

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Lineární motor jako akční člen aktivního tlumiče

České vysoké učení technické v Praze,
fakulta elektrotechnická,
katedra řídicí techniky

Karel Znamenáček, 2004

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou (bakalářskou) práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady uvedené v příloženém seznamu.

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu § 60 Zákona č.121/2000 Sb. , o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze dne

.....
podpis

Abstrakt

Aktivním tlumicím systémem lze nejlépe řídit tlumení vibrací. Aktivní tlumicí systémy vyžadují použití akčního členu, který je zdrojem řízené síly. Jednou z možností je použití elektrického lineárního motoru.

Cílem mé diplomové práce bylo vytvořit matematický model pro konkrétní lineární motor a na modelu ověřit možnost použití motoru jako aktivního tlumicího členu. Dále jsem měl navrhnout a realizovat obvodové a programové vybavení pro řízení tohoto lineárního motoru a experimenty ověřit správnost modelu a návrhu řídicího systému.

Matematický model jsem vytvořil v programu Matlab-Simulink. Simulacemi jsem prokázal, že lze část mechanické energie kmitů převést na elektrickou energii a tuto energii pak použít pro akční zásah. Pro lineární motor jsem vytvořil diskrétní řídicí systém založený na mikroprocesorech. Experimenty provedenými s lineárním motorem jsem ověřil funkčnost řídicího systému. Nedostatečná přesnost měření však znemožnila ověřit správnost matematického modelu.

Abstract

Active damping system provides the best control of vibrations damping. Active damping systems need an actuator which is the source of the controlled force. One option is to use a linear electromotor as the actuator.

The aim of my thesis was to construct a mathematical model of the linear motor and verify that the motor can be used as an active damping actuator. Then I had to design and realize the hardware and software for controlling the motor and to verify correctness of the model and designed controlling system.

I used Matlab-Simulink software to build the mathematical model. With the help of simulations I demonstrated that a portion of the energy of vibrations could be transformed to electrical energy which can be reused by actuation. The designed controlling system is based on microprocessors and its functionality was checked within experiments. It was not possible to prove correctness of the mathematical model due to low accuracy of the measurements during experiments.

Obsah

OBSAH	1
1. ÚVOD.....	2
2. LINEÁRNÍ MOTOR.....	4
2.1. KONSTRUKČNÍ USPOŘADÁNÍ.....	4
2.2. PODMÍNKY PRO ZPĚTNÉ ZÍSKÁNÍ ENERGIE Z MECHANICKÉ PRÁCE.....	6
2.3. ŘÍZENÍ LINEÁRNÍHO MOTORU.....	8
3. MODEL LINEÁRNÍHO MOTORU.....	15
4. ŘÍDICÍ SYSTÉM LINEÁRNÍHO MOTORU	21
4.1. SPRÁVA ENERGIE	22
4.2. VÝKONOVÝ ZESILOVAČ	24
4.3. ŘÍDICÍ JEDNOTKA	26
4.4. MOTOR	29
4.5. ENKODER POLOHY	30
4.6. NADŘAZENÝ SYSTÉM.....	31
4.7. KOMUNIKAČNÍ PROTOKOL	32
5. PROBLÉMY PŘI VÝVOJI	34
6. EXPERIMENTY	36
7. ZÁVĚR	40
8. SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY A PROGRAMOVÉHO VYBAVENÍ	41

1. Úvod

Nerovnosti povrchu vozovky způsobují při jízdě automobilem vibrace. Ty pak negativně ovlivňují životnost součástí automobilu, komfort posádky a zpětně způsobují škody na komunikacích. Systém tlumení tyto negativní vlivy snižuje a dále značnou měrou ovlivňuje jízdní vlastnosti automobilu.

Systémy tlumení obsahují pasivní (většinou nelineární) tlumicí členy, nebo pasivní řízené tlumiče a nebo akční členy, které jsou zdrojem proměnné síly. Lze je tak rozdělit do tří kategorií, z nichž každá má své výhody, ale i nedostatky.

Pasivní tlumicí systém obsahuje pasivní tlumič. Výhodou je levná výroba díky jednoduché konstrukci, dlouhá životnost, bezúdržbovost. Ale jeho parametry jsou neměnné a jsou nastaveny tak, aby vyhovovaly rozsáhlým změnám provozních podmínek. Musí tak být zvoleno kompromisní řešení mezi požadavkem na komfort jízdy a na ovladatelnost vozidla.

Poloaktivní systém pérování využívá řízené tlumiče. Lze tak za jízdy měnit jejich parametry a volit mezi komfortem a jízdními vlastnostmi vozu.

Aktivní systém tlumení ještě dále zvyšuje komfort jízdy a ovladatelnost vozidla. Jeho hlavní výhodou je možnost aktivně ovlivňovat sílu působící mezi neodpérovanou částí (kolo, závěs kola) a odpérovanou částí vozidla (podvozek). Směr síly je na rozdíl od výše uvedených systémů nezávislý na směru vzájemného pohybu kola a podvozku. V praxi tak lze lépe izolovat odpérovanou část auta od nerovností vozovky. Nejčastěji je použit hydraulický nebo pneumatický akční člen. V současnosti používané hydraulické systémy aktivního pérování pro osobní automobily potřebují pro pohon energii v řádu několika kW, což je jejich hlavní nevýhodou. Použitím lineárního motoru jako akčního členu aktivního tlumiče však lze část energie vibrací převést zpět na elektrickou energii, tu uschovat a poté použít na akční zásah. Tím se dají nároky na externí zdroj energie snížit a za určitých provozních podmínek zcela eliminovat.

Cílem mé práce je ověřit možnosti řízení tlumení vibrací vozidla s využitím elektrického lineárního motoru jako akčního členu aktivního tlumiče a pro účely tohoto použití vytvořit obvodové a programové vybavení k lineárnímu motoru.

Práce je rozdělena na kapitoly, z nichž druhá přibližuje čtenáři problematiku konstrukce, řízení a praktického použití lineárních motorů.

Třetí kapitola popisuje model lineárního motoru a experimenty s tímto modelem, na základě nichž lze modelovat zpětné získávání energie motorem za specifických provozních podmínek.

Ve čtvrté kapitole je vysvětlena struktura a funkce řídicího systému. Je zde popsán použitý lineární motor včetně systému měření polohy, který je jeho součástí.

Pátá kapitola popisuje problémy, se kterými se autor setkal při vývoji a ladění obvodového a programového vybavení řídicího systému.

Šestá kapitola popisuje experimenty provedené na motoru.

V závěru jsou nastíněny možnosti dalšího vylepšení řídicího systému.

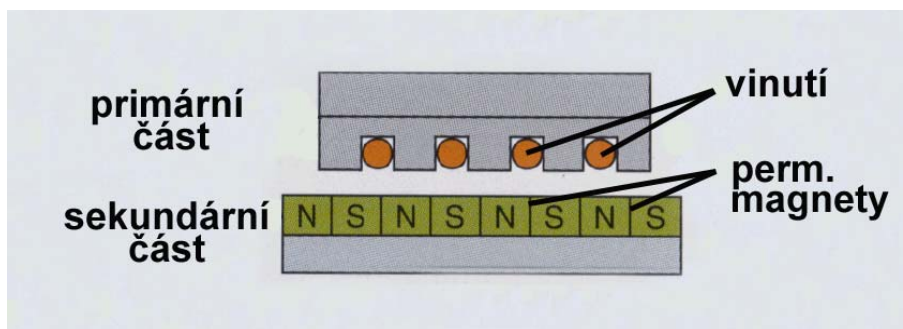
Finančně je práce podpořena z projektu Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy “Výzkumné centrum spalovacích motorů a automobilů Josefa Božka”, kód projektu LN00B073.

2. Lineární motor

2.1. Konstrukční uspořádání

Lineární motor je stroj schopný přeměnit elektrickou energii na mechanickou práci a naopak. Konstrukčně se liší od klasického rotačního elektromotoru tím, že jeho stator i rotor nemají tvar kruhu, nýbrž tvar přímky. Lze si ho představit i jako motor s rotorem o nekonečném průměru. Pohyblivá část (též nazývaná *primární díl*) lineárního motoru tak provádí vůči statoru (*sekundární díl*) posuvný pohyb na rozdíl od rotačního pohybu běžného elektromotoru.

Lineární motory jsou schopny vyvinout rychlosti až $200\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$ při zrychleních v násobcích g a silách v řádu kN . Vyrábějí se v asynchronním a synchronním provedení. Stejnoseměrné lineární motory se nepoužívají. Hlavní uplatnění nacházejí v aplikacích, kdy je kladen důraz na zrychlení posuvného pohybu a přesnost polohování. Oproti rotačním motorům nepotřebují pro převod na posuvný pohyb žádné mechanické převody, čímž se zvyšuje tuhost celého systému, jeho spolehlivost a životnost. V praxi je nejčastějším typem synchronní třífázový lineární motor. Používá se ve dvou variantách uspořádání.

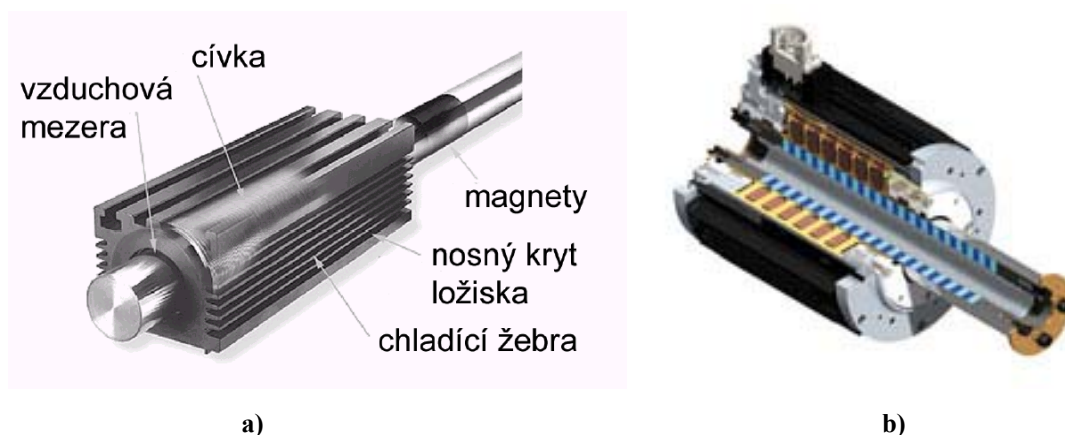


obr. 2.1: Lineární motor

V první z nich je primární díl tvořen třífázovým vinutím a sekundární díl je složen z permanentních magnetů. Lze tak prodlužovat délku posuvu pouhým přidáním dalších

magnetů (viz obr. 2.1). Nevýhodou je nutnost použít pohyblivý přívod elektrické energie pomocí speciálních kabelů. Další nevýhodou (kterou obecně trpí všechny lineární motory) je nemožnost účinně chladit vinutí cívek, protože v tomto uspořádání lze jen stěží použít vodní chlazení. Využitelná kontinuální síla vyvozená motorem je tak až o řád nižší, než maximální dosažitelná síla.

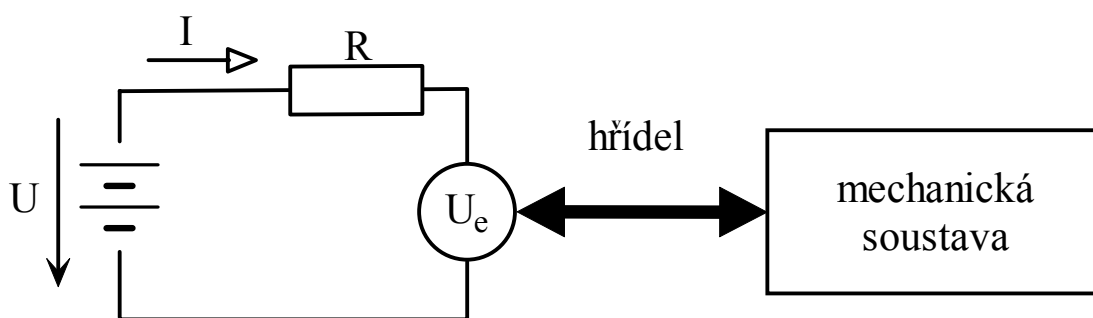
Druhou variantou je umístění třífázového vinutí v nepohyblivém sekundárním dílu, primární část je z permanentních magnetů. Lze použít účinné vodní chlazení a využít maximální sílu motoru po celou dobu provozu. Odpadá problém s kabelovým přívodem. Problémy se vzájemnou přitažlivou silou obou dílů, která je několikanásobkem síly posuvové a směřuje kolmo ke směru pohybu, je nutno řešit valivým vedením, někdy i zdvojením motorů, které pracují paralelně v takovém konstrukčním uspořádání, aby se přitažlivé síly vyrušily. Vyvážená varianta ve tvaru tzv. "elektroválce" je na obr. 2.2a. Primární díl má tvar jako u klasického rotačního motoru včetně chladicích žebér a T-drážek pro upínání. Jeho vinutí s aktivním železem obkličuje průvlekovou pístnici, ve které jsou umístěny magnety. Kromě kompenzace přitažlivých sil umožňuje toto uspořádání i lepší ochranu proti vnikajícím nečistotám pomocí stěračů na pístnici. Uvádí se též lepší využití pole permanentních magnetů bez rozptylových toků. Variantu s vinutím v sekundárním dílu ilustruje obr. 2.2b. Další konstrukční řešení, jejich výhody a nevýhody jsou diskutovány v [1].



obr. 2.2: Lineární motor ve tvaru „elektroválce“

2.2. Podmínky pro zpětné získání energie z mechanické práce

Princip přeměny elektrické energie na mechanickou práci v případě, kdy motor funguje jako pohon, a naopak, kdy je ve funkci tlumiče, vychází ze základních fyzikálních vztahů pro silové působení magnetického pole na proudovodič a pro indukované napětí. Mezi lineárními a rotačními motory v tomto směru není žádný rozdíl. Pro snadné pochopení tohoto principu použijí zjednodušený model stejnosměrného motoru (viz obr. 2.3).



obr. 2.3: Zjednodušený model stejnosměrného motoru svázaného s mechanickou soustavou

Uvažuji pouze sériový odpor vinutí motoru a elektromotorické napětí U_e . Zanedbávám indukčnost vinutí, hmotu motoru a všechny mechanické ztráty (tření). Předpokládejme, že rotor motoru je pomocí hřídele spjat s nějakou vnější mechanickou soustavou (pojezd) a vzhledem ke statoru se pohybuje rychlostí $v > 0$. Uvažujme, že pro tento případ má indukované elektromotorické napětí U_e na svorkách kladný smysl a je lineárně závislé na v . Podle zákona zachování energie musí být výkon mechanický P_m roven výkonu elektromotorickému P_e . Platí

$$\begin{aligned}P_m &= P_e, \\P_m &= F \cdot v, \\P_e &= U_e \cdot I,\end{aligned}$$

kde F je síla vyvozená motorem a I je proud tekoucí vinutím. V případě, že motor pracuje jako pohon (působí silou ve směru pohybu), platí postupně

$$F > 0, \quad P_m > 0, \quad P_e > 0, \quad I > 0.$$

Tedy řídicí napětí zdroje U musí být větší než elektromotorické napětí U_e a pro výkon zdroje P_p platí

$$P_p = U \cdot I,$$
$$P_p > 0.$$

Elektrickou energii musíme tedy dodat. V případě, že motor působí jako brzda, platí postupně

$$F < 0, \quad P_m < 0, \quad P_e < 0, \quad I < 0.$$

Řídicí napětí zdroje U tak musí být nižší, než napětí elektromotorické U_e . Aby bylo možné do zdroje uložit zpět část energie, která byla odebrána vnější mechanické soustavě, musí být součin $U \cdot I$ záporný. Pro napětí U tak musí platit omezení $0 < U < U_e$.

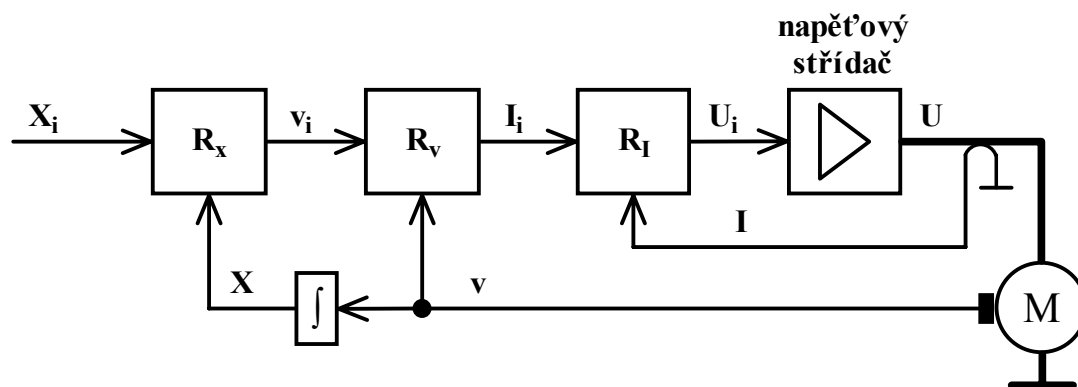
V případě, že potřebujeme brzdit větší silou, než která je dosažitelná při tomto omezení, musíme volit $U < 0$. Pak elektrickou energii ze zdroje dodáváme. Tato energie a energie odebraná mechanické soustavě se mění v odporu vinutí R na Jouleovo teplo.

Zjednodušeně lze tedy říci, že elektrickou energii jsme schopni rekuperovat do zdroje z mechanické práce vnější soustavy pouze pokud budeme motorem brzdit „rozumně malou“ silou.

Na rozdíl od výše popsaného stejnosměrného motoru není u synchronního lineárního motoru při konstantní rychlosti pohybu indukované napětí U_e konstantní, ale má tvar sinusoidy. Předpokládá se také, že proud vinutím je řízen v závislosti na okamžité hodnotě intenzity magnetického pole sekundárního dílu (také proto, aby byl zachován směr síly) a jeho průběh je při konstantní rychlosti pohybu též sinusový. Podrobnější popis řízení proudů trojfázovým vinutím je uveden v podkapitole 2.3.

2.3. Řízení lineárního motoru

Řídicí systém každého elektrického motoru je typicky uspořádán jako hierarchický systém regulačních smyček. Vnitřní smyčka reguluje proud vinutím (který odpovídá síle/momentu motoru), nadřazená smyčka reguluje rychlost pohybu a vnější smyčka polohu. Na obr. 2.4 je příklad zpětnovazebního polohového řízení stejnosměrného motoru.



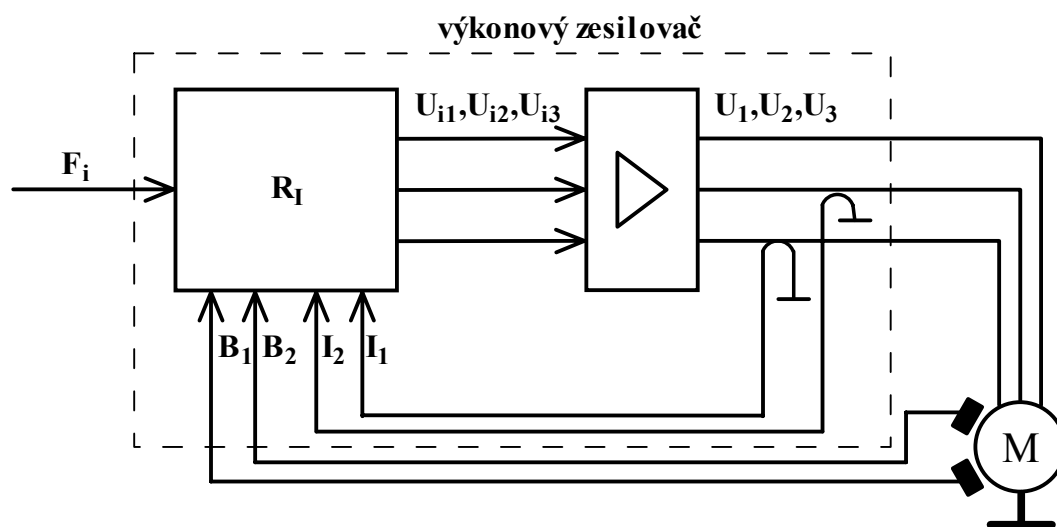
obr. 2.4: Příklad polohové zpětnovazební regulace stejnosměrného motoru

Skutečný proud I je měřen pomocí snímacího rezistoru, nebo Hallovým senzorem. Po porovnání s žádanou hodnotou I_i je regulátorem proudu R_I vypočítán regulační zásah U_i . Ten je napěťovým střídačem převeden na napětí U na svorkách motoru. Zpětná vazba tak eliminuje vliv parazitních parametrů vinutí a vliv indukovaného napětí motoru U_e . Síla motoru je tak nezávislá na rychlosti pohybu.

Nadřazená regulační smyčka porovnává žádanou a skutečnou rychlost a regulátor R_v vypočítá požadovaný proud. Rychlost v lze získat z tachodynamy (v případě rotačních motorů), nebo časovou derivací polohy získané ze senzoru polohy (v praxi často užívaná metoda), nebo časovou integrací signálu ze senzoru zrychlení.

Vnější smyčka uzavírá polohovou zpětnou vazbu a regulátor R_x vypočítá žádanou rychlost v_i podle rozdílu žádané X_i a skutečné polohy X . Poloha je přímo měřena absolutním enkoderm polohy nebo je získána zpracováním signálů z enkoderu relativní změny polohy. V současnosti se používají hlavně digitální optické měřicí systémy s rozlišením v řádu mikronů.

Pro použití motoru v režimu regulace síly postačí vnitřní regulační smyčka proudu I . V případě třífázového lineárního synchronního motoru je přítomna regulační smyčka pro každou fázi (řízeny jsou proudy dvěma fázemi, proud třetí fáze je pak jednoznačně dán). Síla vyvozená vinutím u synchronního motoru nezávisí jen na protékajícím proudu, ale i na poloze vinutí v magnetickém poli permanentních magnetů. Musí tak být řízena komutace proudů v závislosti na intenzitě tohoto pole (v případě kartáčových stejnosměrných motorů je komutátor součástí motoru). Proto zpětná vazba obsahuje buď signál ze senzoru absolutní polohy, ze kterého se intenzita magnetického pole spočítá, nebo je použit Hallův snímač, který měří přímo intenzitu pole. Pro jednoznačné určení intenzity pole v místě všech vinutí je pak zapotřebí dvou těchto snímačů. Jsou navzájem posunuty o čtvrtinu elektrického cyklu (parametr motoru, vzdálenost, po které se opakuje průběh intenzity magnetického pole). V tomto případě může mít regulační obvod podobu podle obr. 2.5.

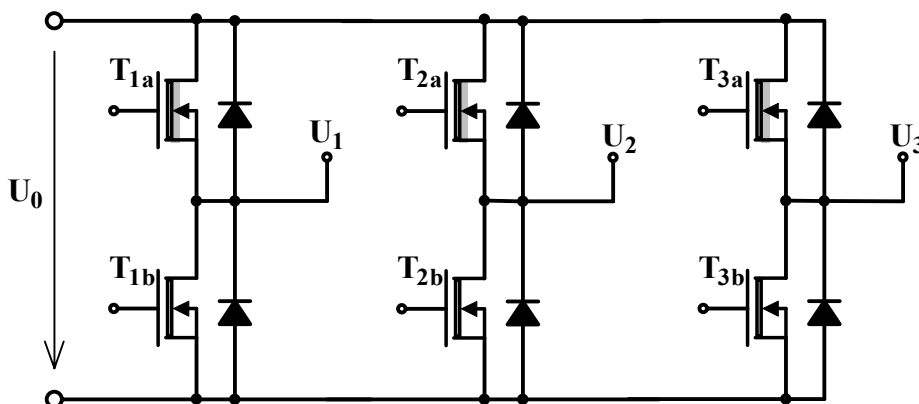


obr. 2.5: Silové zpětnovazební řízení motoru

Čárkovanou čarou vyznačená oblast je označována jako výkonový zesilovač motoru. V tomto případě (obr. 2.5) pracuje v silovém zpětnovazebním režimu. Výrobci dodávají k lineárním motorům také výkonové zesilovače pracující v rychlostním režimu, popřípadě

kompletní řešení polohování motoru. Takovéto komplexní řídicí systémy většinou obsahují i komunikační rozhraní pro průmyslovou sběrnici.

Střídač napětí z obr. 2.4 používá pro generování napětí U pulzně šířkovou modulaci napětí ze stejnosměrného zdroje U_0 . V třífázovém provedení se používá zapojení podle obr. 2.6, tzv. *spínaný most* (pro generování napětí jednofázového motoru z obr. 2.4 by se použil pouze výstup U_1 , který je řízen tranzistorem T_{1a} a T_{1b}).



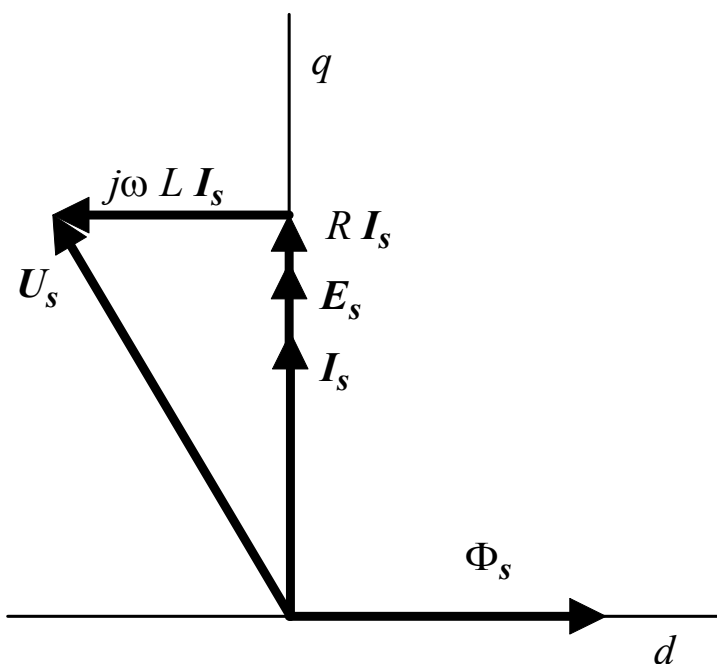
obr. 2.6: Spínaný most

Jako spínací prvky se používají tranzistory NMOS, pro velké spínané proudy tranzistory IGBT. Napětí pro každou fázi je získáno spínáním příslušné dvojice tranzistorů. V první části periody je sepnut tranzistor T_{1a} a rozepnut tranzistor T_{1b} . Na svorkách vinutí U_1 je po dobu t_{1a} napětí U_0 . V druhé části periody, po dobu t_{1b} , je tranzistor T_{1a} rozepnut a T_{1b} sepnut. Napětí U_1 je nulové. Frekvence přepínání se volí vzhledem k indukčnosti vinutí motoru tak, aby zvlnění proudu během jedné periody bylo zanedbatelné (typicky $f > 10\text{kHz}$, u motorů s cívkou bez železa až 50kHz). Řídicí napětí U_1 pak lze považovat v rámci jedné periody za střední hodnotu pulzního průběhu a platí pro něj následující vztah:

$$U_1 = U_0 \cdot \frac{t_{1a}}{t_{1a} + t_{1b}}.$$

Napětí U_1 lze tedy řídit v rozsahu 0V až U_0 stejně jako napětí U_2 a U_3 . Moderní střídače používají tzv. *vektorové řízení* (viz níže). Přesné časové závislosti spínání šestic tranzistorů pak závisí na použité variantě vektorového řízení. Jednotlivé varianty řízení například optimalizují počet sepnutí tranzistorů za jednotku času, nebo minimalizují špičkové namáhání zdroje napětí U_0 , či maximalizují velikost dosažitelného sruženého napětí na úkor rušení (viz [2], [3]).

Při řízení třífázového synchronního motoru se používá tzv. *vektorové řízení* (viz [4]). Řídicí napětí U_i jednotlivých fází jsou vyjádřena fázorem napětí U_s , proudy fázorem I_s , indukovaná elektromotorická napětí fázorem E_s , a magnetické toky permanentních magnetů statoru jsou vyjádřeny pomocí fázoru Φ_s . Provozní stav motoru pak lze vyjádřit pomocí fázorového diagramu v souřadnicích d-q svázaných se stotorem (viz obr. 2.7),



obr. 2.7: Vektorové řízení

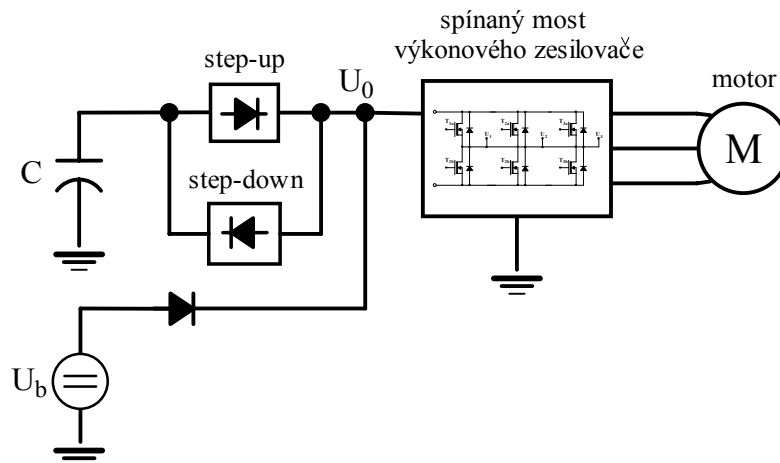
kde ω je rychlost otáčení motoru, L a R jsou indukčnost a stejnosměrný odpor vinutí. Cílem regulátoru implementujícího vektorové řízení je generovat fázor řídicího napětí U_s tak, aby byla zachována kolmost fázorů I_s a Φ_s . Jen tehdy je při dané velikosti fázoru I_s dosažen maximální mechanický moment (Φ_s je konstantní díky volbě souřadnic a časově konstantní

intenzitě magnetického toku permanentních magnetů). Velikost momentu je přímo úměrná velikosti fázoru I_s . Úhel natočení fázoru I_s je závislý nejen na okamžité hodnotě proudů v jednotlivých vinutích, ale i na okamžité poloze statoru a rotoru. Generování fázoru řídicího napětí U_s je transformováno na sekvenci spínání šestice tranzistorů v můstku.

Většina výrobců dodává k lineárním motorům výkonový zesilovač (řízený zdroj), který řeší problematiku zpracování signálů z Hallových sond, měření proudů vinutím a generování fázoru napětí U_s pomocí spínání šestice tranzistorů v můstku a tedy řízení výsledné síly motoru signálem přivedeným na vstup tohoto zesilovače.

Výkonový zesilovač potřebuje pro napájení spínaného mostu stejnosměrné napětí. Na svorky U_0 (viz obr. 2.6) se v případě, že motor pracuje jako pohon, přivádí elektrická energie. V brzděném režimu, pokud lze energii získat zpět, se z těchto svorek odebírá. Pro správnou funkci zesilovače se musí velikost napětí U_0 pohybovat v určitém povoleném rozmezí. To limituje maximální sílu, kterou je motor při dané rychlosti schopen vyvinout, proto se zdá vhodné udržovat napětí U_0 na horní hranici tohoto rozmezí. Uskladnění energie však lze řešit několika způsoby a pro některé z nich není možné napětí U_0 udržovat stále na maximu povoleného rozmezí.

Jednu z možností ukazuje obr. 2.8. Napětí U_0 je udržováno na konstantní hodnotě U_{max} . Z kapacitoru C je pomocí *DC/DC step-up měniče* (viz [5]) dodávána energie na svorky U_0 . Pomocný zdroj napětí U_b , který je dimenzován na špičkový výkon motoru a napětí U_{max} , je aktivní pouze v případě, že energie z kapacitoru C byla všechna vyčerpána. V době zpětného získávání energie je ze svorek U_0 pomocí *DC/DC step-down měniče* nabíjen kapacitor C , zdroj U_b je neaktivní. Napětí kapacitoru C tak bude udržováno v rozmezí 0V až U_{max} .



obr. 2.8: Uskladnění energie, první způsob

Vzhledem k pracovnímu režimu motoru, při kterém se předpokládá krátkodobý (stovky milisekund) okamžitý výkon v řádu kW, však oba měniče musí být dimenzovány na vysoké špičkové výkony. Předpokládejme průměrnou účinnost každého měniče $\eta=0,85$, které se běžně dosahuje pomocí moderních spínaných zdrojů. Rekuperovanou energii tak lze znovu použít s účinností $\eta^2=0,72$. To je nevýhodné při častém přesunu energie vnější mechanické soustavy připojené k motoru do kapacitoru C a naopak. Výhodou tohoto přístupu je možnost využít akumulární schopnost kapacitoru C v oblasti $0V$ až U_{max} a uschovat energii

$$E_{cl} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{max}^2 .$$

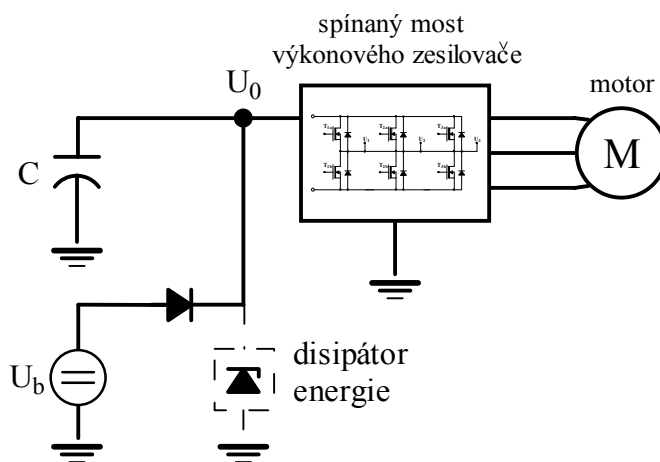
Nevýhodou je nutnost použít výkonné DC/DC měniče, čímž během jednoho cyklu úschovy a zpětného použití ztratíme 28 procent rekuperované energie. Toto řešení je výhodné v případě, kdy je cena kapacitoru C značně vyšší než cena měničů.

Druhý způsob akumulace energie (podle obr. 2.9) předpokládá, že napětí U_0 nemusí být konstantní v čase a smí se pohybovat v rozmezí $\langle U_{min}, U_{max} \rangle$. Kapacitor C je v tomto případě připojen přímo na svorky U_0 . Pomocný zdroj je dimenzován na špičkový výkon motoru a napětí U_{min} . Při napětí $U_0 > U_{min}$ není aktivní. Výhodou tohoto řešení je jeho jednoduchost, energie odebraná ze svorek U_0 je uložena se stoprocentní účinností (při zanedbání ztrátového odporu kapacitoru C) a odpadají problémy spojené s DC/DC měniči

(účinnost, rušení, odvod tepla, dimenzování na vysoké špičkové výkony). Nevýhodou je, že lze uložit jen energii, jejíž velikost se rovná rozdílu energetických hladin kapacitoru při $U_0 = U_{min}$ a $U_0 = U_{max}$

$$E_{c2} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (U_{max}^2 - U_{min}^2).$$

Pro uložení stejného množství energie jako v prvním případě je tak potřeba použít E_{c1}/E_{c2} krát větší kapacitor.



obr. 2.9: Uskladnění energie, druhý způsob

Nelze vyloučit, že motor bude pracovat v režimu, kdy bude stále brzdit a přeměňovat energii vnější mechanické soustavy na elektrickou energii kapacitoru C . Po nabití kapacitoru pak v obou výše uvedených případech začne vzrůstat napětí U_0 nad povolenou mez. K zabránění možného poškození motoru a výkonového zesilovače se používá disipátor energie. Disipátor D (na obr. 2.9 zobrazen čárkovaně), je paralelně připojen ke svorkám U_0 a zastává funkci přepětíové ochrany. Začne být aktivní při překročení nastavené napětíové úrovně a přeměňuje elektrickou energii na Jouleovo teplo. Další možností je vhodným řízením jalové složky proudů (fázory I_s a Φ_s dle obr. 2.7 by nebyly na sebe kolmé) tuto přeměnu provádět již ve vinutí motoru. V současnosti vyráběné výkonové zesilovače však toto neumožňují, navíc vzniká problém s chlazením vinutí motoru.

3. Model lineárního motoru

Pro účely modelování přeměny elektrické energie na mechanickou práci jsem vytvořil model lineárního motoru včetně výkonového zesilovače řízeného signálem odpovídajícím požadované síle. Modelování jsem prováděl pomocí software Matlab-Simulink. Experimenty provedenými na modelu jsem získal hodnotu elektrického výkonu, který je nutné motoru dodat nebo odebrat z napájecích svorek spínaného můstku za podmínky konstantní rychlosti motoru a konstantní síly, kterou motor působí na mechanickou soustavu.

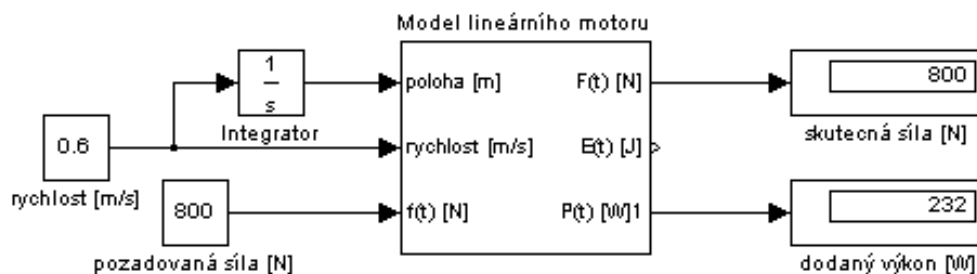
Vytvořený model předpokládá, že průběh magnetického pole sekundární části s permanentními magnety je sinusový. Dále předpokládá, že fáze cívek primárního dílu jsou zapojeny do trojúhelníku, a že pro řízení proudu fázemi je použita metoda vektorového řízení. Není uvažován pulsně šířkový průběh napětí na svorkách vinutí a uvažuje se pouze jeho střední hodnota (nepřesnosti vzniklé tímto zjednodušením lze zanedbat), což má příznivý vliv na časovou náročnost provedené simulace (simulováním PWM řízení se doba simulace prodloužila cca desetkrát).

Vstupem do modelu jsou okamžitá poloha v metrech (nutná pro vypočítání komutace proudů cívek), okamžitá rychlost v $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ (indukovaná napětí cívek jsou závislá na poloze a rychlosti) a požadovaná síla v newtonech. Výstupem modelu jsou skutečná síla v newtonech, elektrická energie ve wattech odebraná ze svorek spínaného můstku U_0 od začátku simulace (její záporná hodnota značí rekuperovanou/uskladněnou elektrickou energii) a okamžitý elektrický příkon motoru ve wattech (jeho záporná hodnota opět indikuje zpětné získávání energie). Na obr. 3.1 je znázorněn model lineárního motoru a způsob jeho použití při simulaci (viz níže). Vnitřní reprezentace modelu je znázorněna na obr. 3.2. Vnitřní podoba bloků použitých v modelu (Model elektrické části, Model dynamiky rotoru a Přenos řízení na řídicí napětí) je uvedena v příloze A.

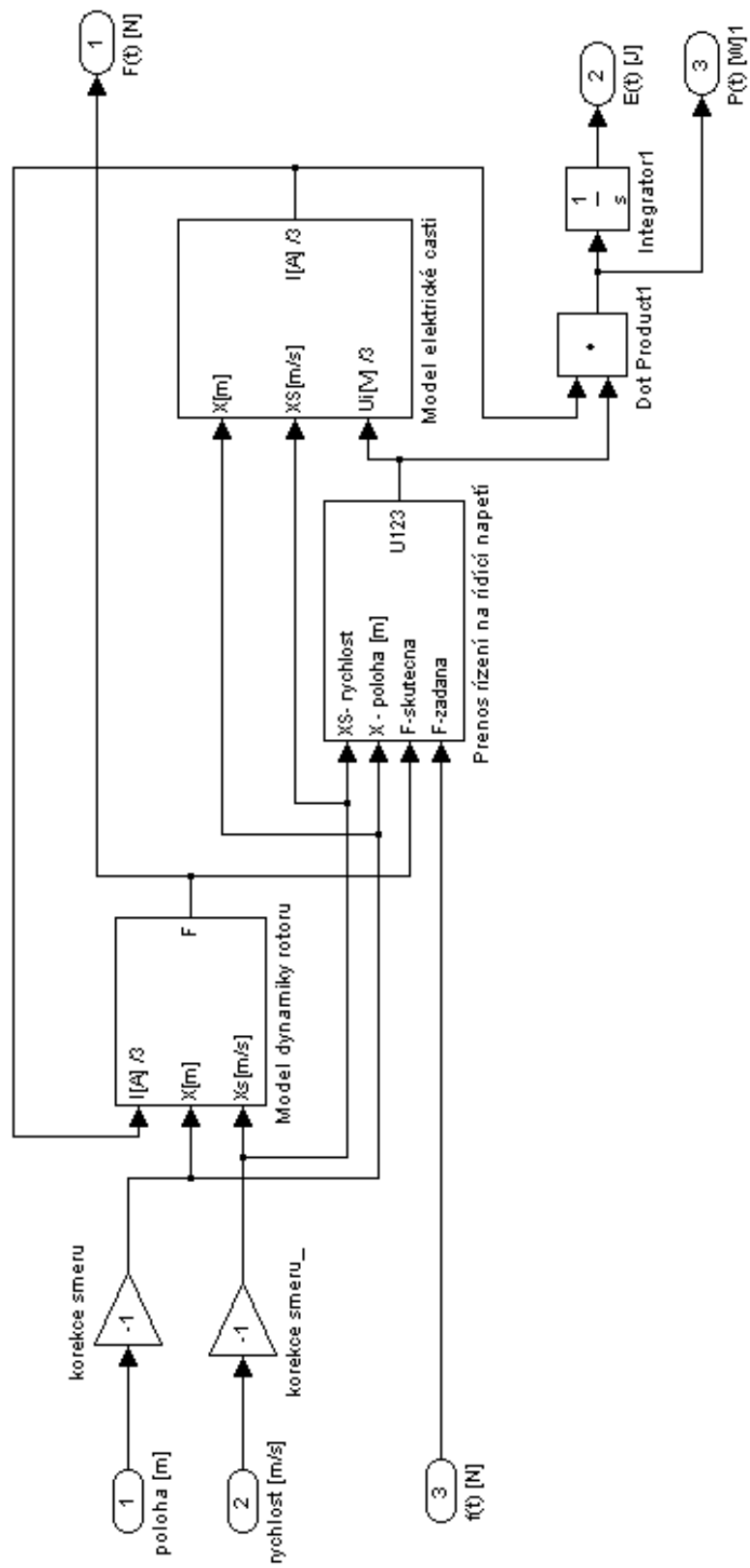
Při vytváření modelu jsem nejdříve vytvořil model jedné cívky (čili model stejnosměrného lineárního motoru). Pak jsem model rozšířil o dvě další cívky, jejichž vzájemný fázový posun (120 stupňů) odpovídá modelu trojfázového vinutí. Sloučením silového působení cívek jsem vytvořil výsledný model elektrické části motoru. Pro každou cívku vinutí jsem uvažoval parametry R_s (odpor vinutí), L_s (indukčnost vinutí), napětíovou

konstantu cívky (v katalogovém listu motoru označenou jako *Back EMF constant*) a silovou konstantu cívky (maximální síla při proudu 1A). Dále je možné nastavit hodnotu stejnosměrného napětí U_0 , ze kterého je generováno napětí na svorkách cívek. Je tak modelována možná saturace svorkového napětí a z toho plynoucí omezení síly při malé hodnotě napájecího napětí U_0 . Pro účely dalšího použití v modelu systému aktivního tlumení jsem namodeloval mechanickou část motoru. Uvažuji hmotnost pohybující se části s vinutím, Coulombovu a viskózní třecí sílu mezi statorem a rotorem. Parametry modelu je možné měnit pomocí tzv. m-file souboru, který se spustí před vlastní simulací, a který obsahuje definice všech parametrů modelu. Obsah tohoto souboru s popisem jednotlivých parametrů je uveden v příloze A.

Simuloval jsem pohyb motoru konstantní rychlostí, při němž jsem nastavil konstantní sílu, jejíž směr (pro kladné hodnoty síly) byl orientován proti směru pohybu. Po odeznění přechodového jevu jsem odečetl výkon, kterým je motor napájen (výkon dodaný z bloku správy energie na svorky U_0 výkonového zesilovače) a hodnotu zanesl do tabulky (viz tabulka 3.1). Kladné hodnoty odpovídají elektrickému výkonu (ve wattech), který je nutné dodat z bloku správy energie. Záporné hodnoty značí, že výkon, který lze naopak v tomto bloku uskladnit. Pole vyplněná symboly xxxx značí, že požadované síly nelze při dané rychlosti dosáhnout. Při simulaci bylo použito parametrů, které odpovídají katalogovým parametrům motoru, který bude v praxi použit. Parametry jsou uvedeny v příloze A.



obr. 3.1: Model lineárního motoru a jeho použití při simulaci



obr. 3.2: Model lineárního motoru

Výkon dodaný na svorky spínaného mostu [W]
při konstantní rychlosti a konstantní síle působící proti pohybu

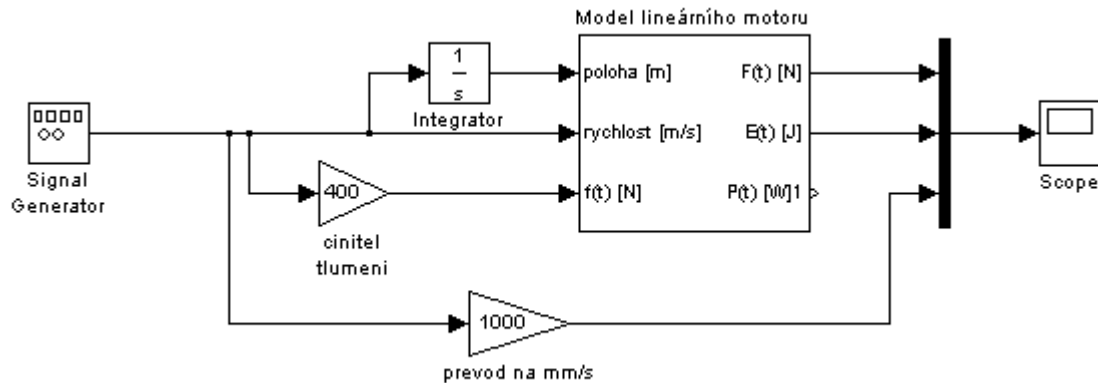
rychlost [m/s]	2	1,5	1	0,6	0,4	0,2	0,1	0
síla [N]								
-2000	xxxxx	xxxxx	xxxxx	xxxxx	5876	5405	5173	4931
-1800	xxxxx	xxxxx	xxxxx	5274	4849	4424	4212	3996
-1600	xxxxx	xxxxx	xxxxx	4294	3916	3538	3349	3157
-1400	xxxxx	xxxxx	4079	3413	3081	2750	2585	2417
-1200	xxxxx	xxxxx	3202	2630	2345	2062	1920	1776
-1000	xxxxx	3026	2424	1946	1708	1471	1354	1233
-800	xxxxx	2229	1744	1360	1170	980	886	789
-600	xxxxx	1531	1163	873	730	587	516	444
-400	xxxxx	931	671	485	389	293	246	197
-200	567	430	298	196	146	98	74	49
0	49	28	13	5	2	1	0	0
200	-372	-276	-173	-87	-43	3	26	49
400	-695	-481	-261	-81	11	103	150	197
600	-919	-587	-250	24	163	302	372	444
800	-1044	-595	-140	232	414	600	694	789
1000	-1071	-504	68	531	763	967	114	1233
1200	-999	-315	376	932	1211	1492	1632	1776
1400	-828	-26	781	1432	1758	2085	2249	2417
1600	-556	360	1286	2030	2404	2778	2965	3157
1800	-191	846	1889	2727	3148	3569	3780	3996
2000	276	1430	2591	3523	3991	4459	4693	4931

tabulka 3.1: Energetické nároky na napájení motoru

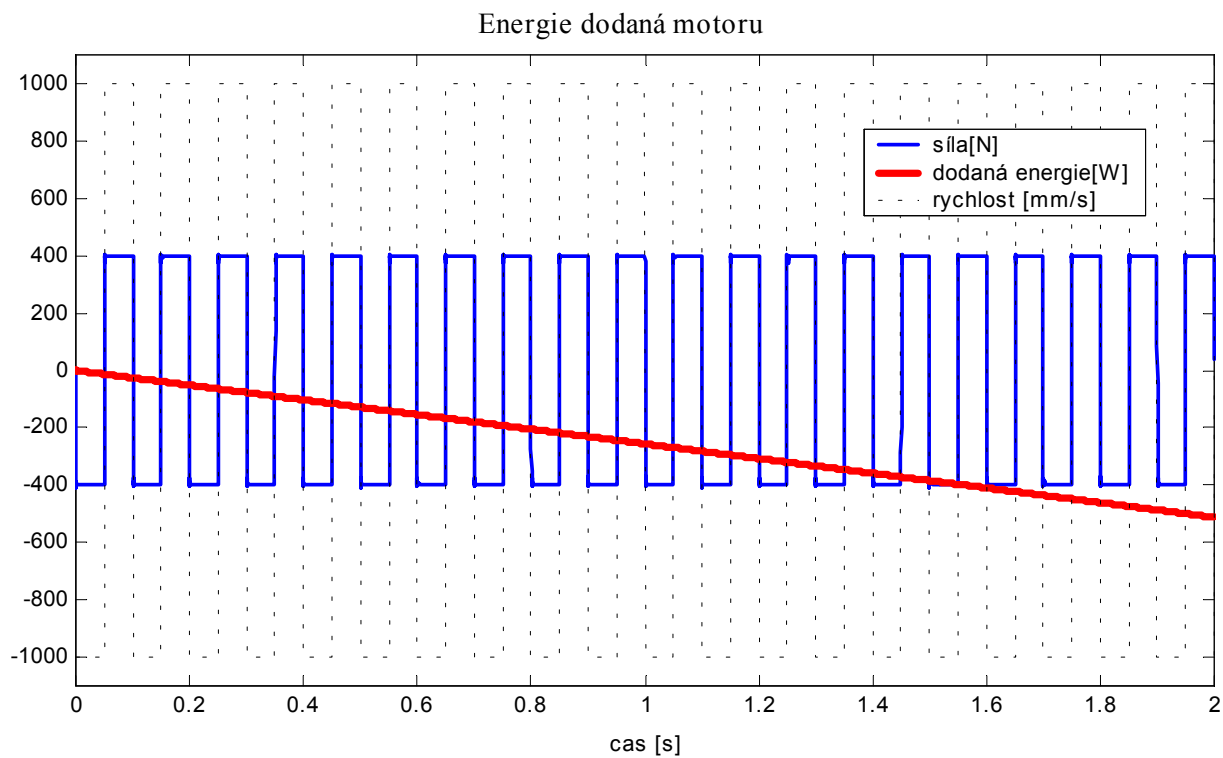
Z výsledků simulace je zřejmé, že výkon v řádu desítek watt lze zpětně získat až při rychlostech nad $0,4\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ a to pouze při malých silách (cca 200N). Dále lze z tabulky například vyčíst, že při rychlosti motoru 1,5 lze zpětně získat energii pouze při brzdění silou nepřesahující 1400N.

Pro demonstraci předpokladu, že lze motorem brzdit tak, že je možné rekuperovat energii, jsem provedl na modelu následující experiment. S motorem jsem pohyboval po dobu 50ms na jednu stranu konstantní rychlostí, po dalších 50ms byl směr pohybu opačný. Tento děj se periodicky opakoval (schéma simulace je na obr. 3.3). Při pohybu motor působil jako tlumič s koeficientem tlumení $400\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1}$. Vzhledem ke zvolené konstantní rychlosti $1\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ motor vyvozoval sílu 400N proti směru pohybu. Z časového průběhu

energie dodané do motoru (viz obr. 3.4) je vidět, že energie byla získána (hodnota dodané energie je záporná), a během dvou vteřin pohybu tak byla rekuperována energie cca 500 J.



obr. 3.3: Schéma simulace



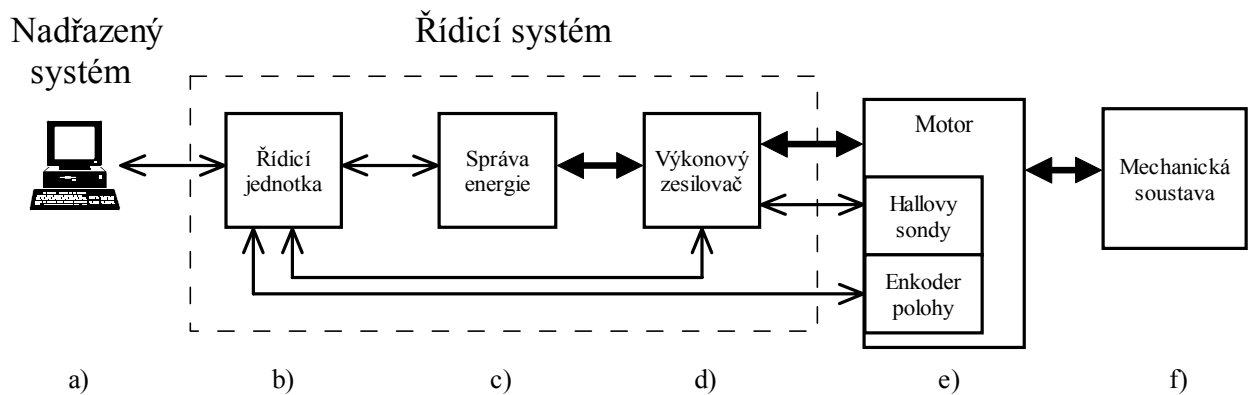
obr. 3.4: Časový průběh simulace

Výstupem modelu lineárního motoru je síla, kterou působí na okolí. Tato síla je řízena vstupním signálem a je nezávislá (za předpokladu, že požadované síly lze dosáhnout) na poloze a rychlosti pohybu. Motor, který je tímto modelem popsán, tak lze považovat za řízený zdroj síly, což je postačující podmínka pro jeho použití jako akčního členu systému aktivního tlumení.

Stejně tak lze motor použít v systémech poloaktivního resp. pasivního tlumení, kde je vyžadováno časově proměnné řízení resp. konstantní nastavení koeficientu tlumení B . Pro koeficient tlumení platí $B = F / v$, kde v je rychlost pohybu motoru a F je tlumicí síla. Při znalosti rychlosti v a možnosti nezávisle řídit sílu F je tak možné řídit činitel tlumení B .

4. Řídicí systém lineárního motoru

Pro účely použití lineárního motoru jako akčního členu tlumicí soustavy jsem navrhnul a realizoval řídicí systém podle schéma na obr. 4.1.



obr. 4.1: Schéma řízení lineárního motoru

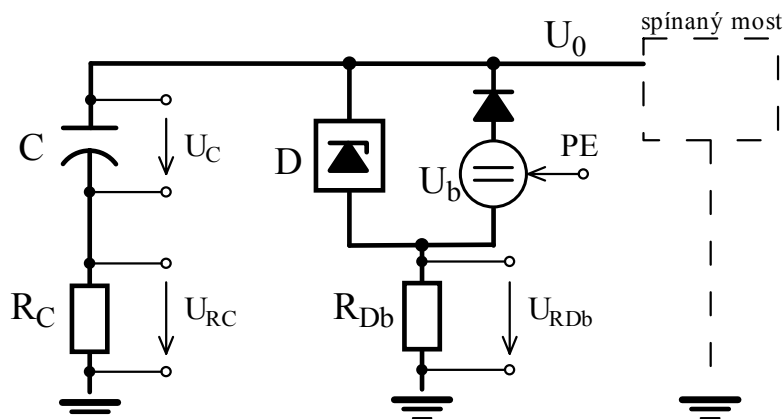
Schéma popisuje vazby mezi nadřazeným systémem a), jednotlivými bloky řídicího systému b), c), d), motorem e) a vnější mechanickou soustavou f). Silné čáry znázorňují vazby, kde dochází k přenosu energie (elektrické nebo mechanické), tenké čáry jsou vazby informační.

Proces řízení lineárního motoru probíhá tak, že si nadřazený systém vyžádá od řídicí jednotky informaci o rychlosti, směru pohybu a aktuální poloze motoru a vypočítá regulační zásah ve formě požadované síly, jehož hodnotu pošle zpět řídicí jednotce. Ta převede přijatou informaci na elektrický signál, kterým řídí výkonový zesilovač. Elektrická energie, kterou výkonový zesilovač dodává do vinutí motoru, kde se mění v mechanickou práci, je získána z bloku správy energie. V případě, kdy koná práci mechanická soustava, je zpětně získaná energie v tomto bloku ukládána. Motor je vybaven dvojicí Hallových sond, které měří sílu magnetického pole sekundárního dílu motoru. Jejich signály využívá výkonový zesilovač pro řízení komutace proudů ve vinutí motoru. Dále je primární díl vybaven enkoderem polohy, jehož signály zpracovává řídicí jednotka a určuje z nich okamžitou rychlost a absolutní polohu.

V následujících podkapitolách je popsána vnitřní struktura jednotlivých bloků řídicího systému a motor, který je jím řízen. Dále uvádím popis enkoderu polohy a příklad realizace nadřazeného systému. V poslední podkapitole je popsán protokol komunikace mezi nadřazeným a řídicím systémem.

Cílem tedy bylo vytvořit pro motor obvodové a programové vybavení tak, aby nadřazený systém mohl s tímto celkem komunikovat jako s inteligentní periferií a využít dynamických limitů lineárního motoru. Mnou navržený nadřazený systém tak je pouze jednou z možností, jak využít vlastnosti tohoto celku. Optimální návrh nadřazeného systému pro účel použití motoru v konkrétní aplikaci aktivního tlumení je tak předmětem dalšího vývoje.

4.1. Správa energie



obr. 4.2: Blok správy energie napájející spínaný most výkonového zesilovače

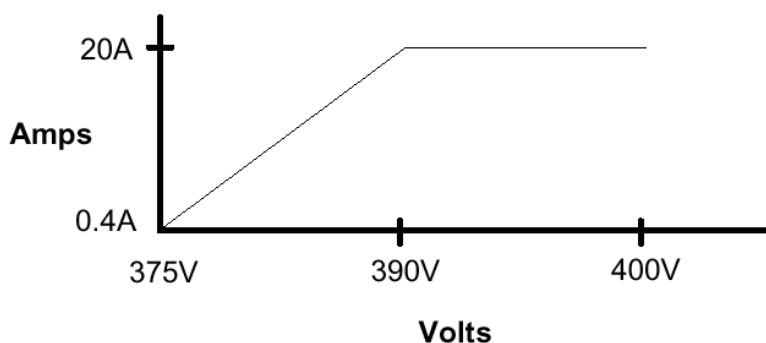
Blok správy energie obsahuje zásobník elektrické energie ve formě kapacitoru C , disipátor energie D a řízený zdroj napětí U_b (viz obr. 4.2). Zajišťuje napájení výkonového zesilovače a uskladnění rekuperované energie. Dále obsahuje snímací rezistory R_C a R_{Db} , na jejichž svorkách jsou měřena napětí, která odpovídají proudům tekoucím zásobním

kapacitorem a disipátorem paralelně spojeným se zdrojem napětí. Na svorkách kapacitoru C je měřeno jeho napětí. Pro uskladnění energie jsem zvolil druhý ze způsobů uvedených v předchozí kapitole, protože prioritou je v této aplikaci vysoká účinnost ukládání energie. Zásobní kapacitor je přímo připojen na svorky U_0 spínaného mostu výkonového zesilovače. Za pracovní oblast napětí U_0 jsem zvolil interval 300V až 370V. Dolní mez je o šest procent níže než pracovní napětí 320V udávané výrobcem motoru jako nominální. Při dolní hranici tak lze dosáhnout o šest procent nižší špičkové síly motoru než špičkové nominální síly (2027 N), což je přijatelné. Naopak při stavu, kdy je kapacitor C nabit na zvolené pracovní maximum 370V, je využitelná špičková síla vyšší. Tato hodnota je v povoleném rozmezí napájecího napětí výkonového zesilovače.

Místo jednoho vysokokapacitního kapacitoru byly použity paralelně spojené kapacitory o celkové kapacitě 0,1F. Energii, kterou je systém schopen uskladnit a později použít je rovna

$$E_{c_2} = \frac{1}{2} \cdot 0,1 \cdot (370^2 - 300^2) = 2345 \text{ [J]}.$$

Disipátor D je přepět'ový regulátor firmy Copley Controls (viz příloha B, model 145). Lze ho modelovat jako Zenerovu diodu s voltampérovou charakteristikou podle obr. 4.3. Špičkový výkon 8kW je schopen přeměňovat na teplo po dobu 800ms, udávaný maximální kontinuální ztrátový výkon je 160W. K disipátoru je možné připojit externí rezistory a tyto parametry libovolně zvyšovat.



obr. 4.3: Převodní charakteristika disipátoru energie

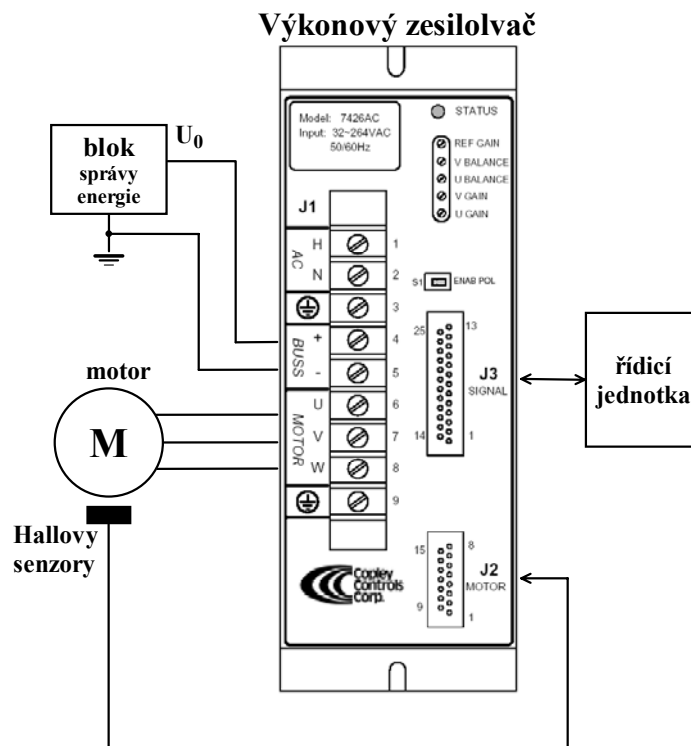
Dolní hranice napětí $U_0 = 300\text{V}$ je udržována zdrojem U_b . Byl zvolen laboratorní zdroj o maximálním výkonu $1,2\text{kW}$, což je pro účely vývoje řídicího systému dostačující. Zdroj je napájen ze síťového napětí 230V_{AC} a je aktivní pouze při $U_0 < 300\text{V}$. Logickým signálem PE ovládaným řídicí jednotkou lze zdroj vypnout.

Snímací rezistory R_C a R_{Db} jsou vyrobeny z odporového drátu, napětí na jejich svorkách je měřeno diferenciálně. Odpor rezistorů je přibližně 20 miliohm. Přesnou hodnotu není nutné znát, jelikož měřené napětí je řídicí jednotkou zesíleno a převedeno na číselnou hodnotu. Ta je experimentálně zjištěnou kalibrační konstantou převedena na skutečnou hodnotu proudu. Všechny převody jsou lineární.

Zvolený výkonový zesilovač je schopen pohánět motor špičkovým výkonem až $4,1\text{kW}$. Rozdíl výkonů při překročení odběru $1,2\text{kW}$ ze svorek U_0 výkonovým zesilovačem je pak hrazen z úbytku energie kapacitoru C a dojde tak ke snížení napětí U_0 pod 300VDC . Při aplikaci v praxi je tak nutné zvolit výkonnější zdroj, který pokryje špičkový odběr. Další možností je dimenzovat zdroj na hodnotu odpovídající maximu kontinuálního odběru výkonového zesilovače a zvětšit kapacitor C na hodnotu, při níž by po předpokládanou dobu špičkového odběru nekleslo napětí U_0 pod přijatelnou mez.

4.2. Výkonový zesilovač

Pro napájení vinutí motoru byl zvolen výkonový PWM zesilovač 7426ACH (viz příloha C) od firmy Copley Controls Corporation. Je určen pro řízení třífázových lineárních synchronních motorů s analogovými Hallovými senzory. Pracuje v silovém (proudovém) režimu, čili na základě vstupního signálu řídí sílu vyvinutou motorem. Na jeho svorkovnici *MOTOR* jsou připojeny přívodní kabely od vinutí motoru, na svorky *BUSS* je z bloku správy energie přivedeno napájecí napětí U_0 , konektorem *J3* je propojen s řídicí jednotkou a přes konektor *J2* jsou přivedeny signály z Hallových sond (viz obr. 4.4).



obr. 4.4: Přední panel výkonového zesilovače a jeho schématické připojení

Pro řízení proudu vinutím motoru generuje výkonový zesilovač příslušná fázová napětí na svorkách U, V a W (svorky J1.6 až J1.8). Tato napětí se získají PWM modulací napájecího napětí U_0 z bloku správy energie. Modulační frekvence je 25kHz, tedy mimo člověkem slyšitelné pásmo. Výkonový zesilovač je schopen napájet motor již při hodnotě stejnosměrného napětí $U_0 = 65\text{V}$. Horní hranice je $U_0 = 390\text{V}$.

Zpětná vazba regulující proud vinutím využívá sinusový signál z Hallových sond pro sinusovou komutaci proudu vinutím. Amplituda signálu je typicky 0,5V až 1V. Před použitím těchto signálů v obvodu zpětné vazby je nutné normalizovat je na amplitudu $\pm 10\text{V}$ vůči signálové zemi. To se provádí nastavením zesílení operačního zesilovače (který signál předzpracovává) a napěťového posunu vůči signálové zemi pomocí potenciometrů (přístupných na předním panelu – viz obr. 4.4). Upravený signál lze sledovat na testovacích svorkách J3.20 a J3.21. Kvalita sinusové komutace tak záleží na výstupním signálu Hallových sond (ten je ovlivněn i konstrukcí motoru) a jeho správném předzpracování, které bylo nastaveno podle doporučeného postupu (viz příloha C).

Celková síla vyvinutá motorem je lineárně závislá na velikosti řídicího diferenciálního napětí na svorkách konektoru J2.2 a J2.14. Toto napětí je generováno řídicí jednotkou, jeho maximální amplituda 10V odpovídá maximální síle motoru 2047N, polarita určuje směr síly. Vlivem konstrukce motoru není při konstantním vstupním signálu síla vyvinutá motorem stejná ve všech polohách, během pohybu tak kolísá (u použitého motoru až o $\pm 5,6$ N).

Tento výkonový zesilovač je vyráběn pro různé modely lineárních motorů. Výrobce proto umožňuje přizpůsobit zesilovač co nejlépe vlastnostem použitého motoru nastavením jeho parametrů jako je indukčnost vinutí řízeného motoru, proudová omezení (špičkové, kontinuální) a nastavení napájecího napětí Hallových sond. Pomocí pasivních prvků jsem přizpůsobil nastavení zpětnovazební smyčky na indukčnost vinutí 21,3mH udávanou v katalogovém listu motoru. Proudová omezení jsem nastavil na maximální hodnoty proudů, které jsou podporovány výkonovým zesilovačem.

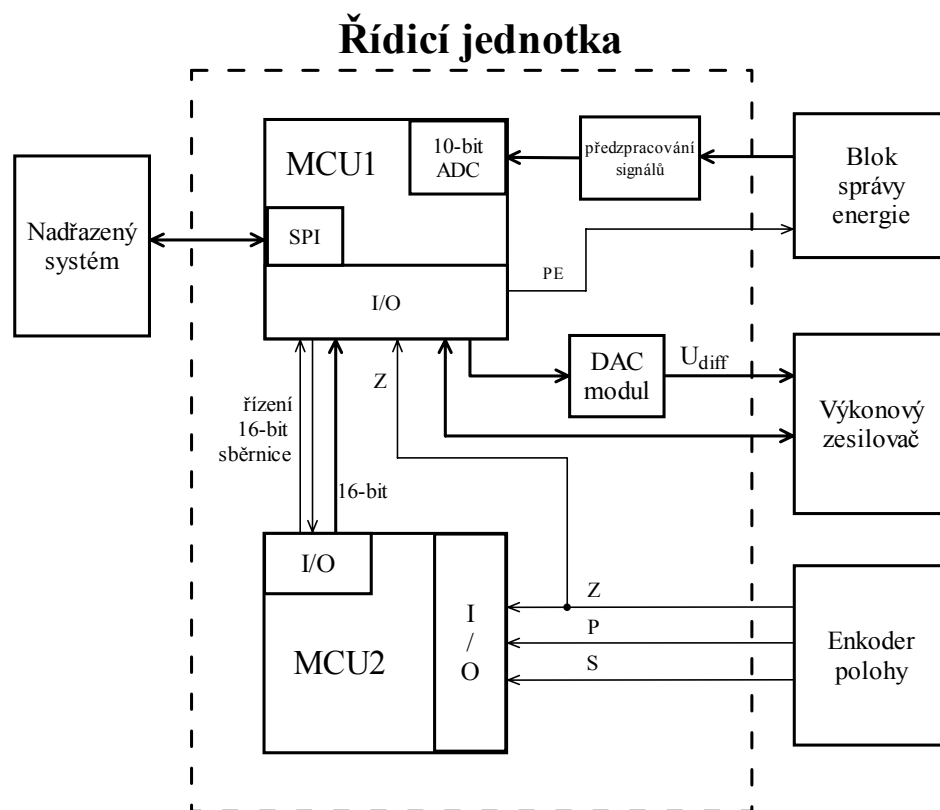
Řídicí jednotka využívá pro zjištění stavu zesilovače jeho výstupní signály *ready* a */normal output* a řídí vstupy */enable*, */pos_enable*, */neg_enable* a */reset*. Jejich význam je popsán v příloze C.

4.3. Řídicí jednotka

Řídicí jednotka (dále jen ŘJ) je centrem celého řídicího systému. Zpracovává signály z enkoderu polohy, ze kterých získá rychlost a absolutní polohu motoru, měří napětí a proudy v bloku správy energie. Dále řídí výkonový zesilovač a zabezpečuje komunikaci s nadřazeným systémem.

Výsledný návrh ŘJ ilustruje obr. 4.5. Jejím jádrem (dále jen MCU1) je mikroprocesor ATmega128 (viz příloha D). Je to osmibitový riscový procesor se 128 KB paměti Flash programovatelné přímo v systému pomocí sériového rozhraní. Dále je k dispozici 4 KB statické paměti RAM, 4 KB paměti EEPROM a periferie, z nichž je použito rozhraní SPI, desetibitový osmikanálový AD převodník, dva osmibitové a dva šestnáctibitové časovače.

MCU1 zajišťuje komunikaci s nadřazeným systémem, s druhým mikroprocesorem (MCU2) a s modulem DAC. Čte výstupní a ovládá vstupní logické signály výkonového zesilovače.



obr. 4.5: Schéma Řídicí jednotky

Pomocí integrovaného analogově číslicového převodníku monitoruje stav napětí a proudů v bloku správy energie a řídí signál PE , kterým je možné deaktivovat zdroj U_b v tomto bloku (viz podkapitolu 4.1).

MCU1 při komunikaci s nadřazeným systémem přijímá příkazy a reaguje na ně. Popis všech podporovaných příkazů, které jsou akceptovány, a popis reakce MCU1 na příkaz, je uveden v příloze I.

Druhý procesor MCU2 je téhož typu jako MCU1. Provádí časově kritickou operaci, detekci změny logické úrovně signálu P z enkoderu polohy a záznam stavových informací při výskytu této události. Celý záznam obsahuje čas události a směr pohybu. Záznam je uložen do seznamu událostí, který je cyklický (nejstarší záznam je přepsán nejnovějším). Dále, na základě směru (určen signálem S) a počtu detekovaných změn signálu P ,

zaznamenává relativní změnu polohy od okamžiku poslední komunikace s MCU1. Při komunikaci mezi oběma procesory, která je realizována šestnáctibitovou paralelní sběrnicí, posílá MCU2 rozdíl časů posledních dvou událostí (změn signálu P), údaj o změně polohy a aktuální směr pohybu motoru. Vzhledem k časové náročnosti detekce změny úrovně signálu P (a následnému zaznamenání této události) hlavně při vysokých rychlostech (cca $3 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$) nemůže celá komunikace proběhnout najednou. V každém cyklu hlavní smyčky programu je tak proveden maximálně jeden z obou kroků komunikace.

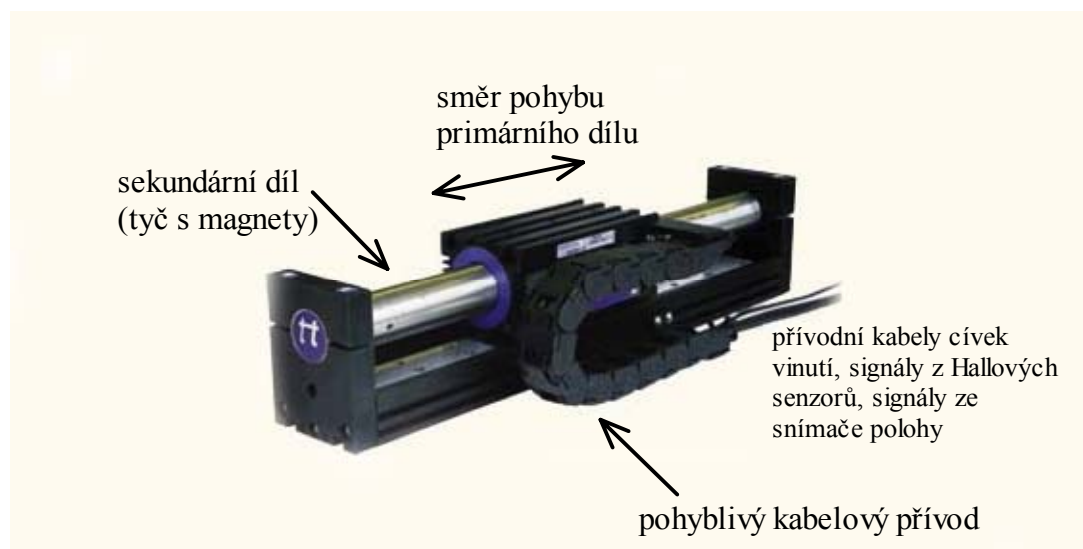
Jelikož MCU2 při komunikaci s MCU1 posílá z časově úsporných důvodů pouze osm bitů informace o změně polohy, je nutné komunikaci provést nejpozději do doby, kdy se poloha změní o 127 jednotek (tedy o 1270 mikrometrů), aby MCU1 mohla jednoznačně upravit informaci o absolutní poloze. Při uvažované maximální rychlosti motoru $5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ to odpovídá době 254 mikrosekund. Tato doba je hlídána časovačem integrovaným v MCU1, po jejím dosažení je iniciována komunikace. Pro synchronizaci a nulování absolutní polohy v obou procesorech se používá signál Z z enkoderu polohy. Kladný puls signálu Z určuje průchod kolem nulové (referenční) značky polohy. Pro to, aby mohla být nulová poloha spolehlivě detekována, nesmí se motor pohybovat rychleji než $0,25 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$.

Pro generování napětí, které je řídicím signálem výkonového zesilovače, je použit dvanáctibitový digitálně analogový převodník (DAC) TLV5638 (viz příloha E). Má integrovaný programovatelný zdroj referenčního napětí. DAC obsahuje posuvný šestnáctibitový registr, jehož spodních dvanáct bitů určuje výstupní napětí. Tento registr je aktualizován přes synchronní sériové rozhraní, kterým je převodník spojen s MCU1 (generování signálů v MCU1 je realizováno softwarově, protože nelze použít rozhraní SPI, které je vyhrazeno pro komunikaci s nadřazeným systémem). Výstupní napětí z DAC je dvojicí operačních zesilovačů posunuto vůči signálové zemi o 5V a upraveno do diferenciálního tvaru. Takto upravený signál je přiveden na diferenciální řídicí vstup výkonového zesilovače a je jím řízena síla vyvinutá motorem.

Maximální rychlost motoru, kterou je ŘJ schopna měřit, by mohla být 4 m/s . Při vyšších rychlostech dojde k chybě komunikace mezi MCU1 a MCU2 a nadřazenému systému je pak místo aktuální hodnoty rychlosti předána hodnota indikující chybu při měření rychlosti.

4.4. Motor

Použitým akčním členem je motor TBX firmy Copley Controls, model 3810 (viz příloha F). Je v provedení elektroválce s vinutím v primární části (viz obr. 4.6).



obr. 4.6: Lineární motor TBX 3810

Kabely od cívek vinutí, od Hallových sond a polohového snímače jsou pohyblivým vedením spojeny se sekundární (nepohyblivou) částí. Motor lze také použít opačným způsobem, kdy je část s vinutím připevněna a pohybuje se tyč s permanentními magnety (je však nutné odmontovat kabelový přívod z části, která se nyní pohybuje). Primární díl obsahuje minimum železa, proto byla dosažena elektrická časová konstanta 1,26 ms, což je relativně nízká hodnota vzhledem ke špičkové síle motoru. Tento parametr značně ovlivňuje dynamické možnosti (frekvenční rozsah) systému aktivního tlumení.

Motor je schopen vyvinout maximální sílu 2027 N po dobu jedné sekundy a kontinuální sílu 255 N. Limitujícím faktorem maximální síly je ohřev vinutí. Pro kontinuální sílu je kritická teplota tyče s magnety. Vlivem přenosu tepla na permanentní magnety dochází k jejich ohřevu. Teplota nesmí přesáhnout 100°C. Při vyšších teplotách hrozí trvalá demagnetizace permanentních magnetů vlivem magnetického pole primárního dílu. Motor

je proto vybaven teplotním čidlem, jehož signál je vyhodnocen výkonovým zesilovačem, který možnému poškození zabrání.

Vlivem konstrukce motoru působí i při nulovém proudu vinutím na primární díl síla (*sleeve cogging force*), jejíž hodnota se dle výrobce pohybuje od $-5,6$ N do $+5,6$ N. Aktuální hodnota je závislá na poloze (jedná se tedy o systematickou rušivou sílu, jejíž vliv je možné odstranit).

4.5. *Enkoder polohy*

Pro účely tlumení vibrací je nutné stanovit tlumící sílu na základě průběhu rychlosti. Ta se v našem případě získává metodou derivace polohy podle času. Relativní a absolutní poloha se vypočítá v řídicí jednotce zpracováním signálu z enkoderu polohy.

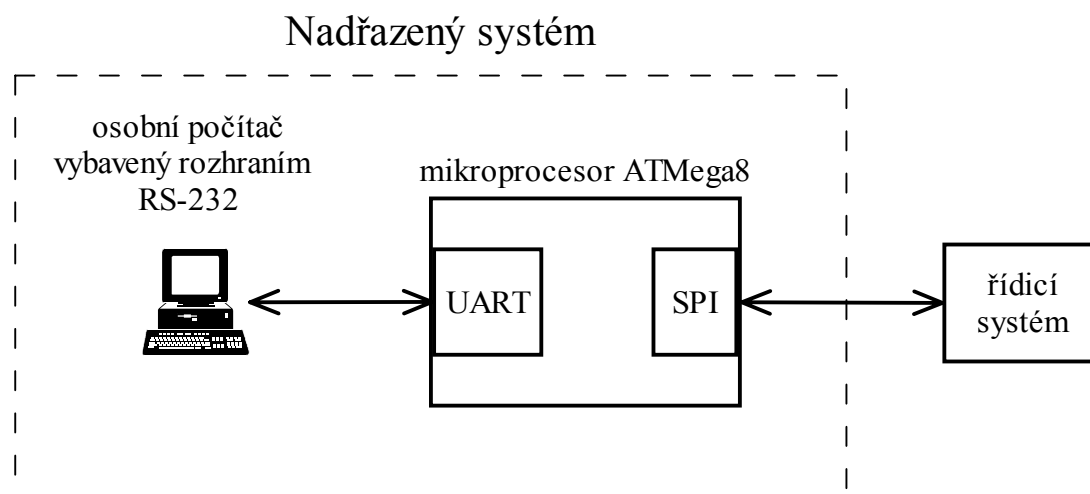
K motoru byl dodán odměřovací systém OR4-50 (RGH24D) (viz příloha G). Jedná se o optický digitální enkoder s rozlišením $5\mu\text{m}$ s diferenciálními výstupy, jejichž napěťové úrovně odpovídají standardu RS422. Převod signálu z diferenciálního výstupu jednoho kanálu na signál TTL se provádí přijímačem RS422. Enkoder poskytuje tři výstupní kanály, z nichž první dva, signál *A* a *B*, podávají informaci o relativní změně polohy. Třetí kanál *Z* signalizuje průchod kolem referenční značky polohy.

Perioda signálů *A* a *B* je 20 mikrometrů. Signály mají při pohybu snímače obdélníkový průběh a jsou navzájem posunuty o 90° . Rozlišení tak odpovídá čtvrtině periody signálu (rozlišení, použité pro měření však muselo být z důvodů, uvedených v následující kapitole, sníženo na 10 mikrometrů). Pro účely dalšího zpracování je vhodné, aby řídicí jednotka dostala přímo informaci o směru pohybu a zaznamenávala čas každé změny polohy. Pro tento účel jsem navrhl digitální logický obvod, na jehož vstupu jsou signály *A* a *B*, výstupní signál *S* udává směr pohybu a změna logické úrovně výstupního signálu *P* signalizuje změnu polohy motoru o vzdálenost rovnou rozlišení enkoderu. Signál *P* odpovídá signálu *A* a signál *S* je výstupem stavového automatu o osmi stavech, který dekoduje ze signálů *A* a *B* směr pohybu.

Signál Z slouží k nulování čítače absolutní polohy, který je realizován programově v řídicí jednotce. Podle směru je tento čítač při změně úrovně signálu P buď inkrementován, nebo dekrementován a uchovává tak informaci o absolutní poloze motoru, jejíž nulová hodnota odpovídá poloze referenční značky na enkoderu.

4.6. Nadřazený systém

Nadřazený systém je založen na mikroprocesoru AT90S4434 (viz příloha H). Pro komunikaci s řídicím systémem je využito sériové rozhraní SPI, které je použito i pro aktualizaci kódu programu. Pro účely ladění jsem využil rozhraní UART, kterým je možné propojit procesor se sériovým rozhraním RS-232 osobního počítače. Zasíláním příkazů po tomto rozhraní se ovládají různé režimy funkce nadřazeného systému (viz přílohu I). Motor tak může působit zvolenou konstantní silou, nebo vytvářet sílu úměrnou nastavenému činiteli tlumení. Dále je možné rozhraní UART využít pro zasílání měřených dat do počítače. Počítač a jeho programové vybavení tak lze považovat za součást nadřazeného systému, jehož schéma je na obr. 4.7.



obr. 4.7: Nadřazený systém

Program mikroprocesoru obsahuje hlavní cyklus, který se provádí každou milisekundu. Během cyklu je vyslán řídicímu systému požadavek na změření rychlosti. Po přijetí informace o rychlosti je vyslán požadavek na změření aktuální polohy. Po přijetí těchto informací je na základě zvoleného režimu funkce vypočítán akční zásah (požadovaná síla). Následuje vyslání požadavku na nastavení síly motoru.

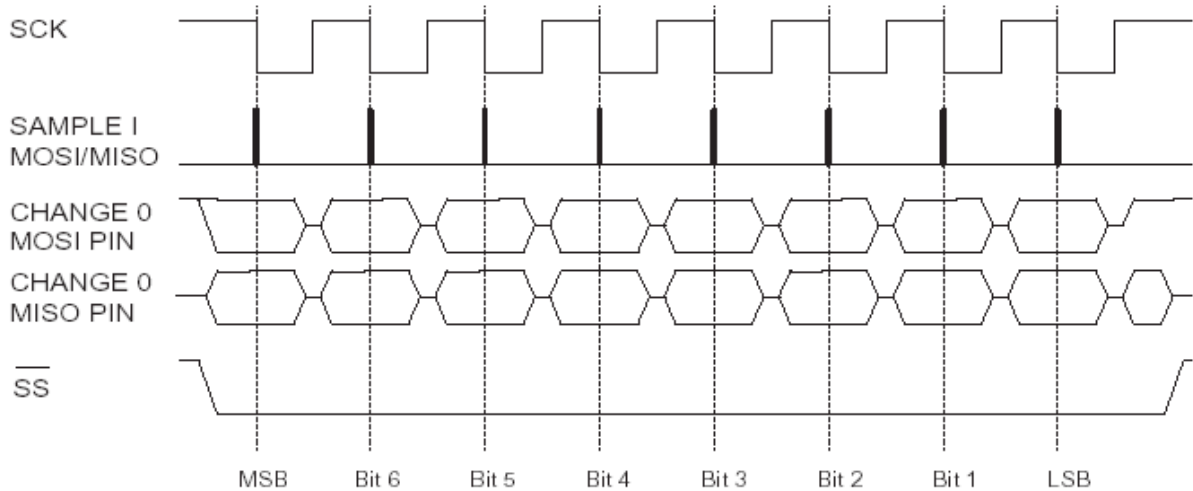
Pro snadné nastavení režimu práce motoru (režim konstantní síly nebo konstantní síly ve směru pohybu a nebo režim tlumení, kdy je síla závislá na rychlosti pohybu) jsem vytvořil aplikaci s grafickým uživatelským rozhraním pro operační systém Windows. Aplikace komunikuje pomocí sériového rozhraní osobního počítače s mikroprocesorem a umožňuje nastavit požadovaný režim práce motoru, přijímat naměřená data a ukládat je na disk počítače. Měřené hodnoty jsou čteny každých dvacet milisekund. Mezi měřené hodnoty patří čas měření, rychlost pohybu, okamžitá poloha, požadovaná síla motoru, hodnoty AD převodníku měřícího napětí a proud zásobním kapacitorem a společný proud napájecím zdrojem a disipátorem energie. Naměřená data je pak možné zpracovat tabulkovým procesorem (Excel) do grafické podoby.

4.7. *Komunikační protokol*

Pro komunikaci s nadřazeným systémem používá řídicí systém rozhraní SPI mikroprocesoru MCU1 v ŘJ (viz obr. 4.5). Používá se jednosměrný (poloduplexní) režim přenosu dat. Při přenosu jsou využity piny SCK pro synchronizaci vyslání a čtení informačního bitu. Jednotlivé datové bity jsou určeny úrovní signálu na pinu MOSI, který je řízen vysílající stranou (Master). Rozhraní podporuje i současný přenos dat od přijímající strany (Slave), ale tato možnost není využita (pin MISO není použit). Signál \overline{SS} je použit pro řízení směru komunikace. Shodně nazvané piny obou účastníků komunikace jsou propojeny. Vždy je přeneseno právě osm bitů, komunikace probíhá následovně:

Na začátku komunikace jsou obě strany v režimu Slave, piny MOSI, SCK a \overline{SS} mají konfigurovány jako vstupní s posilujícím pull-up rezistorem (cca 10k Ω).

- 1) Master nastaví piny MOSI, SCK a \overline{SS} jako výstupy a nastaví úroveň SCK na 5V, \overline{SS} na 0V .
- 2) Master nastaví úroveň pinu MOSI na hodnotu vysílaného bitu a na pin SCK pošle záporný puls o délce minimálně 100ns. Platná data musí být přítomna 100ns před spádovou hranou SCK.
- 3) Slave při spádové hraně SCK zaznamená úroveň na pinu MOSI, která odpovídá příslušnému bitu.
- 4) Opakují se kroky 2 a 3 a Master po vyslání osmého bitu přejde do režimu Slave (všechny piny jsou vstupní) a ukončí tak komunikaci



obr. 4.8: Časový průběh přenosu osmi bitů

Pokud je vysílajícím (v režimu Master) řídicí systém, je frekvence signálu SCK 1MHz. Nadřazený systém musí být schopen přijímat data rychlostí 1Mbit/s. Pokud je vysílající stranou nadřazený systém, frekvence signálu SCK nesmí být větší než 2MHz.

Řídicí systém zahajuje komunikaci pouze v případě, že mu předtím nadřazený systém poslal požadavek na zaslání dat a požadovaná data jsou připravena k přenosu. Seznam příkazů, které lze řídicímu systému zaslat, a popis reakce na ně je uveden v příloze J.

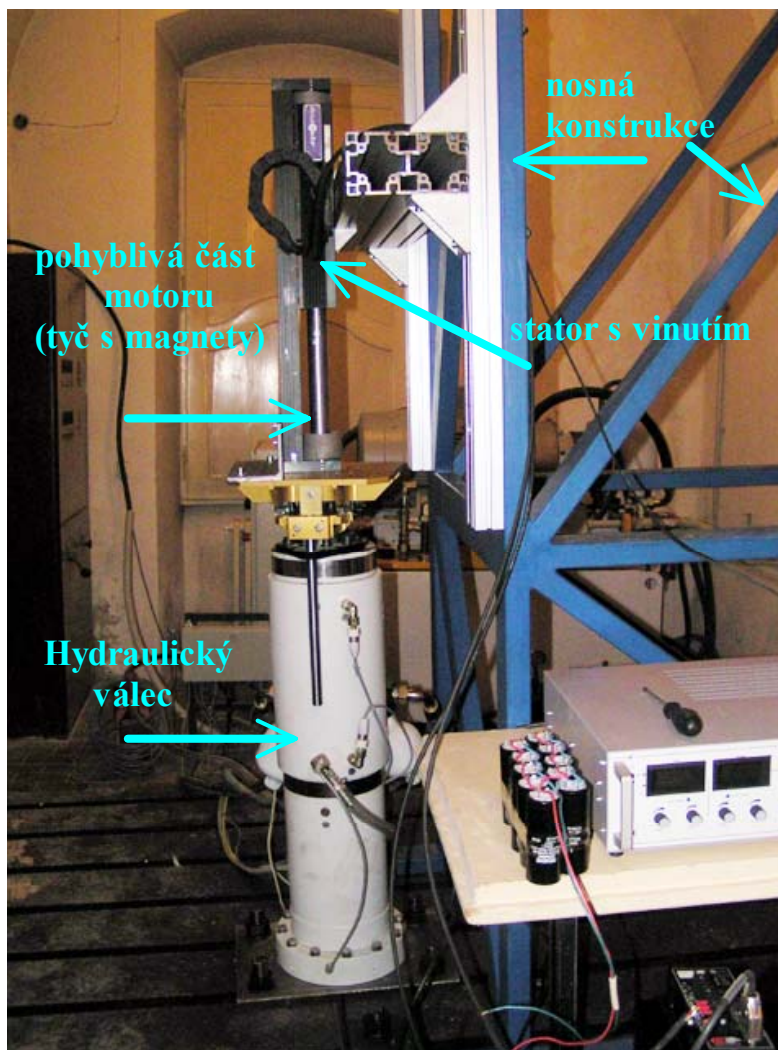
5. Problémy při vývoji

Při vývoji obvodového a programového vybavení jsem narazil na řadu problémů, z nichž některé vyžadovaly změnu původně navržené koncepce. Nebylo tak možné stanovit přesné obvodové zapojení, které bude nakonec použito. Proto jsem vyrobil plošné spoje pouze pro mikroprocesory (mají SMD pouzdra) a zbytek obvodového vybavení jsem umístil na univerzální plošné spoje.

Při návrhu řídicího systému jsem počítal s použitím jednoho mikroprocesoru, který bude zpracovávat vstupní signály, provádět výpočty a komunikovat s nadřazeným systémem. Při vývoji jsem postupoval tak, že jsem se nejdříve pokusil zpracovat signály z enkoderu polohy a vypočítat tak rychlost. Získaná rychlost pohybu byla vynásobena pevně zvolenou konstantou a výsledná hodnota byla zapsána do DAC. Motor tak pracoval jako tlumič s pevně zvoleným činitelem tlumení. Program obsahoval hlavní smyčku, která se prováděla každou milisekundu a byla rozdělena na dvě části. V první se čekalo na dvě změny signálu P . Časy těchto událostí byly zaznamenány. V druhé části programu byla vypočítána rychlost pohybu z rozdílu těchto časů (odpovídajícímu posunu motoru o $5\mu\text{m}$). Pokud však během první části programu signál P změnil svoji úroveň méně než dvakrát, byla rychlost považována za nulovou, i když se teoreticky mohla pohybovat v rozmezí 0 až $10\text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$. Navíc dvě změny mohly být detekovány již při rychlosti větší než $5\text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$, takže hodnota tlumící síly v oblasti 5 až $10\text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$ byla velmi nespojitá. Naopak při velkých rychlostech ($>1\text{ m/s}$) nebylo možné detekovat všechny změny signálu P a tak uchovávat informaci o absolutní poloze. Věřím, že tyto problémy by se daly odstranit dokonalejším návrhem programu, kdy by se například pro detekci změny úrovně signálu P použilo přerušení procesoru, jehož obslužný podprogram by zaznamenal čas události a aktualizoval absolutní polohu. Hlavní smyčka by pak prováděla výpočet rychlosti a další úkoly. Při vývoji jsem však neměl k dispozici žádné prostředky, které by usnadnily ladění programu. Po nahrání do procesoru tak program buď fungoval, nebo obsahoval chyby a nefungoval. Z hlediska času potřebného pro vývoj jsem se proto rozhodl použít dva procesory, z nichž každý provádí méně komplexní úlohu. Ladění kódu tak bylo snazší a změny signálu P je díky tomu možné spolehlivě detekovat i při rychlostech do $4\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$.

Při praktických zkouškách, kdy motor fungoval jako brzda a působil silou proti směru pohybu, se při nízkých rychlostech (cca do $20 \text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$) vyskytovaly rušivé impulsy síly. Při nastavení velkého činitele tlumení se pak motor začal chaoticky pohybovat. Po vyloučení chyby programu jsem zjistil, že jeden z kanálů enkoderu polohy není zcela funkční. Po spádové hraně signálu kanálu A, kdy měla úroveň signálu zůstat nezměněna, následoval po jedné mikrosekundě ještě další kladný puls o šířce jedné až pěti mikrosekund. Výjimečně bylo těchto pulsů více po sobě. Tyto falešné pulsy tak zmátly řídicí systém, který z jejich průběhu vypočítal mnohonásobně vyšší rychlost, než kterou se ve skutečnosti motor pohyboval. Navíc nebylo možné určit spolehlivě směr pohybu (který je zaznamenán se zpožděním až jedna mikrosekunda po detekci změny úrovně signálu některého z kanálů enkoderu). Problém jsem se snažil odstranit experimentováním s impedancí zakončující vedení signálu ze senzoru. To však nepomohlo a po rozebrání motoru a kontroly správného umístění čidla jsem byl nucen vyloučit tento nespolehlivý kanál z měření rychlosti. Změna směru je v konečné verzi zapojení zaznamenávána pouze při změně úrovně signálu druhého kanálu B, kdy se rušivé pulsy nevyskytují. Rozlišení okamžité polohy tak bylo degradováno na $10 \text{ }\mu\text{m}$. Z podstaty způsobu měření rychlosti (rychlost je aktualizována vždy při detekci hrany) tak ve zpětné vazbě vzniká další zpoždění.

6. Experimenty



obr. 6.1: Lineární motor připojený k hydraulickému válci

Cílem experimentů bylo ověřit funkčnost motoru a řídicího systému, dále ověřit linearitu převodu řídicího signálu (reprezentujícího požadovanou sílu) na sílu motoru. Chtěl jsem také experimentálně ověřit předpoklad, že při působení motoru silou proti směru pohybu (režim tlumení) lze při nízkých hodnotách této síly získat zpět energii a tu ukládat do zásobního kapacitoru, a při dané konstantní rychlosti pro danou konstantní působící sílu měřit elektrický výkon, který je dodáván nebo zpětně získáván.

Experimenty byly prováděny v Laboratoři mechatroniky a dynamiky Josefa Božka při Ústavu mechaniky, odboru mechaniky těles, FS ČVUT. Pro účely měření byl motor poháněn hydraulicky ovládaným válcem. Jedná se o zařízení fy INOVA Praha, které je ve stavu zkušebního provozu. Při upevnění motoru bylo použito uspořádání, kdy část motoru s vinutím byla pevně spojena s nosnou konstrukcí a část s permanentními magnety byla spojena s pohyblivým pístem hydraulického válce (viz obr. 6.1).

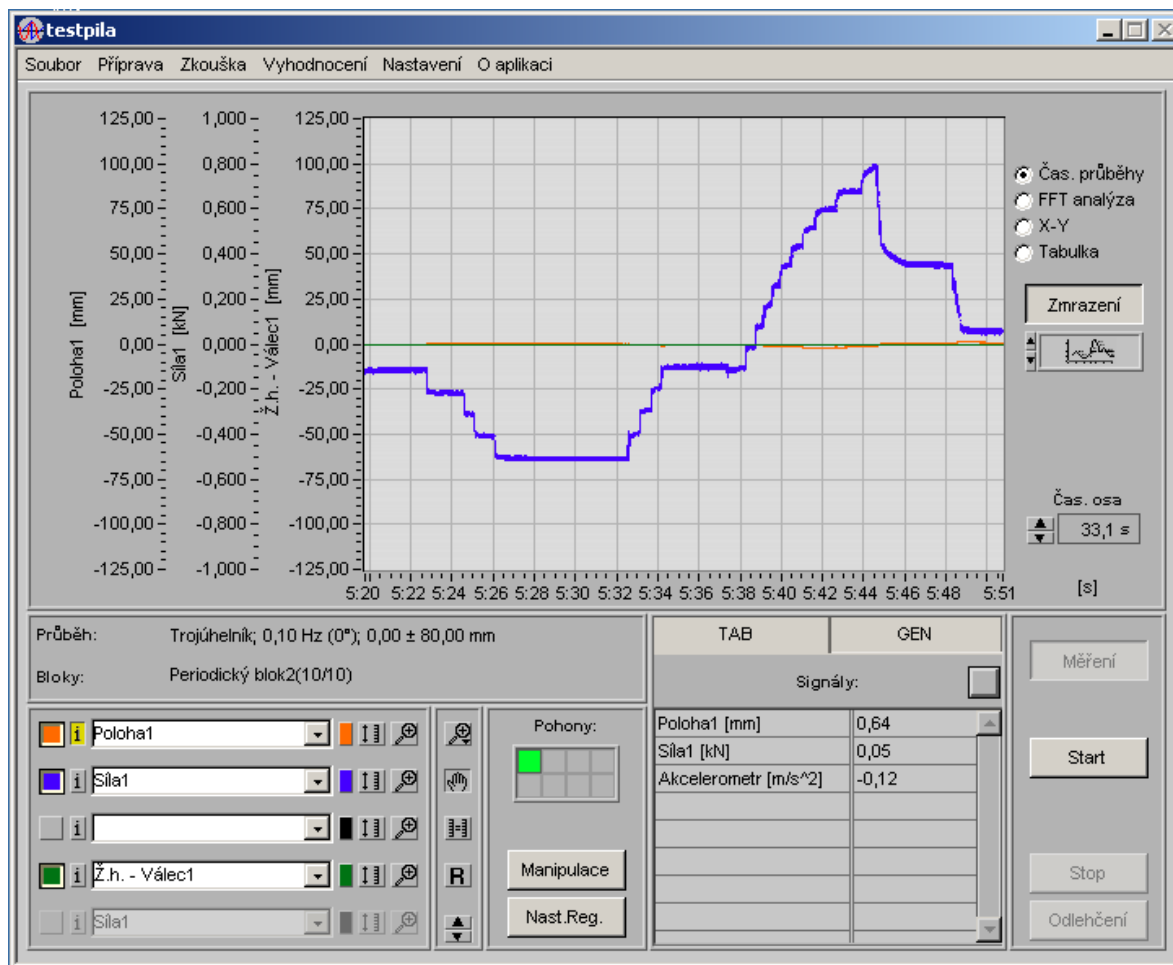
Řídicí systém hydraulického válce pracuje v režimu řízení polohy. Lze tak naprogramovat libovolný průběh pohybu motoru. Systém je vybaven čidlem, které měří sílu, jakou píst působí na okolí (pohyblivou část motoru), dále měří jeho okamžitou polohu a zrychlení. Programové vybavení pak měřená data vynáší do grafu. Senzor síly je však určen pro měření sil v řádu desítek kilonewtonů a udávaná přesnost měření je $\pm 100\text{N}$.

Při ověřování linearitu převodu požadované síly na skutečnou sílu vyvozenou lineárním motorem jsem byl také omezen maximálním výkonem zdroje napětí, který je součástí řídicího systému lineárního motoru. Při nastavení síly 1000N v klidovém stavu (motor se nepohyboval) byl příkon lineárního motoru větší než 1200W a došlo k proudovému omezení zdroje napětí a následnému poklesu síly (to koresponduje s modelem motoru, kdy jsou energetické nároky na příkon motoru 1233W). Na obr. 6.2 je graf průběhu měřené síly.

Na počátku měření motor nepůsobil žádnou silou, přesto byla změřena síla cca 100N. Ta odpovídá tíhové síle pohyblivé části motoru a spojovacího materiálu (šrouby, matky, ocelový L-profil). Nastavoval jsem postupně sílu od 0N do -400N a pak od -400N do +1000N v krocích po 100N. Z grafu je vidět, že převod je lineární pro zápornou hodnotu síly (působí se ve směru gravitační síly). Pro kladné síly je převod také lineární, avšak při požadované síle +900N byla změřena hodnota 700N (po odečtení vlivu tíhové síly to odpovídá 800N). Rozdíl může být způsoben buď motorem, který působí nesterjně na obě strany, nebo senzorem síly, jehož převod nemá při kladné polaritě síly stejné zesílení jako při záporné polaritě. Vzhledem k udávané přesnosti senzoru síly nelze příčinu stanovit. O jeho přesnosti svědčí i fakt, že před koncem měření byla nastavena nulová síla, přesto graf udává měřenou sílu +50N (což je o 150N více, než na počátku měření).

Za předpokladu (který nebylo možné vzhledem k přesnosti měření síly ověřit), že síla vyvozená motorem odpovídá síle požadované, jsem provedl měření statické charakteristiky příkonu motoru. Za klidového stavu, kdy píst nepohyboval motorem, jsem nastavil

konstantní sílu motoru a ze zdroje napětí (je součástí bloku správy energie) jsem odečetl dodávaný elektrický výkon.

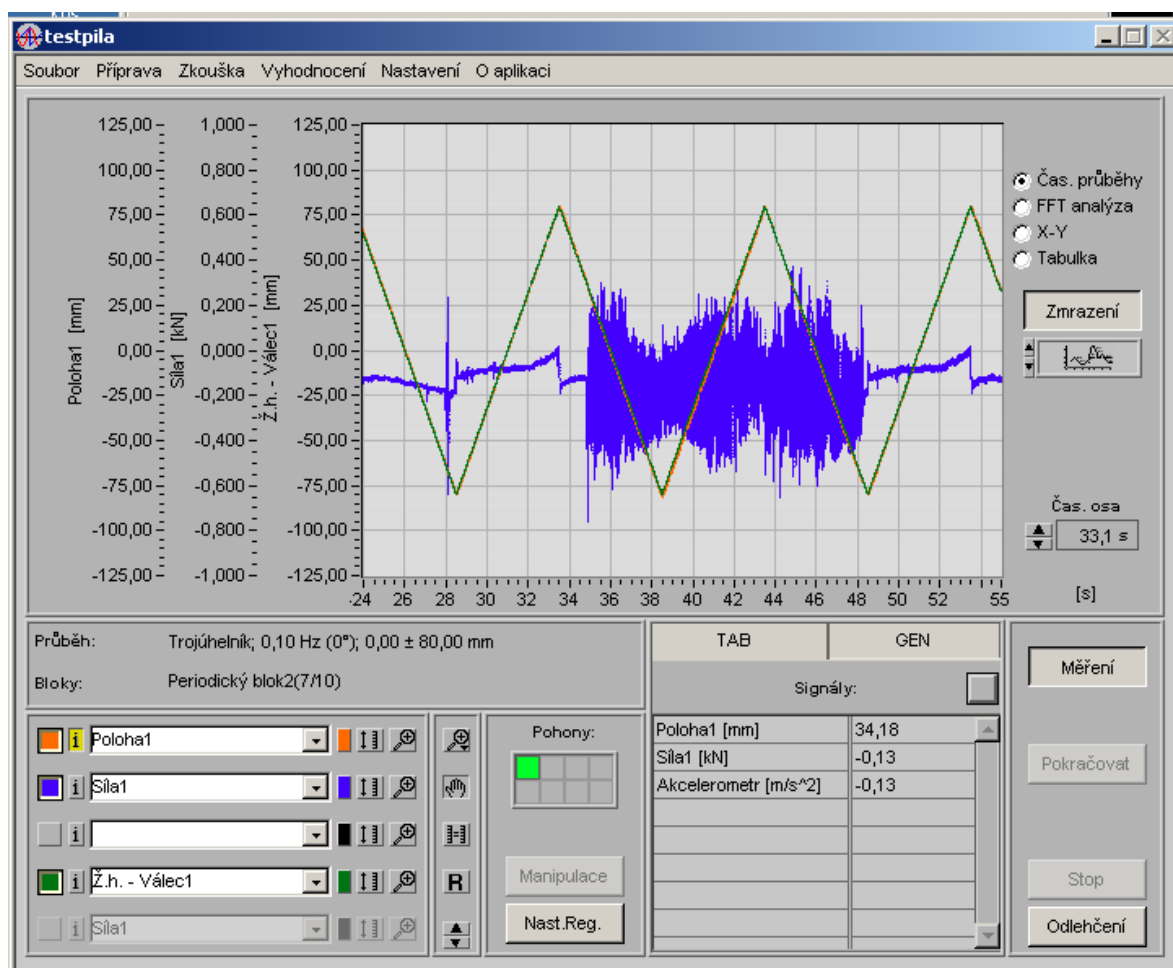


obr. 6.2: Graf průběhu měřené síly (motor se nepohybuje)

Měření bylo možné provést pouze pro hodnoty síly nepřesahující 900N (vzhledem k omezenému výkonu zdroje). Naměřené hodnoty se lišily od hodnot získaných experimenty na modelu lineárního motoru maximálně o 5 procent. Vzhledem k nemožnosti ověřit výše uvedený předpoklad, není relevantní uvádět naměřená data. O přesnosti použitého matematického modelu lineárního motoru lze jen spekulovat.

Při dalším experimentu jsem se snažil změřit rekuperovaný výkon při konstantní rychlosti motoru a konstantní síle působící ve směru proti pohybu. Při generování konstantní rychlosti pístu hydraulického válce, který motorem pohyboval, docházelo k náhodným zákmitům pístu válce. Navíc při působení motoru nenulovou silou docházelo

k velkým rozkmitům měřené síly a celé soustrojí motoru s hydraulickým válcem začalo oscilovat okolo požadované polohy. Modrou barvou je na obr. 6.3 znázorněn průběh naměřené síly. Na průběhu okamžité polohy (oranžová barva) jsou patrné oscilace kolem žádané polohy válce (zelená barva) v době, kdy motor působil konstantní silou (od 35. do 48. sekundy). Sporadické zákmity válce nejsou vzhledem k nastavené časové ose patrné.



obr. 6.3: Graf znázorňující měřenou sílu při pohybu motoru

Problémy s řízením hydraulického válce se nepodařilo (kolegům ze strojní fakulty) odstranit. Na vině je nejspíš chybné nastavení polohové zpětné vazby pístu hydraulického válce, nebo porucha řídicího systému válce. Experimenty bude nutné opakovat po odstranění závady.

7. Závěr

Realizovaný řídicí systém spolehlivě řídí použitý lineární motor. Motor lze nastavit do různých režimů funkce (tlumič s konstantním činitelem tlumení, zdroj proměnné síly,), které lze využít při vývoji konkrétního systému aktivního tlumení vibrací. Konkrétní realizace nadřazeného systému navíc umožňuje přenášet některé údaje (rychlost, poloha, proudy v bloku správy energie,) do osobního počítače a tam provést jejich analýzu. Změnou programového vybavení nadřazeného systému, nebo výměnou za jiný nadřazený systém, lze řízení motoru přizpůsobit konkrétní aplikaci použití. Je pak možné provozovat motor v režimu tlumiče s časově proměnou konstantou tlumení nebo implementovat vlastní algoritmus řízení. Procesor, na kterém je založen nadřazený systém, je pak v případě složitějších výpočtů nutné vyměnit za výkonnější. Dále by bylo možné k nadřazenému systému připojit senzor zrychlení hmoty, jejíž kmity jsou tlumeny, a pro algoritmus řízení ještě zdokonalit.

K motoru byl výrobcem dodán enkoder, jehož částečná nefunkčnost měla za následek snížení rozlišení měřené polohy na 10 μm . Pro přesnější měření okamžité polohy a vyšší spolehlivost celého systému (existuje nebezpečí, že dojde k plné disfunkci enkoderu) je nutné použít nový enkoder polohy. Výrobce dodává měřicí systémy s rozlišením až 0,1 μm .

Při současné znalosti výpočetních nároků na řízení motoru bych doporučoval místo dvou procesorů použitých pro realizaci ŘJ (hlavní část řídicího systému) použít digitální signálový procesor (DSP). Operace dělení, která je použita v MCU1 v ŘJ, trvá cca 50 μs . Tuto operaci by DSP pracující na stejné hodinové frekvenci provedl několikanásobně rychleji. Vývoj software pro DSP však vyžaduje profesionální vývojové prostředky.

Závěrem chci poděkovat vedoucímu diplomové práce panu ing. Jaroslavu Honcům, CSc. za pomoc při vývoji a experimentech a za cenné připomínky k obsahu tohoto textu. Dále bych chtěl poděkovat firmě Ryston Electronics spol. s r.o., která mě poskytla zázemí pro realizaci řídicího systému, mnoho odborných rad, a dále zdarma poskytla některé z použitých součástek.

8. Seznam použité literatury a programového vybavení

Literatura:

- [1] Souček, P., Bubák, A. *Vysoce dynamické pohony posuvů obráběcích strojů*. 1. vyd. Praha: Společnost pro obráběcí stroje, 2002. ISBN 80-238-8426-3.
- [2] Texas Instruments. *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors* [on-line]. Poslední revize 1998-03-01 [cit. 2004-01-15].
<<http://www-s.ti.com/sc/psheets/bpra073/bpra073.pdf>>.
- [3] ZhenyuY. *Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns* [on-line]. Poslední revize 1999-03-01 [cit. 2004-01-15].
<<http://www-s.ti.com/sc/psheets/spra524/spra524.pdf>>.
- [4] Pavelka, J., Čeřovský, Z., Javůrek, J. *Elektrické pohony*. Skriptum. 2. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001.
- [5] Krejčířík, A. *Spínané zdroje I*. 2. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 1998. ISBN 80-86056-02-3.
- [6] Žáček, J. *Výkonová elektronika*. Skriptum. dotisk 1. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 1990.
- [7] Hyniová, K. *Dosažitelné dynamické odezvy systému aktivního pérování vozidel*. Habilitační práce, Praha: České vysoké učení technické, elektrotechnická fakulta, katedra řídicí techniky, 1999.

Programové vybavení:

1. *Matlab v5.3*, toolbox *Simulink* - simulační program
2. *CodeVision AVR v1.23.5a* - kompilátor jazyka C pro mikroprocesory ATMEL AVR licencovaný na firmu Ryston Electronics spol. s r.o.

Přílohy A - K

Příloha A

Příloha B

Příloha C

Příloha D

Příloha E

Příloha F

Příloha G

Příloha H

Příloha I

Příloha J

Příloha K