quad (4.7)$$

kde  $2\tau$  je rozestup pólů dvojic statoru lineárního motoru. Hodnota výstupní frekvence při maximální rychlosti je vyšší než 10Hz. V dané aplikaci je ale třeba počítat i se skutečností, že osy mohou být provozovány při rychlostech s výstupní frekvencí pod 10Hz za zachování velikosti

zrychlení  $5\text{ms}^{-2}$ . V těchto případech zůstane velikost špičkového proudu stejná, pouze bude působit po kratší dobu. V tomto případě je však již nutné zohlednit ponižující faktor nízké výstupní frekvence na katalogové proudové hodnoty motorových modulů.

S ohledem na tuto skutečnost a malou rezervu špičkového proudu modulu 2x5A volím výkonový modul 2x9A s typovým označením 6SL3120-2TE21-0AA3.

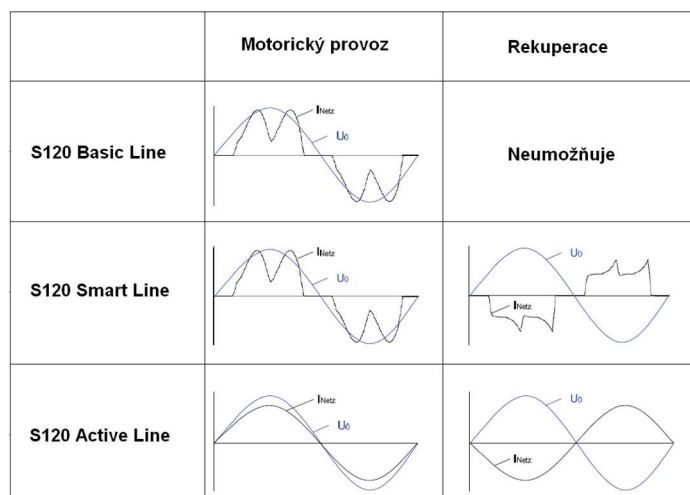
## 4.2 Napájecí část pohonu

Napájecí modul je součástí sestavy pohonu, která ze střídavého třífázového napětí na vstupu vytváří usměrněné stejnosměrné napětí meziobvodu, na který jsou dále připojeny motorové moduly. Usměrněné napětí je vyhlazováno meziobvodovými kondenzátory, které jsou součástí napájecího modulu. Pro pohony řady S120 jsou k dispozici různé typy napájecích modulů.

*Basic Line* moduly vytváří z třífázového střídavého napětí neregulované stejnosměrné napětí meziobvodu. Jsou určeny pro dvoukvadrantový provoz motorů a neumožňují rekuperaci energie. V případě výskytu energie na meziobvodu, vzniklé z generátorického provozu připojených motorů je nutné tuto energii spotřebovat v brzděném odporu připojeném na meziobvod. Usměňovací blok je tvořen diodami, velikost usměrněného napětí na meziobvodu se pohybuje od 1,32 do 1,41-násobku síťového napětí podle zatížení. Účinnost modulu je 99%. [11]

*Smart Line* moduly vytváří neregulované napětí meziobvodu. Usměňovací blok je realizován antiparalelně zapojenými diodami a IGBT tranzistory trvale taktovanými na frekvenci sítě. Tranzistory jsou spínané po  $120^\circ$  podle třífázového otáčivého systému. V režimu spotřeby je napětí na straně meziobvodu nižší než na napájecí straně a proud protéká přes diodový můstek. V případě rekuperace je napětí na straně meziobvodu vyšší a proud protéká přes sepnuté IGBT tranzistory. Tento způsob řízení umožňuje relativně rychlou reakci na změnu zátěže. Díky trvale spínaným tranzistorům se nezatížený měnič chová jako kapacitní zátěž, kapacitní proud může dosáhnout 15 až 20% jmenovitého proudu. Napětí meziobvodu má hodnotu přibližně 1,3-násobku síťového napětí pro motorický režim a 1,4 násobku síťového napětí pro generátorický režim. Účinnost modulu je 98,5%. [11]

*Active Line* moduly mají na rozdíl od *Smart Line* modulů IGBT tranzistory řízené pulzně šířkovou modulací a vytváří konstantní regulované napětí meziobvodu. Ve spojení s předřazeným filtrem je schopen zajistit téměř sinusový proudový odběr. Napětí meziobvodu je vždy vyšší, než špičkové napětí sítě. Jeho hodnota je nastavitelná od 1,41 do 2-násobku síťového napětí, standardně se používá nastavení 1,5-násobku síťového napětí. Modul dokáže překlenout krátkodobé výpadky a kolísání síťového napětí. Účinnost modulu je 97,5%. [11]



Obr. 12 Typický průběh síťového proudu napájecích modulů. [11]

#### 4.2.1 Výběr napájecího modulu

Předpokladem pro volbu napájecí části sestavy pohonů je znalost průběhu proudového zatížení všech motorů, které jsou připojeny přes motorové moduly na společný meziobvod, napájený z napájecího modulu. Princip výpočtu průběhu proudového zatížení jednotlivých motorů, ať rotačních nebo lineárních, je stejný, jak je popsáno v předcházejícím textu. K takto získaným průběhům je třeba ještě přičíst proudy vzniklé ztrátami na motorových modulech. Součtem takto získaných průběhů proudových zatížení se dostane celkový průběh proudového zatížení napájecího dílu.

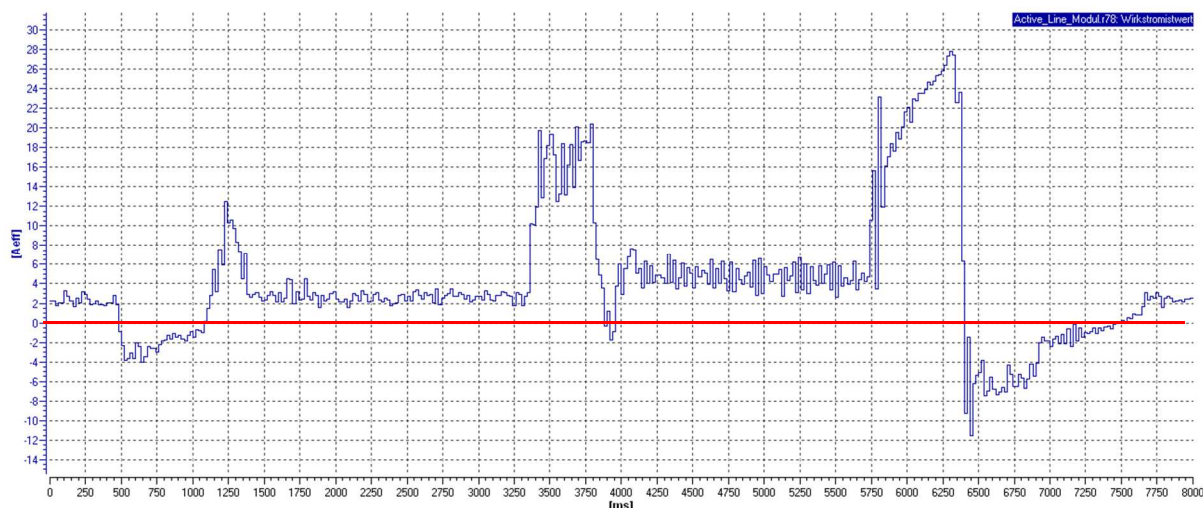
Kritéria pro výběr velikosti napájecího dílu jsou obdobná jako pro výběr motorového modulu. I v tomto případě udává výrobce pro nerovnoměrné zatěžovací průběhy vzorové zatěžovací diagramy. Tyto diagramy jsou zadány pro pracovní cyklus 10s a udávají maximální dobu špičkového výkonu při provozu se zatížením jmenovitým výkonem modulu po zbývající dobu cyklu a bez zatížení po zbývající dobu cyklu.

Všechny pohony připojené na společný meziobvod budou pracovat v krátkých cyklech, během nichž budou zrychlovat a zpomalovat. Lze předpokládat výskyt přebytku energie na meziobvodu vzniklé provozem motorů v generátorickém režimu při brzdění. Tento problém je možné řešit buď připojením brzděného odporu na meziobvod, kde by se přebytečná energie měnila v teplo, nebo použitím napájecího dílu umožňujícího rekuperaci. Využití brzděného odporu přináší v případě umístění do rozvaděče problémy s oteplováním rozvaděče a zvyšuje nároky na jeho ochlazování. V případě umístění mimo rozvaděč vznikají další problémy s jeho krytím tak, aby bylo zabráněno dotyku s živými a horkými částmi, dále musí být zajištěn odvod tepla atd.

Protože se jedná o aplikaci s vysokými dynamickými nároky na všechny osy, je vhodné zajistit konstantní napětí na meziobvodu. Z těchto důvodů jsem zvolil napájecí modul umožňující rekuperaci a s regulovaným napětím meziobvodu *Active Line* se jmenovitým výkonem 16kW.

Napájecí modul je nutné připojit na síť přes síťový filtr a síťovou tlumivku. V případě použití *Active Line* modulu jsou tyto prvky součástí takzvaného *Active Interface* modulu.

*Active Interface* modul filtruje z pulzně-šířkově modulovaného napětí *Active Line* modulu harmonické vyššího řádu a zajišťuje na síťové straně téměř sinusový odběr proudu a tím pádem minimální zpětné účinky pohonu na síť.[11]



Obr. 13 Skutečný průběh proudu na napájecím dílu (souběh všech os stroje).

### 4.3 Odměřovací systém

Odměřovací systém slouží jako zpětná vazba v rychlostní a polohové regulační smyčce. Na jeho kvalitě závisí kvalita regulace. Z okamžité hodnoty aktuální polohy získává pohon informaci o aktuální rychlosti. Pro osu s vybavenou lineárním motorem se použije přímý odměřovací systém, kdy na pevné části je umístěno odměřovací pravítko a na pohyblivé části snímací hlavice, vysílající do řídicího systému informaci o poloze v některém ze standardizovaných formátů. Je možné volit mezi inkrementálním nebo absolutním odměřováním.

V případě použití inkrementálního odměřování je nutné zajistit po zapnutí napájení provedení reference osy na její nulovou značku. V případě použití absolutního odměřování se po zapnutí napájení načte absolutní poloha a poté se již skutečná poloha dopočítává z počtu impulzů, stejně jako u inkrementálního odměřování. Tím je zaručena stejná rychlost vyhodnocování jako u inkrementálního odměřování a navíc informace o poloze zůstane uložena i v případě pohybu osy při vypnutém napájení.

#### 4.3.1 Magnetické odměřování Hiwin

Firma Hiwin dodává odměřování na magnetickém principu. Jedná se o bezkontaktní způsob odměřování polohy, kdy se nad polarizovaným magnetickým páskem pohybuje snímací hlavice. Délka periody je dána vzdáleností polarizovaných pólů na magnetickém pásku. Magnetický pásek je krytý páskem z nemagnetické oceli a může být integrován přímo do kolejnice lineárního vedení nebo umístěn samostatně.

Snímací hlavice, obsahující Hallovy sondy, snímá proměnné magnetické pole pásky, a generuje harmonický signál. Dodává se ve dvou typových provedeních, buď s analogovým výstupním signálem ve formě dvou sinusových stop posunutých vůči sobě o  $90^\circ$  (1V<sub>pp</sub>), nebo s digitálním signálem TTL ve formátu pravouhlých obdélníků. Případně je ještě doplněna třetí stopa s nulovou značkou. Rozlišení snímací hlavice s výstupním signálem TTL je 1μm, u výstupního signálu sin/cos 1V<sub>pp</sub> závisí na rozlišení použitého A/D převodníku. [17] Magnetické odměřování je ve srovnání například s optickým méně přesné a umožňuje pouze inkrementální způsob odměřování. V případě nasazení magnetického odměřování spolu s lineárním motorem je třeba zajistit dostatečný odstup od lineárního motoru a permanentních magnetů, aby odměřování nebylo ovlivněno jejich magnetickým polem. Na druhé straně je magnetické odměřování odolné vůči výskytu nečistot a jeho pořizovací náklady jsou relativně nízké.

	Analogová 1V <sub>pp</sub>	Digitální TTL
Rozlišení	dle A/D převodníku	1μm
Výstupní signál	sin/cos 1V <sub>pp</sub> (0,85 až 1,2V)	5V/TTL/RS422
Nulová značka	po 1mm	po 1mm
Fázový úhel	90°±0,1°	90°
Činitel harmonického zkreslení	<0,1%	
Obousměrná opakovatelnost	0,01 mm	0,01 mm
Maximální měřicí rychlost	10m/s	1m/s
Napájecí napětí	5V ±5%	5V ±5%

Tab. 7 Vybrané technické parametry snímací hlavice. [17]

Třída přesnosti	±20μm/m
Perioda	1mm
Koeficient teplotní roztažnosti	11,5.10 <sup>-6</sup> K <sup>-1</sup>

Tab. 8 Vybrané technické parametry magnetického pásku. [17]

#### 4.3.2 Volba odměřovacího systému

Při volbě odměřování je nutné ověřit význam jednotlivých parametrů, udávaných výrobcem. Není bezpodmínečně nutné volit nejvyšší přesnost a rozlišení, ale je třeba zvážit konkrétní aplikaci a požadavky z ní vyplývající.



Pod pojmem třída přesnosti výrobci udávají maximální chybu vůči skutečné hodnotě v každém bodě měřeného rozsahu. Tato chyba je určena zejména přesností dělení magnetického pásku a odchylkou polohy jednotlivých dílků od jejich ideálního lineárního průběhu. Nezanedbatelný je i vliv teploty na přesnost, a to zejména u delších zdvihů. Pásek je nalepen na základním tělese a jeho délkové změny v závislosti na teplotě se projevují i na délkových změnách pásku.

Opakovatelností se rozumí vzájemná odchylka naměřených hodnot v témže místě měřícího rozsahu a závisí zejména na kvalitě signálu a schopnosti jeho vyhodnocení v rámci jedné periody měřícího signálu.

Rozlišitelnost je nejmenší změna snímané veličiny, kterou je snímač schopen zaznamenat. Nemalý vliv na celý odměřovací systém má kvalita signálu a jeho rušení. Z toho důvodu je nutné použití stíněných kabelů, dodržení maximálních délek vedení a odstupů od možných zdrojů rušení.

Pro řešenou aplikaci je prvořadým parametrem při výběru snímače opakovatelnost. Je požadováno, aby osa byla schopna polohovat opakovaně na témže místě s přesností  $\pm 0,01\text{mm}$ . Dále rychlost měření, odměřování musí být schopno spolehlivě pracovat při rychlosti do  $1\text{ms}^{-1}$ . Třída přesnosti měřítka není pro řešenou aplikaci nejvýznamnější parametr, protože chyba změřené hodnoty vůči skutečné okamžité pozici v průběhu polohovacího cyklu není v tomto případě rozhodující. Požadována je odolnost vůči nečistotám a spolehlivost. V prostoru snímače je i přes provedené krytování možnost výskytu oleje a nečistot, které se budou usazovat na odměřovacím pásku. Z tohoto důvodu nelze volit otevřený optický odměřovací systém a je použit magnetický odměřovací systém s analogovým signálem  $\sin/\cos 1V_{pp}$  a třetí stopou pro pravouhlý signál nulové značky s periodou  $1\text{mm}$ .

### 4.3.3 Interface modul snímače polohy $\sin/\cos 1V_{pp}$

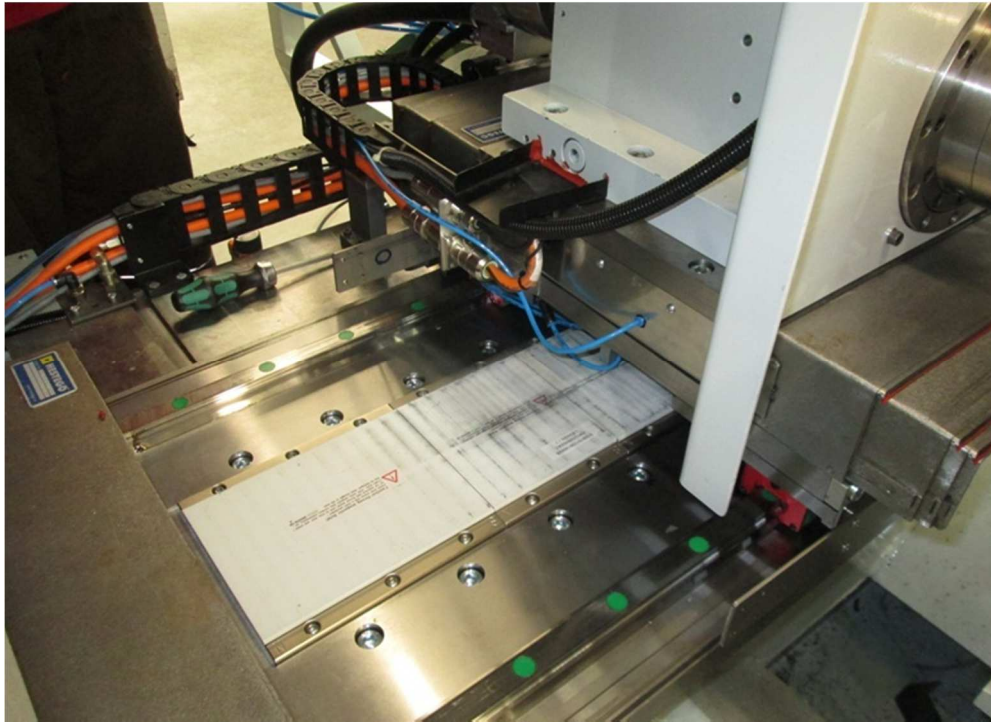
Signál odměřovacího systému je přiveden do vyhodnocovacího modulu SMC20, který je po sběrnic DriveCliQ propojen s motorovým modulem pohonu. Tento modul umožňuje připojení snímače s analogovým signálem  $\sin/\cos 1V_{pp}$  nebo snímače komunikující po sběrnicích SSI a EnDat. Modul je schopen vyhodnocovat signál snímače až do frekvence  $500\text{kHz}$ . Získaná diskretní hodnota signálu je přepočítána na aktuální rychlost, aktuální pozici a polohu rotoru. Modul dále vyhodnocuje signál nulové značky a umožňuje ještě připojení polovodičového snímače teploty vinutí motoru typu KTY84/130 nebo PTC. [12]

Výstupní analogový signál snímače polohy  $\sin/\cos 1V_{pp}$  se skládá ze dvou stop sinusového průběhu, posunutých vůči sobě o  $90^\circ$ . Tyto signály jsou přivedeny na vstupy A/D převodníku. Ze získaných digitalizovaných hodnot velikosti napětí sinusové a kosinusové stopy implementuje modul hodnotu polohy v rámci jedné periody signálu jako

$$\theta_{ele} = \begin{cases} 0^\circ + \arctan \frac{U_{sin}}{U_{cos}}, & U_{cos} \geq 0 \wedge U_{sin} \geq 0 \\ 180^\circ + \arctan \frac{U_{sin}}{U_{cos}}, & U_{cos} < 0 \\ 360^\circ + \arctan \frac{U_{sin}}{U_{cos}}, & U_{cos} \geq 0 \wedge U_{sin} < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

Celková informace o poloze se skládá z hrubé hodnoty polohy a jemného rozlišení polohy v rámci jedné periody sinusového signálu, která se získává výpočtem z digitalizovaných hodnot signálů  $\sin$  a  $\cos$ . [19]

Jemné rozlišení v rámci jedné periody signálu je v případě pohonů Sinamics S120 konfigurovatelné parametrem p418 a standardně se používá rozlišení 11bitů, což představuje rozdělení jedné periody na 2048 dílků. Výsledná informace o poloze má pak 32bitů, přičemž dělení periody je obsaženo v dolních bitech.



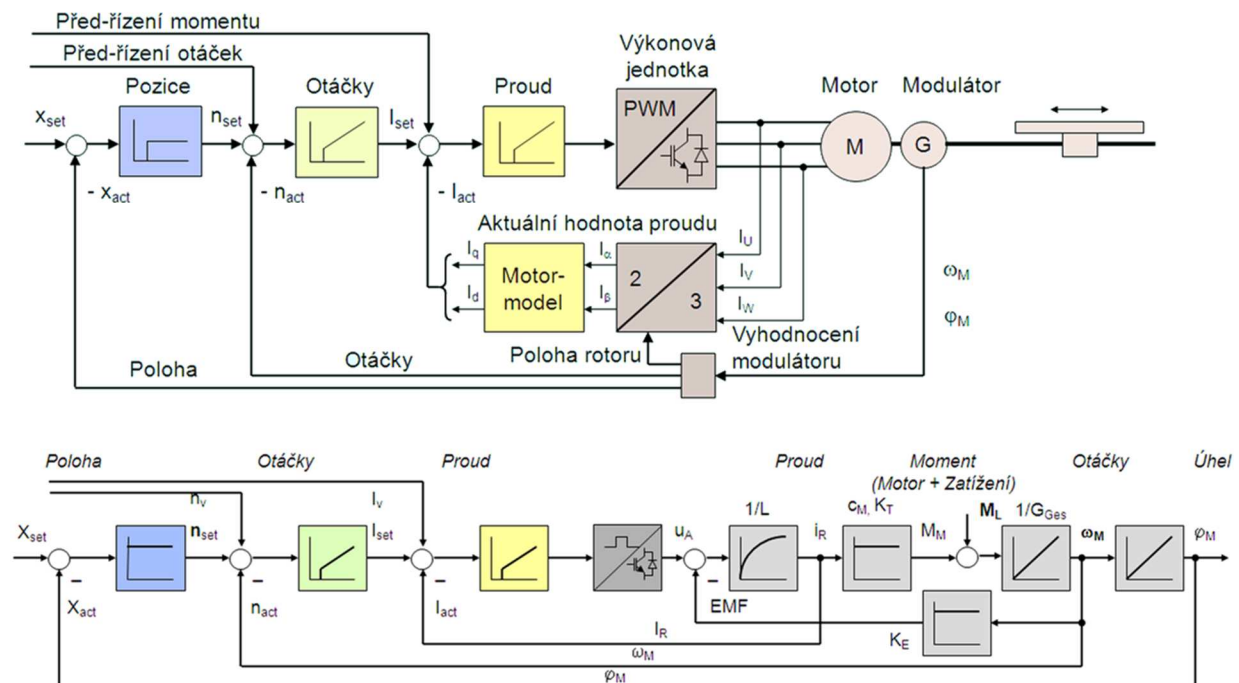
*Obr. 14 Odkrytá osa X křížového stolu stroje*



## 5 REGULAČNÍ STRUKTURA SERVOPOHONU

### 5.1 Popis regulační struktury polohového regulátoru

Princip řízení polohy spočívá v porovnávání žádané polohy se skutečnou hodnotou získané z odměřovacího systému. Struktura regulace pohonu je kaskádového charakteru. Skládá se z polohové, rychlostní (otáčkové) a proudové regulační smyčky, přičemž proudová smyčka je podřízena smyčce rychlostní a rychlostní smyčka je podřízena smyčce polohové. Při zprovožňování regulačních smyček se postupuje od proudové přes rychlostní k polohové, nastavení jednotlivých regulátorů je navzájem nezávislé. Regulátory nižší úrovně se chovají jako zástupce času zpoždění pro předřazený systém a touto cestou ovlivňují dynamické vlastnosti celého systému v odpovědi na odezvu žádané hodnoty. [9] Tuto nevýhodu lze kompenzovat zařazením předkorekcí nižších stupňů řídicích smyček. Předkorekce rychlosti (otáček) je hodnota offsetu, která se přičítá k žádané hodnotě. Je to hodnota žádané rychlosti vynásobená váhovým faktorem. Výhoda je, že regulátor polohy nemusí mít tak vysoké zesílení při zachování kvalitního sledování trajektorie. Předkorekce momentu (proudu) je hodnota offsetu přičítající se k žádané hodnotě proudu. [9]



Obr. 15 Struktura uzavřené smyčky polohového regulátoru pohonu [9].

Jednoduše lze realizovat limitování regulovaných hodnot nižší úrovně limitováním předřazené řídicí hodnoty. Maximální výstupní proud proudového regulátoru je potom limitován omezením výstupu rychlostního regulátoru a maximální rychlost je limitována omezením výstupu regulátoru polohy. [3]

Na regulační obvod působí poruchové veličiny, které mohou působit buď staticky, dynamicky nebo se jedná o vysokofrekvenční děje. Jako statické poruchové veličiny mohou působit například ubytek napětí na vinutí, zatížení vlivem tření a podobně. Dynamické poruchy vznikají od rázových zatížení systému. Vysokofrekvenční poruchy mohou pocházet od mechanického chvění systému nebo rušení vznikající v napájecí části. [9]

#### 5.1.1 Proudový regulátor

Proudová smyčka je velmi rychlá. V regulačním obvodu má za úkol kompenzovat časovou konstantu způsobenou indukčností vinutí motoru, která zabraňuje skokovým změnám proudu. Regulace je realizována PI regulátorem, protékající proud je měřen ve všech fázích Hallovými

sondami. Měřená hodnota je přivedena přes matematický model motoru vycházející z jeho náhradního schématu na porovnávací členy s žádanou hodnotou proudu na vstupu do regulátoru.[3]

Regulace v proudové smyčce využívá principů vektorové regulace, kdy je vnitřní struktura proudového regulátoru rozdělena na dvě části. Skládá se z regulátoru momentové složky proudu  $i_q$  představující činnou složku proudu a z regulátoru budící složky proudu  $i_d$ , která představuje jalovou složkou proudu a vyvolává magnetický tok statoru. Celkový proud statoru je vektorový součet obou složek. Výstupem proudového regulátoru na pulzně šířkový modulátor je vektor napětí určený jeho velikostí a prostorovým úhlem. [8]

Návrh proudového regulátoru je proveden podle [5] metodou optimálního modulu, která vychází z přenosu uzavřené smyčky druhého řádu. Odezva na jednotkový skok je charakterizována překmitem 4,3%,  $\tau_\sigma$  je součtová konstanta všech malých časových konstant soustavy. Standardní tvar přenosu uzavřené smyčky po úpravách je:

$$G_{wi}(s) = \frac{1}{1 + 2\tau_\sigma s + 2\tau_\sigma^2 s^2} \quad (5.1)$$

Standardní tvar přenosu otevřené smyčky je:

$$G_o(s) = G_{Ri}(s) \cdot G_s(s) = \frac{1}{2\tau_\sigma s(1 + \tau_\sigma s)} \quad (5.2)$$

Odtud lze odvodit požadovaný přenos regulátoru:

$$G_{Ri}(s) = \frac{1}{G_s(s)} \cdot \frac{1}{2\tau_\sigma s(1 + \tau_\sigma s)} \quad (5.3)$$

Pro soustavu druhého řádu s jednou velkou časovou konstantou  $T_I$  a jednou malou časovou konstantou  $\tau_\sigma$  je přenos PI regulátoru ve tvaru:

$$G_{Ri}(s) = \frac{(1 + T_I s)(1 + \tau_\sigma s)}{K_s} \cdot \frac{1}{2\tau_\sigma s(1 + \tau_\sigma s)} = \frac{(1 + T_I s)}{2K_s \tau_\sigma s} = \frac{(1 + \tau_1 s)}{\tau_0 s} \quad (5.4)$$

Integrační časová konstanta proudového regulátoru  $T_{Ni}$ [ms] je rovna větší časové konstantě  $\tau_1$  a zesílení proporcionální složky PI regulátoru je:

$$K_{pi} = r_0 = \frac{\tau_1}{\tau_0} \quad (5.5)$$

## 5.1.2 Rychlostní (otáčkový) regulátor

Rychlostní regulátor je nadřazený regulátoru proudu, zatěžující síla vystupuje v regulační smyčce jako poruchová veličina. Regulátor vytváří akční veličinu z rozdílu vstupní hodnoty žádané rychlosti dodávanou polohovým regulátorem a vstupní hodnoty aktuální rychlosti získané z odměřovacího systému. Tyto hodnoty jsou přivedeny na vstupní rozdílový člen regulátoru, který vytváří regulační odchylku rychlosti. Výstupní akční veličina rychlostního regulátoru je přivedena přes filtrační a omezovací členy na vstup proudové regulační smyčky. [3]

Pro realizaci regulace rychlosti se používá PI regulátor z důvodu nutnosti rychlé realizace regulace bez trvalé regulační odchylky. Návrh regulátoru se provádí metodou symetrického optima, která vychází z přenosu uzavřené smyčky třetího řádu. Přechodová charakteristika je charakterizována překmitem o 43,4% oproti žádané hodnotě, což umožní nastavení vyššího zesílení. [1] Uzavřená smyčka má standardní tvar:

$$G_w(s) = \frac{1 + 4\tau_\Sigma s}{1 + 4\tau_\Sigma s + 8\tau_\Sigma^2 s^2 + 8\tau_\Sigma^3 s^3} \quad (5.6)$$

Standardní tvar přenosu otevřené smyčky je:

$$G_o(s) = G_{Rv}(s) \cdot G_S(s) = \frac{1 + 4\tau_\Sigma s}{8\tau_\Sigma^2 s^2 (1 + \tau_\Sigma s)} \quad (5.7)$$

Požadovaný přenos regulátoru rychlosti má tvar:

$$G_{Rv}(s) = \frac{1}{G_S(s)} \cdot \frac{1 + 4\tau_\Sigma s}{8\tau_\Sigma^2 s^2 (1 + \tau_\Sigma s)} \quad (5.8)$$

Pro soustavu s jedním integrátorem  $T_I$  a jednou malou součtovou časovou konstantou  $\tau_\Sigma$ , jejíž přenos je:

$$G_S(s) = \frac{K}{T_I s (1 + \tau_\Sigma s)} \quad T_I > 4\tau_\Sigma \quad \tau_\Sigma = \sum \tau_i \quad (5.9)$$

Podle symetrického optima je přenos PI regulátoru ve tvaru:

$$G_{Rv}(s) = \frac{T_I s (1 + \tau_\Sigma s)}{K} \cdot \frac{1 + 4\tau_\Sigma s}{8\tau_\Sigma^2 s^2 (1 + \tau_\Sigma s)} = \frac{1 + 4\tau_\Sigma s}{8\tau_\Sigma^2 s / T_I} = \frac{1 + \tau_1 s}{\tau_0 s} \quad (5.10)$$

Časové konstanty  $\tau_0$  a  $\tau_1$  se rovnají:

$$\tau_0 = \frac{8\tau_\Sigma^2}{T_I} \quad \tau_1 = 4\tau_\Sigma \quad (5.11)$$

Návrh regulátoru metodou symetrického optima je převzat z [5].

### 5.1.3 Odezva žádané hodnoty v uzavřené regulační smyčce rychlostního regulátoru

Kvalitu rychlostní smyčky lze posoudit z průběhu frekvenční charakteristiky nebo z přechodové charakteristiky vyjadřující odezvu na jednotkový skok řízení. Z podílu skutečné rychlosti a žádané rychlosti se určí přechodová funkce uzavřené regulační smyčky.

Frekvenční charakteristiky (Bode graf) znázorňují přenosovou funkci systému v uzavřené regulační smyčce. Amplitudová charakteristika zobrazuje závislost amplitudy frekvenčního přenosu, fázová charakteristika zobrazuje fázový posun. Z amplitudových a fázových charakteristik lze určit následující parametry soustavy:

- mezní propustnou frekvenci soustavy
- rezonanční a vlastní frekvence soustavy
- rezervu amplitudy a rezervu fáze

Charakteristickou veličinou uzavřené regulační smyčky je pásmo frekvenční propustnosti, které udává mezní propustnou frekvenci při poklesu amplitudy o 3dB nebo při fázovém posuvu 90° (obě hodnoty se u soustav vyššího než druhého řádu poněkud liší) [3]. Mezní propustná frekvence udává, do jaké frekvence je regulační obvod schopen sledovat změny žádané hodnoty nebo vyrovnávat změny poruchové veličiny. Měla by být co nejvyšší, čímž se dosáhne vysoké dynamiky a krátkých náběhových časů. [8]

Rezonanční frekvence je stav, kdy se frekvence budící síly rovná vlastní frekvenci soustavy. Kolik má soustava stupňů volnosti, tolik má vlastních frekvencí. Rezonanční frekvence lze určit z fázové charakteristiky. Nacházejí se v místě, kde se skokově obrací fázová charakteristika. V místě rezonanční frekvence je zesílení amplitudy největší. Zesílení amplitudy při rezonanční frekvenci se označuje jako špička přírůstku, a neměla by přesáhnout +5dB. Její velikost je závislá na velikosti zesílení rychlostního regulátoru a definuje překmit žádané hodnoty. [9]

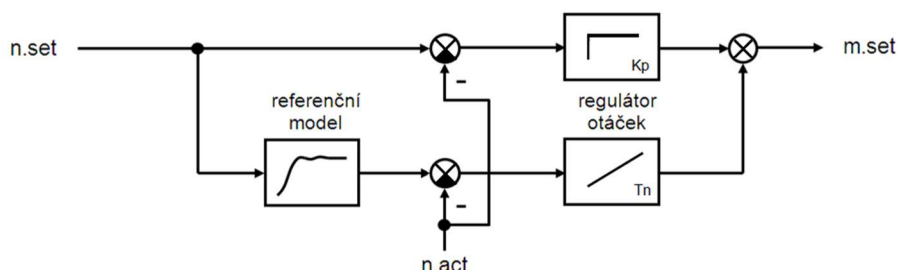
Rezerva amplitudy je odstup charakteristiky k linii 0dB v záporné oblasti a vyjadřuje tlumení mezi zátěží a motorem.

Rezerva fáze je odstup charakteristiky k linii -180° a vyjadřuje časový posuv mezi amplitudou

zátěže a amplitudou motoru. Při frekvencích vyšších od dosažení nulové fázové rezervy by měla být rezerva fáze 12dB, jinak systém není dostatečně tlumen. Zvláštní případ je, když je rezerva fáze 0° a rezerva amplitudy 0dB, systém se nachází ve stavu netlumených kmitů. [9]

#### 5.1.4 Referenční model

Pohony Sinamics S120 umožňují volitelně použít referenční model pro regulační smyčku rychlosti. Referenční model umožňuje kompenzovat překmit výstupu rychlostního regulátoru, je zařazen do vstupu regulátoru rychlosti.



Obr. 16 Blokové schéma rychlostního regulátoru s referenčním modelem. [9]

Referenční model zpožďuje odchylku žádané hodnoty integrační složky regulátoru rychlosti, čímž je docíleno snížení překmitu v odezvě na změnu žádané hodnoty. Odezva na poruchovou veličinu jím není ovlivněna, protože ta vstupuje do rozdílového členu, který je umístěn za referenčním modelem. [9]

#### 5.1.5 Filtry žádané hodnoty regulátoru proudu

Na výstupu rychlostního regulátoru je možné aktivovat až čtyři frekvenční filtry, které umožní tlumit rezonanční frekvence regulačního obvodu.

K dispozici jsou filtry typu:

- dolní propust 2. řádu se sklonem přímky -40dB/dekáda
- všeobecný filtr 2. řádu, na tento typ filtru jsou přepočítávány i předdefinované filtry typu pásmová zádrž a dolní propust s poklesem na konstantní hodnotu.

Vedle amplitudové charakteristiky filtru je zobrazena i fázová charakteristika, kde fázový posuv představuje zpoždění v regulačním obvodu a mělo by být co nejmenší. Použití filtrů zvyšuje nároky na výpočetní čas a vnáší zpoždění do uzavřené smyčky rychlostního regulátoru.

#### 5.1.6 Polohový regulátor

Na rozdíl od rychlostního a proudového regulátoru, které jsou součástí řídicí jednotky samotného pohonu, je polohový regulátor integrovaný v nadřazeném řídicím systému a jeho výstupem je žádaná hodnota rychlosti. Tuto žádanou hodnotu předává na samotný pohon buď po komunikační sběrnici, nebo přes analogový výstup. Řídicí systém Simotion komunikuje s řídicí jednotkou pohonů po integrované sběrnici Profibus DP.

Před vlastním regulátorem polohy je zařazen interpolátor, který v pevně stanovených časových intervalech vypočítává ze zadaného polohovacího profilu dráhové a rychlostní přírůstky. Od těchto přírůstků žádané polohy je odečtena skutečná hodnota polohy a výsledná hodnota polohové odchylky vstupuje do polohového regulátoru. K vyhodnocení odchylky mezi žádanou a skutečnou polohou se používá proporcionální regulátor polohy. Polohová odchylka se také nazývá vlečná chyba.

Zesílení proporcionálního regulátoru polohy  $K_v$ , nazývané také rychlostní konstantou polohové smyčky, vyjadřuje poměr rychlosti  $v$  k polohové odchylce  $(x_1 - x)$  a číselně udává rychlost sledování při jednotkové odchylce skutečné polohy od polohy žádané.

$$K_v = \frac{v}{(x_1 - x)} \quad (5.12)$$

Čím vyšší je  $K_v$ , tím menší je vlečná chyba při dané rychlosti. Pro dobrou dynamiku polohové smyčky je důležité, aby zesílení polohové i rychlostní smyčky bylo co nejvyšší. [3]

Vzorkovací takt polohové regulační smyčky v případě systému Simotion D435 jsou 2ms. Tento systém umožňuje volitelně zařadit funkci DSC (Dynamic Servo Control), která provádí tyto výpočty v taktu rychlostního regulátoru, který je 125 $\mu$ s. Zkrácením taktu polohové regulační smyčky se dosáhne rozšíření frekvenčního pásma, kratších reakčních časů na poruchovou veličinu a možnosti nastavení vyššího zesílení polohového regulátoru. [10]

## 5.2 Návrh regulačních obvodů

Výpočty v kapitole 5.2 jsou provedeny podle [4] a [14].

### 5.2.1 Výpočet proudových regulátorů

Pro návrh proudového regulátoru lze zanedbat zpětnou vazbu od indukovaného protinapětí na vinutí, vyjádřenou v blokovém schématu na Obr. 15 proporcionálním členem se zesílením  $K_E$ , které vyjadřuje napěťovou konstantu motoru. Jedním z důvodů je skutečnost, že se reálné nastavení proudového regulátoru provádí na jednotkový skok žádané hodnoty proudu při stojícím zabrzděném motoru, kdy je indukované napětí nulové. Přesto proudová smyčka pracuje optimálně i při nenulových rychlostech. [4]

Regulační smyčka proudového regulátoru je ovlivněna zejména časovou konstantou vinutí motoru  $\tau_s$ . Tato časová konstanta je uvedena výrobcem v katalogu jako elektrická časová konstanta a určí se pomocí hodnoty indukčnosti vinutí  $L_s$  a odporu vinutí  $R_s$ :

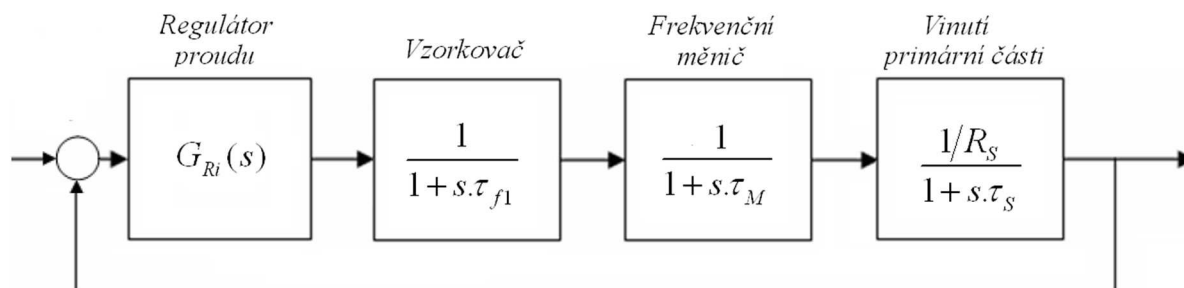
$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{0,084}{7,4} = 0,01135s \quad (5.13)$$

Zesílení tranzistorového frekvenčního měniče je zahrnuto v zesílení regulátoru  $K_{pi}$  [V/A]. [7] Náhradní časová konstanta výkonového dílu měniče  $\tau_M$  se určí ze spínací frekvence měniče, která je 4kHz

$$\tau_M = \frac{1}{2 \cdot f_p} = \frac{1}{2 \cdot 4000} = 0,000125s \quad (5.14)$$

Vzorkovací frekvence  $\tau_{f1}$  proudové smyčky je u měniče Sinamics S120 nastavena na 125 $\mu$ s. Náhradní časová konstanta výkonové části měniče a vzorkovače  $\tau_\sigma$  je dána součtem obou časových konstant

$$\tau_\sigma = \tau_M + \tau_{f1} = 0,00025s \quad (5.15)$$



Obr. 17 Blokové schéma uzavřené smyčky proudového regulátoru. [14]

Přenos soustavy skládající se ze vzorkovače, výkonového dílu a vinutí primární části motoru:

$$G_{Si}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{f1} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_M \cdot s} \cdot \frac{1/R_S}{1 + \tau_S \cdot s} = \frac{1/R_S}{(1 + \tau_{\sigma} \cdot s)(1 + \tau_S \cdot s)} \quad (5.16)$$

Přenos PI regulátoru proudu se vypočítá:

$$G_{Ri}(s) = \frac{(1 + \tau_{\sigma} \cdot s)(1 + \tau_S \cdot s)}{1/R_S} \cdot \frac{1}{2\tau_{\sigma} s(1 + \tau_{\sigma} s)} = \frac{(1 + \tau_S s)}{2/R_S \cdot \tau_{\sigma} s} = \frac{(1 + 0,01135s)}{6,76 \cdot 10^{-5} \cdot s} \quad (5.17)$$

Ze získaného přenosu PI regulátoru se vypočítá hodnota zesílení:

$$K_{Pi} = \frac{\tau_1}{\tau_0} = \frac{0,01135}{6,76 \cdot 10^{-5}} = 167,9VA^{-1} \quad (5.18)$$

Integrační časová konstanta má hodnotu větší časové konstanty:

$$T_{Ni} = \tau_1 = 11,35ms \quad (5.19)$$

Výsledné hodnoty jsou shodné pro obě osy.

## 5.2.2 Výpočet rychlostních regulátorů

Vzorkovací frekvence  $\tau_{f2}$  rychlostní smyčky je  $125\mu s$ , přenos vzorkovače má tvar:

$$G_{f2}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{f2} \cdot s} \quad (5.20)$$

Přenos proudové uzavřené smyčky lze zjednodušit do tvaru:

$$G_{wi}(s) = \frac{1}{1 + 2\tau_{\sigma} s + 2\tau_{\sigma}^2 s^2} \approx \frac{1}{1 + 2\tau_{\sigma} s} \quad (5.21)$$

Součtem časové konstanty vzorkovače a proudové smyčky dostaneme malou náhradní časovou konstantu rychlostní smyčky  $\tau_{\Sigma}$ :

$$\tau_{\Sigma} = \tau_{f2} + 2 \cdot \tau_{\sigma} = 0,000125 + 2 \cdot 0,00025 = 0,000625s \quad (5.22)$$

Hnací síla motoru je dána vztahem:

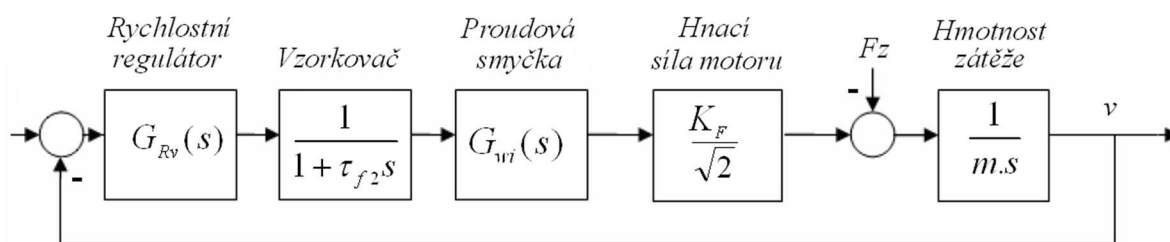
$$F = \frac{K_F}{\sqrt{2}} I_0 \quad (5.23)$$

kde  $K_F$  [ $NA^{-1}$ ] je silová konstanta motoru uvedená výrobcem v technických parametrech a vyjadřuje vztah mezi celkovou silou vyvinutou motorem a efektivní hodnotou proudu,  $I_0$  je amplituda protékajícího proudu vinutím.[7] Hodnota silové konstanty  $K_F$  je pro daný motor  $271NA^{-1}$ .

Vliv hmotnosti zátěže  $m$  v rychlostní smyčce lze odvodit z pohybové rovnice pro lineární motor, kde  $m$  vyjadřuje hmotnost celé pohyblivé části a  $F_z$  silové zatížení motoru:

$$F - F_z = m \frac{dv}{dt} \quad (5.24)$$

Hmotnost zátěže včetně vlastní hmotnosti motoru pro osu X je přibližně 440kg. Díky přitažlivé síle permanentních magnetů lze uvažovat odporovou sílu lineárního vedení jako poruchovou veličinu  $F_z$  vstupující do regulačního obvodu o velikosti 100N.



Obr. 18 Blokové schéma uzavřené smyčky rychlostního regulátoru.[14]

Přenos soustavy je:

$$G_{Sv}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{f2} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + 2\tau_{\sigma} \cdot s} \cdot \left( \frac{K_F}{\sqrt{2}} - F_Z \right) \cdot \frac{1}{m \cdot s} = \frac{K_F / \sqrt{2} - F_Z}{m \cdot s \cdot (1 + \tau_{\Sigma} \cdot s)} \quad (5.25)$$

Výpočet regulátoru metodou symetrického optima:

$$G_{Rv}(s) = \frac{m \cdot s (1 + \tau_{\Sigma} s)}{K_F / \sqrt{2} - F_Z} \cdot \frac{1 + 4\tau_{\Sigma} s}{8\tau_{\Sigma}^2 s^2 (1 + \tau_{\Sigma} s)} = \frac{(1 + 4\tau_{\Sigma} s)}{(K_F / \sqrt{2} - F_Z) \cdot 8\tau_{\Sigma}^2 \cdot s / m} \quad (5.26)$$

$$G_{Rv}(s) = \frac{(1 + 4.0,000625 \cdot s)}{(271 / \sqrt{2} - 100) \cdot 8.0,000625^2 \cdot s / 440} = \frac{(1 + 0,0025 \cdot s)}{6,5057 \cdot 10^{-7} \cdot s} = \frac{1 + \tau_1 s}{\tau_0 s} \quad (5.27)$$

Vypočítaná hodnota zesílení rychlostního regulátoru osy X:

$$K_p = \frac{\tau_1}{\tau_0} = \frac{0,0025}{6,5057 \cdot 10^{-7}} = 3843 \text{ Asm}^{-1} \quad (5.28)$$

Integrační časová konstanta rychlostního regulátoru má hodnotu větší časové konstanty:

$$T_N = \tau_1 = 2,5 \text{ ms} \quad (5.29)$$

Zesílení rychlostního regulátoru pohonu Sinamics S120 je udáváno v  $[\text{Nsm}^{-1}]$ . Přepočtení na žádanou hodnotu proudu je ve struktuře regulátoru realizováno až za blokem silového omezení před uzavřenou smyčkou proudového regulátoru. Zesílení rychlostního regulátoru osy X přepočtené na  $[\text{Nsm}^{-1}]$  má hodnotu:

$$K_p = 3843 \cdot \frac{K_F}{\sqrt{2}} = 736418 \text{ Nsm}^{-1} \quad (5.30)$$

Integrační časová konstanta rychlostního regulátoru osy Z je shodná s osou X. Liší se hodnota zesílení rychlostního regulátoru, kde ve výpočtech vystupuje jiná hmotnost zátěže. Ta je přibližně 250kg a hodnota silového zatížení  $F_Z$  bude také nižší, přibližně 80N. Vypočítané zesílení rychlostního regulátoru osy Z je  $K_p = 343415 \text{ Nsm}^{-1}$ .

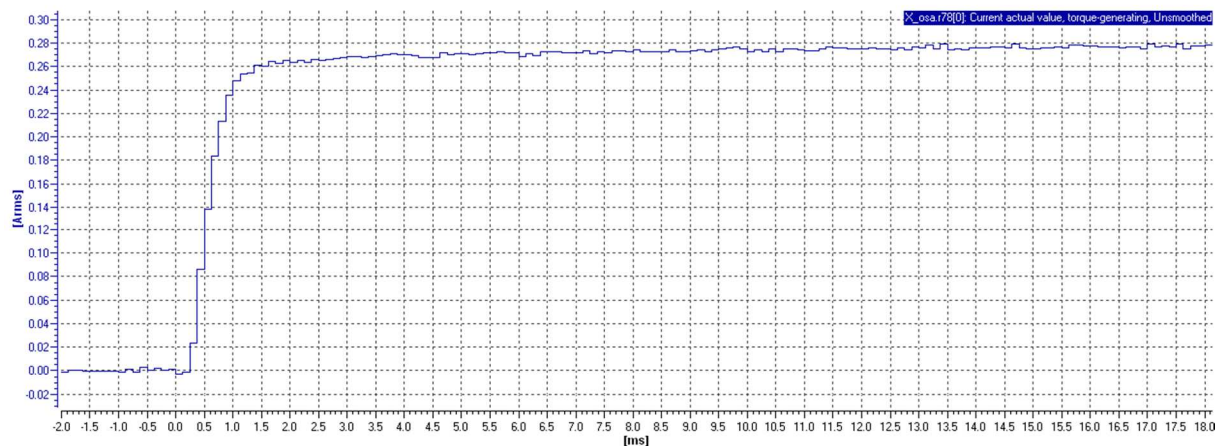




## 6 PRAKTICKÉ NASTAVENÍ REGULAČNÍCH PARAMETRŮ POHONU

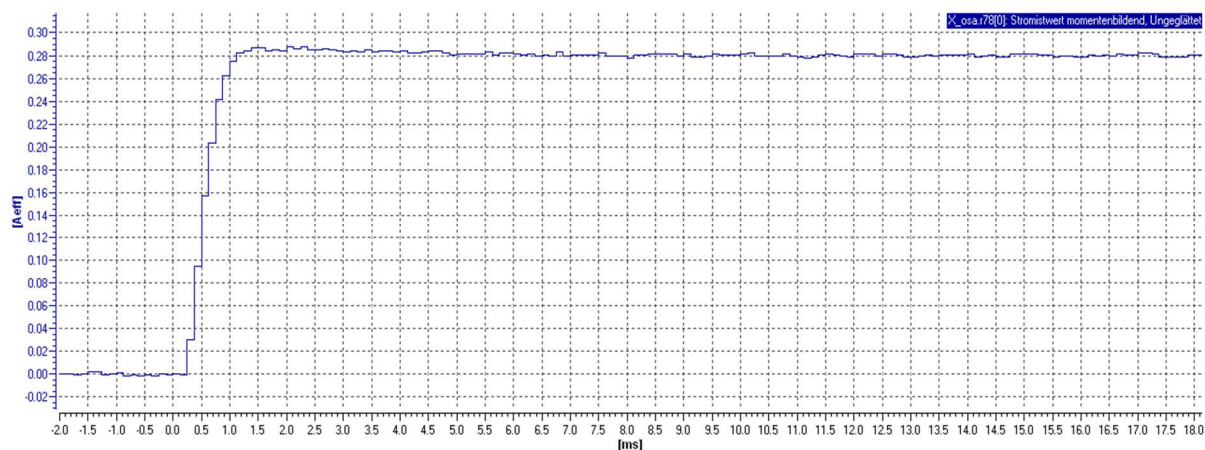
### 6.1.1 Optimalizace proudového regulátoru

Nastavení proudového regulátoru je shodné pro obě osy. Parametry proudového regulátoru byly nastaveny podle výpočtů v kapitole 5.2.1 na hodnoty  $K_{Pi}=167,9VA^{-1}$  a  $T_{Ni}=11,35ms$ . Pro kontrolu nastavených parametrů se provede měření v časové oblasti a určí se přechodová charakteristika odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty proudu.

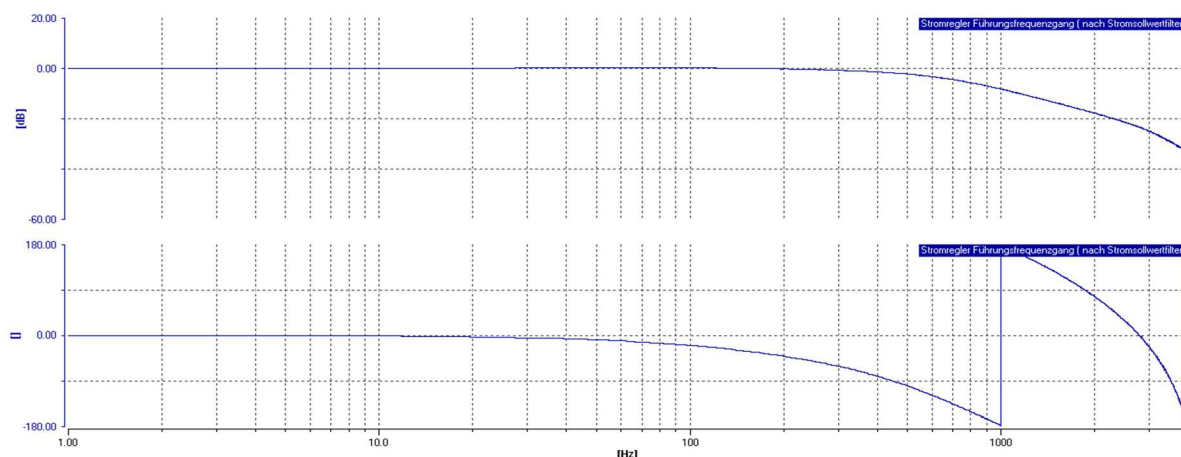


Obr. 19 Regulační proud, odezva na jednotkový skok  $K_{Pi}=167,9VA^{-1}$ ,  $T_{Ni}=11,35ms$ .

Z naměřené charakteristiky je zřejmé, že je třeba korigovat vypočtené hodnoty, aby byl dosažen průběh odezvy na jednotkový skok podle metody optimálního modulu s překmitem 4,3%. Při dosažení hodnoty zesílení  $K_{Pi}=200VA^{-1}$  a snížení hodnoty integrační časové konstanty na  $T_{Ni}=2ms$  byl dosažen požadovaný průběh odezvy na jednotkový skok.



Obr. 20 Regulační proud, odezva na jednotkový skok  $K_{Pi}=200VA^{-1}$ ,  $T_{Ni}=2ms$ .



Obr. 21 Frekvenční odezva regulátoru proudu  $K_{Pi}=200VA^{-1}$ ,  $T_{Ni}=2ms$ .

Z frekvenční charakteristiky lze odečíst hodnotu mezní propustné frekvence proudové regulační smyčky. V místě, kde fázový posun dosáhne hodnoty  $90^\circ$  je její hodnota přibližně 450Hz. Pokud by se posuzovala mezní propustná frekvence podle amplitudové charakteristiky, kde charakteristika dosáhne útlumu -3dB, pak je její hodnota přibližně 630Hz.

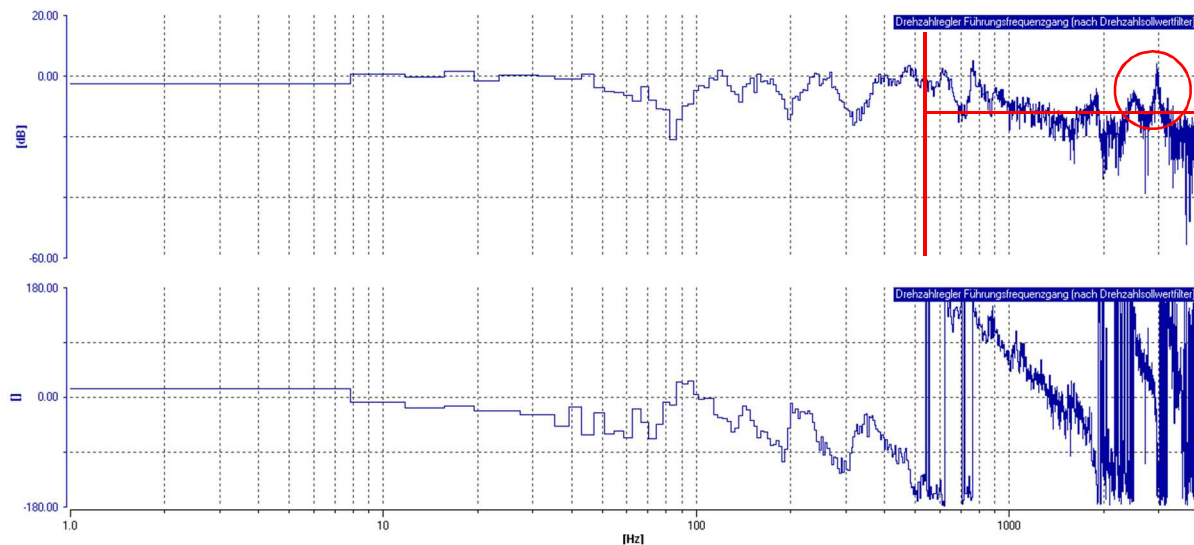
### 6.1.2 Optimalizace rychlostního regulátoru osy X

Během optimalizace rychlostního regulátoru pohonu se kombinují měření ve frekvenční a časové oblasti tak, aby výsledkem byl průběh přechodové charakteristiky s překmitem přibližně 43% odpovídající nastavení parametrů podle metody symetrického optima. Využívá se frekvenční charakteristika odezvy žádané hodnoty uzavřené rychlostní smyčky za filtry žádané hodnoty rychlosti a přechodová charakteristika odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty. V grafech odezvy na jednotkový skok žádané hodnoty je modrou barvou znázorněna skutečná hodnota rychlosti v [ $mmin^{-1}$ ], což je hodnota zpětné vazby uzavřeného obvodu. Tmavě červenou barvou je znázorněn průběh skutečné hodnoty silového působení pohonu v [N]. Měření frekvenční charakteristiky uzavřené regulační smyčky se provádí v šířce pásma 4000Hz.

Nastavení rychlostního regulátoru se provede s ohledem na co největší stabilitu regulačního obvodu tak, aby při měření frekvenční odezvy uzavřeného obvodu byla dodržena rezerva amplitudy 12dB pro frekvence vyšší od překročení nulové fázové rezervy. V případě potřeby zvýšení dynamiky nebo přesnosti v následujících krocích se provede přenastavení rychlostního regulátoru s využitím maximálního zesílení rychlostního regulátoru. Výchozím předpokladem pro optimalizaci rychlostního regulátoru je optimalizovaný proudový regulátor. [9]

Při nastavení vypočtených parametrů rychlostního regulátoru z kapitoly 5.2.2 byl regulační obvod nestabilní a rezonoval. Z tohoto důvodu bylo nutné provést manuální nastavení regulačních parametrů. Nejprve byla vyřazena integrační složka PI regulátoru nastavením na maximální hodnotu  $T_N=200ms$  a bylo snižováno zesílení, dokud nepřestal obvod rezonovat. Zesílení bylo sníženo až na hodnotu  $K_P=100000Nsm^{-1}$ . Poté se postupně zvyšoval podíl integrační složky regulátoru snižováním hodnoty integrační časové konstanty a provádělo se měření odezvy na jednotkový skok až do okamžiku, kdy byl dosažen první překmit a poté se průběh ustálil. Toho bylo dosaženo při hodnotě integrační časové konstanty  $T_N=2,5ms$ .

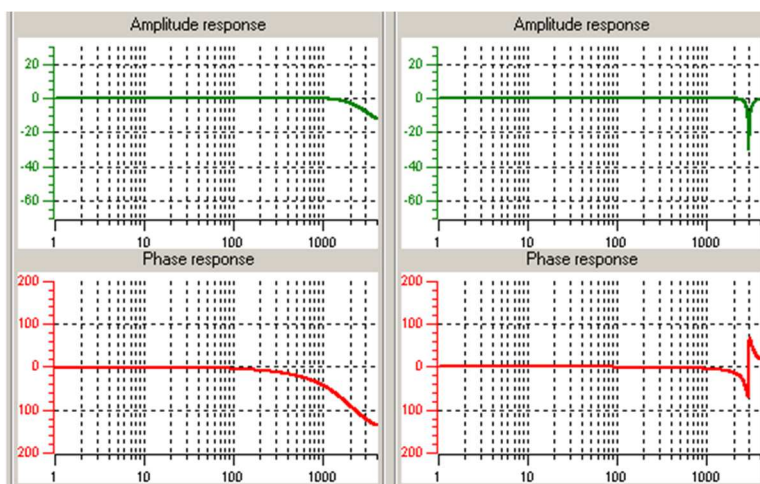
Poté bylo provedeno měření frekvenčních charakteristik odezvy žádané hodnoty uzavřené regulační smyčky. Z amplitudové charakteristiky je patrné, že rezonanční frekvence přesahují hodnotu 0dB a není splněna podmínka rezervy amplitudy 12dB od frekvence, kdy je překročena hodnota fázového posuvu o více než  $-180^\circ$ .



Obr. 22 Frekvenční odezva před aplikací filtrů při nastavených parametrech  $K_P=10000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$ .

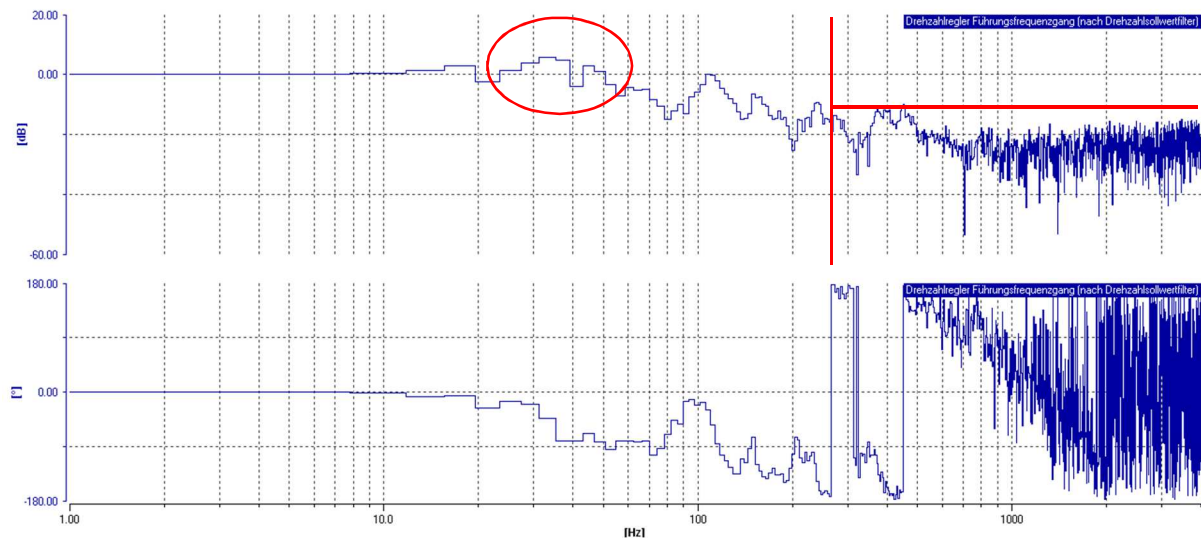
Pro splnění podmínky stability bylo nutné snížit zesílení proporcionální složky regulátoru  $K_P$ . Aby bylo dosaženo rezervy amplitudy 12dB, musela být hodnota zesílení snížena až na hodnotu  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ .

K utlumení rezonančních špiček v oblasti frekvencí nad 2000Hz byly postupně nasazeny dva filtry na žádanou hodnotu proudového regulátoru, první typu dolní propust s frekvencí 1999Hz a tlumením 0,7 a druhý typu pásmová zádrž na frekvenci 3000Hz, šířka pásma 600Hz a hloubkou -30dB.



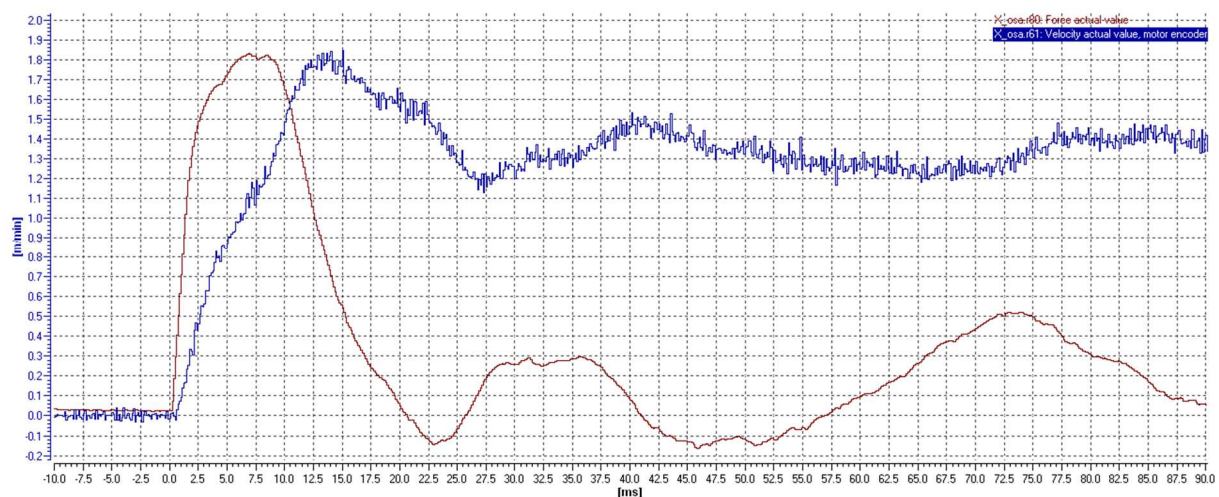
Obr. 23 Nastavení filtrů žádané hodnoty proudového regulátoru typu dolní propust a pásmová zádrž.





Obr. 24 Frekvenční odezva  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$ .

Špička přírůstku je 5 dB. Rezerva amplitudy poté, co je dosažena rezerva fáze  $0^\circ$  je 12dB, regulační obvod je dostatečně tlumen.

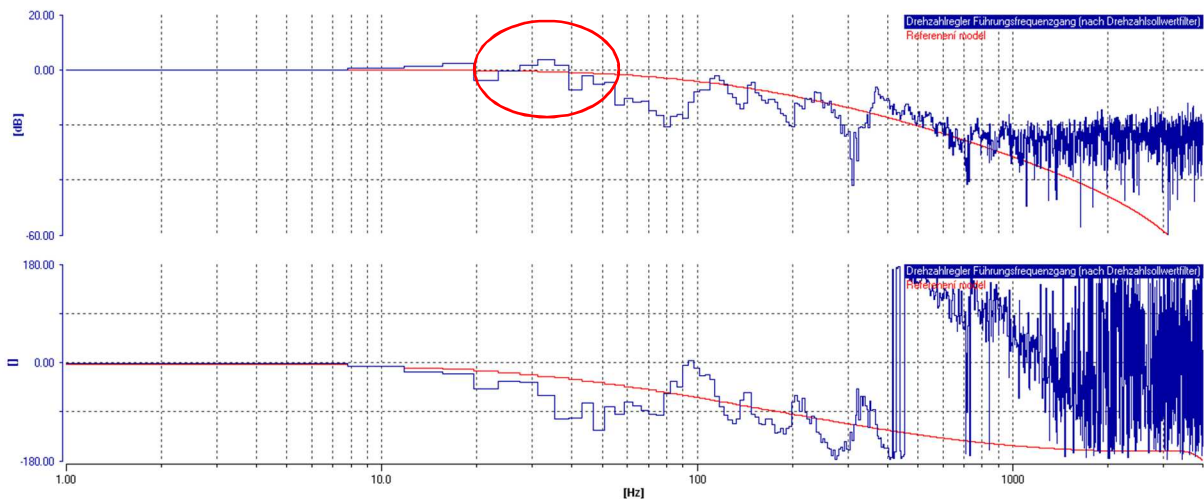


Obr. 25 Regulátor rychlosti, odezva na jednotkový skok  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$ .

Z grafu odezvy jednotkového skoku lze odečíst čas náběhu, který je 9ms, za čas ustálení lze považovat 30ms. Snížením hodnoty integrační časové konstanty až na hodnotu  $T_N=1\text{ms}$  bylo dosaženo strmějšího náběhu přechodové charakteristiky, byla dosažena doba náběhu 7,5ms a doba ustálení přibližně 20ms. Při tomto nastavení se zvýšila mezní propustná frekvence až k hodnotě 60Hz, ale vystoupily opět rezonanční špičky nad hodnotu 0dB. Pro dodržení podmínky rezervy amplitudy 12dB muselo být sníženo zesílení až na hodnotu  $K_P=12000\text{Nsm}^{-1}$ . Měření v časové oblasti s tímto nastavením ukázalo, že doba náběhu zůstala beze změny na 7,5s, ale doba ustálení se prodloužila, protože nedošlo k ustálení po jednom překmitu.

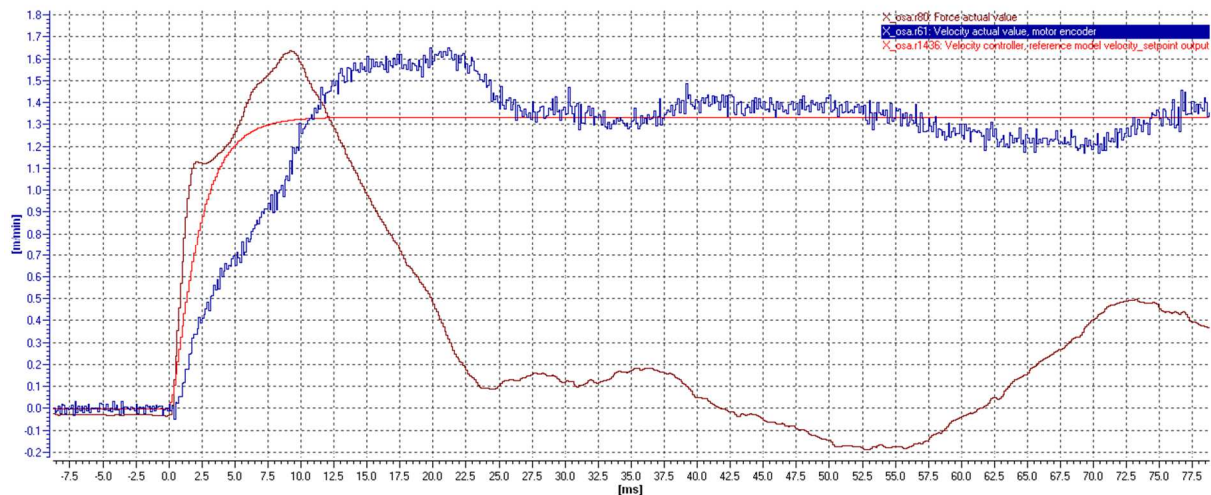
### 6.1.3 Vliv referenčního modelu

Zařazení referenčního modelu do regulační smyčky rychlostního regulátoru je možné částečně eliminovat překmit výstupu rychlostního regulátoru. Pro nastavení parametrů referenčního modelu je nutné z amplitudové charakteristiky grafu frekvenční odezvy určit hodnotu mezní propustné frekvence systému a hodnotu tlumení tak, aby přenosová funkce referenčního modelu co nejvíce odpovídala přenosové funkci uzavřené smyčky regulátoru rychlosti.



Obr. 26 Frekvenční odezva při  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$  s aktivním referenčním modelem.

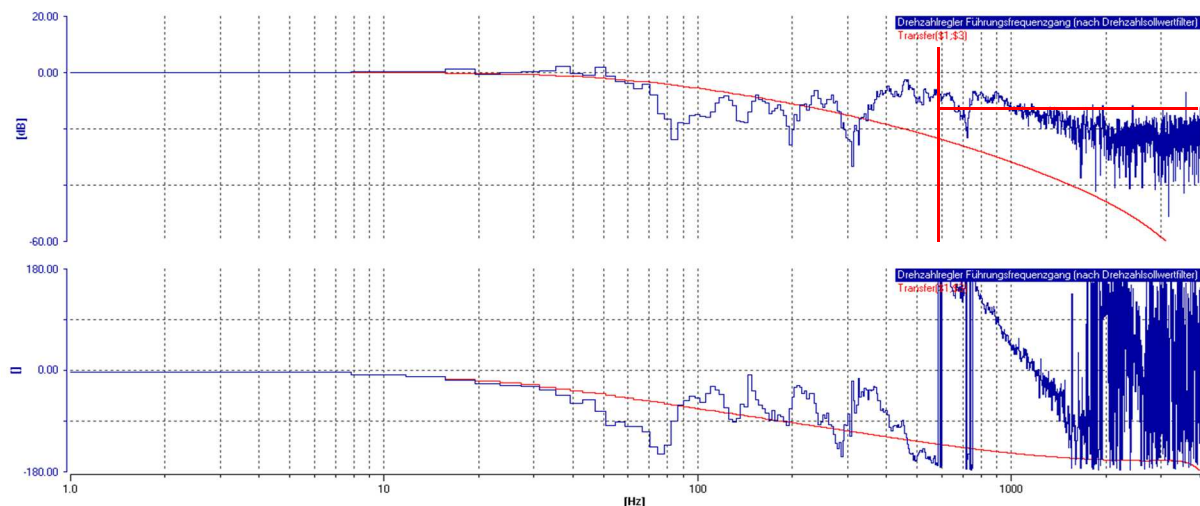
Vzhledem k výskytu rezonančních frekvencí bylo provedeno několik opakovaných měření s různými nastaveními mezní propustné frekvence a s různými hodnotami tlumení. Mezní propustná frekvence referenčního modelu vyjadřuje hodnotu, při které fázová charakteristika protíná  $-90^\circ$ . Při nastavení mezní propustné frekvence na hodnotu 40Hz bylo dosaženo utlumení zesílení amplitudy v místě rezonanční frekvence, ale průběh odezvy na jednotkový skok nebyl vyhovující. V případě zvýšení mezní propustné frekvence referenčního modelu až na 175Hz a nastavení tlumení 1,3 průběh frekvenční charakteristiky referenčního modelu kopíroval průběh frekvenční charakteristiky odezvy systému a zároveň bylo dosaženo nejlepších výsledků při měření odezvy na jednotkový skok v časové oblasti. Při porovnání frekvenčních charakteristik bez referenčního modelu a s referenčním modelem (Obr. 24 a Obr. 26) je i tak patrný útlum špičky přírůstku v oblasti nízkých frekvencí.



Obr. 27 Regulator rychlosti, odezva na jednotkový skok s aktivním referenčním modelem při  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$ .

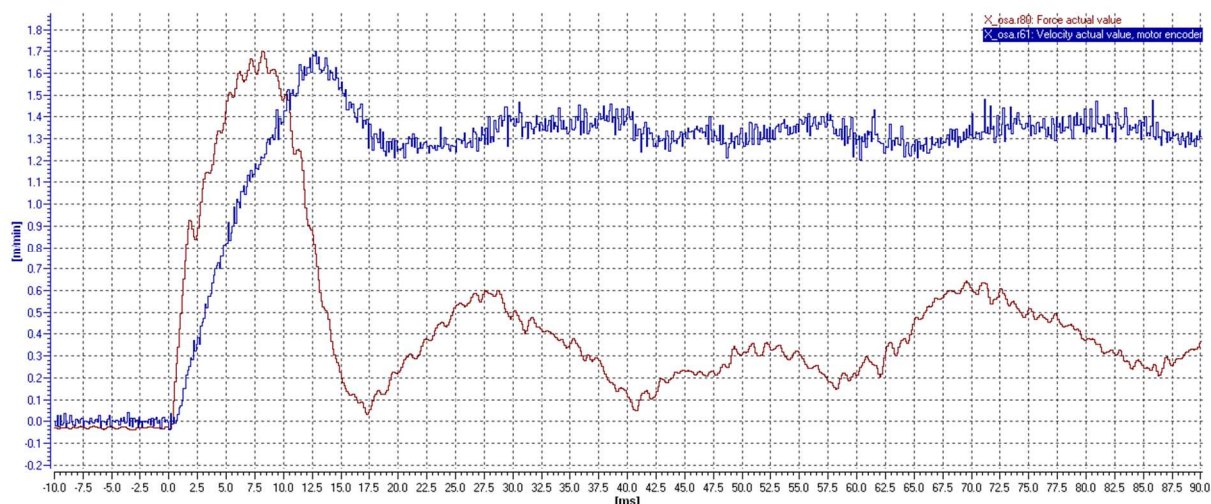
Z grafu odezvy na jednotkový skok v časové oblasti je patrné, že se překmit výstupu rychlostního regulátoru snížil na  $1,6\text{mmmin}^{-1}$ , ale zároveň vzrostl čas náběhu na hodnotu 11ms. Čas ustálení je 27ms, protože zavedením referenčního modelu byl eliminován záporný překmit.

Pro porovnání bylo ještě provedeno měření se zavedením referenčního modelu při nastavení parametrů rychlostního regulátoru za snižování hodnoty integrační časové konstanty. Zavedením referenčního modelu byly utlumeny rezonanční špičky pod hodnotu 0dB i při nastavení parametrů na hodnoty  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$  a  $T_N=1\text{ms}$ .



Obr. 28 Frekvenční odezva při  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=1\text{ms}$  s aktivním referenčním modelem

Překmití výstupu rychlostního regulátoru dosáhl hodnoty  $1,7\text{mm}^{-1}$ , čas náběhu  $9\text{ms}$  a za čas ustálení lze považovat  $18\text{ms}$  z důvodu nevýrazného záporného překmitu. Toto nastavení ještě nepřesahuje hranici stability danou hodnotou  $0\text{dB}$ , i když už nesplňuje podmínku rezervy fáze  $12\text{dB}$ .



Obr. 29 Regulator rychlosti, odezva na jednotkový skok s aktivním referenčním modelem při  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=1\text{ms}$ .

#### 6.1.4 Optimalizace rychlostního regulátoru osy Z

Postup nastavení regulačních parametrů osy Z křížového stolu je identický s popsaným postupem nastavení regulačních parametrů osy X. Nejvyššího zesílení při nastavení rychlostního regulátoru osy Z s ohledem na dodržení rezervy amplitudy  $12\text{dB}$  bylo dosaženo při hodnotě proporcionálního zesílení  $K_P=25000\text{Nsm}^{-1}$  a hodnotě integrační časové konstanty  $T_N=2,5\text{ms}$ . Při dalším snižování integrační časové konstanty  $T_N$  se zvyšovala mezní propustná frekvence uzavřené smyčky a zkracoval čas náběhu, ale zároveň rostlo zesílení amplitudy v místě rezonanční frekvence nad hodnotu  $+5\text{dB}$ . Průběh odezvy na jednotkový skok byl rozkmitaný a prodlužoval se čas ustálení.

Rozdílné nastavení parametrů rychlostního regulátoru vyplývá z rozdílné hmotnosti, kterou jsou obě osy zatíženy. S rostoucí hmotností zátěže klesá dynamika rychlostní smyčky a z tohoto důvodu je nutné nastavení vyšší hodnoty proporcionálního zesílení  $K_P$  pro dolní osu X.

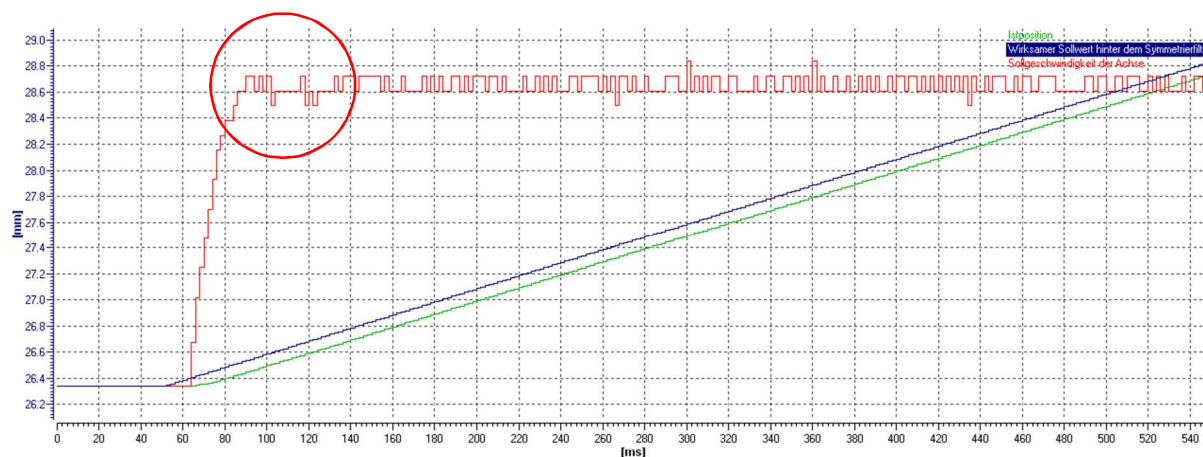


### 6.1.5 Optimalizace polohových regulátorů

Polohový regulátor je realizován P regulátorem. Hodnotu zesílení reprezentuje rychlostní konstanta polohové smyčky  $K_v$  [ $s^{-1}$ ]. Protože hodnota zesílení  $K_v$  vyjadřuje podíl rychlosti a polohové odchylky, je třeba docílit co nejvyšší hodnoty  $K_v$  tak, aby nedocházelo ke kmitání regulační smyčky. Obě osy křížového stolu mají vykonávat společné pohybové interpolace ve dvourozměrné rovině, z tohoto důvodu musí být hodnota zesílení polohového regulátoru pro obě osy stejná. Nastavení se provádí pro dynamicky horší osu, kterou je v tomto případě osa X.[8]

Nastavení polohového regulátoru bylo provedeno podle [9]. Měří se odezva na skok rychlosti v polohové smyčce, který je dán derivací průběhu žádané hodnoty polohy. Polohový regulátor lze považovat za optimálně nastavený, pokud průběh žádané hodnoty rychlostního regulátoru dosáhne co nejrychleji a bez znatelného překmitu konečné hodnoty. Pokud je náběh rychlosti příliš pozvolný, není zesílení a tím pádem i dynamika polohové smyčky dostatečná.[9]

Optimalizace byla prováděna při postupném zvyšování zesílení  $K_v$ . Průběh žádané rychlosti při hodnotě  $K_v=70s^{-1}$  byl ještě bez překmitu, odchylka mezi žádanou a skutečnou polohou byla 0,09mm. Při dalším zvyšování zesílení se již začal překmit projevovat. V grafu je modře znázorněn průběh žádané polohy v mm, zeleně průběh skutečné polohy v mm a červeně průběh žádané hodnoty rychlostního regulátoru jako odezva na skok žádané rychlosti v  $mms^{-1}$ . Další měření s nízkým a příliš vysokým nastavením hodnoty zesílení  $K_v$  jsou uvedena v příloze.



Obr. 30 X osa, průběh žádané polohy (modrá), skutečné polohy (zelená) a žádané rychlosti (červená) při nastavení zesílení  $K_v=70s^{-1}$ , rychlost  $5mms^{-1}$ .

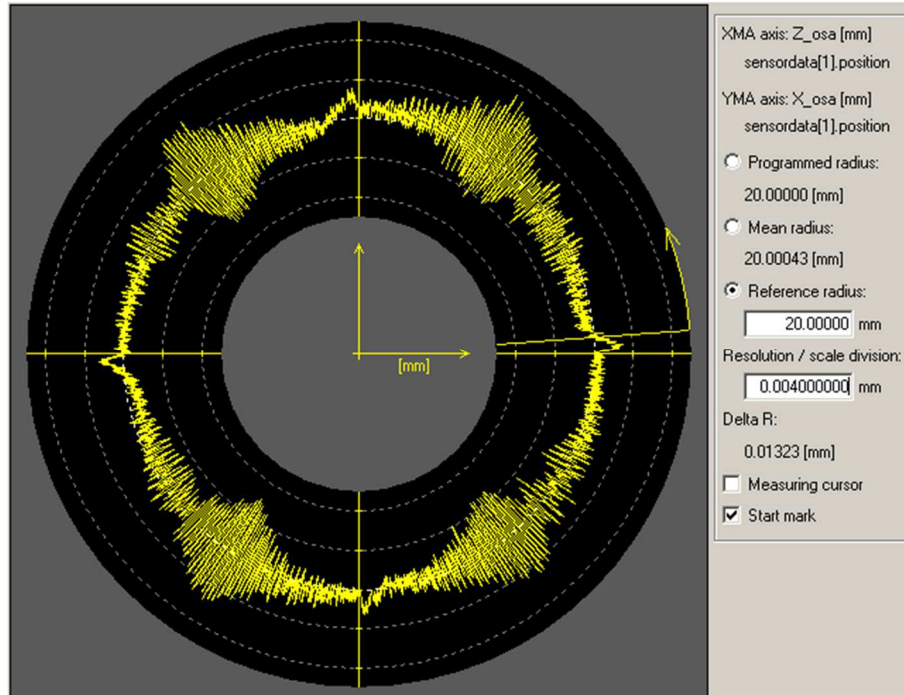
### 6.1.6 Test kruhovitosti

Ukazatelem kvality nastavení polohových a rychlostních regulátorů obou interpolovaných os je test kruhovitosti. Při této měřící funkci se vykonává pohyb po kruhové trajektorii a zaznamenávají se odchylky od ideální kružnice. Vyhodnocuje se rozpětí  $\Delta r$  mezi největší a nejmenší hodnotou naměřeného poloměru. Z výsledného grafu lze také případně určit rozdíly v nastavení rychlostních regulátorů obou os.

Parametry testu kruhovitosti byly nastaveny následovně:

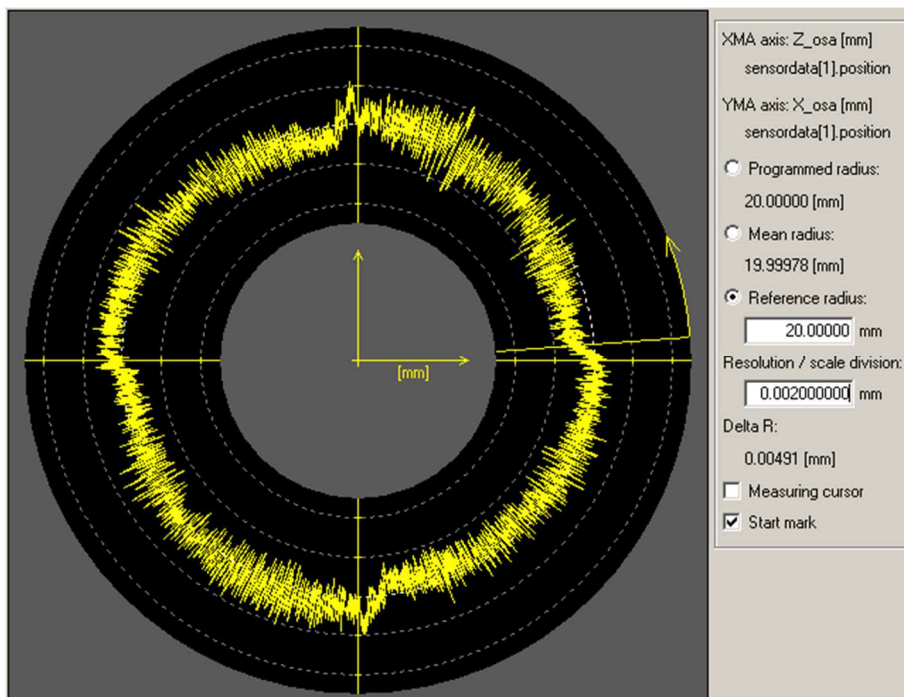
- poloměr opisované kružnice 20mm
- rychlost pohybu po kružnici  $10mms^{-1}$

Při nastavení rychlostních regulátorů osy X na hodnoty  $K_P=42000Nsm^{-1}$  a  $T_N=2,5ms$  a osy Z na hodnoty  $K_P=25000Nsm^{-1}$  a  $T_N=2,5ms$  bylo dosaženo  $\Delta r=0,013mm$  při hodnotě rychlostní konstanty polohového regulátoru  $K_v=75s^{-1}$ .



Obr. 31 Test kruhovitosti při nastavení rychlostních regulátorů  $K_P=42000\text{Nsm}^{-1}$  a  $T_N=2,5\text{ms}$  pro osu X a  $K_P=25000\text{Nsm}^{-1}$  a  $T_N=2,5\text{ms}$  pro osu Z, hodnota  $K_V=75\text{s}^{-1}$ .

Následně byl celý postup nastavení polohového regulátoru opakován za zvyšování zesílení rychlostních regulátorů. Nejmenší  $\Delta r$  bylo dosaženo při nastavení zesílení rychlostního regulátoru osy X  $K_P=95000\text{Nsm}^{-1}$ , zesílení rychlostního regulátoru osy Z  $K_P=56000\text{Nsm}^{-1}$  a nastavení rychlostní konstanty polohového regulátoru  $K_V=70\text{s}^{-1}$ . Byla dosažena hodnota  $\Delta r=0,005\text{mm}$ . Při dalším zvyšování hodnoty  $K_V$  se  $\Delta r$  začalo zvyšovat.



Obr. 32 Test kruhovitosti při nastavení rychlostních regulátorů  $K_P=95000\text{Nsm}^{-1}$  a  $T_N=2,5\text{ms}$  pro osu X a  $K_P=56000\text{Nsm}^{-1}$  a  $T_N=2,5\text{ms}$  pro osu Z, hodnota  $K_V=70\text{s}^{-1}$ .



Stejný účinek v podobě snižování rozpětí  $\Delta r$  byl dosažen, pokud se snižovaly hodnoty integračních časových konstant rychlostních regulátorů. Při nastavení parametrů rychlostního regulátoru osy X na hodnoty  $K_p=42000Nsm^{-1}$  a  $T_N=1ms$  a parametrů rychlostního regulátoru osy Z na hodnoty  $K_p=26000Nsm^{-1}$  a  $T_N=1ms$  bylo dosaženo hodnoty  $\Delta r=0,007mm$ .

Výsledky provedených měření testů kruhovitosti s různě nastavenými parametry rychlostních a polohových regulátorů dokazují, že je vždy třeba najít kompromis v nastavení regulačních parametrů. Pokud je rychlostní regulátor pohonu nastaven s ohledem na stabilitu tak, aby byla dodržena rezerva amplitudy 12dB a regulační obvod byl dostatečně tlumen, je dosažená přesnost kruhové interpolace nižší. Se zvyšujícím se zesílením rychlostních regulátorů se její přesnost zvyšuje, ale na úkor stability. Nejsou už dodrženy podmínky rezervy amplitudy 12dB. Konečná hodnota zesílení by měla být dána stavem, kdy některá amplituda rezonanční frekvence dosáhne 0dB. [13] Tato podmínka byla dosažena při snížení zesílení rychlostního regulátoru osy X na  $K_p=75000Nsm^{-1}$  a osy Z na  $K_p=44000Nsm^{-1}$  při nastavení integrační časové konstanty  $T_N=2,5ms$ . Při vyšších hodnotách zesílení již měly rezonanční špičky vyšší hodnotu než 0dB. Při tomto nastavení rychlostních regulátorů a nastavení rychlostní konstanty polohového regulátoru  $K_v=70s^{-1}$ , byla dosažena při testu kruhovitosti hodnota  $\Delta r=0,006mm$ . Také minimální hodnota integrační časové konstanty je omezena hranicí stability a velikostí zesílení amplitudy v místě rezonanční frekvence. Pro osu Z je minimální hodnota  $T_N=2,5ms$ .

Dosažené hodnoty zesílení rychlostních regulátorů  $K_p=75000Nsm^{-1}$  pro osu X a  $K_p=44000Nsm^{-1}$  pro osu Z lze považovat za hraniční pro nastavení rychlostních regulátorů pro danou aplikaci. Měření odezvy uzavřené rychlostní smyčky rychlostních regulátorů s uvedeným nastavením regulačních parametrů v časové a frekvenční oblasti jsou uvedeny v příloze.



## 7 ZÁVĚR

V této práci jsem popsal průběh návrhu sestavy pohonů křížového stolu s přímými lineárními motory, počínaje analýzou optimálního řešení, přes výběr komponentů až po postup nastavení regulační kaskády polohového regulátoru. Zde popsané postupy výpočtu dimenzování pohonu a nastavení polohového regulátoru lze prakticky aplikovat i na jiné typy mechaniky poháněné jak přímým lineárním motorem, tak i rotačním synchronním motorem s permanentními magnety.

Řešení křížového stolu popsané v této práci bylo prakticky realizováno jako součást jednoúčelového výrobního stroje. V rámci tohoto projektu jsem řešil projekt elektrické části stroje, návrh a nastavení pohonů a tvorbu programu pro řídicí systém Simotion.

V praxi jsem ověřil funkčnost řešení a dosažitelnost požadovaných parametrů. Potvrdila se správnost volby motorového modulu s vyšší hodnotou jmenovitého proudu 2x9A, protože skutečné hodnoty špičkových proudů v aplikaci dosahují hodnot přípustného špičkového proudu daných pro modul 2x5A.

Realizace tohoto jednoúčelového stroje byla několikrát opakována a získané zkušenosti a poznatky je možné využít i v dalších projektech a aplikacích. Nyní je připraveno obdobné řešení křížového stolu s náhradou magnetického odměřování za indukční, čímž bude dosaženo vyšší opakovatelné přesnosti polohování. Zajímavé bude srovnání obou typů odměřování z hlediska vlivu na chování rychlostní a polohové regulační smyčky. Rozkmitaný výstupní signál snímače polohy způsobuje skokové změny hodnoty skutečné polohy, které jsou regulačním obvodem vyhodnoceny jako regulační odchylka. Regulační obvod se ji snaží korigovat, čímž dochází k jejich zesílení. V grafech měření v časové oblasti se projevují rozkmitaným průběhem skutečné rychlosti.

Právě výskytem rezonančních kmitů regulačního obvodu lze vysvětlit nutnost výrazně nižších hodnot nastavení zesílení  $K_P$  rychlostních regulátorů oproti vypočteným hodnotám v kapitole 5.2.2. Tyto rezonanční špičky bylo nutné utlumit pod hodnotu 0dB snížením zesílení regulátoru.

Rozdíl ve vypočtených a skutečně nastavených hodnotách zesílení  $K_{Pi}$  proudového regulátoru lze vysvětlit tím, že nastavování regulačních parametrů bylo prováděno s motorem, který byl již zahřátý na provozní teplotu. Ve výpočtu byly použity katalogové hodnoty, které jsou uváděny při teplotě 25°C. Dále nebylo ve výpočtu zohledněno kabelové vedení mezi výkonovým dílem a motorem.

Z porovnání vypočítaných parametrů proudového a rychlostního regulátoru se skutečně nastavenými hodnotami vyplývá, že teoretický výpočet je použitelný pro první nastavení regulačních parametrů při uvádění pohonu do provozu. Kombinací měření v časové a frekvenční oblasti podle postupu popsaného v této práci lze docílit optimálního nastavení regulačních parametrů.

Opakovaná měření přesnosti kruhové interpolace s různě nastavenými parametry regulátorů rychlosti a polohy ukazují, že přesnost polohování vyžaduje vysoké zesílení rychlostního i polohového regulátoru. Nízká hodnota zesílení, stejně jako nízký podíl integrační složky rychlostního regulátoru negativně ovlivňují dynamiku rychlostní smyčky a následně zvyšují odchylku od požadované trajektorie. Požadavek na vysokou hodnotu zesílení jde ale proti požadavkům na stabilitu regulačního obvodu, která vyžaduje rezervu amplitudy po dosažení fázového posuvu -180°. Tohoto požadavku lze naopak docílit snížením zesílení a snížením podílu integrační složky rychlostního PI regulátoru.



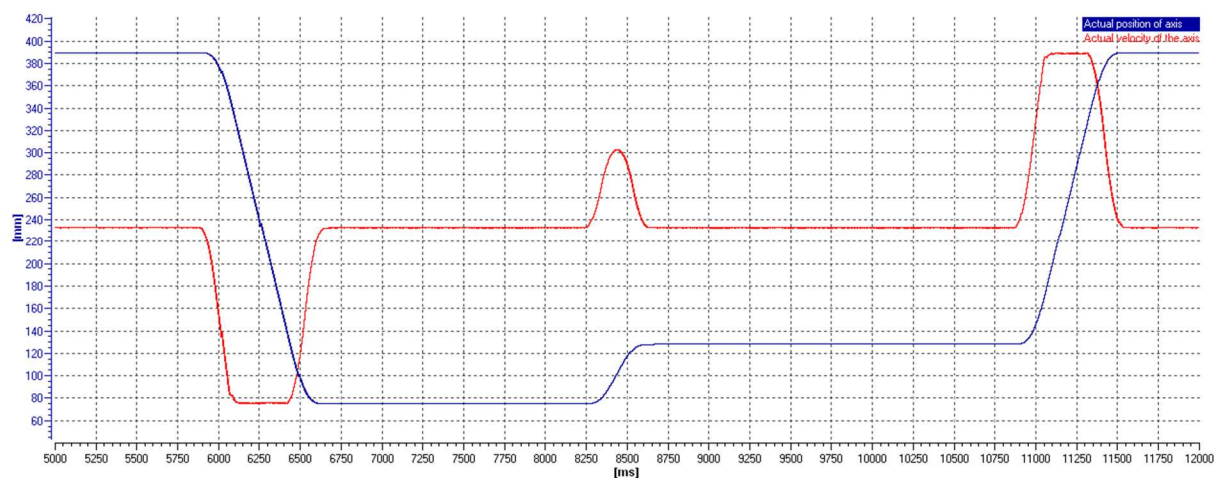
## 8 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] PAVELKA, Jiří. *Elektrické pohony*. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. 222 s. ISBN 978-80-01-03588-7.
- [2] KOLÁČNÝ, Josef. *Elektrické pohony*. Brno : Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [3] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické servopohony*. Brno : Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2001. 86 s. ISBN 80-214-1978-4.
- [4] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické regulované pohony*. Brno : Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2007.
- [5] SKALICKÝ, Jiří. *Teorie řízení*. Brno : Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2002. 98 s. ISBN 80-214-2112-6.
- [6] HAMMER, Miloš. *Elektrotechnika a elektronika: Přednášky*. vydání první. Brno : Vysoké učení technické, Fakulta strojního inženýrství, 2006. ISBN 80-214-3334-5
- [7] SOUČEK, Pavel. *Servomechanismy ve výrobních strojích*. Praha : ČVUT Praha, 2004. ISBN 80-01-02902-6.
- [8] WEIDAUER, Jens. *Elektrische Antriebstechnik*. Berlin und München : Siemens AG, 2008. ISBN 978-3-89578-308-1.
- [9] *Sitrain, Training for Automation and Industrial Solutions: Sinamics*. Siemens AG, 2011. DR-SNS-SI.
- [10] *Servo Drive Optimization Guide SINAMICS S120/SIMOTION D*. V1.0. Siemens AG, June 2012.
- [11] *SINAMICS - Low Voltage Projektierungshandbuch*. Version 6.0 - Juni 2010 : Siemens AG, 2010.
- [12] *Sinamics S120 Booksize Power Units Manual*. Siemens AG, 01/2012.
- [13] BUBÁK, Antonín. *Servomechanismy ve výrobních strojích-interakce regulace a mechanické stavby pohonu*. Praha : ČVUT Praha, 2011. ISBN 978-8-00104-793-4.
- [14] RAJCHMAN, Jan. *Vektorové řízení synchronního stroje*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2009. 57 s, Bakalářská práce. Vedoucí práce byl Ing. Mustafa Osman Elrayah Aboelhassan.
- [15] *Positioning Systems*. HIWIN, 126s. PS-02-1-E-704-K.
- [16] *Polohovací systémy: katalog CZ* : Hiwin, 2011.
- [17] *Betriebsanleitung:HIWIN MAGIC-Wegmess-System*. HIWIN, 2009. MAGIC-BA2.3-07/2009.
- [18] *Kuličkové šrouby & příslušenství*. HIWIN, 2012. KAT-KS-2012.
- [19] BURKE, J; Moynihan, J.F.; Unterkofler, K. *Extraction of high resolution position information from sinusoidal encoders*. [online].2013, 6.2.2013[cit. 2013-02-09]. Dostupný na [www: http://processcontrol.analog.com/static/imported-files/tech\\_articles/452913422000\\_sin\\_encoder.pdf](http://processcontrol.analog.com/static/imported-files/tech_articles/452913422000_sin_encoder.pdf)

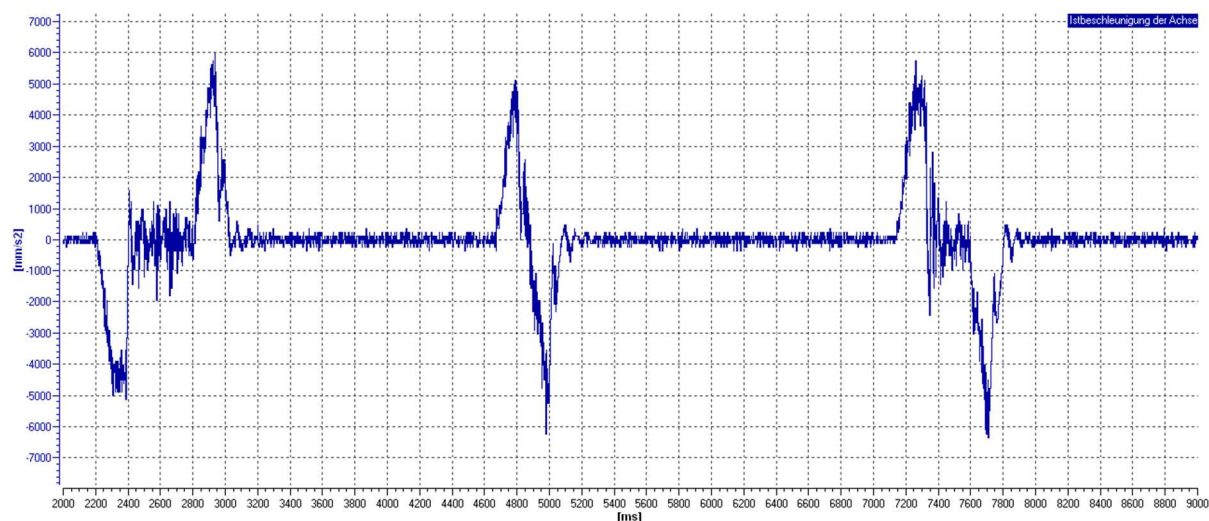


## PŘÍLOHA – DOKUMENTACE PROVEDENÝCH MĚŘENÍ

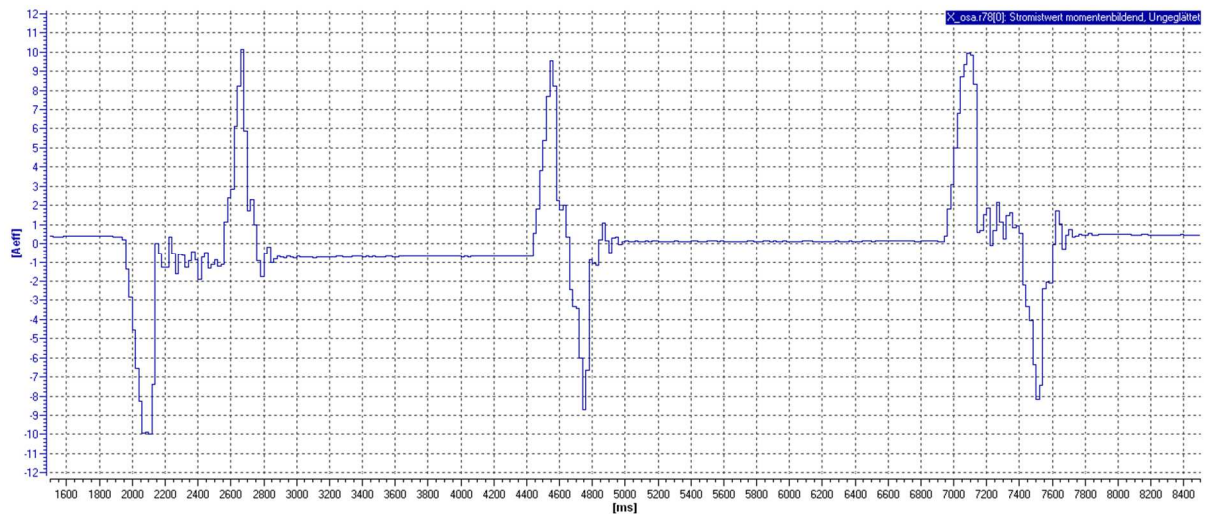
### Měření osy X během cyklu



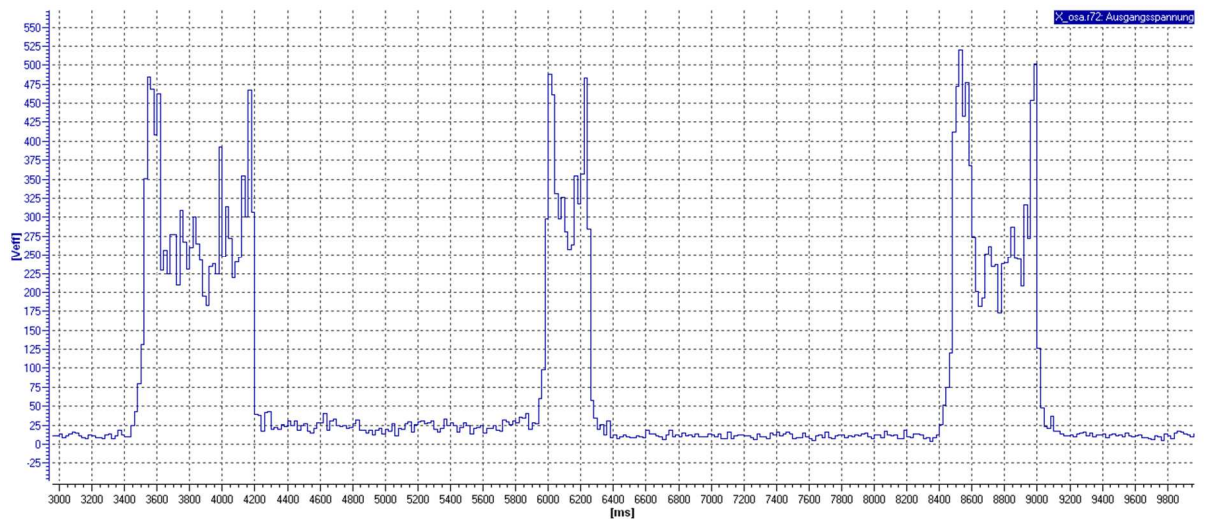
Příloha 1-1: Skutečný průběh polohy (modrá) a rychlosti (červená) během pracovního cyklu při nastavení rychlostního regulátoru  $K_P=75000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$  a polohového regulátoru  $K_V=70\text{s}^{-1}$ .



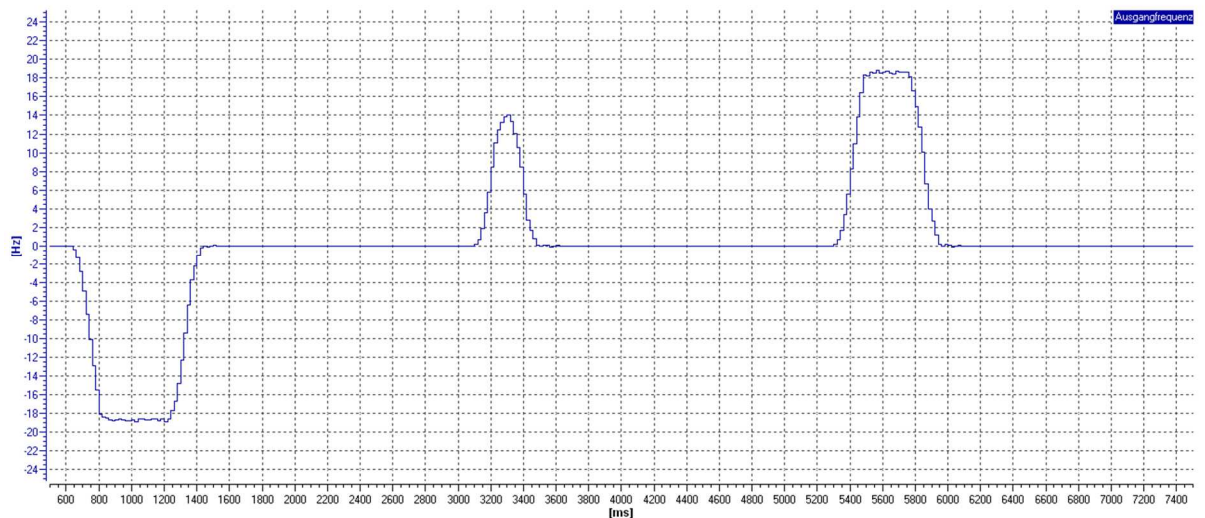
Příloha 1-2: Skutečný průběh zrychlení



Příloha 1-3: Skutečný průběh proudu – efektivní hodnota činné složky



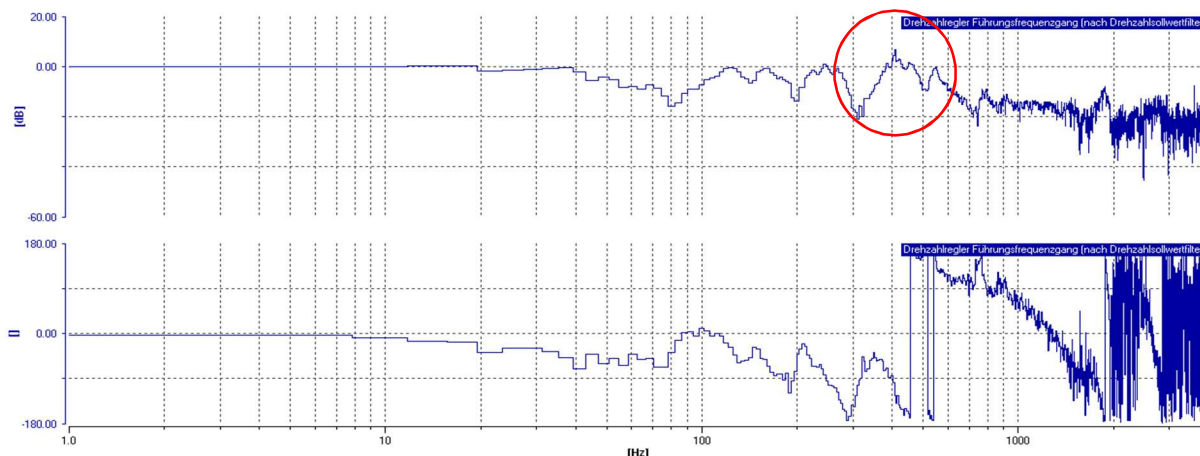
Příloha 1-4: Skutečný průběh výstupního napětí výkonového dílu



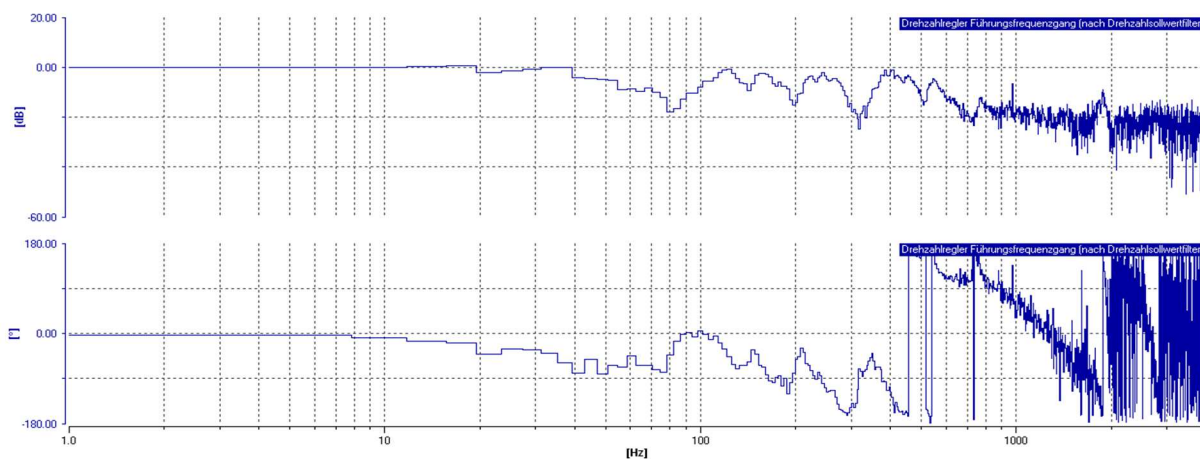
Příloha 1-5: Skutečný průběh výstupní frekvence



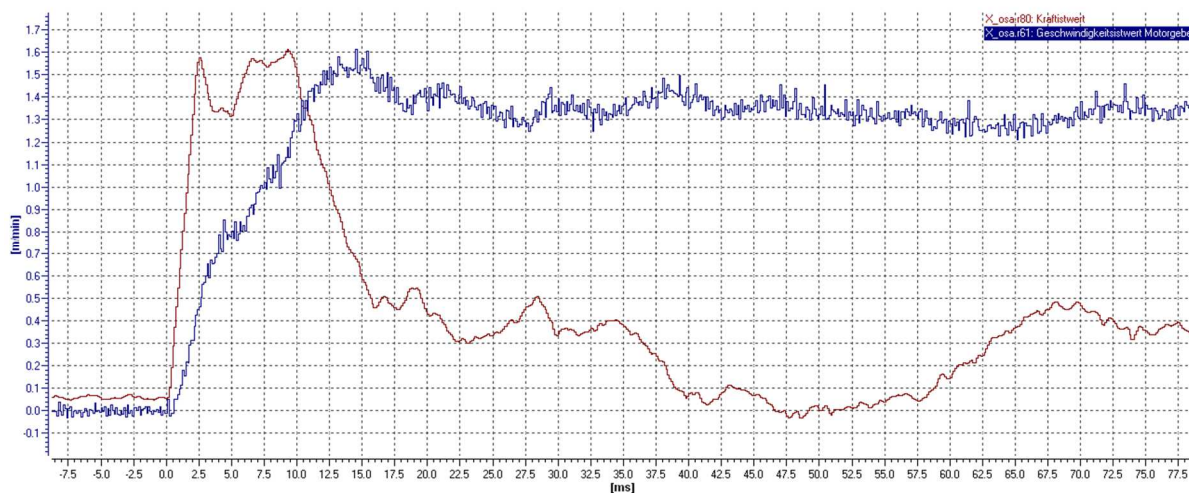
### Měření rychlostního regulátoru osy X



Příloha 1-6: Osa X, frekvenční odezva uzavřené smyčky rychlostního regulátoru, nastavení  $K_P=95000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$  s aktivním referenčním modelem

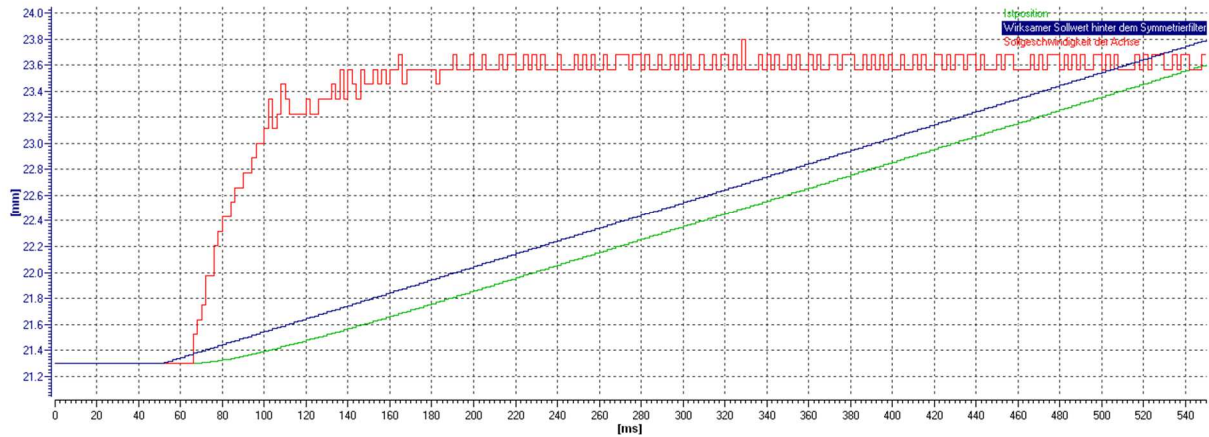


Příloha 1-7: Osa X, frekvenční odezva uzavřené smyčky rychlostního regulátoru, nastavení  $K_P=75000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$  s aktivním referenčním modelem

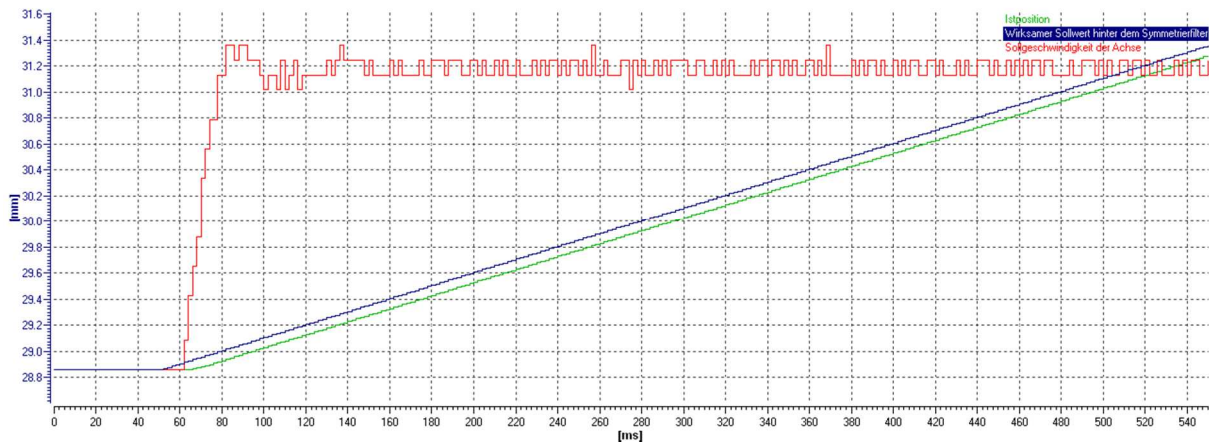


Příloha 1-8: Osa X, odezva na jednotkový skok žádané hodnoty uzavřené smyčky rychlostního regulátoru, nastavení  $K_P=75000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$

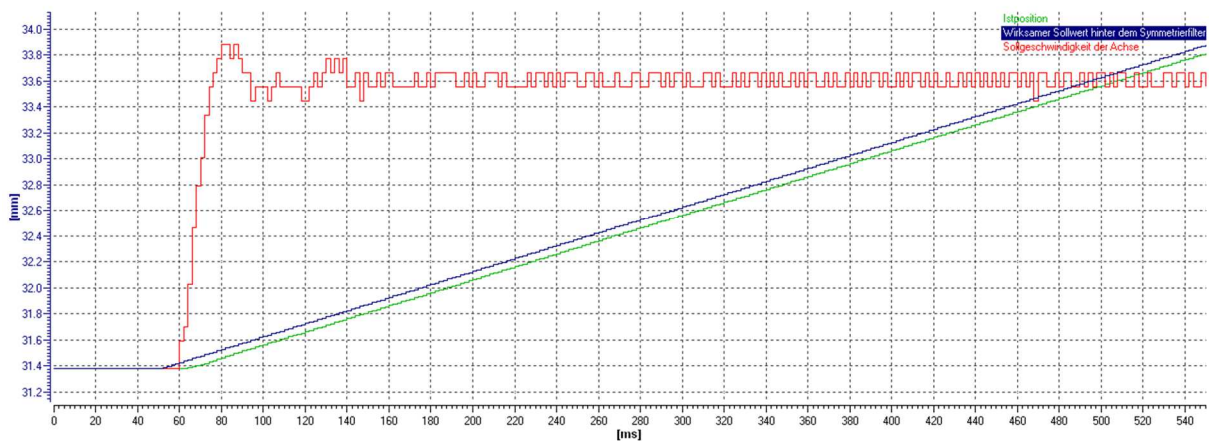
## Měření polohového regulátoru osy X



Příloha 1-9: Osa X, průběh žádané polohy (modrá), skutečné polohy (zelená) a žádané rychlosti (červená) při nastavení zesílení  $K_v=30s^{-1}$ , rychlost  $5mm s^{-1}$

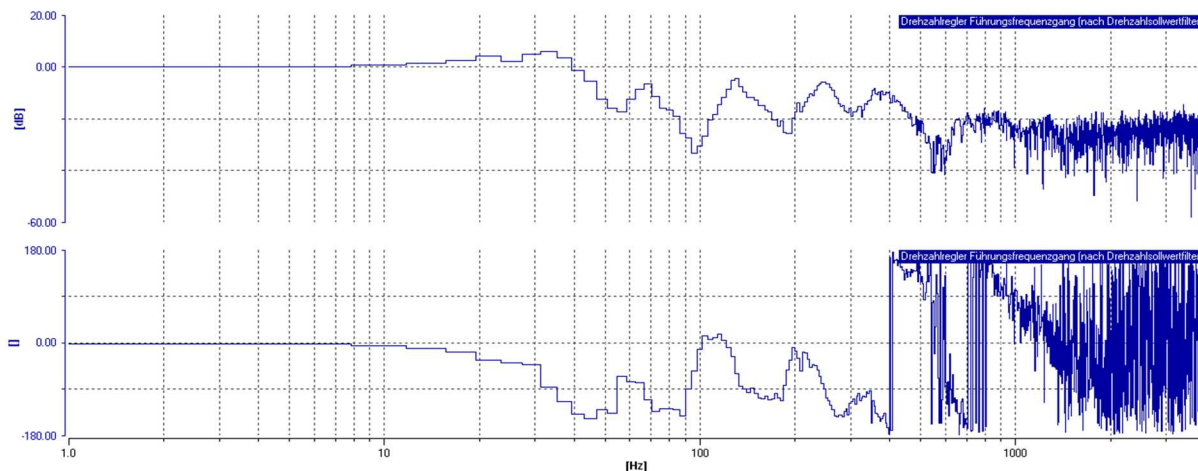


Příloha 1-10: Osa X, průběh žádané polohy (modrá), skutečné polohy (zelená) a žádané rychlosti (červená) při nastavení zesílení  $K_v=90s^{-1}$ , rychlost  $5mm s^{-1}$

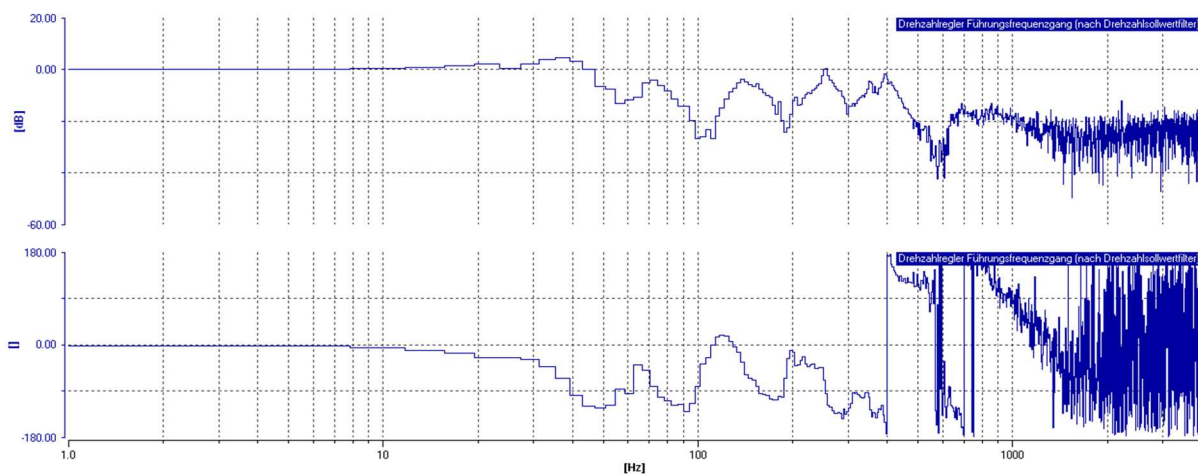


Příloha 1-11: Osa X, průběh žádané polohy (modrá), skutečné polohy (zelená) a žádané rychlosti (červená) při nastavení zesílení  $K_v=120s^{-1}$ , rychlost  $5mm s^{-1}$

### Měření rychlostního regulátoru osy Z



Příloha 1- 12 Osa Z, frekvenční odezva uzavřené smyčky rychlostního regulátoru, nastavení  $K_P=25000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$



Příloha 1-13: Osa Z, frekvenční odezva uzavřené smyčky rychlostního regulátoru, nastavení  $K_P=44000\text{Nsm}^{-1}$ ,  $T_N=2,5\text{ms}$