

Univerzita Palackého v Olomouci

Přírodovědecká fakulta

Katedra experimentální fyziky/Společná laboratoř optiky

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Modul řízení pohybového zařízení Mössbauerova  
spektrometru s digitální PID regulací**

Autor:

Bc. Adam Černý

Vedoucí diplomové práce:

Mgr. Dalibor Jančík, Ph.D.

Studijní obor:

Nanotechnologie

Forma studia:

prezenční

## Bibliografická identifikace

Jméno a příjmení autora:	Adam Černý
Název práce:	Modul řízení pohybového zařízení Mössbauerova spektrometru s digitální PID regulací
Typ práce:	magisterská
Pracoviště:	KEF/CVN
Vedoucí práce:	Mgr. Dalibor Jančík, Ph.D.
Rok obhajoby práce:	2011
Počet stran:	64
Počet příloh:	1
Jazyk:	čeština
Abstrakt:	Cílem této práce je návrh a realizace nového modulu zpětnovazební regulace pohybového zařízení Mössbauerova spektrometru s využitím digitální PID regulace.
Klíčová slova:	Mössbauerův spektrometr, pohybové zařízení, digitální PID regulace, číslicový regulátor, mikrokontrolér

## Bibliographical identification

Author's first name and surname: Adam Černý

Title: Digital PID controller as Mössbauer spectrometer velocity driving system

Type of thesis: master

Department: KEF/CVN

Supervisor: Mgr. Dalibor Jančík, Ph.D.

Year of presentation: 2011

Number of pages: 64

Number of appendices: 1

Language: czech

Abstract: The aim of this work is the design and implementation of a new transducer feedback control module of Mössbauer spectrometer that use digital PID.

Keywords: Mössbauer spectrometer, transducer, digital PID control, digital control device, microcontroller

Prohlašuji, že jsem předloženou diplomovou práci vypracoval samostatně pod vedením Mgr. Dalibora Jančíka, Ph.D. a že jsem použil zdrojů, které cituji a uvádím v seznamu použitých zdrojů.

V Olomouci.....

.....

podpis

Děkuji Mgr. Daliborovi Jančíkovi, PhD. za veškerou pomoc během zpracovávání této diplomové práce, za jeho ochotu a nadšení se kterým se mi věnoval.

# Obsah

Úvod.....	7
1 Současný stav problematiky/Teoretická část.....	8
1.1 Teoretické základy Mössbauerovy spektroskopie.....	8
1.1.1 Emise a absorpce $\gamma$ -záření volným jádrem atomu.....	8
1.1.2 Mössbauerův jev.....	10
1.1.3 Experimentální pozorování Mössbauerova jevu.....	11
1.1.4 Parametry Mössbauerových spekter.....	13
1.2 Experimentální technika Mössbauerovy spektroskopie.....	14
1.2.1 Pohybová zařízení.....	18
1.2.2 Detektory.....	20
1.2.3 Diskriminátor.....	21
1.2.4 Generátor rychlosti.....	22
1.2.5 Modul registrace.....	22
1.2.6 Zářič.....	22
1.3 Teorie PID regulace.....	23
1.3.1 Ideální spojitý PID regulátor.....	23
1.3.2 Diskrétní (číslicový) PID (PSD) regulátor.....	26
1.3.3 Seřizování číslicových regulátorů.....	31
1.4 Mössbauerův spektrometr MS 96.....	34
2 Experimentální část.....	43
2.1 Návrh řešení.....	43
2.1.1 Princip činnosti.....	45
2.1.2 Požadavky na hardware.....	45
2.1.3 Výběr mikrokontroléru.....	45
2.1.4 Výběr vnějšího D/A převodníku.....	48
2.1.5 Návrh prototypu.....	50
3 Výsledky a diskuze.....	60
Závěr.....	62
Seznam použitých zdrojů.....	63
Přílohy.....	64

## Úvod

Cílem této práce je návrh a realizace nového modulu zpětnovazební regulace pohybového zařízení Mössbauerova spektrometru (MS), který by nahradil stávající starší modul. Ten je součástí MS 96. Spektrometr MS 96 byl navržen skupinou autorů na Katedře experimentální fyziky Přírodovědecké fakulty Univerzity Palackého v Olomouci ve spolupráci s Běloruskou státní univerzitou v letech 1995 až 1998. V současné době dochází k inovaci celého MS. Původní modul pro ovládání pohybového zařízení byl založen na analogové PID regulaci se zápornou zpětnou vazbou. Nový modul by měl fungovat na principu digitální PID regulace. Od této výměny se očekává zlepšení regulačních vlastností vzhledem k možným rušivým vlivům a to díky zcela digitalizovanému principu řešení. Zároveň by mělo odpadnout náročné manuální seřizování parametrů regulace, bez čehož se původní analogové řešení neobešlo. Tyto parametry bude možné nastavovat přímo z nadřazeného PC. Základem realizace tohoto nového modulu je signálový mikrokontrolér dsPIC33FJ64GP804 (firmy Microchip) s dostatečným výpočetním výkonem a příslušnými perifériemi: rychlým vnitřním 12-bitový A/D převodník, SPI sběrnici, sběrnice I<sup>2</sup>C pro komunikaci s nadřazenou (řídící) jednotkou. Dalšími důležitými součástmi modulu jsou dále externí 12-bitový D/A převodník (nebyl nalezen vhodný mikrokontrolér s integrovaným D/A převodníkem, který by vyhovoval našim požadavkům) a několik stupňů zesilovacích prvků, které slouží k výkonovému přizpůsobení signálů tak, abychom mohli přímo připojit pohybové zařízení MS.

Následující kapitoly se zabývají teoretickou částí související s touto prací. Bude v nich popsán princip Mössbauerovy spektroskopie, základní uspořádání a konstrukce Mössbauerova spektrometru. Dále bude rozebrán princip a vysvětleny pojmy analogové a digitální (číslicové) PID regulace. Další část je věnována popisu spektrometru MS 96. Bude zdůrazněn rozdíl mezi původním a novým modulem pro ovládání pohybového zařízení. Potom bude již pozornost zaměřena na vlastní řešení zadaného problému: návrh fyzické vrstvy (hardware) a obslužný program (software) pro mikrokontrolér.

# 1 Současný stav problematiky/Teoretická část

## 1.1 Teoretické základy Mössbauerovy spektroskopie

V roce 1957 objevil německý fyzik Rudolf Ludwig Mössbauer jev bezodrazové rezonanční absorpce  $\gamma$ -záření bez zpětných rázů. Tím položil základy Mössbauerovy spektroskopie, což je metoda studia jaderných interakcí. Tato experimentální metoda má své široké uplatnění ve fyzice a chemii, biologii, biofyzice, metalurgii atd. V zásadě se při této měřící technice využívá poznatku kvantování energetických stavů atomových jader. Přechody mezi jednotlivými hladinami je možné dosáhnout absorpcí elektromagnetického záření. Zdrojem tohoto záření je radioaktivní zářič, který vyzařuje kvanta  $\gamma$  záření, která dopadají na zkoumaný vzorek (mössbauerův jev je pozorovatelný pouze na určitých izotopech – např.  $\text{Fe}^{57}$ ,  $\text{Co}^{57}$ ,  $\text{In}^{129}$ ,  $\text{Sn}^{119}$  a  $\text{Sb}^{121}$ ). Hodnota energie  $\gamma$  svazku musí odpovídat jádrovým přechodům zkoumaného vzorku. Detektorem je potom měřena intenzita  $\gamma$  záření prošlého vzorkem, která je závislá na relativní rychlosti pohybu zářiče a vzorku. Nejběžnější metoda měření spočívá v tom, že měřený vzorek je v klidu a zářič se pohybuje konstantní nebo proměnnou rychlostí.  $\gamma$ -kvanta emitované energie zářičem se mění v důsledku Dopplerova jevu v závislosti na okamžité rychlosti zářiče. Závislost registrované intenzity prošlého záření nazýváme Mössbauerovým spektrem.

Mössbauerova spektroskopie má své výhody i nevýhody. Mezi hlavní výhody patří její nedestruktivnost, 100% selektivita pro daný prvek, lze studovat amorfni i krystalické materiály. Nevýhodou je dlouhá doba měření zkoumaného vzorku, která může probíhat několik hodin, případně dní.

### 1.1.1 Emise a absorpce $\gamma$ -záření volným jádrem atomu

Nejprve uvažujme, že jádro o hmotnosti  $m$  je v klidu v excitovaném stavu o energii  $E_1$ . Při přechodu z excitovaného stavu  $E_1$  do základního stavu  $E_0$  emituje



foton  $\gamma$ -záření s energií  $E_\gamma$  a hybností  $p_\gamma = \frac{E_\gamma}{c}$ , kde  $c$  je rychlost světla. Na

základě zákona zachování hybnosti získá jádro hybnost  $mv = \frac{E_\gamma}{c}$ , kde  $v$  je rychlost jádra, která má opačný směr než je hybnost emitovaného fotonu  $\gamma$ -záření.

Jádro tak získá energii zpětného rázu  $E_r = \frac{E_\gamma^2}{2mc^2}$ . Tento zpětný ráz má za

následek, že energie fotonu  $\gamma$ -záření emitovaného volným jádrem  $E_\gamma^e$  je menší než rozdíl mezi energiemi excitovaného  $E_1$  a základního stavu  $E_0$   $E_p = E_1 - E_0$  právě o hodnotu  $E_r$ . Z toho vyplývá, že  $E_\gamma^e = E_p - E_r$ . Vidíme tedy, že emisní čára je posunutá o hodnotu  $-E_r$  vzhledem k energii přechodu  $E_p$ .

Emisní čáru můžeme popsat Lorentzovou funkcí:

$$I(E_\gamma) = \frac{\frac{G^2}{4}}{(E_\gamma - E_\gamma^e)^2 + \frac{G^2}{4}},$$

kde  $G$  je pološířka emisní čáry, tedy šířka emisní čáry na polovině její výšky.

Podobně lze analyzovat absorpci fotonu  $\gamma$ -záření volným jádrem. Pokud je jádro v klidu, platí:  $E_\gamma^e = E_p + E_r$ . Oproti vztahu pro emisi dochází k posunu absorpční čáry o kladnou hodnotu  $E_r$ , protože absorbující jádro v důsledku zachování zákona hybnosti získá energii zpětného rázu. Ze vztahů pro absorpci a emisi je zřejmé, že emisní a absorpční čáry jsou vzájemně posunuty o  $2E_r$ . Jestliže chceme experimentálně pozorovat rezonanční absorpci fotonu  $\gamma$ -záření, je nutné, aby se emisní a absorpční energie rovnaly ( $E_\gamma^e = E_\gamma^a$ ), tedy, aby existovalo plné překrytí emisní a absorpční čáry. Pokud se překrývají pouze částečně, je pravděpodobnost rezonanční absorpce přímo úměrná velikosti jejich překrytí.

Do této chvíle jsme předpokládali, že jádro je na počátku v klidu. Ve skutečnosti ovšem platí, že jádro není nehybné. To vede k tzv. Dopplerovskému

rozšíření.

Vztah pro emisi  $\gamma$ -záření se změní na tvar:

$$E_{\gamma}^e = E_p - E_r + v \frac{E_p}{c},$$

kde  $v$  je uvažovaná rychlost pohybu jádra ve směru emise kvanta  $\gamma$ -záření

Analogicky upravíme vztah pro absorpci  $\gamma$ -záření:

$$E_{\gamma}^a = E_p + E_r + v \frac{E_p}{c}$$

V důsledku členu  $v \frac{E_p}{c}$  a statistickému charakteru rozdělení rychlostí pohybu jader se pološířka  $G$  emisní i absorpční čáry Dopplerovsky rozšiřuje. Díky tomu lze v omezeném počtu případů pozorovat rezonanční absorpci  $\gamma$ -záření, protože dojde k částečnému překrytí emisní a absorpční čáry.

Chceme-li pozorovat rezonanční absorpci, musíme nějak kompenzovat energii zpětného rázu  $E_r$ , která je velká v důsledku velké energie jaderných přechodů. Z toho potom vyplývá, že se emisní a absorpční čára téměř nepřekrývají. [8]

### 1.1.2 Mössbauerův jev

Rudolf Mössbauer studoval rezonanční absorpci  $\gamma$ -záření na  $^{191}\text{Ir}$  s energií fotonů 129 keV s relativně nízkou energií zpětného rázu, kterou lze kompenzovat zahřátím na 260 °C. Bylo zjištěno, že už při pokojové teplotě se emisní a absorpční čáry částečně překrývají a z rostoucí teplotou se překrytí zvyšuje a tak roste pravděpodobnost rezonanční absorpce.

Další Mössbauerův objev byl velmi zajímavý, neboť experimentálně zjistil, že velikost rezonanční absorpce se naopak zvyšuje s klesající teplotou. Tento zdánlivý rozpor byl vysvětlen, když se vzala v úvahu hmotnost krystalu. Ve vztahu

pro energii zpětného rázu  $E_r = \frac{E_{\gamma}^2}{2mc^2}$  vyjadřuje  $m$  hmotnost volného jádra. Ovšem

jestliže je jádro součástí krystalu, potom  $E_r$  je nepřímo úměrná hmotnosti celého krystalu.  $E_r$  je potom velmi malá a z toho vyplývá, že se pravděpodobnost vzniku rezonanční emise a absorpce výrazně zvyšuje. Energetické přechody v krystalech, pro které platí, že hodnota energie zpětného rázu je prakticky nulová, se nazývají přechody bez zpětného rázu. U těchto přechodů se neuplatňuje ani Dopplerovské rozšíření. Šířka spektrálních čar je v podstatě určena vlastnostmi jaderného přechodu. Emisní a absorpční spektrální čáry krystalu mají tvar úzkých spektrálních čar odpovídající přesně energii jaderného přechodu  $E_p$ .

Prakticky lze dosáhnout šířky spektrální čáry bezodrazových přechodů asi  $10^{-8}$  eV. Typická energie jaderných přechodů odpovídá  $E_p \simeq 10^2$  keV. Dosahujeme tak relativní přesnosti měření energie v řádu  $10^{-13}$ . Mössbauerova spektroskopie tedy umožňuje velmi přesně určit energii elektromagnetického záření.

Pravděpodobnost Mössbauerova jevu můžeme vyjádřit vztahem:

$$f = e^{-\frac{\langle x^2 \rangle}{\lambda^2}},$$

kde  $\langle x^2 \rangle$  je střední kvadratická výchylka jader od rovnovážných poloh a  $\lambda$  je vlnová délka  $\gamma$ -záření. Ze vztahu je patrné, že s klesající vlnovou délkou a s rostoucí kvadratickou výchylkou a teplotou klesá pravděpodobnost rezonanční absorpce. [8]

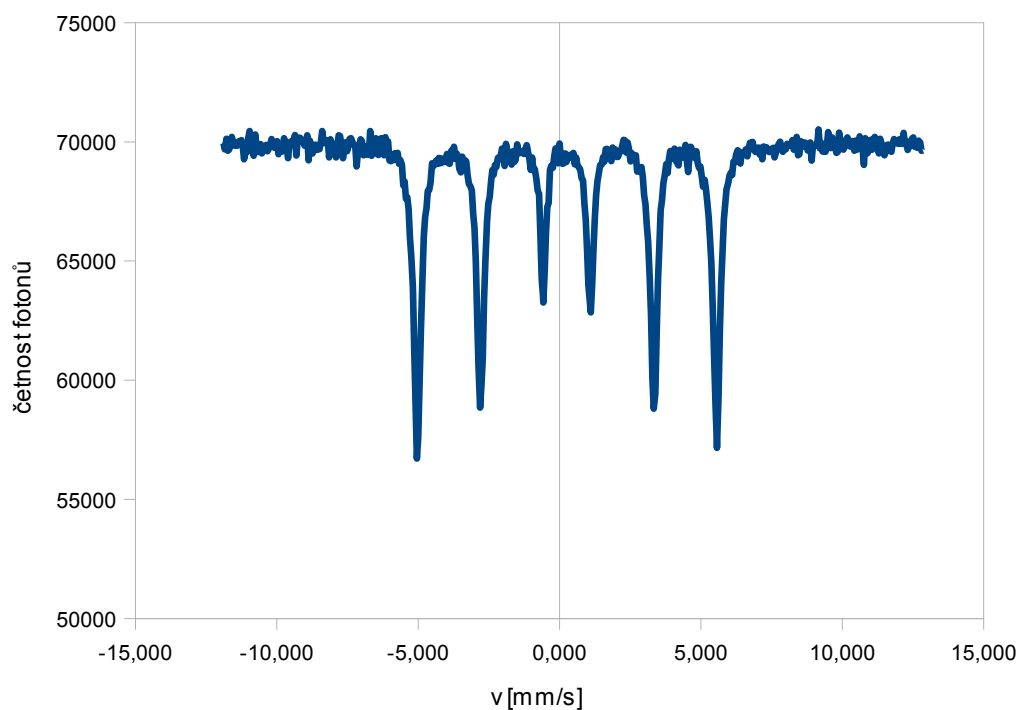
### 1.1.3 Experimentální pozorování Mössbauerova jevu

Abychom mohli pozorovat Mössbauerův jev, využíváme modulaci energie emitovaného  $\gamma$ -záření pomocí Dopplerova jevu – relativním pohybem zářiče. Díky tomu se emisní čára zářiče s energií přechodu  $E_p$  posune o hodnotu

$$\Delta E = E_p \frac{v}{c} \cos \alpha,$$

kde  $v$  je rychlost pohybu zářiče,  $c$  je rychlost světla,  $\alpha$  je úhel pod kterým dopadají fotony na vzorek. Tak se mění překrytí emisní a absorpční čáry a můžeme tak pozorovat rezonanční přechody v absorberu pro určitý energetický interval. Detektor registruje intenzitu  $\gamma$ -záření, které projde absorberem v závislosti na pohybu zářiče.

Mössbauerovým spektrem označujeme závislost počtu detekovaných fotonů  $\gamma$ -záření prošlých absorberem (při transmisní geometrii) na relativní rychlosti pohybu zdroje záření (viz. Ilustrace 1). Kladná rychlost představuje přiblížení zářiče a vzorku, záporná jejich vzdalování. Minimum závislosti znamená, že došlo k rezonanční absorpci  $\gamma$ -záření, což odpovídá určité tzv. rezonanční rychlosti  $v_{rez}$  relativního pohybu zdroje záření a vzorku. Jestliže má zářič a absorber stejné chemické složení a oba se nachází na stejné teplotě, potom  $v_{rez} = 0$ , tzn. zářič je v klidu vzhledem ke vzorku. Při měření lze použít i varianty, kdy se pohybuje absorber a zářič je v klidu. [8]



*Ilustrace 1: Typické kalibrační Mössbauerovské spektrum železa*

#### 1.1.4 Parametry Mössbauerových spekter

Parametry Mössbauerových spekter lze rozdělit do tří skupin:

1. Parametry, které závisí na dynamice pohybu jader, emitujících a absorbujících  $\gamma$ -záření. Patří k nim pravděpodobnost Mössbauera jevu, její teplotní závislost, charakter její anizotropie a teplotní posun spektrálních čar.
2. Parametry určené interakcemi elektrického náboje jádra  $Z_e$ , elektrického kvadrupólového momentu jádra s vnitřním krystalickým a vnitřním molekulárním elektrickým a magnetickým polem. Izomerní posun spektrálních čar je v důsledku elektrostatické interakce náboje jádra s elektrony. Interakce elektrického kvadrupólového momentu jádra s nehomogenním elektrickým polem je příčinou hyperjemné struktury Mössbauera spektra (kvadrupólové štěpení). Hyperjemná struktura spektra (magnetické štěpení) je důsledkem interakce magnetického momentu jádra s magnetickým polem.
3. Parametry, které závisí na dynamice pohybu jader a zároveň od elektromagnetických interakcí. [8]

Nejčastěji je Mössbauera spektroskopie využívána jako prostředek fázové analýzy. V zásadě je možné na základě mössbauerovského spektra získat informaci o kvantitě i kvalitě studované fáze ve vyšetřovaném vzorku. Je využívána zejména pro kvantitativní fázovou analýzu vzorků obsahujících železo citlivostí od 0,5 %. Z typických oblastí využití je možno uvést identifikaci minerálů a určování fázového složení vzorků v geologii, fázovou analýzu vzorků v metalurgii, identifikaci korozních produktů, charakteristiku povrchových vrstev materiálů a další. Vzhledem k velké rozlišovací schopnosti metody je možno ji využít, kromě jiného, k posouzení strukturních defektů, například při studiu radiačního poškození konstrukčních materiálů v jaderné energetice. V případě magnetických vzorků je možno sledovat texturu, například u válcovaných materiálů.

## 1.2 Experimentální technika Mössbauerovy spektroskopie

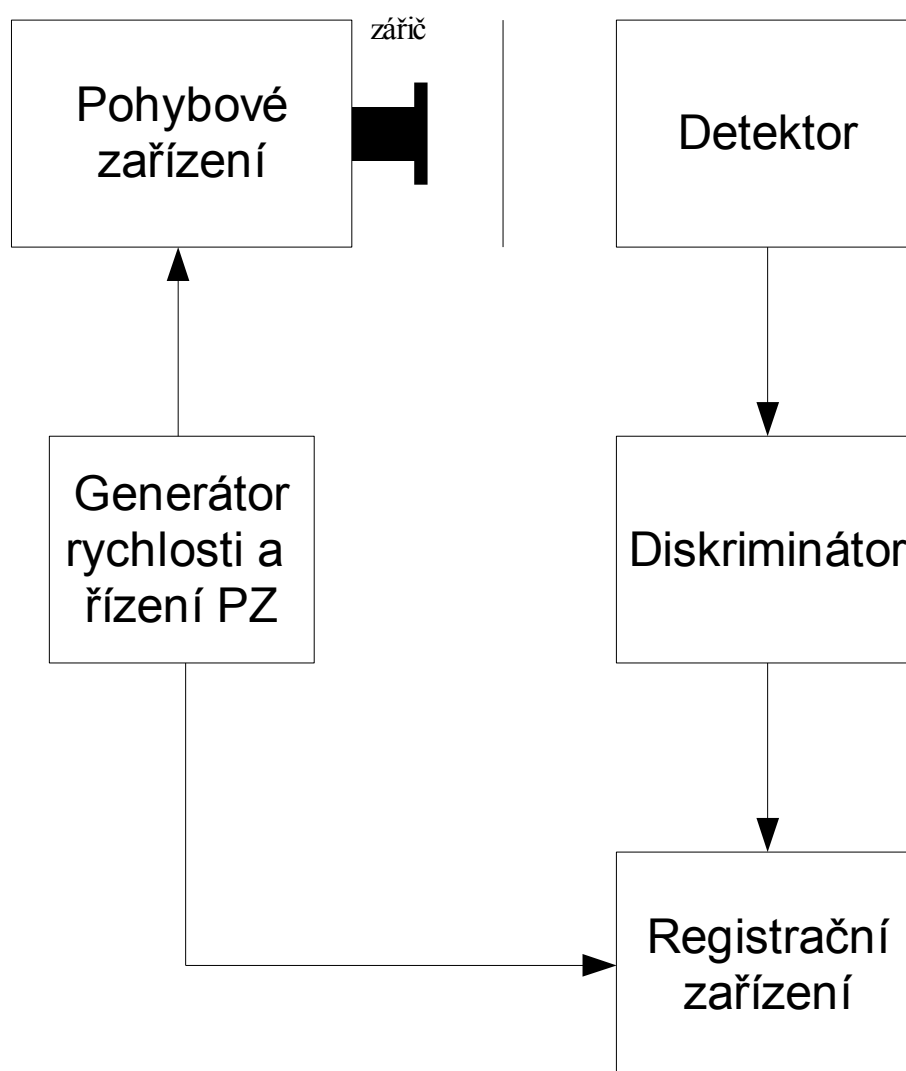
### Základní uspořádání MS

Základní uspořádání MS je na Ilustrace 2. Zářič je pevně připevněn k pohybovému zařízení, jehož pohyb je řízen generátorem rychlosti. Svazek  $\gamma$ -záření prochází absorberem a prošlé záření je registrováno detektorem. Diskriminátorem se provádí amplitudová selekce impulzů z výstupu detektoru. Tyto impulsy jsou zaznamenány registračním zařízením do jednotlivých registračních kanálů, které odpovídají různým rychlostem relativního pohybu zářiče vzhledem k absorberu. [10]

Mezi základní parametry, které charakterizují Mössbauerův spektrometr patří [10]:

- interval rychlosti
- stabilita rychlosti
- linearita rychlostní osy
- kapacita registračního kanálu
- počet registračních kanálů
- mrtvá doba detektoru
- registrační účinnost

## Absorber



*Ilustrace 2: Základní uspořádání MS*

### **Základní typy spektrometrů**

Podle konstrukce existují dva základní typy Mössbauerových spektrometrů: spektrometry s konstantní rychlostí pohybu zářiče (absorberu) a spektrometry s proměnnou rychlostí.

## **Spektrometry s konstantní rychlostí**

Konečné spektrum je výsledkem série dílčích měření, vždy pro určitou relativní rychlost pohybu zářiče vzhledem ke vzorku. Používá se obdélníkový zákon změny rychlosti, který je formován generátorem signálu rychlosti, jenž řídí pohybové zařízení. Tyto spektrometry mají jednodušší konstrukci, jsou vhodné pro podrobné sledování malých intervalů spekter. Vynikají vysokou přesností rychlosti.

## **Spektrometry s proměnnou rychlostí**

V každé periodě měření se mění spojitě rychlost pohybu zářiče od maximální záporné do maximální kladné hodnoty. Detekované impulzy, které odpovídají různým okamžitým hodnotám rychlosti pohybu, se prostřednictvím mnohokanálového analyzátoru rozdělují do různých kanálů. Existuje tedy jednoznačný vztah mezi číslem kanálu a rychlostí. Tyto spektrometry jsou vhodné pro registraci spekter v určitém intervalu rychlostí.

Podle způsobu registrace dělíme spektrometry s proměnnou rychlostí do tří skupin:

- a) spektrometr s amplitudovou modulací
- b) spektrometr s časovou modulací - režim multiscaler
- c) spektrometr pracující ve sledujícím režimu

### **a) Spektrometr s amplitudovou modulací**

Každému kanálu mnohokanálového analyzátoru odpovídá určitý interval rychlosti. Signálem, který je úměrný rychlosti pohybu vibrátoru, se moduluje amplituda impulzů z diskriminátoru. Tyto impulzy se dále analyzují mnohokanálovým amplitudovým analyzátozem a podle amplitudy se přičítají do jednotlivých registračních kanálů.

Jestliže použijeme nelineárního průběhu signálu rychlosti, vede to k nerovnosti expozičních dob jednotlivých kanálů. Tento nedostatek odstraníme



časovou normalizací spektra. Dalším nedostatkem je mrtvá doba spektrometru důsledkem konečné doby převodu analogově-digitálního převodníku. [8]

### **b) Spektrometr s časovou modulací**

U tohoto spektrometru se jednotlivé kanály analyzátoru otevírají synchronně s činností generátoru rychlosti pohybu zářiče na stejné časové intervaly. Použijeme-li nelineárního průběhu signálu rychlosti, rozdíl rychlostí mezi dvěma libovolnými sousedními kanály není konstantní. Tento nedostatek lze kompenzovat použitím lineárního průběhu signálu rychlosti (trojúhelníkový, pilový). Odchytky reálné rychlosti vedou k nelinearitě osy rychlosti a způsobují rozšíření píků rezonanční absorpce měřených Mössbauerových spekter. [8]

Tento typ spektrometru spolu s lineárním průběhem signálu rychlosti je vsoučasné době nejrozšířenější.

### **c) Spektrometr pracující ve sledujícím režimu**

Nedostatky předchozích spektrometrů lze odstranit skloubením obou výše popsaných režimů. Každému registračnímu kanálu mnohokanálového analyzátoru odpovídá určitý interval rychlosti (jako v režimu amplitudové modulace). Přepínání registračních kanálů závisí na okamžité amplitudě signálu skutečné rychlosti. Impulzy z diskriminátoru se čítají do jednotlivých kanálů, každému odpovídá interval rychlostí pohybu vibrátoru. Dále je nutné zabezpečit stejnou dobu měření ve všech kanálech.

Nedostatkem použití tohoto režimu je mrtvá doba, která je ale malá, pokud použijeme lineární průběh signálu rychlosti. Tuto nevýhodu můžeme odstranit současnou registrací impulsů z detektoru a doby měření v jednotlivých kanálech. Výsledné spektrum je určeno normalizací celkového počtu impulsů v jednotlivých kanálech podle příslušného celkového expozičního času v kanálu. [8]

## Spektrometry podle geometrie měření

### ■ *Klasické transmisní uspořádání:*

Měřený vzorek je na místě absorberu. Chceme-li měřit vzorky s velmi nízkou koncentrací mössbauerovského izotopu, použijeme emisní variantu transmisního uspořádání, kdy je zkoumaný vzorek použit jako zářič. Na místě absorberu se použije standardní absorber se singletním spektrem, často obohacen potřebným izotopem pro zvýšení efektu na 0,5 až 0,7.

### ■ *Uspořádání v geometrii rozptylu:*

Pro registraci spekter se využívá kromě  $\gamma$ -záření i sekundárních záření doprovázejících přechod excitovaného jádra mössbauerovského izotopu do základního stavu (X-záření, emise elektronů). Detekce různých typů sekundárních záření umožňuje provádět měření spekter z povrchových vrstev o různé tloušťce. [10]

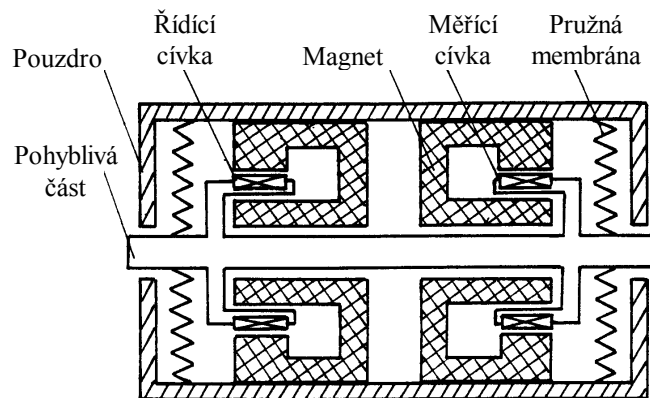
### 1.2.1 Pohybová zařízení

Nejdůležitější součástí Mössbauerova spektrometru je pohybové zařízení. Pro úspěšné měření je totiž potřeba zajistit přesný pohyb zářiče nebo absorberu. Interval rychlostí je dán šířkou měřeného spektra a dosahuje hodnot od  $0,1 \text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$  do  $1 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ . Ke konstrukci pohybového zařízení se využívají různé principy. Pokud jsou požadované rychlosti malé lze použít mechanické nebo hydraulické systémy. Použití těchto systémů je určeno především pro pohyb zařízení větších rozměrů a hmotností – například kryostatů a pecí. Jejich nevýhoda spočívá v existenci parazitních vibrací, které rostou se zvyšující se rychlostí a tak omezují interval možných rychlostí. K realizaci velmi malých rychlostí (do  $0,1 \text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$ ) se používá piezoelektrických krystalů.

Pohybová zařízení můžeme obecně charakterizovat těmito parametry:

- ✓ interval rychlostí
- ✓ minimální nastavitelná změna rychlosti

- ✓ průběh rychlosti (harmonický, trojúhelníkový, pilový, obdélníkový)
- ✓ stabilita rychlosti
- ✓ frekvence pohybu
- ✓ úroveň vibrací
- ✓ nelinearita pohybu



*Ilustrace 3: Pohybové zařízení - elektrodynamický vibrátor*

Nejčastěji používané jsou elektrodynamické vibrátory. Jsou poměrně jednoduché, levné a nezpůsobují parazitní vibrace. Umožňují pracovat v širokém rozsahu rychlostí od  $1 \text{ mm}\cdot\text{s}^{-1}$  do  $1 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ . Díky malé amplitudě kmitů (do 2 mm) lze dosáhnout malé vzdálenosti zářiče od absorberu a detektoru pro získání velkého zatížení detektoru. Jejich konstrukce je následující: Ve válcové mezeře magnetu je umístěna válcová cívka. Cívka je upevněna na pružných membránách tak, aby mohla konat kmitavý pohyb podél své osy. Do cívky je přiveden proud potřebného průběhu, který budí nucené kmity systému. V praxi se používají elektrodynamické vibrátory, které jsou tvořeny dvojicí pevně spojených výše popsaných systémů. Jedna cívka v tomto případě slouží jako budicí a druhá jako snímací. Při pohybu snímací cívky v magnetickém poli se v ní indukuje proud, jehož okamžitá hodnota je úměrná okamžité rychlosti jejího pohybu. Tento signál se využívá ke kontrole průběhu rychlosti, k řízení registračního zařízení spektrometru a především ke stabilizaci

pohybu vibrátoru prostřednictvím záporné zpětné vazby. [8]

Jedna z možných forem pohybu je pilový průběh signálu rychlosti, který je tvořen dvěma částmi: První je lineární a používá se pro vlastní registraci spekter. Druhá část průběhu je pomocná a slouží k návratu pohyblivé části vibrátoru do výchozí polohy. Použití trojúhelníkového signálu rychlosti vede k přesnějšimu měření. Tento průběh má dvě lineární části, na kterých se měří dvě dílčí spektra, z nichž se nakonec získá výsledné Mössbauerovo spektrum.

### **1.2.2 Detektory**

Šířka energií, se kterými se pracuje v Mössbauerově spektroskopii, je v intervalu přibližně od 6 keV do 300 keV podle použitého izotopu. Je problematické navrhnout detektor, který by pokryl celý tento energetický rozsah. K detekci  $\gamma$ -záření se používají *polovodičové* detektory, především ale *proporcionální plynové* a *scintilační* detektory.

#### **Scintilační detektory**

Tyto detektory se převážně používají pro detekci fotonů s energiemi vyššími než 10 keV. Průletem svazku ionizujícího záření vznikají ve scintilátoru záblesky, které se snímají zpravidla fotonásobičem. Pro funkci scintilátorů se většinou používají anorganické krystaly – např. NaI aktivovaný thaliem (Tl). V závislosti na energii detekovaných fotonů se volí tloušťka scintilátoru od desetin do desítek milimetrů. Výhodou těchto detektorů je použitelnost pro široký rozsah energií, dlouhá životnost, nižší pracovní napětí. Nevýhodou je nízká rozlišovací schopnost a závislost jejich parametrů na magnetickém poli a teplotě.

#### **Proporcionální plynové detektory**

Jejich konstrukce je následující: V ose válcové katody je umístěna anoda, která má tvar kovového tenkého vlákna o průměru řádově desítek mikrometrů. Pracovní prostor je naplněn lehkým plynem (Ar, Kr, Xe). Fotony prolétávají pracovním objemem a ionizují plyn, vzniklé elektrony a ionty jsou urychlovány elektrickým polem mezi katodou a anodou. Průletem fotonu vzniká proudový impulz

v obvodu tvořeném elektrodami detektoru a zdrojem vysokého napětí. Tyto detektory lze použít pro registraci fotonů o energiích menších než 80 keV. Jejich rozlišovací schopnost je lepší než u scintilačních detektorů a jsou necitlivé vůči vnějšímu magnetickému poli. K negativním vlastnostem patří větší mrtvá doba, vysoká cena, vyšší pracovní napětí a omezená životnost.

### **Polovodičové detektory**

Používají se v energetické oblasti od 1 keV. V pracovním objemu polovodičového detektoru vznikají při průletu fotonu záporné elektrony a kladné díry. Tyto náboje jsou vlivem vnějšího elektrického pole odváděny na elektrody a v elektrickém obvodu vzniká proudový impuls. Snížení šumového signálu se dosahuje chlazením detektorů na teplotu kapalného dusíku, při této teplotě se rozlišovací schopnost polovodičových detektorů pohybuje v rozmezí 1 až 2 keV. [9] Polovodičové detektory mají lepší energetické rozlišení než předchozí typy, naopak nižší účinnost a podstatně vyšší cenu. [8, 10]

### **1.2.3 Diskriminátor**

#### **Amplitudový diskriminátor**

Jeho činnost spočívá v tom, že kontroluje amplitudu vstupního signálu a pokud tato amplituda převyšuje zadanou diskriminační hladinu, je na výstupu diskriminátoru vydán logický impuls. Takový diskriminátor se nazývá integrální, protože rychlost čítání výstupních signálů se rovná integrálu rychlosti čítání událostí v oblasti energií výše diskriminační hladiny. K tomuto účelu se prakticky používají tzv. komparátory (rychlé operační zesilovače s velkým koeficientem zesílení). [8]

#### **Diferenciální diskriminátor**

Označujeme ho též jako jednobanálový analyzátor a používá se k výběru potřebného energetického intervalu detekovaného  $\gamma$ -záření. Skládá se ze dvou amplitudových diskriminátorů, jejichž diskriminační hladiny jsou od sebe vzdáleny o určitou zadanou hodnotu. Pokud amplituda vstupního signálu je větší než dolní diskriminační hladina a zároveň je menší než horní diskriminační hladina, tzn. že je v

daném intervalu, potom se na výstupu diskriminátoru generuje logický impuls. [8]

#### **1.2.4 Generátor rychlosti**

Generátor rychlosti generuje rychlostní signál, který může být buď s konstantním zrychlením (potom má pilový nebo trojúhelníkový tvar) nebo s konstantní rychlostí (obdélníkový tvar). Signál rychlosti je přiveden do výkonové části, která současně plní funkci zpětnovazebního regulátoru. Reagulace udržuje vysokou linearitu rychlostního signálu.

#### **1.2.5 Modul registrace**

Měřená spektra jsou registrována tak, že do jednotlivých registračních kanálů se čítají částice  $\gamma$  po dobu určenou synchronizačním impulzem z generátoru rychlosti.

#### **1.2.6 Zářič**

Nejpoužívanějším zdrojem  $\gamma$ -záření v Mössbauerově spektroskopii je nestabilní izotop  $^{57}_{27}\text{Co}$ , který přechází elektronovým záchytem na izotop  $^{57}\text{Fe}$ , který se nachází v excitovaném stavu. Vyzářením  $\gamma$  kvanta přejde do základního energetického stavu. Emisi můžeme rozdělit do dvou větví: s 11% pravděpodobností přechází tento izotop přímo do základního energetického stavu s energií  $\gamma$  fotonů 136,3 keV. Pravděpodobnost druhého rozpadu je 89%. V tomto případě nejprve jádro vyzářením fotonu o energii 121,9 keV přechází do metastabilního stavu, ve kterém setrvává  $1,45 \cdot 10^{-7}$  s. Potom přechází do základního stavu vyzářením fotonu o energii 14,4 keV. Právě tato energie se používá k měření spekter pro tento izotop. [3, 8]

## 1.3 Teorie PID regulace

PID regulace je jeden z nejpoužívanějších algoritmů používaných v průmyslu pro přesné řízení regulované veličiny. Regulátory se konstruují proto, aby řízení procesu nevyžadovalo stálou pozornost a ruční zásahy operátora. Běžnými příklady regulátoru jsou např. bytový termostat či tempomat v automobilu. Výraz PID označuje v řídicí technice proporcionální, integrační a derivační složku chování univerzálního regulátoru (tzv. PID regulátor).

### 1.3.1 Ideální spojitý PID regulátor

Ideální spojitý regulátor mění automaticky akční veličinu  $u(t)$  tak, aby regulovaná veličina  $y(t)$  měla žádanou hodnotu  $w(t)$ , kde  $t$  je čas.

Regulátor a regulovaná soustava tvoří regulační obvod. Na vstup regulátoru se přivádí požadovaná (referenční) hodnota  $w(t)$  spolu s regulovanou (měřenou) hodnotou. Výstup regulátoru  $u(t)$  působí na vstup do soustavy.

Chyba, neboli regulační odchylka  $e(t)$ , je definována jako rozdíl mezi požadovanou a skutečnou hodnotou regulované veličiny:

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (1)$$

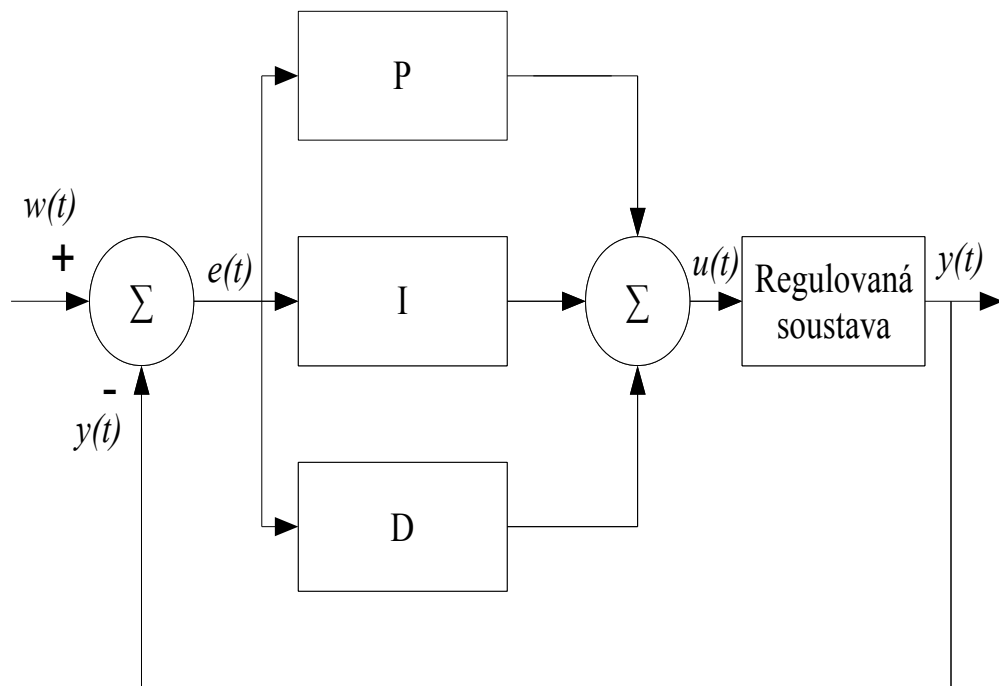
V závislosti na regulační odchylce  $e(t)$  potom regulátor mění hodnotu akční veličiny. U PID regulátoru existují tři způsoby reakce na vznik regulační odchylky: proto mluvíme o proporcionálním, integračním a derivačním chování regulátoru. Podíl každé z těchto tří složek na výsledném chování regulátoru lze ovlivnit konstantami – parametry regulátoru.

Jednotlivé parametry PID regulátoru jsou:

- zesílení  $k_R$ : řídí proporcionální složku P
- integrační časová konstanta  $T_I$ : řídí integrační složku I
- derivační časová konstanta  $T_D$ : řídí derivační složku D

Složky P, I a D se skládají (sčítají) ve výslednou akční veličinu a podmiňují

průběh regulačního pochodu.



*Ilustrace 4: Schéma regulačního obvodu*

### **Proporcionální chování**

Při proporcionálním chování je hodnota akční veličiny rovna vztahu:

$$u(t) = k_R e(t) \quad (2)$$

Při zvyšování zesílení  $k_R$  může dojít k nestabilitě regulačního obvodu, kdy regulovaná veličina kmitavě nebo nekmitavě neomezeně narůstá až může dojít k poškození zařízení.

### **Integrační chování**

Při integračním chování je hodnota akční veličiny úměrná době, po kterou existuje regulační odchylka:



$$u(t) = u_0 + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3)$$

Zvětšováním integrační složky (zmenšováním  $T_I$ ) kmitavost regulačního obvodu obecně roste. Do jisté míry ji lze zmírnit přidáním derivační složky.

### Derivační chování

Při derivačním chování je hodnota akční veličiny úměrná rychlosti změny regulační odchylky:

$$u(t) = T_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4)$$

Derivační složka se využívá k tlumení zákmitů v průběhu regulace.

Na základě předchozích vztahů můžeme činnost ideálního spojitého PID regulátoru popsat rovnicí:

$$u(t) = k_R \left[ e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (5)$$

V praxi lze složky P, I a D různě kombinovat, tzn., že lze používat regulátory typu P, I, PI, PD a PID. Následující charakteristika shrnuje vlastnosti takových regulátorů:

- **P** regulátor: Pracuje s trvalou regulační odchylkou. Má dobré stabilitní vlastnosti.
- **I** regulátor: Pracuje pouze s přechodnou regulační odchylkou. Nevyhovuje podmínkám stability regulačního obvodu, pokud by měl regulovat integrační soustavu.
- **PI** regulátor: Odstraňuje trvalou regulační odchylku (oproti samotnému **P** regulátoru) a zlepšuje stabilitní vlastnosti (při použití čistě **I** regulátoru). Lze ho nastavit tak, že bude schopen regulovat i integrační soustavu. V počátku regulace převládá vliv proporcionálního členu, s narůstajícím časem převládá vliv integrační složky.

- **PD** regulátor: Zlepšuje stabilitní vlastnosti oproti čistému **P** regulátoru. Lze tedy pracovat s vyšším zesílení regulátoru. Na počátku regulace převládá vliv derivační složky, s narůstajícím časem převládá vliv proporcionálního členu.
- **PID** regulátor: Odstraňuje vlivem **I** složky trvalou regulační odchylku, vlivem **D** složky zlepšuje stabilitní vlastnosti regulačního obvodu. [1]

### 1.3.2 Diskrétní (číslicový) PID (PSD) regulátor

Číslicový regulátor nevyhodnocuje informaci spojitě, na rozdíl od spojitého regulátoru, ale v diskrétních okamžicích  $t = kT$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ), kde  $T$  je perioda vzorkování. Spojitý regulátor pracuje s analogovými signály, na které reaguje okamžitě. Číslicový regulátor může zpracovávat regulovanou, případně i jinou veličinu pouze v číslicovém tvaru. Proto je nutné všechny veličiny související s regulací, které jsou měřeny spojitě, převést na číslicový tvar. K tomu slouží analogově-digitální převodník. Funkce číslicového regulátoru je dána jeho algoritmem (programem) a ten probíhá postupně. Provedení každé matematické operace vyžaduje určitý čas. Provedení celého regulačního výpočtu tedy proběhne až za určitý časový interval. V porovnání s analogovými regulátory tedy číslicové regulátory nereagují přímo na vstupní nebo výstupní veličiny, ale pouze je průběžně vzorkují (měří jejich hodnoty v určitých okamžicích). Perioda vzorkování  $T$  musí být (logicky) vždy delší než je délka výpočetního cyklu. Po ukončení výpočtu je výstupní hodnota – akční veličina převedena číslicově-analogovým převodníkem na analogový signál.

Číslicová realizace PID regulátoru poskytuje oproti analogové řadě výhod. Mezi ně patří např. jednoduchá změna nastavení konstant regulátoru, vyšší odolnost vůči rušivým vlivům.

Při řízení v diskrétních regulačních obvodech se velmi často používají diskrétní algoritmy regulace, které vycházejí z odpovídajících konvenčních spojitých (analogových) algoritmů. [1]

## Vzorkování analogového signálu

Algoritmus vzorkování analogového signálu spočívá v jeho náhradě za posloupnost diskrétních hodnot v určitých konkrétních časových okamžicích. Nejčastěji se používá vzorkovací algoritmus, který je založen na periodickém měření v pevně stanoveném konstantním časovém intervalu  $T$  (perioda vzorkování). Je zřejmé, že čím bude vzorkovací frekvence ( $f = \frac{1}{2\pi T}$  (6)) vyšší, tím přesněji bude posloupnost číslicových hodnot reprezentovat původní spojitý signál.

Podle Shannon-Kotelnikova teorému platí tzv. věta o diskretizaci, která určuje podmínku pro minimální velikost vzorkovací frekvence tímto vztahem:

$$f \geq 2 f_{max} \quad (7),$$

kde  $f_{max}$  je nejvyšší frekvenční složka obsažená v převáděném analogovém signálu. Tato podmínka musí být splněna, aby nedošlo k deformaci jeho frekvenčního spektra. [6]

## Kvantování analogového signálu

Každý vzorek původního signálu musíme nakonec nahradit určitou číselnou hodnotou, jsme omezeni pevně daným rozsahem příslušných tzv. kvantizačních úrovní. Dvě sousední hodnoty kvantizačních úrovní se nazývají kvantizačním stupněm. Pokud jsou všechny kvantizační stupně stejně velké, jedná se o rovnoměrné kvantování.

Při kvantování signálu vždy ztratíme část informace obsažené v tomto signálu, proto představuje jednu z příčin chyb měření. Vzniká systematická chyba označovaná jako chyba kvantování. [6]

## Diskrétní náhrady spojitých operací v číslicovém PID regulátoru

Spojitý PID regulátor definuje hodnotu akční veličiny  $u(t)$  v libovolném časovém okamžiku  $t$  s ohledem na znalost regulační odchylky  $e(t)$ , která je definována jako rozdíl žádané (referenční) hodnoty  $w(t)$  a měřené hodnoty  $y(t)$ .

Pokud splyne tento okamžik s  $k$ -tým vzorkovacím okamžikem, tedy  $t = kT$ ,

potom můžeme přepsat rovnici (5) na tvar:

$$u(kT) = k_R e(kT) + \frac{k_R}{T_I} I(kT) + k_R T_D D(kT) \quad (8),$$

který nám udává hodnotu akční veličiny v  $k$ -tém vzorkovacím okamžiku, jestliže známe hodnoty integrálu  $I(kT)$  a derivace  $D(kT)$  v uvažovaném diskretním časovém okamžiku  $t = kT$ . Tyto hodnoty je nutné spočítat numericky, přičemž se respektuje skutečnost, že známe v  $k$ -tém vzorkovacím okamžiku diskretní hodnoty regulační odchylky – současné a minulé.

Většinou se používají jednoduché přibližné diskretní náhrady spojitých algoritmů integrace a derivace. Pro náhradu integrace se obvykle používá stupňovitá náhrada nebo sečnová náhrada (lichoběžníková). Pro náhradu derivace se nejčastěji používá zpětná diference. [1]

### Náhrada integrace

Pro náhradu integrace se používá:

- a) stupňovitá náhrada zpět (zpětná obdélníková ZOBD):

$$I(kT) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k e(iT) \quad (9)$$

- b) stupňovitá náhrada dopředu (dopředná obdélníková DOBD):

$$I(kT) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=0}^{k-1} e(iT) \quad (10)$$

- c) sečnová náhrada (lichoběžníková – LICHŮ):

$$I(kT) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k \frac{e(iT) + e[(i-1)T]}{2} \quad (11)$$

### Náhrada derivace

Pro náhradu derivace se používá zpětná diference:

$$D(kT) = \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} \quad (12)$$

## Polohový a přírůstkový číslicový algoritmus PID

Pracujeme-li s dostatečně malou vzorkovací periodou  $T$  a nahradíme-li integrál sumou zpětnou obdélníkovou metodou a derivaci zpětnou diferencí 1. řádu, dostaneme tuto diferenční rovnici

$$u(kT) = k_R \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{T_D}{T} [e(kT) - e[(k-1)T]] \right\} + u(0) \quad (13),$$

tzv. *polohový algoritmus číslicového PID (PSD) regulátoru* se třemi složkami:

- P – proporcionální
- S – sumační
- D – diferenční

Z uvedeného PSD regulátoru lze analogicky ke spojitému regulátoru vytvořit diskrétní regulátory typu P, S, PS a PD.

Z hlediska výpočtu je jednodušší pracovat s regulátorem v *přírůstkovém (rekurentním)* tvaru. Tento algoritmus nevypočítává celou hodnotu  $u(kT)$  akční veličiny v daném okamžiku, ale pouze její změnu, neboli přírůstek  $\nabla u(kT) = u(kT) - u[(k-1)T]$  vzhledem k hodnotě v předchozím kroku. Po zjednodušení a zavedení parametrů  $q_0, q_1, q_2$  dostáváme:

$$\nabla u(kT) = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T] + q_2 e[(k-2)T] \quad (14),$$

kde  $q_0 = k_R \left( 1 + \frac{T}{T_I} + \frac{T_D}{T} \right) \quad (15),$

$$q_1 = -k_R \left( 1 + 2 \frac{T_D}{T} \right) \quad (16),$$

$$q_2 = k_R \frac{T_D}{T} \quad (17).$$

Získali jsme tak *přírůstkový algoritmus PSD regulátoru* ve tvaru diferenční rovnice. [1,4]

Základními parametry jsou  $k_R$ ,  $T_I$  a  $T_D$ , jejichž hodnoty odpovídají spojitému PID regulátoru. V odvození byla použita pro náhradu integrálu zpětná obdélníková metoda. Při použití jiných metod se bude *přírůstkový algoritmus* trochu lišit. Na závěr zbývá vyjádřit akční veličinu z tohoto algoritmu:

$$u(kT) = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T] + q_2 e[(k-2)T] + u[(k-1)T] \quad (18)$$

Tento vzorec je stěžejní, ukazuje jak vypočítáme hodnotu akční veličiny v regulačním kroku.

### Volba vzorkovací periody

Ve všech předchozích vztazích figuruje jako další parametr diskrétního regulátoru vzorkovací perioda  $T$ . Teoretickému rozboru a zdůvodnění délky vzorkovací periody byl věnován odstavec o vzorkování analogového signálu v této kapitole. Pro přibližné určení vzorkovací periody jsou doporučeny následující vztahy:

$$T \approx \frac{T_1}{10} \quad (19),$$

$$T \approx \left( \frac{1}{6} \div \frac{1}{15} \right) T_{95} \quad (20),$$

$$T \approx \left( \frac{1}{4} \div \frac{1}{8} \right) T_d \quad (21),$$

$$T \approx \left( \frac{1}{2} \div \frac{1}{4} \right) \sum_i \tau_i \quad (22),$$

kde  $T_1$  – největší časová konstanta regulované soustavy

$T_{95}$  – čas, kdy přechodová charakteristika regulované soustavy dosáhne 95 % své ustálené hodnoty na přechodové charakteristice regulované soustavy

$\sum \tau_i$  – součet časových konstant regulované soustavy

$T_d$  – u regulovaných soustav s velkým dopravním zpožděním se volí  $T$  v závislosti na něm [1]

Z praktického hlediska se za vhodnou hodnotu vzorkovací periody  $T$  považuje taková hodnota, při níž nedojde ke zhoršení kvality regulace o více než 15 % než při použití analogového spojitého regulátoru. Snižováním velikosti vzorkovací periody dochází ke zvyšování nároků na rychlost číslicového regulátoru, převodníků, měřícího a akčního členu. Naopak zvětšování vzorkovací periody  $T$  destabilizuje regulační pochod, neboť dochází ke ztrátě informace v regulované veličině mezi okamžiky vzorkování. [1]

### 1.3.3 Seřizování číslicových regulátorů

Jak již bylo uvedeno základními parametry PID regulátorů jsou tyto:

- $k_R$  – zesílení regulátoru
- $T_I$  – integrační časová konstanta
- $T_D$  – derivační časová konstanta

K tomu, aby regulační proces optimálně fungoval je nezbytné, aby tyto hodnoty byly nastaveny správně.

#### Metoda kritického zesílení regulátoru (metoda Ziegler-Nicholsova)

Jedna z nejpoužívanějších metod, která umožňuje nastavení parametrů regulačního obvodu empiricky. Hlavní myšlenka této metody spočívá ve snaze přivést regulační obvod do tzv. kritického stavu na hranici stability, přičemž regulační obvod pracuje pouze s proporcionalní složkou, integrační a derivační složka jsou vyřazeny, tedy

$$T_I = \infty \quad \text{a} \quad T_D = 0.$$

Do kritického stavu přivedeme obvod postupným zvyšováním zesílení regulátoru  $k_R$  do té doby než začne obvod netlumeně kmitat s konstantní tzv. kritickou periodou  $T_k$ . Zesílení při kterém k tomu došlo nazýváme kritické zesílení  $k_{Rk}$ . Tyto kritické hodnoty dosadíme do následujících empirických vztahů pro daný

typ regulátoru a vypočítáme doporučené parametry PID regulátoru (viz. Tabulka 1).

<b>Typ regulátoru</b>	$k_R^*$	$T/T_I^*$	$T_D^*/T$
<b>P</b>	$0,5k_{Rk}$	-	-
<b>PS</b>	$\alpha k_{Rk} \frac{T}{T_k}$ $\alpha \in (0,24 \div 0,45)$ ; menší hodnoty $\alpha$ volíme pro $T \approx 4T_u$	$\frac{1}{k_R^*} 0,54 k_{Rk} \frac{T}{T_k}$	-
<b>PSD</b>	$\beta k_{Rk} \frac{T}{T_k}$ ; $\beta \in (0,36 \div 0,6)$	$\frac{1}{k_R^*} 1,2 k_{Rk} \frac{T}{T_k}$	$\frac{1}{k_R^*} k_{Rk} \frac{3T_k}{40T}$ <sup>1</sup>

Tabulka 1: Seřízení PSD regulátoru na základě kritických hodnot [1]

### Přechodová funkce a přechodová charakteristika

Přechodová funkce je definována jako časová odezva systému na jednotkový skok vstupní veličiny při nulových počátečních podmínkách. Přechodová charakteristika je grafickým vyjádřením přechodové funkce.

### Seřízení z průběhu přechodové charakteristiky regulované soustavy

Na základě odměřené přechodové charakteristiky regulované soustavy zjistíme dobu průtahu  $T_u$ , dobu náběhu  $T_n$  a pro statické zesílení regulované soustavy  $k_s$  se z tabulky 2 určí stavitelné parametry regulátoru.

<sup>1</sup> Vzorce platí pro  $T \leq 2T_u$ . Nedoporučují se pro  $T \approx 4T_u$ .



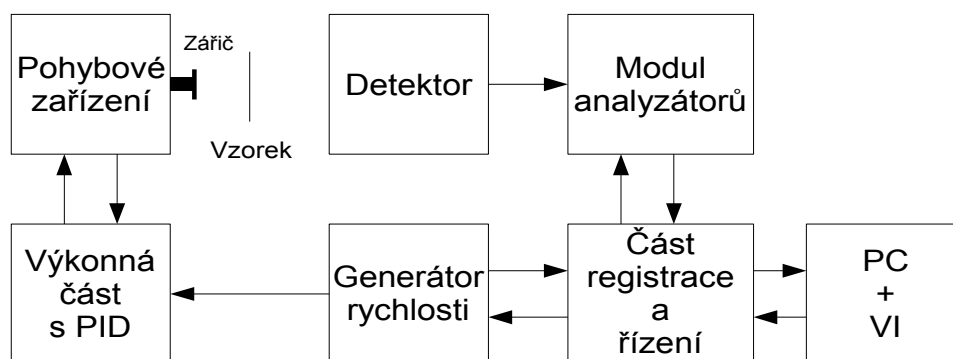
<b>Typ regulátoru</b>	$k_R^*$	$T/T_I^*$	$T_D^*/T$
<b>P</b>	$\frac{1}{k_s} \frac{T_n}{T_u + T}$	-	-
<b>PS</b>	$\frac{1}{k_s} \left[ \frac{0,9T_n}{T_u + 0,5T} - \frac{0,135T_n T}{(T_u + 0,5)^2} \right]$	$\frac{1}{k_s} \frac{0,27T_n T}{(T_u + 0,5T)^2}$	-
<b>PSD</b>	$\frac{1}{k_s} \left[ \frac{1,2T_n}{T_u + T} - \frac{0,3T_n T}{(T_u + 0,5)^2} \right]$	$\frac{1}{k_s} \frac{0,67T_n T}{(T_u + 0,5T)^2}$	$\frac{1}{k_s} \frac{0,5T_n}{T}$ <sup>2</sup>

Tabulka 2: Seřízení regulátoru z průběhu přechodové charakteristiky [1]

<sup>2</sup> Není možné použít pro  $T_u/T \rightarrow 0$

## 1.4 Mössbauerův spektrometr MS 96

Tento spektrometr byl vyvinut na Katedře experimentální fyziky Přírodovědecké fakulty Univerzity Palackého v Olomouci ve spolupráci s Fyzikální fakultou Běloruské státní univerzity v Minsku v letech 1995-1998 a do dnešní doby se stále používá. Jeho konstrukce navazuje na předchozí typ z roku 1993. Spektrometr ke své činnosti potřebuje externí napájecí zdroj  $\pm 15\text{V}/1\text{A}$ ,  $+5\text{V}/1\text{A}$  a osobní počítač se sériovým rozhraním pro nastavení parametrů měření a archivaci naměřených spekter.



*Ilustrace 5: Experimentální uspořádání MS 96*

Ilustrace 5 ukazuje blokové uspořádání Mössbauerova spektrometru MS 96, který se skládá z řídicí jednotky, detektoru, amplitudového analyzátoru, generátoru rychlosti, výkonové části s (analogovou) PID regulací, pohybového zařízení, zářiče a PC s obslužným programem VI (Virtual Instrument). Mezi další vybavení může patřit například kryostat pro udržování nízké teploty, pec pro vysokoteplotní měření nebo supravodivý magnetický obvod pro získání vnějšího magnetického pole.

- **Modul řízení a registrace**

Modul řízení a registrace zajišťuje synchronizaci činnosti a komunikaci jednotlivých modulů spektrometru a akumulaci měřených spekter. Je řídicím členem na vnitřní přístrojové sběrnici.

Modul je řízen jednočipovým počítačem PIGGY 32 osazeným mikroprocesorem řady 80C52 (Intel). Mikropočítačový modul obsahuje: mikroprocesor 80C52/ 11,059MHz, externí datovou paměť typu RAM 128kB, externí programovou paměť typu EPROM 32kB, hodiny reálného času, 8-bitovou adresovou a datovou sběrnici a port typu USART (RS232). Sběrnice modulu PIGGY plní funkci vnitřní přístrojové sběrnice spektrometru umožňující obsluhu modulů jednokanálového analyzátoru a generace a řízení rychlosti. Linka RS232 slouží ke komunikaci s řídicím PC.

Blok akumulace spekter zpracovává signály z detektorů. Čítá impulzy, které spadají do jednotlivých registračních kanálů odpovídajících rychlostem pohybu zářiče. Registrace je synchronizována s pohybem zářiče pomocí signálů *Start*, *IA*, *v(akt)*. Lze měřit až čtyři spektra současně s rozlišením 2048 kanálů na rychlostní ose. Blok pracuje nezávisle na funkcích řízení a komunikace, což umožňuje obsluhovat celý spektrometr a komunikaci s jeho okolím bez přerušení právě probíhajícího měření.

Díky samostatnému řídicímu procesoru je přístroj nezávislý na okolí. Pouze na začátku měření je potřeba spektrometr připojit k nadřazenému PC, abychom mohli zadat parametry měření. Po ukončení měření se spektrometr opět spojí s PC a naměřená data jsou uložena. Ve zbytku času pracuje modul zcela nezávisle. [10]

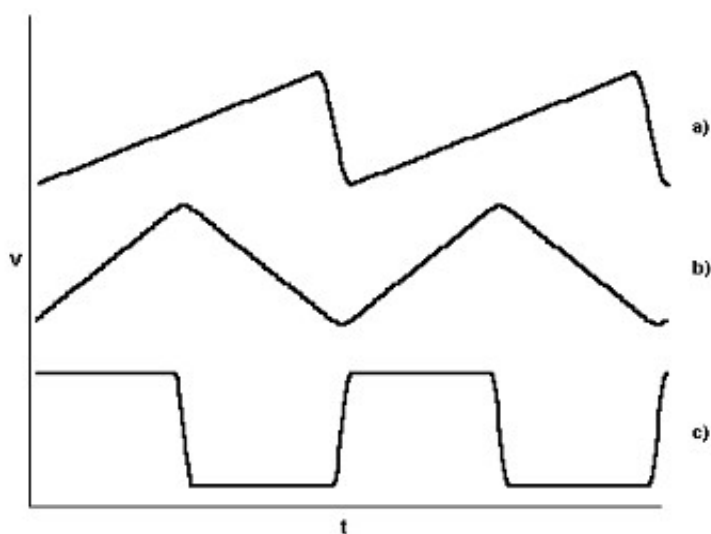
## ● Generátor rychlosti

Modul je řízen signály z vnitřní sběrnice spektrometru řídicí jednotkou. Generuje napětí periodického průběhu o požadované amplitudě a kmitočtu pro řízení pohybu vibrátoru  $v(t)$  a řídicí signály *Start*, *IA* a  $v(akt)$  pro modul registrace spekter. Pracuje na principu formování signálu z datové řady uložené v paměti. Do paměti modulu lze uložit až čtyři průběhy signálů rychlosti pro různé režimy měření. Z binární formy je signál převeden pomocí D/A převodníku na analogový.

Paměť generátoru obsahuje tři druhy signálu rychlosti (viz. Ilustrace 6):

- a) trojúhelníkový asymetrický
- b) trojúhelníkový symetrický (oba pro režim s konstantním zrychlením)
- c) obdélníkový (pro režim s konstantní rychlostí)

Pro dosažení co nejkvalitnější reprodukce zadávaného signálu reálným pohybovým zařízením byl ostrý přechod v bodě zvratu ideálního trojúhelníkového (resp. obdélníkového) signálu rychlosti nahrazen přechodem postupným. Ze signálu tím byly odstraněny vysokofrekvenční složky, které není reálné pohybové zařízení schopné bez velkého zkreslení přenést. [10]



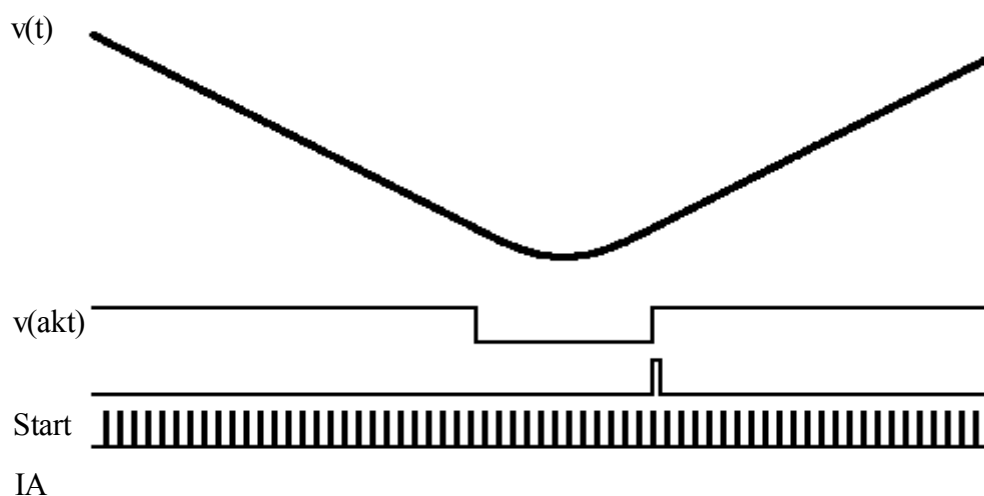
*Ilustrace 6: Nejčastěji používané průběhy rychlosti pohybu zářiče v Mössbauerově spektroskopii*

Současně s generovaným signálem rychlosti jsou generovány i synchronizační impulzy pro řídicí jednotku (viz. Ilustrace 7):

**Start** – určuje konec každé periody měření; používá se k synchronizaci modulu registrace spekter s modulem generátoru; nuluje adresový čítač paměti EPROM s průběhem rychlosti

**IA (inkrement adres)** – inkrementuje adresu registračního kanálu; je generován 2047-krát v každé periodě měření

**v(akt)** – slouží k rozlišení aktivní části průběhu signálu rychlosti v níž probíhá měření o neaktivní části, bodů obratu, kde není rychlost pohybu dobře definována [10]



*Ilustrace 7: Průběhy rychlosti a příslušných tří řídicích signálů*

Následující tabulka 3 uvádí funkční předpisy průběhů signálů rychlosti, které jsou standardně používány u tohoto spektrometru:

<b><i>Trojúhelníkový průběh</i></b>	<b><i>Datová řada</i></b>
pro $k \in \langle 1, 2048 \rangle$	$B = 1024 + k$
pro $k \in \langle 2049, 2304 \rangle$	$B = 3072 + 81,5 \sin [(k-2048).\pi/ 256]$
pro $k \in \langle 2305, 4352 \rangle$	$B = 5376 - k$
pro $k \in \langle 4353, 4608 \rangle$	$B = 1024 - 81,5 \sin [(k-4352).\pi/ 256]$
<b><i>Pilový průběh</i></b>	<b><i>Datová řada</i></b>
pro $k \in \langle 1, 4096 \rangle$	$B = 1024 + 0,5k$
pro $k \in \langle 4097, 4608 \rangle$	$B = 1026 \sin \{[86+(k-4096).188/512].\pi/ 180\}+2047,5$
<b><i>Obdélníkový průběh</i></b>	<b><i>Datová řada</i></b>
pro $k \in \langle 1, 2048 \rangle$	$B = 3072$
pro $k \in \langle 2049, 2304 \rangle$	$B = 2047,5 + 1024 \cos [(k-2048).\pi/ 256]$
pro $k \in \langle 2305, 4352 \rangle$	$B = 1024$
Pro $k \in \langle 4353, 4608 \rangle$	$B = 2047,5 - 1024 \cos [(k-4352).\pi/ 256]$
<b><i>Nulový průběh</i></b>	<b><i>Datová řada</i></b>
pro $k \in \langle 1, 4608 \rangle$	$B = 2048$

*Tabulka 3: Datové řady pro vytvoření různých průběhů signálu rychlosti*

- **Výkonová část s PID regulací**

Signál rychlosti  $v(t)$  se přivádí do výkonové části, která současně funguje jako zpětnovazební regulátor. V této části MS dochází k zesílení a výkonovému přizpůsobení rychlostního signálu pro pohybové zařízení, řídicí signál je několika stupni zesílen, poté přiveden na zadávací cívku elektrodynamického pohybového zařízení. Modul na principu zpětné vazby budí zadávací cívku vibrátoru tak, aby skutečná rychlost pohyblivé části vibrátoru snímaná pomocí měřicí cívky vibrátoru byla v souladu s generovaným signálem. Parametry PID regulace jsou nastavovány pomocí odporových trimrů. [10]

- **Detektory**

Slouží k detekci  $\gamma$  částic, jejichž energii je úměrná amplituda výstupního impulsu. V Mössbauerově spektroskopii se používají detektory plynové, polovodičové, scintilační a speciální detektory konverzních elektronů. Pro detekční účely byla vyvinuta scintilační sonda s  $\text{YAlO}_3:\text{Ce}$  krystalem. Hlavní výhodou při použití tohoto typu krystalu je krátká doba jeho scintilace, která umožňuje měření při vyšších aktivitách použitého zářiče ve srovnání s běžněji používaným krystalem  $\text{NaI}(\text{Tl})$ . Nevýhodou použití  $\text{YAlO}_3:\text{Ce}$  scintilačních krystalů je nižší intenzita jednotlivých scintilací oproti  $\text{NaI}(\text{Tl})$ . Toto vede k nutnosti použití vysokofrekvenčního předzesilovače vřazeného co nejbliže za detekční část. [10]

- **Modul analyzátorů (diskriminátorů)**

Modul jednobandových analyzátorů je určen pro jednobandovou analýzu rychlých signálů ze dvou detektorů. Diskriminační hladiny je možné nastavit v intervalu 0 až 1,2V s přesností 0,005V.

Obsahuje čtyři osmibitové digitálně-analogové převodníky. Jednotlivé výstupy digitálně-analogových převodníků jsou doplněny zesilovači. Některé pracují v invertujícím režimu k získání dolních diskriminačních

hladin, další jako analogové sčítačky, na jejichž výstupech jsou napětí horních diskriminačních hladin. Diskriminační hladiny jsou přes integrační články přivedeny na invertující vstupy komparátorů. Na neinvertující vstupy komparátorů je přiveden zesílený signál z detektorů. Výstupy komparátorů řídí činnost obvodů logiky diskriminace. [10]

- **Pohybové zařízení**

Použité elektrodynamické pohybové zařízení pracuje na principu dvou cívek – zadávací a měřicí. Pohyblivá část vibrátoru je zavěšena na polyamidových vlákních. Vibrátor použitý ve spektrometru MS 96 má průměr 48 mm, 62 mm a hmotnost pouhých 360 g, přičemž hmotnost pohyblivé části je 6,5 g. Řídící cívka je navinuta z měděného drátu průměru 0,07 mm o odporu 50  $\Omega$ , odpor měřicí cívky je 240  $\Omega$  a její vinutí je z měděného vodiče o průměru 0,05 mm. Rozsah rychlostí je do 30 mm.s<sup>-1</sup> a nelinearita nižší než 0,1%. Rezonanční kmitočet je 34 Hz. [10]

- **PC a Virtual instrument**

Komunikace uživatele se spektrometrem může probíhat v základní formě pomocí terminálu a skupiny textových příkazů nebo pomocí grafického uživatelského rozhraní vyvinutého v programovacím jazyce LabVIEW.

*Terminálový režim* umožňuje základní práci se spektrometrem přes libovolný počítač se sériovým portem a jednoduchým programem, který umožňuje komunikaci přes tento sériový port. V komunikačním programu musíme nastavit správné parametry komunikace: 19 200 b/s, 8 datových bitů, 1 stop bit, bez parity. Po tomto nastavení lze se spektrometrem komunikovat pomocí jednoduchých textových příkazů. K přednostem tohoto režimu patří komunikace na elementární úrovni a nezávislost na operačním systému počítače, jeho hlavní nevýhodou je nízká přehlednost a nulový komfort obsluhy spektrometru.



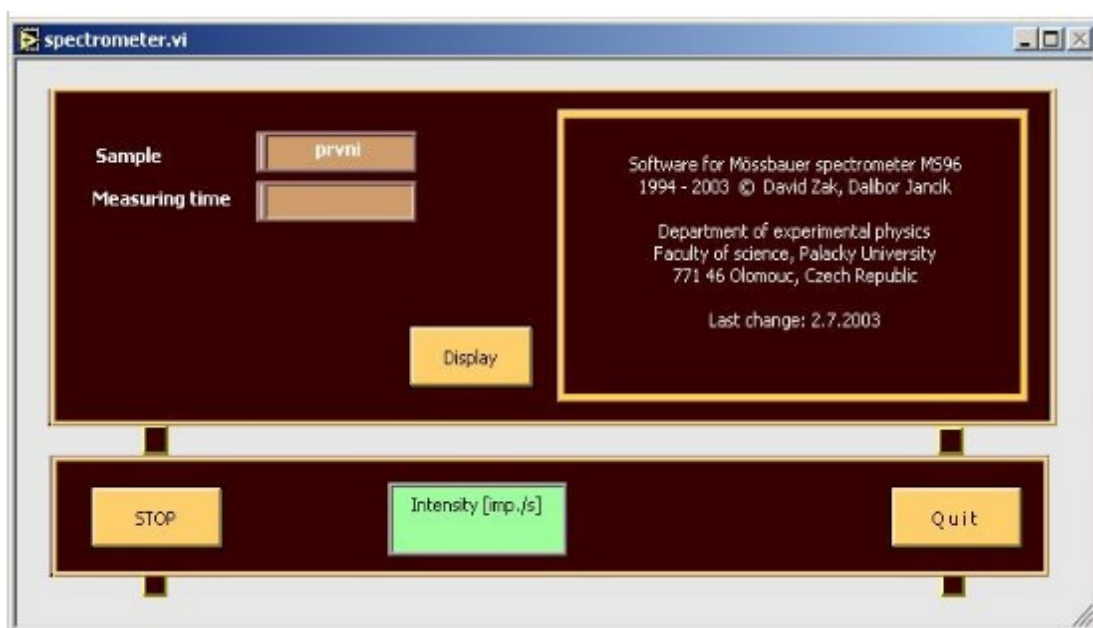
*Grafický uživatelský program* umožňuje plně komfortní práci se spektrometrem a naměřenými spektry. Veškerá komunikace s uživatelem probíhá formou dialogových oken systému Windows. Tento software umožňuje průběžné zobrazení a archivaci měřených spekter, nastavovat parametry měření na základě profilů, měřit amplitudová spektra detektorů a provádět základní rozbor naměřených spekter. Oproti terminálovému režimu je práce s tímto software nesrovnatelně přehlednější a vzájemné provázání jednotlivých ovládacích prvků snižuje pravděpodobnost chybné manipulace nebo nastavení nesprávných parametrů na minimum. Program je sestaven v programovém prostředí LabVIEW. [10]

LabVIEW (Laboratory Virtual Instruments Engineering Workbench) je obecné vývojové prostředí s množstvím podpůrných knihoven pro vytváření aplikací zaměřených do oblasti měření, tj. sběr, analýzu a prezentaci naměřených dat. Podporuje sběr dat s pomocí většiny v průmyslu i laboratořích používaných datových rozhraní a sběrnicích (RS232, GPIB, VISA, PXI, VXI). Jedná se o plnohodnotný grafický programovací jazyk s datovými a programovými strukturami běžnými u programovacích jazyků (C, Pascal, Basic,...). Výsledný produkt se nazývá virtuálním přístrojem, protože svým uživatelským prostředím a chováním připomíná reálný přístroj ve své fyzické podobě.

Zásadní rozdíl mezi grafickým programovacím jazykem LabVIEW a standardními programovacími jazyky, které pracují na principu postupného zpracování instrukcí programu, je práce založená na principu postupného toku dat. Platí zde pravidlo, že funkční blok zahájí zpracování dat až v okamžiku, kdy má k dispozici platná data na všech svých vstupech a po ukončení zpracování je zašle ke všem svým výstupům. Díky tomu lze snadno realizovat paralelní větve programu, či současného zpracování několika datových toků.

Čelní panel hlavního programu je ukázán na Ilustraci 8. Tento program v

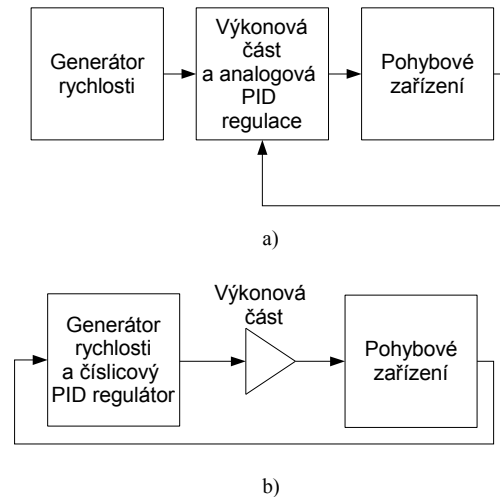
sobě zahrnuje podprogramy nutné pro správnou funkci a obsluhu všech bloků spektrometru. Software umožňuje řízení dostupných funkcí spektrometru, průběžné zobrazení a archivaci měřených spekter, nastavení parametrů měření, měření amplitudových spekter či aktivaci jednotlivých detekčních kanálů. Pro vlastní řízení spektrometru program používá stejnou sadu příkazů jaká je užitá v případě výše zmíněného terminálového režimu. Běžný uživatel však tyto příkazy znát nemusí, interpretaci jeho požadavků do sledu příkazů za něj provádí právě tato aplikace.



*Ilustrace 8: Čelní panel hlavního virtuálního přístroje pro ovládání spektrometru*

## 2 Experimentální část

### 2.1 Návrh řešení



*Ilustrace 9: Rozdíl mezi původním a) a novým b) modulem pro řízení pohybového zařízení MS*

Nový modul spojuje generátor rychlosti a PID regulaci do jednoho bloku (na rozdíl od verze použité v MS 96), následuje výkonové přizpůsobení pro pohybové zařízení. Rozdíl je vidět z Ilustrace 9.

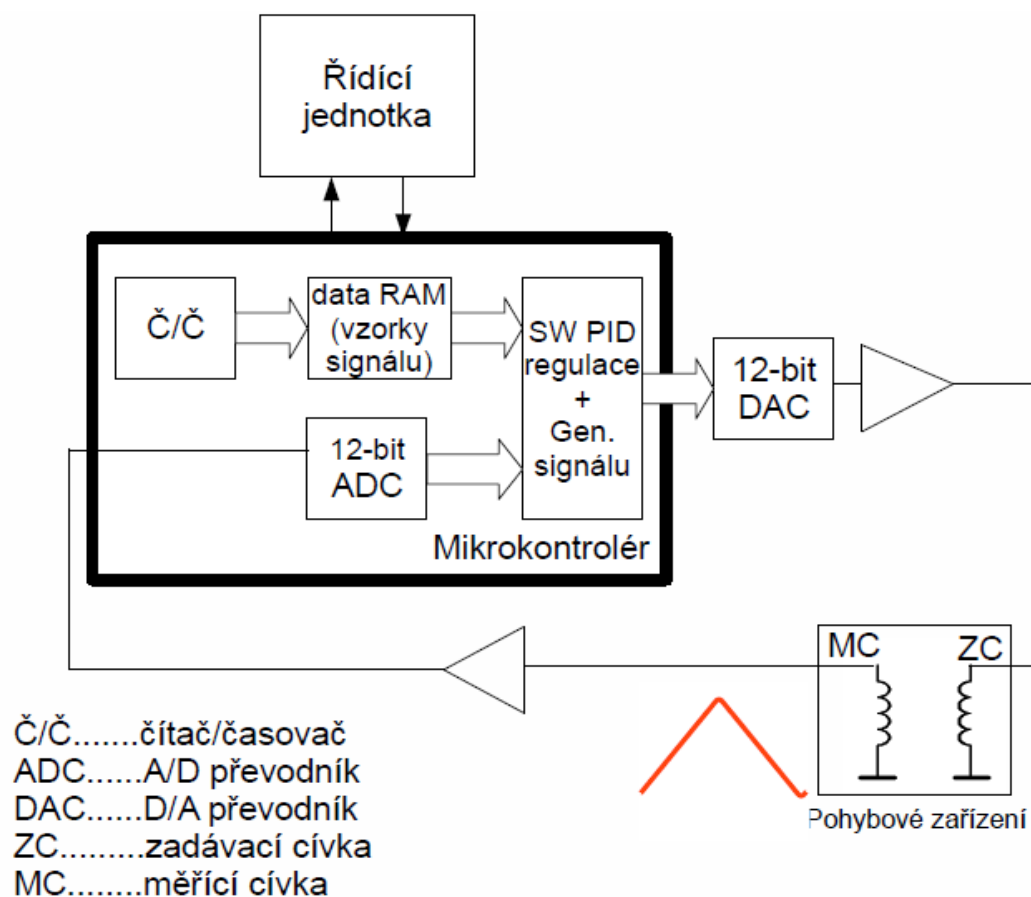
#### **Generátor rychlosti a číslicový PID regulátor:**

Tento blok by měl zajišťovat generování rychlostního signálu s možností výběru frekvence, tvaru (pilový, trojúhelníkový nebo obdélníkový) a amplitudy signálu. Jeho úkolem je rovněž generovat synchronizační impulzy pro řídicí jednotku *Start*, *IA*, *v(akt)* (viz. kapitola 5). V tomto se neliší od svého předchůdce z MS 96.

Zároveň by ale měl plnit funkci zpětnovazebního číslicového regulátoru. Požadované parametry regulace i s ohledem na použité pohybové zařízení: výsledný rozsah rychlostí +/- 15 mm/s a nelinearita rychlostní osy < 0,1%.

**Vlastní realizaci zadaného úkolu lze rozdělit na tyto dílčí části:**

- Návrh a realizace prototypu modulu – fyzické vrstvy (hardware) (blokové schéma nového modulu ukazuje Ilustrace 10)
- Vytvoření programu (software) pro mikrokontrolér



*Ilustrace 10: Podrobné blokové schéma nového modulu zpětnovazební regulace pohybového zařízení MS*

### 2.1.1 Princip činnosti

Podle zvoleného typu tzv. referenčního signálu rychlosti si mikroprocesor připraví v paměti RAM vzorky s průběhem celé periody vybraného signálu. Podle požadované frekvence potom pomocí časovače načítá jednotlivé vzorky z paměti. Reálný signál z měřicí cívky (MC) přichází na vstup A/D převodníku, který je součástí mikrokontroléru, a jeho číslicová hodnota se srovnává s odpovídajícím vzorkem referenčního signálu. Prostřednictvím algoritmu číslicové PID regulace proběhne korekce signálu, který je poté poslán na vnější D/A převodník a výsledný analogový signál je přiveden na zadávací cívku (ZC). Cílem zpětnovazební regulace je dynamicky měnit hodnotu signálu přiváděného na zadávací cívku (ZC) tak, aby měřený signál z měřicí cívky (MC) odpovídal referenčnímu signálu rychlosti.

### 2.1.2 Požadavky na hardware

- počet vzorků na peridou: 4608, rozlišení 12 bitů + 3 bity na signály  $v_{akt}$ ,  $IA$ , a  $start$ ; potřebná paměť RAM  $\geq 9216$  bajtů (vzorky dalších průběhů rychlostních signálů uloženy v programové paměti FLASH)
- rozlišovací schopnost převodníků A/D a D/A: 12 bitů
- rychlost převodu D/A převodníku min. 230400 převodů za 1 s (při maximální frekvenci signálu  $f = 50$  Hz)  $\rightarrow$  max. doba převodu  $\approx 4 \mu s$
- A/D převod je synchronní s D/A (stejné vzorkování)
- komunikační sběrnice I<sup>2</sup>C, SPI

### 2.1.3 Výběr mikrokontroléru

S ohledem na výše uvedená základní kritéria byl původní plán použít mikrokontrolér řady AVR xmega firmy ATMEL, který splňoval všechny požadované parametry včetně rozlišení i rychlostí A/D a D/A převodníků, tedy vše na jednom čipu. Tento typ ovšem nebyl v době počátečního navrhování modulu na trhu k dispozici. Proto bylo nutné hledat vhodný typ mikrokontroléru na jiné platformě.

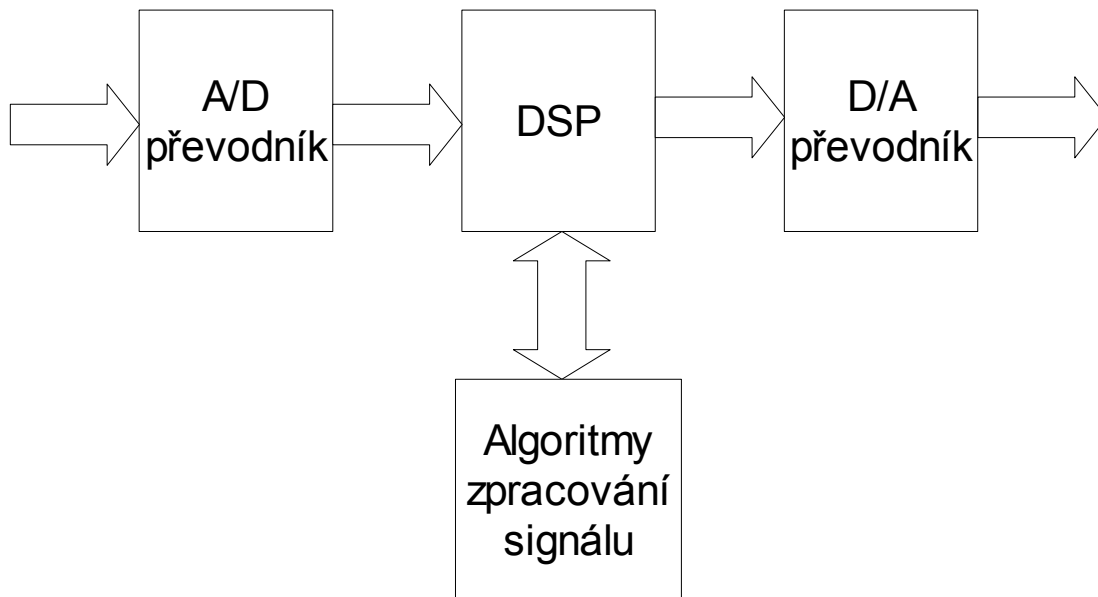
Firma Microchip poskytuje široký výběr různých jednočipů – od 8-bitových až po 32-bitové. Mezi ně patří také skupina 16-bitových digitálních signálových procesorů (DSP), které vynikají vysokým výpočetním výkonem (až 40 MIPS). DSP jsou obecně optimalizovány pro algoritmy při zpracování digitálně reprezentovaných signálů a jsou schopny průběžně zpracovávat velké množství dat. Cena takových procesorů stále klesá a výkon roste. Použití DSP pro naši úlohu odpovídá typickému blokovému schématu zařízení využívajícího takový typ mikrokontroléru (viz. Ilustrace 11). Přesto se nám nepodařilo najít vhodný typ DSP, který by měl pro naši aplikaci dostatečně rychlý D/A převodník (zhruba 230 ksps<sup>3</sup>). Proto bylo zvoleno řešení s externím převodníkem.

Konkrétně zvolený typ mikrokontroléru byl vybrán **dsPIC33FJ64GP804**, který má následující vlastnosti:

- instrukční soubor 83 instrukcí
  - optimalizovaná instrukční sada pro kompilátory jazyka C
- 16-bitová architektura
- rychlost CPU až 40 MIPS
- Harvardská architektura (oddělená paměť programu a dat)
- 64 kB interní paměti programu FLASH
- 16 kB vnitřní datové paměti RAM
- komunikační periférie: UART, SPI a I<sup>2</sup>C
- analogové periférie:
  - 1 x A/D 12-bitový převodník (500 ksps)
  - 1 x D/A 16-bitový převodník (100 ksps)
- časovače: 5 x 16-bitový a 2 x 32-bitový
- počet I/O vývodů: 35 [5]

---

3 Zkratka ksps znamená „tisíc vzorků za sekundu“



*Ilustrace 11: Blokové schéma řetězce pro zpracování signálu v DSP*

V další části jsou stručně popsány jednotlivé součásti mikrokontroléru, které jsou využity v návrhu této práce.

### **A/D převodník**

Jedná se o zařízení, které realizuje transformaci z analogového do číslicového signálu. Obecně je tvořen dvěma funkčními částmi a to:

1. *vzorkovacím obvodem*, jehož úkolem je nahradit spojitý signál posloupností naměřených diskrétních impulzů
2. *kvantovacím obvodem*, který nahrazuje každý naměřený diskrétní impulz konkrétní číselnou hodnotou (maximální počet rozlišitelných hodnot je roven  $2^{\text{počet bitů}}$ , například 12-bitový převodník umí rozlišit  $2^{12} = 4096$  hodnot) [6]

Více v kapitolách 4.2.1 a 4.2.2 o vzorkování a kvantování analogového signálu.

### **Čítač/časovač**

Čítač je obvod, který počítá impulzy vnějšího signálu. Časovač počítá určitý

počet impulzů, které jsou odvozené od hodinového signálu mikrokontroléru, díky tomu vždy odměřejú určitý časový úsek. Mohou pracovat v různých režimech. V zásadě se při počítání impulzů inkrementuje/dekrementuje (zvětšuje/zmenšuje o 1) příslušný registr podle zvoleného nastavení. [14]

### **Přerušovací systém**

**Přerušení** je reakce procesoru na vnější událost. Tuto událost je třeba obsloužit. Běžící program proto přeruší svou činnost a vykoná tzv. rutinu obsluhy přerušení, po jejímž dokončení se opět vrátí zpátky na místo v programu, ve kterém byl přerušen. Počet přerušení se liší podle typu mikrokontroléru (např. dsPIC33FJ64GP804 má k dispozici 118 různých přerušení). Pro každé přerušení je definován **vektor přerušení**, což je pevně daná adresa v paměti programu, na kterou procesor přesměruje svou činnost v okamžiku potřeby obsloužit danou událost. Vektor přerušení má omezenou délku, proto nemůžeme celou rutinu obsluhy přerušení napsat v místě tohoto vektoru, ale je třeba použít instrukce `GOTO adresa_rutiny`, která nám zajistí skok na příslušnou rutinu. Nejnížší adresa (vektor resetu) má nejvyšší prioritu, nejvyšší adresa posledního vektoru přerušení má nejnižší prioritu (dáno hardwarem). [14]

#### **2.1.4 Výběr vnějšího D/A převodníku**

D/A převodník plní opačnou roli vzhledem k převodníku A/D, tzn. je určen pro převod diskrétního (digitálního) signálu na signál spojitý (analogový).

#### **Kritéria pro výběr**

Hlavní požadavky na D/A převodník pro řešení této úlohy jsou:

1. Rozlišení 12-bitové
2. Požadovaná rychlost: S ohledem na skutečnost, že maximální frekvence signálu rychlosti je 50 Hz a počet vzorků na periodu je 4608, můžeme určit maximální vzorkovací frekvenci:

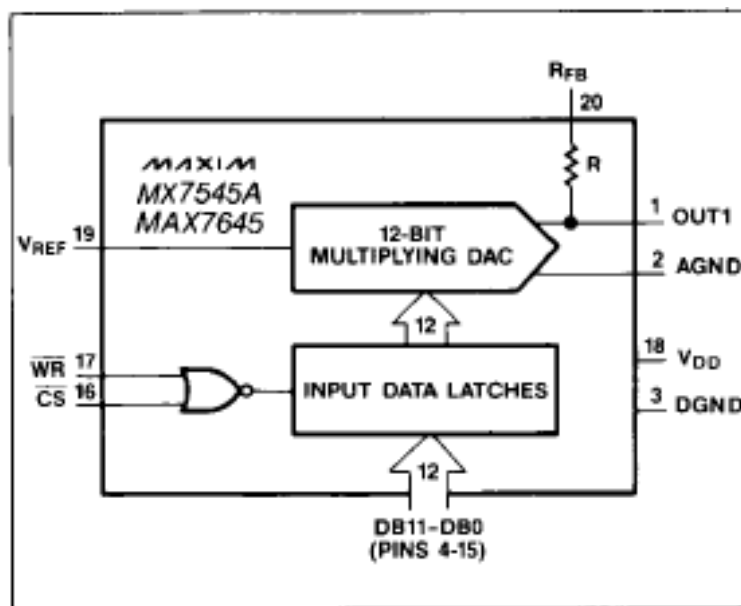
$$f = 50 \cdot 4608 = 230400 \text{ Hz a z ní vyplývající maximální doba převodu} \approx 4,34 \mu\text{s.}$$



Byly vybrány převodníky MAX7645 a AD667, jejichž popis následuje.

### MAX7645

Tento 12-bitový D/A převodník od firmy MAXIM je velmi rychlý. Výrobce udává maximální dobu převodu 1  $\mu$ s. Další výhodou je široký rozsah referenčního napětí. Výstupní signál je ovšem potřeba zesílit.

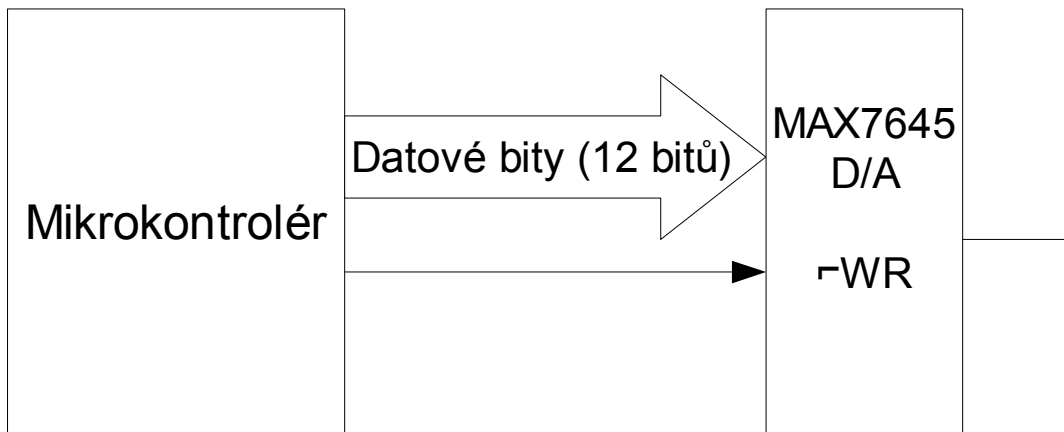


Ilustrace 12: Blokové schéma MAX7645 [7]

### AD667

Tento převodník od firmy Analog devices rovněž vyhovuje kladeným požadavkům. Je o něco pomalejší – výrobce udává maximální dobu převodu 4  $\mu$ s. Výhodou oproti MAX7645 je integrovaný operační zesilovač.

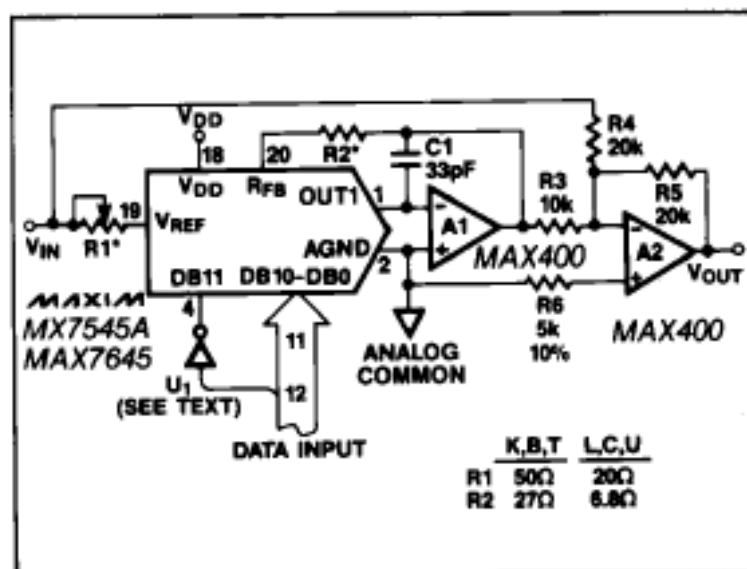




*Ilustrace 14: Propojení mikrokontroléru s vnějším D/A převodníkem*

### Zesílení signálu z D/A převodníku a vytvoření bipolárního signálu

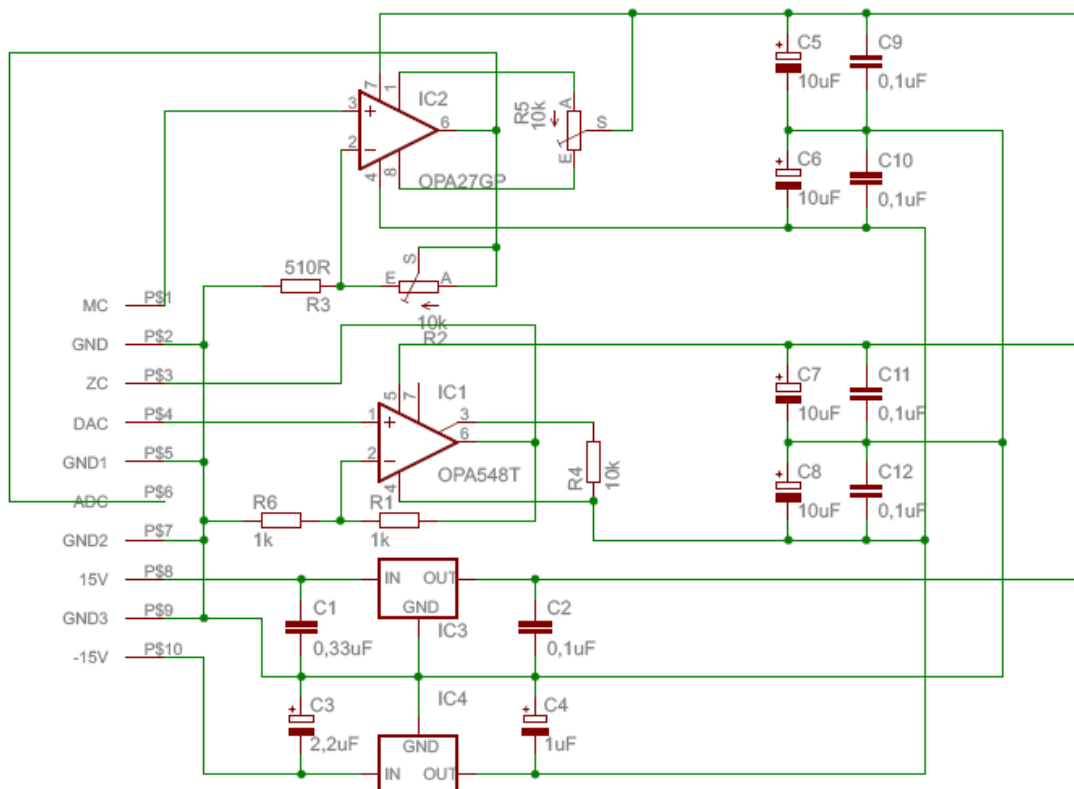
Výstupní signál z D/A převodníku je unipolární. Potřebujeme získat bipolární signál k tomu, abychom ho mohli přivést na zadávací cívku pohybového zařízení. K tomu slouží následující zapojení s operačními zesilovači, které bylo převzato z katalogového listu D/A převodníku MAX7645. (Pro možnost lepšího seřízení offsetu – posunutí signálu byl rezistor R4 nahrazen odporovým trimrem.)



*Ilustrace 15: Zesílení a vytvoření bipolárního signálu [7]*

## Připojení k driveru (výkonové části) pro pohybové zařízení

Bipolární signál, který jsme získali z předchozího zapojení (Ilustrace 15) je potřeba před připojením k zadávací cívce pohybového zařízení zesílit. Rovněž potřebujeme upravit snímaný signál z měřicí cívky. K tomuto účelu byl vyhotoven speciální driver, jehož autorem je Bc. Roman Procházka (viz. Ilustrace 16).

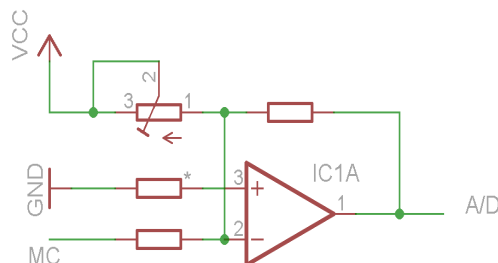


Ilustrace 16: Driver pro pohybové zařízení (autor: Bc. R. Procházka)

## Úprava signálu z měřicí cívky před vstupem do A/D převodníku

Signál z měřicí cívky pohybového zařízení je driverem zesílen, zůstává ovšem bipolární. Vnitřní A/D převodník mikrokontroléru však může zpracovávat pouze signál unipolární v daném napěťovém rozsahu. Je tedy potřeba tento signál znovu upravit, jinými slovy posunout ho do kladné oblasti. Problém řeší jednoduché

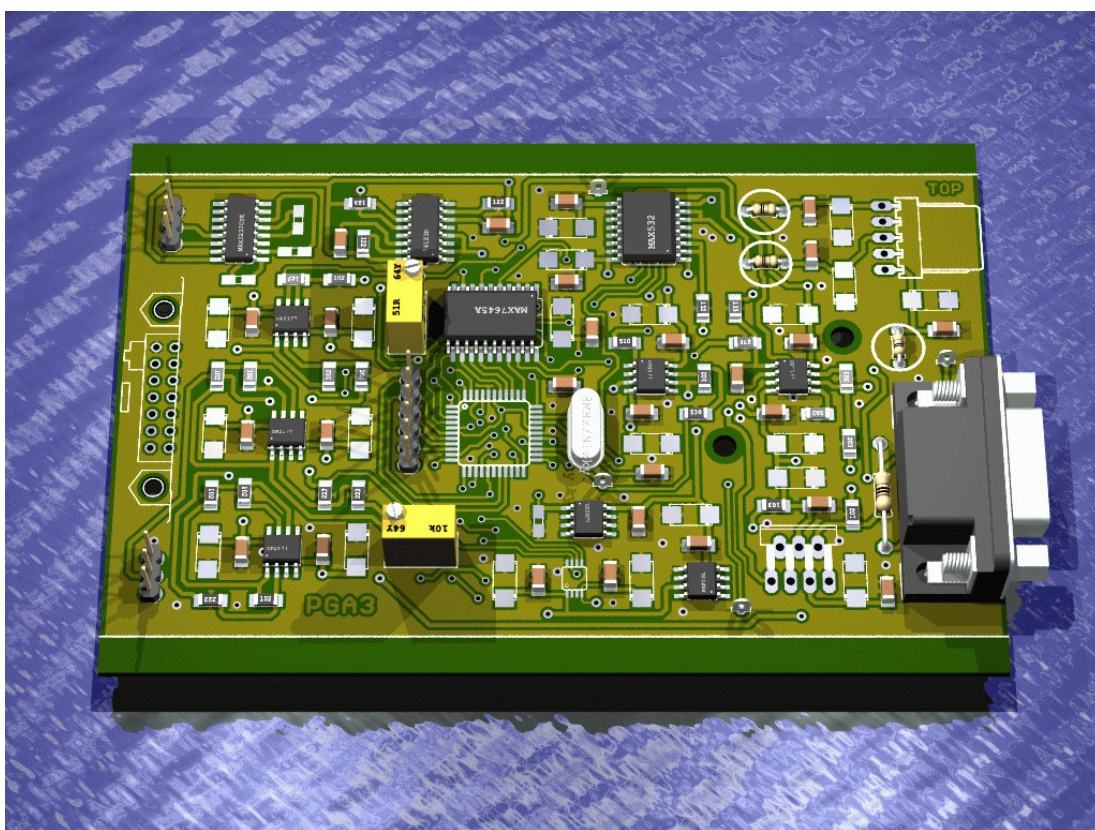
zapojení operačního zesilovače jako sumátoru (přičítá stejnosměrnou složku, jejíž velikost je nastavitelná odporovým trimrem [viz. Ilustrace 17]).



*Ilustrace 17: Úprava signálu před vstupem do A/D převodníku*

Výše uvedená zapojení byla zkušebně ověřena za použití vývojové desky *Explorer 16* od firmy Microchip. Ve spolupráci s vedoucím práce s Mgr. Daliborem Jančíkem, Ph.D. a s Bc. Romanem Procházkou byly tyto poznatky využity k návrhu a výrobě prvního funkčního prototypu.

První funkční prototyp navíc oproti testovacímu zapojení umožňuje digitálně řídit zesílení výkonových prvků pro zadávací a měřící cívku pohybového zařízení s ohledem na možnost měnit amplitudu signálu. Řízení je zajištěno přes SPI sběrnici přímo od mikrokontroléru. Schéma prototypu je uvedeno v příloze 1 a zhotovená deska je v současné době už k dipozici a dochází k jejímu testování (viz. Ilustrace 18).



*Ilustrace 18: Pohled na desku prvního funkčního prototypu*

### ***Tvorba softwaru pro mikrokontrolér:***

#### **Prostředí pro vývoj**

K prvnímu testování a vývoji programového kódu byla použita vývojová deska *Explorer 16* společně s programátorem/debuggerem ICD3 od firmy Microchip. Tato deska umožňuje testovat různé mikrokontroléry. Pro naše účely byl použit modul s procesorem *dsPIC33FJ128GP804*. Součástí vývojové desky je mimo jiné LCD displej, LED diody pro testování portů, potenciometr pro testování A/D převodníku, sériová linka pro připojení RS-232. Samotný program je psán v jazyce C a zdrojový kód vyvíjen v prostředí MPLAB IDE. Pro digitální PID regulaci je použita knihovna *dsp.h*, popsaná v další části tohoto textu.

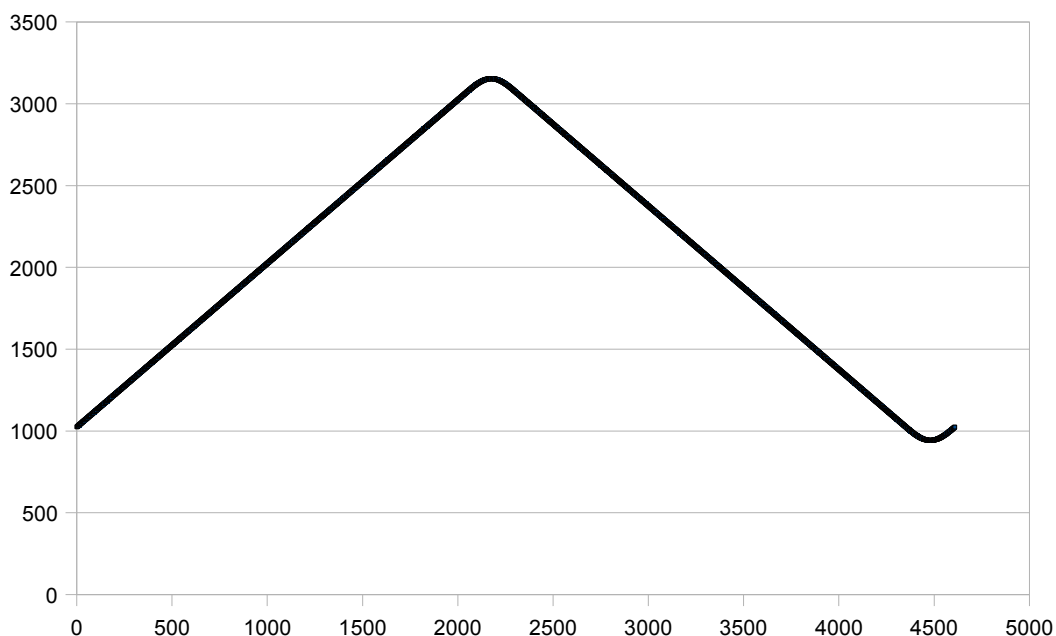
## Vytvoření a uložení datové řady pro generování signálu rychlosti

V nejčastěji používaném režimu spektrometru se používá rychlostní signál s konstantním zrychlením, který má předepsaný (trojúhelníkový) průběh podle následující tabulky 4:

<i>Trojúhelníkový průběh</i>	<i>Datová řada</i>
pro $k \in \langle 1, 2048 \rangle$	$B = 1024 + k$
pro $k \in \langle 2049, 2304 \rangle$	$B = 3072 + 81,5 \sin [(k-2048).\pi/ 256]$
pro $k \in \langle 2305, 4352 \rangle$	$B = 5376 - k$
pro $k \in \langle 4353, 4608 \rangle$	$B = 1024 - 81,5 \sin [(k-4352).\pi/ 256]$

*Tabulka 4: Vytvoření datové řady*

Z této tabulky získáme řadu čísel (celkem 4608 vzorků na 1 periodu), z nichž jsme schopni rekonstruovat signál rychlosti, jehož tvar je zřejmý z následující Ilustrace 19. Jednotlivé hodnoty jsou uloženy do datové paměti RAM mikrokontroléru při inicializaci. Podobným způsobem lze uložit i další průběhy signálů rychlosti.



*Ilustrace 19: Generovaný signál rychlosti podle Tabulky 3*

## Implementace diskrétní PID (PSD) regulace

Digitální signálové procesory (DSP) řady dsPIC firmy Microchip disponují již naprogramovanou knihovnou `dsp.h`, která obsahuje řadu užitečných rutin, mimo jiné i soubor funkcí pro číslicovou PID regulaci, která využívá výše popsany *přírůstkový algoritmus PSD regulátoru* (kapitola 4.2.4). Následující části krátce představují jednotlivé její prvky (funkce a datové struktury), tak jak jsou popsány v dokumentaci `dsp` knihovny v programovacím jazyce C.

### ● Datová struktura `tPID`

Tato datová struktura v sobě zapouzdřuje proměnné pro uložení všech důležitých parametrů regulace [2]:

```
typedef struct {  
    fractional* abcCoefficients;  
    fractional* controlHistory;  
    fractional controlOutput;  
    fractional measuredOutput;  
    fractional controlReference;  
} tPID;
```

Vysvětlení jednotlivých položek struktury `tPID`:

- **fractional\* abcCoefficients** ukazatel na 3 parametry:  $q_0$ ,  $q_1$ ,  $q_2$  (viz. kapitola 1.3.2 část polohový a přírůstkový algoritmus)
- **fractional\* controlHistory** ukazatel na 3 poslední hodnoty regulační odchylky  $e(kT)$ ,  $e[(k-1)T]$ ,  $e[(k-2)T]$
- **fractional controlOutput** vypočtená hodnota akční veličiny  $u(kT)$
- **fractional measuredOutput** měřená hodnota  $y(kT)$
- **fractional controlReference** žádaná referenční hodnota  $w(kT)$



- **Funkce:**

Následující funkce slouží k inicializaci, nastavení a výpočtu parametrů regulace a výpočtu akční veličiny  $u$ .

- **PIDInit**

Rutinu voláme na počátku před zahájením regulace. V tomto okamžiku ještě neznáme žádné hodnoty regulačních odchylek. Proto tato rutina vynuluje 3 poslední hodnoty regulačních odchylek, které jsou uloženy na adrese dané ukazatelem `tPID.controlHistory`. [2]

- **PIDCoeffCalc**

Tato funkce vypočítá koeficienty  $q_0, q_1, q_2$ , na základě hodnot  $K_p (P), K_i (I), K_d (D)$  [2]:

```
abcCoefficients[0] = Kp + Ki + Kd
abcCoefficients[1] = -(Kp + 2*Kd)
abcCoefficients[2] = Kd,
```

kde  $K_p = k_R, K_i = k_R \frac{T}{T_I}, K_d = k_R \frac{T}{T_D}$  a  $q_i = \text{abcCoefficients}[i]$ , kde  $i = 0, 1, 2$

- **PID**

Stěžejní funkce pro výpočet akční veličiny  $u$  v okamžiku  $kT$ . Výpočet je v souladu s výše uvedenou teorií a probíhá takto [2]:

```
controlOutput[k] = controlOutput[k-1]
                  + controlHistory[k] * abcCoefficient[0]
                  + controlHistory[k-1] * abcCoefficient[1]
                  + controlHistory[k-2] * abcCoefficient[2],
```

přičemž `controlHistory[k] = controlReference[k] - measuredOutput[k]`

## Naprogramovaný vlastní program:

Program lze rozdělit na inicializační část, obsluhu přerušení od časovače a hlavní smyčku.

V inicializační části je potřeba zajistit, abychom měli v datové paměti uloženy a připraveny jednotlivé vzorky signálu rychlosti pro jeho rekonstrukci, dále musíme přesně odměřovat čas odpovídající vzorkovací periodě – k tomu je využit časovač. Potom je nastaven A/D převodník a v poslední fázi parametry PID regulace.

- *Inicializace programu:*

Na začátku se inicializují důležité proměnné a jednotlivé komponenty mikrokontroléru:

- Datová řada:

Do datové paměti RAM se uloží řada číselných konstant odpovídající celé periodě signálu rychlosti (trojúhelníkového průběhu) pro jeho rekonstrukci.

- Časovač:

Nastaví se konstanta pro generování přerušení – odpovídá vzorkovací periodě.

- A/D převodník:

Program nastaví 12-bitový režim, formát dat na celočíselný bez znaménka (unsigned integer), dále referenční napětí a požadovanou rychlost převodu. V posledním kroku je převodník zapnut.

- PID regulace:

V deklarované struktuře tPID se nastaví ukazatele na koeficienty  $q_0$ ,  $q_1$ ,  $q_2$  a také ukazatele na historii tří posledních hodnot regulační odchylky. Je volána inicializační procedura PIDInit. Nyní jsou

nastaveny jednotlivé parametry regulace:  $K_p$  ( $P$ ),  $K_i$  ( $I$ ) a  $K_d$  ( $D$ ). Na závěr inicializace se zavolá rutina PIDCoeffCalc pro přepočítání  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  na koeficienty  $q_0$ ,  $q_1$ ,  $q_2$ .

- *Obsluha přerušování od časovače:*

K přerušování dochází tak často, abychom byli schopni rekonstruovat signál rychlosti v závislosti na jeho frekvenci. Časový okamžik mezi jednotlivými přerušováními lze vypočítat:

$$T = \frac{1}{4608 \cdot f_v}, \text{ kde } f_v \text{ je frekvence signálu rychlosti } (f_v \leq 50 \text{ Hz})$$

V obsluze tohoto přerušování se pouze nastaví příznak `TimerFlag`, jehož hodnota se testuje v hlavní smyčce programu.

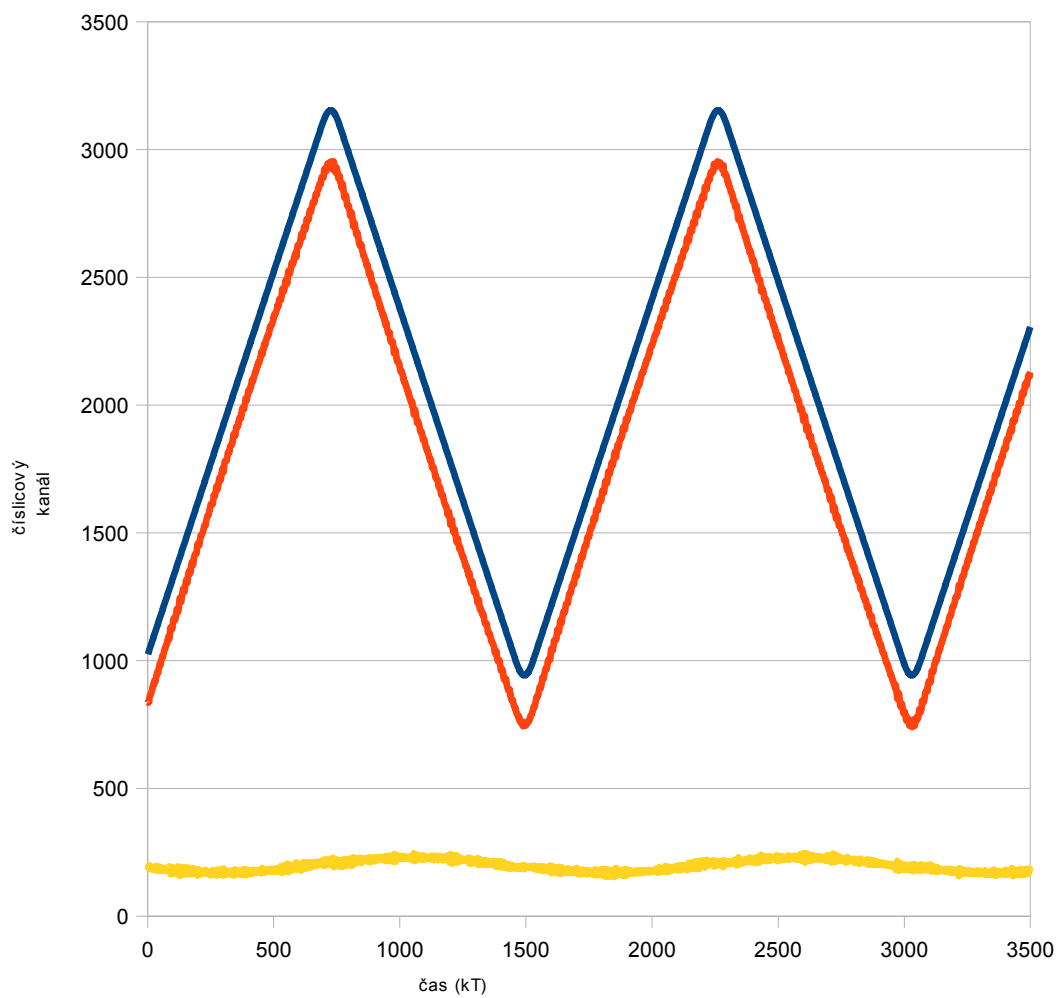
- *Hlavní smyčka programu:*

Po veškerých inicializacích přejde program do nekonečné smyčky, ve které vykonává požadovanou činnost. Dále je popsán jeden cyklus této smyčky. Program čeká na zprávu od časovače, který informuje o tom, zda uběhl požadovaný časový okamžik odpovídající vzorkovací periodě. Zároveň musí být změřena hodnota na A/D převodníku. Obě tyto podmínky musí být splněny, aby mohl program provést regulační krok, tedy výpočet akční veličiny  $u(kT)$ . Z datové paměti RAM si načte aktuální vzorek žádaného (referenčního) signálu rychlosti. Dále si uloží skutečnou měřenou hodnotu z A/D převodníku. Vše se děje v časovém okamžiku  $kT$ . Funkce PID na základě znalosti těchto dvou hodnot a nastavených parametrů ve struktuře `tPID` vypočte hodnotu akční veličiny  $u(kT)$ . Vypočtená hodnota je převedena na celočíselný tvar a poslána na výstupní porty připojené k A/D převodníku. Tento cyklus se neustále opakuje.

### 3 Výsledky a diskuze

Po zapojení a naprogramování modulu se při testování funkčnosti ukázal jako stěžejní problém nastavení parametrů regulace – hodnot P, I a D. Nejprve jsem zkoušel vypočítat tyto hodnoty metodou kritického zesílení regulátoru (metoda Ziegler-Nicholsova). To ovšem nevedlo ke kýženým výsledkům regulace. Při použití vzorců definovaných v kapitole 4.2.6 totiž vyšly vypočtené hodnoty regulace mimo rozsah zadatelných hodnot. Zkoušel jsem proto tyto parametry volit postupným zvyšováním od 0. Nejprve jsem pracoval pouze s proporcionální složkou P. Nejlepšího výsledku bylo dosaženo při hodnotě  $P = 32000$ , kdy regulace dosahovala očekávaných hodnot (viz. Ilustrace 20). Při dalších experimentech se složkami I a D, kdy jsem postupně zvyšoval jejich hodnoty, k žádoucímu zlepšení regulačních vlastností již nedocházelo, naopak se systém destabilizoval. Z teoretického hlediska by k nejlepší regulaci mělo dojít při optimální kombinaci všech tří parametrů P, I a D. Bude proto potřeba ještě hledat jiné kombinace pro I a D. V současné době platí jako nejlepší výsledek regulace při využití pouze složky P s hodnotou 32000.

Z Ilustrace 20 vidíme, že regulovaný signál sleduje referenční signál. Maximální relativní odchylka vychází asi na 25 %. Pro optimální seřízení by regulační odchylka měla být udržována na minimální dosažitelné hodnotě.



- Referenční signál w (kT)
- Měřený signál y(kT)
- Regulační odchylka e(kT)

*Ilustrace 20: Výsledky regulace*

## **Závěr**

Základní cíl této práce – digitální regulace pohybového zařízení – byl splněn. Při návrhu prvního prototypu došlo k určitým chybám, na jejichž odstranění se pracuje. Dále zbývá naprogramovat komunikaci s řídicí jednotkou a také komunikaci s digitálně řízenými zesilovači pro možnost úpravy amplitudy signálu rychlosti.

Na přiloženém CD jsou uloženy všechny zdrojové soubory, ze kterých byl vytvořen software pro mikrokontrolér.

## Seznam použitých zdrojů

- [1] Balátě, J.: *Automatické řízení*, BEN, 2004
- [2] Dokumentace od firmy Microchip: *DSP library* (viz. [www.microchip.com](http://www.microchip.com))
- [3] Procházka, R.: *Statistická analýza a digitální zpracování Mössbauerovských spekter*, 2007
- [4] <http://www.fs.vsb.cz/books/cislicovaregulace/>
- [5] <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en532311>
- [6] Mašláň, M.; Žák, D.: *Analogové obvody*, 1994
- [7] <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX7645-MX7545A.pdf>
- [8] Mašláň, M.: *Mössbauerova spektroskopie*, 1992
- [9] *Automa*, odborný časopis pro automatizační techniku, číslo 3/2003
- [10] Žák, D.: *Mössbauerovský spektrometr – analytický přístroj pro laboratoře i průmyslové použití*, 1998
- [11] <http://www.fm.tul.cz/~krtsub/fm/par/digitalPID.pdf>
- [12] Modrlák, O.: *Teorie automatického řízení II. - ZÁKLADY ČÍSLICOVÉHO ŘÍZENÍ*, 2004
- [13] [http://www.sse-najizdarne.cz/dokumenty/studijni\\_materialy/automatizace.pdf](http://www.sse-najizdarne.cz/dokumenty/studijni_materialy/automatizace.pdf)
- [14] Matoušek, D.: *Práce s mikrokontroléry AVR*, 2006

