

UNIVERZITA J. E. PURKYNĚ V ÚSTÍ NAD LABEM
FAKULTA VÝROBNÍCH TECHNOLOGIÍ A MANAGEMENTU

MECHATRONIKA
PŘEHLED PROBLEMATIKY PRO STROJAŘE

Prof. Ing. Milan Apetaur, DrSc.

Doc. Ing. Josef Soukup, CSc.

Ústí nad Labem, 2014

Recenze: Prof. Ing. Štefan Segla, CSc.
Prof. Ing. Milan Okrouhlík, CSc.

© Prof. Ing. Milan Apetaur, DrSc., doc. Ing. Josef Soukup, CSc., 2014

ISBN 978-80-7414-693-0

OBSAH

1.	Úvod	9
2.	Základní disciplíny mechatroniky	10
3.	Mechatronický přístup k vývoji výrobku	11
4.	Mechatronické modelování	12
4.1	Matematické modelování jako součást vývoje	12
4.2	Matematické modelování jako součást řídicího modulu	14
5.	Moduly mechatronických soustav	14
5.1	Řízená mechanicko – elektrická soustava	14
5.2	Senzory	16
5.3	Zpracování procesních dat („Preprocessing“)	17
5.4	Počítače a počítačové sítě	21
5.5	Postprocessing	25
5.6	Aktuátory	27
6.	Řízení mechatronických soustav	28
6.1	Základní úkoly řízení	28
6.2	Základní rozdělení mechanicko-elektrických soustav (včetně aktuátoru) podle požadavků na jejich algoritmy řízení	29
6.3	Základní typy řízení	30
6.4	Algoritmy řízení	31
7.	Bezpečnost mechanických systémů	33
7.1	Typy poruch komponent mechanických soustav	33
7.2	Metody analýzy bezpečnosti provozu	34
7.3	Detekce poruch senzorů aktuátoru a celých soustav	35
7.4	Kategorie zabezpečení provozu mechanické soustavy	36
7.5	Redundantní systémy	36
7.6	Analytická redundance	37
7.7	Komponenty tolerantní na poruchu	38
P.	Příklady řešení mechatronických systémů	39
P1.	Řešení předstihu zapalování zážehových pístových motorů	39
P1.1	Problematika	39
P1.2	Požadavky motoru na zapalování	39
P1.3	Popis jedné používané elektrické zapalovací soustavy	43
P2.	Elektrická zapalovací soustava	47
P2.1	Problematika	47
P2.2	Příčiny „klepání“ motoru	48
P2.3	Detekce klepání	48
P2.4	Algoritmus řízení předstihu „KNOCK CONTROL“	50
P2.5	Adaptive KNOCK CONTROL	51
P3.	Ovládání škrťací klapky v sacím potrubí zážehového spalovacího motoru	51
P3.1	Problematika	51
P3.2	Dynamicky redundantní FAIL-TOLERANT uspořádání	52
P3.3	Pozorovatel jako matematický model procesní soustavy	53
P3.4	Stejnoseměrný motor s vnější komutací	54
P3.5	Hallův senzor	55
P4.	Soustavy s krokovým rotačním elektromotorem	56
P4.1	Problematika	56
P4.2	Krokový rotační elektromotor (KM)	56
P4.3	Krokový VR motor	57

P4.4	Základní teorie jedné fáze VR motoru	58
P4.5	Základní úvahy o přepínání fází VR motoru	59
P4.6	Základy řízení krokových motorů	60
P4.7	Charakteristické vlastnosti krokového motoru	62
P4.8	Jednoduchý matematický model VR motoru	62
P4.9	Běžné krokové motory a jejich řízení	65
P5.	Elektrohydraulické zkušební zařízení	66
P5.1	Problematika	66
P5.2	Popis základních hydraulických součástí procesní soustavy	67
P5.3	Dynamika procesní soustavy	69
P5.4	Regulace	70
P5.5	Kvalita sledování	71
P5.6	Zjednodušený model procesní soustavy a její regulace v MATLABu	72
P5.7	Indukční a optoelektronické senzory rychlosti a polohy	75
P5.8	Nároky na hydraulickou zdrojovou soustavu	78
P5.9	Hydraulická zdrojová soustava	78
P5.10	Řízení hydraulické zdrojové soustavy	79
P6.	Stabilizace vozítka typu SEGWAY	80
P6.1	Problematika	80
P6.2	Základní teorie vozítka	81
P6.3	Některé otázky praktického provedení	85
P6.4	Pohonná soustava – odhad požadavků	85
P6.5	Poznámky k pulznímu řízení stejnosměrného motoru	87
P6.6	NEMS gyroskopy	90
P6.7	Obecné úvahy o měření úhlové rychlosti	92
P6.8	Eliminace Driftu při stanovení úhlu naklopení	93
P7.	Mísení kapalin ve směšovací nádobě	95
P7.1	Problematika	95
P7.2	Definování příkazu	95
P7.3	Citlivostní analýza	97
P7.4	Řízení průtoku ventilem - zjednodušený lineární model. Optimalizace řízení WQ	98
P7.5	Regulace průtoku kapaliny potrubím klapkovým ventilem	104
P7.6	Zpřesněné uvažování stacionárního průtoku klapkovým ventilem	109
P7.7	Měřicí metody a senzory	109
P7.8	Ultrazvukové měření molární koncentrace rozpustné látky v základní kapalině	110
P7.9	Ultrazvukové měření průtoku kapaliny potrubím	110
P7.10	Měření tlaku prostředí rezonančními senzory	111
P8.	Automobilové systémy ABS/ASC	114
P8.1	Problematika	114
P8.2	Vývin sil na pneumatikách	115
P8.3	ABS – mechanicko-hydraulická soustava	117
P8.4	Některé mechanicko-hydraulické komponenty ABS/ASC	118
P8.5	Základní dynamika brzděného kola. Příklad v Matlabu	119
P8.6	Regulace	121
P8.7	Systém ASC	126
P8.8	Snímání rychlosti otáčení kola	127
P8.9	Problematika stanovení úhlové rychlosti a úhlového zrychlení otáček kola	129
P9.	Systém ESC (Elektronic Stability Kontrol) osobních automobilů	130
P9.1	Problematika	130
P9.2	Matlab: rovinný model jízdy automobilu	130
P9.3	Funkce ESC	133
P9.4	Popis běžných soustav ESC	134
P9.4	Obecný popis regulace ESC	136

P10.	Zařízení pro vysoce přesné soustružení	139
P10.1	Problematika	139
P10.2	Popis experimentálního provedení	140
P10.3	Piezoelektrické elementy	141
P10.4	Piezoelektrické aktuátory	143
P10.5	Měření pohybu osy rotace vřetene	144
P10.6	Senzory vzdálenosti na bázi vířivých proudů	144
P10.7	Měření posuvu nástroje (soustružnického nože)	145
P11.	Vysoce přesné posuvné stoly pro SPM mikroskopy	146
P11.1	Problematika	146
P11.2	Příklad zařízení pro posuv stolu	146
P11.3	Krokové posuvníky	147
P12.	Piezoelektrické ultrazvukové motory	149
P12.1	Problematika	149
P12.2	Motory využívající stojatého vlnění převaděče	149
P12.3	Motory využívající postupného vlnění převaděče	150
P13.	Magnetoreologický tlumič vibrací jako součást odpružené sedačky řidiče	153
P13.1	Problematika	153
P13.2	Popis vlastností tlumičů vibrací	154
P13.3	Magnetoreologické tlumiče	156
P13.4	Magnetoreologická kapalina a její vlastnosti	156
P13.5	Vlastnosti konkrétního magnetoreologického tlumiče pro tlumení pohybů odpružené sedačky	157
P13.6	Možnosti využití vlastností MGR tlumičů v odpružených sedačkách. Algoritmus „SKYHOOK“	160
	Literatura	165

PŘEDMLUVA

Mechatronika je vědecko-technický multidisciplinární obor. Obsahuje řadu technických a přírodovědných disciplin, vyučovaných samostatně na různých vysokých školách, často ve vícesemestrálních kurzech. Jejím základem jsou discipliny mechanicko-elektrické, elektronické a počítačové inženýrství. Ve své plně šíři je proto nenaučitelná, a tedy také neučitelná.

Podstatou mechatroniky je provázanost jejích jednotlivých disciplin. Dobrý výrobek se složitějšími funkcemi nemůže vzniknout bez uplatnění poznatků různorodých odvětví. Na jeho vývoji se musí podílet odborníci různých profesí. Má-li být jejich spolupráce úspěšná, musí každý odborník porozumět požadavkům a možnostem jejich splnění v odvětvích ostatních, na vývoji se podílejících.

Tato skripta jsou psána z hlediska strojaře a pro strojaře s dobrým vědním základem. Strojařská problematika je proto v nich zmiňována jen okrajově. Zaměřují se hlavně na orientační výklad problematik v jiných disciplínách, které s mechatronickým vývojem strojařského výrobku přímo souvisí, aniž by v nich bylo zacházeno do hloubky, potřebné k jejich podrobnějšímu zvládnutí.

Jejich hlavním cílem je zprostředkování vědomí o komplexnosti současných i budoucích výrobků a o možnosti hledání nových řešení, umožněných přiřazením současných výdobytků elektronických, počítačových, atd. odvětví ke klasické strojařině.

Skripta předpokládají základní znalosti předmětů, přednášených v základním studiu na strojních fakultách vysokých škol (celá mechanika, elektrotechnika, elektronika, automatizace). Jsou rozdělena na dvě části.

V první části (Kapitoly 1 až 7) je stručně pojednána podstata mechatroniky a jsou obecně zmíněna některá témata hlavních disciplin, které jsou její bezprostřední součástí. Popisy jsou stručné, částečně heslovité. Podrobnosti k nim si musí čtenář vyhledat ve specializované literatuře.

V druhé části (Kapitoly P1 až P13) jsou uvedeny některé příklady mechatronických soustav. Příklady jsou voleny víceméně náhodně tak, aby zasahovaly do co možná nejširší problematiky. Jsou poměrně úzce specializovány a je možné, že čtenáři je nebudou schopni do detailu pochopit. Toto zde ovšem není jejich úkolem. Slouží jako ukázky postupu řešení, od základního účelu probírané soustavy a její mechanické podstaty až ke způsobům a provedení jejího řízení.

Poměrně velká pozornost je v příkladech věnována některým, strojařům nepříliš známým, součástem mechatroniky, jako MEMS sensorům, piezoelektrickým elementům, magnetoreologickým kapalinám, atd.

Některé příklady jsou provázány matematickými modely v MATLABu, které umožňují, aby si čtenář v případě zájmu mohl sám sledovat vliv změn parametrů soustavy na její funkci. Předkládaná řešení je nutno považovat pouze za příklad, jak by se daný problém dal řešit, nikoliv jako vzor praktického řešení! Číselné parametry, pokud jsou v nich uváděny, jsou pouze odhady skutečných hodnot, nevztahují se ke konkrétním případům a nemohou proto být použity jako podklad ke konkrétním úlohám!

Podklady pro zpracování těchto skript byly čerpány z pramenů, uvedených v *Literatuře*, ale také z informací uvedených na internetu.

Některé obrázky byly převzaty bez podstatnějších úprav, včetně popisů v originálním jazyce. Jsou opatřeny českým překladem. Autor se domnívá, že toto není na škodu, protože takto se může zvýšit i jazyková erudice čtenáře. Základní podrobnou literaturu je velmi často nutno najít v angličtině (někdy i němčině), a čtenář je ve své praxi často konfrontován s různými označeními a symboly a musí se umět jim přizpůsobit. Z těchto důvodů byla ponechána i původní označení a symbolika zdroje, odkud bylo čerpáno. Označení a schémata nejsou tedy v textu jednotná a někdy i neodpovídají ČSN.

Za překreslení řady obrázků děkuji p. Ing. Františku Klimendovi.

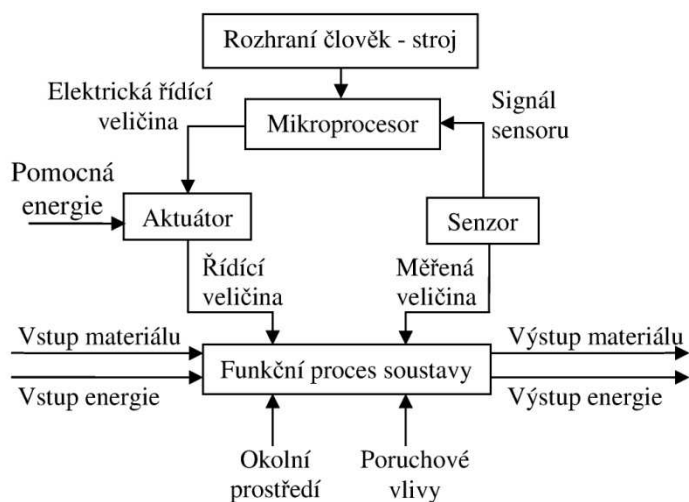
1. ÚVOD

Výkonnost technických soustav se dá podstatně zvýšit spoluprací mechanických komponent (včetně komponent hydraulických nebo pneumatických) s komponentami elektrickými a elektronickými, doprovázenými vhodným řízením prostřednictvím IT technologií. Dosažení úspěšné spolupráce takto odlišných prvků a stavebních skupin s počítači vyžaduje, od počátečního návrhu až po realizaci, jednotící postup, beroucí ohled na požadavky jednotlivých disciplin. Kolem roku 1970 byl tento postup nazván „mechatronics“, jako název složený ze slov „mechanics“ a „electronics“. V průběhu času se z něho vyvinul současný inženýrský obor **Mechatronika**.

Jedněmi z prvních civilních produktů mechatronického přístupu a mechatronického myšlení byly CNC obráběcí stroje, po nichž následovaly CNC obráběcí centra a CNC robotická centra obráběcí, svařovací, montážní, atd.

Mechatronický postup respektuje již při vývoji technického produktu, mechatronické soustavy, interdisciplinární spolupráci jednotlivých stavebních prvků a jejich vzájemné ovlivňování se. Mechanické, elektrické a elektronické dílčí soustavy, vázané kontrolními algoritmy, tak tvoří funkční celek. Dílčí soustavy se neprojektují odděleně v následných krocích, ale současně s ohledem na zvolenou optimalizační strategii.

Mechatronické soustavy jsou řízené elektromechanické soustavy optimalizované vzhledem k účelu jejich využívání pomocí možností všech uvedených disciplin.



Obr. 1.1 *Obecné schéma mechatronické soustavy* [3]

Obecné schéma mechatronické soustavy je na obr. 1.1. Soustava má vykonávat určitou činnost, funkční proces, který využívá vstupního materiálu a vstupní energie a přetváří je na výstupní materiál a výstupní energii. Na tento proces působí jak vlivy okolního prostředí (např. teplota, atp.), ale i jiné poruchy (např. napětí napájecí sítě, atp.). Činnost soustavy je řízena pomocí aktuátorů, které ovlivňují postavení řídicích orgánů soustavy (např. ventilů, převodů, rozvaděčů atp.). Nastavení aktuátorů je řízeno signály mikroprocesorů, které jsou programovány člověkem-operátorem. Proces v soustavě je monitorován senzory, jejichž signály mohou zpětnovazebně ovlivňovat řídicí pochody produkované mikroprocesory, případně i rozhodnutí operátora.

Kromě optimalizace funkčních vlastností mechatronické soustavy se stále důležitějším problémem mechatronického řešení stává minimalizace spotřeby energie při jejím využívání.

Typickým příkladem mechatronického postupu je využití mikroprocesorů, „smart“ senzorů a digitální řídicí techniky v leteckém a automobilovém inženýrství, jímž se docílilo nejen radikálního zlepšení funkčních vlastností výrobků, ale i jejich zjednodušení, snížení hmotnosti, spotřeby energie a konečně i ceny.

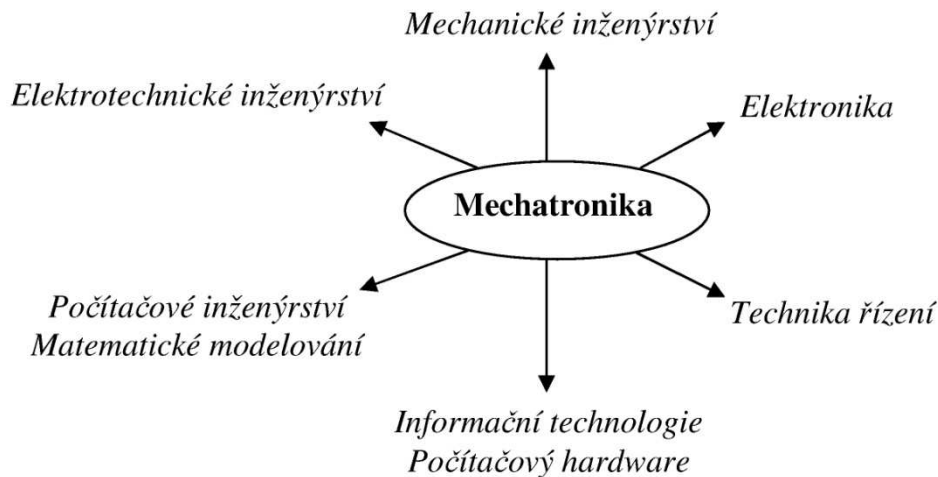
2. ZÁKLADNÍ DISCIPLÍNY MECHATRONIKY

Základem každého výrobku je jeho mechanické provedení, které umožňuje realizaci jeho funkce. Jeho činnost je velmi často zabezpečena přívodem elektrické energie. Stroj musí být vždy určitým způsobem řízen, při čemž jednoduché mechanické (např. odstředivý regulátor otáček, atp.) nebo elektrické (spínače, atp.) prostředky současným požadavkům již nevyhovují, takže musí být použity sofistikovanější řídicí soustavy na bázi elektronické.

Regulace a řízení každého stroje, jehož funkce má složitější povahu, vyžaduje v každém okamžiku co možná nejpodrobnější znalost okamžitých procesních (tj. realizovaných) veličin a současně i poruchových veličin, neboli vyžaduje vybavení stroje příslušnými senzory. Z nich získané signály je nutno následně inteligentně vyhodnotit a využít ke stanovení regulačních postupů na základě zvolených řídicích algoritmů. Tyto se pak realizují v aktuátorech řídicí soustavy, ovlivňujících parametry nastavení stroje.

Analogové zpracování jak změřených signálů, tak i tvorba a přenos řídicích signálů je dnes již výjimečné vzhledem k těžkopádnosti vlastního provedení (přenos dat, velikost prvků, spojování prvků), takže běžně používaná technika je digitální, používající mikroprocesory a současného přenosu více signálů jedním kabelem.

Jednotlivé dílčí obory, které se v mechatronice propojují, jsou schematicky znázorněny na schématu.



Definice (viz též Wikipedie):

Mechatronika je multidisciplinární obor, synergicky integrující mechanické inženýrství, elektroniku a elektrotechniku, techniku řízení, počítačové inženýrství a případné další obory (např. fyziku materiálů, optické inženýrství, atd.).

Výsledkem mechatronického řešení má být produkt, vykonávající příslušnou požadovanou činnost co nejekonomičtěji s optimální rychlostí, přesností a spolehlivostí.

Mechanické inženýrství má v mechatronice nezastupitelnou roli tím, že vytváří fyzikální podmínky pro realizaci požadované činnosti výsledným produktem. Po stránce návrhové tedy obsahuje statické, kinematické a dynamické, hydro- a pneumodynamické výpočty konečného produktu. Po stránce konstrukční obsahuje konstrukční návrhy, statické a dynamické dimenzování všech jeho součástí a skupin, volbu materiálů a výrobních technologií, a tvorbu konstrukční dokumentace s následným experimentálním ověřením. Po stránce výrobní obsahuje zabezpečení výroby a montáže konečného produktu včetně, u sériových produktů, případné realizace automatizovaných a robotizovaných pracovišť. Mechanické inženýrství zasahuje tedy do všech dílčích oborů mechatroniky, protože je fyzicky realizuje.

Elektrotechnické inženýrství se podílí hlavně návrhem a vývojem akčních členů elektromagnetické nebo jiné povahy, lineárních a rotačních elektromotorů, zdrojů energie (např. akumulátorů), měničů energie, atd.

Elektronika se na mechatronickém řešení podílí hlavně návrhem a vývojem senzorů, obvodů na zpracování signálů a počítačového hardware. Jejím úkolem je dále převádět nízkonapěťové signály z řídicí jednotky na signály s vyšším napětím a proudem, sloužícím k realizaci řídicích povelů (k elektromagnetům, elektromotorům, atd.)

Technika řízení má v mechatronice hlavní úkol v nalezení a algoritmizování vhodné řídicí logiky k plnění úkolu, k němuž je konečný produkt určen. Využívá signálů ze senzorů k vytváření řídicích signálů prostřednictvím počítačového hardware se zabudovanou logikou.

Nezbytnou součástí každé mechatronické soustavy je počítačový hardware, tj. řídicí počítače a počítačové sítě, spolu s nimi spojenými problémy informačních technologií.

K tomu využívá počítačového inženýrství, které programuje použitý řídicí hardware. Počítačové inženýrství ale také vytváří programy pro modelové výpočty mechanických, elektrických, hydraulických a pneumatických obvodů a simulaci jejich činnosti; programy pro simulaci technologických procesů; programy pro usnadnění konstruování; programy pro vyhodnocování experimentů, atd., neboli programů, tvořících součásti CAD+M.

Nadstavbovým, rychle se rozvíjejícím, oborem (který zde není projednáván, ale kterému se bude věnovat stále větší důležitost) je biomechatronika. V biomechatronických soustavách může být nervový systém člověka přes řídicí počítač napojen na aktuátory, provádějící pokyny tohoto systému, nebo zpětně se mohou signály získané vhodnými senzory přeměňovat na nervové vzruchy vnímatelné člověkem-nosičem senzorů.

3. MECHATRONICKÝ PŘÍSTUP K VÝVOJI VÝROBKU

V širším slova smyslu nazýváme „mechatronickou soustavou“ každý stroj, který ke své činnosti vyžaduje souhru alespoň některých výše uvedených disciplin. V tomto smyslu jsou tedy takovými soustavami všechny automaticky řízené celky.

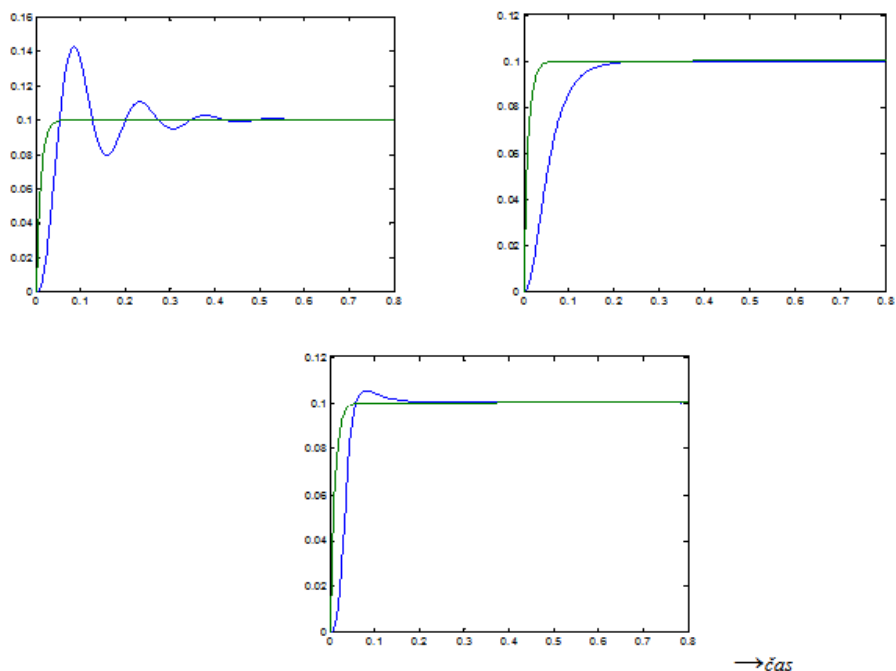
V užším slova smyslu je „mechatronickou soustavou“ stroj, jehož vývoj od svého počátku využíval možností řízení k optimalizaci jeho mechanické podstaty.

Běžný postup vývoje složitěho vícefunkčního elektromechanického výrobku začíná návrhem a konstrukcí jeho mechanického základu se zřetelem na požadavky na něj kladené. Poté následuje vývoj jeho řídicí soustavy, tj. jeho napojení na analogové nebo digitální komponenty a mikroprocesory a návrh a realizace řídicích algoritmů pro zvolené aktuátory. Postup v takovýchto následných krocích často omezuje možnosti plného využití moderních metod řízení vlastního stroje.

Mechatronický přístup k vývoji elektromechanického výrobku je paralelní, tj. jeho mechanický a elektrický základ se vyvíjí současně s jeho řídicím modulem (včetně všech periférií), neboli všechny dílčí skupiny výrobku se optimalizují v přímé návaznosti na sebe. Některé úlohy mechanického systému mohou být převedeny na spolupráci mechanických a elektronických modulů (např. řízení polohy v obráběcích strojích, atp.), čímž se může nejen zvýšit přesnost a rychlost stroje, ale často i snížit jeho cena. Vhodným řízením je možno docílit i vlastností (jako např. linearity odezvy na řídicí vstup u nelineárních systémů), kterých není možno pouhým mechanickým přístupem docílit, nebo docílit velmi komplikovaným způsobem.

Typickým příkladem využití mechatronického přístupu je použití pneumatického uložení a vedení suportu obráběcího stroje a lineárních krokových motorů k jeho přesnému pohybu a polohování. Tím je možno do značné míry vyloučit chyby polohování, způsobené třením mezi suportem a běžným vedením („stick-slip“ efekt), vůlemi ve vedení a chybami ve vlastním měření polohy.

Jiný příklad je dokumentován na následujících obrázcích. Mechanická soustava (vozidlo, letadlo, atd.) je řízena člověkem. Řídicí vstup nechť má podobu kvaziskokové funkce a má se jím docílit určitá ustálená odezva (např. změna úhlové rychlosti natáčení vozidla). Mechanické parametry základní soustavy mohou být měněny jen v určitém rozmezí, aniž by došlo k penalizaci soustavy z hlediska hmotnostního, cenového, atp.



Obr. 3.1 Možné reakce jednoho a téhož výrobku na jednotkový řídicí vstup při různém nastavení jeho parametrů (zeleně – budící vzruch, modře – odezva)

V tomto možném rozmezí změn mechanických parametrů mění soustava svou odezvu v rozsahu, znázorněném v horních dvou obrázcích. Jak je patrné, je možno v jednom krajním nastavení (obrázek 3.1 vlevo) docílit velmi rychlé přiblížení odezvy k požadované ustálené hodnotě, ovšem za cenu velkého překmitnutí procesu (které může v realitě vést až ke ztrátě stability) a dalšího dokmitávání. V druhém krajním nastavení (obrázek 3.1 vpravo) nepřekročí nikdy odezva požadovanou ustálenou hodnotu, ovšem za cenu pomalého přibližování se k ní (aperiodicky). U neřízeného objektu je nutno volit určitý kompromis, vyhovující průměrnému subjektu operátora (spodní obrázek 3.1). Mechatronickým přístupem k řešení tohoto problému je možno základní mechanickou strukturu navrhnout tak, aby jejím vhodným řízením jí bylo možno dát vlastnosti volitelné podle přání operátora v rozmezí ukázaném na obou horních obrázcích 3.1.

4. MATEMATICKÉ MODELOVÁNÍ

4.1 MATEMATICKÉ MODELOVÁNÍ JAKO SOUČÁST VÝVOJE

Matematické modelování tvoří v současnosti podklad pro vývoj jakéhokoliv složitějšího řízeného výrobku. Omezíme-li se pouze na mechanické výrobky – stroje, je možno modelování rozdělit zhruba na tři skupiny:

- modelování fyzikálních vlastností stroje a jeho komponent, jako problémů pevnostních a životnostech, vibračních, proudění vnějšího a vnitřního, tepelných a elektromagnetických toků, atd.;
- modelování technologických výrobních postupů při výrobě jeho komponent, jako problémů tváření za tepla a za studena, dělení materiálu, obrábění, výrobních linek, atd.;
- dynamické modelování, tj. simulace pochodů a procesů v soustavě, např. jejich pohybů, sil v ní, tlaků, teplot, atd. Toto dynamické modelování je pro vývoj mechatronické soustavy rozhodující.

Základem každého mechatronického vývoje složitějšího vícefunkčního elektromechanického výrobku je vytvoření jeho matematického modelu, který obsahuje všechny jeho základní moduly, tj. elektromechanickou část (včetně použitých hydraulických nebo pneumatických podsestav), senzory, vyhodnocovací a řídicí modul a aktuátory.

Tyto počítačové simulace hrají klíčovou úlohu při řešení koncepčních otázek vývoje mechatronické soustavy z hlediska spolupráce vlastní procesní soustavy (stroje) s jeho soustavou řídicí. S jejich pomocí je možno formulovat zákony řízení a jejich algoritmy s ohledem na umístění aktuátorů a senzorů v procesní soustavě, definovat kritéria vhodnosti provedení a konečně i návrhově optimalizovat jak mechanicko-elektrické parametry soustavy tak i k nim vhodné parametry řízení.

Základní model musí popisovat dynamickou strukturu stroje a vazby mezi jednotlivými moduly, které vedou k ovlivnění jeho funkčních vlastností. Tento základní, hrubý, matematický model tvoří základ vývoje a v dalším jeho průběhu se jeho struktura většinou již nemění.

Alespoň předběžná optimalizace stroje optimalizací struktur a funkcí jednotlivých modulů včetně modulu řídicího by na něm měla být proveditelná již na začátku vývoje stroje.

Matematický model se průběžně v průběhu vývoje stroje rozšiřuje a zpřesňuje tak, aby byl schopen stále blížeji modelovat statické i dynamické vlastnosti všech modulů, a tedy i stanovovat požadavky na řídicí algoritmus. Ve většině případů se toto zpřesňování neobejde bez prověřování vlastností jeho komponent, zvláště s ohledem na jejich nelinearitu (všechny senzory, průtokové charakteristiky pneumatických nebo hydraulických komponent atp.).

Protože prakticky vždy se současně s vývojem matematického modelu buduje i funkční vzorek stroje (u individuální výroby i stroj sám), je pro praktické využití modelu k vývoji stroje nutná kontrola shody mezi výsledky matematické simulace a reálného měření. Toto vede ke zpřesňování simulace vlastností stroje lepší identifikací jeho parametrů a tím k rozšíření možností použití modelu pro zdokonalování funkčních vlastností stroje. Je však nutno zdůraznit, že žádný model není schopen plně vystihnout realitu, i když se jí může značně blížit. Model, v každém stádiu svého vývoje, ale musí být schopen vývojářům všech modulů poskytovat informace k dalšímu postupu jejich práce.

Modelování vlastností mechanické a elektrické části stroje se provádí s využitím výsledků dílčích výpočtů, jako výpočtů tuhostí a vibračních parametrů pomocí FEM, výpočtů kinematických vlastností pomocí metody transformačních matic, výpočtů toku kapalin a vzdušiny, atd. Výsledkem jsou simulace dynamických vlastností mechanicko-elektrické soustavy stroje při časově proměnlivých vstupních a poruchových signálech. U modelování elektronického modulu je velmi často důležitá znalost časového průběhu získávání a zpracování informací neboli časová prodleva mezi reálným procesem a řídicím signálem.

Konečné nastavení parametrů stroje a jeho řízení je již experimentální záležitostí.

Hlavní postupové etapy vytváření matematického modelu jsou následující [11]:

1. Stanovení požadovaných činností mechatronické soustavy včetně jejich velikosti a omezujících podmínek.
2. Stanovení základní struktury soustavy.
3. Definování vstupních procesů včetně možných procesů poruchových.
4. Definování požadovaných výstupních procesů.
5. Vznik a odladění simulačního modelu.
6. Volba kritériální (cílové) funkce (resp. funkcí) umožňující optimalizaci parametrů soustavy minimalizací této funkce.
7. Návrh a volba zákona řízení, splňujícího takto zvolenou podmínku optimality.
8. Provedení výpočtové optimalizace parametrů soustavy.
9. Experimentální verifikace výsledků.
10. Případné opakování kroků 5. až 9.

Dynamické matematické modely se mohou vytvářet v prostředí MATLAB/SIMULINK, ale existuje i celá řada dalších simulačních softwarů.

4.2 MATEMATICKÝ MODEL JAKO SOUČÁST ŘÍDÍCÍHO MODULU

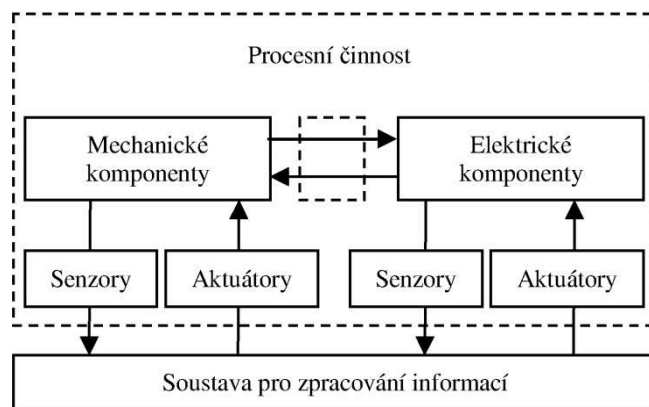
Matematický model mechatronické soustavy se často využívá přímo jako součást jejího řídicího algoritmu ve formě tzv. „pozorovatele“. Použití pozorovatele může být v podstatě trojí:

- v tzv. stavových řídicích algoritmech slouží k dopočítávání procesů („stavů“), které nejsou přímo měřitelné, čímž se rozšiřuje počet řídicích parametrů,
- v dynamicky redundantních soustavách slouží jako podklad pro kontrolu správnosti funkce kontrolovaného subsystému,
- může sloužit jako vzor vyžadovaných reakcí soustavy na řízení operátorem nebo na vnější poruchy, k nimž by se měla soustava přiblížit.

Tato využití budou ukázána v některých dále uvedených příkladech (P3.3, P9.5).

5. MODULY MECHATRONICKÝCH SOUSTAV

Každá řízená soustava se skládá z jednotlivých podskupin – modulů (obr. 5.1), které jsou v následujícím textu stručně popsány.



Obr. 5.1 Základní moduly mechatronických soustav [3]

Soustava může být řízena operátorem (člověkem) a vlastní mechatronický systém vykonává jeho povely vnášené digitálně do modulu zpracování informací bez jeho silového zapojení, nebo může být zcela autonomní, kdy vykonává povely zakódované v řídicím počítači.

5.1 ŘÍZENÁ MECHANICKO-ELEKTRICKÁ SOUSTAVA

Vlastní výkonný modul téměř každé mechatronické soustavy, jejímž výstupem je určitý požadovaný proces (např. pohyb, složení výstupní látky, teplota, atd.), má mechanicko-elektrickou podstatu (Pozn.: pod „mechanickou“ rozumíme i hydraulickou nebo pneumatickou podsoustavu.). Tento modul může být zván „procesní soustavou“. Pojem „proces“ zahrnuje celou řadu alternativních možností, může jím být pohyb, síla, teplota, tlak, technologický pochod mechanický i chemický, výroba energie, atp. Proces se vždy odehrává v čase.

Mechanická část procesní soustavy potřebuje prakticky vždy určitý pohon. Ten může být zabezpečen buď přímo v ní přeměnou chemické energie v energii pohybovou (spalovací motory, atp.), nebo dodáváním energie z vnějšku. Tato vnější energie může být získávána např. přeměnou kinetické energie proudění (větrné, vodní turbíny), atp., ale v řadě případů se využívá energie elektrická, produkovaná jiným zdrojem.

Toky energie se vyskytují i uvnitř každé procesní soustavy, kde slouží k pohonu jejích komponent.

Hydraulické pohony mechanických komponent procesní soustavy jsou značně rozšířeny pro relativně jednoduchý rozvod energie, možnost její akumulace a malé rozměry motorů. Počítačově řízená, mechatronická, regulace hydraulických soustav je rovněž relativně snadná. Zdrojem tlakového média

jsou hydrogenerátory, jejichž vlastní pohon a řízení tlaku a objemu dodávaného média je možno s výhodou řídit mechatronickými prostředky.

Pneumatické pohony jsou využívány v mechatronických systémech řídicí, protože pracují se stlačitelným, a tedy hůře regulovatelným, médiem a s poměrně nízkými tlaky.

Klíčovou roli ve všech mechatronických otázkách, spojených s potřebou přívodu mechanické energie do procesní soustavy i s přenosem energie uvnitř ní, proto hrají pohony elektrické.

Elektrická zařízení mají výhodu v relativně snadném, prostorově nenáročném přenosu energie a v možnosti jejich rychlého ovládní.

Vzhledem k tomu, že procesní soustava obsahuje jak část mechanickou (bez níž by samozřejmě žádný proces nemohl vzniknout), tak i (prakticky vždy) část elektrickou (která vždy ovšem je vytvořena mechanickými prvky), označujeme obecně mechatronické soustavy jako „mechanicko-elektrické“.

Vlastní mechanická soustava je vždy tvořena klasickými komponentami, jako jsou skříně, hřídele, ložiska, válce, písty, atd., a z nich složenými skupinami, jako jsou mechanické převody, hydrodynamické a hydrostatické převody, atp.

Součásti a celé stroje se řídí pravidly technické mechaniky (v rozšířeném slova smyslu, včetně hydrauliky, aerodynamiky, termodynamiky, atd.).

Vazba mezi mechanickou soustavou a soustavou elektrickou v mechanicko-elektrickém modulu má silový nebo momentový charakter (elektromagnety, elektromotory, alternátory, dynamo, atp.). Velikost této vazby je většinou regulována na straně elektrické.

Elektrické soustavy jsou obecně popsány svou sítí a rozmístěním hlavních stavebních celků, vinutí, kondenzátorů, tlumivek, odporů, polovodičových měničů různého typu, atd., v nich. V mnoha praktických případech může výroba elektrické energie tvořit součást mechatronické soustavy (vozidla, letadla, atp.).

Elektrická zařízení pracují na bázi stejnosměrného nebo střídavého proudu.

Akumulace elektrické energie je možná pouze v její stejnosměrné podobě v akumulátorech nebo kapacitorech. Stejně i některé zdroje energie (palivové články, fotovoltaické články, termočlánky, atd.) jsou zdroji stejnosměrného proudu. Většinou se jedná o nízkonapěťové zdroje (s výjimkou kapacitorů), takže zvyšování napětí je možné jejich sériovým zapojením. Pokud je naopak nutno efektivní napětí stejnosměrného proudu snížit, je to běžně prováděno dostatečně rychlým střídáním stavů zapnuto-vypnuto pomocí tzv. pulzních měničů.

Stejný proud je možno konvertovat na střídavý pomocí tzv. střídačů, které mohou současně i působit jako měnič efektivní velikosti napětí výstupního střídavého napětí.

Střídavý elektrický proud je možno převést na stejnosměrný pomocí tzv. usměrňovačů. Frekvenci střídavého proudu je možno měnit pomocí tzv. měničů frekvence.

Většina uvedených měničů je dnes založena na pulzní technice s použitím silnoproudé elektroniky (tranzistory, tyristory, IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor, atd.).

Z hlediska řídicí techniky je nutno mít na zřeteli, že napětí na výstupu elektronických měničů neodpovídá nikdy ideálnímu průběhu (konstantní stejnosměrné, harmonické střídavé), ale obsahuje různé harmonické složky, které mohou výrazně ovlivnit jak vlastní řízení, ale i např. provoz elektromotorů nebo elektromagnetů (ztráty v nich spojené s ohříváním).

Velmi častou součástí mechatronických soustav jsou elektromotory na stejnosměrný proud nebo střídavý proud (asynchronní a synchronní). Polovodičová technika měničů umožňuje dnes použití nejvýhodnějšího typu motoru pro daný účel, bez ohledu na primární zdroj.

Kritérii pro výběr vhodného typu elektromotoru (ostatně jako výběru kteréhokoliv jiného modulu) jsou:

- výhodnost pracovní charakteristiky pro daný účel (průběh charakteristiky, přetížitelnost, rekuperace energie v brzděném režimu, atp.);

- snadnost řízení otáček a momentu, je ale nutno uvést, že moderní prostředky řízení umožňují měnit u každého typu stroje pracovní charakteristiky ve velmi širokém rozsahu,
- účinnost,
- spolehlivost a nároky na údržbu,
- hmotnost,
- cena včetně ceny regulace,
- atp.

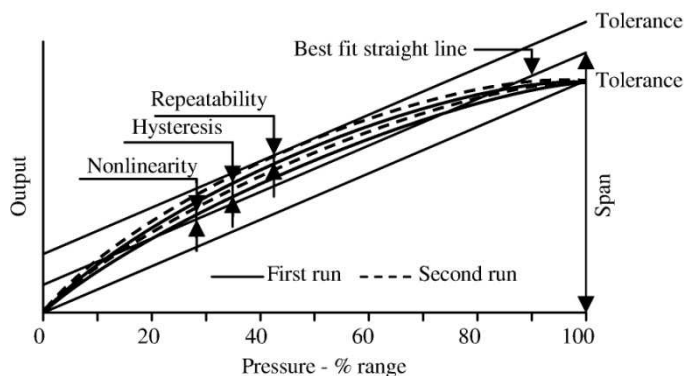
Častým úkolem u řady technologických zařízení je docílení předepsaného lineárního pohybu. Klasické provedení mění rotační pohyb elektromotoru na posuvný pohyb šroubovým vřetenem. Jinou cestou je použití lineárních elektromotorů.

5.2 SENZORY

Měřicí modul nazýváme dále obecně „senzor“ (podle anglosaské literatury – „sensor“). V české literatuře není pojmenování tohoto modulu jednotné (ale ani ve světové – anglicky „sensor“, „transducer“, „pickup“, atd.) a používá se pro něj často termín „snímač“. V dalším používáme oba tyto termíny jako homonyma, s mírným odlišením dle následujícího výkladu.

Snímač převádí měřenou veličinu určitým fyzikálním mechanismem do vhodné odečitatelné podoby, kvantitativně úměrné veličině měřené (může ale i nemusí být v podobě elektrické). Existují nejrůznější typy snímačů, lišících se svým principem a typem vstupního signálu. O některých bude stručně pojednáno dále. Snímače mají výstup analogový (kontinuální v čase).

Výstup snímačů obecně není přímo úměrný velikosti měřené veličiny, neboli snímače nemívají lineární charakteristiku (obr. 5.2).



Obr. 5.2 Příklad obecné charakteristiky snímače tlaku [2]

Legenda: „Output“ – výstupní signál, „Pressure“ – tlak, „Range“ – rozsah, „Span“ – rozpětí výstupu, „Nonlinearity“ – nelinearita, „Best fit straight line“ – nejlepší linearizace, „First/Second run“ – první/druhé měření, „Repeatability“ – opakovatelnost, „Hysteresis“ – hystereze

Všechny snímače mají určitý rozsah vstupní veličiny, v němž mohou být použity. V rámci tohoto rozsahu se vyznačují určitou tolerancí, s níž mohou měřit, neboli při opakovaných měřeních jsou výsledky rozdílné – vzniká chyba opakovatelnosti. Obecně také vykazují hysterezi, tj. výsledek měření při zvětšování a následném zmenšování měřené veličiny není totožný. Všechny tyto okolnosti ovlivňují přesnost měření a je nutno s nimi počítat.

Každý snímač má určitý frekvenční rozsah své použitelnosti, s nímž je nutno uvažovat při dynamických měřeních.

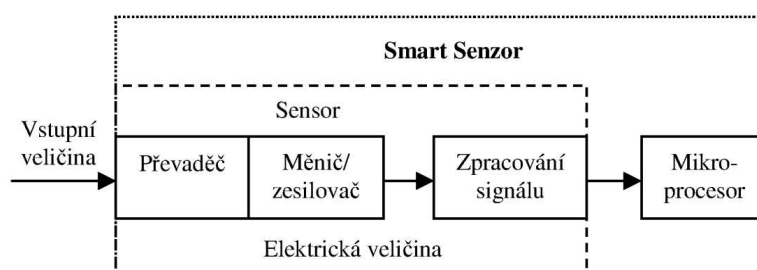
Důležitou okolností, kterou je nutno vždy znát, je citlivost snímače na změnu teploty, resp. teplotní rozsah použitelnosti. Dalšími okolnostmi, které je nutno podle použití a umístění snímačů znát, je odolnost proti vibracím, tlaku, vlhkosti, atd.

Výstup snímače je často tvořen elektrickým signálem. Pro snímač s elektrickým výstupem je často i v české literatuře používán termín „senzor“ (v užším smyslu), který je přímo zaměnitelný s termínem „snímač“.

Elektrický signál, tvořící výstup snímače, se prakticky vždy následně elektronicky zpracovává. Typickými operacemi jsou:

- zesílení,
- filtrace (odstranění nežádoucích a šumových složek – viz dále),
- případná linearizace nelineární charakteristiky snímače,
- automatické nulování (nastavení nulové hodnoty),
a dále (většinou)
- digitalizace původně analogového signálu A/D převodníkem (viz dále).

Senzor (v širším smyslu) integruje snímač s elektronickými obvody, zajišťujícími alespoň některé, nebo všechny, uvedené operace.



Obr. 5.3 Schéma „smart senzoru“ [3]

Tzv. „smart“ senzor je dalším vývojovým stupněm, v němž je senzor přímo integrován s mikropočítačem (obr. 5.3), který může jednak převzít některé z již uvedených funkcí, ale dále rozšiřuje zpracování signálu např. o:

- testy vlastní funkce, diagnózu poruchy,
- vlastní kalibraci,
- korekční funkce, vyžadované algoritmem řízení mechatronické soustavy,
- paměť, umožňující protokolování údajů senzoru, atp.

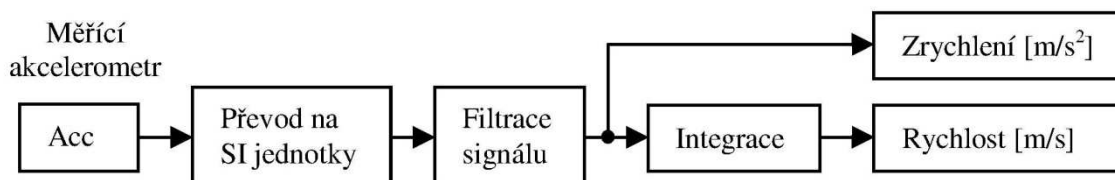
„Smart“ senzory tvoří samostatné výpočtové jednotky, které komunikují pomocí bus-spojení s jedním (CPU) nebo více centrálními počítači (CPUs). Tím mohou řádově snížit funkční nároky na tyto centrální počítače.

Významnou roli v mechatronických řešeních, zvláště pohyblivých soustav, přebírají tzv. **MEMS**, neboli **Micro Electro Mechanical Sensors**. MEMS jsou tvořeny komponentami o velikosti 0.001 až 0.1 mm. Jsou složeny z centrální procesní jednotky (mikroprocesoru) a vlastního snímacího zařízení, vyrobeného mikrotechnologiemi, pracujícího na některém známém fyzikálním principu (viz Příklady).

5.3 ZPRACOVÁNÍ PROCESNÍCH DAT („PREPROCESSING“)

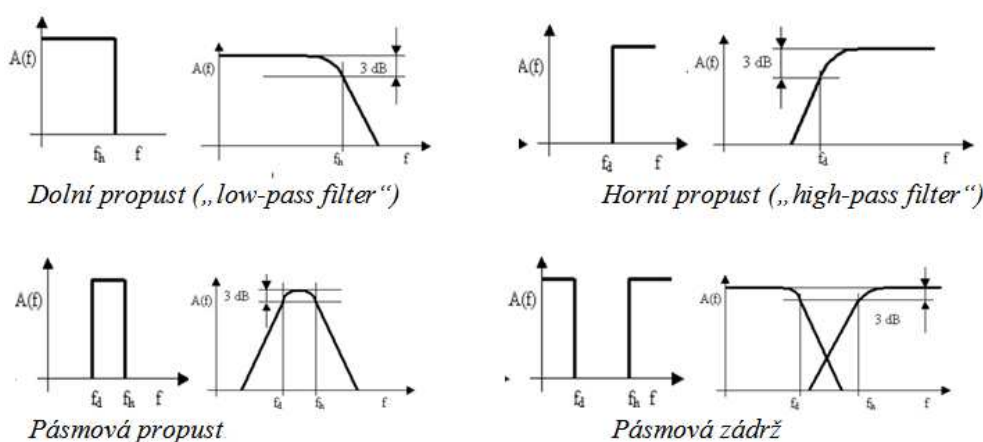
Filtrace

Signál, získaný jakýmkoliv snímačem, je prakticky vždy nutno upravit z hlediska jeho frekvenčního složení. Obsahuje vždy složky, které jsou z hlediska řízení mechatronické soustavy rozhodující, složky pro řízení irelevantní a složky, které jsou nežádoucí, rušící. Tyto složky jsou prakticky vždy rozlišeny svými frekvenčními pásmy, v nichž působí. Jedná se tedy o odstranění šumu snímače (a případně jeho zesilovače signálu), tj. nežádoucích (relativně) vysokofrekvenčních složek, odstranění případné stejnosměrné nebo střídavé složky (vnesených zdrojem elektrické energie, ale i jinak), ale i o odstranění těch složek měřené veličiny, které nemají pro další aplikaci signálu v regulaci procesní soustavy význam.



Obr. 5.4 *Zpracování signálu akcelerometru pro použití v řídicím algoritmu [11]*

Příklad je uveden v obr. 5.4 [11]. Pro řízení soustavy je nutno získat signál rychlosti a zrychlení v určitém frekvenčním pásmu (např. od 25 Hz do 250 Hz) ze signálu akcelerometru s digitálním výstupem. Za tímto účelem je do měřicího řetězce začleněna pásmová propust', odřezávající složky naměřeného signálu s frekvencemi mimo žádoucí pásmo. (Poznámky: a) Pod „převod na SI jednotky“ se rozumí odečtení střední hodnoty signálu a úprava velikosti signálu, b) Filtrace i následná integrace je provedena digitálně.)



Obr. 5.5 *Základní typy filtrů signálu*

Frekvenční charakteristiky základních typů filtrů jsou ukázány na obr. 5.5 (vlevo vždy ideální frekvenční charakteristika, vpravo její reálné vystižení).

Použití jednotlivých filtrů vyplývá z těchto charakteristik. Např.:

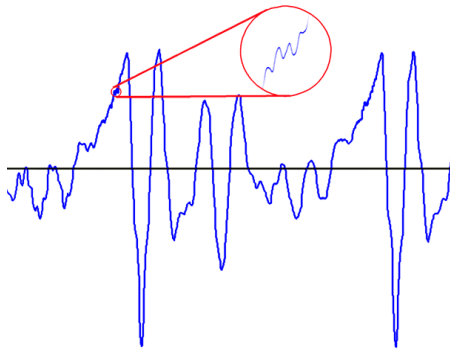
- odstranění šumů (většinou vysokofrekvenčních) se provádí dolní propustí,
- odstranění nízkofrekvenčních složek, deformujících celkový průběh signálu, horní propustí,
- vyhledání složek signálu, které leží v zadaném frekvenčním pásmu (rádio, TV, atp.) pásmovou propustí,
- odstranění nežádoucí „brumové“ složky o určité frekvenci (např. síťové frekvence 50 Hz) pásmovou zádrží.

Filtrace může být provedena analogovými filtry. Jejich použití se dnes omezuje na někdy prováděnou filtraci před AD-převodem.

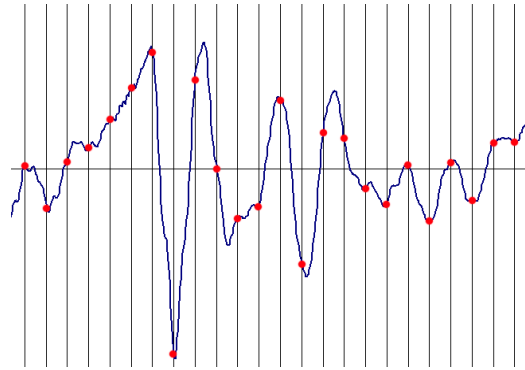
Častější je použití digitální filtrace za AD-převodem. Digitální filtry mají většinou výhodnější charakteristiky, než analogové, tj. jejich charakteristiky se více blíží ideálním (mají ostřejší hranice).

Analogově-digitální (A/D) převaděč („A/D Encoder“)

Signály produkované většinou používaných snímačů mají analogový charakter, tj. jsou kontinuálními funkcemi času (obr. 5.6). Číslcové počítače, které jsou v současnosti převážně používány pro zpracovávání signálů, vyžadují vstupy diskretizované. Převod analogového signálu na digitální zabezpečují A/D převodníky.



Obr. 5.6 Ukázka spojitého signálu
(zdroj: Wikipedia)



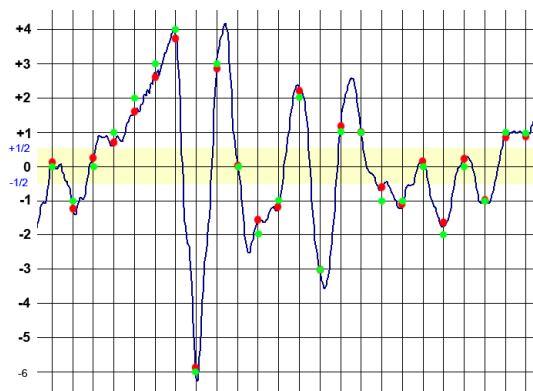
Obr. 5.7 Ukázka vzorkování spojitého signálu
(zdroj: Wikipedia)

Tento převod má dva aspekty. Jednou úlohou je vzorkování signálu (obr. 5.7), tj. odečítání okamžité hodnoty signálu v pravidelných časových intervalech Δt . Délka intervalu Δt udává tzv. vzorkovací frekvenci $f_{vz} = (1/\Delta t)$. Takto se obdrží diskretizovaná časová posloupnost velikosti signálu v jednotlivých časových okamžicích.

Vzorkovací frekvence f_{vz} nemůže být volena libovolně. Měřené signály se skládají velmi často z harmonických složek různých frekvencí. Prakticky vždy je požadováno, aby diskretizovaný signál za A/D převodníkem vystihoval tyto složky až do určité horní frekvence f_{max} . Pokud by vzorkovací frekvence f_{vz} byla vzhledem k nejnižším frekvencím těchto složek příliš nízká (dlouhý vzorkovací interval), nebylo by možno tyto složky v digitalizovaném signálu detekovat. Vzorkovací frekvence musí být tak vysoká, aby stačila postihnout složky signálu od nulové frekvence až do požadované nejvyšší frekvence f_{max} . Podle Shannonova

(Nyquistova) teorému musí pak platit, že $f_{vz} > 2f_{max}$. Pokud není tato podmínka splněna, dochází ke zkreslení digitalizovaného signálu (aliasing). Protože vzorkovací frekvence může být omezena z praktických důvodů, zavádí se běžně před A/D převodník dolnoproust'ový filtr („antialiasing filter“), který nežádoucí vysokofrekvenční složky ze signálu před jeho vstupem do převodníku vyfiltruje.

Druhou úlohou je kvantování takto diskretizovaného signálu (obr. 5.8), tj. zakódování okamžité velikosti signálu do zvoleného kódu (binárního, resp. ASCII – American Standard Code for Information Interchange, atd. – viz literatura). V každém intervalovém okamžiku je určena okamžitá hodnota signálu. Navzorkované hodnoty signálu mohou obecně nabýt libovolné číselné velikosti, ovšem digitální signál může rozlišovat velikost pouze v určitých diskretních hodnotách – kvantech. Velikost signálu musí proto být rozdělena na úseky, většinou o stejné šíři Δv , jejichž hranicím (úrovním) je přiřazena hodnota podle daného kódu. Na obrázku vymezují tyto úseky v časovém vyjádření signálu velikostní pásma ($v_i \pm (\Delta v/2)$). Pokud okamžitá hodnota vzorku leží v tomto pásmu, přidělí se jí kvantování velikost v_i .

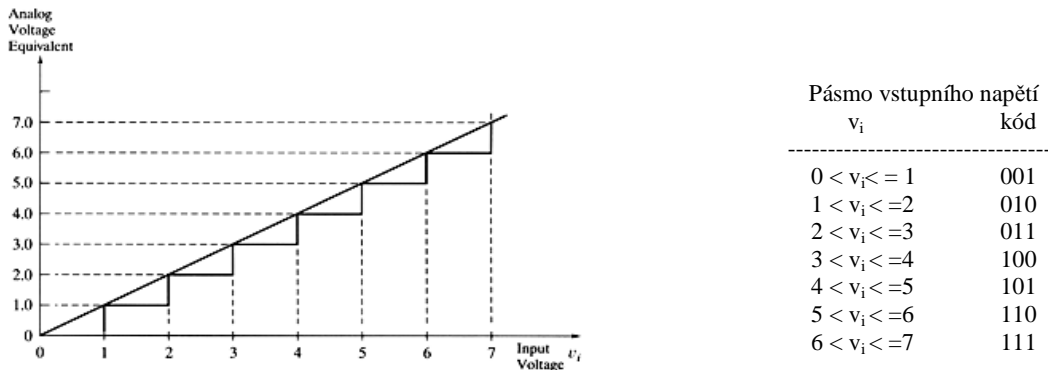


Obr. 5.8 Ukázka kvantování vzorků signálu (zdroj: Wikipedia)

Je patrné, že digitalizací jak při vzorkování, tak i při kvantování se část informace o skutečném průběhu analogového signálu ztrácí.

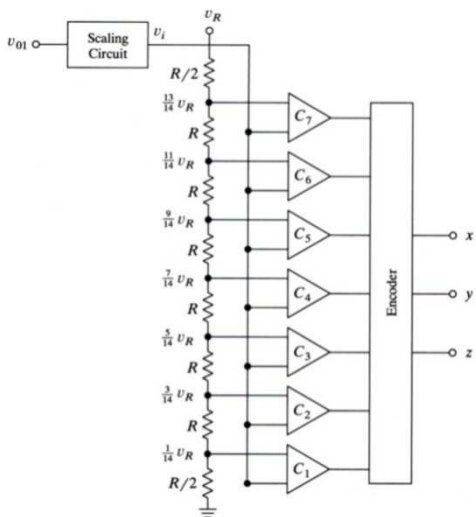
Dále vyložíme podstatu kvantování v binárním kódu (0,1). Počet N použitých kódových bitů určuje počet kvantifikačních úrovní. Pro binární kód to je 2^N .

Na obr. 5.9 je uveden příklad pro 3-bitové kódování ($N = 3$), kdy možný počet úrovní je $k = 2^3 = 8$. Počet pásem, v nichž je možno signál digitálně kvantifikovat, je $m = (k - 1) = 7$. Vstupní signál je uveden v podobě normovaného napětí, nabývajících spojitě hodnot mezi 0 až 7, výstupní signál (kód) příslušnosti vstupního signálu k některému z pásem je popsán digitálně hladinami od 001 do 111 dle uvedené tabulky. Možná maximální chyba velikosti převodu analogového signálu na digitální hodnotu odpovídá poloviční šířce pásma, zde tedy $\pm (1/2)$.



Obr. 5.9 Podstata kvantování signálu v binárním kódu [2]
 („Analog Voltage Equivalent“ – napětí ekvivalentní analogovému signálu)

Způsoby provedení A/D převodníku jsou různé (viz např. Wikipedia). Zde popíšeme pouze funkci tzv. „paralelního“ převodníku (obr. 5.10) na shora uvedeném příkladu tříbitového kódování.



Obr. 5.10 Schéma „paralelního“ A/D převodníku [2]

(„Scaling Circuit“ – normovací obvod, „Encoder“ – kódovač)

Převodník se skládá z pěti modulů. V prvním, normovacím, modulu se napětí analogového vstupního signálu v_{01} normuje vzhledem k zadané velikosti napětí komparačního v_R , takže analogový vstup do vyhodnocovací části má napětí v_i . Jeho maximální velikost by měla být poněkud menší, než velikost komparačního napětí v_R .

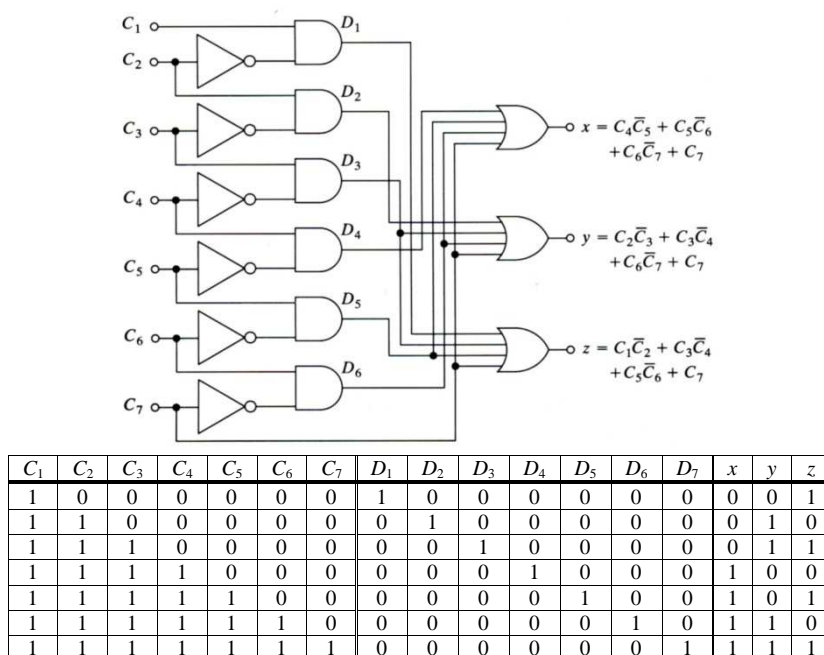
Druhým modulem je dělič komparačního napětí v_R . Toto napětí je děleno pomocí sériově řazených odporů o velikosti R resp. $R/2$. Lze snadno odvodit, že při celkovém komparačním napětí v_R jsou napětí v jednotlivých j ($j = 1, \dots, 7$, od zdola nahoru) uzlech děliče $v_j = ((2j-1)/14) \cdot v_R$.

Třetí modul je tvořen komparátory C_1 až C_7 . Porovnávají kontinuálně napětí v_i vstupního signálu s napětím v_j . Pokud je $v_i \geq v_j$, je jejich výstupem **1**, pokud je $v_i < v_j$ je výstupem **0**.

Komparátory zařazují výstup v_i do jemu odpovídajícího velikostního pásma. V následující tabulce je ukázán příklad výstupů z komparátorů pro napětí vstupu $v_i = 0.57 \cdot v_R$.

Komparátor			Komparátor		
$C_1 = 1$	since	$v_1 = a(0,57 - \frac{1}{14})v_r > 0$	$C_5 = 1$	since	$0,57 - \frac{9}{14} < 0$
$C_2 = 1$	since	$0,57 - \frac{3}{14} > 0$	$C_6 = 1$	since	$0,57 - \frac{11}{14} < 0$
$C_3 = 1$	since	$0,57 - \frac{5}{14} > 0$	$C_7 = 1$	since	$0,57 - \frac{13}{14} < 0$
$C_4 = 1$	since	$0,57 - \frac{7}{14} > 0$			

Čtvrtý modul je tvořen časovačem (nezakreslen), pracujícím v příslušné vzorkovací frekvenci f_{vz} , který v každém pulzu pošle výstupy 0,1 z komparátorů do vlastního kódovače. Časovač pracuje „on-off“, kde čas „on“ je podstatně kratší, než perioda vzorkování, $t_{on} < (1/f_{vz})$.

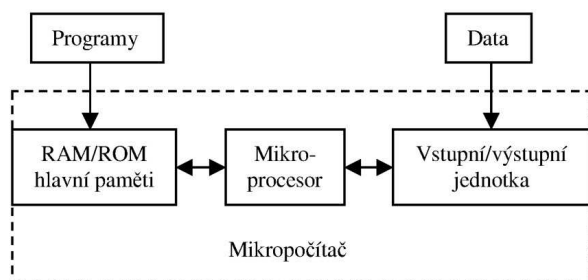


Obr. 5.11 Logické schéma kódovače a jeho výpovědní tabulky [2]

5.4 POČÍTAČE A POČÍTAČOVÉ SÍTĚ

Sekvenční mikro počítače - stavební skupiny

K řízení mnoha mechatronických soustav je možno použít standardní mikro počítače.



Obr. 5.12 Blokové schéma mikro počítače [3]

Mikro počítač se skládá ze tří hlavních skupin (obr. 5.12):

- mikroprocesoru (μP), který tvoří ústřední část,
- hlavní paměti (RAM, ROM),
- vstupní a výstupní jednotky, přes niž jsou obousměrně transportována data do periferních částí, jako jsou monitor, klávesnice, externí paměti, atd.

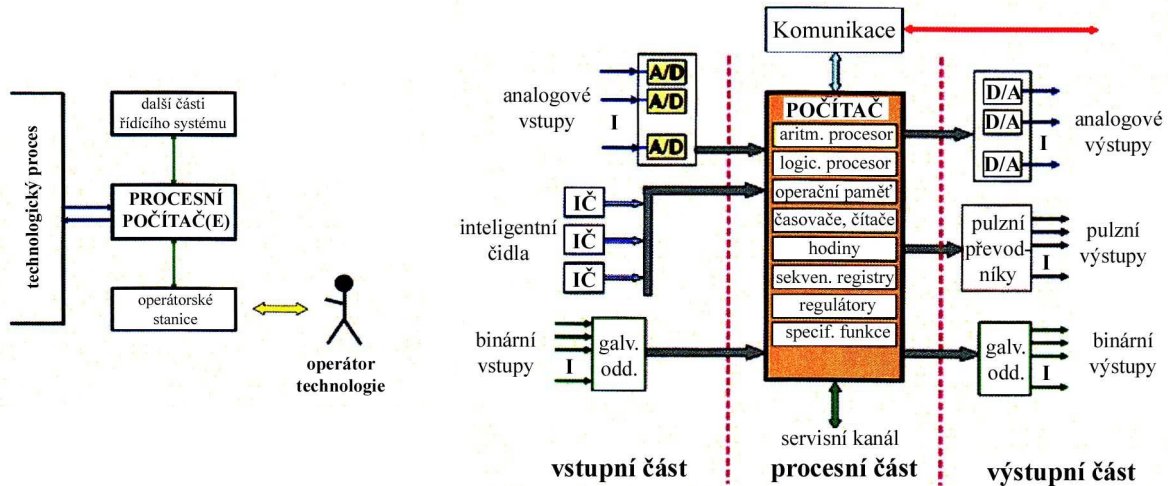
Mikroprocesor (dále μP) sestává z výpočetní části a řídicí části. Řídicí část čte během jednoho povelového cyklu příkaz z hlavní paměti, který je zadán vloženým programem. Provedení příkazu je realizováno ve výpočetní části.

Zpracování dat v běžném μP je prováděno sekvenčně. U některých μP je možno jednoduchý sekvenční průběh jednoho příkazu přerušit (interrupt), ať již v pravidelném intervalu (time interrupt) nebo externího signálu (hardware interrupt). Během přerušení jednoho příkazu může počítač vykonávat příkazy jiného příkazového modulu.

Vstupní data a signály jsou zadávány pomocí klávesnice nebo sítě z jiných počítačů.

Procesní počítač (process computer)

K řízení složitějších mechatronických soustav jsou používány procesní počítače, většinou jednoúčelové, které vytváří se všemi perifériemi řídicí soustavu (obr. 5.13).



Obr. 5.13 Schéma využití procesních počítačů při řízení technologického pochodu

Obr. 5.14 Příklad hardwarové struktury řídicího počítače technologického procesu

Procesní počítače jsou počítače, které se obecně vyznačují následujícími znaky (obr. 5.14):

- vstupní signály se přivádí plně (nebo většinou) přímo od senzorů přes A/D převodníky,
- výstupní signály jsou vedeny přímo přes D/A převodníky a zesilovače k aktuátorům,
- člověk-operátor provádí pouze jejich počáteční programování a dále vykonává již pouze kontrolní funkce,
- zpracování signálů se provádí v reálném čase s ohledem na zpracovávaný proces (real-time data processing),
- paralelně zpracovává více vstupních signálů.

V mnoha mechatronických problémech musí řízení reagovat velmi rychle na měnící se stav soustavy, tj. musí s odpovídající rychlostí zpracovat vstupní signály přicházející od senzorů, vypočítat dle vloženého algoritmu regulační zásahy a vyslat je k aktuátorům. Ke splnění těchto požadavků jsou vytvořeny speciální programovací techniky (real-time programming), které řídí zpracovávání dat mezi spolupracujícími dílčími podprogramy počítače tak, aby byly respektovány okamžité změny stavu soustavy.

Schopnost pracovat v reálném čase může být definována jako: „Vlastnost výpočetní soustavy udržovat výpočetní procesy v takovém stavu vzhledem k signálům vstupujícím do počítače, aby celý mechanicko-elektrický systém stroje mohl úspěšně bezprostředně reagovat na události odehrávající se ve sledovaném technickém procesu.“

Kritériem kvality práce počítače v reálném čase je tedy údaj o časovém zpoždění mezi změnou stavu sledovaného signálu a reakcí výstupního signálu na ni.

Obecně vzato, musí řídicí počítač při jednoprocením zpětnovazebním řízení stále porovnávat skutečné hodnoty řízeného procesu s hodnotami skutečnými (úkol - task 1) a při jejich rozdílu musí vyslat řídicí signál k aktuátoru (úkol - task 2). V mnoha reálných řízených soustavách musí algoritmus řízení respektovat nikoliv pouze tuto základní odchylku jednoho procesu, ale i celou řadu dalších, paralelně probíhajících procesů, jako pohybů, teplot, tlaků, atd., které rovněž musí být vhodně řízeny. Při řízení v reálném čase se tedy běžně současně vyskytuje více úkolů („tasks“), což se nazývá „multitasking“.

Tato úloha je splnitelná i na jednom procesoru, ale relativně pomalu, vzhledem k sekvenčnosti výpočtového postupu a s relativně velkým využitím jeho kapacitních možností.

V současnosti je běžné použití paralelních výpočetních soustav, kde dílčí úkoly jsou zpracovávány na samostatných procesorech a jejich výstupy jsou pak vyhodnocovány centrálním procesorem. Pak hovoříme o „paralelizaci“. Využívány jsou dvě varianty. V jedné používají všechny procesory jednu centrální paměť („multiprocessor system“), v druhé, dnes běžnější, má každý dílčí procesor svou vlastní paměťovou jednotku („multicomputer system“).

Při paralelizaci jsou často užívány i tzv. „transputer(s)“, což jsou jednočipové mikropočítače s vlastní malou pamětí pro úschovu dat, resp. „microcontrollers“ (μC), které jsou vytvořeny obdobně, a obsahují vložené funkce, jako A/D převod, taktovač, časovač, atp.

Dále jsou k některým specializovaným, početně náročným, výpočetním postupům, jako FFT (Fast Fourier Transform) vstupních signálů, atd., používány speciální digitální signální procesory (DSP), které svou specializovanou architekturou umožňují značné zkrácení výpočetního času.

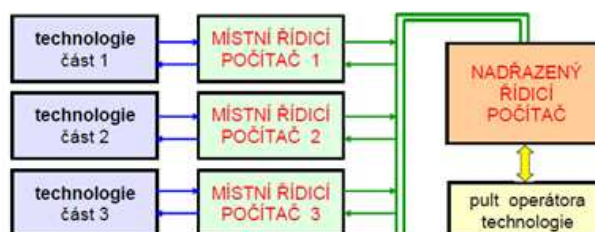
Počítačové sítě. Bus systémy (česky „sběrnice“ systémy)

Fyzickým rozvolněním řídicího počítače vznikají paralelní počítačové systémy, pracující v reálném čase, spojené do sítě přes tzv. busy (sběrnice). (Poznámka: mezinárodně používán je název „bus“, proto se dále držíme tohoto označení.)

U mechatrických soustav je běžné použití lokálních sítí LAN (Local Area Network). Mohou samozřejmě být napojeny i na síť externí.

Busy – sběrnice jsou tvořeny elektrickými nebo optickými kabely.

Počítačové jednotky, řídící určitý dílčí proces, jsou umístěny co nejbližší k sensorům daného procesu a aktuátorům jej ovlivňujícím. Bus-systémy propojují decentralizované mikropočítačově řízené dílčí systémy buď s centrálním počítačem při tzv. „hierarchickém“ řízení (obr. 5.15), nebo umožňují přímou komunikaci mezi těmito dílčími systémy.



Obr. 5.15 Hierarchické řízení složitě technologického procesu (zdroj: uprt.vscht.cz/kminekm)

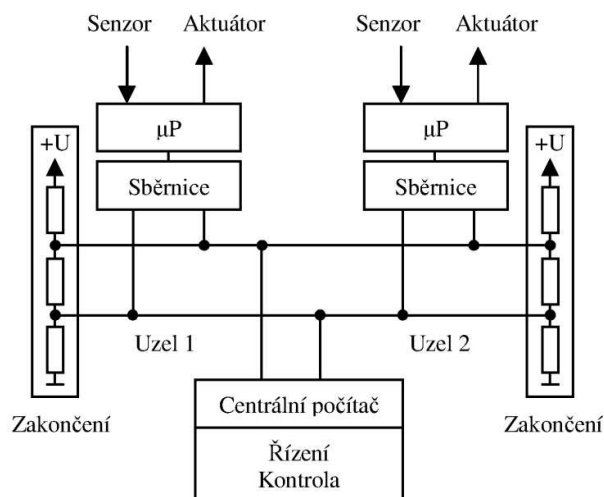
Principiálně existují dvě základní architektury bus-systémů:

- paralelní, kde se signály převádí paralelními vedeními od každého periferního počítače; každé vedení přenáší pouze jeden signál, což umožňuje velmi rychlý přenos, ovšem za cenu velké složitosti a ceny;
- sériová, která vystačí s jedním vedením, na které je napojeno více mikropočítačů spojených do sítě; vzhledem k tomu je její komunikační rychlost omezenější.

Typickým příkladem je využití sériové architektury bus-systému v automobilech. U automobilů se vyskytuje řada řízených podsystémů, jejichž funkce jsou navzájem vázány a které jsou rozptýleny po celém vozidle. Převádění signálů z jednotlivých sensorů k jednomu počítači a posílání zpětných signálů k aktuátorům by vyžadovalo velkou kabelovou síť, která by byla rozměrově i hmotnostně neúměrně velká, nehledě na jiné problémy s tím spojené. Na druhé straně je komunikace mezi jednotlivými řízenými podsystémy a případně mezi centrálním počítačem v reálném čase nutná. Obdobná situace však je u řady jiných řízených soustav. Sériový systém je proto základním řešením.

Konfigurací sériových sítí existuje řada (např. Ethernet, atd. – viz Wikipedia). Zde se zmíníme pouze o dvou, používaných v automobilech.

Jedním systémem je CAN (Controller Area Network), obecně nazývaný CAN-bus. Principiální schéma tohoto bus-systému je znázorněna na obr. 5.16. V každém uzlu (1, 2, ...) se signály z dalších napojených mikroprocesorů přivádí k němu příslušnému mikroprocesoru a z něj naopak zpět do sítě. Dílčí procesy tedy komunikují mezi sebou a mezi centrálním počítačem, který sleduje všechny dílčí procesy a jejich správnost a kontroluje činnost celé soustavy. Přenosy signálů se provádí tzv. twisted-pair kabely, které jsou z obou stran ukončeny sítí odporů pro zamezení odrazů signálů.



Obr. 5.16 Schéma CAN-bus systému [3]

Toto kabelové vedení slouží k přenášení signálů od všech zúčastněných mikropočítačů, ovšem v

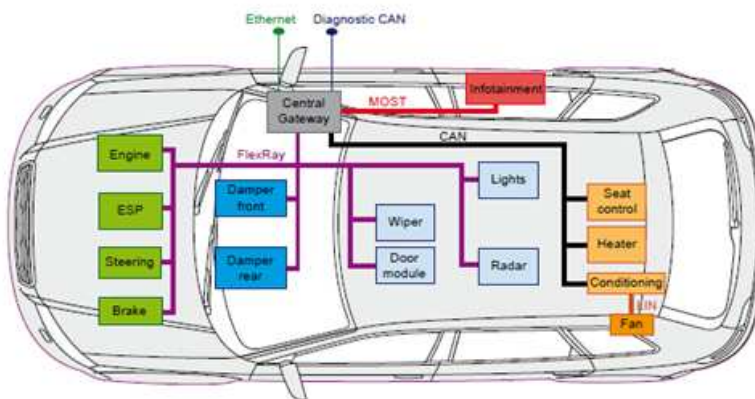
určitém čase může do něj vysílat pouze jeden vysílač. Každý vysílač, který chce být spojen, tedy musí napřed zjistit (Carrier Sense) zda je síť volná.

Je-li tomu tak, pak může být připojen. Pokud není, vstupuje do hry tzv. CSMA/CA postup (Carrier Sense Multiple Access/ Collision Avoid). Každý vysílač připojený k síti má přidělen logický orientační znak (bit-znak), vysílaný na začátku každé žádosti o přístup, který určuje hierarchii přístupu. Pokud např. vyšle vysílač 1 svůj znak do sítě, v níž již vysílá vysílač 2, identifikuje podsestava 2 tento znak a porovná se svým s cílem určit, který znak je dominantní. Pokud její znak je podřízenější, přestane vysílat a přepne se do režimu „poslouchání“ a „čekání na přístup“. Přístup do sítě je tedy řízen jejími přímými účastníky, nikoliv centrálně. Tyto CAN-bus systémy jsou schopny přenášet ca 1Mbit/s, jsou schopny identifikovat chybné signály a případně dát příkaz k jejich opakování.

Na jiném principu pracuje síť FlexRay (podrobnosti viz např. Wikipedia).

Její podstata je taková, že všechny napojené dílčí počítače obsahují přesně synchronizované hodiny („clock“). Během jednoho komunikačního cyklu („communication cycle“) se postupně zapojují do sítě všechny připojené počítače tak, že v jim vymezeném časovém okně („time slot“) tohoto cyklu má každý z nich exkluzivní přístup do sítě a tím spojení s ostatními počítači, které jej podle času připojení jednoznačně identifikují. Výhodou této sítě je její vysoká přenosová rychlost cca 10 Mbit/s, mezi nevýhody patří snazší možnost chybných přenosů. FlexRay síť je často používána jako dvoukanálová, v redundantním zapojení.

Systémy, provázané busy, jsou většinou hierarchicky rozlišeny nejen z hlediska přednosti vstupu do systému, ale i z hlediska nároků na rychlost přenosu dat.



Obr. 5.17 Příklad počítačových sítí v osobním automobilu (zdroj: Internet)

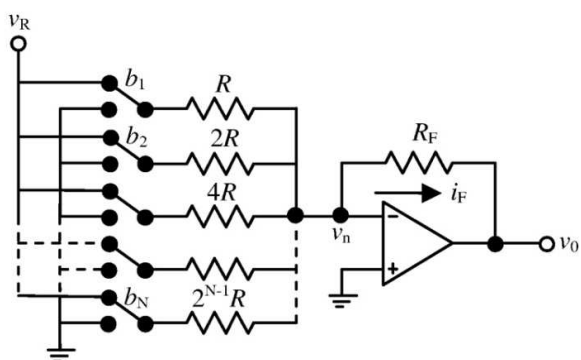
Typickým příkladem jsou automobily, kde požadovaná přenosová rychlost u systémů důležitých (tj. pohon, brzdění, aktivní a pasivní bezpečnost) je několikanásobně vyšší, než u systémů tzv. „komfortních“ (nastavování poloh, sedadel, klimatizace, atd.) a ta dále vyšší, než u systémů komunikačních a zábavných (tzv. „Infotainment“ = Information + Entertainment). Obvykle jsou proto používány v jednom vozidle pro různé účely i různé bus-systémy (obr. 5.17), napojené do centrální jednotky, která má v podstatě pouze účel kontrolní a spínací.

5.5 POSTPROCESING

Digitálně-analogový převodník (D/A Encoder) kombinovaný s operačním zesilovačem

D/A převodníky slouží k přeměně diskretizovaného digitálního signálu ve formě časového sledu kódových dat na elektrický signál analogový, který, je-li dostatečně velký, může přímo tvořit vstupní signál aktuátoru.

Výstup z řídicího počítače má v každém okamžiku podobu čísla v binární soustavě. Tomuto číslu se v dekódovací a kvantovací operaci přiřadí impulzní signál v podobě elektrické veličiny. Ten spíná jemu příslušející zadržovací obvod, který vytváří v daném pulzu výstupní kontinuální, analogový signál. Seřazením těchto dílčích signálů v čase vzniká souvislý avšak nespojitý (schodový) analogový signál. Tento se dále „vyhlazuje“.



Obr. 5.18 Schéma jednoho z možných provedení D/A převodníku [2]

Používaných provedení D/A převodníků existuje celá řada (viz např. Wikipedia). Většinu jsou kombinovány se zesilovači. Jedno možné provedení pro ilustraci zde ukážeme bez podrobnějšího popisu (obr. 5.18).

Jeho podstata je tvořena tzv. invertujícím sumačním obvodem („Inverting Summer Circuit“).

Sumační obvod sčítá napětí, vzniklé zapojením předepsaného počtu odporových větví do obvodu se stálým napětím v_R .

Pro konfiguraci, uvedenou na obr. 5.18, platí, že

při napětí na vstupu v_R , je napětí na výstupu v_0 dáno vztahem

$$v_0 = -\frac{2R_F u_R}{R} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right),$$

kde b_i - udává stav sepnutí spínačů k jednotlivým odporovým větvím ($b_i = 1$ nebo 0). Na obrázku jsou všechny spínače ve stavu „sepnuto“, ($b_i = 1$).

Stav sepnutí b_i jednotlivých spínačů je ovládán bity výstupního N-bitového kódu z řídicího počítače, neboli čísla $b_1, b_2 \dots b_N$. Zde b_1 reprezentuje nejdůležitější bit (MSB – most significant bit, v N-bitovém čísle 100 ... 00 je $b_1 = 1, b_{i > 1} = 0$), b_N nejméně důležitý bit (LSB – least significant bit, v kódovém čísle 000 ... 001 je $b_N = 1$, ostatní jsou nulové).

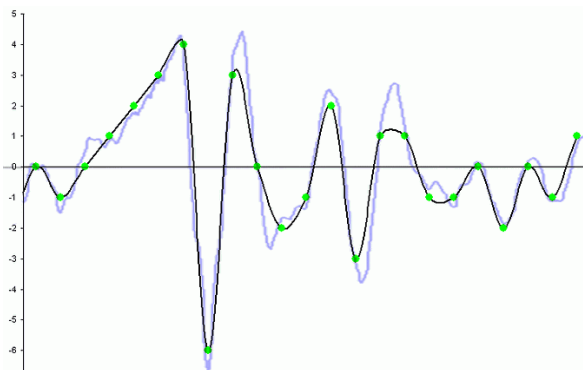
Absolutně největší napětí v_{0max} na výstupu vzniká, jsou-li všechny bity rovné 1, $b_i = 1$, kde ($i = 1, \dots, N$),

$$v_{0max} = -2(R_F \cdot v_R/R) \cdot ((2^N - 1)/2^N),$$

nejmenší v_{0min} , pro všechny bity rovné 0, je pochopitelně nulové, $v_{0min} = 0$.

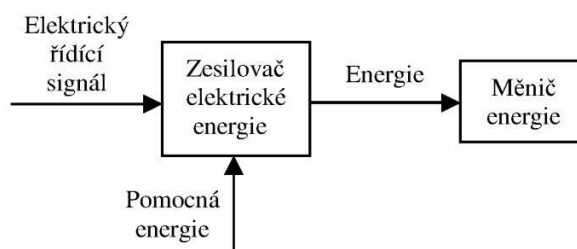
Koncový obvod skokové změny napětí vyhlazuje.

Při A/D a následujícím D/A převodu vždy nezbytně dochází ke zkreslení originálního signálu, jak je také patrné z obr. 5.19.



Obr. 5.19 Porovnání analogového signálu před A/D převodem a následném D/A převodu

Legenda: šedá - původní signál před A/D převodem, vyznačené body - digitální signál, černá - signál po D/A převodu (zdroj: Wikipedia)



Obr. 5.20 Schéma zesilovače obecného energie z elektrického signálu [3]

Relativně slabý elektrický signál po výstupu z D/A převodníku musí prakticky vždy projít zesílením za přívodu vnější elektrické energie.

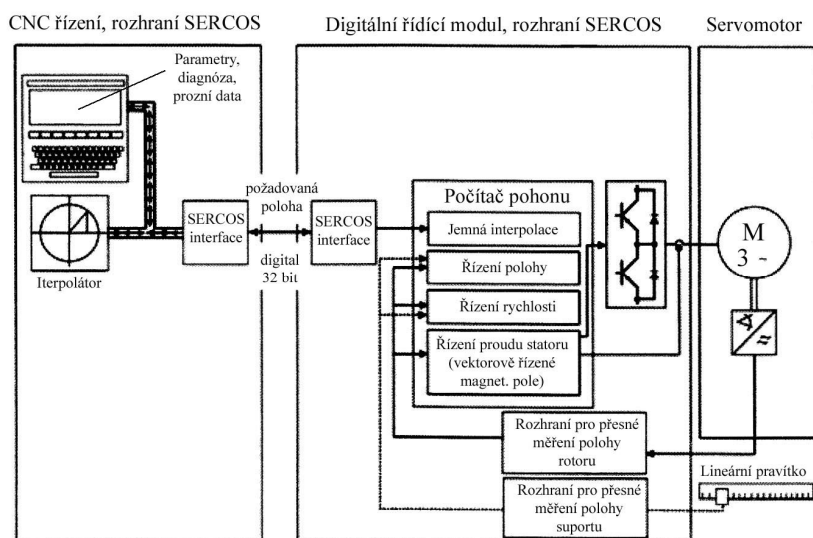
Tento zesílený elektrický signál může být použit přímo jako zdroj energie aktuátoru, nebo může dále ovládat jiný zdroj, „měnič“, energie, např. pro aktuátor hydraulický nebo pneumatický (obr. 5.20).

Vazba mezi digitálním signálem z počítače a povelům zesilovači, se nazývá „rozhraní“ (anglicky „interface“).

Poznámka: Pod názvem „rozhraní“ se obecně rozumí vazba mezi jakýmkoliv dvěma rozdílnými procesy, viz též obr. 5.21. Zde je používáme v uvedeném smyslu.

Rozhraní jsou standardizována a specifikována, takže umožňují snadné propojení řídicí sítě s aktuátory při vývoji a výrobě. Rozhraní musí zajišťovat přesnou časovou koordinaci mezi vstupy a výstupy. Na obr. 5.21 je znázorněna struktura řízení pohybu suportu CNC obráběcího stroje pomocí rozhraní SERCOS.

Zesilování elektrických signálů a spínání či vypínání elektrických obvodů je běžně prováděno pomocí silových tranzistorů. Při této příležitosti je nutno se zmínit, že toto spínání má určitou prodlevu („dwell time“), která bývá u velkých silových tranzistorů (např. napětí ca 300 V, proud ca 5 A) až 3 ms, a může někdy i výrazně ovlivnit řízení, u menších tranzistorů je ovšem řádově menší.



Obr. 5.21 Struktura řízení polohy suportu CNC obráběcího stroje s rozhraním SERCOS, suport je poháněn asynchronním motorem

5.6 AKUTUÁTORY

Aktuátory jsou elektromechanické pohybové stroje, které ovládají procesy v procesní soustavě. Obsahují tedy silové a pohybové prvky s různým fyzikálním principem a převodníky jejich účinků do pohybu resp. síly vyžadované. Stručný výčet používaných silových prvků aktuátorů je uveden v následující tabulce [3].

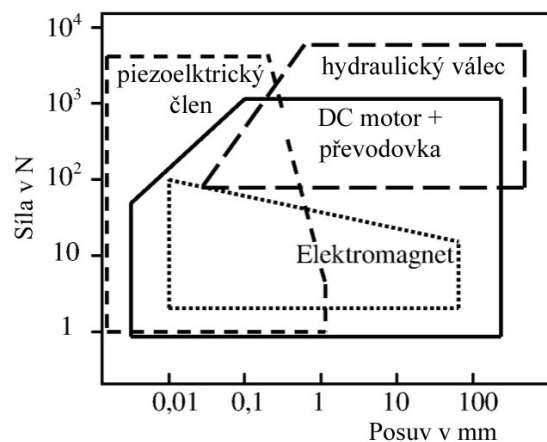
Typ působení	Fyzikální princip	Příklady provedení
Elektrodynamický	Maxwellova síla magnetického toku	lineární a rotační elektromotory
Elektromagnetický	elektromagnetická síla	elektromagnety
Pneumatický	síla tlakového rozdílu, náporová síla	membránový píst, rotační a lineární pístové motory proudové motory
Hydraulický	síla tlakového rozdílu, náporová síla	rotační a lineární pístové motory, turbíny
Piezoelektrický	změna rozměrů piezokrystalů v elektrickém poli	vstřikovací ventily
Magnetostrikční	změna rozměrů feromagnetických materiálů v magnetickém poli	
Termobimetalický	rozdílná teplotní roztažnost materiálu na bimetalovém proužku	termospínače
Tvarová paměť	skoková tvarová změna při dosažení kritické teploty	pojistné prvky
Objemová roztažnost	změna objemu s teplotou	termostaty
Magnetoreologický Elektroreologický	změna viskozity kapalin v magnetickém/elektrickém poli	spojky, tlumiče

Každý typ uvedených aktuátorů má omezené možnosti z hlediska vyvozované síly, celkového zdvihu a přesnosti. Základní možnosti některých lineárních aktuátorů jsou uvedeny na obr. 5.22.

Velmi vysokých sil, ovšem při velmi malých zdvizech, je možno dosáhnout s piezoelektrickými aktuátory, a to s vysokou přesností jak co do síly tak i zdvihu.

Stejněsměrné elektromotory a krokové motory s převodem na pohybový šroub mohou dosahovat podobných sil při možnosti dosažení řádově větších zdvihů.

Aktuátory v podobě elektromotorů s případným převodem jsou všeobecně použitelné a používané. Využitím délkových a úhlových senzorů ve zpětnovazebních smyčkách je možno docílit vysoké polohové přesnosti, navzdory tření, vůlím a opotřebení. Jejich dynamické vlastnosti jsou běžně zcela vyhovující. Řízení sí-



Obr. 5.22 Ukázka možností využití různých typů silových prvků, používaných v aktuátorech [3]

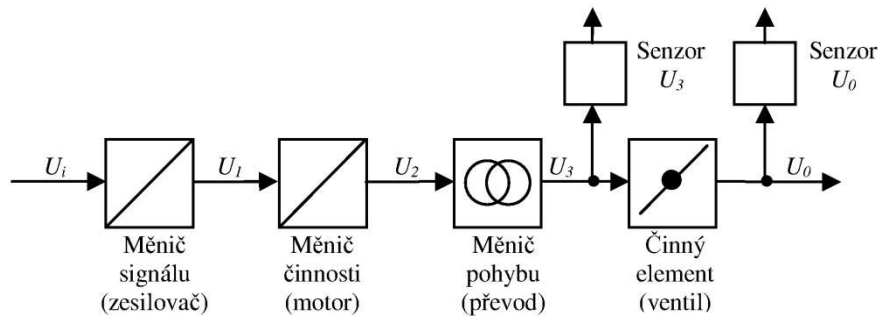
ly, zvláště za pohybu je náročnější vzhledem k nelinearitám jejich momentových charakteristik, ale mechatronicky proveditelné.

Elektromagnety mají výhody v jednoduché stavbě a mohou být použity i pro přesné polohování, pokud je příslušně optimalizována jejich konstrukce. Jejich magnetický obvod může být též využit jako polohový snímač, čímž může sám aktuátor aktivně ovlivňovat ovládaný systém.

Lineární hydromotory jsou výhodné z hlediska možnosti dosažení vysokých sil i zdvihů. Přesnost vyvození zvolené síly je dobrá, avšak polohová přesnost může být problematická.

Aktuátory, kromě silové části, obsahují i část přímo regulující určitý pochod, většinou tok energie, ale i teplotu atp. Aktuátory samy o sobě dnes často představují mechatronické systémy, které svým

vnitřním řízením korigují své případné nelinearity a hysterezní chyby a mají samodiagnostické schopnosti.



Obr. 5.23 Příklad schématu sestavení komplexního aktuátoru (zdroj: viz Kap. 7)

Aktuátory v širším pojetí tedy obsahují provozní zesilovače k dodávce energie vlastním motorům a převodní mechanismy vhodně měnící pohyb výstupu motoru na žádaný pohyb výkonný. Aktuátory se dále někdy spojují i s ovládacími prvky a jejich senzory (obr. 5.23).

Jsou to tedy samostatné dynamické systémy, jejichž vlastní dynamika tvoří nedílnou součást dynamiky celého řízeného objektu.

6. ŘÍZENÍ MECHATRONICKÝCH SOUSTAV

Základním prvkem každé mechatronické soustavy je její nehmotná část, tj. přijímání a zpracování informací a výdej příkazů (viz obr. 5.1), prováděná v řídicím počítači. Tyto úkony se nazývají obecně „řízení“ a provádí se podle vloženého algoritmu.

Řízení (angl. „Control“) je tedy nehmotný pochod, jímž se ovlivňují procesy probíhající v mechatronické soustavě.

6.1 ZÁKLADNÍ ÚKOLY ŘÍZENÍ

O řízení soustavy se hovoří vždy v souvislosti s dynamickými pochody v ní se v čase odehrávajícími (stavy), kde samozřejmě nejdůležitějšími jsou pochody výstupní.

Řízení určitého stroje v podstatě znamená splnit pokud možno beze zbytku požadavky na polohu, rychlost a zrychlení jeho funkčních částí. Řízení technologických soustav znamená, kromě uvedených požadavků, splnit nároky kladené na kvalitu výstupních procesů z hlediska dalších fyzikálních hledisek, teplot, tlaků, chemického složení, atp.

Řídicí proces by měl jednak nahrazovat neschopnost samotné neřízené soustavy plnění těchto požadavků, dané její fyzikální podstatou, jednak kompenzovat vliv poruchových veličin, které mohou ovlivňovat výstupy soustavy.

Všechny tyto uvedené požadavky souvisí se následujícími základními úlohami řízení:

A) Úloha sledovací, v níž je požadováno, aby výstupní proces co nejméně sledoval zadaný ideální proces (viz příklad P5, P10).

Se sledovací úlohou je blízce spojena **úloha polohovací**, v níž je požadováno, aby se proces po dosažení určité velikosti zastavil, resp. obrátil svůj smysl (viz příklad P11, P12).

B) Regulační problém, při němž je požadováno docílení určitých dynamických vlastností soustavy z hlediska její odezvy na regulační zásah.

S regulačním problémem je vždy spojen úkol **stabilizace** dynamické soustavy. Za „stabilní“ můžeme považovat soustavu, jejíž stav se po vybuzení a následném uvolnění ustálí v blízkosti stavu původního (pro přesnější definice stability viz např. [1]).

Obměnou regulačního problému je řízení vnitřních pochodů v procesní soustavě tak, aby soustava byla schopna pracovat ve zvoleném režimu (viz příklad P3, P4) nebo aby její funkce byla optimální z hlediska zvolených kritérií (příklad P1, P2).

C) Kompenzace vlivu poruchových veličin. Poruchové veličiny mohou přicházet z okolí řízené soustavy (např. aerodynamické síly, vibrace podloží), nebo přímo ze soustavy samotné (např. šумы elektronických obvodů, driftы přístrojů, atd.). Mohou způsobit nežádoucí odchylku stavů soustavy od stavů požadovaných (viz příklad P7, P13).

D) Docílení vhodného charakteru výstupních procesů soustavy. Při řízení soustavy operátorem může nastat případ, kdy reakce soustavy na řízení jím prováděné je nevhodná. Automatizovaný řídicí proces má doplňkově korigovat operátorovy zásahy tak, aby mu byla usnadněna jeho další řídicí činnost (viz příklad P8, P9).

6.2 ZÁKLADNÍ ROZDĚLENÍ MECHANICKO-ELEKTRICKÝCH SOUSTAV (VČETNĚ AKTUÁTORŮ) PODLE POŽADAVKŮ NA JEJICH ALGORITMY ŘÍZENÍ

Všechny mechanicko-elektrické soustavy je možno, alespoň zhruba, matematicky popsat. Omezíme-li se na samotnou mechanickou soustavu, pak nedílnou součástí popisu jsou vazby mezi jednotlivými tělesy soustavy. Tyto vazby mohou být kinematické (kdy v určitém uzlu soustavy je pohyb vazbou spojených těles totožný), silové (pružnými a disipativními součástmi) a konečně obecné. Ve všech mechanických soustavách se běžně vyskytují obecné vazby v podobě třecích dvojic.

Podle typu vazeb v soustavě se vyskytujících rozdělujeme soustavy na:

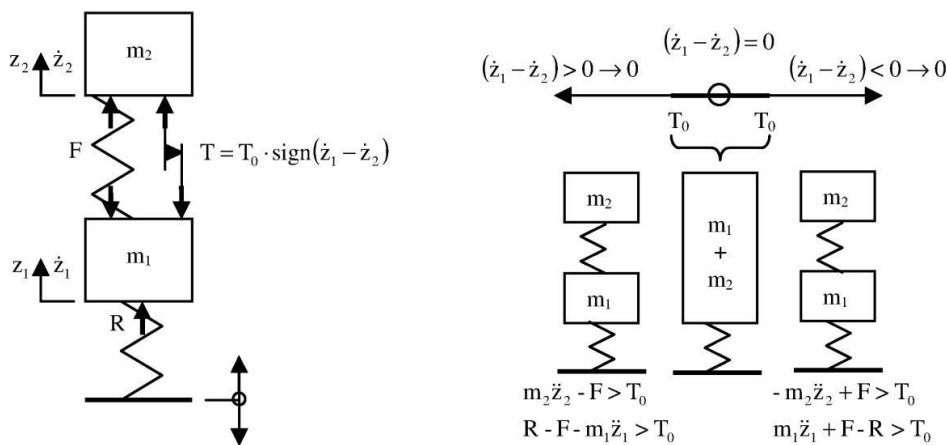
- soustavy se stálou, v čase neproměnnou, strukturou a konstantními parametry v čase,
- soustavy se stálou strukturou, ale s v čase proměnnými parametry,
- soustavy s časem proměnnou strukturou.

I - Soustavy se stálou strukturou mají všechna tělesa soustavy spojena stejnými a neproměnnými kinematickými a silovými vazbami (kromě třecích vazeb), nejméně po dobu určitého dlouhodobějšího pracovního cyklu. Jejich dynamické vlastnosti po dobu tohoto cyklu jsou neproměnné. Uvedené vazby mohou mít obecně lineární charakter (tj. výstup je lineárně závislý na vstupu), nebo nelineární charakter. Typickým příkladem jsou pohony s konstantním převodem.

II - U soustav se stálou strukturou, ale s časem proměnnými parametry, se hmotové nebo převodové parametry v čase mění při jinak nezměněné její konfiguraci. Příkladem první změny je změna hmotnosti letadla za letu, změna hmotnosti prádla v rotující odstředivce, atd. Příkladem druhé změny je plynulá změna převodového poměru mezi dvěma rotujícími ústrojími stroje variátorem.

III - Soustavy s časem proměnnou strukturou jsou nejtypičtěji reprezentovány mechanizmy, obsahujícími tření.

Jako jednoduchý příklad ukážeme dvouhmotovou kmitající soustavu, jejíž hmoty jsou vázány pružinou a třecí vazbou s ideálním Coulombovým třením (obr. 6.1).



Obr. 6.1 Příklad jednoduché soustavy s proměnnou strukturou

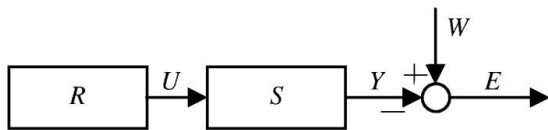
Při nízké úrovni sil působících mezi oběma tělesy jsou obě k sobě vázána třecí silou a pohybují se společně jako celek. Při vyšší úrovni sil se třecí vazba rozvolní a obě tělesa se pohybují samostatně.

I když skutečné třecí síly v mechanizmech nemají popsaný ideální „Coulombovský“ charakter, je toto chování pro všechny soustavy obsahující třecí vazby typické. Obdobně se např. chovají i rotační soustavy, jejíž díly jsou spojené třecí spojkou, která může prokluzovat.

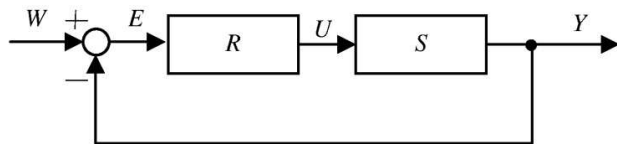
6.3 ZÁKLADNÍ TYPY ŘÍZENÍ

Řízení určité soustavy může být realizováno přímovazebně - pak hovoříme o ovládání („feed-forward control“), nebo zpětnovazebně – pak hovoříme o regulaci („feed-back control“), nebo smíšeným způsobem z těchto obou („se dvěma stupni volnosti“).

Schéma přímovazebního řízení, ovládání, je znázorněno na obr. 6.2. Signál U , generovaný ovládačem (generátorem řídicí veličiny) R je přímo zaváděn do aktuátoru soustavy S , který vytváří výstupní proces Y . Ovládač R musí být naprogramován tak, aby proces Y byl co nejbližší požadovanému procesu W . Rozdíl mezi nimi $E = (W - Y)$ je odchylkou řízení. Přímovazební řízení je běžné při řízení polohy určitého členu soustavy (úloha polohovací) s využitím krokového elektromotoru, rotačního nebo lineárního. Pro jiné úlohy řízení, výše vyjmenované, je většinou nevhodný, neboť odchylka E je procesem nekontrolovaným.



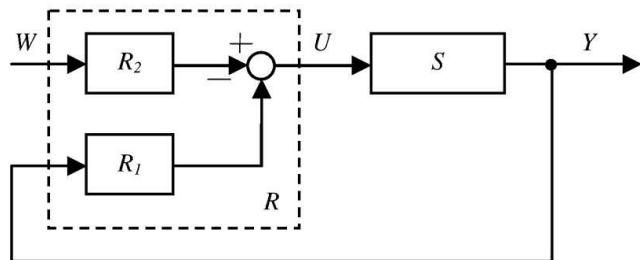
Obr. 6.2 Schéma přímovazebního řízení [1]



Obr. 6.3 Schéma zpětnovazebního řízení [1]

U zpětnovazebního řízení, regulace, dle schématu na obr. 6.3 je vstupním signálem generátoru R řídicí veličiny odchylka $E = (W - Y)$ výstupního procesu Y od procesu požadovaného W . Řízení se zpětnou vazbou je nejběžněji používaným způsobem řízení.

Smíšené řízení („se dvěma stupni volnosti“) dle schématu na obr. 6.4 vytváří řídicí signál U jak vhodnou úpravou vstupního signálu W přímovazebně v generátoru R_2 , tak i úpravou zpětnovazebního signálu Y v generátoru R_1 . Přímovazební větev slouží k docílení rychlé reakce soustavy na řídicí požadavky, zpětnovazební ke snížení odchylky výstupního procesu Y od procesu vyžadovaného signálem W .



Obr. 6.4 Schéma smíšeného řízení [1]

Příkladem řízení „se dvěma stupni volnosti“ může být vytápění budov. Tepelný výkon topení může být řízen přímovazebně v závislosti na okolní teplotě, případně též na rychlosti větru a vlhkosti, zpětnovazebně na vnitřní teplotě v jednotlivých prostorách budovy.

Tyto typy řízení se mohou, dle požadované úlohy, dále modifikovat.

Dopředněvazebné řízení („feed-forward control“) je zvláštní druh (běžně) zpětnovazebního řízení kontinuálních procesů, u něhož se po dostatečně dlouhý časový interval projevují trvalé odchylky od požadovaného charakteru. Tato odchylková data se použijí pro formulování nového nastavení regulace tak, aby se v příštím časovém intervalu odchylky neopakovaly.

Někdy může být průběh požadovaných výstupních procesů, např. u sledovacích úloh, znám dopředu. Jejich řízení je pak většinou typu „se dvěma stupni volnosti“, kde přímovazební větev reaguje na předpokládané vstupy budoucí. Takovéto řízení se nazývá předstihové („preview control“).

Jeho alternativou je řízení predikční („prediction control“). V tomto případě nejsou sice skutečně požadované budoucí výstupní procesy známy, ale mohou být s určitou pravděpodobností, snižující se s predikčním časem, předvídaný. Příkladem může být vedení robota (automobilu) po předem neznámé

trase, kdy je možno získat z porovnávání současného a minulého vedení trasy a postavení robota vzhledem k ní údaje o jejím nejbližším dalším vedení (např. poloměru zatáčky, stoupání, atp.).

Řízení je dnes běžně realizováno digitálním způsobem. Generátory řídicích signálů R v uvedených schématech obsahují „algoritmy“ řízení a jsou součástí řídicích počítačů.

6.4 ALGORITMY ŘÍZENÍ

Algoritmy řízení závisí na typu požadované úlohy řízení (A, B, C, D) a na struktuře řízené soustavy (I, II, III), na její složitosti (počet vstupů a výstupů) a na linearitě její odezvy na budicí a řídicí vstupy. Algoritmy jsou sestavovány tak, aby řízená soustava v provozu splňovala zadané podmínky své „optimality“.

„Optimalitu“ můžeme obecně definovat jako požadavek, aby výstupní procesy soustavy splňovaly co nejlépe zadání.

Řízení soustav typu I.

V mnoha případech je možno charakteristiky nelineárních členů soustavy v okolí pracovního bodu uvažovat jako lineární (linearizovat je), jejich výstup pak považovat za lineárně závislý na vstupu. Tyto soustavy se v praxi chovají přibližně jako lineární soustavy typu I. Takovýto charakter má mnoho reálných soustav. Jejich řízení však musí být schopno zvládnout i větší, reálně možné, odchylky procesů, kdy je již linearita porušena (musí být „robustní“), což je nutno mít při jejich návrhu na paměti.

Matematický popis těchto soustav i jejich teoretická analýza jsou dobře propracované.

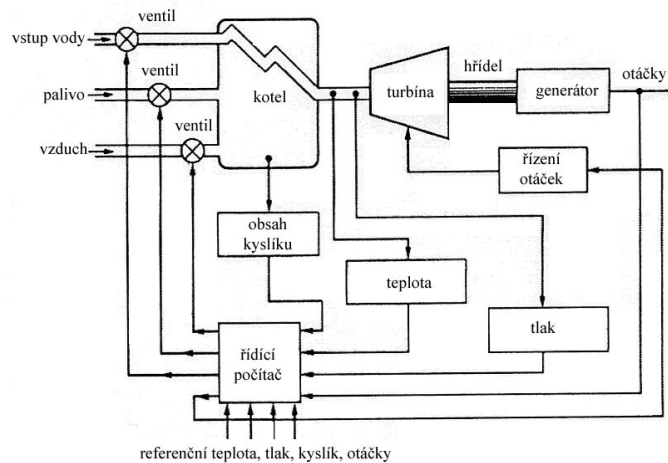
Řízení těchto soustav má většinou zpětnovazební charakter - regulace. Vlastní soustava spolu se zpětnovazební smyčkou (smyčkami) vytváří jeden dynamický celek. Volbou velikostí zpětnovazebních konstant smyčky/smyček je ovlivňována velikost řídicích zásahů aktuátorů soustavy. Tím je z teoretického hlediska možno posouvat polohu tzv. „pólů“ soustavy, což jsou komplexní čísla určující reakci soustavy na zadané vstupy, např. stabilitu jejích pohybů (velmi obecně schopnost zachovávat nebo po vyrušení se vracet k danému stavu), rychlost přechodu k zadanému stavu a charakter tohoto návratu (frekvence pohybu a velikost tlumení návratového pohybu), atd. Optimalizace řízení tedy spočívá v nalezení vhodných konstant těchto vazeb tak, aby soustava vykazovala vhodnou polohu „pólů“ svých frekvenčních přenosů z hlediska reakcí soustavy na změnu vnějších podmínek. Tyto konstanty jsou zadány do řídicího algoritmu.

Mnoho reálných soustav má jeden vstup – požadovaný časový průběh určitého procesu, a jeden výstup – skutečně realizovaný proces. Toto řízení je nazýváno SISO („Single Input Single Output“).

Nejběžnějším způsobem řízení takovýchto soustav je pro úlohy typu A, B, C zpětnovazební PID regulace (v analogovém provedení), resp. PSD regulace (v digitálním provedení). V této regulaci se řídicí signál konstruuje z váženého součtu odchylek hodnot výstupního procesu od požadovaného, integrálu („SUM“ sumací v čase) odchylek hodnot výstupního procesu od požadovaného a odchylek rychlostí výstupního procesu od požadovaného (viz P5, P6).

Sofistikovanějším způsobem řízení je tzv. stavové zpětnovazební řízení. Toto řízení se využívá pro řízení soustav s více vstupy a jedním výstupem (MISO – Multi Input Single Output - viz obr. 6.5) a soustav s více vstupy i více výstupy (MIMO – Multi Input Multi Output) (viz Příklad P7). Vytváří řídicí signály zpětnovazebně z měřených odchylek výstupních procesů a procesů, odehrávajících se uvnitř soustavy, tak, že pomocí aktuátorů modifikuje dynamické vlastnosti soustavy (teoreticky „póly“ soustavy). Pokud je výhodné použít i procesy soustavy, které nejsou přímo měřitelné, používá se tzv. stavového pozorovatele („State Observer“), též označovaného jako „estimátor“ („State Estimator“), tj. matematického modelu soustavy, v němž se na základě naměřených procesů (stavů měřených) rekonstruují procesy (stavy) přímo neměřitelné, které se pak využívají ke zpětnovazebnímu řízení.

Pokud má soustava jeden výstup, je stanovení podmínek optimality k řízení výstupního procesu pro zadané podmínky vstupní většinou snadné (např. požadavek docílení minimálních odchylek od požadovaných hodnot výstupů).



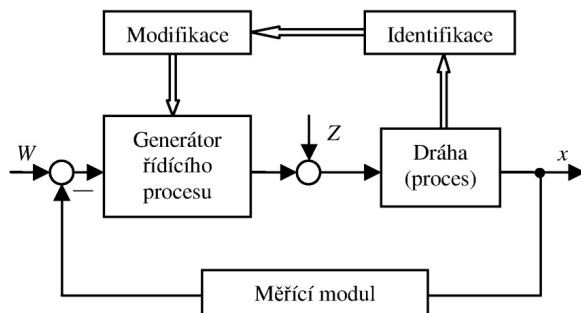
Obr. 6.5 Schéma řízení otáček parního generátoru – příklad MISO řízení

Větší problém nastává, má-li řízená soustava více výstupů. Pod výstupem rozumíme obecně nejen pohyb, nebo sílu, nebo moment, nebo teplotu, atp., ale např. někdy i potřebný příkon k zajištění činnosti soustavy, atp. Optimalizace řízení pak vyžaduje volbu určitého kompromisního řešení, které musí být matematicky definováno, musí být stanoveno „kritérium“ optimality. Jedním z používaných návrhů řízení je tzv. **QR** („**Quadratic Regulation**“). Za kritérium je zde volena „cenová funkce“ („**cost function**“), což je (velmi často) součet kvadratických odchylek jednotlivých výstupních procesů od požadovaných, příslušně vážených podle jejich důležitosti (např. odchylka procesu A je důležitější, než odchylka procesu B, má větší „váhu“). Při návrhu řízení se hledají konstanty řízení (algoritmus), které pro zadané vnější podmínky jsou schopny zabezpečit docílení minima této cenové funkce. Takovému řízení se říká **kvadraticky optimální**, u lineárních soustav **lineárně kvadraticky optimální** (**LQR** – „**Linear Quadratic Regulation**“ - k níž existuje exaktní matematické vyjádření). Výsledek řízení samozřejmě závisí na výstižnosti zvolené kritériální funkce (viz příklad P7).

Výčet dalších užívaných algoritmů je natolik specifický, že odkazujeme na příslušnou literaturu. Algoritmy tohoto typu jsou pevně zadané, v čase (bez zásahu operátora) neproměnné.

Řízení soustav typu II

U soustav typu II s pomalu se měnícími parametry některých členů se někdy používá tzv. **adaptivní řízení** („**self-tuning control**“). Adaptivní řízení je zpětnovazebním řízením, modifikujícím svůj řídicí algoritmus (zpětnovazební konstanty) podle okamžitých hodnot parametrů soustavy. (viz příklad P2.5). Často spočívá v tom, že se použitím „pozorovatele“ ze znalosti odezvy systému na řídicí vstupy průběžně identifikují jeho parametry (např. hmotnosti, tuhosti, tlumení, atd.), ovlivňující jeho chování, a řídicí algoritmus se upravuje tak, aby výstupy odpovídaly požadavkům.



Obr. 6.6 Schéma adaptivního řízení [3]

Jiným příkladem adaptivního řízení je ten, kdy algoritmus řízení stroje reaguje na změněné vnější podmínky (viz příklad P2). Příkladem může být adaptivní nastavení rychlosti posuvu nástroje podle aktuálního stavu řezného procesu, nebo adaptace CNC řízení obráběcího stroje na teplotu stroje vzhledem k jeho teplotním dilatacím.

Řízení silně nelineárních soustav a soustav typu III

U silně nelineárních soustav typu I, ale i u vyhraněných soustav typu II a typu III jsou tyto teoretické postupy stanovení algoritmů řízení použitelné jen v dílčích časových etapách, nebo nejsou použitelné vůbec.

V těchto případech může být syntéza řízení, tj. nalezení pevně nastavených zákonů řízení a optimálních parametrů v nich) prováděna optimalizací chování matematických simulačních modelů tzv. MOPO (Multi Objective Parameter Optimisation [11]) operátorem s pomocí vhodných optimalizačních programů. Tohoto postupu je možno využít tam, kde se provozní podmínky v čase nemění, např. v úlohách vibroizolace strojů [11].

V řadě praktických případů však není tento postup, kterým se generuje pevně zadaný algoritmus řízení, využitelný (např. řízení při automatickém parkování vozidel, atd.).

Takovéto problémy jsou pak řešeny algoritmy tzv. umělé inteligence AI (Artificial Intelligence), jako je produkční („výrokové“) řízení, fuzzy řízení, řízení neuronovými sítěmi, atp.

Tzv. produkční řízení je založeno na těchto dílčích modulech:

- rozpoznávací modul, který zpracovává údaje senzorů, jejichž výstupy určují okamžitý stav sledovaného procesu/procesů v soustavě,
- modul „produkčních“ pravidel „*situace – akce*“; nastane-li situace S, vykonej akci A; tato pravidla jsou uložena v příslušné paměti počítače,
- pracovní paměť, v níž jsou jednak v každém okamžiku ukládána současná situační data vstupní i tak i odvozená data akční, a jsou v ní uchovávaná stejná data z předchozích okamžiků, pokud jsou užívána v souboru pravidel.
- interferenční modul, porovnávající data uložená v pracovní paměti s produkčními pravidly a vysílající příslušné akční signály aktuátorům.

Toto řízení je velmi „tvrdé“, jednotlivá pravidla musí na sebe přímo navazovat, ale nesmí se překrývat – nesmí nastat dvojznačnost akčního povelu.

Produkční řízení je v této publikaci uplatněno v příkladech P1, P2, P5.10, P8, P9. Produkčně řízené jsou i všechny elektronické logické obvody (viz např. P4.5).

Tzv. fuzzy řízení je založeno na obdobném principu „*situace – akce*“, ovšem s tím rozdílem, že hranice mezi jednotlivými pravidly nejsou ostré (jsou „fuzzy“, rozmazané). Na jednu a tutéž situaci může řízení reagovat různým způsobem, při čemž je vybrána taková reakce, jejíž pravděpodobnost podobnosti k reakci expertních operátorů je největší. Fuzzy řízení je velmi běžné v celé řadě spotřebičů, jako jsou digitální fotoaparáty (ostření, expozice, omezení „třesu“), praček (dávkování vody, rychlost a doba odstředování), automatické parkování vozidel, atd. (Poznámka: Silně zjednodušený výklad fuzzy řízení je obsažen v [6].)

Další typy řízení, jako řízení neuronovou sítí, atp., jsou již vysoce specializovanými odbornými problémy. Jejich použití musí být zváženo odborníky.

7. BEZPEČNOST MECHANICKÝCH SYSTÉMŮ

Mechatronické systémy vznikají integrací fyzických komponent (hardware) a nehmotných signálů (software), která umožňuje automatický průběh žádaného procesu. V obou těchto součástech systému mohou vznikat poruchy, které správný průběh výstupního procesu ohrožují, a tím mohou mít v extrémních případech i katastrofické následky. Zajištění bezpečnosti provozu těchto systémů je proto prvořadým úkolem při jejich vývoji, provozu i údržbě.

(Poznámka: Bezpečnost ve smyslu dále probíraném je bezpečností funkce systému. Nelze ji zaměňovat s vnější bezpečností, tj. se zajištěním, aby činnost systému nepoškodila okolí, např. aby zastavila stroj, octne-li se v jeho operačním dosahu osoba nebo cizí předmět. Tato vnější bezpečnost musí být přímo zakódována v každém mechatronickém systému, u něhož k podobným kolizím může dojít, jako jsou výrobní systémy, automatické vedení vozidel, atp.) [4].

7.1 TYPY PORUCH KOMPONENT MECHANICKÝCH SOUSTAV

Úplnou bezporuchovost jednotlivých komponent nelze nikdy zaručit. Typů možných poruch je celá řada a každá z nich má svůj typický projev.

Zcela obecně však můžeme říci, že:

- porucha může být systematická (tj. projevující se prakticky u všech komponent stejného typu, pak se jedná o návrhovou nebo výrobní chybu), nebo náhodná,
- porucha se může svými účinky v čase projevovat trvale, přechodně, náhodně, šumem nebo „driftem“ (časovou změnou parametrů),
- účinky poruchy komponenty mohou být lokální (tj. neohrožují systém jako celek) nebo globální.

Elektronický hardware může vykazovat systematické chyby, které by ovšem měly být v průběhu vývoje a výroby odstraněny. V provozu jsou chyby převážně náhodné, s možností všech výše uvedených projevů.

Chyby softwaru jsou pouze systematické, vzniklé programováním, a měly by být odstraněny během vývoje výrobku.

U mechanických komponent mohou poruchy vznikat:

- přetížením a únavou materiálu, kdy dochází k lomu,
- opotřebením, kdy dochází k postupným změnám mechanických parametrů,
- zadřením při korozi nebo nedostatečném mazání.

Souvisí většinou s dobou provozu.

Elektrické moduly se skládají z množství různých komponent s různými možnostmi poruch (zkraty, uvolněné spoje, časové změny parametrů často spojené se znečištěním, atd.). V provozu mívají náhodný charakter.

Senzory a aktuátory jako elektromechanické systémy vykazují poruchy typické pro obě tyto skupiny komponent.

7.2 METODY ANALÝZY BEZPEČNOSTI PROVOZU

Bezpečnost provozu mechatronických zařízení má primární důležitost v celé řadě oborů, jako v automobilovém průmyslu a provozu, železničním průmyslu a provozu, letectví a kosmonautice, energetice, zvláště atomové, chemickém průmyslu, atd. V těchto oborech byly samostatně rozpracovány metody sledující zabezpečení daných objektů, které jsou sumárně nazývány System Integrity Analysis Methods resp. System Dependability Analysis Methods.

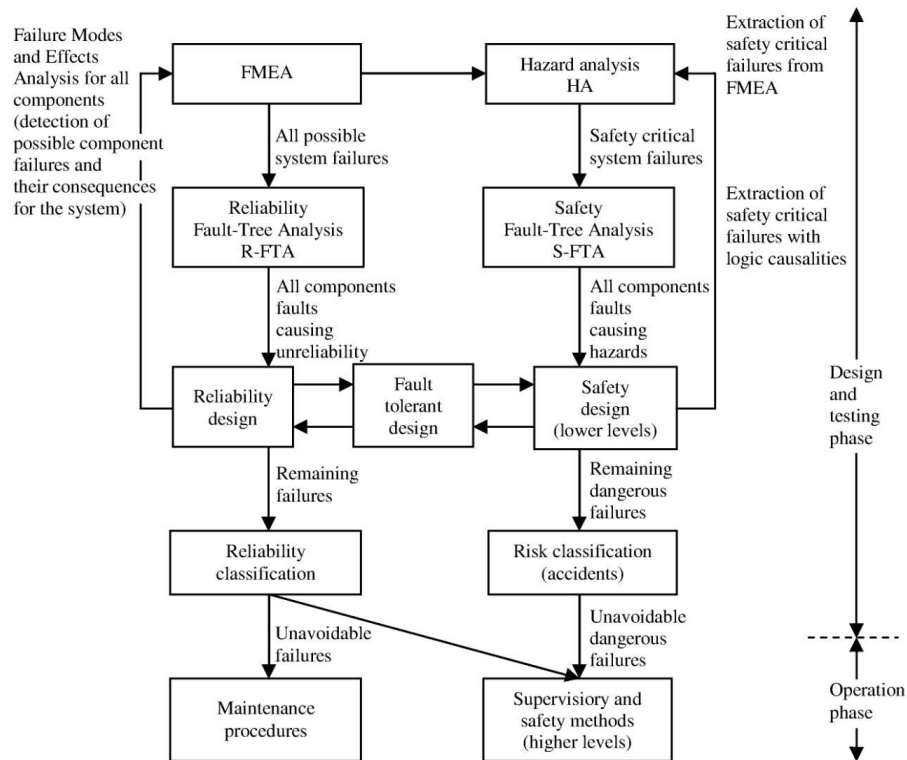
Spolehlivosti funkce a bezpečnosti mechatronického zařízení se, obecně řečeno, dosáhne kombinací postupů, vedoucích:

- k zamezení poruch komponent,
- k rozeznání poruch a jejich diagnóze,
- k automatickému sledování stavu systému a jeho komponent,
- k odstranění poruch komponent,
- k toleranci systému na poruchy komponent,
- k zabezpečení provozu i při poruše jedné nebo více komponent,
- k ochraně systému a jeho okolí před následky poruch komponent.

Poruchy jednotlivých komponent se projevují na funkčnost systému rozdílně a stejně tak i rozdílně ovlivňují bezpečnost jeho provozu. Ke klasifikaci poruch a jejich vlivu na spolehlivost a bezpečnost provozu mechatronických zařízení (všech typů), byly vypracovány a normovány různé, navzájem se prolínající a navazující, metody, z nichž zde uvedeme pouze následující:

- FMEA (Failure Mode and Effects Analysis),
- HA (Hazard Analysis).

Jejich základní úkoly a postup jejich použití jsou uvedeny v obr. 7.1, který ponecháváme bez komentáře. Každá složitější mechatronická soustava, jejíž porucha může ohrozit lidské životy, musí odpovídající bezpečnostní analýzu podstoupit.



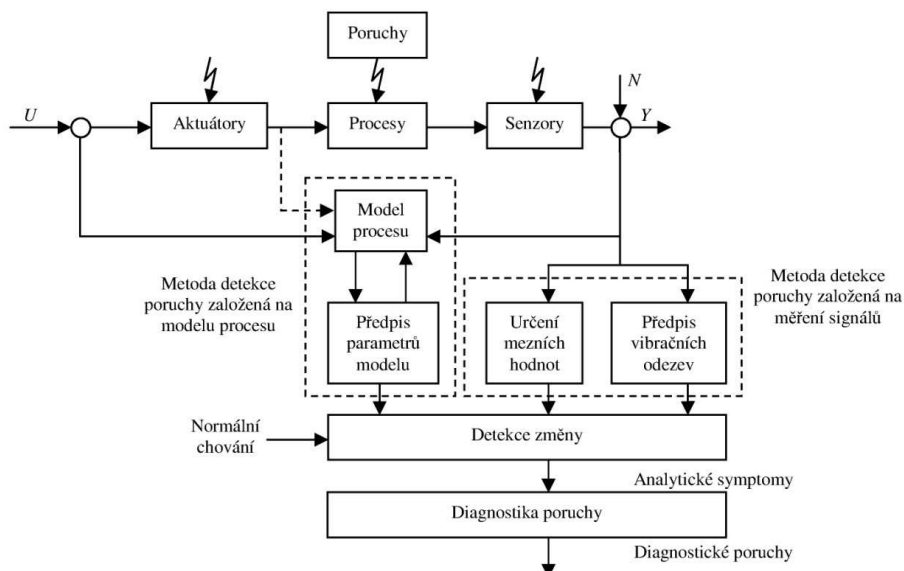
Obr. 7.1 Schéma použití FMEA a HA metod a jejich vazeb

7.3 DETEKCE PORUCH SENZORŮ AKTUÁTORŮ A CELÝCH SOUSTAV

Detekce poruch jak komponent, tak i celých mechatronických systémů, jsou založeny na porovnávání signálů skutečně naměřených a signálů předpokládaných (správných). Detekce poruch se může provádět jak za provozu zařízení, tak i při jeho odstávce.

Detekční metody (obr. 7.2) jsou postaveny na dvou hlavních principech:

- signálové metody,
- metody modelové.



Obr. 7.2. Schematické vysvětlení metod detekce poruchy komponenty/soustavy

Signálové metody, prováděné při provozu, obvykle kontrolují výstupní procesy/signály:

- zda nepřekračují předpokládané/povolené mezní hodnoty, nebo
- zda jejich průběh odpovídá předpokládanému, např. zda se v nich např. neprojevují nadměrně rychlé změny.

Při zkoušení při odstávce se v klidové fázi systému na sledovanou komponentu/soustavu přivádí známé vstupní signály, většinou harmonické nebo impulzní, a měří výstupní signály z ní. Jejich srovnáním se známými správnými se určí stav komponenty resp. systému. U metod modelových je v do komponenty/systému zabudován její matematický model – pozorovatel. K tomuto modelu se přivádí (za provozu nebo v klidu) stejné vstupní signály jako do skutečné komponenty/soustavy. Porovnáním výstupů reálné komponenty/soustavy a

U metod modelových je v do komponenty/systému zabudován její matematický model – pozorovatel. K tomuto modelu se přivádí (za provozu nebo v klidu) stejné vstupní signály jako do skutečné komponenty/soustavy. Porovnáním výstupů reálné komponenty/soustavy a modelu je možno určit její funkčnost. Je-li model dostatečně výstižný, mohou být tímto způsobem zpětně stanoveny i parametry soustavy (v obrázku „Feature generation“) a tedy určeny jejich změny v kontrolované komponentě/soustavě oproti návrhovým, neboli je možno diagnostikovat, jaký typ poruchy se případně vyskytuje.

Detekce poruch je samostatnou problematikou, specifickou u každé řešené úlohy. Metody, vedoucí k diagnostikování poruchy, musí být součástí specifikace každé kritické komponenty.

7.4 KATEGORIE ZABEZPEČENÍ PROVOZU MECHANICKÉ SOUSTAVY

Míra zabezpečení provozu mechatronické soustavy závisí na provozních podmínkách a nebezpečnosti výskytu poruchy. V podstatě rozlišujeme soustavy (a obdobně i komponenty) na:

- Fail-Silent (Passive) (FP),
- Fail-Operational (FO),
- Fail-Safe (FS).

U Fail-Silent systému se při poruše důležité komponenty systém vypíná a provoz se zabezpečuje v nouzovém režimu pro zachování nezbytných funkcí (např. chlazení), nebo jeho řízení přejímá lidský operátor.

U Fail-Operational systému se toleruje porucha jedné komponenty, taková, při níž je zajištěn vyhovující provoz celého zařízení do jeho odstavení a opravy.

U Fail-Safe systémů přebírá činnost porušené komponenty komponenta jiná, neporušená. Tyto systémy se nazývají redundantní. Musí zaručit plnou provozuschopnost systému až do doby jeho opravy. Použití těchto systémů je nutné v řadě úloh v letectví („fly-by-wire“), kosmonautice a dalších odvětvích. Tyto systémy jsou nazývány „High Integrity Systems“.

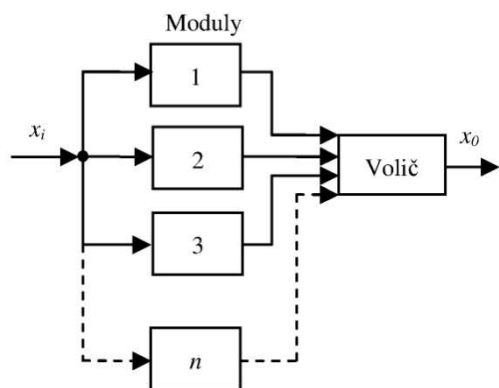
7.5 REDUNDANTNÍ SYSTÉMY

Některé komponenty mechatronických soustav, jako jsou senzory a aktuátory, mohou být buď náchylnější ke vzniku poruchy, nebo jejich porucha může kriticky ovlivnit funkci systému. K jejich vyhledání slouží analytické metody, diskutované výše.

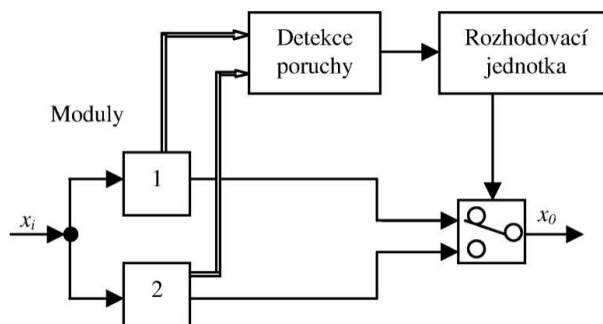
Redundantní systémy používají na těchto svých kritických místech komponent se stejnou nebo obdobnou funkcí tak, aby vliv porouchané komponenty bylo možno vyloučit a k dalšímu zpracování použít jen signál z některé nepoškozené komponenty.

Tzv. statická redundance (obr. 7.3) používá paralelně n -shodných komponent (nejméně tři), na které je přiváděn stejný vstupní signál. Volič („Voter“) porovnává jejich výstupní signály a k dalšímu zpracování použít pouze ten signál, který je prakticky shodný u většiny komponent. Tento způsob je drahý, avšak může zabezpečit skutečné fail-safe vlastnosti i při vícenásobné poruše.

Hardwarově jednodušší je tzv. dynamická redundance, která je ovšem náročnější na výpočetní techniku a umožňuje eliminaci poruchy pouze jedné komponenty.



Obr. 7.3 Schéma staticky redundantní soustavy pro zabezpečení provozu kritického modulu

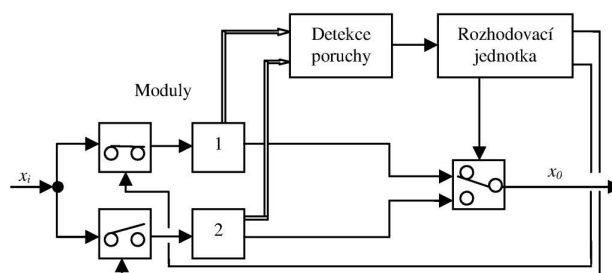


Obr. 7.4 Schéma dynamicky redundantní soustavy „hot standby“ pro zabezpečení provozu kritického modulu

Tzv. „hot standby“ dynamická redundance (obr. 7.4) používá dvě stejné komponenty, které jsou obě zapnuty na stejný vstupní signál. Na obou se průběžně provádí detekce poruchy („Fault detection“). V rozhodovací jednotce („Reconfiguration“) se rozhoduje, který signál bude dále využit. V případě poruchy jedné komponenty se samozřejmě dále používá signál z té dobré.

Druhou variantou je „cold standby“ dynamická redundance (obr. 7.5), kdy se sice také kontinuálně provádí detekce poruchy obou komponent, avšak jedna z nich je při běžném provozu vypnuta. Zapíná se pouze v případě, že na základní provozní komponentě se zjistí porucha a tato se musí vypnout.

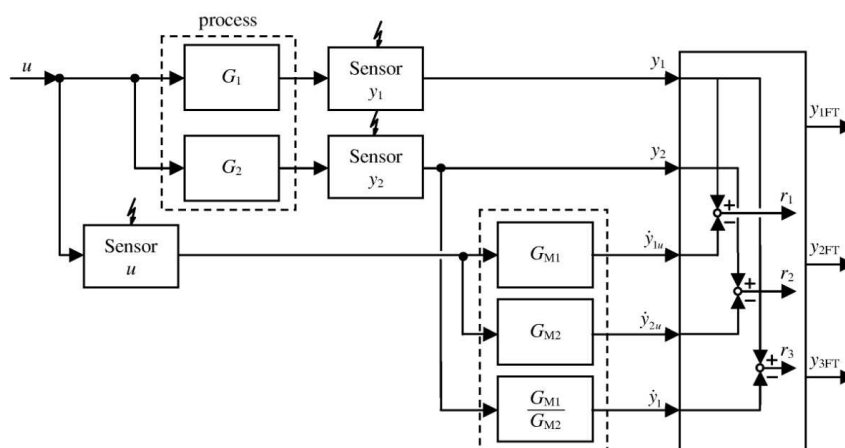
Oba tyto systémy vyžadují diagnostiku funkčnosti za provozu, neboli vyžadují použití „pozorovatele“



Obr. 7.5 Schéma dynamicky redundantní soustavy „cold standby“ pro zabezpečení provozu kritického modulu

7.6 ANALYTICKÁ REDUNDANCE

V některých případech je možno docílit redundantních vlastností systému bez znásobení hardwaru pomocí tzv. analytické redundance (viz Příklad P3).



Obr. 7.6 Schéma analytické redundantní soustavy

Uvažujme systém (obr. 7.6), u něhož jeden vstupní signál $u(t)$ působí současně na dvě nezávislé dynamické soustavy („process“), z nichž jedna má výstup $y_1(t)$ (u lineární soustavy teoreticky definován přenosem $G_1(i\omega) = y_1(i\omega)/u(i\omega)$), druhá výstup $y_2(t)$ (přenos $G_2(i\omega) = y_2(i\omega)/u(i\omega)$). Výstupní signály y_1 a y_2 jsou měřeny dvěma nezávislými senzory, které se mohou porouchat.

Vstupní signál $u(t)$ je určen samostatně příslušným senzorem. Tento signál tvoří vstup do matematického modelu soustavy (pozorovatele), který na základě modelování vytváří modelový výstup $\hat{y}_{1u}(t)$ (u lineární soustavy teoreticky definován přenosem modelu $G_{M1}(i\omega)$) a modelový výstup $\hat{y}_{2u}(t)$ (přenos modelu $G_{M2}(i\omega)$).

Matematicky je možno modelovat např. závislost $\hat{y}_1(t)$ jako funkci $y_2(t)$ (což je teoreticky definováno jako $\hat{y}_1(i\omega) = (G_{M1}(i\omega)/G_{M2}(i\omega))y_2(i\omega)$).

Pozorovatel tedy vytváří tři signály, $\hat{y}_{1u}(t)$, $\hat{y}_{2u}(t)$, $\hat{y}_1(t)$, které je možno porovnat se skutečnými výstupy $y_1(t)$ a $y_2(t)$, neboli vytvořit „rezidua“

$$r_1(t) = (y_1(t) - \hat{y}_{1u}(t)), \quad r_2(t) = (y_2(t) - \hat{y}_{2u}(t)), \quad r_3(t) = (y_1(t) - \hat{y}_1(t)).$$

Rezidua v případě bezporuchové funkce obou soustav musí ležet v mezích stanovené tolerance (být blízká nule).

Pokud tomu tak není, může být výstup porouchaného senzoru 2 nahrazen jeho matematickou reprodukcí $\hat{y}_{2u}(t)$. Je-li porušen senzor signálu $y_1(t)$, je zřejmě možno použít $\hat{y}_1(t)$ nebo $\hat{y}_{1u}(t)$. Tento výběr záleží na specifických podmínkách daného úkolu.

7.7 KOMPONENTY TOLERANTNÍ NA PORUCHU

Velmi exponované mechatronické systémy (letectví, kosmonautika) využívají komponenty, které jsou samy o sobě vybaveny redundancí tak, aby alespoň jedna porucha neohrozila funkci komponenty. Tyto jsou nazývány „fault-tolerant components“.

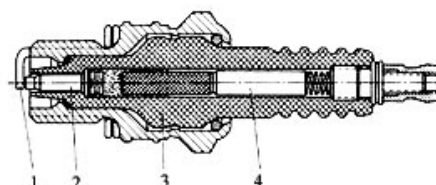
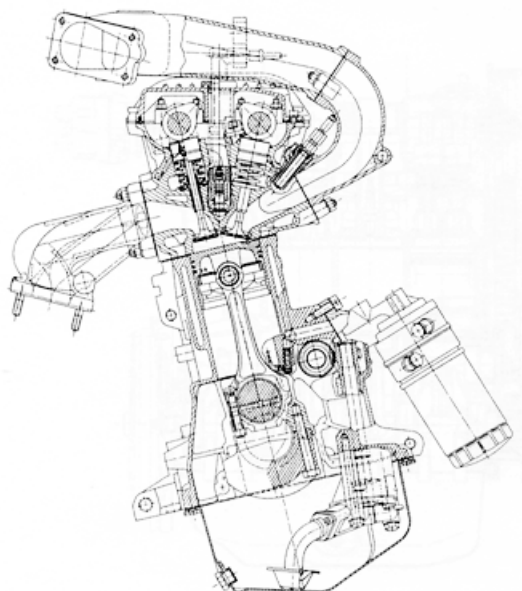
V jednodušších případech se jedná o statické redundance. U sensorových jednotek to např. bývá zdvojení vlastních čidel, atd., u aktuátorů např. zdvojení pohonných jednotek (elektromotorů), u komunikačních sítí např. zdvojení bus-vedení.

P. PŘÍKLADY ŘEŠENÍ MECHATRONICKÝCH SYSTÉMŮ

P1. ŘÍZENÍ PŘEDSTIHU ZAPALOVÁNÍ ZÁŽEHOVÝCH PÍSTOVÝCH MOTORŮ

P1.1 PROBLEMATIKA

Pístové zážehové motory (obr. P1.1) pracují na principu zapalování směsi paliva a vzduchu ve válci elektrickým výbojem v zapalovací svíčke (obr. P1.2). Počátek přeskočů výboje vzhledem k natočení klikové hřídele (resp. vzhledem k postavení pístu ve válci) musí být vhodně určen a přesně časován, má-li motor pracovat v optimálních (kompromisních) režimech.

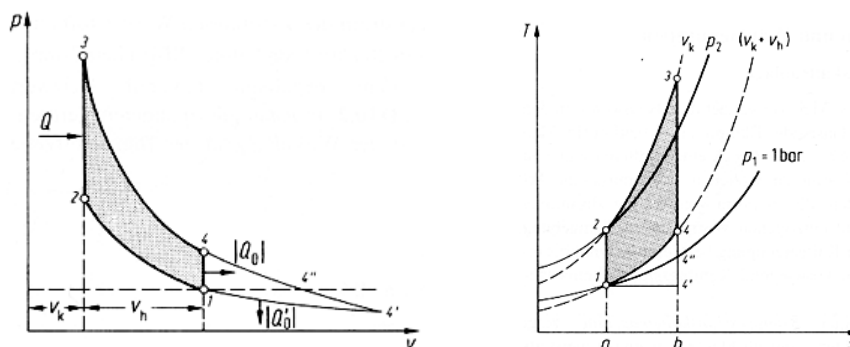


Obr. P1.1 Řez soudobým čtyřdobým automobilovým motorem a jeho zapalovací svíčka (vpravo)
 Legenda: 1 – elektroda propojená s hlavou válce, 2 – střední elektroda, 3 – izolátor, 4 – odrušovací odpor

Vzhledem k tomu, že příkaz k přeskočů výboje se v běžných režimech vydává předtím, než píst dosáhne horní úvratí, je úhel natočení klikové hřídele v okamžiku tohoto příkazu nazýván „předstih“. Předstih je ovlivněn celou řadou jak pohybových tak i vnějších parametrů. Elektronické řízení je schopno tyto požadavky plnit. Spolu s motorem tvoří jednotnou mechatrickou soustavu.

P1.2 POŽADAVKY MOTORU NA ZAPALOVÁNÍ

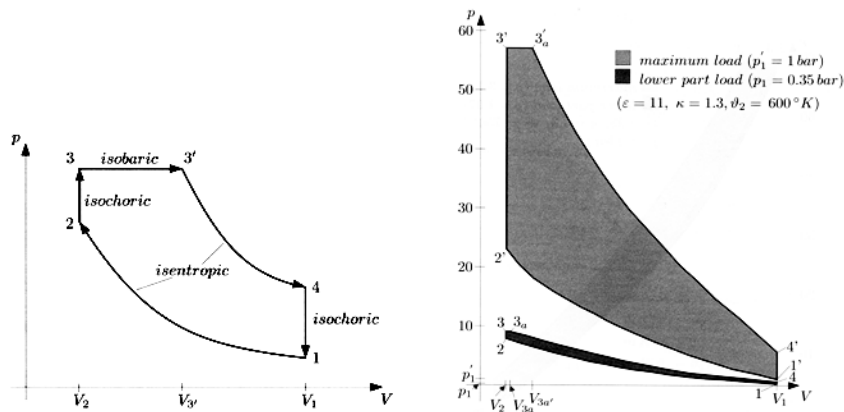
Teoretický tepelný oběh (obr. P1.2) spalovacího zážehového motoru uvažuje okamžitý přívod tepla hořením náplně válce v HÚ pístu motoru (HÚ – horní úvrat’).



Obr. P1.2 Teoretický tepelný oběh zážehového motoru v p - V a T - s diagramu

Legenda: V_h – zdvihový objem, V_k – kompresní objem, Q – tepelná energie přivedená, Q_0 – tepelná energie odvedená výfukem, 2 – HÚ, 1 – DÚ, 1-2, 3-4 adiabaty, 2-3, 4-1 isochory

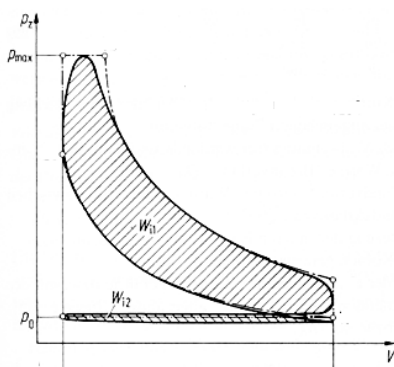
Toto není možné, neboli teplo se přivádí po určitou dráhu pístu kolem HÚ, při určité změně objemu V . Výstižnější teoretický tepelný oběh spalovacího motoru je ukázán na obr. P1.3.



Obr. P1.3 Seiligerův p - V diagram čtyřdobého zážehového motoru při plném otevření škrticí klapky [5]
 Legenda: „maximum load“ – atmosférický tlak $p_1' = 1$ (bar) na vstupu do sacího potrubí a malém otevření,
 „lower part load“ – tlak na vstupu sacího $p_1' = 0.35$ (bar)), ε - kompresní poměr, κ konstanta polytropy,
 φ_2 teplota na konci komprese

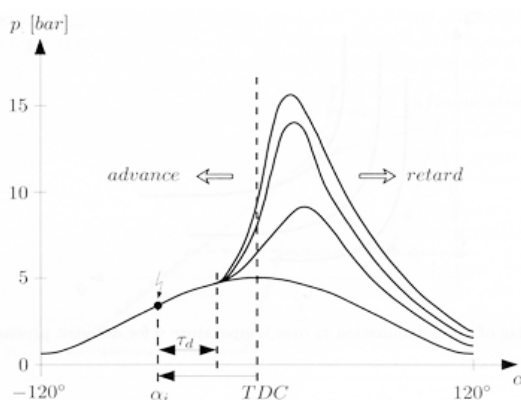
Zážehové motory se regulují škrcením přívodu směsi vzduchu s palivem, což se samozřejmě výrazně projevuje v idealizovaném p - V diagramu (obr. P1.3) a má velký vliv na zapálení a hoření směsi ve válci, a tedy i na předstih zážehu.

Skutečnost je ještě jiná, jak je naznačeno na obr. P1.4.



Obr. P1.4 Idealizovaný tepelný oběh čtyřdobého zážehového motoru.

Legenda: W_{11} – práce vykonaná, W_{12} – práce zmařená



Obr. P1.5 Závislosti tlaku p ve válci na úhlu natočení klikové hřídele α vzhledem k HÚ („TDC“) při různém úhlu předstihu okamžiku výboje ve svíčke α_i - schéma

Legenda: „advance“ – předstih, „retard“ - opak

Z hlediska mechaniky motoru je výhodnější místo p - V diagramu používat p - α diagram, kde α ($^\circ$) je úhel natočení klikové hřídele.

Při skutečném spalovacím pochodu (obr. P1.5) začíná běžně nárůst tlaku p ve válci hořením již před HÚ, takže tento nárůst vytváří z hlediska momentu motoru negativní práci. Pozitivní práci vykonává píst až po HÚ. Je ovšem zřejmé, že posouváním celého diagramu doprava za HÚ by se vlivem termodynamických procesů jednak snižovalo maximum tlaku, jednak by docházelo k větším ztrátám tepelné energie výfukem. Správné načasování počátku hoření je proto klíčové pro dosažení přijatelné indikované účinnosti motoru.

Náplň válce tvoří směs vzduchu a odpařeného automobilového benzínu, resp. jeho kapiček, charakterizovaná poměrem λ ($\lambda = 1$ odpovídá stechiometrickému poměru hmotnosti vzduchu ke hmotnosti paliva). Tato směs je zapalována elektrickým výbojem probíhajícím mezi elektrodami zapalovací svíčky. Průběh hoření ve válci po počátku výboje ve svíčke může být rozdělen do dvou fází:

- První fázi tvoří prodleva vznícení náplně (doba prodlevy τ_d). Během této fáze se tlak ani teplota ve válci vlivem hoření příliš nezvyšují. Prodleva τ_d poněkud závisí na typu paliva, teplotě a tlaku ve válci, poměru λ vzduch-palivo v okolí zapalovací svíčky, atd., avšak nezávisí na otáčkách motoru. Má tedy přibližně konstantní velikost bez ohledu na otáčky motoru. Pro zvyšující se otáčky motoru n (1/min) se tedy úhel natočení klikové hřídele, během níž probíhá tato fáze, zvětšuje. Pro ilustraci uvádíme, že τ_d pro běžná paliva a běžné podmínky ve válci při kompresi je τ_d několik ms.
- Druhou fázi tvoří vlastní hoření směsi ve válci. Po vznícení se hoření šíří v klidové směsi rychlostí ca 1m/s. Rychlost jeho propagace je však značně podporována turbulencí směsi a spalin ve válci, takže je možno říci, že při zvyšování otáček motoru se rychlost hoření úměrně zvětšuje. Úhel natočení klikové hřídele, potřebný k prohoření směsi ve válci od okamžiku vznícení, je proto prakticky konstantní v celém otáčkovém režimu motoru.

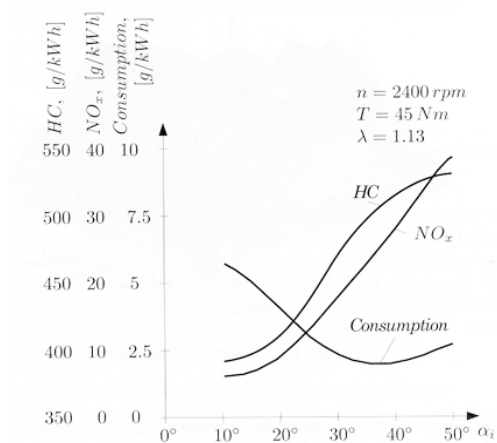
Má-li hoření probíhat v HÚ a těsně (úhlově) za ní, musí být směs zapálena výbojem ve svíčce již před HÚ (proto se hovoří o „předstihu“). Povel k zapálení pak musí být dán ještě dříve (viz dále), protože vlastní proces v elektronické resp. elektrické soustavě zapalování trvá několik milisekund.

Úhel předstihu (zjednodušeně „předstih“) může být definován dvěma způsoby:

- je úhlem natočení klikové hřídele α_k mezi povelům k zapálení a dosažením HÚ,
- je úhlem natočení klikové hřídele α_i mezi okamžikem zapálení směsi výbojem ve svíčce a dosažením HÚ.

Rozdíl ($\alpha_k - \alpha_i$) mezi těmito úhly tkví v době, v níž dochází k přípravě k přeskočení výboje ve svíčce. Tento rozdíl závisí na provedení zapalovací soustavy a na otáčkách motoru (viz dále). V dalším budeme hovořit o předstihu z hlediska jeho řízení, tedy o úhlu α_i . Předstih je kladný, děje-li se před dosažením HÚ.

Velikost úhlu předstihu α_i při zadaných podmínkách práce motoru (otáčky, zatížení teplota, složení směsi) ovlivňuje základní provozní parametry motoru, jako jsou měrná spotřeba a tvorba škodlivin.



Obr. P1.6 Vliv úhlu předstihu α_i na charakteristické sledované parametry určitého motoru [5]

ho automobilu s předepsanými jízdními cykly bylo dosaženo splnění jejich požadavků. V jiných režimech může výrobce nastavení předstihu fixovat, nebo umožnit řidiči provádět volbu mezi režimy výrobcem nabízenými pro upřednostnění výkonu, spotřeby paliva, městského provozu, atp.

„Optimalizace“ nastavení předstihu je tedy kompromisním řešením. Musí se dít v úzké návaznosti na vývoji soustavy pro přípravu směsi, tedy soustavy nepřímého nebo přímého vstřikování paliva.

U moderních motorů s elektronickou vstřikovací soustavou se úhel předstihu α_i nastavuje v závislosti na následujících provozních podmínkách motoru:

- zatížení a otáčky, zatížení je možno určit buď přímo z postavení škrticí klapky, nebo přesněji nepřímo z doby vstřiku paliva, která se stanovuje samostatně a není zde diskutována,

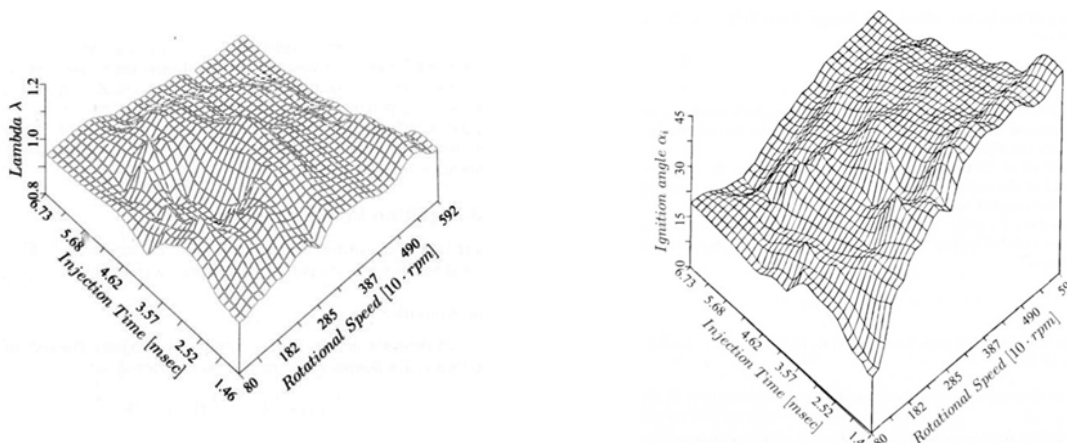
- poměr vzduch-palivo, vyjádřený součinitelem λ (údaj λ -sondy), který výrazně ovlivňuje prodlevu vznícení, pro $\lambda = 1$ je běžně τ_d relativně nejmenší, se zvětšujícím se $\lambda > 1,1$ (přebytek vzduchu) poměrně výrazně stoupá, tento údaj je společný pro řízení předstihu i přípravu směsi vzduch/palivo,
- velikost recirkulace výfukových plynů EGR,
- tlak na vstupu do sacího potrubí (v tlumiči sání, tedy i s uvažováním znečištění vzduchového filtru) ovlivňující λ ,
- teplota nasávaného vzduchu, vyšší teplota podporuje sklon ke „klepání“,
- teplota chladicí kapaliny, kdy zpožděným zážehem je možno při studeném startu rychle zvýšit teplotu výfukového potrubí (a tím i celého motoru) a katalyzátoru,
- volnoběh motoru, kdy je možno lépe udržet konstantnost otáček zvýšeným předstihem (vyšším výkonem),
- překročení maximálních povolených otáček motoru, kdy se zážeh zpožďuje současně s vypnutím vstřikování paliva,
- akcelerace motoru (vozidla), kdy se zážeh zpožďuje pro omezení vzniku „klepání“,
- řadicí pochod automatických a automatizovaných převodovek.

Obecně se musí odlišovat nejméně tři odlišné pracovní režimy motoru v daném automobilu:

- základní jízdní, kdy teploty motoru jsou ustáleny v poměrně úzkém rozmezí provozních hodnot,
- startovací, za nízkých až velmi nízkých teplot,
- volnoběžný.

Pro každý z těchto režimů platí jiné podmínky na seřízení předstihu (samozřejmě současně s přípravou směsi). Zde budeme hovořit pouze o základním jízdním režimu, nastávaném výrobcem pro běžné využívání automobilu.

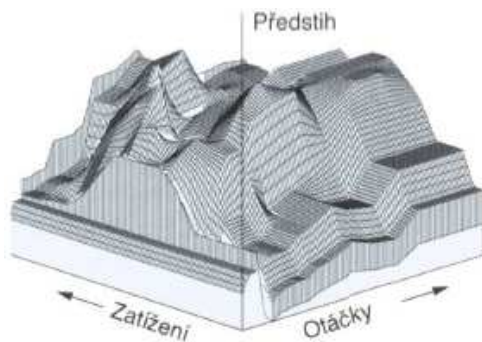
Základní nastavení předstihu je závislé na zatížení a otáčkách motoru. Nastavení předstihu se provádí na daném motoru s danou zapalovací soustavou společně s nastavením vstřikovací soustavy experimentálně na brzdovém stanovišti pro různé zkušební cykly (obr.P1.7).



Obr. P1.7 Ukázka souhry nastavení optimálního poměru vzduch/palivo λ , doby vstřiku paliva („Injection Time“) a úhlu předstihu α_i („Ignition Angle“) v závislosti na otáčkách motoru („Rotational Speed“, „rpm“ – 1/min)) pro určitý zkušební cyklus [5]

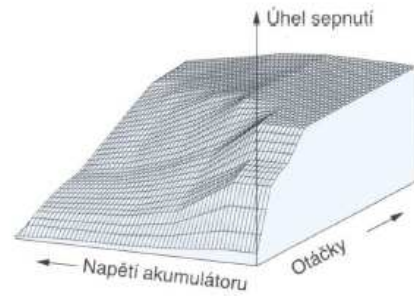
Velikost předstihu α_i se stanovuje jako kompromis mezi jednotlivými požadavky pro celou řadu provozních stavů motoru (n , ρ) za určených vnějších podmínek (teplota, tlak sání) a tento pak tvoří jeden bod třírozměrného diagramu (obr. P1.8), resp. jeden údaj v datové matici.

Je nutno upozornit, že u víceválcových motorů nejsou nikdy podmínky náplně a vyprazdňování jednotlivých válců stejné, takže takovýto diagram je kompromisem vyhovujícím všem válcům. Tento datový soubor je uložen v paměti. Pro jiné podmínky (tlak, teplota vzduchu) je nutno vytvořit samostatné diagramy. Vzhledem k nutné omezenosti dat je nutno mezi takto vytvořenými datovými „mapami“ pro jiné, než experimentálně vyzkoušené, podmínky údaje interpolovat.



Obr. P1.8 Ukázka třírozměrného diagramu předstihu α_i v závislosti na zatížení (otevření škrticí klapky) a otáčkách motoru n .

(Teplota motoru, tlak a teplota nasávaného vzduchu normální a konstantní)



Obr. P1.9 Ukázka závislosti úhlu sepnutí α_z na napětí akumulátoru U_b a na otáčkách motoru n (Pozor: měřítko „úhlu sepnutí“ je podstatně jiné, než měřítko předstihu v předchozím obrázku!)

K zapálení směsi je zapotřebí určitá energie zapalování E . Tato energie (viz dále) je závislá na napětí zdroje (baterie) U_b a na času nabíjení zesilovače τ_z , který může být převeden na úhel klikové hřídele („úhel sepnutí“ α_z). Je-li napětí akumulátoru U_b nízké (vzhledem k nominálnímu), musí být doba sepnutí delší. Současně je zřejmé, že pro konstantní čas sepnutí τ_z se úhel sepnutí α_z musí při zvyšujících se otáčkách motoru n zvětšovat. Závislost $\alpha_z = f(U_b, n)$ se určuje experimentálně. Její příklad je ukázán na obr. P1.9.

Úhel sepnutí neovlivňuje úhel počátku vlastního výboje ve svíčke, ale počátek přípravy tohoto výboje. Mikro počítač musí dát povel k počátku zapalovacího procesu pro úhel předstihu

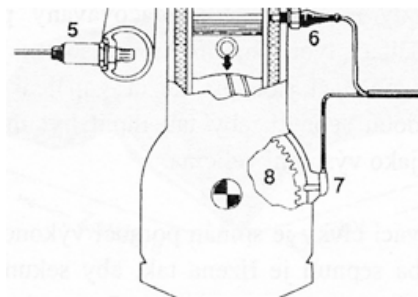
$$\alpha_k = \alpha_i + \alpha_z$$

Řízení takovéto soustavy zapalování je přímovazební, produkčního (výrokového) typu.

P1.3 POPIS JEDNÉ POUŽÍVANÉ ELEKTRICKÉ ZAPALOVACÍ SOUPRAVY

Elektronických zapalovacích soustav existuje více typů. V dalším se soustředíme na zapalování Bosch EFS („Einzelfunken-Spule“) pro čtyřválcový motor. Toto je ve své podstatě složeno ze čtyř samostatných zapalovacích soustav pro každý válec samostatně, a tedy je pro popis jednoduché.

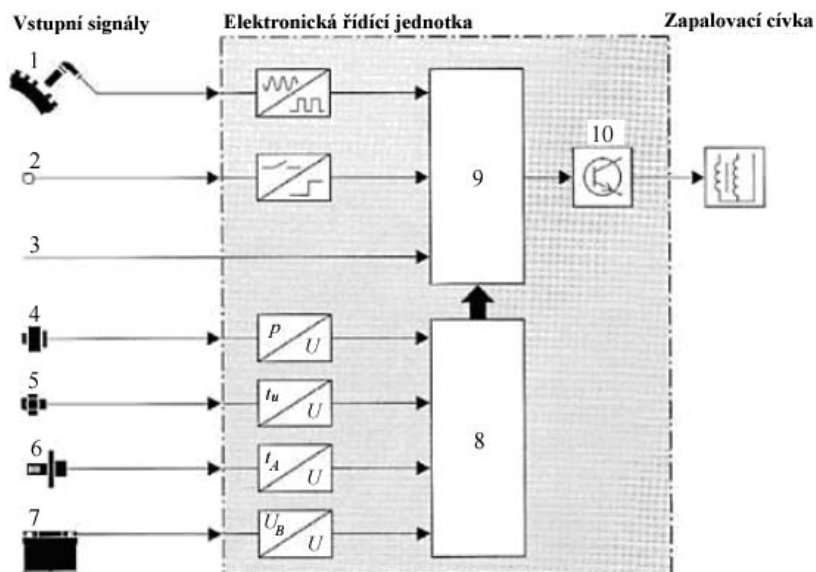
Základem řízení každého zapalování je znalost natočení klikové hřídele vzhledem k HÚ jednotlivých válců.



Obr. P1.10 Schéma snímání polohy klikové hřídele pro elektronické zapalování

Legenda: 5 – lambda sonda, 6 – snímač teploty, 7 – indukční snímač polohy klikové hřídele, 8 – ozubený věnec snímače polohy

Natočení klikové hřídele se stanovuje pomocí ozubeného věnce na setrvačnicku (obr. P1.10), který má běžně 60 zubů (úhlová rozteč 6°). Poloha věnce vůči zalomením klikové hřídele je vyznačena vynecháním jednoho zubu (v některých případech více zubů po obvodu). Vlastní snímání se provádí indukčním snímačem (nověji též Hallovým diferenciálním senzorem – P8.8).



Obr. P1.11 Zjednodušené schéma skladby elektronického zapalování ESF

Legenda: 1 – snímač pozice klikové hřídele, 2 – snímač pozice škrtkové klapky, 3 – CAN-bus k mikroprocesoru přípravy směsi včetně EGR, 4 – snímač tlaku sání, 5 – snímač teploty chladicí kapaliny, 6 – snímač teploty nasávaného vzduchu, 7 – snímač napětí baterie, 8 – AD převodníky, 9 – mikroprocesor, 10 – spínací tranzistory zapalování

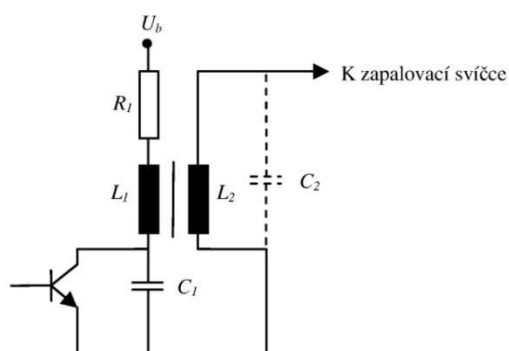
Elektronická zapalovací souprava (obr. P1.11) se skládá z části sensorické, mikroprocesoru a části výkonové, skládající se ze spínacích obvodů, zesilovačů a zapalovacích svíček.

Výstupy některých senzorů jsou analogové, takže jsou pro další zpracování digitalizovány.

Mikroprocesor vyhodnocuje signály a na základě vložených dat vysílá signály k sepnutí a následného vypnutí spínacích tranzistorů jednotlivých válců, jimiž jsou aktivovány zesilovače zapalovacího výkonu.

P1.4 ZESILOVAČ ZAPALOVACÍHO VÝKONU

Zesilovač zapalovacího výkonu je tvořen spínacím/vypínacím tranzistorem, ovládajícím primární obvod transformátoru a sekundárním obvodem se zapalovací svíčkou (obr. P1.15).



Obr. P1.12 Schéma zesilovače [5]

Při sepnutí tranzistoru ($t = 0$) proudí primární zapalovací cívkou o indukčnosti L_1 proud

$$i_1 = (U_b - U_{CE}) (1 - e^{-(t/\tau)}) / R_1,$$

kde časová konstanta τ (s) je

$$\tau = L_1 / R_1,$$

a U_b napětí akumulátoru, U_{CE} napětí na kapacitoru C_1 .

Je-li v čase t_z tranzistor vypnut, koncový proud i_{1z}

$$i_{1z} = (U_b - U_{CE}) (1 - e^{-(t_z/\tau)})$$

vyvodí v cívce energii

$$E_L = (1/2) \cdot L_1 \cdot i_{1z}^2.$$

Tato energie je rozhodující pro zapálení směsi ve válci.

Doba t_z , potřebná k dosažení určité požadované energie E_L , je nezávislá na otáčkách motoru. Z tohoto důvodu se musí předstih α_z zvětšovat úměrně s otáčkami.

Energie E_L je kvadraticky závislá na napětí akumulátoru U_b a na době sepnutí t_z . Má-li být docíleno její určité velikosti při různém napětí akumulátoru U_B , musí být t_z příslušně proměnné.

(Příklad: Necht' je napětí akumulátoru $(U_b - U_{CE}) = U_1$; pro dosažení potřebného proudu i_z je zapotřebí čas t_{z1} , např. $(t_{z1}/\tau) = 1$; při poklesu napětí akumulátoru na $U_2 = (1/1,2) \cdot U_1$ musí být pro dosažení stejného proudu doba sepnutí $t_{z2} = 1,748 \cdot t_{z1}$; je-li $t_{z1} = 1,10^{-4}$ s, je $t_{z2} = 1,748 \cdot 10^{-4}$ s; při otáčkách $n = 6000$ 1/min se musí při málo nabitém akumulátoru předstih zvětšit o cca $2,7^\circ$)

V okamžiku přerušeni proudu se v cívce L_1 indukuje napětí U_{1z} . Toto napětí je v cívce L_2 zvětšeno úměrně poměru počtu závitů (w_2/w_1) sekundární a primární cívky (běžně $w_2/w_1 \approx 100$) na U_{2z} , které působí na kontaktu zapalovací svíčky.

Kapacity C_1 a C_2 , zakreslené na obr. P1.12, jsou ve skutečnosti tvořeny parazitními kapacitami obou obvodů.

Velikost napětí U_{1z} je ovlivněna celkovou parazitní kapacitou C_e , která může být vyjádřena jako

$$C_e = C_1 + (w_2/w_1) \cdot C_2.$$

V efektivním kapacitoru primárního okruhu s kapacitou C_{1e} je v okamžiku vypnutí nahromaděna energie E_C ,

$$E_C = (1/2) \cdot C_e \cdot U_{1z}^2,$$

kteřá je teoreticky rovna energii E_L , akumulované v cívce L_1 , $E_C = E_L$. Z toho vyplývá, že napětí na primární cívce v okamžiku vypnutí je

$$U_{1z} = i_{1z} \cdot (L_1/C_e)^{1/2}.$$

Napětí U_{2z} , indukované v okamžiku vypnutí na zapalovací svíčke, je

$$U_{2z} = (w_2/w_1) \cdot \kappa \cdot U_{1z},$$

kde $\kappa (\approx 0.85)$ je vazební konstanta mezi oběma vinutími.

Napětí U_{2z} musí být dostatečně velké na to, aby mohl ve svíčke vzniknout elektrický výboj i za zhoršených podmínek (znečištěné nebo vlhké elektrody), neboli v případě, kdy je ke svíčke sériově zařazen další velký parazitní odpor. Pouze pro orientaci uvádíme, že potřebné napětí na svíčke k přeskočení jiskry mezi elektrodami svíčky za nepříznivých podmínek je cca 12 kV, což znamená, že napětí U_{2z} bez parazitní zátěže by mělo být větší než cca 25 kV. Na primáru by pak mělo být napětí U_{1z} cca 300 V a proud i_{1z} cca 5 A. Spínací tranzistor musí toto zatížení vydržet po prakticky neomezený počet sepnutí.

Při sepnutí tranzistoru, tedy náhlé změně proudu v primárním obvodu, se na sekundární cívce objevuje pulz napětí s opačnou polaritou, než má podstatně vyšší aktivní pulz napětí při jeho vypnutí (viz obr. P1.16). Tento pulz napětí většinou nezpůsobuje problém, protože je jednak relativně malý, jednak nastává v okamžiku, kdy podmínky ve válci ještě nejsou vhodné k zapálení směsi. Přesto se k jednomu konci sekundárního okruhu někdy připojuje vysokonapěťová usměrňovací dioda (na schématu nezakreslena, viz další obrázky), která proud této polarity nepropouští, zatímco proud opačné polarity (při vypnutí) ano.

Po vypnutí tranzistoru ($t > \tau_z$) napětí U_1 (též proud i_1) se po tlumeném zakmitání ustálí na hodnotě zbytkového napětí na kondenzátoru a po jeho vybití poklesne na nulu. Frekvence tohoto kmitání napětí je f (Hz),

$$f = (1/2\pi) \cdot (1/L_1 \cdot C_{1e})^{1/2}$$

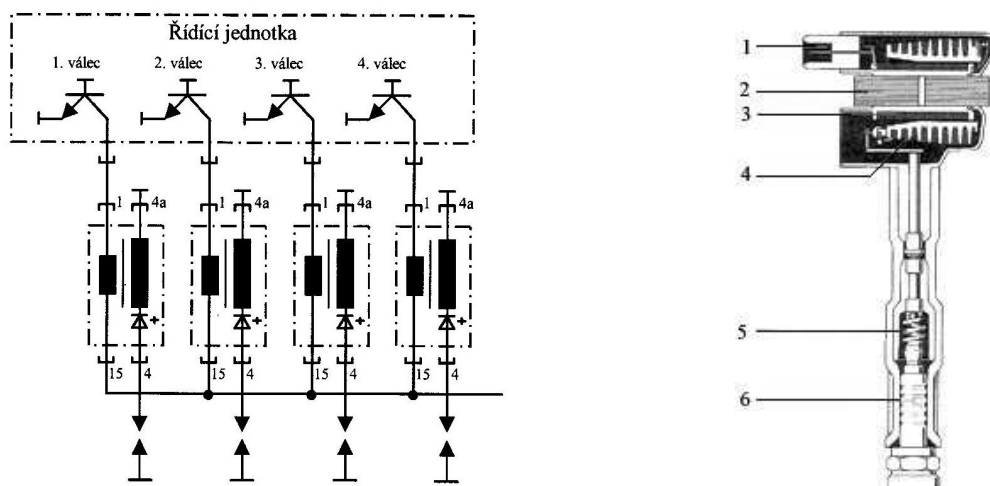
a bývá mezi 1 až 3 kHz.

Spínací tranzistor musí být opatřen samostatným rozepínacím obvodem, vyřazujícím jej z činnosti při:

- dosažení velmi nízkých otáček motoru (cca 30 1/min) pro snížení energie v něm mařeně;
- při příliš vysokém napětí U_{1z} , vzniklém např. při přerušení sekundárního obvodu; sekundární okruh se nevybije; parazitní kapacitor C_2 je ale nabit, takže při následujícím cyklu je $C_e = C_1$ a U_{1z} je vyšší než normálně;
- při vypnutí motoru, kdy se vypne primární obvod; tím způsobený nárůst napětí U_{1z} může způsobit nežádoucí zapálení směsi zbylé ve válci.

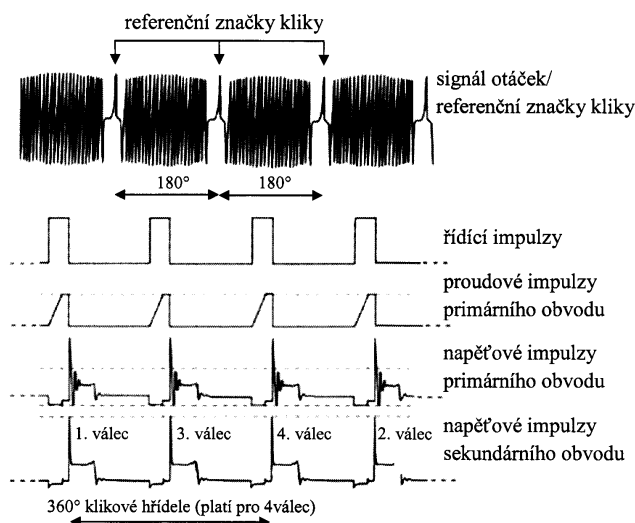
P1.5 SOUPRAVA ZAPALOVÁNÍ EFS PRO ČTYŘVÁLCOVÝ MOTOR

Jak již bylo řečeno, systém EFS má pro každý válec samostatný zesilovací obvod (obr.P1.13).



Obr.P1.13 Schéma zapalování EFS s individuálními zesilovači napětí jednotlivých válců. Souprava zapalovací svíčky s cívkou

Legenda: 1 – konektor nízkého napětí, 2 – feromagnetické jádro, 3 – primární vinutí, 4- sekundární vinutí transformátoru, 5 – vysokonapěťový vývod sekundárního vinutí s pružným kontaktem, 6 – zapalovací svíčka



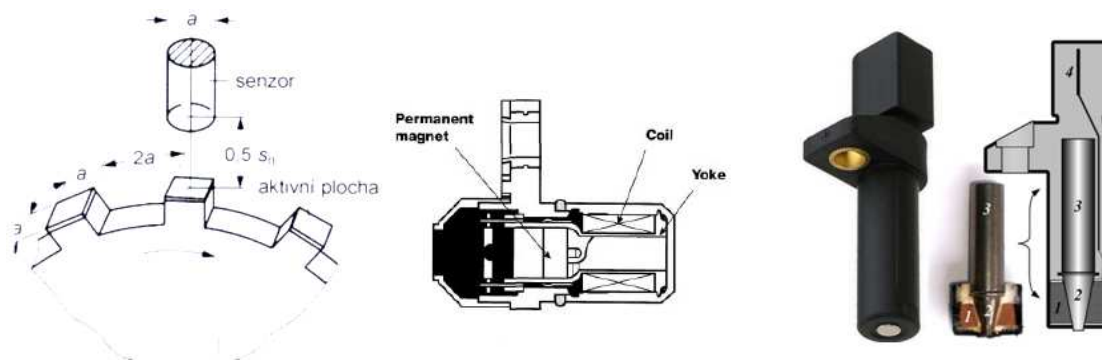
Obr. P1.14 Ukázka průběhů řídicích signálů a toků energie po dvě otáčky klikové hřídele

Každá svíčka má svůj vlastní spínací tranzistor a případně usměrňovací diodu. U každé svíčky je nástavec se samostatným transformátorem.

Časové průběhy řídicích povelů a napěťových výstupů jsou ukázány na obr. P1.14.

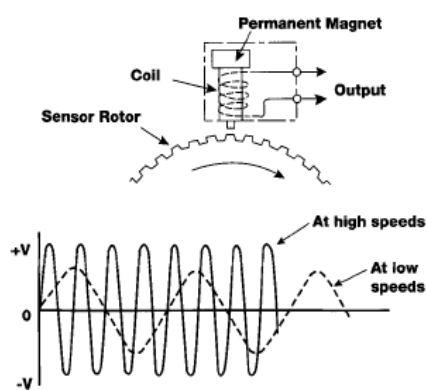
P1.6 INDUKČNÍ SNÍMAČ POLOHY KLIKOVÉHO HŘÍDELE

Indukční snímač je tzv. „aktivním“ snímačem, tj. nepotřebuje vnější přívod energie.



Obr.P1.15. Schématický obrázek principu a stavby indukčního snímače

Legenda: 1 – cívka, 2 – měkké železo, 3 – magnet, 4 -konektor



Obr. P1.16 Názorná ukázka průběhu elektromotorického napětí v indukčním snímači v závislosti na rychlosti otáčení rotoru

Legenda: „Coil“ – cívka, „Output“- výstup, „At high speeds“ – při vysokých rychlostech, „At low speeds“ – při nízkých rychlostech

načteného většinou vynecháním jednoho zubu, a tím se určí úhlová poloha od tohoto počátku.

Na klikové hřídeli v blízkosti pohonu vačkových hřídelí je nasazen ozubený věnec - rotor. Na klikové skříní je umístěn indukční snímač (obr. P1.15). Indukční snímače reagují na přiblížení resp. oddálení zubů ozubeného rotoru.

Skládají se z permanentního magnetu a elektrického vinutí (cívky). Přibližuje-li se zub ke snímači, mění v něm magnetický tok Φ , a tím se indukuje se v cívce elektromotorické napětí $U_i = -d\Phi/dt$, závislé na vzdálenosti zubu a rychlosti jeho přibližování. Je-li vrchol zubu přímo pod senzorem, je indukované napětí nulové. Při oddalování zubu se indukuje obdobně napětí opačného smyslu než při přibližování.

Generované napětí je úměrné rychlosti relativního pohybu zubu a snímače (obr. P1.16).

Napětí vzniklé na cívce se zesiluje a elektronickými obvody zpracovává na napětí pulzní. V čítači se počítají pulzy od určitého počátku, oz-

P2. ELEKTRICKÁ ZAPALOVACÍ SOUPRAVA

P2.1 PROBLEMATIKA

Řízení elektronické zapalovací soustavy pro běžný provozní režim může být provedeno i odlišným způsobem, než bylo ukázáno v příkladu P1.

Optimální účinnosti (vysoký výkon, malá měrná spotřeba) se většinou dosahuje při velkém předstihu na hranici „klepání“ motoru. Zvyšováním předstihu se úhel otočení klikové hřídele (po HÚ) při dosažení maximálního tlaku ve válci přesouvá blíže k HÚ, a tedy maximální tlak je vyšší než při pozdějším zážehu a expanzní zdvih větší. Teplota náplně spalovacího prostoru je však vyšší, a tím se zvyšuje i teplota stěn spalovacího prostoru, což jsou podmínky příznivé pro vznik „klepání“.

„Klepání“ je zvonivý, jasně slyšitelný, hluk motoru, většinou přehlušující hluky ostatní. Klepání motoru má na motor ničující následky během poměrně krátké doby. Proto u běžných řízení musí být předstih volen tak, aby ke klepání prakticky nemohlo dojít., což ovšem vede ke snížení předstihu oproti možnému.

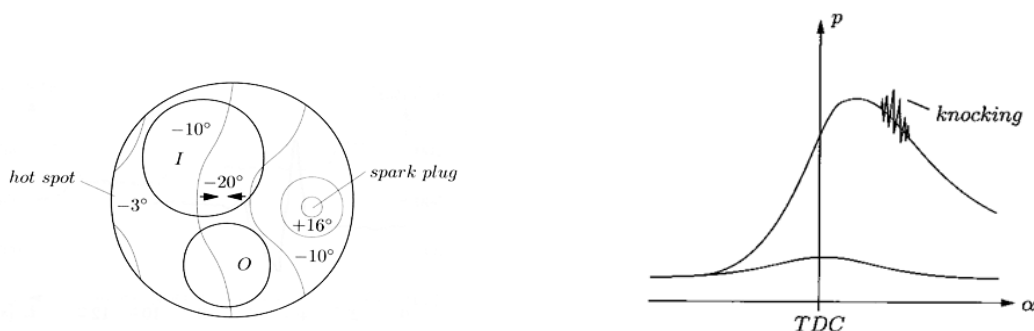
Základní myšlenkou „knock control“ tedy je, udržet za všech podmínek předstih těsně pod hodnotou, při níž již ke klepání dochází, ale zabránit trvalejším projevům klepání. Řízení musí tedy neustále vyhledávat kritickou velikost předstihu.

P2.2 PŘÍČINY „KLEPÁNÍ“ MOTORU

Směs palivo/vzduch na některém místě ve válci se může při kompresním zdvihu vznítit dříve, než ji dosáhne hořící čelo směsi, zapálené svíčkou. Toto vyžaduje, aby:

- na určitém místě hlavy/válce byla dostatečně vysoká teplota („hot spot“) a toto místo bylo dostatečně vzdáleno od svíčky,
- doba samovznícení směsi na tomto místě byla kratší než doba postupu čela hoření od svíčky k němu.

Všechny úpravy, zvyšující teplotu ve spalovacím prostoru a v jeho stěnách (např. zvyšování kompresního poměru, nadměrný předstih, atd.), sklon ke klepání zvyšují.



Obr. P2.1 Schéma šíření tlakových vln od svíčky a od „hot spot“ (úhly klikové hřídele jsou kladné před HÚ) [5]

Obr. P2.2 Schéma průběhu tlaku ve válci při klepání motoru („knocking“ – klepání) [5]

Legenda: „spark plug“ – zapalovací svíčka, O – výfukový ventil, I – sací ventil

Vznikne-li na „hot spot“ takovéto samovznícení, postupují v prostoru válce a hlavy proti sobě dvě tlakové vlny, jedna od svíčky, jedna od „hot spot“ (obr. P2.1). Mezi nimi komprimovaná směs se rázem zapaluje, takže tlak ve válci velmi prudce narůstá a vznikající tlakové vlny se šíří celým prostorem uzavřeným válcem/hlavou válce/pístem.

Tlakové vlny jsou superponovány k normálnímu průběhu tlaku ve válci, jak je znázorněno na obr. P2.2. Jejich frekvence bývá 5 až 7 kHz. Jejich vznik, trvání i zánik jsou omezeny na relativně úzký rozsah úhlů natočení klikové hřídele, ca mezi 10° až 50° po HÚ. Vznik těchto tlakových vln vede k rázům v klikovém ústrojí, které je mohou vážně poškodit, a rozkmitává celou strukturu motoru s výraznými hlukovými projevy („klepání“).

Klepání motoru je obecně podpořeno:

- vyšší teplotou nasávaného vzduchu (okolní teplota, přeplňování), vedoucí k vyšší teplotě na konci kompresního zdvihu,
- vyšším tlakem ve spalovacím prostoru na konci kompresního zdvihu (okolní tlak, plné otevření škrticí klapky, přeplňování) při zvýšeném zatížení motoru,
- snížením kvality paliva (OČ).

Omezení klepání daného motoru za daných provozních podmínek je po jeho vzniku prakticky možné pouze zpožděním okamžiků zážehu, zmenšením předstihu. Špičkové tlaky i teploty ve válci se tímto snižují, neboli snižuje se nebezpečí vzniku „hot spot“.

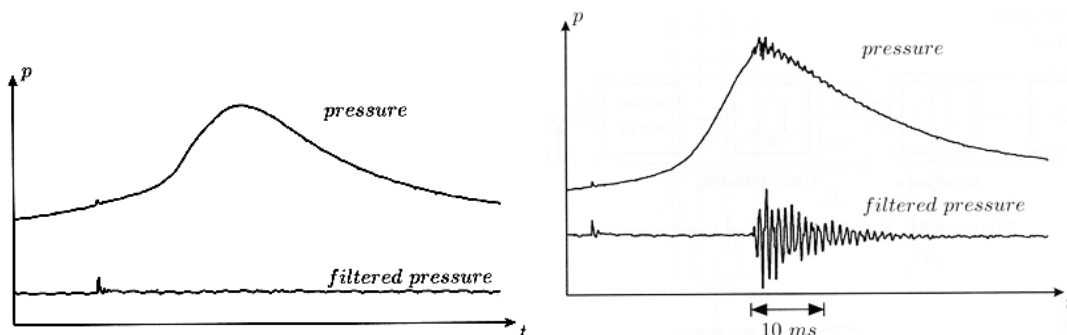
P2.3 DETEKCE KLEPÁNÍ

Má-li být předstih řízen na hranici klepání, musí být klepání detekováno. Předpokládejme, že je možno měřit tlak $p(t)$ ve válci v průběhu času.

Tlak ve válci závisí na zatížení motoru, atd. V první části detekce je tedy nutno získaný signál normalizovat (upravit) na jednotnou zvolenou velikost.

Druhou částí detekce klepání je v takto ošetřeném signálu odfiltrování jeho normální („neklepavé“) složky. Toto je relativně snadné pomocí úzkopásmového frekvenčního filtru typu „pásmová propust“, protože základní frekvence f_p (Hz) průběhu tlaku ve válci při otáčkách n (1/min) jsou u čtyřdobého motoru $f_p = k.n/120$ Hz ($k = 1, 2, 3, \dots$), neboli až do vysokých harmonických složek k jsou podstatně nižší, než frekvence klepání.

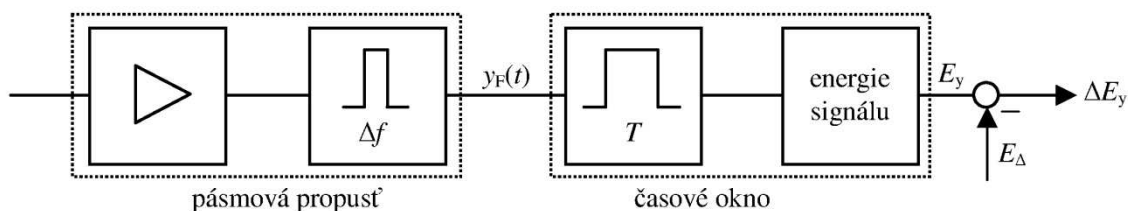
Ilustrační příklady takto zpracovaného signálu jsou na obr. P2.3.



Obr. P2.3. Normovaný měřený a frekvenčně filtrovaný („filtered pressure“) signál tlaku („pressure“ - tlak) ve válci při normálním hoření a při hoření s klepáním [5]

Třetí částí detekce je zajištění, že takto vyfiltrovaný signál pochází skutečně od klepání. Toto se provádí tak, že se bere v úvahu pouze část signálu, jejíž časování odpovídá předpokládané době vzniku klepání, neboli signál se omezí časovým „oknem“ s počátkem při natočení klikové hřídele např. 10° po HÚ a konci 50° po HÚ, tedy o časové délce T (ms), závislé na otáčkách n klikové hřídele.

Konečným stupněm detekce je stanovení energie tohoto signálu E_y , zjednodušeně řečeno střední kvadratické hodnoty tohoto signálu, a její porovnání s experimentálně stanovenou prahovou hodnotou E_Δ . Je-li $\Delta E_y = (E_y - E_\Delta) > 0$, je dán příkaz ke zmenšení předstihu.



Obr. P2.4. Blokové schéma zpracování signálu tlaku ve válci [5]

Blokové schéma tohoto postupu je na obr. P2.4.

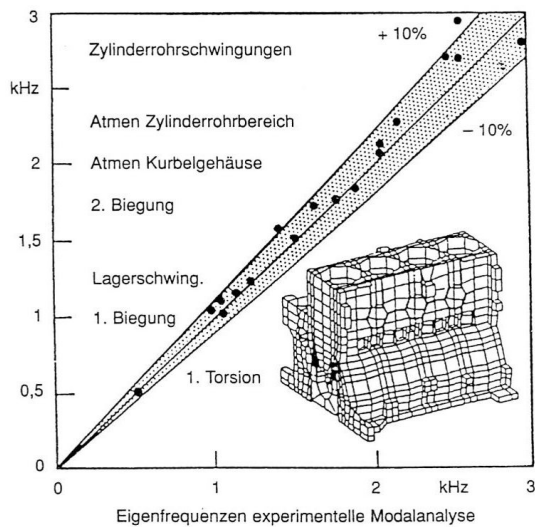
V sériové výrobě motorů jsou použitelné v podstatě dva principy snímání klepání:

- přímé snímání tlakových vln použitím snímače tlaku ve spalovacím prostoru; o zpracování signálu z takového senzoru bylo výše hovořeno; jeho výhodou je možnost individuálního řízení předstihu u každého válce; jeho nevýhodou je cena a většinou problematické zabudování do již tak stísněného prostoru hlavy válce,
- nepřímé stanovení účinků tlakových na rozkmitání struktury motoru, zvláště klikové skříně.

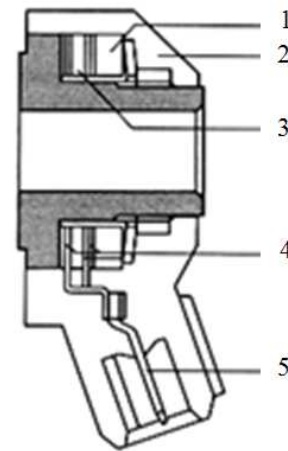
Tato druhá alternativa je konstrukčně jednodušší, cenově výhodnější, avšak její aplikace problematičtější.

Motor, resp. jeho komponenty, jsou strukturami se spojitě rozloženou hmotou a tuhostí. Budí-li se takováto struktura silově v nějakém místě silově určitou frekvencí, obecně se rozkmitá. Její kmitání bude obsahovat tím výraznější složku s frekvencí, rovnou budící, čím bližší je frekvence buzení některé z vlastních (modálních) frekvencí dané struktury. Největší amplitudy kmitání pak vykazují tzv.

„kmitny“ na povrchu struktury. Složité struktury, jako je např. blok motoru, mají vlastních frekvencí a vlastních tvarů kmitu velmi mnoho, jak je patrné na obr. P2.5.



Obr. P2.5 Ukázka: experimentálně modální analýzou („Modalanalyse“) zjištěné a FEM vypočítané nejnižší vlastní frekvence („Eigenfrequenzen“) kmitání klikové skříně jednoho typu čtyřválcového motoru



Obr. P2.6 Piezoelektrický senzor „klepání“ v podobě akcelerometru [5]

Legenda: 1 – setrvačná hmota, 2 – polyamidové pouzdro, 3 – piezoelektrická keramika, 4 – dotyková plocha, 5 – konektor

Tlakové vlny při klepání motoru mají výraznou frekvenci (nutno stanovit experimentálně, jak již řečeno cca 5 kHz), takže blok motoru je touto frekvencí výrazně rozkmitáván. Je-li některá z jeho vlastních frekvencí blízká frekvenci tlakových vln a umístí-li se snímač zrychlení (obr. P2.6) na bloku motoru v kmitně tohoto modu kmitání a v patřičném směru, je jím možno toto kmitání, a tedy klepání, detekovat.

Vlastní algoritmus detekce signálu klepání ze signálu zrychlení určité části motoru je podobný tomu, který byl výše popsán.

Problém leží v tom, že vibrace částí motoru ve frekvenčním pásmu klepání jsou způsobovány i jinými zdroji, z nichž nejvýznamnější je vačkový ventilový rozvod. Umístění senzoru resp. senzorů na motoru a jejich nasměrování je proto značně citlivou záležitostí.

U tříválcových motorů je používán většinou jeden senzor, u čtyřválcových motorů jeden nebo dva senzory, u víceválcových nejméně dva.

P2.4 ALGORITMUS ŘÍZENÍ PŘEDSTIHU „KNOCK CONTROL“

Za provozu vozidla může nastat případ, že OČ použitého paliva je nízké, nebo teploty motoru vlivem okolního prostředí příliš vysoká, atd. V podobné situaci může docházet ke klepání motoru i při jeho základním nastavení výrobcem.

Algoritmus řízení „knock control“ je založen na trvalé kontrole výskytu klepání a, při podmínkách způsobujících jeho vznik, na neustále proměnném nastavování předstihu.

Uvažujme, že jsou splněny podmínky pro trvalé klepání. V $(k-1)$ cyklu necht' proběhne spalování bez klepání při úhlu předstihu $\alpha_i(k-1)$. Pak v k -tém cyklu je nastavováno

$$\alpha_i(k) = \alpha_i(k-1) + \Delta\alpha,$$

neboli k velikosti předstihu $\alpha_i(k-1)$ se přidává stálá hodnota $\Delta\alpha$. Detekuje-li se v tomto cyklu klepání, odebírá se pro následný $(k+1)$ cyklus velikost předstihu, úměrná energii signálu klepání E_y s konstantou β (obr. P2.7), neboli

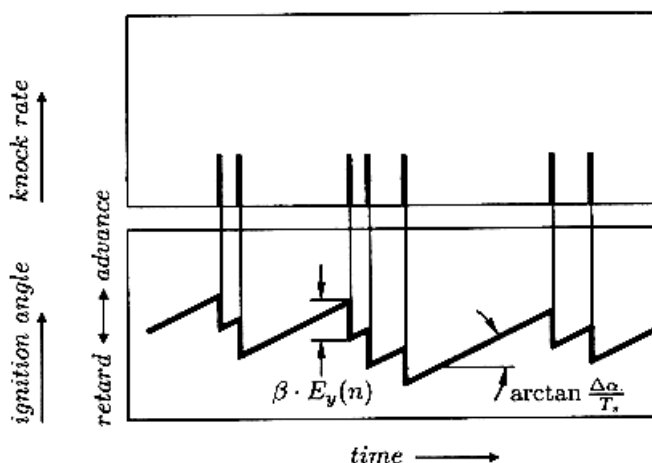
$$\alpha_i(k+1) = \alpha_i(k) - \beta \cdot E_y.$$

Požadovaným omezením je, že předstih musí být vždy rovný nebo větší než nula, $\alpha_i(k+1) \geq 0$.

Toto řízení kompenzuje automaticky vnější vlivy, jako jsou:

- změna teploty a tlaku okolního vzduchu,
- změna OČ paliva,
- nezbytné tolerance ve výrobě motorů a jejich příslušenství,
- změna parametrů motoru při stárnutí.

Řízení, pracující se zadanými daty předstihu pro jednotlivé provozní stavy, musí mít vždy dostatečnou rezervu proti vzniku klepání. „Knock control“ umožňuje proti těmto řízení zvýšení kompresního poměru motoru, protože automaticky omezuje případný vznik klepání snížením předstihu, neboli umožňuje za běžných podmínek ekonomičtější provoz. Toto řízení je možno označit jako adaptivní.



Obr. P2.7 Schematické vysvětlení algoritmu řízení „knock control“ [5]

Legenda: „ignition angle“ – úhel předstihu, „knock rate“ – klepání, „advance“ – předstih, „retard“ – zpoždění

P2.5 ADAPTIVE KNOCK CONTROL

U diskutovaného řízení „knock control“ mohou vznikat při rychlém zvýšení zatížení motoru otevřením škrticí klapky problémy s trvalejším klepáním.

V případě náhlé změny zatížení může být počáteční naregulovaný úhel předstihu příliš velký, takže dojde ke klepání. Samotná „knock control“ však může k nápravě (ke zmenšení předstihu) potřebovat více cyklů (více času), během nichž by motor produkoval nežádoucí hluk, a docházelo by k jeho porušování.

Z tohoto důvodu se zavádí další korekce úhlu předstihu α_p , která však je omezenou funkcí času, obecně popsanou vztahem

$$\alpha_a(t_s) = \alpha_{a0}(1 - \exp(-r \cdot t_s)),$$

kde α_{a0} a r jsou konstanty vybírané z experimentálně stanovené datové mapy a t_s doba od počátku rychlé změny polohy škrticí klapky. Tato korekce tedy sníží velikost předstihu v okamžiku rychlého otevření škrticí klapky, avšak v průběhu času se teoreticky v čase exponenciálně snižuje, prakticky je po zvoleném časovém úseku nulová.

Velikost předstihu α_{ia} tedy je v j -tém cyklu po okamžiku rychlé změny otevření škrticí klapky, kdy $t_s = 0$, potom

$$\alpha_{ia}(j) = \alpha_i(j) - \alpha_a(t_s).$$

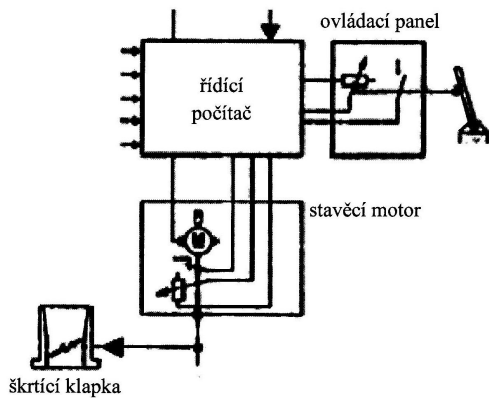
Toto řízení je možno označit jako „adaptibilní adaptivní“.

P3. OVLÁDÁNÍ ŠKRTICÍ KLAPKY V SACÍM POTRUBÍ ZÁŽEHOVÉHO SPALOVACÍHO MOTORU

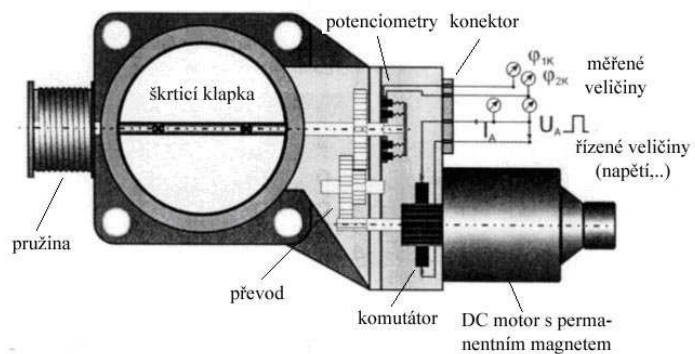
P3.1 PROBLEMATIKA

Poloha škrticí klapky v hlavní větvi sacího potrubí zážehového spalovacího motoru určuje množství vzduchu proudícího do válců motoru, a tedy tím výkon motoru. Postavení klapky by mělo být přesné vzhledem k požadovanému, nemělo by mít hysterezi a nemělo by být citlivé na otřesy a vibrace. Její ovládání je dnes u automobilů prováděno výlučně elektrickou cestou (obr. P3.1), protože mechanické spojení s pedálem řidiče naráží na prostorové problémy i na kinematické problémy zachování její

polohy při relativních pohybech motoru a karosérie vozidla a neumožňuje přímé napojení na další řídicí soustavy vozidla (řízení předstihu, vstřikování, ABS/ASC, ESP, automatické řazení, atd.).



Obr. P3.1 Schéma elektrického ovládní škrticí klapky zážehových motorů



Obr. P3.2 Ukázka ovládní škrticí klapky („throttle valve“) se dvěma snímači polohy klapky [4]

Škrticí klapka a její ovládní tvoří skupinu dodávanou jako celek (senzor + aktuátor + klapka se skříní). Její běžné schéma je patrné z obr. P3.2. Škrticí klapka je natáčena stejnosměrným elektromotorem s permanentními magnety a vnější komutací přes převod proti ohybané vinuté pružině, nasazené na její ose. Její natočení φ_k může být v rozmezí 0° až 90° . Natočení je monitorováno dvěma potenciometrickými snímači úhlové polohy.

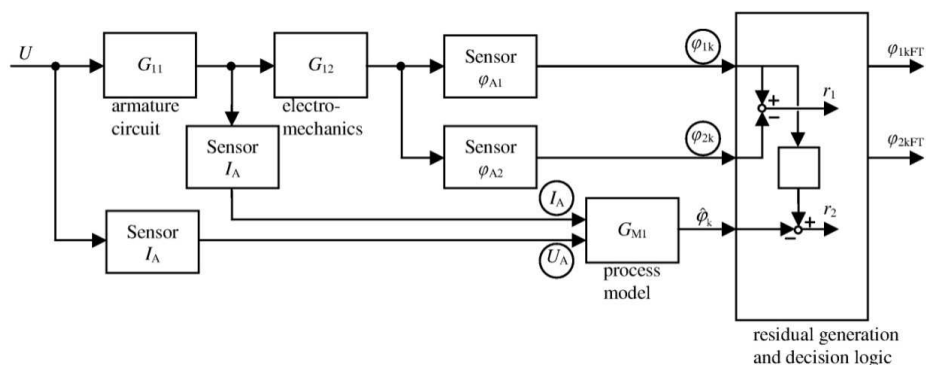
Signál natočení klapky $\varphi_k(t)$ slouží jako vstupní k řízení vstřikovací a zapalovací soustavy motoru i jako podklad pro řízení ABS/ASC, ESP, atd. Jeho znalost je tedy značně důležitá.

Řídicí procesor vyhodnocuje signál ze snímače polohy pedálu akcelérátoru (a případně dalších signálů) a v silové části řídí pulzní šířkovou modulací vstupní napětí U_A na napětí, odpovídající požadovanému natočení klapky. Elektromotor působí trvale (kromě volnoběhu spalovacího motoru) momentově proti momentu pružiny. Reakční doba celého zařízení, tj. doba mezi změnou polohy pedálu akcelérátoru a ustálením změny polohy klapky, podle některých předpisů nesmí být větší než 50 ms.

Z hlediska spolehlivosti je nejchoulostivější procedurou snímání polohy klapky. Z cenových důvodů i vzhledem k jednoduchosti provedení a vyhodnocení měření je výhodné použití potenciometrického snímače. Spolehlivost takového snímače v náročném prostředí motorového prostoru je však omezená. Pro zabezpečení fail-tolerant provozu je proto vhodné použít snímače dva, zapojené např. jako dynamicky „hot stand-by“ redundantní.

P3.2 DYNAMICKY REDUNDANTNÍ FAIL-TOLERANT USPOŘÁDÁNÍ

Schéma redundantní soustavy ovládní škrticí klapky dle obr. P3.2 je na obr. P3.3.



Obr. P3.3 Schéma hot stand-by dynamicky redundantní soustavy škrticí klapky [4]

Legenda: „armature circuit“ – obvod vinutí statoru, „process model“ – procesní model/pozorovatel, „residual generation and decision logic“ – tvorba reziduí a rozhodovací logika

Řídicím signálem reálné soustavy je napětí vstupu $U_A(t)$, jehož velikost je určena postavením pedálu akceleratoru a dalších vstupů (např. ASC – viz P7). Toto napětí vybudí ve statorovém vinutí proud $I_A(t)$ (vyjádřeno přenosem vinutí G_{11}). Proud $I_A(t)$ vytváří na motoru moment natáčející klapkou (vyjádřeno elektromechanickým přenosem G_{12}). Dva potenciometrické senzory měří současně natočení klapky $\varphi_{1k}(t)$ a $\varphi_{2k}(t)$.

Napětí $U_A(t)$ na vinutí statoru je měřeno samostatným senzorem. Dále je měřen proud vinutí $I_A(t)$. Tyto údaje mohou být použity jako vstupy do pozorovatele. Pokud při srovnání naměřeného a z $U_A(t)$ vypočteného proudu $I_A(t)$ vznikne velká disproporce, je zaznamenána porucha motorku a systém se vypne. Tento obvod zde zakreslen není.

Procesní model/pozorovatel vypočítá teoretické natočení klapky $\hat{\varphi}_k(t)$.

Logický obvod vyhodnocuje uvedené údaje $\varphi_{1k}(t)$, $\varphi_{2k}(t)$, $\hat{\varphi}_k(t)$ a stanoví rezidua

$$r_1 = (\varphi_{1k}(t) - \varphi_{2k}(t)),$$

$$r_2 = (\varphi_{1k}(t) - \hat{\varphi}_k(t)).$$

Rezidua nemohou prakticky nikdy být nulová vzhledem k tolerancím měření obou senzorů i vzhledem k přibližnosti matematického modelu. Je proto nutno stanovit určité toleranční meze ε_1 a ε_2 , pro něž je podmínka shodnosti přibližně splněna.

Mohou nastat následující případy:

- $|r_1| < \varepsilon_1$, $|r_2| < \varepsilon_2$, systém je v pořádku, jako výstupní zpětnovazební signál je používán výstup $\varphi_{1kFT}(t)$ ze snímače 1;
- $|r_1| > \varepsilon_1$, $|r_2| > \varepsilon_2$, snímač 1 je porušen, jako zpětnovazební signál je dále používán výstup $\varphi_{2kFT}(t)$ ze snímače 2, systém je plně provozuschopný, hlásí poruchu;
- $|r_1| > \varepsilon_1$, $|r_2| < \varepsilon_2$, snímač 2 je porušen, pro zpětnovazební signál je používán výstup $\varphi_{1kFT}(t)$ ze snímače 1, systém je plně provozuschopný, hlásí poruchu.
- $|r_1| < \varepsilon_1$, $|r_2| > \varepsilon_2$, celková porucha elektromechanického modulu, systém hlásí kritickou poruchu, přechod na nouzový volnoběžný režim.

Současná porucha obou snímačů se nepředpokládá jakožto velmi nepravděpodobná. Při nahlášené poruše jednoho snímače je nutno co nejdříve vyhledat opravnu.

P3.3 POZOROVATEL JAKO MATEMATICKÝ MODEL PROCESNÍ SOUSTAVY

Matematický model procesní soustavy, pozorovatel, je integrální součástí soustavy.

Stejnoseměrný motor s vnější komutací a permanentními magnety v rotoru je možno velmi zjednodušeně (za předpokladu ideální spojitě komutace) popsat jednoduchými vztahy.

Pro obvod vinutí statoru platí vztah

$$U_A(t) = R \cdot I_A(t) + L \cdot d(I_A(t)/dt) + \Psi \cdot \omega_m(t), \quad (a)$$

kde $U_A(t)$ (V) - napětí přiváděné na statorové vinutí, $I_A(t)$ (A) - proud vinutí, R (Ω) - odpor statorového vinutí, L (H \equiv N.m.A⁻²) - indukčnost statorového vinutí, Ψ (Wb \equiv V.s) - magnetický tok permanentních magnetů, $\omega_m = (d \hat{\varphi}_m / dt)$ (rad/s) - úhlová rychlost otáčení kotvy, $\hat{\varphi}_m$ (rad) - natočení kotvy.

Pro moment motoru M (N.m \equiv V.A.s \equiv W.s) platí

$$M(t) = \Psi \cdot I_A(t). \quad (b)$$

Přibližně je možno uvažovat magnetický tok $\Psi \approx \text{konst.}$ Ve skutečnosti je $\Psi(\hat{\varphi}_m)$, tj. je určitou funkcí natočení rotoru $\hat{\varphi}_m$, závislou na způsobu komutace a počtu magnetických pólpárů.

Dynamická soustava klapky se dá zjednodušit na soustavu s 1^o volnosti.

Úhel natočení klapky v modelu nechť je $\hat{\varphi}_k$ (rad). Mezi klapkou a motorem je převod $i = (\hat{\varphi}_m / \hat{\varphi}_k)$. Dynamickou soustavu (motor + klapka) je pak možno popsat rovnicí

$$(J_k + i^2 \cdot J_m) \cdot (d^2 \hat{\varphi}_k / dt^2) = i \cdot M(t) - (c_k \cdot \hat{\varphi}_k(t) + \text{sign}(d \hat{\varphi}_k / dt) \cdot M_{kO}) - b_m \cdot i^2 \cdot (d \hat{\varphi}_k / dt), \quad (c)$$

kde J_k ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$) je moment setrvačnosti klapky a části převodu, J_m ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$) je moment setrvačnosti motoru a části převodu, c_k ($\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$) je torzní tuhost pružiny klapky, b_m ($\text{N}\cdot\text{m}/\text{s}$) je součinitel viskózního odporu proti rotaci rotoru.

Uvažované potenciometrické snímače polohy klapky se vyznačují třením, způsobeným pohybem jezdce po odporové dráze. Toto je v rovnici vystiženo Coulombovským členem ($\text{sign}(d\varphi_k/dt)\cdot M_{k0}$), kde M_{k0} ($\text{N}\cdot\text{m}$) je velikost třecího momentu k ose klapky.

Aerodynamický moment vzduchu, proudícího kolem klapky, je možno zanedbat.

Elektrické i mechanické parametry tohoto modelu musí být určeny měřeními reálného objektu.

V ustáleném stavu ($d\hat{\varphi}_k/dt = 0$) je při konstantním momentu motoru M_u natočení klapky

$$\hat{\varphi}_{ku} = (1/c_k)(i\cdot M_u \pm \alpha\cdot M_{k0}), \quad (\text{d})$$

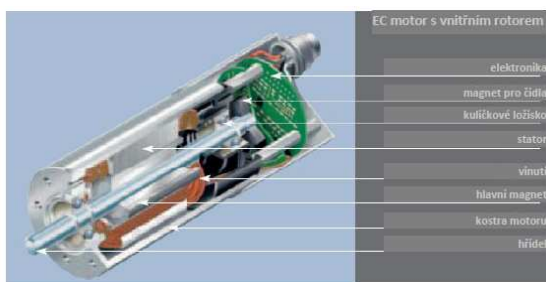
kde součinitel α může být 0 až 1. Podle dynamického stavu, předcházejícího zastavení, může ležet ustálené natočení klapky v rozmezí, udaném touto rovnicí. Má-li být dosaženo jednoznačnosti v natočení klapky při zadaném momentu elektromotoru, je snížení tření v celém mechanismu na schůdné minimum žádoucí.

Toto samozřejmě platí i pro reálný objekt.

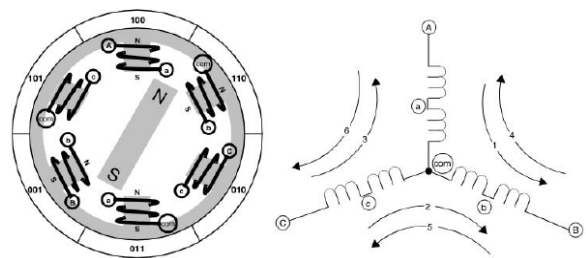
P3.4 STEJNOSMĚRNÝ MOTOR S VNĚJŠÍ KOMUTACÍ

Ukázka řezu stejnosměrného motoru s vnější komutací BLDC („Brushless Direct Current“) je na obr. P3.4. Ve statoru stroje je v drážkách uloženo (většinou) třífázové vinutí. Rotor obsahuje permanentní magnety, které mohou mít různé uspořádání, a mívá dva až osm pólů. Proud procházející cívkou statoru vytvoří magnetické pole, které přitáhne opačný pól magnetu rotoru. Magnetická indukce v mezeře odpovídá indukci permanentních magnetů. Vhodným postupným zapojováním cívek statoru se vytváří rotující magnetické pole, které způsobuje vznik točivého momentu motoru. Magnetické pole musí být synchronizováno s natočením rotoru pomocí externí komutace, řízené signály vhodných senzorů nebo jiným způsobem (viz literatura).

Zde se zmíníme pouze o nejjednodušší variantě dvoupólového motoru s třífázovým vinutím statoru (obr. P3.5) a s tzv. se „senzorovou“ komutací.

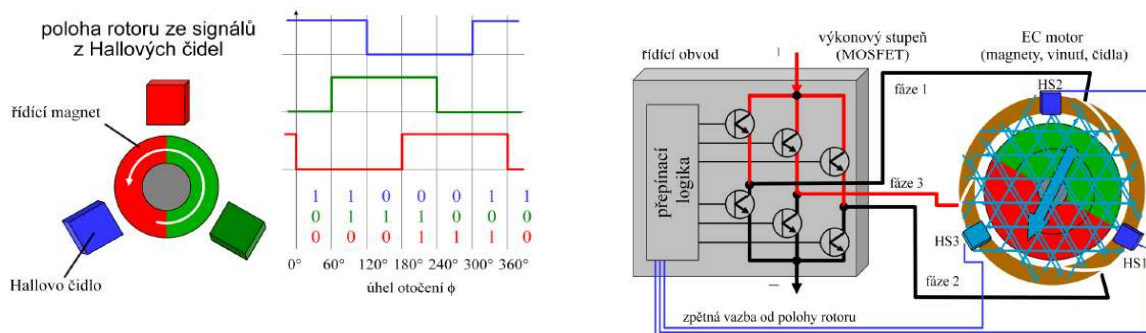


Obr. P3.4 Řez jedním provedením stejnosměrného motoru s vnější komutací. (Zdroj: <http://jaja.kn.vu-tbr.cz>)



Obr. P3.5 Schéma dvoupólového třífázového BLDC motoru a schéma průchodu proudu jednotlivými vinutími

U dvoupólového motoru musí být stejnosměrný proud komutován postupně do jednotlivých vinutí statoru vždy po 60° , tak, aby mezi vinutím a magnetem vznikla Faradayova síla. Součástí rotoru musí proto být senzor jeho úhlové polohy, umožňující rozlišení jeho natočení v úsecích po 60° . Může být tvořen třemi Hallovými senzory, reagujícími na magnetické pole řídicího permanentního magnetu čidel rotoru, jak ukazuje obr. P3.6.



Obr.P3.6. Schéma komutace pro dvoupólový motor. Schéma komutačního obvodu (HS = Hallův senzor) (Zdroj: <http://jaja.kn.vutbr.cz>)

Postupným spínáním jednotlivých vinutím v závislosti na úhlu natočení rotoru φ v požadovaném směru a frekvenci otáčení motoru dochází k rotaci rotoru a vzniku točivého momentu. Spínání vinutí je řízeno elektronicky pomocí výkonových spínačích tranzistorů, takže napětí v jednotlivých vinutích má v závislosti na úhlu natočení rotoru přibližně obdélníkový průběh.

P3.5 HALLŮV SENZOR

Prochází-li tenkou polovodičovou destičkou „řídící“ proud I (podélně) a působí-li na ni ve směru kolmém (příčně) magnetické pole s magnetickou indukcí B , pak na destičce vzniká ve třetím směru (druhém podélném) v destičce potenciální rozdíl U , neboli mezi oběma tenkými příčnými stranami vzniká „Hallovo napětí“ (obr. P3.8). Hallovo napětí je přímo úměrné velikosti řídícího proudu I , velikosti magnetického pole s magnetickou indukcí B a tzv. Hallově konstantě R_H a nepřímo úměrné tloušťce destičky d ,

$$U = R_H \cdot I \cdot B / d.$$

Pokud je magnetické pole proměnné, je proměnné i toto napětí. Současně se s působením magnetického pole nelineárně zvyšuje odpor průchodu řídícího proudu.

Hallovo čidlo je tvořeno polovodičovou destičkou běžně o tloušťce cca 0,1 mm na čipu z nemagnetického materiálu. Destička je na dvou protilehlých hranách opatřena kontakty na přívod řídícího proudu, na druhých dvou hranách kontakty na odebrání Hallova napětí.

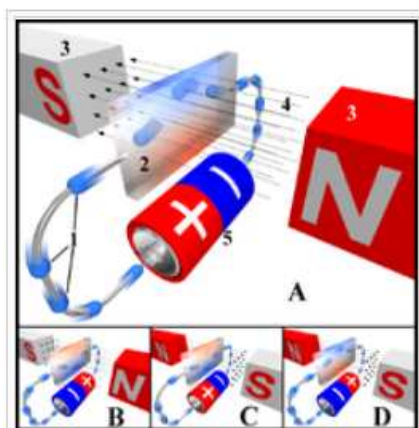
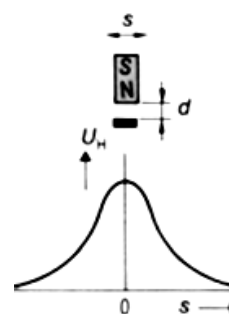


Schéma Hallova jevu

Legenda:

1. Elektrony (směr proudu je podle konvence opačný)
 2. Polovodičový předmět
 3. Magnety
 4. Magnetické pole
 5. Zdroj energie
- Na obrázku "A" dostává předmět negativní náboj symbolizovaný modrou barvou a kladný náboj symbolizovaný barvou červenou. Na obrázcích "B" a "C" se elektrický proud obrací, což způsobuje změnu polarizace. Změna proudu i magnetického pole opět vytváří záporný náboj v horní části předmětu (obrázek "D").



Obr.P3.7 Vysvětlení Hallova jevu a schéma velikosti napětí na Hallově čidlu v závislosti na posuvu s čidla a magnetu z osy magnetu (Zdroj: Wikipedia).

Pohybuje-li se permanentní magnet směrem S-N (South-North) relativně vzhledem destičce čidla (obr. P3.7), vzniká na destičce napětí U_H závislé na velikosti posuvu s magnetu vzhledem k ose čidla. Toto napětí je měřeno a dále upravováno. Hallovo čidlo je tzv. „pasivní“, protože potřebuje přívod vnější energie.

Hallův senzor integruje Hallovo čidlo s mikročipem, který Hallovo napětí upravuje na požadovaný obdélníkový signál, normuje na požadovanou velikost a zesiluje (viz Příklad 9).

P4. SOUSTAVY S KROKOVÝM ROTAČNÍM ELEKTROMOTOREM

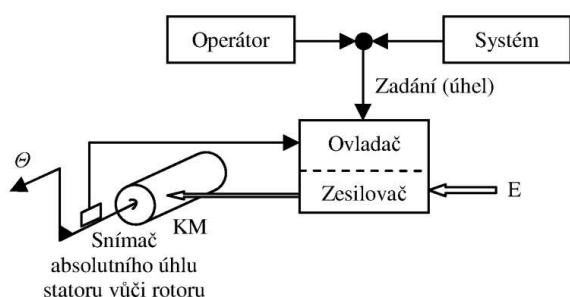
P4.1 PROBLEMATIKA

V řadě mechanických soustav je základním prvkem vazby jejich dvou členů rotační kinematická dvojice. Z kinematického hlediska je v této vazbě prakticky vždy nutné dosažení vysoké přesnosti jejich úhlu relativního natočení, má-li být postavení jí spojených členů vyhovující (např. v robotech). K docílení tohoto požadavku je možno často s výhodou použít krokového rotačního elektrického motoru („Stepper Motor“). U tohoto motoru je přímou zadávanou řídicí veličinou počet „kroků“, z nichž každý má stálou velikost, tj. počet elementárních úhlů natočení rotoru vůči statoru vzhledem k poloze počáteční, zadávaný počtem proudových pulzů.

Krokové motory ve spojení s převodovkami mohou dosahovat velmi vysoké úhlové polohovací přesnosti bez nároků na zpětnovazební informaci.

Polohování krokových motorů je typickou úlohou přímovazebního řízení.

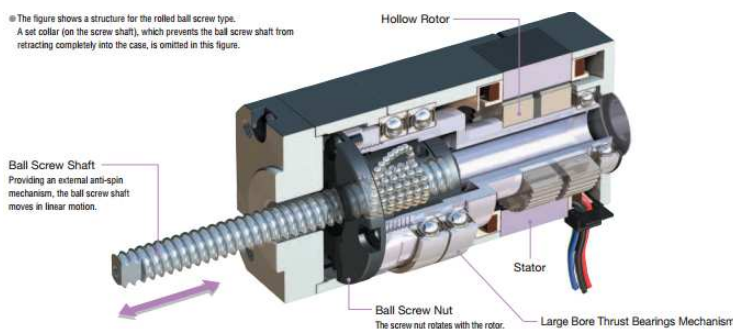
Částečný problém tkví v tom, že vypnutím motoru po provedení příslušného počtu kroků se informace o postavení rotoru vůči statoru ztrácí (řízení je inkrementální). Pokud je nutno zadat absolutní úhel natočení rotoru vůči zvolené základní souřadné soustavě, což je běžný případ, je nutno znát počáteční polohu rotoru vůči statoru. Tato informace může být obsažena v postupně se rozšiřující databázi řídicího počítače, avšak vnější kontrola samostatným snímačem natočení je vždy vhodná.



Obr. P4.1 Základní schéma zapojení krokového motoru s vnějším snímačem úhlového natočení rotoru

Schéma takového pohonu krokovým motorem je znázorněno na obr.P4.1. Zadání polohy rotoru vůči statoru může být provedeno operátorem. Častěji však je tento pohon součástí většího systému, např. robotického, a pak je zadání provedeno řídicím počítačem tohoto systému.

Krokové motory mají v současnosti hlavní použití v perifériích počítačového hardware, jako v pohonech floppy disků a kompaktních disků, v tiskárnách, scannerech, atd. Jsou však i nedílnou součástí malých robotů a menších robotických zařízení. Příklad je na obr. P4.2.



Obr.P4.2 Využití krokového motoru v lineárním aktuátoru, tvořeném kombinací KM a pohybového šroubu (fa Oriental Motors specifikace (podle provedení): opakovatelná přesnost postavení až $\pm 0,005$ mm, zdvih až 100 mm, axiální síla až 300 N)

P4.2 KROKOVÝ ROTAČNÍ ELEKTROMOTOR (KM)

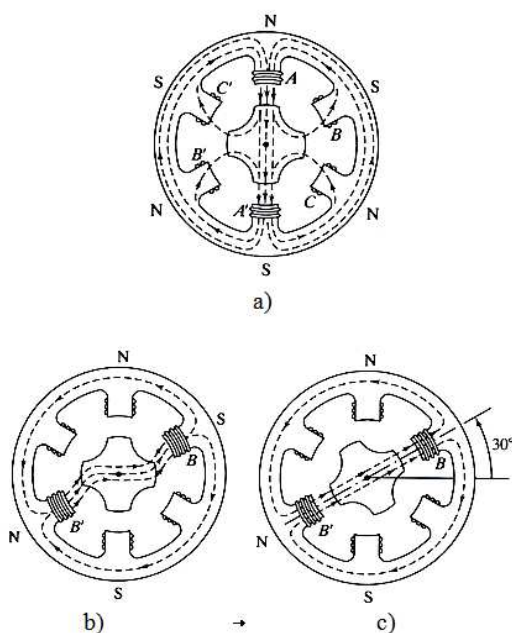
Krokový motor je ve své podstatě synchronní elektromotor s magnetickým polem statoru rotujícím přetržitým způsobem (viz Příklad 3). Pohyb rotoru krokového motoru se děje v krocích se stálým

úhlem pootočení. Je tedy ve své podstatě nespojitý (krok-zastavení- krok(y)-zastavení – atd.). Počet kroků je určen počtem pulzů stejnosměrného proudu, procházejícího postupně jednotlivými vinutími statoru, a tedy počet vygenerovaných pulzů určuje výsledné natočení rotoru bez nutnosti přímého řízení tohoto úhlu.

Krokový motor je tedy určen k tomu, aby se pootočil předepsaným počtem kroků a poté zastavil.

Krokové motory mají různou elektromechanickou konfiguraci (viz literatura). Zde dále velmi stručně popíšeme funkci reluktančního motoru, tzv. VR-motoru („Variable Reluctance“).

P4.3 KROKOVÝ VR MOTOR



Obr.P4.3. a) Základní schéma zapojení VR motoru, výstupky rotoru v ose fáze A-A', zapojena fáze A-A'; b) rotor v původním postavení; c) zapojena fáze B-B [4]

Na statoru z feromagnetického materiálu jsou vytvořeny v pravidelných rozestupech pólové páry, tzv. fáze, s vinutími - cívkami („bipolární zapojení“). Vinutí každého pólového páru, fáze, mohou být zapojena v sérii nebo paralelně. Obě tato vinutí jsou zapojena tak, že mají navzájem opačně orientované magnetické pole (N – S). Na obr. P4.3. a) je znázorněno nejjednodušší možné provedení se třemi fázemi „A-A‘“, „B-B‘“, „C-C‘“.

Rovněž rotor z feromagnetického materiálu je opatřen protilehlými výstupky, jichž je více než fází. Na obrázku jsou výstupky čtyři.

Prochází-li např. fází „A-A‘“ stejnosměrný proud, vytváří se kolem této fáze elektromagnetické pole, uzavírané přes rotor, které nutí rotor, aby se postavil do polohy, kdy je jeho hlavní magnetický tok přes jeden pár výstupků rotoru plně „narovnan“. V této pozici je rotor ustálen. Fyzikálně vyjádřeno, je v této poloze reluk-

tance (populárně „odpor průtoku magnetického pole“) nejmenší (od toho název).

Má-li se rotor natočit proti směru hodinových ručiček, je vypnuta fáze „A-A‘“ a zapnuta fáze „B-B‘“. V okamžiku přepnutí má magnetický tok podobu podle obrázku P4.3b), neboli magnetický tok je zdeformován. „Maxwellovo napětí“ v magnetickém toku se opět snaží natočit rotor do polohy, kdy je magnetický tok „napříměn“ Na rotoru vzniká točivý moment T_r , snažící se jej natočit do polohy, znázorněné na obr. P4.3c).

Vůle mezi výstupky rotoru a výstupky fází musí být malá (běžně je 30 až 100 μm), aby reluktance byla co nejmenší.

Je možno stanovit, že má-li stator p fází a rotor n výstupků, je jeden krok, úhel natočení rotoru při přechodu z jedné fáze na fázi následující, ve stupních

$$\Theta_f = (360/(p.n))^\circ,$$

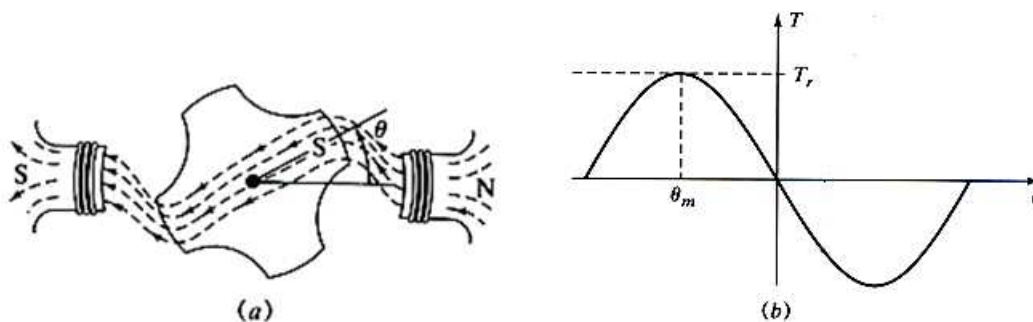
neboli v probíraném příkladu ($n = 3, p = 4$) je $\Theta_f = 30^\circ \rightarrow 0,5236$ rad.

Tento úhel se nazývá délka kroku krokového motoru.

P4.4 ZÁKLADNÍ TEORIE JEDNÉ FÁZE VR MOTORU

Z uvedeného popisu vyplývají důležité vlastnosti krokového motoru (obr. P4.4):

- moment rotoru $T = 0$, je nulový, je-li výstupěk rotoru vůči výstupku fáze statoru v osovém postavení a) resp. c), atd.;
- moment rotoru $T = T_r$ je absolutně největší při určitém absolutním úhlu $|\Theta_m|$ před dosažení těchto stavů;
- moment rotoru $T = 0$, je nulový při určitém absolutním úhlu $|\Theta_0|$ před nebo po neutrální poloze.



Obr.P4.4. Závislost točivého momentu T rotoru v závislosti na úhlu natočení Θ osy jeho výstupku od osy fáze [4]

Tento úhel Θ_0 zřejmě odpovídá polovině úhlové rozteče výstupků rotoru, protože (viz obr. P4.3) dostane-li se rotor do této polohy, může se tok magnetického pole uzavírat jak přes jeden pár výstupků nebo stejně účinně přes vedlejší pár výstupků. Obecně je

$$\Theta_0 = \pi/n,$$

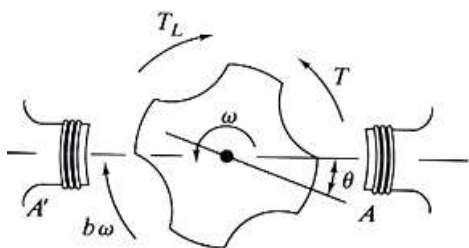
kde n je počet výstupků rotoru. Pro diskutovaný rotor se čtyřmi výstupky je $\Theta_0=45^\circ$.

Závislost momentu rotoru $T(\Theta)$ na natočení Θ od neutrální polohy pro danou aktivovanou fázi se většinou aproximuje jako sinová, neboli $\Theta_m = \Theta_0/2$, tedy pro daný příklad $\Theta_m = 22,5^\circ$.

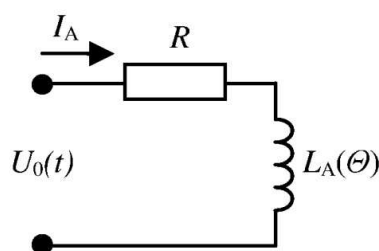
Moment motoru pak je (dosazováno v radiánech)

$$T = T_r \cdot \sin(n \cdot \Theta).$$

Pro natočení rotoru větší nebo menší než Θ_m , neboli pro $|\Theta| > \Theta_m$, je $T = 0$.



Obr. P4.5 Působení vnějšího momentu T_L na rotor [4]



Obr. P4.6 Schéma obvodu jedné fáze statoru

Působí-li na rotor vnější moment T_L , a je-li zapojena určitá fáze, rotor se vždy vůči své neutrální poloze (bez zatížení) staticky natočí ve smyslu vnějšího momentu (obr. P4.5) tak, aby $(T_L - T) = 0$. Pokud by byl $|T_L| > T_r$, rotor se počne protáčet.

Uvažujme zapnutou fázi, např. „A-A‘“, vůči níž je rotor natočen o úhel Θ .

Fáze je zapojena tak, že na rotor působí vratný moment T , vyvolaný natočením Θ dle obrázku. Bez odvození uvedeme, že vratný moment rotoru T je závislý na kvadrátu proudu I_A (A), procházejícího vinutím cívek dané fáze a na časové změně indukčnosti L_A ($H \equiv N.M.A^{-2}$) kompletu cívek a obklopujícího feromagnetického materiálu, která je zřejmě závislá na poloze rotoru, tedy

$$T = (1/2).I_A^2. (dL_A/dt).$$

Celkovou indukčnost L_A je možno uvažovat jako složenou ze základní indukčnosti cívek fáze L_0 a z přídavné indukčnosti uzavřením pole přes výstupky rotoru L ,

$$L_A = L_0 + L.\cos(n.\Theta),$$

takže

$$T = - (1/2).I_A^2.L.n.\sin(n.\Theta).$$

Proud I_A je generován pulzním připojením ke zdroji stejnosměrného napětí o velikosti U_0 (V) do sériového obvodu s časově proměnnou indukčností dle obr. P4.6. Pak platí

$$d(L_A.I_A)/dt + R.I_A = U_0,$$

neboli

$$(L_0 + L.\cos(n.\Theta)). (dI_A/dt) + (R + L.n.\sin(n.\Theta)). (d\Theta/dt). I_A = U_0. \quad (a)$$

Pohybová rovnice rotoru je

$$J.(d^2\Theta/dt^2) + b.(d\Theta/dt) = T - T_L,$$

kde J (kg.m²) je moment setrvačnosti rotoru a s ním spojených rotačních hmot, b (N.s/m) uměle zaváděná konstanta tlumení rotačního pohybu (v praxi podporovaná elektrickými prostředky), T_L (N.m) vnější moment. Dosazením dostaneme

$$J.(d^2\Theta/dt^2) + b.(d\Theta/dt) + (1/2).I_A^2.L.n.\sin(n.\Theta) = - T_L. \quad (b)$$

Rovnice (a), (b) tvoří základ elementárního modelování vlastností dynamické soustavy s krokovým motorem. (Poznámka: Rovnice (b) připomíná rovnici matematického kyvadla.)

Maximální vratný moment je v ustáleném stavu absolutně

$$T_r = (1/2).(U_0/R)^2.L.n.$$

Při zapnutí a následujícím trvalém průchodu proudu jednou fází je rotační pohyb rotoru kolem statického postavení tlumeně kmitavý, jak vyplývá z rovnice b). Základní (netlumená, $b = 0$) frekvence tohoto pohybu pro konstantní proud I_A a pro malé úhly Θ je

$$f_n = (1/2.\pi).((1/2).I_A^2.L.n^2/J)^{1/2}.$$

Tento pohyb je vždy nežádoucí. Mechanické tlumení pohybu rotoru je nevhodné, protože prakticky vždy obsahuje třecí složku, která limituje přesnost zastavení rotoru v požadované poloze. Tlumení bývá provedeno cestou elektrickou, avšak toto je již otázkou specializovanou, zde nerozebíranou.

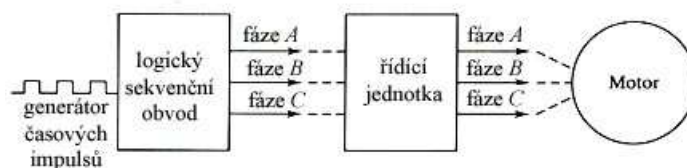
Je-li rotor již v ustáleném postavení, způsobuje přítomnost jakéhokoliv vnějšího zátěžného momentu T_L natočení rotoru oproti osové pozici výstupků rotoru a statoru, neboli změnu konečného kroku. Moment T_L tedy ovlivňuje přesnost polohování. Z tohoto důvodu by také měl být rotor a s ním spojená tělesa staticky vyvážen. Obecně lze říci, že jakýkoliv vnější moment k ose rotoru by měl být podstatně menší, než maximální moment motoru T_r , neboli $|T| \ll T_r$.

P4.5 ZÁKLADNÍ ÚVAHY O PŘEPÍNÁNÍ FÁZÍ VR MOTORU

Pokud je nutno otočit rotorem o úhel, rovný n -násobku jeho úhlu kroku, je nutno postupně zapojovat jednotlivé fáze, zde v pořadí A, B, C, A. Např., je-li rotor v postavení kolineárním s fází C, a má-li se rotor otočit o 90°, je nutno zapojit postupně pulzně fázi A-A', pak B-B, a nakonec trvale fázi C-C'. Doba trvání jednotlivých pulzů musí být určena specificky k danému pohonnému účelu, tj. k velikosti redukováného momentu setrvačnosti celého ústrojí a k vnějším momentům (včetně odporů) v něm působícím.

Má-li krokový motor pracovat stabilně (tj. nemá-li se buď zastavit v nevhodném kroku, nebo naopak nekontrolovatelně rozběhnout) a s malými výkyvy rychlosti otáčení rotoru (neboli s pokud možno konstantním zrychlením), musí být délka pulzů dostatečně krátká, ale nikoliv příliš krátká.

P4.6 ZÁKLADY ŘÍZENÍ KROKOVÝVH MOTORŮ



Obr. P4.7. Schéma základních modulů řízení fází [4]

Soustava s krokovým motorem je složena ze tří základních částí (obr. P4.7):

- ovladače (generátor impulsů a logický sekvenční obvod),
- řídicí jednotky (řízení fází a zesilovač),
- vlastního motoru.

Rotační pohyb rotoru krokového motoru vyžaduje průchod pulzů proudu vinutími jednotlivých fází v přesně určeném pořadí a v určitém stálém časovém rozestupu. Velikost úhlu natočení rotoru je určena počtem pulzů a úhlem rozlišení daného typu motoru.

Ovladač krokového motoru je elektronický sekvenční obvod vysílající ve vhodném časovém sledu proud do jednotlivých vinutí statoru. Ovladač (obr. P4.7) se skládá z

- zadávacího a početního modulu, kde operátor zadává žádaný úhel natočení rotoru, z něhož je určen počet řídicích pulzů, a který spouští a zastavuje generátor obdélníkových pulzů vhodné frekvence (generátor časových impulsů),
- logického sekvenčního obvodu.

Zde se omezíme na základní popis logiky takového ovladače pro jednoduchý motor se třemi fázemi, čtyřmi výstupky rotoru, jehož princip byl diskutován výše, a řízený tzv. „jednofázovým řízením“.

Při tomto řízení jsou jednotlivé fáze zapínány postupně. Má-li se rotor točit proti směru hodinových ručiček, musí být fáze „A-A““, „B-B““, „C-C““ zapínány v pořadí, vyznačeném v tabulce na obr. P4.8, tj. A – B – C – A – B - ... (neboli vinutí jsou zapínána proti smyslu hodinových ručiček). V tabulce je označeno základní postavení rotoru *R* ve fázi „A-A“ a příslušný výstupek vyznačen tmavě.

	R	1	2	3	4	5	6	7	8
Fáze A									
Fáze B									
Fáze C									

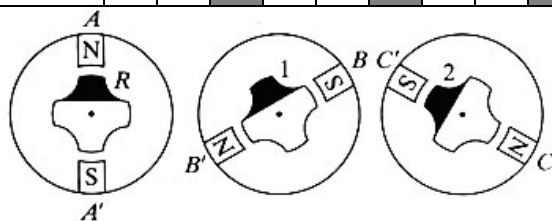
Pokud by se měl rotor otáčet opačně, ve směru hodinových ručiček, bylo by nutno pořadí otočit, tj. A – C – B – A – C – ...

Generátor pulzů generuje ve zvolených časových intervalech (tedy v dané frekvenci) obdélníkové pulzy o velikostech 0, 1.

Jednotlivé pulzy, jak jsou po sobě, mají postupně zapínat fáze A – B – C – A – ...

Specifickým modulem ovladače je logický sekvenční obvod.

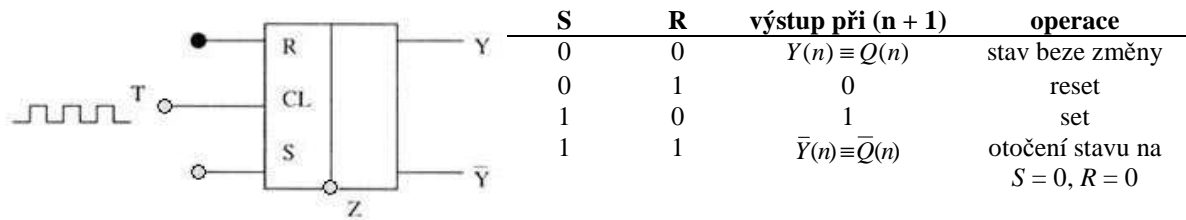
Provedení logického sekvenčního obvodu existuje celá řada. Zde popíšeme funkci takového jednoduchého obvodu pro tři fáze, který využívá časovaného klopného obvodu, tzv. „RS



Obr. P4.8 Schéma přepínání fází sledovaného VR-motoru [4]

flip-flop s negativním přechodem“, jehož stav se mění, změní-li se vstupní pulzní signály z 1 na 0 (proto „negativní“).

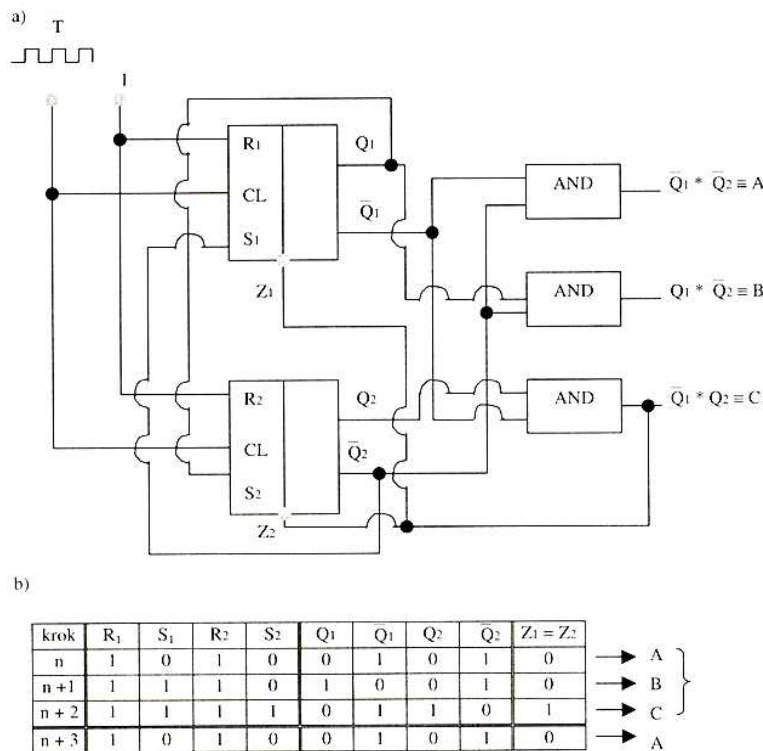
Schéma a logická tabulka takového flip-flop je na obr. P4.9. Zde *n* je okamžitý krok, (*n* + 1) krok následující po přechodu časového signálu v *C* z 1 na 0. **R** a **S** jsou binární vstupy. **S** je vstupem vybavovacím („set“), **R** je vstup mazací („reset“). **Z** slouží k vypnutí flip-flopu, neboli resetování ze stavu **R** = 1, **S** = 1 do stavu **R** = 0, **S** = 0.



Obr. P4.9 Logické operace sekvenčního obvodu [4]

Pro vytvoření logického sekvenčního obvodu jsou použity dva takovéto časované klopné obvody a tři hradla AND. Resetové vstupy **R1** a **R2** obou klopných obvodů jsou zapojeny trvale na 1, neboli $\bar{R1} = \bar{R2} = 1$.

Schéma sekvenčního obvodu a logická tabulka jeho stavů jsou na obr. P4.10. (Poznámka: **Z1**, **Z2** jsou doplňkové vstupy, vypínající flip-flopy při přechodu z kroku **n** na krok **(n + 1)**, je-li $R(n) = S(n) = 1$, aby byla splněna jeho logická tabulka). Vychází ze stavu v kroku **n**, kdy $Q1 = 0, Q2 = 0$ a je zapojena fáze A, neboli při $\bar{Q1} * \bar{Q2} = 1$. Fáze B je zapojena při $Q1 * \bar{Q2} = 1$, fáze C při $\bar{Q1} * Q2 = 1$.



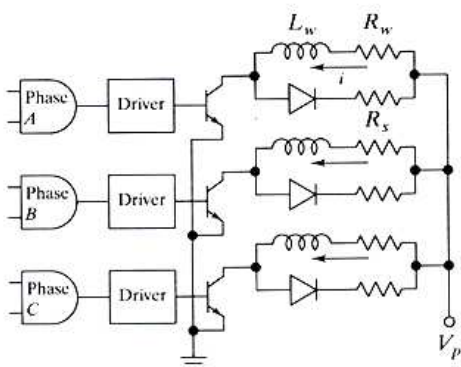
Obr. P4.10 Zapojení sekvenčního obvodu [4]

Ovladač ovládá obvody zesilovače (obr. P4.7), které napájí vinutí motoru.

Výstupy hradel A, B, C zapínají (výstup 1) a vypínají (výstup 0) v zesilovači tranzistorové spínače stejnosměrného proudu do vinutí jednotlivých fází.

Typické uspořádání výkonové skupiny je schematicky ukázáno na obr. P4.11. Vlastní vinutí má indukčnost L_w a odpor R_w . Pokud by v něm nebyla paralelně zapojena usměrňovací dioda, pak při vypnutí napětí, a tedy proudu procházejícího indukčností vinutí, by vznikl velký proudový náraz, který by mohl poškodit spínací tranzistor.

V uvedeném uspořádání cirkuluje proud v jednosměrném uzavřeném obvodu a je postupně mařen v odporech R_w a R_s .



Obr. P4.11 Schéma zapojení jednotlivých fází [4]

P4.7 CHARAKTERISTICKÉ VLASTNOSTI KROKOVÉHO MOTORU

Momentová charakteristika

Pro dosažení maximálního momentu motoru je nutno, aby každou zapnutou fází protékal maximální proud. Při zvyšování rychlosti rotace však vlivem indukčnosti se však tento proud nestačí vybudit, takže maximální využitelný moment se snižuje, tak jako u jiných stejnosměrných motorů.

Statický maximální moment („pull-in torque“)

Statický maximální moment je určen při nulové nebo velmi malé konstantní rychlosti otáčení rotoru (bez zrychlování), kdy frekvence rotace rotoru je plně synchronizována s frekvencí řídicích pulzů.

Výpadkový moment při daných otáčkách rotoru („pull-out torque“)

Výpadkový moment se zjišťuje ustálením otáček rotoru na zvolené hodnotě a postupným zvyšováním zátěžného momentu až dojde k desynchronizaci rotoru s frekvencí řídicích pulzů a zbrzdění rotoru.

Přípustné zrychlování otáček

Celkový zátěžný moment je určen součtem vlastního zátěžného momentu napojené soustavy při konstantních otáčkách a setrvačným momentem urychlovaného rotoru a napojené soustavy. Tento moment, a tedy tím i zrychlování rotace rotoru při daných otáčkách, je omezen výpadkovým momentem.

P4.8 JEDNODUCHÝ MATEMATICKÝ MODEL VR MOTORU

Některé souvislosti jsou ukázány prostřednictvím modelu v MATLAB s použitím rovnic a), b). Parametry dále uvedené neodpovídají jakémukoliv provedenému motoru. Čtenář si však může na tomto modelu ověřit typické vlastnosti těchto motorů.

Model MATLAB

```
% VR krokový motor se třemi fazemi
% J ... moment setrvačnosti rotor+stroj
% b ... konstanta tlumení rotor
% e ... vstupní napětí
% L0 ... impedance základní vinutí
% L ... impedance vinutí přidavná; pro n*fi= 180 musí být
%      (L0+L*cos(n*fi))>=0
%      neboli L<L0, voleno L0=2*L
% R ... odpor
% n ... počet výstupků rotoru
% TL ... zátěžný vnější moment, TL>0 způsobuje záporné zrychlení rotoru,
%      ještě stabilní velikost závisí na počátečních podmínkách a smyslu TL
% del ... délka pulzu napětí na fázi
% c0a ... počátek pulzu fáze A, 1.krok
% cka=(c0a+del) ... konec pulzu 1.kroku
% c0b=c0a ... počátek pulzu fáze B, 2.krok
% ckb=(c0a+2*del) ... konec pulzu 2.kroku
% c0c=ckb ... počátek pulzu fáze C, 3.krok
% ckc ... konec pulzu 3.kroku
% thet ... úhel kroku
% y(1) ... iA
% y(2) ... iB
% y(3) ... iC
% y(4) ... natočení rotoru @
% y(5) ... úhlová rychlost rotoru

function dydt=krok(t,y)
e=100;
n=4;
L=0.032 ;
L0=0.064;
R=8 ;
J=0.05;
b=1;
TL=0;
thet=0.5326;
if abs(y(4))>pi/n
    aA=0;
else
    aA=1;
end;
```

```

if abs(y(4)-thet)>pi/n
    aB=0;
else
    aB=1;
end;
if abs(y(4)-2*thet)>pi/n
    aC=0;
else
    aC=1;
end;

c0a=0.1;
cka=0.4;
c0b=0.4;
ckb=0.7;
c0c=0.7;
ckc=2;
if t<c0a
    fa=0;
else
    fa=1;
end;
if t>cka
    ga=0;
else
    ga=1;
end;
if t<c0b
    fb=0;
else
    fb=1;
end;
if t>ckb
    gb=0;
else
    gb=1;
end;
if t<c0c
    fc=0;
else
    fc=1;
end;

if t>ckc
    gc=0;
else
    gc=1;
end;

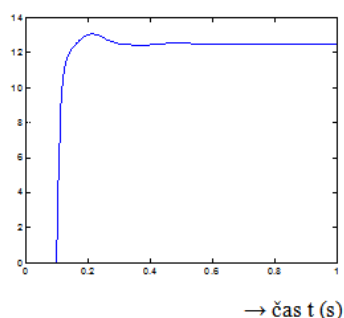
dydt=[aA*(fa*ga*e-y(1)*(R+L*n*y(5)*sin(n*y(4))))/(L0+L*cos(n*y(4)));
    aB*(fb*gb*e-y(2)*(R+L*n*y(5)*sin(n*(y(4)-thet))))/(L0+L*cos(n*(y(4)-
    thet)));
    aC*(fc*gc*e-y(3)*(R+L*n*y(5)*sin(n*(y(4)-2*thet))))/(L0+L*cos(n*(y(4)-
    2*thet)));
    y(5);
    (-b*y(5)-aA*(L*n/2)*y(1)^2*sin(n*y(4))-aB*(L*n/2)*y(2)^2*sin(n*(y(4)-
    thet))-aC*(L*n/2)*y(3)^2*sin(n*(y(4)-2*thet))-TL)/J;]

```

Příklady pohybu rotoru kolem jedné fáze

Uvažujme, že rotor je udržován v klidu, působí na něj moment TL a je natočen vůči fázi A o úhel Θ_0 .

Proud i_A



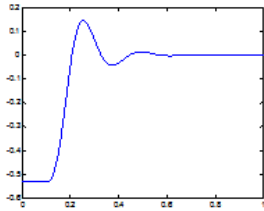
V čase $t_0 \equiv c0a$ je tato fáze zapnuta a je dále trvale udržována pod napětím, $cka = \text{velké}$. Rotor je k této fázi přitahován a současně natáčen momentem TL .

Příklady přechodu rotoru k fázi A ($\Theta = 0$) ze záporných hodnot natočení rotoru $\Theta_0 = -30^\circ \rightarrow -0.52359$ rad (levý sloupec), $\Theta_0 = -3^\circ \rightarrow -0.052359$ rad (pravý sloupec) a při různých hodnotách konstantního vnějšího momentu TL , fáze A zapnuta při $t = 0.1$ s současně se zátěžným momentem TL , jsou znázorněny na následujících obrázcích. Parametry soustavy jsou uvedeny v programu. Natočení rotoru Θ (rad) (0 odpovídá kolineárně

s fází A) při jeho zatížení vnějším momentem TL , je znázorněno na následujících obrázcích.

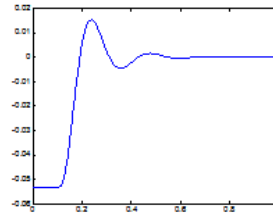
$TL=0$

Θ (rad)

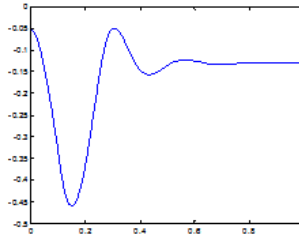
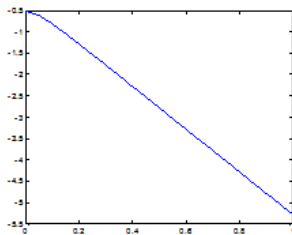


→ čas t (s)

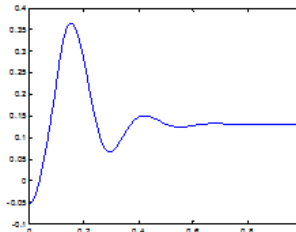
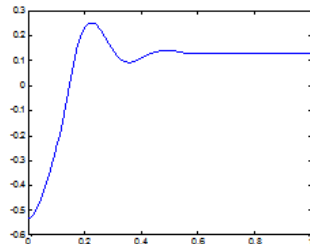
Θ (rad)



$TL=5$



$TL=-5$



Je pochopitelné, že se rotor vlivem momentu TL neustaví nikdy v poloze $\Theta = 0$. Při velkém kladném momentu se počne natáčet neustále vlivem tohoto momentu, moment motoru jej nestačí zadržet.

Příklady vlivu přepínání fází

Má-li krokový motor pracovat stabilně (tj. nemá-li se buď zastavit v nevhodném kroku, nebo naopak kontrolovatelně rozběhnout) a s malými výkyvy rychlosti otáčení rotoru (neboli s pokud možno konstantním zrychlením), musí být délka pulzů napětí na jednotlivých fázích dostatečně krátká, ale nikoliv příliš krátká.

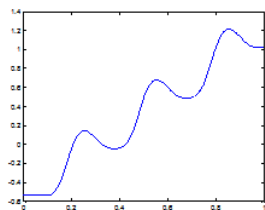
Ve výše uvedeném modelu v MATLABu je uvažována možnost přepínání

mezi třemi po sobě následujícími fázemi A, B, C. Je předpokládáno, že sepnutí jednotlivých fází na sebe přímo navazují. Předpokládá se ideální obdélníkový průběh řídicího napětí každého pulzu.

Na pohyb rotoru má zásadní vliv délka δ (s) pulzů napětí na jednotlivých fázích.

délka pulzů $del=0.3$ s

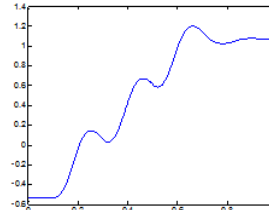
Θ (rad)



→ čas t (s)

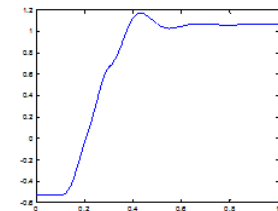
délka pulzů $del=0.2$ s

Θ (rad)



délka pulzů $del=0.1$ s

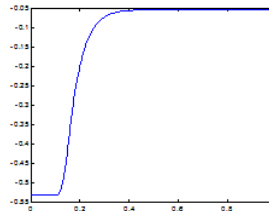
Θ (rad)



→ čas t (s)

délka pulzu 0.05 s

Θ (rad)



Ukázka vlivu délky pulzů na natočení rotoru sledované soustavy (parametry viz model) při působení konstantního vnějšího momentu TL proti smyslu pohybu (parametry viz model).

Počátek při $t = 0.1$ s, $\Theta_0 = -30^\circ \rightarrow -0.52359$ rad, konec při $\Theta_k = 60^\circ \rightarrow 1.04718$ rad.

Příliš velká délka pulzů vede k trhavému pohybu rotoru. Na druhou stranu frekvence pulzů (= 1/délka pulzů) nemůže být libovolně zvětšována, resp. délka pulzů δ příliš zkracována. Její maximální hodnota je

omezena ztrátou synchronizace natáčení rotoru s řídicím magnetickým polem (v příkladu při délce pulzů $\delta = 0.05$ s), zvláště při rozběhu soustavy, kdy se rotor může zastavit nebo protáčet v závislosti na vnějším momentu. Přípustné minimální délky pulzů závisí zřejmě na velikosti vnějšího zátěžného momentu a na momentu setrvačnosti celé dynamické soustavy rotoru a stroje.

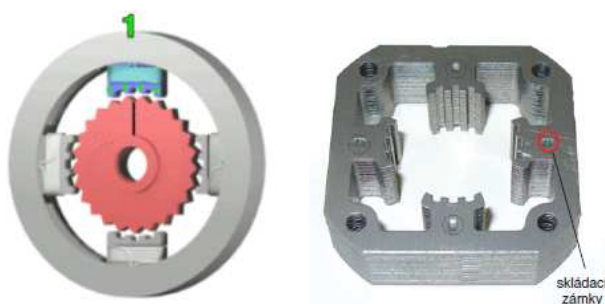
Tento problém je společný všem synchronním motorům. Frekvence řídicích pulzů krokového motoru tedy není všeobecně platnou konstantou, ale závisí na dynamice řízené soustavy včetně rotoru motoru. Čím bude větší moment setrvačnosti soustavy (neboli čím pomaleji bude soustava na změnu polohy reagovat), pak při jejím rozbíhání a zastavování musí být frekvence pulzů menší.

P4.9 BĚŽNÉ KROKOVÉ MOTORY A JEJICH ŘÍZENÍ

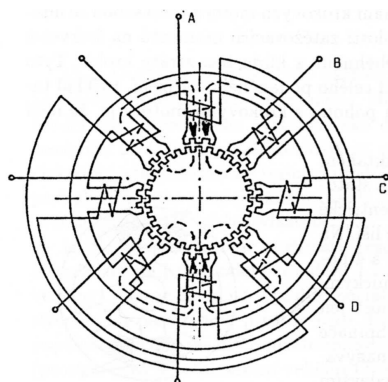
Provedení krokových motorů a jejich řízení jsou různá (viz např. Wikipedia – heslo „stepper motors“) a jsou podstatně sofistikovanější, než bylo výše uvedeno.

Zde uvedeme pro ilustraci pouze příklad tzv. unipolárního motoru docilujícího poměrně malého kroku, i když za cenu malého momentu.

Na obr. P4.12 je ukázáno jeho základní uspořádání. Fáze (póly) jsou tvořeny elektromagnety, které jsou opatřeny ozubými. Rotor je tvořen ozubeným kolem z feromagnetického materiálu. Rozteče zubů jsou takové, aby hlavy zubů rotoru a ozubů pólů mohly být přímo postaveny proti sobě. Na obrázku je znázorněno přímé postavení rotoru vzhledem k fázi 1. Při zapnutí této fáze elektromagnetická síla přitahuje rotor do tohoto postavení. Při tomto postavení jsou u každého následujícího pólu zuby rotoru oproti zubům statoru úhlově posunuty o krok motoru, takže při vypnutí např. fáze 1 a zapnutí následující fáze se rotor přitáhne k této fázi právě o tento krok. Je-li dle obrázku stator tvořen čtyřmi fázemi v pravidelném rozestupu 90° a rotor má 25 zubů, natočí se rotor při přechodu mezi fázemi o $360/(4 \cdot 25) = 3,6^\circ$.



Obr. P4.12 Schéma uspořádání fází a rotoru unipolárního KM (zdroj: Wikipedia)



Obr. P4.13 Dvoupólový čtyřfázový krokový motor [1]



Stator a rotor krokového motoru



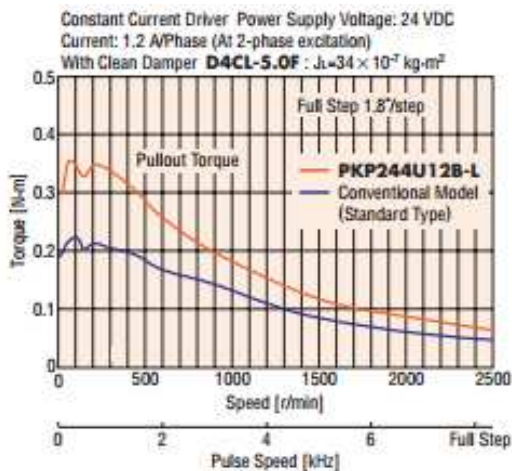
Rotor krokového motoru

Obr. P4.14 Příklad součástí vícefázového krokového motoru s malým krokem (zdroj: Wikipedia)

Běžné krokové motory bývají dvoupólové čtyřfázové (obr. P4.13, P4.14). Pro zjemnění kroku mohou být rotory spojeny z několika úhlově pootočených dílčích ozubených kol.

Pulzy jednotlivých fází mohou následovat po sobě, jak bylo vysvětleno, nebo se dvě následující fáze mohou překrývat (takže klidová poloha je mezi oběma fázemi), atd. Vícefázovým řízením (současným frekvenčně řízeným postupným zapínáním více fází při malém kroku) je možno i kolísání vratného momentu při rotaci značně snížit.

Komerčně dostupné motory mají standardní délku kroku $1,8^\circ$, avšak některé typy i podstatně menší. Ve spojení s převodovkou, redukcující otáčky do pomala, je možno výsledný krok soustavy dále výrazně snížit. Je-li např. převod 10:1, je výsledný krok za převodovkou 10x menší, než krok vlastního motoru. Výhodné je použití šnekových převodovek s výraznou svorností, která zamezuje dokmitávání při zastavení.



Význačnou charakteristikou těchto motorů, která musí být respektována při návrhu, je tzv. stop-start charakteristika, což je závislost mezi statickým zátěžovým momentem, momentem setrvačnosti poháněného zařízení J a frekvencí pulzního přepínání fází, při níž se ještě z klidu motor rozběhne a udrží synchronizaci. O tomto problému bylo hovořeno výše. Příklad této charakteristiky pro určitý výrobek je uveden na obr. P4.15.

Řídicí jednotky jsou komerčním zbožím, dodávané nejrůznějšími firmami.

Obr. P4.15 Příklad stop-start charakteristiky dvou typů KM, zátěž s momentem setrvačnosti J_L („Pullout Torque“ – startovací moment) [1]

P5. ELEKTROHYDRAULICKÉ ZKUŠEBNÍ ZAŘÍZENÍ

P5.1 PROLEMATIKA

Elektrohydraulická zkušební zařízení jsou používána pro statické a dynamické zkoušky materiálových vzorků a různých součástí strojů. Jsou neodmyslitelnou součástí každé pevnostní zkušebny.

Kvazistaticky jsou používány pro stanovení statických pevnostních parametrů (pevnost, průtažnost, atd.) materiálových vzorků nebo celých součástí.

Hlavním způsobem jejich použití jsou dynamické zkoušky, tj.:

- sledování silových odezev v součásti, jako např. rychlostní závislost reakční síly v pružině nebo v tlumiči, při zadaném zdvihovém průběhu jejího jednoho konce při upevněném konci druhém,
- sledování únavových pevnostních parametrů materiálových vzorků nebo součástí,
- Sledování pohybových odezev zkoušené skupiny (např. kmitání soustavy hmota-pružina-tlumič), při jejím kinematickém buzení,
- atd.

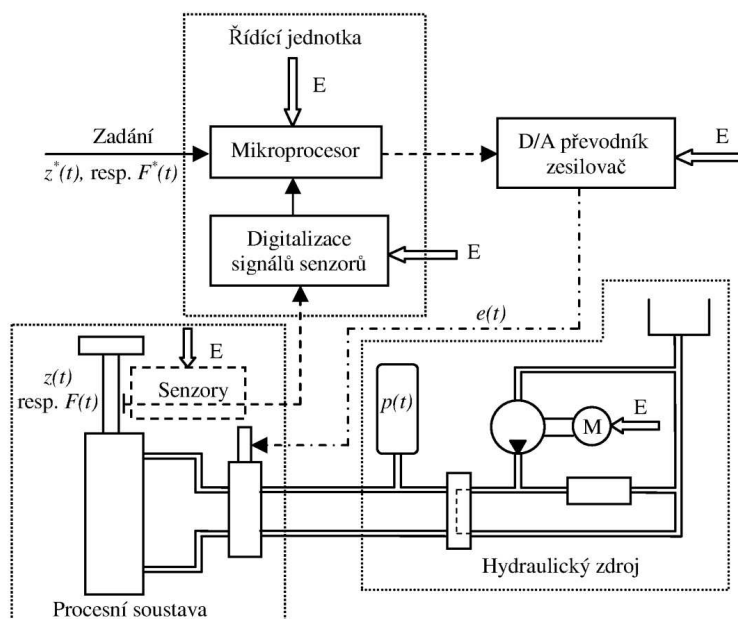


Obr. P5.1 Ukázky malých elektrohydraulických zkušebních zařízení fy INOVA Praha

Při těchto zkouškách je požadováno, aby zdvih pístu nebo plošiny zkušebního zařízení v čase sledoval zadaný průběh. Zadávaný průběh může mít charakter přechodové funkce, harmonické funkce, kvazináhodného procesu, bílého šumu, atd.

Zkušební zařízení se v podstatě skládá z (obr. P5.2):

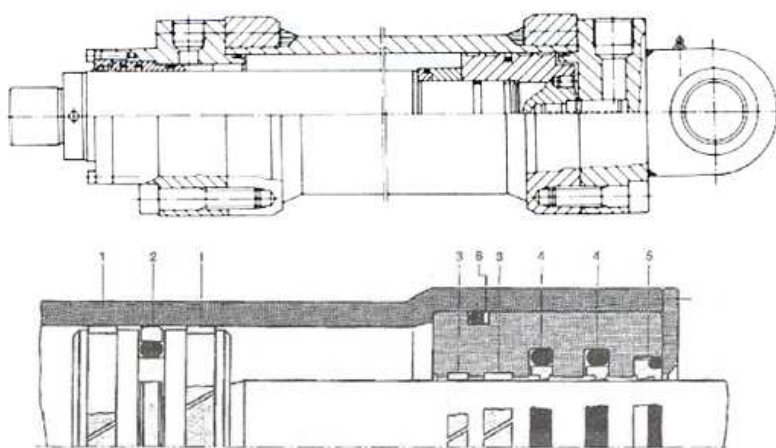
- vlastní procesní soustavy (pracovního modulu), tj. stojanu a hydraulického lineárního motoru, sdruženého s pohybovými senzory, s elektromagnetickým řídicím ventilem a s pomocnými akumulátory,
- hydraulického zdrojového modulu, tj. hydrogenerátoru, hlavního tlakového akumulátoru, přepouštěcího ventilu a zásobníku hydraulické kapaliny,
- řídicího modulu, obsahujícího řídicí počítač, zadávací modul, případně s připravenými programy jednotlivých vstupních signálů (sinus, skok, bílý šum, atd.), A/D a D/A převodníky, atd.



Obr. P5.2 Schéma elektrohydraulického zkušebního zařízení

P5.2 POPIS ZÁKLADNÍCH HYDRAULICKÝCH SOUČÁSTÍ PROCESNÍ SOUSTAVY

Procesní soustava je zásobována hydraulickou kapalinou ze zdrojové soustavy s akumulátorem tlakové kapaliny. Tlak kapaliny v akumulátoru bývá 20 až 40 MPa a běžně kolísá (podle odběru) kolem střední hodnoty o +/- 1 MPa.



- a) Hlavními součástmi procesní soustavy jsou lineární diferenciální hydromotor (s jednostranně vyvedenou pístnicí), proporcionální řídicí ventil a senzory polohy a rychlosti pístnice.
- b)

Obr. P5.3 Lineární diferenciální hydromotor (s jednostranně vyvedenou pístnicí) a) běžné komerční provedení, b) vedení a těsnění pístu a pístnice

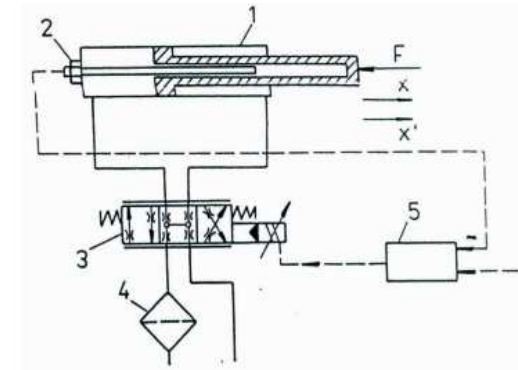
Legenda: 1,3 – vodící kroužky PTFE, 2 – těsnění pístu, 4 – těsnění pístnice, 5 – stírací kroužek, 6 – nepohyblivé těsnění O-kroužkem [3], [8]

Lineární hydromotor (obr.P5.3)

Válec hydromotoru je spojen s rámem stroje. Jeho pístnice tvoří výstupní člen, zatěžující/pohybující měřeným předmětem.

Hydromotor má jednostranně vyvedenou pístnici. Výsledná síla motoru je určena jednak tlaky v komorách válce pod a nad pístem, jednak poměrem činných ploch pod a nad pístem. Činná plocha nad pístem je dána průměrem válce, činná plocha pod pístem rozdílem plochy válce a plochy pístnice.

Řídicí ventil

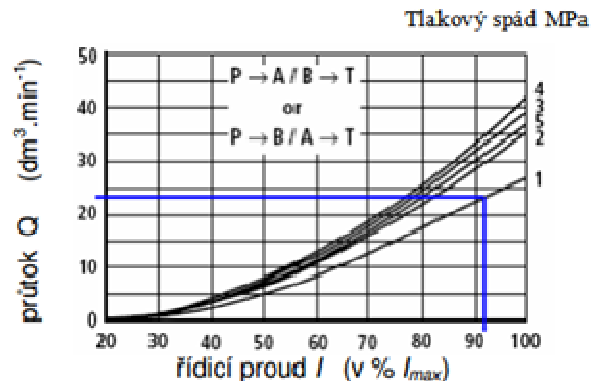
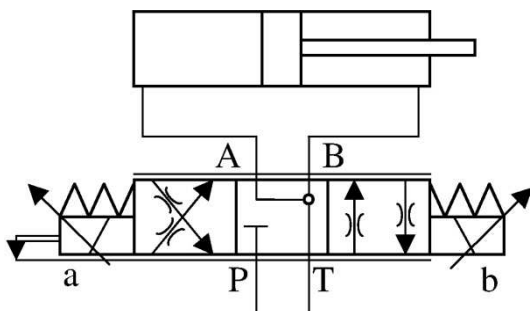


Obr. P5.4 Schéma napojení hydromotoru s jednostranně vyvedenou pístnicí a řídicího proporčního ventilu (s negativním překrytím) [8]

Legenda: 1 – hydromotor, 2 – indukční snímač zdvihu, 3 – proporční servoventil, 4 – jemný filtr (pro ochranu servoventilu), 5 – řídicí počítač

Řízení polohy pístnice hydromotoru vůči válci je prováděno připouštěním kapaliny do jedné komory motoru se současným odpouštěním z druhé, a naopak. Připouštění a odpouštění je zajištěno řídicím proporčním ventilem (obr. P5.4).

„Proporční“ řídicí ventil obsahuje šoupátko, jehož zdvih šoupátka je určen velikostí elektrického proudu napájecího ovládacího elektromagnetu. Přepouštěcí hrany šoupátka mají tvar, který zajišťuje (při základním tlakovém spádu) průtok kapaliny úměrný proudu (obr. P5.5).



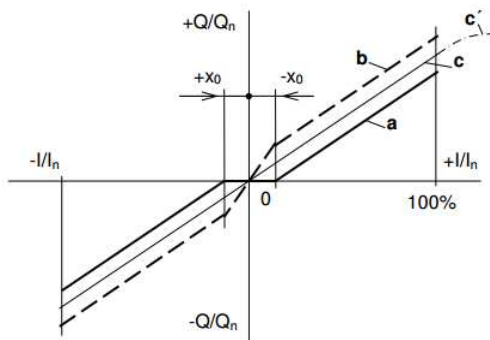
Obr. P5.5 Proporční řídicí ventil s pozitivním překrytím [8]

Legenda: P – přívod tlakové kapaliny z akumulátoru („pump“), T – odpad do zásobníku („tank“), a, b – ovládací elektromagnety a příklad jeho průtokové charakteristiky

Proporční ventily umožňují teoreticky plynulou regulaci pohybu pístnice, tedy i její plynulý rozběh a zastavení.

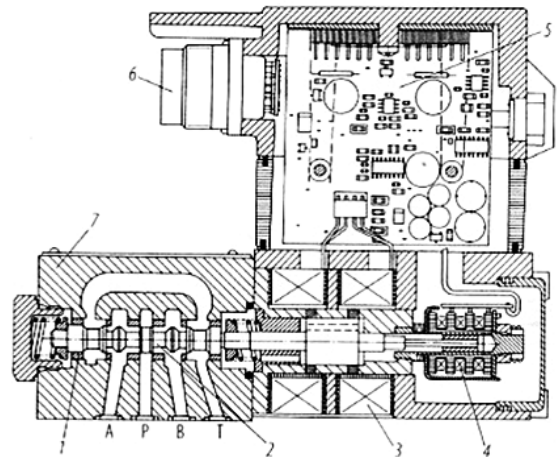
Průtokové poměry proporčních ventilů kolem nulové polohy se liší podle provedení ventilu (viz obr. P5.6). Pro diskutované účely je nejvýhodnější použití šoupátka s nulovým překrytím hran. Docílení vyobrazených poměrů ovšem v praxi není z tolerančních důvodů ani při nejpreciznější výrobě možné.

Pohybu šoupátka v tělese ventilu brání odpory (nedá se hovořit o tření ve smyslu tření Coulombova!) a tedy přesnost jeho pohybu vzhledem k řídicímu proudu není dokonalá. Všechny reálné proporční servoventily se proto vyznačují hysterezí a chybou opakovatelnosti, v optimálních případech kolem 0.1 až 0.2 %.



Obr. P5.6 Závislost mezi poměrným zdvihem (zde označeným jako l/l_0) šoupátka proporcionálního ventilu a poměrnými průtokovými průřezy (zde označenými jako Q/Q_0) [7]

Legenda: a – šoupátko s pozitivním překrytím, b – šoupátko s negativním překrytím, c – šoupátko s nulovým překrytím hran

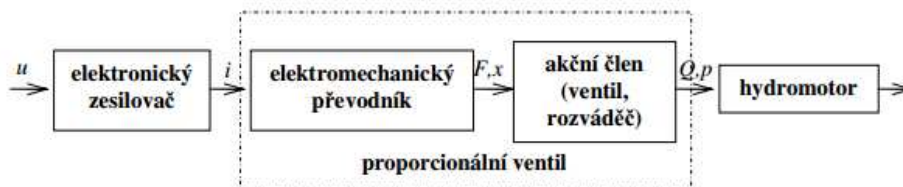


Obr. P5.7 Proportionální řídicí ventil (Rexroth)

Legenda: 1 – pouzdro, 2 – šoupátko, 3 – ovládací magnet, 4 – indukční snímač polohy, 5 – řídicí elektronika, 6 – 11tipólová zásuvka, 7 – těleso rozváděče

Proportionální řídicí ventil je sám o sobě mechatrickým přístrojem (obr. P5.7), který kromě akčního hydraulického členu obsahuje proporcionální elektromagnet (elektromechanický převodník), jehož síla, působící proti stavěcím pružinám, je úměrná řídicímu napětí, a vlastní řídicí jednotku se zesilovačem.

Řídicí elektro-hydro-mechanický okruh proporcionálního ventilu je znázorněn na obr. P5.8.

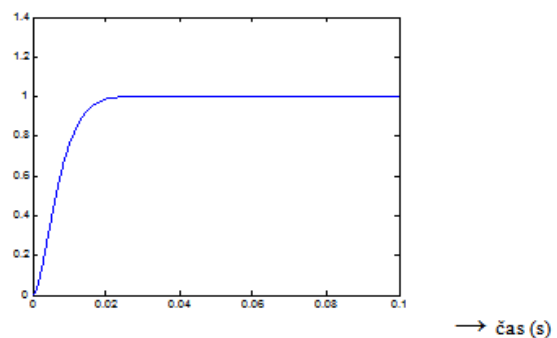


Obr. P5.8 Schéma okruhu proporcionálního ventilu [7]

P5.3 DYNAMIKA PROCESNÍ SOUSTAVY

Velmi zjednodušeně lze říci, že dynamické vlastnosti jakékoliv sledovací soustavy budou tím výhodnější, čím rychlejší a hladší budou její odezvy (zde pohyb pístnice) na skokový řídicí signál (obr. P5.9). Každá odezva je vždy časově za skokovým vstupním signálem zpožděná, při čemž velikost zpoždění spolu s charakterem časového průběhu odezvy jsou základními kritérii pro posuzování řízení. Toto platí i pro sledované zařízení.

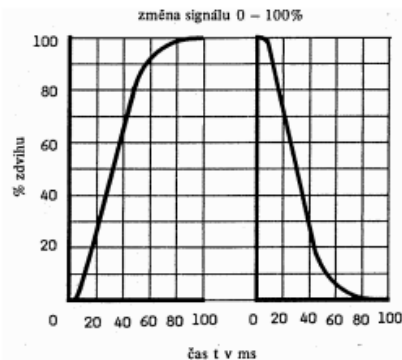
odezva řízeného procesu



Obr. P5.9 Ukázka odezvy jednoduché dynamické soustavy na skokový vstupní signál

Z mechanického hlediska jsou dynamické vlastnosti dané soustavy ovlivněny:

- typem zátěže,
- hmotností pohyblivých částí pístnice
- odpory vůči pohybu pístnice, způsobené vedením a těsněním pístnice ve válci (viz obrázek těsnění),
- rychlostí reakce řídicího ventilu na řídicí signál, která je způsobena dynamikou ventilu (obr. P5.10),
- tuhostí celé struktury (deformace při zatížení)
- možnostmi zdrojové soustavy (dodávka, tlak),
- atd.



Obr. P5.10 Příklad časového průběhu zdvihu šoupátka určitého typu proporcionálního ventilu při skokových změnách ovládacího proudu [8]

Z hydraulického hlediska jsou rozhodující:

- průtokové poměry v řídicím ventilu (obr. P5.5),
- hydraulické odpory vedení,
- objem resp. hmotnost protékající kapaliny; čím kratší je cesta mezi akumulátorem a prostorem ve válci, tím menší je tzv. „hydraulické zpoždění“ (způsobené nutností urychlovat resp. zpožďovat sloupec kapaliny),
- mechanická tuhost všech komponent, způsobující změnu hydraulického objemu (hadice, těsnění, vedení, válec, atd.),
- hydraulické vlastnosti použité kapaliny, jako vazkost (závislá na teplotě), stlačitelnost (hydraulická kapacita $\Delta V/\Delta p$), hustota,
- atd.

Zcela obecně je možno říci, že procesní soustava je z dynamického hlediska soustavou silně nelineární (zvláště vlivem své hydraulické části) a její úplný matematický model je komplikovaný s mnoha konstantami, které musí být určeny měřením. Velmi zjednodušený model bude uveden dále.

P5.4 REGULACE

Požadovaný zdvih pístu resp. síla působící mezi pístem a břemenem je zadávanou funkcí času. Může to být jednoduchý harmonický signál, schodová funkce, průběh vyplývající z měření reálných pochodů, atp. Základní úlohou je docílení dostatečné shody průběhu zdvihu pístu resp. síly působící mezi pístem a břemenem v čase s průběhem zadaným. Jedná se o úlohu sledování. Řízení hydraulického okruhu musí být zpětnovazební, jde tedy o regulaci.

Procesy ve zkušebním stroji jsou spojité v čase. Má jeden vstup – zadávaný signál požadovaného pohybu, a jeden výstup – skutečně realizovaný pohyb pístnice. Je to tedy systém SISO.

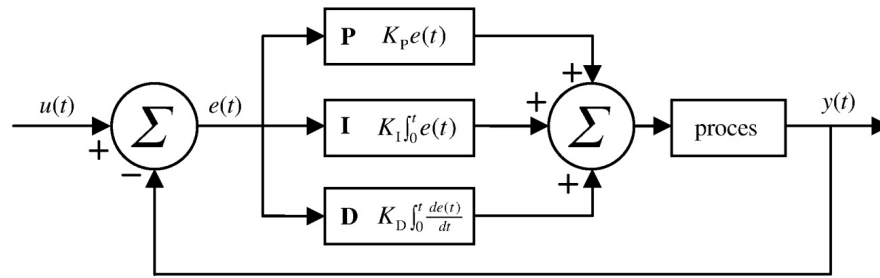
Regulace je běžně prováděná pomocí **PID** regulátoru.

PID regulátor řídí regulovanou soustavu podle odchylky $e(t)$ mezi okamžitě realizovaným stavem procesu $y(t)$ a jeho požadovaným stavem $u(t)$,

$e(t) = (u(t)-y(t))$. Regulátor se snaží tuto odchylku minimalizovat, což znamená, že musí respektovat jak její okamžitou hodnotu, tak i její okamžitou časovou změnu, její rychlost, i celkovou akumulovanou chybu z předchozích fází procesu.

PID regulátor provádí tři nezávislé dílčí regulace (obr.P5.11):

- proporcionální **P** podle okamžité odchylky $e(t)$, se zesílením K_P ,
- integrační **I** podle akumulovaných minulých chyb $\int_0^t e(t).dt$, se zesílením K_I ,
- derivační **D** podle rychlosti změny odchylky $(de(t)/dt)$, se zesílením K_D .



Obr. P5.11 Schéma PID regulace ($u(t)$ – požadovaný vstupní signál, $y(t)$ - výstupní proces, $e(t)$ odchylka vstupu a výstupu)

Vhodně vážená suma těchto regulačních zásahů (určená velikostmi konstant K_P , K_I , K_D), pak tvoří vstupní signál k řízení aktuátoru soustavy.

Obecně je možno říci, že:

- proporcionální složka ovlivňuje rychlost a přesnost regulace,
- integrační složka odstraňuje případnou konečnou ustálenou odchylku výstupního procesu, avšak výrazně zhoršuje jeho stabilitu a celkové dynamické (přechodové) vlastnosti,
- derivační složka rozšiřuje frekvenční pásmo regulace a stabilizuje výstupní proces.

Nastavení jeho konstant K_P , K_I a K_D se v praxi provádí na skutečné soustavě podle známých pravidel (nejznámější je metoda Ziegler-Nichols – viz příslušná literatura).

P5.5 KVALITA SLEDOVÁNÍ

Kvalitu zkušebního zařízení je nutno hodnotit podle toho, jak věrně (z hlediska časového průběhu) je píst stroje schopen sledovat pohyby požadované zadáním. Tato otázka souvisí i s robustností zařízení, tj. jaký vliv při sledovacím pochodu hraje typ zátěže. Je samozřejmé, že zařízení by mělo být robustní, tj. kvalita sledování by se neměla se změnou zátěže výrazněji měnit.

Kvalita sledování se nejnadhěji sleduje na jednoduchém ustáleném harmonickém vstupním signálu $u(t) = u_0 \cdot \sin(2\pi ft)$ s amplitudou u_0 (m) a frekvencí f (Hz). Výstupní signál by tedy měl být rovněž $y(t) = y_0 \cdot \sin(2\pi ft)$, kde $y_0 = u_0$.

Toto u skutečných zařízení dostatečně přesně platí jen pro amplitudy u_0 (v rozsahu možností stroje) v úzkém frekvenčním pásmu, kdy $f \rightarrow 0$. Přípustná velikost u_0 se zvyšující se frekvencí f poměrně silně klesá.

Výstupní proces $y(t)$ při zvyšující se frekvenci f přestává tvarově i fázově sledovat předepsaný harmonický pohyb. Je možno jej přibližně popsat jako

$$y(t) \approx y_{01f} \cdot \sin(2\pi ft + \varphi_1) + y_{03f} \cdot \sin(3 \cdot 2\pi ft + \varphi_3) + \dots,$$

tj. obsahuje hlavně liché harmonické vyšší složky, které běžně způsobují „zešpičatění“ výstupního procesu.

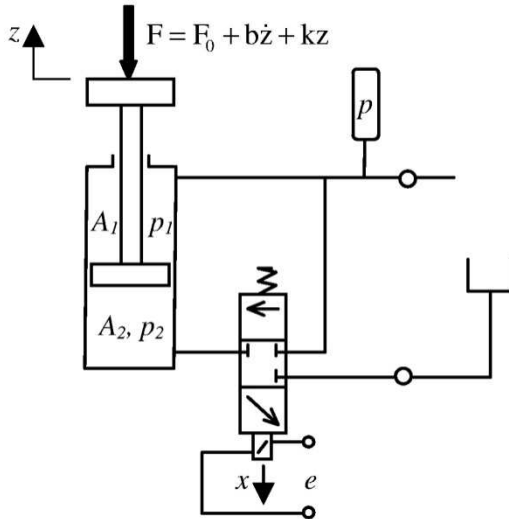
Každé zkušební zařízení má fyzikálně omezené sledovací možnosti, které se obtížně popisují matematicky. Pokud je požadovaný výstupní proces jednoduchý, např. popsán harmonicky, je možno se tímto problémem vypořádat vhodnou obměnou vstupního signálu $u(t)$ tak, aby byly uvedené zvláštnosti přenosu zařízení kompenzovány.

Požadovaný výstupní proces je při běžných zkouškách často složen z různých frekvenčních složek (matematicky obecně ve tvaru Fourierova spektra). „Naladění“ regulace a „modifikace“ vstupního signálu tak, aby skutečný výstupní proces odpovídal požadovanému, je otázkou komplikovanou. V každém případě jsou možnosti zařízení frekvenčně omezeny.

P5.6 ZJEDNODUŠENÝ MODEL PROCESNÍ SOUSTAVY A JEJÍ REGULACE V MATLABU

Model slouží pouze k ukázání hlavních problémů takového sledovacího řízení.

Modelován je sice realizovatelný, avšak neužívaný hydraulický systém (obr. P5.12). Důvodem zjednodušení jsou obtížně vystižitelné průtokové poměry v proporčním ventilu, zapojeném podle schématu na obr. P5.2, protože při takovéto regulaci je vždy současně otevřen vtok do jedné komory a výtok z komory druhé (komory se „přetlačují“).



Obr. P5.12 Schéma modelu procesní části zařízení

Zdvih pístnice je v modelu označen jako $z(t)$. Zátěž je reprezentována svou hmotností m_z (kg), která se přičítá k hmotnosti pístnice, a silou F (N), složenou z konstantní síly F_0 , pružné síly ($k.z$) a viskózní síly ($b.(dz/dt)$). Může být však modelována libovolně.

Ve schématu dle obr. P5.12 je horní komora hydromotoru spojena trvale s akumulátorem, v němž je hydraulická kapalina pod tlakem p (Pa). Tento tlak působí na pístnici v ploše A_1 (m^2). Proporční servoventil reguluje pouze tlak p_2 (Pa) v dolní komoře, působící na ploše A_2 (m^2). Síla S (N) produkovaná hydromotorem je

$$S = A_2.p_2 - A_1.p.$$

Nejvyšší možný tlak p_{2max} v dolní komoře je zřejmě $p_{2max} = p$. Má-li být největší dosažitelná síla ve směru kladném S_{max+} i záporném S_{max-} absolutně stejná, musí být zřejmě $A_2 = 2.A_1$.

Působí-li na pístnici hydromotoru statická zátěžná síla F_0 , je tlak v dolní komoře

$$p_{20} = (F_0/A_2) + (1/2).p.$$

Jedním z problémů tohoto uspořádání je proměnnost tlaku p v akumulátoru, způsobená jednak způsobem plnění akumulátoru (viz dále), jednak výtlačkem kapaliny z horní komory hydromotoru a jeho zpětným plněním během sledovacího procesu. V uváděném modelu je tento tlak zjednodušeně uvažován jako konstantní $p = \text{konst}$ (nekonečně velký akumulátor), ovšem model by bylo snadno možné rozšířit.

Průtokové vlastnosti servoventilu byly, dle literárních údajů, voleny jako

$$Q = \beta.x.\sqrt{\Delta p},$$

kde Q (m^3/s) je průtok za jednotku času, $\Delta p = (p - p_2)$ tlakový spád (N/m^2), β průtokový součinitel daného ventilu, zdvih šoupátka x (m).

Zdvih šoupátka x (m) servoventilu je zjednodušeně uvažován jako ovládaný napětím na elektromagnetu $e(t)$, což je řídicí veličina z regulátoru. Pro vratné pružiny šoupátka je volena kubická charakteristika

$$k_s.(x + \gamma.x^5)$$

s konstantami k_s (N/m) a γ ($1/m^4$), kterou je současně vystižen omezený zdvih šoupátka i jeho průtokové omezení (průtokové průřezy šoupátka).

Dynamické vlastnosti servoventilu jsou dále popsány hmotností jeho pohyblivých částí (šoupátko, jádro elektromagnetu, atd.) m_s (kg) a lineárním součinitelem tlumení b_s (N.s/m).

Celkově jsou tedy v modelu použita následující zjednodušení:

- lineární hydromotor je ovládán jednostranně, s konstantním tlakem p na straně pístu s menší plochou,
- tření mezi pohyblivými částmi je zanedbáno,

- kapalina je uvažována jako nestlačitelná,
- mechanické členy (kovové součásti, hadice, ucpávky) jsou zcela tuhé, tj. při změně vnitřního tlaku v nich se nemění objem jimi ohraničené dutiny,
- hydraulická průtoková charakteristika proporcionálního ventilu je volena podle obecného vztahu (nikoliv konkrétně naměřená),
- proporcionální ventil má nulové překrytí,
- mechanicko-hydraulická charakteristika proporcionálního ventilu (kubická charakteristika tuhosti vratné pružiny) je přizpůsobena výpočtovým požadavkům.
- je modelována pouze **PD** regulace (integrační složka PID regulátoru je v MATLABu nerealizovatelná). Postup nastavení konstant K_P a K_D je pak jednoduchý:
- zvolí se jednoduchá požadovaná funkce $u(t)$, např. ve tvaru skoku, sinusovky, atp.,
- nastaví se $K_D = 0$ a konstanta K_P se zvětšuje do té míry, až se výstupní proces $y(t)$ stane nestabilní (rozkmitá se, počne neustále růst, atp.),
- při takto nastavené konstantě K_P se zvětšuje konstanta K_D , až průběh výstupního procesu $y(t)$ je stabilní,
- konstantu K_P se postupně snižuje při současné změně K_D , až průběh výstupního procesu $y(t)$ odpovídá co nejlépe požadovanému $u(t)$.

Numerické hodnoty konstant, uvedené v programu, byly voleny ad hoc, neodpovídají reálnému provedení.

Model MATLAB

```
% Jednoduchy model hydropulz, sledovací problem, z(t) sleduje g(t), PD
% řízení
% G ... zrychlení tize
% g ... zadany prubeh zdvihu valce,
% gg = dg/dt, - volena harmonická funkce,
% g0 ... amplituda,
% f ... frekvence,
% F0 ... staticka zatezna sila,
% k ... tuhost zatezne pruziny,
% b ... soucinitel tlumeni zataze
% ridici napeti soupatka e=KP*(g-z)+KD*(gg-zz),
% ridici sila soupatka (alf*e); alf= konst (voleno dle potreby),
% vnejsi tlak p na plose A1, voleno p=2*10^5 N/m2,
% protitlak p2 na plose A2,
% pro stejnou silu F+max=F-max; ... A1=2A2, voleno A1=0.1 m2,
% pro statickou zatez Fstat ... p2stat=(1/A2)*(Fstat+A1*p),
% pro Fstat=5000 N ... p2stat=1.25*10^5
% soupatko ms kg, bs Ns/m ,ks(x+gam*x^3) N/m,
% mpp ... hmotnost pistnice,
% mz ... hmotnost zateze,
% prtok soupatkem Q=q*x ; q zavisle na tlakovem spadu,
% q=beta*(p-pproti)^0.5
% KP ...konstanta proporcionalni regulace,
% KD ...konstanta derivacni regulace,
% y(1) ... x - zdvih soupatka
% y(2) ... dx/dt,
% y(3) ... z - zdvih pistu,
% y(4) ... zz - rekonstrukce rychlosti pistu; zz=(1/A2)*q*y(1),
% y(5) ... rekonstrukce zrychleni pistu,

function dydt=hydrop21(t,y)
ms=0.5;
ks=12500;
gam=1000000;
bs=63;
p=2*10^5;
A1=0.1;
A2=0.2;
F0=5000;
mpp=20;
mz=80;
mv=mpp+mz;
b=2000;
k=150000;
G=9.81;
alf=1250;
```

```

beta=0.011466;
g0=0.0005;
f=15;
g=g0*sin(2*pi*f*t);
gg=g0*2*pi*f*cos(2*pi*f*t)
if y(1)>=0
    q=beta*(p-(1/A2)*(mv*y(5)+b*y(4)+k*y(3)+F0+mv*g+A1*p))^0.5;
else
    q=beta*((1/A2)*(mv*y(5)+b*y(4)+k*y(3)+F0+mv*g+A1*p))^0.5;
end;
KP=100;
KD=20;
e=KP*(g-y(3))+KD*(gg-(1/A2)*q*y(1));
dydt=[y(2);
    (1/ms)*(-bs*y(2)-ks*y(1)-ks*gam*y(1)^5+alf*e);
    (1/A2)*q*y(1);
    1000*(-y(4)+(1/A2)*q*y(1));
    1000*(-y(5)+y(4));];
[t,y]=ode45(@hydrop21,[0 tk],[0 0 z(0) 0 0]);

```

Příklady sledovacích schopností zařízení podle uvedeného modelu.

Regulační konstanty KP a KD byly určeny jen hrubě, nebyly optimalizovány.

Zátěžné podmínky jsou uvažovány jako extrémní pro daný stroj: $F_0 = 5\,000\text{ N}$, $mz = 80\text{ kg}$; $b = 2\,000\text{ N.s/m}$; $k = 150\,000\text{ N/m}$.

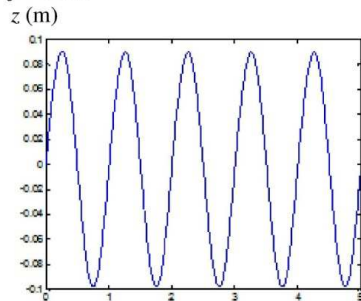
Zadávaný signál $g(t) = g_0 \cdot \sin(2\pi f t)$ je totožný s požadovaným zdvihem pístnice.

Sledovací schopnosti zařízení jsou sledovány pouze vizuálně na základě“

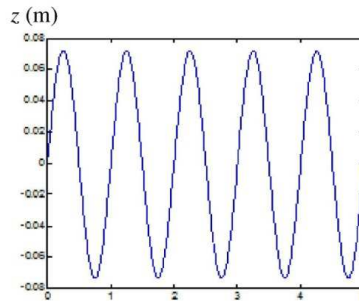
- dodržení nulové střední hodnoty procesu,
- dodržení požadované amplitudy g_0 ,
- docílení harmonického pohybu.

Pro reálný vývoj by bylo nutno požadavky konkretizovat!

$f = 1\text{ Hz}$



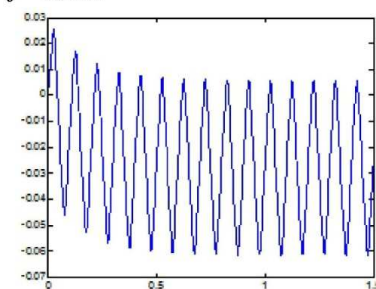
$g_0 = 0,1\text{ m}$ - neúplný zdvih, nevyhovující



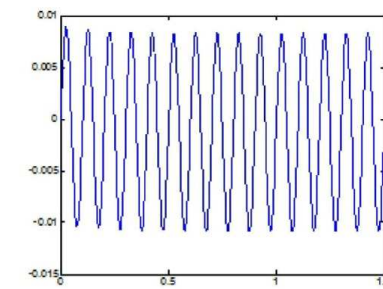
$g_0 = 0,075\text{ m}$ - vyhovující

Na obrázcích je uveden na svislé ose zdvih $z(t)$ skutečný (vypočítaný), na vodorovné ose čas (s) pro různé požadované zdvihy s amplitudou g_0 (m) a frekvencí f (Hz). Pro různé frekvence f (Hz) je hledána maximální amplituda g_0 (m), při níž jsou sledovací schopnosti zařízení přibližně zachovány.

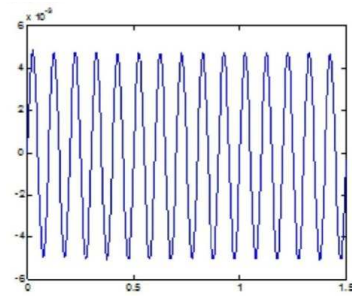
$f = 10\text{ Hz}$



$g_0 = 0,1\text{ m}$ - neúplný průtok, řízení nestíhá
- typický pilovitý průběh zdvihu



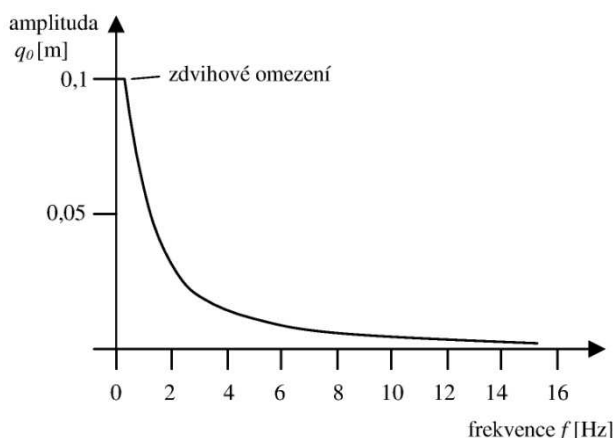
$g_0 = 0,01\text{ m}$ - nesymetrie, nevyhovující



$g_0 = 0,005\text{ m}$ - vyhovující

Z těchto výpočtů je možno pro daný model s danou zátěží odvodit přibližnou závislost mezi amplitudou g_0 (m) a frekvencí f (Hz) takovou, že výstupní zdvih $z(t)$ alespoň amplitudově sleduje

požadovaný harmonický proces $z(t) = z_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \approx g_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$. Tato je znázorněna na následujícím obrázku.



Obr. 5.13 Sledovaný model: omezení přípustné zadávané amplitudy g_0 v závislosti na frekvenci pro zachování přijatelné sledovací schopnosti (platí přibližně jen pro zvolený způsob zatěžování!)

kých frekvencích, např. při $f = 1$ Hz a $z_0 = 0.075$ m je vyžadována střední cyklová dodávka cca $0.005625 \text{ m}^3/\text{s}$.

Okamžitá špičková dodávka během jednoho cyklu do dolní komory je

$$Q_{max} = z_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot A_1,$$

neboli za stejných podmínek $Q_{max} = 0.04712 \text{ m}^3/\text{s}$.

Špičková dodávka je téměř řádově větší, než dodávka střední.

P5.7 INDUKČNÍ A OPTOELEKTRONICKÉ SENZORY RYCHLOSTI A POLOHY

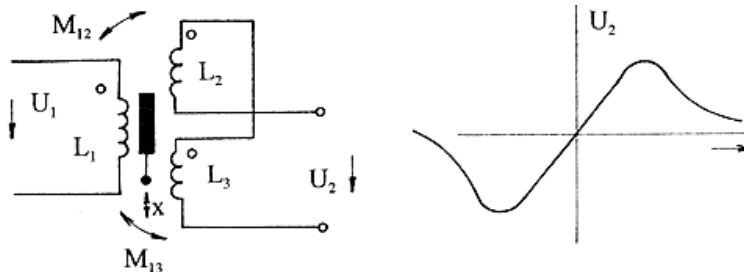
Regulace procesní části zátěžového zařízení vyžaduje snímání polohy a rychlosti pohybu pístnice vůči válci.

Typů těchto senzorů existuje celá řada (viz literatura), zde budou uvedeny pouze typické pro dané použití.

Snímače pro stanovení polohy pístnice

Schéma indukčního snímače v zapojení jako „diferenciální transformátor“ je ukázáno na obr. P5.14.

Primární vinutí 1 je napájeno střídavým proudem. Podle polohy jádra se mění vzájemná indukčnost mezi primárním vinutím 1 a shodnými sekundárními vinutími 2 a 3 ($L_2 = L_3$). Tím se mění napětí indukované v obou sekundárních vinutích. Obě sekundární vinutí jsou zapojena proti sobě. Rozdíl jejich napětí U_2 tedy určuje polohu jádra vůči střední poloze, kdy indukovaná napětí v nich jsou shodná ($U_2 = 0$).



Obr. P5.14 Schéma indukčního snímače polohy v zapojení „šiferenciální transformátor“

Snímače indukčního typu mohou mít rozlišovací schopnost lepší než 0.001 mm při zdvihu až několik stovek milimetrů. Poskytují analogový výstup.

Optoelektronické senzory polohy mají výstup digitální.

Je patrné, že sledovací schopnosti zvolené soustavy při zadané zátěži nejsou valné. Pokud by bylo sledováno dodržování časového průběhu rychlosti nebo zrychlení pístnice, bylo by omezení ještě drastičtější.

Příklad: Nároky na dodávku kapaliny

Uvažujeme model s výše uvedenými parametry.

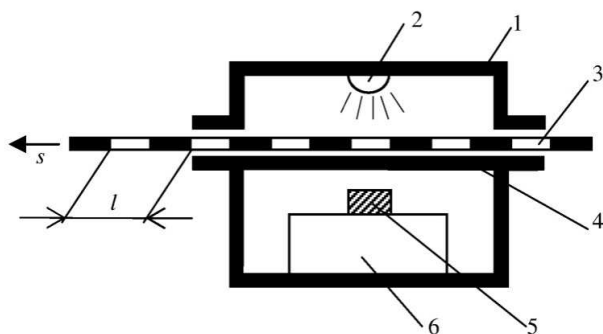
Požadujeme harmonický zdvih pístu s frekvencí f s amplitudou z_0 .

Je zřejmé, že po polovinu periody proudí tlaková kapalina do dolní komory hydromotoru, po polovinu do horní komory, neboli střední dodávka během jednoho cyklu je

$$Q_s = g_0 \cdot f \cdot (A_1 + A_2) = (3/2) \cdot f \cdot z_0 \cdot A_1 (\text{m}^3/\text{s}).$$

Největší dodávka je (vzhledem k výše uvedenému omezení amplitudy) vyžadována při nízké amplitudě.

střední cyklová dodávka cca $0.005625 \text{ m}^3/\text{s}$.



Obr. P5.15 Schéma jednoduchého optoelektronického senzoru polohy

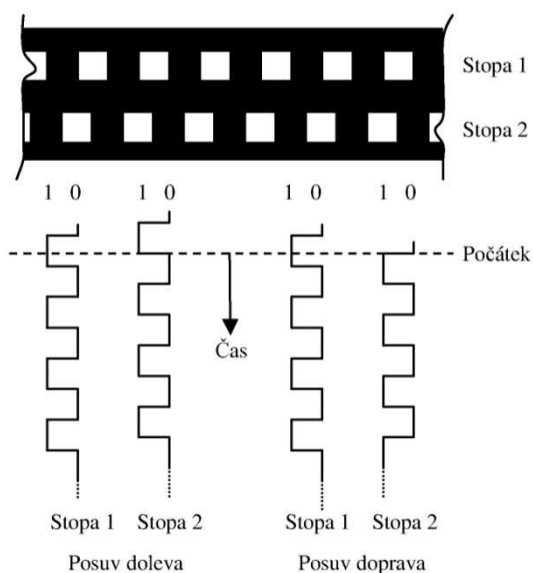
Schéma inkrementálního senzoru polohy („incremental encoder“) je znázorněno na obr.P5.15. Ve skříni 1 se posouvá maska 3, kde se pravidelně střídá „průhled“/„krytí“. Světelný zdroj (běžně LED) 2 prosvěcuje masku a jeho světlo/stín dopadá na světelný snímač (běžně fototranzistor) 5. Mezi světelným zdrojem a snímačem může být umístěna nepohyblivá krycí maska 4, která zabraňuje případnému osvětlení světelného snímače nežádoucími odrazy. Procesní počítač 6 vyhodnocuje signál ze světelného snímače 5. Snímač světla 5 poskytuje signál světlo „1“ – tma „0“, což je pulzní signál. Čítač v počítači 6 vyhodnocuje počet pulzů

stanovený světelným snímačem od počáteční polohy do zastavení, neboli počet změn kladných ($0 \rightarrow 1$) nebo záporných ($1 \rightarrow 0$). Je-li délka jednoho kroku (průhled-krytí) l a počet zjištěných pulzů n , pak vzdálenost od počáteční polohy ($n = 0$) leží v rozmezí $n \cdot l \leq s \leq (n + 1) \cdot l$. Rozlišovací schopnost je obecně dána délkou sledu (průhled-krytí) l .

Ve své jednoduché podobě, znázorněné na obr. P5.15, senzor nerozeznává smysl pohybu, což je samozřejmě ve většině případů nepoužitelné.

Odstranění tohoto problému je možné při použití dvou stop, posunutých vůči sobě o polovinu rozteče l , jak je ukázáno na obr. P5.16.

Vyjdeme-li z určité počáteční polohy, pak při posunu doleva nastává přechod $0 \rightarrow 1$ napřed u stopy 2, a pak u stopy 1 a tento sled se opakuje. Při posunu doprava nastává přechod $0 \rightarrow 1$ napřed u stopy 1, a pak u stopy 2 a tento sled se opakuje. Při změně smyslu pohybu se sledy pulzů ve stopě 1 a 2 mění. Procesní počítač tyto změny pořadí musí zachytit a vyhodnotit.

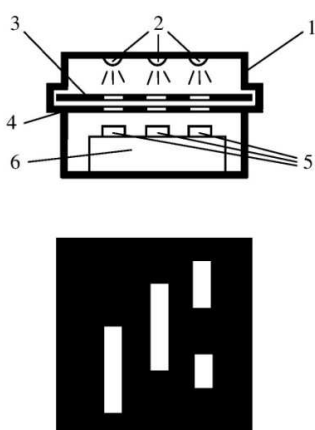


Obr. P5.16 Schéma dvoustopého inkrementálního optoelektronického senzoru polohy

Inkrementální snímač může měřit absolutní posuv od zvolené základní nulové polohy pouze vyhodnocením dat o počtu proběhlých pulzů při známých smyslech pohybu, uložených v paměti vyhodnocovacího počítače. Při zrušení dat z předchozích měření může udat pouze relativní polohu vzhledem k novému počátečnímu postavení. Jeho hlavní použití je v podobě snímače rychlosti posuvu.

Absolutní optoelektronický senzor polohy („absolute encoder“) se skládá z obdobných součástí jako senzor inkrementální.

Maska má obecně více stop s individuálními kontinuálními sledy „průhled“/„krytí“. Každá stopa je individuálně prosvětlována samostatnými zdroji světla 2. Rovněž snímače světla 5 jsou pro každou stopu samostatné, takže signály světlo-tma z nich závisí na okamžité konfiguraci masky v příčném směru. Tato okamžitá kombinace průhledu resp. krytí v jednotlivých stopách přímo kóduje polohu masky vůči skříni 1 senzoru.



Sektor	Kontakt 1	Kontakt 2	Kontakt 3	Kód	Poloha
0	off	off	off	000	0
1	off	off	ON	001	1 l
2	off	ON	ON	011	2 l
3	off	ON	off	010	3 l
4	ON	ON	off	110	4 l
5	ON	ON	ON	111	5 l
6	ON	off	ON	101	6 l
7	ON	off	off	100	7 l

Obr. P5.17 Schéma a kódová tabulka třístopého absolutního optoelektronického senzoru polohy

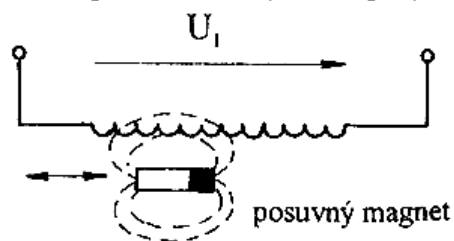
Pro vysvětlení je uveden příklad extrémně jednoduchého snímače se třístopou maskou (obr.P5.17). Průsvity jednotlivých stop jsou označeny v tabulce jako „Contact 1“, „Contact 2“, „Contact 3“. Pracující s binární dvojicí (off – krytí „0“, on – průhled „1“). Délky průhledových oken jednotlivých stop jsou násobkem sektorové délky l (mm). V každé poloze je kombinace průhledů a krytí v jednotlivých stopách odlišná a je jí přiřazeno kódové číslo. Okamžitý kód, vytvořený okamžitou polohou masky, udává polohu v rozsahu jednoho „sektoru“.

V tabulce na obr.P5.16 je kódování provedeno v tzv. binárním „gray“ kódu, kdy se mění při přechodu mezi jednotlivými sektory vždy pouze jeden bit (na rozdíl od běžného binárního kódu), aby se vyloučily problémy s možnou chybou při nesprávném odečtu dvou přechodů současně - viz literatura.

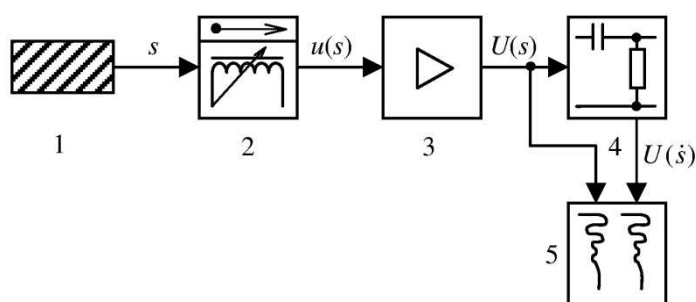
V binárním provedení je obecně počet sektorů i dán počtem stop n , $i = 2^n$. Rozlišovací schopnost je určena délkou masky a počtem stop.

Skutečné polohové senzory mohou obsahovat 20 i více stop. Kódování je u nich vždy provedeno v „gray“ kódech (pro minimalizaci počtu současných přechodů ve všech stopách). Vyhodnocovací počítač pak může obsahovat převodník z tohoto „gray“ kódu do běžného binárního kódování.

Snímače pro stanovení rychlosti pohybu pístnice



Obr. P5.18 Indukční snímač rychlosti relativního pohybu



Obr. P5.19 Schéma vyhodnocovacího řetězce polohy a rychlost

Legenda: s – měřená poloha, $u(s)$ – signál polohy, $U(s)$ - napětí po zesílení odpovídající poloze, $U(\dot{s})$ – napětí odpovídající rychlosti (1 – pohyblivá součást, 2 – indukční snímač polohy, 3 – zesilovač, 4 – diferenciátor, 5 – zapisovač polohy a rychlosti)

Na principu indukce pracuje indukční snímač rychlosti (obr.P5.18). Podél nebo uvnitř cívky se pohybuje magnet a tím v ní indukuje napětí U_1 úměrné jeho rychlosti pohybu.

Indukční snímač polohy se využívá často přímo ke stanovení rychlosti analogovou diferenciací signálu polohy dle obr.P5.19.

K vyhodnocení rychlosti je možno s výhodou použít optoelektronické senzory polohy. Počet pulzů za jednotku času při stálém smyslu pohybu (!), převedený na dráhu, udává přímo rychlost pohybu.

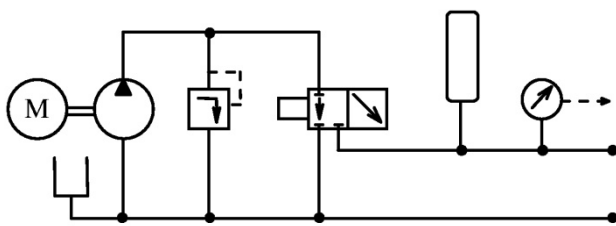
P5.8 NÁROKY NA HYDRAULICKOU ZDROJOVOU SOUSTAVU

Dimenzování hydraulické zdrojové soustavy závisí na parametrech procesního zařízení a na požadovaných zdvících pístu a jejich frekvenci.

Zdrojová soustava musí zaručovat, aby i při největším středním odběru kapaliny tlak v tlakovém akumulátoru kolísal v rozumně malém rozmezí. Hydrogenerátor (čerpadlo) musí mít tedy trvalou minimální dodávku alespoň rovnou největšímu střednímu odběru, špičková dodávka musí být kryta akumulátorem (Poznámka: dimenzovat hydrogenerátor na špičkovou dodávku by očividně bylo velmi neekonomické.)

P5.9 HYDRAULICKÁ ZDROJOVÁ SOUSTAVA

Možností provedení zdrojové soustavy je řada.

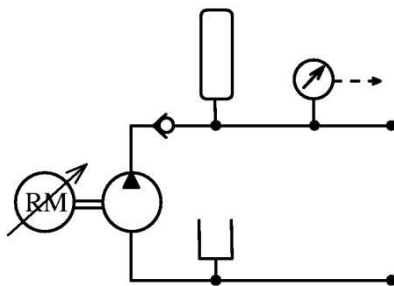


Obr. P5.20 *Hydraulické schéma zdrojové centrály s trvale poháněným elektromotorem.*

Legenda: Od leva: elektromotor, nádrž, hydrogenerátor, pojistný tlakový ventil, přepouštěcí elektromagneticky ovládaný ventil „on – off“, akumulátor, snímač tlaku s analogovým výstupem

V provedení dle obr. P5.20 je hydrogenerátor trvale poháněn elektromotorem (případně jiným motorem). Řídicí počítač vyhodnocuje údaje o tlaku v akumulátoru. Pokud vyhodnotí situaci tak, že je nutno připouštět kapalinu do akumulátoru, přepne přepouštěcí ventil do polohy „on“ (1), jinak je kapalina z hydrogenerátoru směrována ventilem v nastavení „off“ (0) do nádrže.

(Poznámka: Toto provedení není příliš využíváno, protože stejné funkce je možno docílit čistě hydraulicko-mechanickým způsobem.)



Obr. P5.21 *Hydraulické schéma s vypínatelným elektromotorem.*

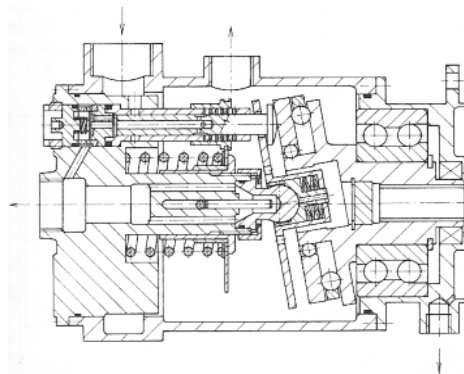
Legenda: Zleva: regulovaný elektromotor, hydrogenerátor, jednosměrný ventil, nádrž, akumulátor, analogový snímač tlaku

Podle druhého schématu (obr. P5.21) je počítačem řízeno spuštění („on“ – 1) resp. zastavení elektromotoru („off“ – 0).

Třetí možností je řízení výtlaku axiálního čerpadla proměnným zdvihem pístků.

Algoritmus řízení je ve všech případech stejný.

(Poznámka: Další, zde nesledovanou, variantou je řízení dodávky kapaliny změnou otáček soustrojí elektromotor-čerpadlo.)



Obr. P5.22 *Axiální 9-ti pístový hydrogenerátor s odlehčením (omezením maximálního tlaku) pro letecké účely*

O volbě některé ze tří uvedených možností rozhodují ekonomické důvody, které přihlížejí k pořizovací ceně, spotřebě energie, vyplývající z podmínek provozu (např. zda bude zařízení používáno k dlouhodobým životnostem zkouškám, nebo ke zkouškám krátkodobým s delšími časovými rozestupy, jako jsou zkoušky statické pevnosti, atd.).

Hydrogenerátor

Reálná zkušební zařízení pracují s vysokým tlakem kapaliny 20 až 40 MPa z důvodů jak zmenšení rozměrů pohyblivých částí soustavy, tak i snížení průtokových množství kapaliny. Pro tyto tlaky je sice možno použít několikastupňová ozubená čerpadla, avšak většinou jsou užívány pístové axiální nebo radiální hydrogenerátory se stálým zdvihovým objemem. Příklad axiálního hydrogenerátoru je ukázán na obr. P5.22.

Akumulátor

Plynné akumulátory (obr. P5.23) obsahují vzdušinový prostor, oddělený od pracovní kapaliny vakem resp. membránou. Pro ideální vzdušinu platí známé zákony

$$p_1 \cdot V_1 / T_1 = p_2 \cdot V_2 / T_2,$$

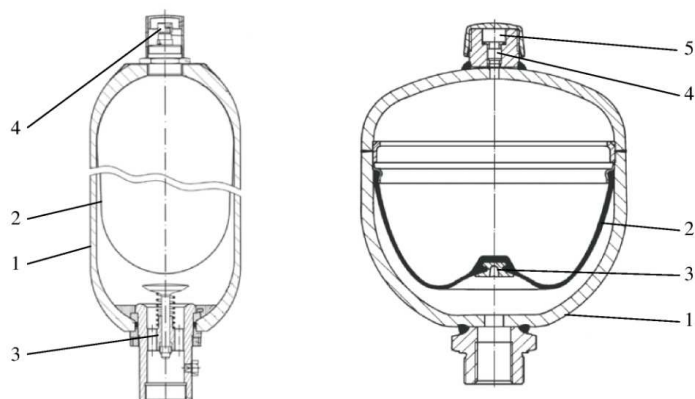
$$p_1 \cdot V_1^n = p_2 \cdot V_2^n,$$

kde p_i je absolutní tlak (Pa), V_i (m^3) objem vzdušiny, T_i absolutní teplota (K), n polytropický exponent (pro daný případ $n \approx 1,3$).

Plnicí tlak p_0 , kdy vzdušina vyplňuje prakticky celý objem akumulátoru, bývá cca 1/3 tlaku provozního.

Výpočet základního objemu vzdušiny

V_0 se provádí v závislosti na časové spotřebě kapaliny, na dodávce hydrogenerátoru, na středním provozním tlaku a jeho přípustném rozdílu. Při tom je nutno brát do zřetele možnou poměrně velkou změnu teploty kapaliny, která se může pohybovat od teploty prostředí až po mezní teplotu kapaliny, a tedy i vzdušiny, která může být až 120°C.

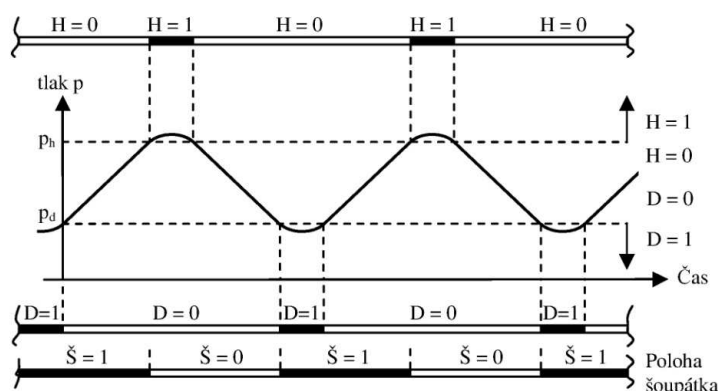


Obr. P5.23 Plynné akumulátory: vlevo - vakový, vpravo - membránový

Legenda: 1 – těleso, 2 – vak/membrána, 3 – uzavírací ventil, 4 – plnicí ventil, 5 - zátka

P5.10 ŘÍZENÍ HYDRAULICKÉ ZDROJOVÉ SOUSTAVY

Zdrojová soustava je řízena postavením řídicího ventilu (resp. spínače elektromotoru), řídicím přívod



Obr. P5.24 Schéma požadavků na spínání a vypínání přívodu tlakové kapaliny od čerpadla do akumulátoru

hybovat mezi tlakem dolním p_d (MPa) a horním p_h (MPa), při čemž je samozřejmé, že dolní tlak p_d musí být vyšší než nejvyšší předpokládaný tlak provozní. Rozmezí ($p_h - p_d$) je určeno velikostí akumulátoru, dodávkou čerpadla a provozními požadavky.

tlakové kapaliny od čerpadla do akumulátoru. Toto řízení je běžně produkčního typu.

Základním, v dalším uvažovaným, nutným předpokladem je, že střední velikost odběru z akumulátoru je menší než možnost dodávky z hydrogenerátoru.

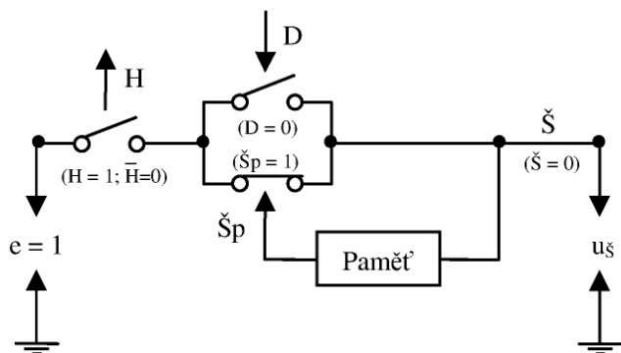
Tlak v akumulátoru se pak vlivem odběru a dodávky mění, avšak měl by se po-

Pokud tlak při odběru poklesne pod p_d , musí se ventil přepnout do polohy „ $\check{S} = 1$ “ (resp. sepnout elektromotor). Tuto polohu by měl při plnění akumulátoru držet až do dosažení horního tlaku p_h , kdy se musí ventil přepnout na polohy „ $\check{S} = 0$ “ (resp. vypnout elektromotor). V následující fázi odběru z akumulátoru musí ventil držet pozici „ $\check{S} = 0$ “ až do dosažení dolního tlaku p_d , kdy se musí opět přepnout na „ $\check{S} = 1$ “, atd.

krok	H	(\bar{H})	D	$\check{S}p$	\check{S}
$i - 1$	0	(1)	1	1	1
i	0	(1)	0	1	1
$i + 1$	1	(0)	0	1	0
$i + 2$	0	(1)	0	0	0
$i + 3$	0	(1)	1	0	1
$i + 4$	0	(1)	0	1	1

Tuto sekvenci znázorňuje obr. P5.24. Dosažení a překročení horního tlaku p_h je označeno jako **H** = 1, jinak je **H** = 0. Dosažení a překročení dolního tlaku p_d je označeno jako **D** = 0, jinak je **D** = 1. Problém nastává v sekvencích, kdy **H** = **D** = 0 a kdy musí být jednou $\check{S} = 1$, podruhé $\check{S} = 0$.

Splnění uvedených požadavků je možno docílit klopným sekvenčním obvodem, který jako pomocnou řídicí veličinu v každém sekvenčním kroku bere hodnotu postavení ventilu v kroku předešlém, které je označeno jako $\check{S}p$.



Logická rovnice tohoto řízení je pro každý sekvenční krok

$$\check{S} = \bar{H} \cdot (D + \check{S}p)$$

a je vyjádřena sekvenční tabulkou

Tuto logickou rovnici je možno fyzikálně realizovat spínačovým obvodem podle obr. P5.25.

Obr. P5.25 Schéma sekvenčního RS obvodu.

Znázorněno je postavení pro krok (i+1), kdy **H** = 1, **D** = 0, $\check{S}p$ = 1. Při uvedení do provozu je nutno podle okamžitého stavu plnění resp. vypouštění akumulátoru nastavit správně parametr $\check{S}p$.

Transistorová realizace tohoto sekvenčního RS obvodu je komerčně dostupná.

P6. STABILIZACE VOZÍTKA TYPU SEGWAY

P6.1 PROBLEMATIKA



Obr. P6.1 Vozítko Segway

Segway PT (Personal Transporter) je jednoosé vozítko pro dopravu jedné osoby a přiměřeného nákladu. Pohon je elektrický (akumulátory). Každé kolo nápravy má samostatný elektromotor.

Vozítko má dva hlavní řídicí systémy.

První systém slouží k zatáčení. Řidič příčným naklápěním řídicí tyče ovlivňuje rychlost otáčení pravého a levého kola, až do možnosti opačného smyslu otáčení obou kol (stejně jako u invalidního vozíku). Stojí-li vozítko na příčném svahu, je řídicí tyč naklopena s vozítkem, řízení má zařízení na kompenzaci příčného sklonu.

Druhý systém řízení působí v podélném směru, je stabilizační a ovlivňuje rychlost jízdy. Řidič ovládá změnu rychlosti jízdy dopředu nebo dozadu přenášením těžiště dopředu nebo dozadu (současně tlakem/tahem na řídicí tyč). Po nastavení rychlosti jízdy se staví do základní (vertikální) polohy.

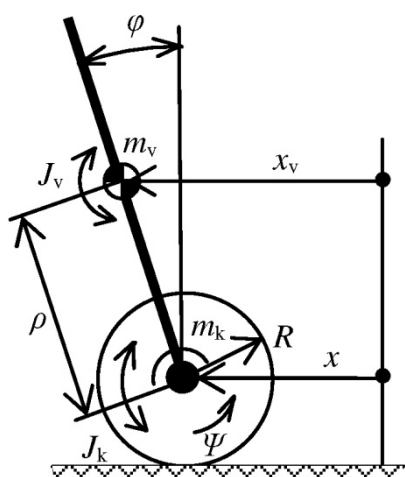
V dalším se budeme zabývat pouze problémy, spojenými s tímto podélným řídicím systémem.

Informace o celkové problematice stavby a provozu vozítek, postavených na stejných fyzikálních principech, je možno nalézt na Internetu.

P6.2 ZÁKLADNÍ TEORIE VOZÍTKA

Z fyzikálního hlediska tvoří vozítko s řídicím reverzní kyvadlo, které je samo o sobě v nestabilní poloze. Řízení musí vozítko stabilizovat.

Matematický model. Sestavení pohybových rovnic



Obr. P6.2 Základní model vozítka

Hmotnostní parametry:

- m_v hmotnost „kyvadla“ (kg),
- J_v moment setrvačnosti „kyvadla“ kolem jeho středu hmotnosti ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$),
- m_k hmotnost posuvných hmot nápravy (kg),
- J_{mv} moment setrvačnosti nápravy k ose kol ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$),
- J_k moment setrvačnosti rotačních hmot kol a pohonu ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$).

Kinetická energie soustavy:

$$E_k = (1/2) \cdot ((J_v + J_{mv}) \cdot \dot{\varphi}^2 + m_v \cdot (\dot{x}_v^2 + \dot{z}_v^2) + m_k \cdot \dot{x}^2 + J_k \cdot \dot{\psi}^2).$$

Kinematické vztahy:

$$x_v = x + \rho \cdot \sin\varphi; z_v = \rho \cdot \cos\varphi;$$

$$x = R \cdot \psi.$$

pokud je φ malé, $\varphi \rightarrow 0$, je $\sin\varphi \approx \varphi$, $\cos\varphi \approx 1$,

Rozepsáním je kinetická energie:

$$\begin{aligned} E_k &= (1/2) \cdot ((J_v + \rho^2 \cdot m_v + J_{mv}) \cdot \dot{\varphi}^2 + (m_k \cdot R^2 + m_v \cdot R^2 + J_k) \cdot \dot{\psi}^2 + 2 \cdot m_v \cdot \rho \cdot R \cdot \dot{\varphi} \cdot \dot{\psi}) \\ &= (1/2) \cdot (J_{vk} \cdot \dot{\varphi}^2 + J_{kred} \cdot \dot{\psi}^2 + 2 \cdot m_v \cdot \rho \cdot R \cdot \dot{\varphi} \cdot \dot{\psi}). \end{aligned}$$

Potenciální energie pro malá φ :

$$E_{pot} = m_v \cdot g \cdot \rho \cdot (1 + \cos\varphi) = m_v \cdot g \cdot \rho \cdot (1 + (1 - \sin^2\varphi)^{1/2}) \approx m_v \cdot g \cdot \rho \cdot (1 + 1 - (1/2) \cdot \varphi^2).$$

Pohybové rovnice s použitím Lagrangeovy rovnice druhého druhu:

$$J_{vk} \cdot \ddot{\varphi} + m_v \cdot \rho \cdot R \cdot \ddot{\psi} = -M + m_v \cdot g \cdot \rho \cdot \varphi + T$$

$$m_v \cdot \rho \cdot R \cdot \ddot{\varphi} + J_{kred} \cdot \ddot{\psi} = M$$

kde M - hnací moment z vozíku na kolo (N.m), T - poruchový moment na „kyvadlo“ (N.m),

Člověk s vozítkem je považován za ideální tuhé „kyvadlo“ (obr. P6.2). Jsou použita následující označení:

φ úhel předklonu vůči vertikále (rad); $\dot{\varphi} = (d\varphi/dt)$;

ψ úhel natočení kol (rad); $\dot{\psi} = (d\psi/dt)$;

x_v, z_v posuv středu hmotnosti „kyvadla“ (m); $\dot{x}_v = (dx_v/dt)$; $\dot{z}_v = (dz_v/dt)$;

x posuv středu hmotnosti nápravy (m); $\dot{x} = (dx/dt)$;

ρ výška středu hmotnosti „kyvadla“ nad osou kol (m);

R poloměr kol (m).

obojí obecně jako funkce času.

Protože

$$\psi'' = (M - m_v \cdot \rho \cdot R \cdot \varphi') / J_{\text{kred}},$$

je výsledná pohybová rovnice:

$$(J_{\text{vk}} - (m_v \cdot \rho \cdot R)^2 / J_{\text{kred}}) \cdot \psi'' - m_v \cdot g \cdot \rho \cdot \varphi = -M \cdot (1 + (m_v \cdot \rho \cdot R) / J_{\text{vk}}) + T \quad (\text{a})$$

Tato rovnice má sama o sobě kořeny s kladnou reálnou částí, tedy dávající nestabilní řešení.

Regulace

Stabilní řešení rovnice (a) je možno obdržet vhodnou volbou momentu M.

Použitím zpětnovazebního řízení momentu M motoru **P - D** (proporcionálně-derivační regulace – viz Příklad 5) je možno moment M popsat jako

$$M = K_P \cdot (\varphi - \varphi_v) + K_D \cdot \varphi', \quad (\text{b})$$

kde $\varphi_v(t)$ je předklonění vozítka vynucené řidičem, které určuje zrychlování nebo zpomalování vozítka ustálenou rychlost jízdy vozíku, K_P a K_D regulační konstanty proporcionální a derivační složky regulace.

Dopředná rychlost středu kol vozítka je $v_k = R \cdot \psi'$.

Program MATLAB

Výše uvedené rovnice a) a b) jsou naprogramovány (dále uvedené konstanty v programu byly zvoleny odhadem!)

```
% Zakladni linearni model Segway
% priklad: hmota voziku mv=100 kg; moment setrvacnosti voziku k tezisti
%   Jv=0.3 kg.m2; rameno teziste nad osou kola ro=0.5 m; hmotnost podvozku
%   mk=30 kg; moment setrvacnosti rotacnich hmot Jk=0.015 kg.m2; polomer
%   kola R=0.15 m
% M ... moment motoru na hnaci kolo; M=(Kp*(y(1)-fiv)+Kd*y(2))
% Kp ... zesileni proporcionalni slozky regulace (Nm/rad);
%   hledana konstanta,
% Kd ... zesileni derivačni slozky regulace (Nms/rad);
%   hledana konstanta,
% fiv ... φv uhel preklonu voziku zadany ridicem (rad);(zde φv = konst),
% T(t) ... vnejši moment na vozik (Nm)
% y(1) ... uhel predklonu voziku φ (rad)
% y(2) ... uhlova rychlost predklonu (dφ/dt) (rad/s)
% y(3) ... uhlova rychlost kola (dψ/dt) (rad/s)
% y(4) ... rekonstrukce uhloveho zrychlení predklonu (d²φ/dt²)
% y(5) ... rekonstrukce momentu motoru M

function dydt=segd(t,y)
mv=100;
Jv=0.3;
ro=0.5;
Jvk=Jv+mv*ro^2;
mk=30;
Jk=0.015;
R=0.15;
Jkred=mk*R^2+mv*R^2+Jk;
JR=mv*ro*R;
g=9.81;
Kp=50000;
Kd=1000;
T=.....;
fiv=.....;
M=Kp*(y(1)-fiv)+Kd*y(2);
dydt=[y(2);
      (-M*(1+JR/Jvk)+mv*g*ro*y(1)+T)/((Jvk-JR^2/Jvk);
      M-mv*ro*R*((-M*(1+JR/Jvk)+mv*g*ro*y(1)+T)/((Jvk-JR^2/Jvk)))/Jkred;
      2000*(-y(4))+(-M*(1+JR/Jvk)+mv*g*ro*y(1)+T)/((Jvk-JR^2/Jvk));
      2000*(-y(5)+M)];
[t,y]=ode45(@segd,[0 1],[0. 0. 0 0 0])
```

Uvedený model je pouze velmi hrubým přiblížením skutečnosti. Z mechanického hlediska zanedbává

- odpor kol vozítka proti pohybu,
- odpory v soustavě pohonu,
- časová zpoždění regulace a momentových odezev motorů,
- atd.

Základní vlastnosti soustavy však ilustruje.

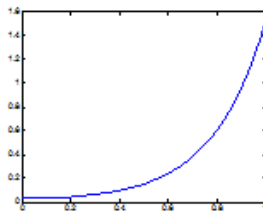
Příklady (parametry dle výše uvedeného programu)

Regulační konstanty musí být voleny s ohledem na velikost maximálního momentu pohonné soustavy vozíku (a naopak).

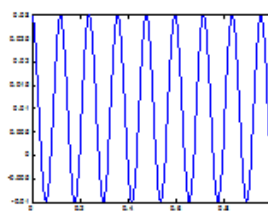
a) Vozík vychýlen ze svislé polohy v čase $t = 0$ o úhel φ_0 , dále ponechán volně, řídicí předklon $\varphi_v = 0$, vnější moment $T = 0$

aa) Ukázka vlivu regulačních konstant K_p , K_d na charakter předklánění $\varphi(t)$ po vychýlení vozítku o $\varphi_0(0) = 0.03$ rad:

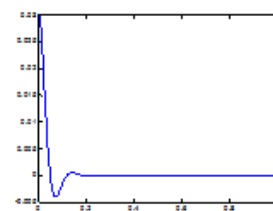
φ (rad)



$K_p=0, K_d=0$
neřízeno



$K_p=50000, K_d=0$
pouze proporcionální řízení
na mezi kmitání



$K_p=50000, K_d=1000$
proporcionální a derivační řízení

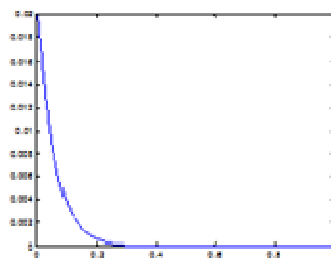
→ čas t (s)

ab) Ukázka vlivu regulačních konstant K_p , K_d na velikost stabilizačního momentu M na kole, $\varphi_0(0) = 0.02$ rad

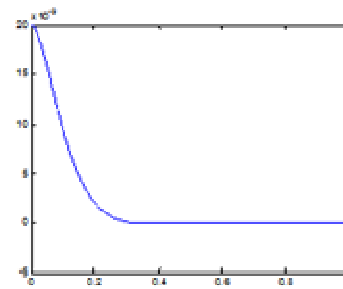
$K_p=50000, K_d=3000$

$K_p=5000, K_d=500$

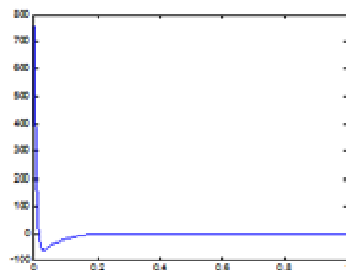
Úhel předklonění $\varphi(t)$ (rad)



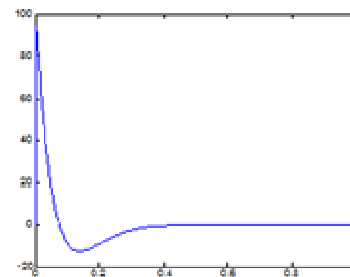
→ čas t (s)



Moment na kolo $M(t)$ (Nm)

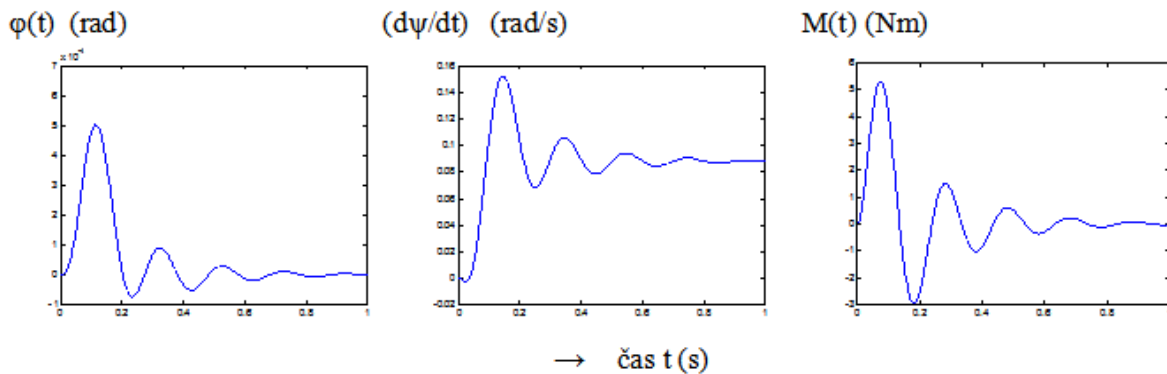


→ čas t (s)



b) Vozík je v počáteční ustálené pozici, $\varphi_0 = 0$, $\dot{\varphi}_v = 0$, v okamžiku $t = 0$ na něj počne působit vnější moment $T = 10 \cdot \exp(-5 \cdot t) \cdot \sin(3.14 \cdot t)$

Ukázka pohybu vozíku $\varphi(t)$, $(d\psi/dt)$ a momentu na kolo $M(t)$ pro $K_p = 5\,000$, $K_d = 500$

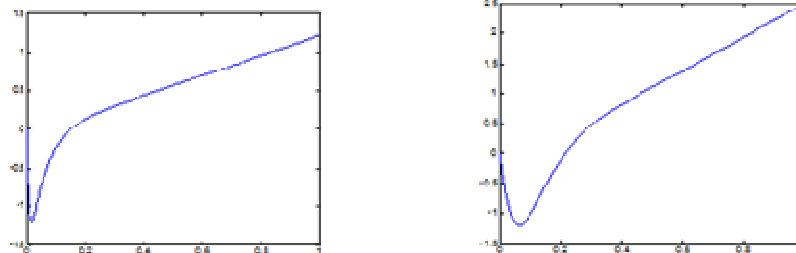


Jakákoliv vnější nesymetrická porucha uvede vozík do dopředného pohybu, po vymizení poruchy jede konstantní rychlostí.

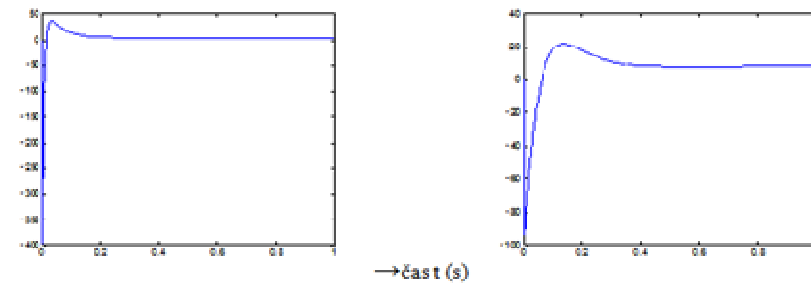
c) Vozík uveden do pohybu skokovým a trvalým přenesením těžiště na $\varphi_v = 0.1$ při $t = 0$, počáteční předklon $\varphi_0 = 0$, vnější moment $T = 0$

Ukázka vlivu regulačních konstant K_p , K_d na rychlost rotace kola vozíku (rychlost jízdy):

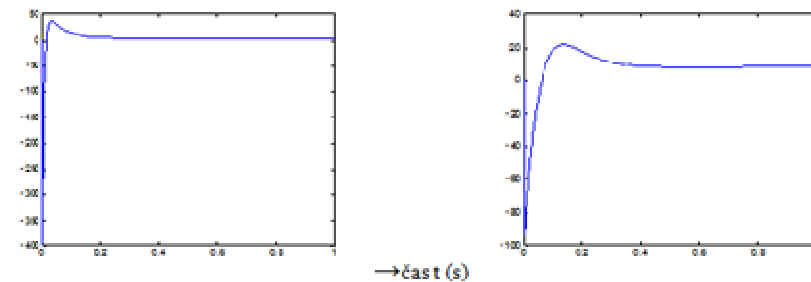
Úhlová rychlost rotace kola $(d\psi/dt)$ (rad/s)



Moment na kolo M (Nm)



Moment na kolo M (Nm)



Zvětšování regulačních konstant nevede k vyššímu zrychlování vozíku, protože úhel předklonění $\varphi(t)$ se v ustáleném stavu více blíží úhlu φ_v . Výběr regulačních konstant je nutno provést i se zřetelem na tuto skutečnost.

Závěry z elementárních výpočtů

Teoreticky i modelově je možno prokázat, že vozík je možno stabilizovat poměrně jednoduchou P-D regulací. Podle zveřejněných zkušeností amatérských stavitelů těchto vozíků platí toto i v realitě.

Výběr regulačních konstant K_P , K_D pro reálný vozík bude záležet na:

- momentové charakteristice pohonu vozíku, velikosti maximálního momentu a potřebného příkonu,
- rychlosti nástupu momentu na příkaz řízení,
- pasivních odporech všeho druhu, jak v pohonu, tak i pojezdu,
- výrazně na subjektivních pocitech řidiče a jeho schopnosti vozík uřídít.

Zpřesněním uvedeného modelu, zvláště z hlediska řízení momentů na kolech, by patrně bylo možno rozsah hledání vhodných konstant zúžit, avšak experimentální doladění na reálném vzorku vozíku bude vždy nutné.

Pro provozuschopnost vozíku je rozhodující znalost základní vertikální polohy vozíku při $\varphi = 0$ a velikost odchylky φ od ní (úhlu předklonění) a dále rychlosti změny úhlu předklonění ($d\varphi/dt$), protože na těchto dvou procesech je regulace založena. Na jejich bezporuchovém monitorování je založena bezpečnost řidiče vozíku.

Uvedený model je analogový. Skutečné provedení řízení je digitální.

P6.3 NĚKTERÉ OTÁZKY PRAKTICKÉHO PROVEDENÍ

Komerční provedení vozítka Segway (obr. P6.3 na následující straně) má hnací a řídicí soustavu následující:

- pohon dvěma stejnosměrnými motory s permanentními magnety a vnější komutací,
- planetové převodovky mezi motory a koly,
- řídicí počítač a signálový procesor s frekvencí vzorkování (údajně) 100 Hz,
- zesilovač a pulzní měnič napětí s dvanácti silovými tranzistory FET, frekvence pulzů měniče cca 4 kHz,
- pět MEMS gyroskopů typu „vibrující kroužek“; pro snímání vertikální polohy jsou nejméně tři v redundantním zapojení,
- nejméně dvojnásobné redundantní zapojení všech systémů, ovlivňujících bezpečnost (např. i akumulátorů).

K popisu použitých komponent nemáme podklady. V dalším se soustředíme pouze na některé otázky použití běžných součástí.

P6.4 POHONNÁ SOUSTAVA – ODHAD POŽADAVKŮ

(Upozornění: Následující výklad podává pouze základní postup! Číselné údaje jsou pouze odhadovány!)

Minimální požadovaný moment M_{p0} na kolech nápravy uvažujme při nízkých otáčkách pohonu. Je složen ze složek:

- momentu ke stabilizaci M_S ,
- momentu odporu stoupání $M_\alpha = g \cdot (mv + mk) \cdot R \cdot \sin\alpha$, kde α (rad) je úhel stoupání vozovky, ostatní symbolika stejná jako v předešlém oddílu,
- momentu jízdního odporu $M_O = g \cdot (mv + mk) \cdot R \cdot f$, kde f je součinitel odporu valení, $f \approx 0.01$,

tedy

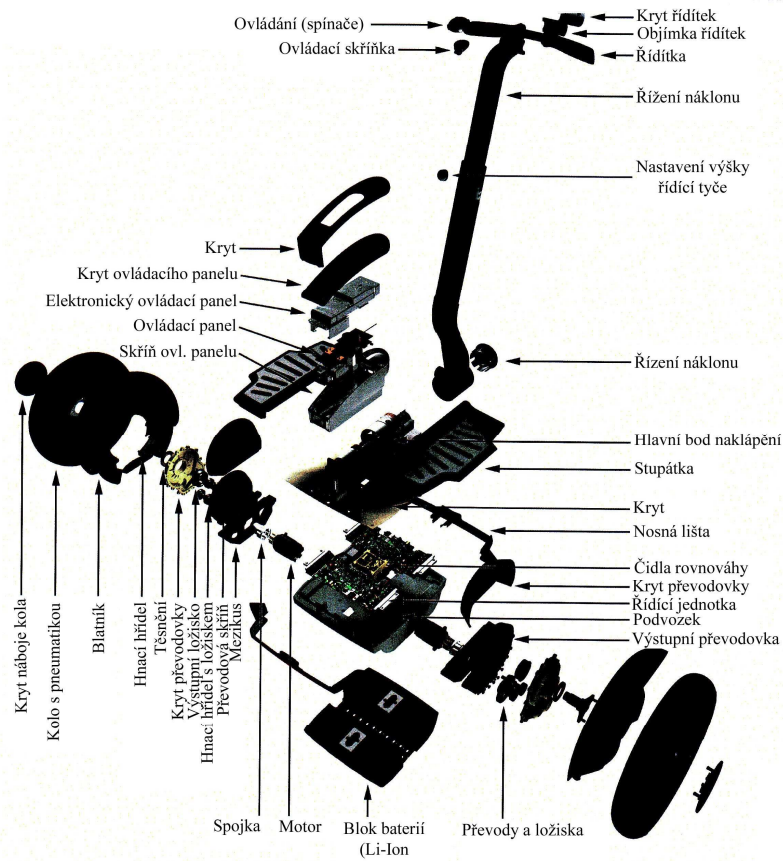
$$M_{p0} = (M_S + M_\alpha + M_O).$$

Pro ilustraci je možno uvést, že pro parametry soustavy uvedené v předchozím oddíle, stoupání vozovky 30%, tj. $\alpha = 17.7^\circ$, a potřebném stabilizačním momentu $M_S = 100 \text{ Nm}$, je $M_{p0} \approx 160 \text{ Nm}$.

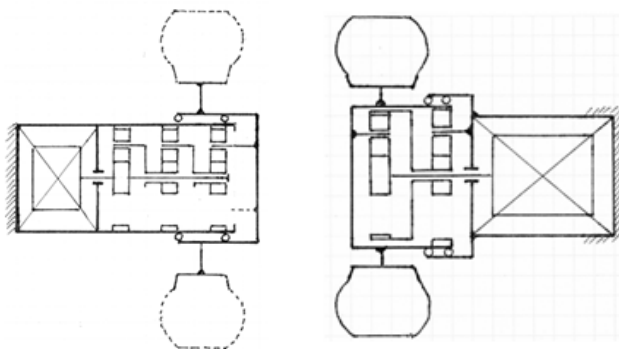
Uvažujeme-li maximální rychlost jízdy po rovině $v_{max} = 5 \text{ m/s}$, pak maximální úhlová rychlost kol je $\omega_{max} \equiv \dot{\varphi}_{max} = v_{max}/R = 33.3 \text{ rad/s} \rightarrow \approx 318 \text{ 1/min}$.

Maximální výkon pohonu na kolech $P_{k,max} = (M_O + M_S) \cdot \omega_{max} \approx 3400 \text{ W}$. S uvažováním účinnosti převodovek $\eta = 0.95$ je potřebný výkon motorů $P_{m,max} \approx 3600 \text{ W}$.

Vzhledem k tomu, že špičkový stabilizační moment M_S tvoří velmi podstatnou část celkového potřebného momentu, závisí na parametrech regulace a je nutno jej optimalizovat, je nutno uvedené údaje brát se značnou rezervou.



Obr. P6.3 Skladba vozítka Segway

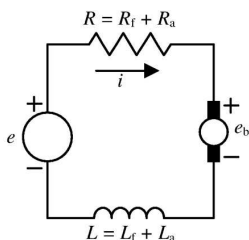


Obr. P6.4 Příklady provedení planetových převodovek s velkým převodem

Pohon je, jak již bylo uvedeno, realizován dvěma elektromotory. Orientačně v dalším uvažujeme, že se jedná o vysokootáčkové ($n_{max} = 8000 \text{ 1/min}$) sériové elektromotory pro napětí 36 V, každý o jmenovitém výkonu cca 1,5 kW s možností krátkodobého přetížení. Každý motor obsahuje vlastní třístupňovou planetovou převodovku s celkovým převodem $i = 25$. Maximální předpokládaný moment motoru je $80/25 = 3,2 \text{ Nm}$. Možná provedení převodovky jsou ukázána na obr. P6.4.

P6.5 POZNÁMKY K PULZNÍMU ŘÍZENÍ STEJNOSMĚRNÉHO MOTORU

V řadě praktických případů se pro trakční účely používají stejnosměrné komutátorové sériové motory s individuální pulzní regulací, které mají výhodu velkého záběrového momentu při nulových a nízkých



Obr. P6.5 schéma elektrického obvodu stejnosměrného komutátorového stroje se sériovým vinutím statoru a rotoru

otáčkách. Tato kombinace je používána i při amatérské stavbě vozítka typu Segway. Následující výklad jejích vlastností slouží (pouze!) k ukázání problematiky.

Předpokládáme zde dále ideální spojitou komutaci.

Základní schéma elektrického obvodu stejnosměrného komutátorového stroje se sériovým vinutím je znázorněno na obr. P6.5. Napětí zdroje je zde označeno e (V). Vinutí rotoru (index „a“) a statoru (index „f“) jsou zapojena v sérii, takže ve schématu zapojení se jejich odpory $R_{f,a}$ a indukčnosti $L_{a,f}$ sčítají

$$R = R_f + R_a \text{ (}\Omega\text{)}; L = L_f + L_a \text{ (V}\cdot\text{s/A} \equiv \text{H)}.$$

Moment motoru M_m (N.m) můžeme obecně popsat jako

$$M_m = k_m \cdot i^2(t),$$

kde $i(t)$ (A) je proud protékající motorem a k_m (N.m/A²) je konstanta příslušná danému motoru.

Při rotaci rotoru úhlovou rychlostí ω_m (rad/s) vzniká ve vinutí zpětná elektromotorická síla, projevující se vznikem záporného napětí e_b (V) o velikosti

$$e_b = k_b \cdot i(t) \cdot \omega_m(t),$$

kde k_b (V.s/A.rad) je opět konstanta příslušná danému motoru.

Je-li napájecí napětí motoru $e(t)$ v čase proměnné, je proud $i(t)$ protékající vinutími závislý na napětí ($e - e_b$) a je popsán rovnicí

$$L \cdot (di/dt) + R \cdot i = e - k_b \cdot i \cdot \omega_m.$$

Pro $e(t) = e = \text{konst.}$ a konstantní úhlovou rychlost $\omega_m = \text{konst.}$ je tedy moment motoru M_m dán jako

$$M_m = k_m \cdot (e / (R + k_b \cdot \omega_m))^2 = \text{konst.}$$

Ustálený moment sériového stejnosměrného motoru za předpokladu konstantního napětí $e = \text{konst.}$ je kvadraticky závislý na napětí e a je nepřímo závislý na kvadrátu úhlové rychlosti otáčení rotoru ω_m .

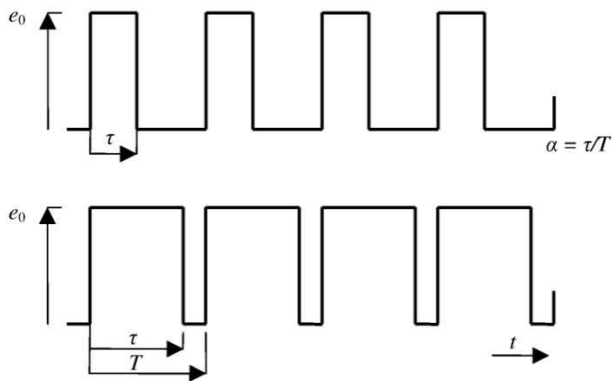
Maximální moment je omezen proudově, což zde není explicitně uvažováno.

Vzhledem k tomu, že moment motoru je závislý na řídicím napětí i na otáčkách, je nutno v dynamických úvahách o pohonu mechanické soustavy stejnosměrným sériovým motorem současně uvažovat dynamiku pohonu z hlediska mechanického i elektrického.

I když by nebyl problém zahrnout uvedený vztah do dříve uvedeného matematického modelu jednonápravového vozítka, v tomto oddíle je hlavní pozornost věnována pulzní regulaci motoru. Proto provedeme další úvahy pouze pro mechanický model pohonu rotujícího kotouče takovýmto elektromotorem. Pohybová rovnice je (bez odvození)

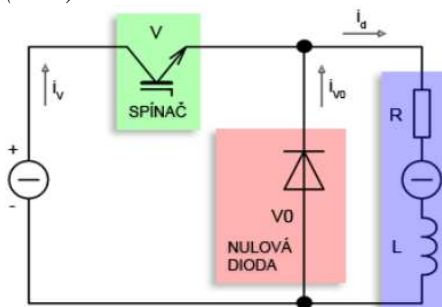
$$J_m \cdot (d\omega_m/dt_m) + b_m \cdot \omega_m = k_m \cdot i^2 - M_L,$$

kde J_m (kg.m²) je moment setrvačnosti kotouče a rotoru motoru, b_m (N.m.s/rad) součinitel odporu rotace, $M_L(t)$ (N.m) odporový moment obecně závislý na čase, otáčkách, atd.



Obr. P6.6 Ukázka ideálního průběhu pulzů regulace napětí pro $\alpha = 2/5$ (nahore) a $\alpha = 4/5$ (dole)

Při pulzním řízení je regulace momentu elektromotoru provedena změnou efektivní hodnoty napětí periodickým vypínáním a zapínáním zdroje (obr. P6.6). Uvažujeme-li konstantní frekvenci pulzů $f = 1/T$ (Hz) o periodě T (s), a konstantní napětí zdroje e_0 (V), je efektivní napětí e_{ef} (V) určeno dobou sepnutí τ (s) v každém pulzu. Dobu sepnutí je možno vyjádřit pomocí konstanty $\alpha = \tau/T$ v rozsahu 0 (efektivní napětí nulové) až 1 (efektivní napětí rovno e_0). Efektivní napětí je ideálně $e_{ef} = \alpha \cdot e_0$.



Obr. P6.7 Schéma snižovacího pulzního měniče

Takováto regulace napětí je prováděna pomocí tzv. „snižovacího pulzního měniče“ s konstantní frekvencí („střídou“) – „DC-DC step-down-converter“, jehož spínač je napojen na řídicí obvod. Jeho schéma je na obr. P6.7.

Skutečná časová změna napětí v tomto měniči nemá výše naznačený ideální obdélníkový tvar, což se projevuje hlavně při velmi vysokých pulzních frekvencích (řádově kHz), avšak toto nemá pro další úvahy velký význam

Podstatné je, že každá náhlá změna napětí $e(t)$ vybujuje v elektrickém obvodu motoru přechodové jevy, které ovlivňují časový průběh momentu motoru $M_m(t)$. Velké změny momentu v čase mohou mít nepříznivé účinky na životnost součástí stroje a současně se nepříznivě projevují i hlukově

Model pulzního řízení sériového motoru v programu MATLAB

Základní souvislosti je možno sledovat v dále uvedeném modelu v MATLABu, který je možno použít pro $p = (n + 1)$ pulzů napětí $e(t)$.

```
% Vliv pulzni regulace na dynamiku rotacni soustavy pohanenu SS motorem se
% seriovym vinutim
% celkovy pocet uvazovanych pulzu p, dale n=0 az (p-1)
% R ... odpor vinuti, dale volen tak, aby pro e0=36V bylo i=30 A
% km ... konstanta motoru, zde volena tak, aby pro i=30, om=0 bylo Tm=80 Nm
% kb ... konstanta motoru, zde volena tak, aby pro i=30, om=30 bylo
% i.om.kb=e0/2=18
% L ... indukcnost vinuti, zde volena ad hoc
% T ... perioda pulzu (s)
% alf ... pomerna delka vyuziti pulzu
% ML ... odporovy moment (Nm)
% y(1) ... i proud vinuti
% y(2) ... om uhlova rychlost otaceni rotoru

function dydt=DCCreg(t,y)
L=0.001;
R=1.2;
kc=0.1;
km=0.09;
Jm=10;
bm=0;
ML=13.75;
e0=36;
T=0.01;
alf=0.25;
tau=alf*T;
if t>0
r0=1;
else r0=0;
end;
if t<tau
s0=1;
```

```

else
    s0=0;
end;
if t<T
    q0=1;
else
    q0=0;
end;
if t>T
    r1=1;
else
    r1=0;
end;
if t<(T+tau)
    s1=1;
else
    s1=0;
end;
if t<2*T
    q1=1;
else
    q1=0;
end;
if t>2*T
    r2=1;
else
    r2=0;
end;
if t<(n*T+tau)
    sn=1;
else
    sn=0;
end;
if t<(n+1)*T
    qn=1;
else
    qn=0;
end;
if t>(n+1)*T
    rn=1;
else
    rn=0;
end;
e=e0*(r0*s0*q0+r1*s1*q1+...+rn*sn*qn+...);
dydt=[ (-R*y(1)+e - kb*y(1)*y(2))/L;
        (-bm*y(2)+ km*y(1)^2 -ML)/Jm; ]

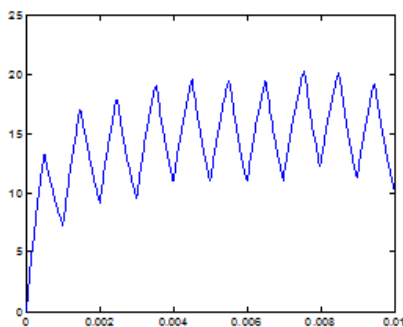
```

Příklady

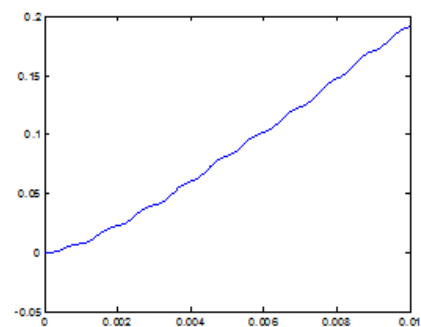
Parametry modelu: $J_m = 1$, $b_m = 0$; $R = 1.2$; $L = 0.001$; $k_m = 0.09$; $k_c = 0.02$; $M_L = 0$; $e_0 = 36$; $T = 0.001$ s ($f = 1000$ Hz).

Příklad vlivu pulzní regulace na průběh proudu ve vinutí a na průběh úhlové rychlosti setrvačnicku při $\alpha = 0.5$ v prvních deseti cyklech:

i (A)



ω (rad/s)

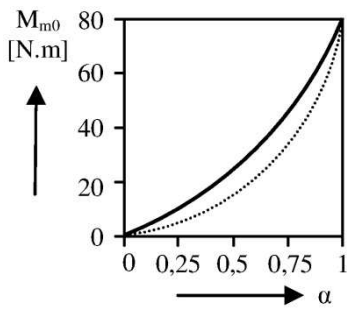


→ čas t (s)

Výsledek: Kolísání úhlové rychlosti setrvačnicku $\omega(t)$ je poměrně velké, pro zadané parametry elektromechanické soustavy by frekvence střídá musela být volena vyšší.

Příklad závislosti momentu motoru M_{m0} (bez proudového omezení) při nulových otáčkách ($\omega_m \approx 0$) na poměrné délce pulzů α . Porovnání s regulací s proměnným, ale konstantním, napájecím napětím.

Výpočet byl přibližně proveden tak, že byl hledán odporový moment ML takový, aby $\omega_m \rightarrow 0$.



Orientační výsledek:

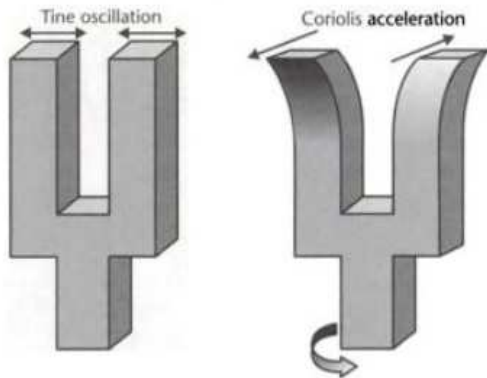
- je-li regulace provedena změnou zdrojového napětí $e = e_0 \cdot \alpha$, je moment motoru dle teorie kvadraticky závislý na zdrojovém napětí e , neboli závislost $M_{m0}(\alpha)$ je poměrně silně nelineární;
- při pulzní regulaci je závislost $M_{m0}(\alpha)$ bližší linearitě. Vysvětlení tkví v tom, že při pulzní regulaci horní hodnoty napětí $e(t)$ jsou vždy vyšší, než hodnota střední, a jejich vliv na výsledný střední moment je podstatně výraznější, než vliv napětí ležících pod střední hodnotou.

P6.6 MEMS GYROSKOPY

Základním problémem jednonápravového vozítka je stanovení odklonu od vertikálního směru, úhlu předklonění $\varphi(t)$ a jeho úhlové rychlosti $\dot{\varphi}(t)$.

Prakticky jedinou možností je provést primární měření $\dot{\varphi}(t)$ pomocí gyroskopů, neboli zařízení, které reagují na změnu nastaveného směru své osy rotace nějakou fyzikálně snadněji měřitelnou změnou. Stanovení úhlu je pak možno provést integrací této veličiny.

Tento postup však má značná, i když zřejmě ne nepřekročitelná, úskalí, o nichž budeme hovořit dále.



Obr. P6.8 Princip MEMS gyroskopu „ladičkového“ typu [7]

Pro dané použití přichází do úvahy pouze elektronické snímače úhlové rychlosti („angular rate sensors“), tzv. MEMS gyroskopy, které jsou postaveny na různých fyzikálních principech ([7], viz též [9]). Fyzikální princip dvou typů stručně popíšeme.

MEMS gyroskop „ladičkového“ typu („Tuning Fork type“)

Základní těleso tvořeno rozdvojeným nosníkem v podobě ladičky (obr. P6.8). Jsou-li obě ramena od sebe oddálena ve společné rovině a následně uvolněna, počnou kmitat svými volnými kmity. Toto kmitání je obecně složeno z dílčích kmitání s modálními vlastními frekvencemi.

Velmi přibližně je možno každé rameno této ladičky považovat za ohýbaný nosník, ve své spodní části vetknutý.

způsob podepření	řád v	tvar kmitu poloha uzlů	α_v
	1		1875
vetknutý	2		4694
	3		7855
volný	≥ 4		$\approx \frac{(2v-1)}{2} \pi$

Obr. P6.9 Mody kmitání vetknutého nosníku

Legenda: J (m^4) – kvadratický moment průřezu v ohybu, S (m^2) – plocha průřezu, E (N/m^2) – modul pružnosti materiálu, ρ (kg/m^3) – hustota materiálu, l (m) – délka nosníku).

Vlastní frekvence kmitů se stanoví ze vztahu

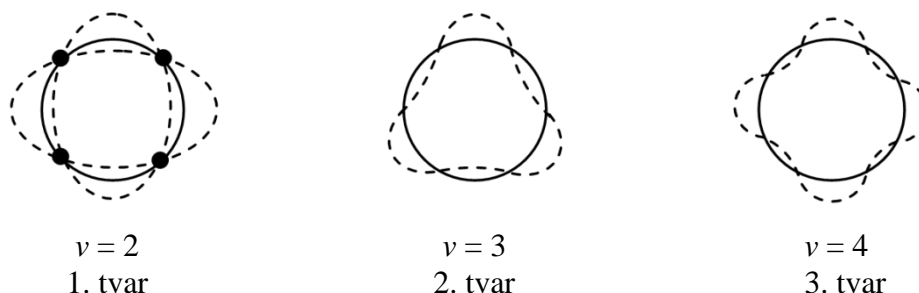
$$\Omega_v = \frac{\alpha_v^2}{\rho^2} \cdot \sqrt{\frac{E \cdot J}{\rho \cdot S}}$$

Tvary kmitu (mody), označené čísly $\nu = 1, 2, 3, \dots$, a vztah pro výpočet jejich vlastních úhlových frekvencí Ω_ν (rad/s) jsou ukázány v obr. P6.9. Jsou-li ramena „ladičky“ silově buzena k ohybu s frekvencí rovnou některé vlastní frekvenci, rozkmitají se právě jen v tomto tvaru.

V senzoru jsou ramena „ladičky“ elektrostaticky buzena k ustálenému kmitání v prvním modu ve své rezonanční frekvenci v rovině obou ramen. V praktickém provedení bývá frekvence tohoto kmitání v řádu kHz.

Otáčeli-li se „ladička“ kolem své osy symetrie (obr. P6.8), vzniká na obou ramenech Coriolisovo zrychlení vlivem jejich přiblížování se a oddalování od osy rotace. Toto zrychlení ramen se projevuje na momentu k ose „ladičky“, jehož frekvence je totožná s frekvencí kmitání ramen a jehož amplituda je úměrná rychlosti rotace. Tento moment je snímán, a je vyhodnocena jeho efektivní hodnota. Ta udává rychlost rotace.

MEMS gyroskop typu „vibrující kroužek“ („Vibrating Ring“)



$$\Omega_\nu = \sqrt{\frac{E}{\rho} \cdot \frac{J}{S \cdot R^4} \cdot \frac{\nu^2 \cdot (\nu^2 - 1)}{\nu^2 + 1}} \quad [\text{rad/s}]$$

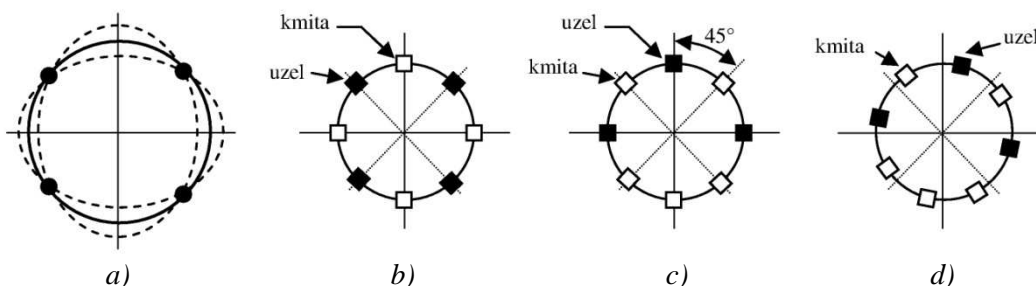
$\nu = 2, 3, \dots, \infty$

Obr. P6.10 *Mody kmitání kroužku ve své rovině (J (m^4) kvadratický moment průřezu v ohybu (m^4), S (m^2) plocha průřezu, R (m) střední poloměr, E (N/m^2) modul pružnosti materiálu, ρ hustota materiálu (kg/m^3))*

Hmotný pružný kroužek může ve své rovině ohybově kmitat různými tvary (mody) kmitu.

Tvary kmitu (mody), označené čísly $\nu = 1, 2, 3, \dots$, a vztah pro výpočet jejich vlastních

úhlových frekvencí Ω_ν (rad/s) jsou ukázány v obr. P6.10. Ukázané čisté mody vibrací mohou být vybuzeny vhodným silovým působením po obvodu kroužku s příslušnou vlastní frekvencí modu.



Obr. P6.11 *Rovinné vibrace kroužku a posuvy jejich uzlů a kmiten*

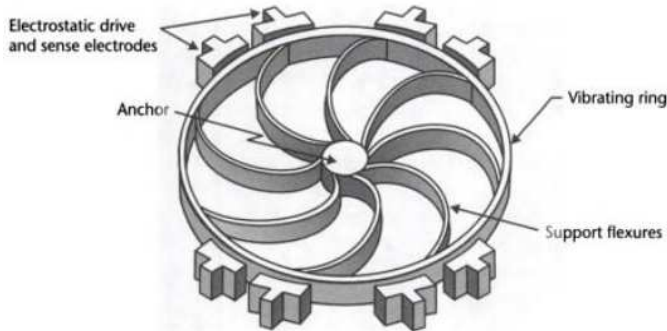
V prvním modu ($\nu = 2$) vibruje kroužek tak, že z kruhového tvaru přejde do tvaru eliptického, zpět do tvaru kruhového, dále do eliptického s osou kolmou na předchozí a zpět do tvaru kruhového, atd. (obr. P6.11 a). Na kroužku je vytvořena se vytvoří tzv. „stojatá vlna“. Body na kroužku, které zůstávají v klidu, jsou tzv. „uzly“, body s největšími amplitudami „kmitny“ (obr. P6.11 b).

Polohy uzlů a kmiten na kroužku jsou určeny způsobem vybuzení kmitání. Vzhledem k symetrii kroužku může obecně nastat i druhý případ, kdy při stejné frekvenci tvoří uzly prvního typu kmitání

kmitny druhého typu kmitání, a kmitny prvního typu tvoří uzly druhého typu, neboli osy elips obou typů kmitání svírají úhel 45° (obr. P6.11 c)

Uvažujme, že je vybuzen první typ kmitání a kroužek se počne otáčet kolem své svislé osy. Na radiálně kmitajících částech kroužku, jejichž vzdálenost se od osy otáčení harmonicky mění, vznikají Coriolisova zrychlení a setrvačné Coriolisovy síly se snaží přesunout uzly a kmitny blíže k jejich pozicím při druhém typu kmitání. Výsledný mod kmitání má sice stejný tvar jako původní, ale je vzhledem k původně vybuzenému prvnímu typu posunut o určitý úhel, který je přímo úměrný velikosti úhlové rychlosti rotace (obr. 6.11 d).

Základní části snímače jsou ukázány na obr. P6.12.



Obr. P6.12 Základní prvky MEMS gyroskopu typu „vibrující kroužek“ [7]

Legenda: „Vibrating ring“ – vibrující kroužek, „Support flexures“ – pružné podpory, „Electrostatic drive and sense electrodes“ – elektrostatické hnací a snímací elektrody, „Anchor“ – kotva, základ)

Kroužek je nesen pružnými žebry připevněnými k základu, které brání co nejméně jeho kmitání. Okolo kroužku je umístěno 32 elektrod (naznačeny jsou jen některé), které elektrostaticky s danou rezonanční frekvencí stále udržují kmitání kroužku prvního typu. Další soubor elektrod kapacitně snímá tvar (mod) vibrací. Úhlový posuv osy vibrace (posuvu uzlů a kmiten) je úměrný úhlové rychlosti otáčení kroužku. Vyhodnocovací zařízení signálů kapacitních snímačů vyhodnocuje diskrétně s vysokou vzorkovací frekvencí (podstatně vyšší, než je frekvence kmitání) okamžitou polohu uzlů a kmiten a tím i úhlovou rychlost. Zpětnovazebním řízením elektrostatického působení budících elektrod (posou-

váním úhlu jejich pole) je pak kroužek nucen, aby vibroval stále jen v prvním typu s místně neposunutými uzly a kmitnami. Napětí, kterým je toho dosaženo, je přímo úměrné rychlosti rotace kroužku.

P6.7 OBECNÉ ÚVAHY O MĚŘENÍ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI

Základní zařízení pro měření úhlové rychlosti využívají mechanické gyroskopy. MEMS gyroskopy jsou jejich alternativou.

Způsoby a zařízení pro měření úhlové rychlosti je možno porovnávat podle následujících kritérií:

- možný rozsah měření úhlových rychlostí $^\circ/\text{s}$ („range“),
- citlivost $V/(^\circ/\text{s})$ („sensitivity“),
- šum (náhodné kolísání signálu) $^\circ/(\text{s}\cdot\text{Hz}^{1/2})$ („noise“),
- frekvenční rozsah měření Hz („bandwidth“),
- rozpoznatelnost $^\circ/\text{s}$ („resolution“),
- trvalá nenulovost signálu, velikostně pod citlivostí gyroskopu, projevující se „driftem“ jeho integrálu, tj. odchylkou úhlu naklopení osy gyroskopu (viz dále).

MEMS gyroskopy mají všechny tyto kvalitativní parametry podstatně horší, než běžné mechanické gyroskopy. Pro srovnání: velikost šumu je u MEMS cca $0.1^\circ/(\text{s}\cdot\text{Hz}^{1/2})$, u mechanických gyroskopů cca $0.001^\circ/(\text{s}\cdot\text{Hz}^{1/2})$.

Výhodou MEMS gyroskopů jsou malé rozměry, malá hmotnost, velmi nízké energetické nároky a nízká cena.

Stanovení úhlu naklopení ze signálu MEMS gyroskopu

Při použití MEMS gyroskopu je nutno úhel naklopení $\varphi(t)$ ze signálu úhlové rychlosti $(d\varphi/dt) = \omega(t)$ získat integrací $\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) \cdot dt$. V reálném provedení se analogový signál $\omega(t)$ v AD-převodníku digitalizuje a integrace se provádí až v jeho digitální podobě.

Při stanovení úhlu $\varphi(t)$ se projevují jak chyby vlastního měření úhlové rychlosti $\omega(t)$ (trvale nenulové střední hodnoty signálu), tak i chyby při AD-převodu, a konečně i možné chyby integrace. Celkově se to projevuje v posuvu střední hodnoty signálu $\varphi(t)$ v čase – v driftu $^{\circ}/s$ resp. $^{\circ}/h$ („bias drift“), i při neproměnné poloze senzoru. Rozhodující na tom však je podíl samotného senzoru.

Drift signálu úhlu naklopení u zařízení, využívajících MEMS gyroskopy, je podstatně větší, ca $10^{\circ}/h$, než drift signálu zařízení, využívajících mechanické gyroskopy (cca $0.01^{\circ}/h$). (Poznámka: „Optické“ gyroskopy dávají ještě podstatně lepší výsledky, ale jsou velmi drahé).

P6.8 ELIMINACE DRIFTU PŘI STANOVENÍ ÚHLU NAKLOPENÍ

Stabilizace vozítka typu Segway závisí rozhodující měrou na stanovení skutečné okamžité hodnoty úhlu předklonění $\varphi(t)$.

Eliminace vlivu driftu MEMS gyroskopů za provozu je proto ústředním problémem stavby jednonápravových vozítek. Tato otázka je vysoce specializovaná a teoreticky i prakticky složitá. Proto o ní můžeme hovořit pouze okrajově.

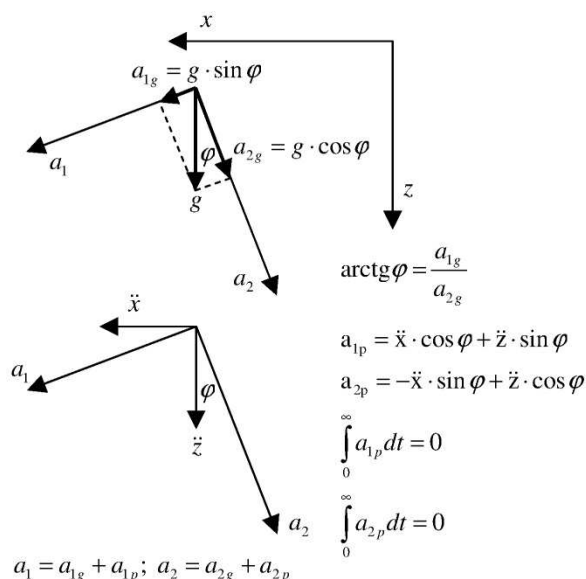
Konkrétní řešení u vozítek Segway není z pochopitelných důvodů známo. Základní řešení spočívá zřejmě v redundantním množství (udává se 5) MEMS gyroskopů, z jejichž signálů se vhodným algoritmem („filtrem“) stanovuje nejpravděpodobnější hodnota úhlové rychlosti klonění. (Poznámka: gyroskopy slouží i ke stanovení příčného naklonění podvozku vlivem příčného sklonu vozovky; řidič i řídicí tyč zaujímají vždy svislou polohu, takže rozdíl náklonu řídicí tyče a podvozku, který by ovlivnil zatáčení vozítka, musí být kompenzován.)

Jednou z jednodušších možností, které se nabízejí, je současné použití MEMS gyroskopu a 2D akcelerometru.

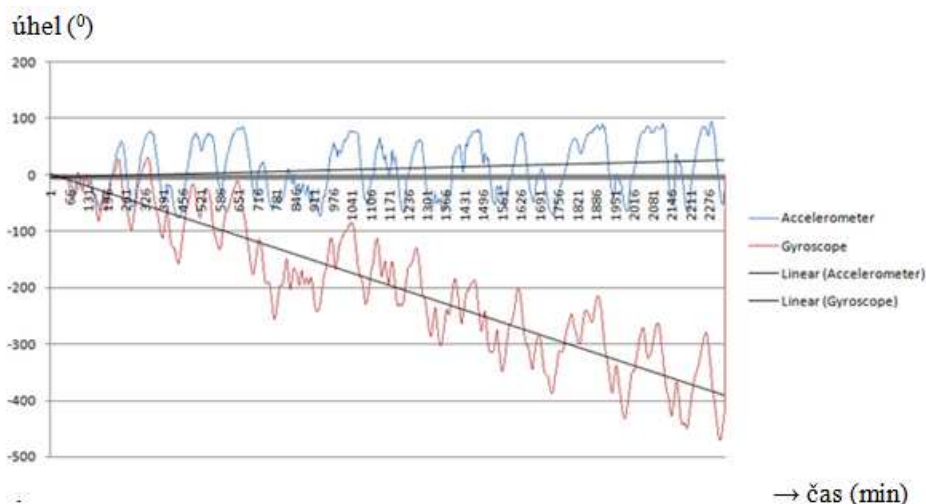
Dvojdimenzionální (2D) akcelerometr (typu MEMS) měří zrychlení a_1, a_2 ve dvou osách na sebe kolmých. Za klidu své základny ($a_{1p} = a_{2p} = 0$) může určovat svůj sklon φ vzhledem ke svislému směru, jak naznačeno na obr. P6.12. Tento postup ovšem naráží na tři překážky:

- pro malé úhly φ je $\sin\varphi \approx \varphi$, $\cos\varphi \approx 1$, takže pro vystižení malých úhlů musí být citlivost snímačů velká;
- vozítko při jízdě zrychluje a zpomaluje v podélné ose a při přejezdu nerovností vozovky zrychluje a zpomaluje i ve směru vertikálním; tato zrychlení a_{1p}, a_{2p} jsou řádově stejně velká, jako zrychlení tíže zemské g ; při zastavení vozítka by teoreticky měla být nulová stejně jako jejich integrály, udávající rychlosti v podélném a svislém směru; úhel φ je proto možno přibližně zjistit po takové filtraci signálu, která tyto složky pokud možno potlačí;
- i signály zrychlení vykazují vždy určitý drift, takže signál úhlu odklonu i za klidového stavu základny se stále zvětšuje.

Ukázka driftů při měření úhlu předklonění pomocí 2D akcelerometru a MEMS gyroskopu, provedeném na náhodně se naklápějící základně, je na obr. P6.13 (princip měření) a P6.14 (úhel naklonění). I když k měřicím aparaturám ani ke způsobu zkoušky nejsou známy podrobnosti, je patrné, že u obou měření je průběh driftu prakticky lineární, a že po odečtení driftů jsou signály obou přístrojů podobné, i když nikoliv zcela totožné.



Obr. P6.13 Princip měření úhlu naklonění φ 2D-akcelerometrem



Obr. P6.14 Ukázka driftu při měření 2D - akcelerometrem a MEMS gyroskopem
(Převzato z internetu bez uvedení podrobností)

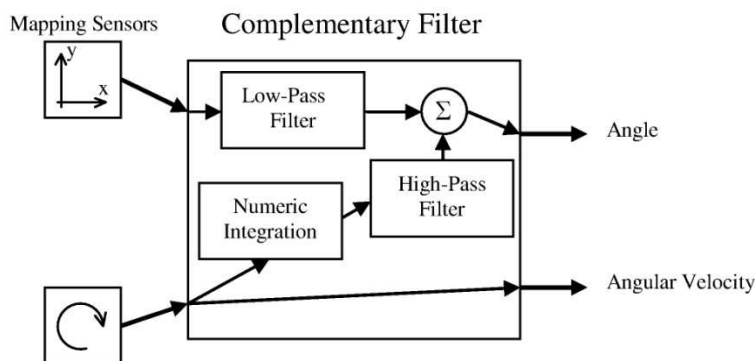
Směrnice statického driftu každého individuálního vzorku senzoru je veličinou víceméně konstantní a může být měřena a tedy může být do vyhodnocování jeho signálu zahrnuta. Drift, vznikající při translačním pohybu senzorů (nahoru/dolů, do stran), závisí na charakteru pohybu a musí být kompenzován.

2D akcelerometr slouží v kombinaci s MEMS gyroskopem pouze ke kompenzaci jeho driftu. Z tohoto důvodu je vhodné z jím poskytovaného signálu $\varphi(t)$ úhlu předklonění eliminovat všechny kmitavé složky s vyššími frekvencemi (např. nad 1 Hz) – stanovit trend signálu. Toto lze provést jeho filtrací vhodnou dolní propustí, takže výsledný signál je $\varphi_a(t)$.

Naopak v signálu úhlu předklonění $\varphi(t)$, získaného z MEMS gyroskopu, je vhodné vyeliminovat všechny případné vlivy vlastní jízdní dynamiky vozítka, které mají obecně nízkofrekvenční charakter (do cca 5 Hz). Složky signálu, které přímo ovlivňují regulaci vozítka, mají frekvenci vyšší. Toto lze provést filtrací tohoto signálu horní propustí, takže výsledný signál je $\varphi_g(t)$.

Vhodnou filtrací signálů, stanovených z měření 2D akcelerometrem a MEMS gyroskopem, a jejich vhodnou kombinací je tak zřejmě možno docílit stanovení úhlu naklonění vozítka $\varphi(t)$ i úhlové rychlosti naklápění $d\varphi/dt = \omega(t)$ vyhovující pro stabilizaci vozítka.

Schéma možného stanovení odhadu úhlu předklonu $\varphi(t)$ a jeho rychlosti $\omega(t) = \dot{\varphi}(t) = (d\varphi/dt)$, využívající tohoto principu, použité pro stavbu studentských verzí jednonápravových vozítek je ukázáno na obr. P6.15.



Obr. P6.15 Schéma stanovení úhlu náklonu a úhlové rychlosti naklápění ze signálů 2D-akcelerometru a MEMS gyroskopu [12]

Legenda: „Mapping sensors“ – senzory, „Angle“ – úhel, „Angular velocity“ – úhlová rychlost, „Low-Pass Filter“ – dolní propust, „Numeric Integration“ – numerická integrace, „High-Pass Filter“ – horní propust

Údaj stanovený ze signálu MEMS gyroskopu slouží jako hlavní, údaj, stanovený z 2D akcelerometru jako kompenzační. Kompenzace se provádí v každém i -tém integračním kroku sečtením údaje z gyroskopu $\varphi_{g,i}$ a vážené hodnoty $\varphi_{a,i}$, takže $\varphi_i = \varphi_{g,i} + \text{konst.} \cdot \varphi_{1ai}$.

Konstanta musí být určena pomocí měření driftů obou použitých zařízení, např. podle obr. P6.14.

Různých jiných provedení filtrů, sloužících k odstranění vlivu driftu gyroskopů, existuje řada. Toto je však již specializované téma.

Všeobecně však platí, že před každým uvedením systému, měřícího úhel předklonění, do provozu musí být stanoven jeho okamžitý sklon k svislici a k němu adjustován jeho výstupní signál.

P7. MÍSENÍ KAPALIN VE SMĚŠOVACÍ NÁDOBĚ

P7.1 PROBLEMATIKA

V praxi chemického, petrochemického, potravinářského, atd. průmyslu je běžným případem mísení dvou látek v tekutém stavu tak, aby jimi tvořená směs měla předepsané složení při předepsaném odběru. Ve svém celku se jedná o mechatronický problém, kdy je nutno realizovat, řídit a kontrolovat soustavu se dvěma vstupy, jejichž parametry mohou být v čase proměnné, a dvěma výstupy, jejichž parametry mají být udrženy v předepsaných velikostech.

P7.2 DEFINOVÁNÍ PŘÍKAZU

Uvažujme případ, kdy se má smícháním dvou kapalin, které obě obsahují stejnou látku, avšak v různé molární koncentraci, docílit, aby mícháním vzniklá kapalina měla předepsanou molární koncentraci této látky. Kapaliny mají stejnou teplotu a nedochází mezi nimi k chemické reakci [10].

Definice (Wikipedia:)

Molární koncentrace (molarita)

Molarita definována jako podíl látkového množství rozpuštěné látky a celkového objemu vzniklého roztoku

$$c_A = \frac{n_A}{V} = \frac{m_A}{M_A V}$$

Úhlová rychlost $\omega(t)$ je brána přímo ze signálu MEMS gyroskopu, $\omega(t) = \omega_g(t)$.

Vyhodnocování úhlu odklonu $\varphi(t)$ se provádí pomocí signálu:

- $\varphi_a(t)$ z 2D senzoru po průchodu A/D převodníkem a dolněpropustným filtrem; v kroku i je tedy údaj $\varphi_{a,i}$.
- $\varphi_g(t)$ z gyroskopu po průchodu A/D převodníkem a horněpropustným filtrem; v kroku i je při numerické integraci $\varphi_{g,i} = \varphi_{g,i-1} + \omega_{i-1} \cdot \Delta t$.

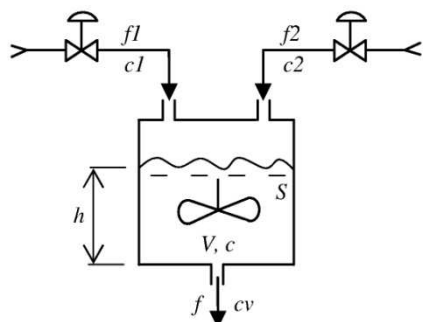
kde n_A je látkové množství složky A, M_A je molární hmotnost, m_A je hmotnost složky A a V je celkový objem vzniklého roztoku. Její jednotkou je mol/dm³

Tento způsob vyjadřování koncentrace se velmi často používá v analytické chemii.

Mol je základní fyzikální jednotka látkového množství. Jeden mol libovolné látky obsahuje stejný počet částic, jako je počet atomů ve 12 g izotopu uhlíku ¹²C. Tento počet udává Avogadrova konstanta, jejíž hodnota je přibližně $6,022 \times 10^{23}$ mol⁻¹.

Molární hmotnost je fyzikální veličina, která udává hmotnost jednotkového látkového množství dané látky (tedy hmotnost 1 molu).

Tento příklad nemá přímou realizační návaznost, protože neuvažuje celkové složení výstupní kapaliny, může však ukázat některé souvislosti.



Obr. P7.1 Schéma zařízení pro mísení dvou kapalin

V míchací nádobě se promíchávají dvě kapaliny (obr. P7.1), jejichž přítoky f_1 a f_2 (m³/s) do nádoby jsou řízeny ventily. Kapalina 1 má koncentraci c_1 (kmol/m³), kapalina 2 koncentraci c_2 (kmol/m³). Míchací nádoba je sudového tvaru o ploše S (m²), objem kapaliny v ní je $V = S \cdot h$ (m³), kde h (m) je výška hladiny kapaliny. Výtok z nádoby f (m³/s) se děje tíží, takže obecně je

$$f = k \cdot h^{1/2} = (k/\sqrt{S}) \cdot \sqrt{V} = \kappa \cdot \sqrt{V},$$

kde κ (m^{3/2}/s) je výtoková konstanta (stanovená experimentálně).

Výtok z nádoby f (m³/s) má koncentraci c_v (kmol/m³). Jedná se o soustavu se dvěma vstupy $f_1(t), f_2(t)$ a dvěma výstupy

$f(t), c_v(t)$, obecně soustavu MIMO.

Všechny uvedené veličiny jsou obecně funkcemi času t .

Matematický popis míchání

Rovnice hmotové rovnováhy je

$$(dV/dt) = f_1 + f_2 - f.$$

Rovnice směšování

$$d(c \cdot V)/dt = c_1 \cdot f_1 + c_2 \cdot f_2 - c \cdot f, \rightarrow V \cdot (dc/dt) + c \cdot (dV/dt) + c \cdot f = c_1 \cdot f_1 + c_2 \cdot f_2, \rightarrow$$

$$V \cdot (dc/dt) + c \cdot (dV/dt) + c \cdot \kappa \cdot \sqrt{V} = c_1 \cdot f_1 + c_2 \cdot f_2.$$

V ustáleném návrhovém stavu musí platit

$$f_{10} + f_{20} = f_0,$$

$$c_{10} \cdot f_{10} + c_{20} \cdot f_{20} = c_0 \cdot f_0,$$

$$f_0 = \kappa \cdot \sqrt{V_0}.$$

Ustálené průtoky obou vstupních kapalin f_{10}, f_{20} a potřebný ustálený objem kapaliny v nádobě V_0 pro libovolnou kombinaci těchto proměnných je možno snadno spočítat jako

$$f_{10} = (c_{20} - c_0) \cdot f_0 / (c_{20} - c_{10}),$$

$$f_{20} = (c_0 - c_{10}) \cdot f_0 / (c_{20} - c_{10}),$$

$$V_0 = (f_0 / (\kappa \cdot \sqrt{S}))^2.$$

Platnost rovnic je omezena podmínkami

$$0 \leq c_{10}; 0 \leq c_{20},$$

$$c_{10} > c_0 \text{ nebo } c_{20} > c_0,$$

$$f_{10} \geq 0; f_{20} \geq 0.$$

Uvedené rovnice nám říkají, že

- koncentrace je vždy rovna nebo větší než nula
- alespoň jedna vstupní kapalina musí mít koncentraci stejnou nebo větší než je požadovaná kapalina směsi
- přítok obou kapalin do nádoby může být pouze nulový nebo kladný.

Pro ad hoc zvolené parametry:

$$c0 = 1.25 \text{ kmol/m}^3; f0 = 0.02 \text{ m}^3/\text{s}; V0 = 1 \text{ m}^3;$$

$$c10 = 1 \text{ kmol/m}^3; c20 = 2 \text{ kmol/m}^3; \kappa = 0.02,$$

je

$$f10 = 0.015 \text{ m}^3/\text{s}; f20 = 0.005 \text{ m}^3/\text{s}.$$

Mezi okamžikem vtoku obou vstupních kapalin do míchací nádoby a výtokem výstupní kapaliny z ní uplyne určitá doba, neboli při regulaci se změna koncentrace směsi ve výtoku projeví s určitým časovým zpožděním T (s) po změně přítoků. Pokud uvažujeme, že v ustáleném stavu proudí kapalina v nádobě od hladiny ke dnu rychlostí $w = f0/S0$ (m/s), pak $T = h0/w = (V0/S0)/(f0/S0) = V0/f0$. Pro výše uvedené ustálené parametry je toto zpoždění $T = 50$ s. Vzhledem k tomu, že kolísání objemu kapaliny v nádobě při regulaci pro docílení konstantního výtoku $f0$ je malé, je možno toto zpoždění považovat za konstantní.

Skutečné poměry budou vzhledem k turbulenci v nádobě složitější.

Pro zjednodušení (i následujícího výpočtu v Matlab) zavádíme proto zde teoretickou koncentraci kapaliny v nádobě $c(t)$, která by vznikla okamžitým promícháním obou vstupních kapalin. Ve skutečnosti proces promíchání a průtoku nádobou trvá dobu T , což zde uvažujeme tak, že koncentrace výstupní kapaliny $c_v(t)$ má oproti $c(t)$ časové zpoždění prvního řádu, tj. jejich vztah popisujeme pomocí diferenciální rovnice

$$d(c_v/dt) = (1/\tau) \cdot (-c_v + c),$$

kde τ (s) je časová konstanta. Pro zadané poměry vyhovuje např. $\tau = 12,5$ s.

Časová konstanta τ hraje velmi významnou úlohu z hlediska zpětnovazebního řízení procesu (viz dále) a v praxi by její určení bylo velmi důležité.

Pro zjednodušení výkladu rozkládáme v dalším celou problematiku na dva samostatné okruhy:

- na řízení směšovacího pochodu s uvažováním zjednodušeného modelu průtoků kapalin ventily,
- na obecnou problematiku řízení průtoku kapaliny klapkovým ventilem.

P7.3 CITLIVOSTNÍ ANALÝZA

Pro praktický návrh řízení a jeho senzorů u všech MIMO soustav je vhodné znát, jak poměrově reagují výstupy na poměrné změny vstupních procesů. Podle toho se provádí jak volba řízení, tak i volba senzorů. Pokud některý vstup má jen malý vliv na výstupní proces, je možno jej realizovat i měřit s nižší přesností, a tedy většinou i s nižšími náklady.

Pod „citlivostní analýzou“ v daném příkladu rozumíme stanovení závislosti mezi poměrnou změnou velikosti koncentrace výstupní kapaliny a poměrnými změnami velikostí vstupních procesů. Pod poměrnou změnou p_x procesu x obecně rozumíme poměr jeho změny Δx k jeho ustálené hodnotě $x0$,

$$p_x = \Delta x/x0.$$

Ustálené parametry dané soustavy jsou:

$$c10 = 1; f10 = 0.015; c20 = 2; f20 = 0.005; f0 = f1 + f2 = 0.02.$$

Jejich změny se dějí kolem těchto ustálených hodnot.

Změna koncentrace výstupního procesu Δc je závislá na poměrných změnách parametrů obou vstupních toků, $\Delta c1 = p_{c1} \cdot c10$ a toku $\Delta f1 = p_{f1} \cdot f10$, $\Delta c2 = p_{c2} \cdot c20$ a toku $\Delta f2 = p_{f2} \cdot f20$. Uvažujeme, že tyto poměrné změny p_{ij} jsou malé.

Obecně je koncentrace výstupní kapaliny dána jako

$$c = (c1 \cdot f1 + c2 \cdot f2) / (f1 + f2).$$

Její malou změnu v okolí ustálené hodnoty $c0$ můžeme napsat jako

$$\begin{aligned} \Delta c &\approx (\partial c / \partial c1) \cdot \Delta c1 + (\partial c / \partial f1) \cdot \Delta f1 + (\partial c / \partial c2) \cdot \Delta c2 + (\partial c / \partial f2) \cdot \Delta f2 = \\ &= (\partial c / \partial c1) \cdot p_{c1} \cdot c10 + (\partial c / \partial f1) \cdot p_{f1} \cdot f10 + (\partial c / \partial c2) \cdot p_{c2} \cdot c20 + (\partial c / \partial f2) \cdot p_{f2} \cdot f20 \end{aligned}$$

Parciální derivace funkce c stanovíme snadno jako

$$\begin{aligned} (\partial c / \partial c1) &= f10 / (f10 + f20), \\ (\partial c / \partial c2) &= f20 / (f10 + f20), \\ (\partial c / \partial f1) &= (c10 - c20) \cdot f20 / (f1 + f2)^2, \\ (\partial c / \partial f2) &= (c20 - c10) \cdot f10 / (f1 + f2)^2. \end{aligned}$$

Předpokládejme, že poměrné změny všech vstupních parametrů jsou $p = 0.01$ (změny o 1%). Pak je změna $\Delta c0$ při samotné změně:

koncentrace $\Delta c1 = p \cdot c10$	$\Delta c0 = 0.01125$,	neboli	$\Delta c0 / c0 = 0.009$,
koncentrace $\Delta c2 = p \cdot c20$	$\Delta c0 = 0.00125$,	neboli	$\Delta c0 / c0 = 0.0006$,
toku $\Delta f1 = p \cdot f10$	$\Delta c0 = -0.001875$,	neboli	$\Delta c0 / c0 = -0.0015$,
toku $\Delta f2 = p \cdot f20$	$\Delta c0 = 0.001875$,	neboli	$\Delta c0 / c0 = 0.0015$.

Největší poměrný vliv na koncentraci výtoků má poměrná změna koncentrace $\Delta c1$ vtoků 1. Její správné dávkování v kapalině 1 a přesné měření se proto jeví být relativně nejdůležitější.

P7.4 ŘÍZENÍ PRŮTOKU VENTILEM - ZJEDNODUŠENÝ LINEÁRNÍ MODEL. OPTIMALIZACE ŘÍZENÍ WQ

Úlohou řízení této soustavy je udržení co možná konstantní koncentrace výstupní kapaliny $c_v(t)$, blízkou ke koncentraci požadované $c0$, $c_v \approx c0$, a současně i pokud možno konstantní hodnoty výtoku smíchané kapaliny $f(t)$, blízké k výtoku požadovanému $f0$, $f \approx f0$, při kolísání koncentrací $c1(t)$ a $c2(t)$ obou kapalin vstupních kolem základních hodnot $c10$ a $c20$. Tyto požadavky mají být plněny změnou průtoků vstupních kapalin $f1(t)$ a $f2(t)$ přivíráním nebo otevíráním ventilů 1 a 2.

Koncentrace kapalin je možno měřit pomocí vhodných senzorů, průtok kapaliny vhodným průtokoměrem (viz dále)

Matematický model soustavy

Oba ventily jsou ve výchozím ustáleném stavu nastaveny tak, že jejich průtoky jsou $f10$ a $f20$. Průtoky $f1(t)$ i $f2(t)$ za oběma ventily při řízení jsou

$$f1(t) = f10 + \varphi1(t); f2(t) = f20 + \varphi2(t),$$

kde $\varphi1(t)$ a $\varphi2(t)$ jsou řízené změny průtoků oproti ustálenému stavu $f10$ a $f20$. Předpokládáme tedy, že zdroje obou kapalin před ventily jsou takové, že dovedou požadavky řízení plnit.

Přibližně zde předpokládáme, že změny průtoků $\varphi1(t)$ a $\varphi2(t)$ jsou lineárně závislé na změnách otevření ventilů z jejich základních postavení (rozběr skutečnosti bližšího nelineárního případu je uveden v druhé části kapitoly). Změny otevření ventilů uvažujeme (opět přibližně) jako lineárně dynamicky závislé na ovládacích momentech motorů ventilů a tyto dále jako přímo úměrné změnám řídicích veličin $u1(t)$ a $u2(t)$ veličin s určitou konstantou úměrnosti (dále uvažovanou jako rovnou 1). Vlastní mechanickou soustavu každého ventilu a jeho ovládání tedy přibližně považujeme za lineární

dynamickou soustavu druhého řádu. Průběh změn přítoku obou kapalin $\varphi_1(t)$ a $\varphi_2(t)$ můžeme proto přibližně popsat lineárními diferenciálními rovnicemi druhého řádu,

$$\begin{aligned}(d^2\varphi_1/dt^2) + b_1 \cdot (d\varphi_1/dt) + \omega_1^2 \cdot \varphi_1 &= \omega_1^2 \cdot u_1, \\ (d^2\varphi_2/dt^2) + b_2 \cdot (d\varphi_2/dt) + \omega_2^2 \cdot \varphi_2 &= \omega_2^2 \cdot u_2.\end{aligned}$$

Konstanty b_1 , b_2 jsou konstanty tlumení, ω_1 , ω_2 netlumené vlastní úhlové frekvence obou dynamických soustav ovládání ventilů.

Koncentrace vstupních kapalin $c_1(t)$ a $c_2(t)$ mohou kolísat kolem nominálních hodnot c_{10} , c_{20} , neboli

$$c_1(t) = c_{10} + \sigma_1(t); c_2(t) = c_{20} + \sigma_2(t),$$

kde $\sigma_1(t)$ je odchylka koncentrace přítoku 1, $\sigma_2(t)$ odchylka koncentrace přítoku 2.

Vlivem uvedených poruch koncentrací obou vstupních kapalin $\sigma_1(t)$ a $\sigma_2(t)$ kolísá teoretická koncentrace smíchané kapaliny v nádobě $c(t)$ i koncentrace výstupní kapaliny $c_v(t)$ kolem požadované nominální hodnoty c_0 , což se dá vyjádřit jako

$$c(t) = c_0 + \sigma(t); \quad c_v(t) = c_0 + \sigma_v(t),$$

kde $\sigma(t)$ je teoretická odchylka koncentrace míchané kapaliny v nádobě, $\sigma_v(t)$ odchylka koncentrace již smíchané kapaliny ve výtoku.

Objem kapaliny v nádobě kolísá kolem nominální hodnoty V_0 , což je možno popsat jako

$$V = V_0 + v(t),$$

kde $v(t)$ je odchylka objemu kapaliny v nádobě. Tím také kolísá výtok výstupní kapaliny kolem nominální hodnoty f_0 , což je možno vyjádřit jako

$$f(t) = f_0 + \psi(t) = \kappa \cdot (V_0 + v(t))^{1/2},$$

kde $\psi(t)$ je odchylka výtoku kapaliny z nádoby.

Po sestavení rovnovážných rovnic a eliminaci v nich konstantních hodnot, odpovídajících ustálenému stavu, se obdrží soustava diferenciálních rovnic pro stanovení odchylek koncentrace $\sigma_v(t)$ a objemu kapaliny $v(t)$ v nádobě,

$$\begin{aligned}(d^2\varphi_1/dt^2) + b \cdot (d\varphi_1/dt) + \omega^2 \cdot \varphi_1 &= \omega^2 \cdot u_1, \\ (d^2\varphi_2/dt^2) + b \cdot (d\varphi_2/dt) + \omega^2 \cdot \varphi_2 &= \omega^2 \cdot u_2, \\ (d^2v/dt^2) &= (d\varphi_1/dt) + (d\varphi_2/dt) - \kappa \cdot (1/2) \cdot (V_0 + v)^{-1/2} \cdot (dv/dt), \\ (V_0 + v) \cdot (d\sigma/dt) + (c_0 + \sigma) \cdot ((dv/dt) + \kappa \cdot (V_0 + v)^{1/2}) &= (c_{10} + \sigma_1) \cdot (f_{10} + \varphi_1) + \\ &+ (c_{20} + \sigma_2) \cdot (f_{20} + \varphi_2), \\ (d\sigma_v/dt) &= (1/\tau) \cdot (-\sigma_v + \sigma),\end{aligned}$$

a dále rovnice pro změnu výtoku

$$\psi = \kappa \cdot (V_0 + v)^{1/2} - f_0,$$

v závislosti na změnách koncentrace $\sigma_1(t)$ první kapaliny a koncentrace $\sigma_2(t)$ druhé kapaliny.

Tato soustava je slabě nelineární. V ustáleném rovnovážném stavu je $\sigma_1 = 0$, $\sigma_2 = 0$, takže pak i $v = 0$, $\sigma_v = 0$.

(Poznámka: Úloha může být snadno linearizována. Pak je možno použít známé postupy lineární teorie řízení!)

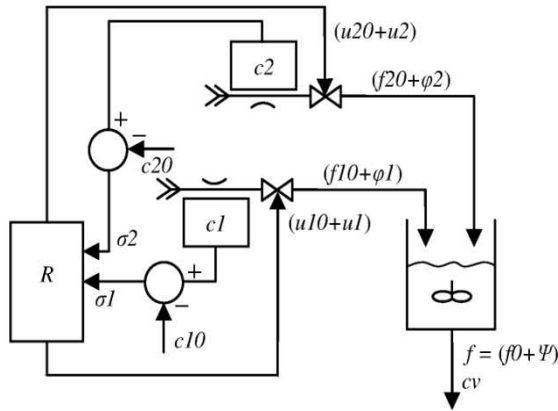
Úkolem řešení je nalézt řídicí funkce $u_1(t)$ a $u_2(t)$ ovládání ventilů obou přítoků takové, aby odchylky koncentrace $\sigma_v(t)$ a výtoku $\psi(t)$ výstupní kapaliny oproti nominálním hodnotám σ_0 a f_0 při odchylkách koncentrací vstupních kapalin $\sigma_1(t)$ a $\sigma_2(t)$ od nominálních $c_1(t)$ a $c_2(t)$ byly minimální.

Algoritmus řízení obecně může být přímovazební, zpětnovazební i smíšený („se dvěma stupni volnosti“). V dalším popíšeme možné nejjednodušší varianty těchto řízení, používající jako vstupů

pouze přímé signály měřených procesů. Tyto ukázky jsou orientační, slouží pouze k osvětlení problematiky.

Možné přímovazební proporcionální řízení regulačních ventilů

Schéma řízení je znázorněno na obr. P7.2.



Obr. P7.2 Schéma uspořádání přímovazebního řízení

Přímovazební řízení využívá pouze informací ze vstupních procesů. Při tomto řízení je nutno měřit koncentrace $c_1(t)$ a $c_2(t)$ obou přitékajících kapalin a stanovit jejich odchylky

$$\sigma_1(t) = c_1(t) - c_{10}; \sigma_2(t) = c_2(t) - c_{20};$$

od předepsaných.

Algoritmus řízení může vycházet ze základních rovnic pro vtoky f_1 a f_2 do soustavy při změně koncentrací c_1 a c_2 v ustáleném stavu.

Pro docílení konstantního průtoku f_0 a koncentrace c_0 při kvaziustálených změnách koncentrací $\sigma_1(t)$ a $\sigma_2(t)$ musí v tomto případě být řízené změny přítoků

$$u_1(t) = (f_1(t) - f_{10}) = (c_{20} + \sigma_2(t) - c_0) \cdot f_0 / (c_{20} - c_{10} + \sigma_2(t) - \sigma_1(t)) - f_{10},$$

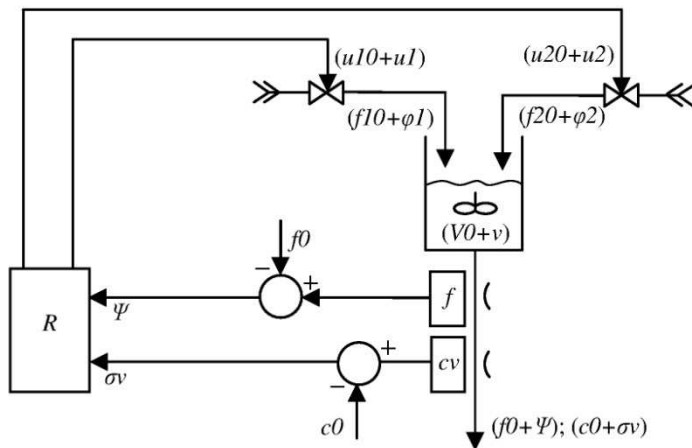
$$u_2(t) = (f_2(t) - f_{20}) = (c_0 - c_{10} - \sigma_1(t)) \cdot f_0 / (c_{20} - c_{10} + \sigma_2(t) - \sigma_1(t)) - f_{20} = -u_1(t).$$

Tyto funkce jsou dále použity jako řídicí pro přímovazební řízení přítoků v modelu MATLAB.

Je nutno předem zdůraznit, že použití samotného přímovazebního řízení by nebylo v praxi možné. Vlivem nepřesnosti měření a náhodných nepodchycených poruch by nebylo nikdy možné trvale udržet parametry výstupních procesů v požadovaných tolerancích.

Možné zpětnovazební proporcionální řízení regulačních ventilů

Zpětnovazební řízení využívá pouze informací z výstupních procesů (obr. P7.3).



Obr. P7.3 Schéma uspořádání zpětnovazebního řízení

Vstupními signály odchylka koncentrace výstupní kapaliny $\sigma_v(t)$ od nominální hodnoty a odchylka výtoku smíchané kapaliny $\psi(t)$ od nominální hodnoty, popsané vztahy

$$\sigma_v(t) = cv(t) - c_0; \psi(t) = f(t) - f_0.$$

Jednoduchý proporcionální řídicí algoritmus je možno navrhnout tak, že:

- odchylka koncentrace σ_v výstupní kapaliny je řízena pouze změnou přítoku f_2 , jehož koncentrace c_2 je vyšší;
- odchylka výtoku ψ výstupní kapaliny je řízena pouze změnou přítoku f_1 .

Potom

$$u_1 = K_f \cdot \psi; u_2 = K_s \cdot \sigma_v,$$

kde K_s a K_f jsou konstanty, které zde určíme numerickým výpočtem.

Tento řídicí algoritmus je namodelován v dále uváděném programu MATLAB.

Uvedené proporcionální řízení je nejjednodušší variantou regulace. Algoritmů zpětnovazebního řízení je možno vymyslet mnoho, avšak tyto otázky jdou za rozsah této publikace.

U každého zpětnovazebního řízení této úlohy hraje velmi významnou roli doba prodlevy smíchané kapaliny v nádobě (neboli v modelu velikost konstanty τ). Tato prodleva způsobuje výrazné zpoždění odezvy koncentrace ve výtoku oproti změně koncentrací ve vtokích. Při použití zpětnovazebního řízení by bylo vhodné minimalizovat objem nádoby, ovšem při zachování požadavků na kvalitu promísení – což by byl samostatný vývojový problém.

Řízení „se dvěma stupni volnosti“

Obě uvedená řízení je možno použít současně, takže řídicí signály jsou výsledkem součtu obou předchozích.

Možné postupy při optimalizaci řízení

Sledovány jsou dva výstupní procesy:

- změna koncentrace výstupní kapaliny $\sigma v(t)$,
- změna výtoku z nádrže $\psi(t)$.

Úkolem návrhu je stanovení takového řízení, aby bylo docíleno určitého vyváženého stavu mezi odchylkami obou výstupních procesů, neboli docílit optimalitu řízení z hlediska kladených požadavků.

K tomu je nutno stanovit jasné kritérium, tuto optimalitu definující.

Obě výstupní veličiny je možno relativizovat vzhledem k požadovaným ustáleným hodnotám, neboli posuzovat:

- poměrnou změnu koncentrace $(\sigma v/c0)$ výstupní kapaliny,
- poměrnou změnu výtoku $(\psi/f0)$,

což jsou bezrozměrné veličiny.

Vzájemnou důležitost obou těchto poměrných změn je možno vyjádřit přidělením jejich vah v kritériu. Poměrné změně výtoku $(\psi/f0)$ přiřkneme váhu α_f , poměrné změně koncentrace $(\sigma v/c0)$ váhu α_c , tak aby

$$\alpha_f + \alpha_c = 1.$$

Pokud jsou obě změny považovány za stejně důležité, pak $\alpha_c = \alpha_f = 0,5$.

Experimentální i výpočtová optimalizace konstant řízení pak může být provedena jako hledání minima integrálního kritéria

$$J = \alpha_c \int_0^{tk} (\sigma v/c0)^2 dt + \alpha_f \int_0^{tk} (\psi/f0)^2 dt =! \min,$$

kde volba času tk by závisela na zvolených časových změnách vstupních procesů.

Po docílení tohoto požadavku by takovéto řízení bylo nazýváno kvadraticky optimální. Je nutno ovšem zdůraznit, že takováto „optimalita“ je platná pouze pro předem stanovené podmínky, tj. pro zvolené váhy, typy vstupních procesů (většinou se uvažují náhodné) a čas tk .

Možnou zjednodušenou variantou je sledování součtové kritériální funkce času

$$j(t) = \alpha_c (\sigma v/c0)^2 + \alpha_f (\psi/f0)^2,$$

a hledání takových konstant regulace, aby $j(t)$ bylo v průběhu doby regulace co nejmenší.

Tento postup je namodelován v následujícím programu MATLAB.

Model soustavy v MATLABu

```
% miseni dvou kapalin
% c1(t)= c10+sig1(t) ... koncentrace vstupni kapaliny 1
% c2(t)=c20+sig2(t) ... koncentrace vstupni kapaliny 2
% c0 ... pozadovana koncentrace smesi
% c= c0+sig(t)
% f0 ... pozadovany vytok smesi
% f1(t) = f10+ fi1(t) ... pritok kapaliny 1
% f2(t) = f20+ fi2(t) ... pritok kapaliny 2
```

```

% f10 = (c20-c0)*f0/(c20-c10) ... pocatecni pritek kapaliny 1
% f20 = (c0-c10)*f0/(c20-c10) ... pocatecni pritek kapaliny 2
% V0 ... pocatecni ustaleny objem kapaliny v nadobe
% V = V0 + v(t)
% kap = (k/(S^0.5))= f0/(V0^0.5) ... vytokova konstanta kapaliny z nadoby
% b ... konstanta tlumeni rizeni prutoku, shodna pro oba ventily
%.om ... uhl. frekvence rizeni prutoku, shodna pro oba ventily
% tau ... casova konstanta michani
% z ... zpetnovazebni rizeni zapnuto z=1, vypnuto z=0
% Kf, Ks ... konstanty zpetnovazebniho rizeni
% p ... primovazebni rizeni zapnuto p=1, vypnuto p=0
% u1 ... rizeni zmeny prutoku 1
% u2 ... rizeni zmeny prutoku 2
% sig1 ... zmena koncentrace kapaliny 1 v case,
% sig2 ... zmena koncentrace kapaliny 2 v case
% musi platit sig1>=-c10; sig2>=-c20;(c10+sig1)>=-c0 nebo (c20+sig2)>=-c0
% f = f0+psi(t) ... vytok z nadoby,
% psi ... zmena vytoku z nadoby
% alfc vaha pomerne zmeny koncentrace
% alff vaha pomerne zmeny vytoku
% y(1) ... fi1 zmena pritoku kapaliny 1
% y(2) ... dfil/dt
% y(3) ... fi2 zmena pritoku kapaliny 2
% y(4) ... dfi2/dt
% y(5) ... v - zmena objemu kapaliny v nadobe
% y(6) ... dv/dt
% y(7) ... sig - idealni koncentrace smisene kapaliny v nadobe
% y(8) ... sigv -.koncentrace vystupni kapaliny z nadoby
% y(9) ... rekonstrukce psi
% y(10) ... rekonstrukce kriteria j(t)

```

```

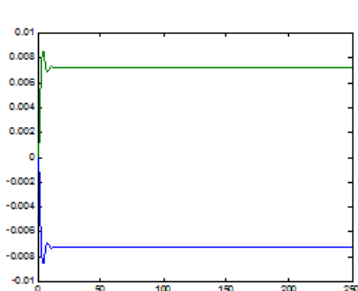
function dydt = mixmix(t,y)
f0=0.02;
c0=1.25;
V0=1;
c10=1;
c20=2;
f10=0.015;
f20=0.005;
kap=0.02;
om=1;
b=0.8*om;
tau=12.5;
sig10=-0.3*c10;
sig20=-0.2.*c20;
alf1=1;
alf2=2;
sig1=sig10*(1-exp(-alf1*t));
sig2=sig20*(1-exp(-alf2*t));
alfc=0.5;
alff=0.5;
z=0;
p=1;
Ks=-3;
Kf=-1.5;
u1= z*Kf*y(9)+p*((c20+sig2-c0)*f0/(c20-c10+sig2-sig1))-f10;
u2 = z*Ks*y(8)+p*((c0-c10-sig1)*f0/(c20-c10+sig2-sig1))-f20;
dydt=[y(2);
      -b*y(2)-om^2*y(1)+om^2*u1;
      y(4);
      -b*y(4)-om^2*y(3)+om^2*u2;
      y(6);
      y(2)+y(4)- (kap/2)*((V0+y(5))^-0.5)*y(6);
      (-(c0+y(7))*(y(6)+kap*((V0+y(5))^0.5)))/(V0+y(5))+((c10+sig1)*
      *(f10+y(1))+(c20+sig2)*(f20+y(3)))/(V0+y(5));
      (1/tau)*(-y(8)+y(7));
      100*(-y(9)+kap*(V0+y(5))^0.5-f0);
      100*(-y(10)+ alff*(y(9)/f0)^2+alfc*(y(8)/c0)^2];

```

Příklady

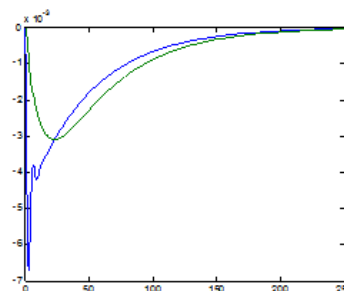
Průběhy odchylek sledovaných procesů v čase pro změny koncentrací $\text{sig1} = -0.3*(1-\exp(-t))$, $\text{sig2} = -0.2*(1-\exp(-2*t))$ v podobě exponenciálních rampových funkcí a pro parametry uvedené v programu. Velmi důležitou úlohu v časovém průběhu složení výstupní směsi má zpoždění v míchací nádobě, charakterizované časovou konstantou τ (tau).

Diskutované řízení s přímou vazbou:

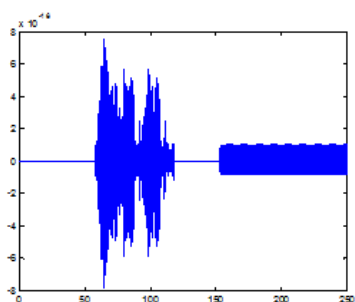


→ čas t (s)

Průběhy změn přítoků : modře – $fi1$, zeleně $fi2$

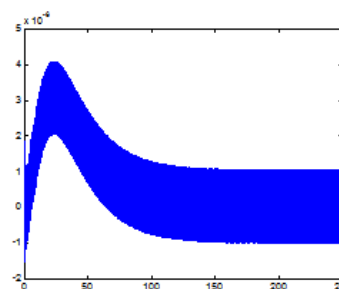


Průběhy změn koncentrace výstupní kapaliny:
 σ ideálně v nádobě- modře, σ_v na výstupu- zeleně



→ čas t (s)

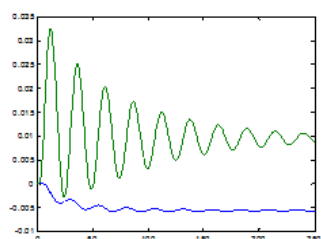
Průběh změny výtoku ψ_i



Průběh kritériální funkce j ($\alpha_e = \alpha_r = 0,5$)

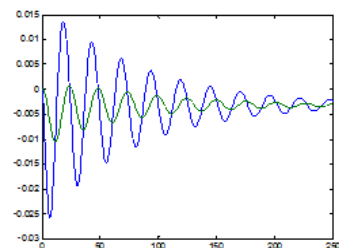
I když toto řízení teoreticky vykazuje pro dané poruchy dobré výsledky, samotné v praxi by nebylo využitelné z důvodů výše uvedených.

Diskutované řízení se zpětnou vazbou ($K_s = -3$, $K_f = -1,5$):

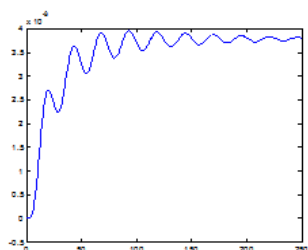


→ čas t (s)

Průběhy změn přítoků: modře – $fi2$, zeleně $fi1$

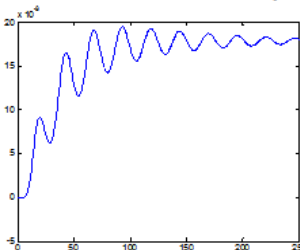


Průběhy změn koncentrace výstupní kapaliny:
 σ ideálně v nádobě – modře, σ_v na výstupu- zeleně



→ čas t (s)

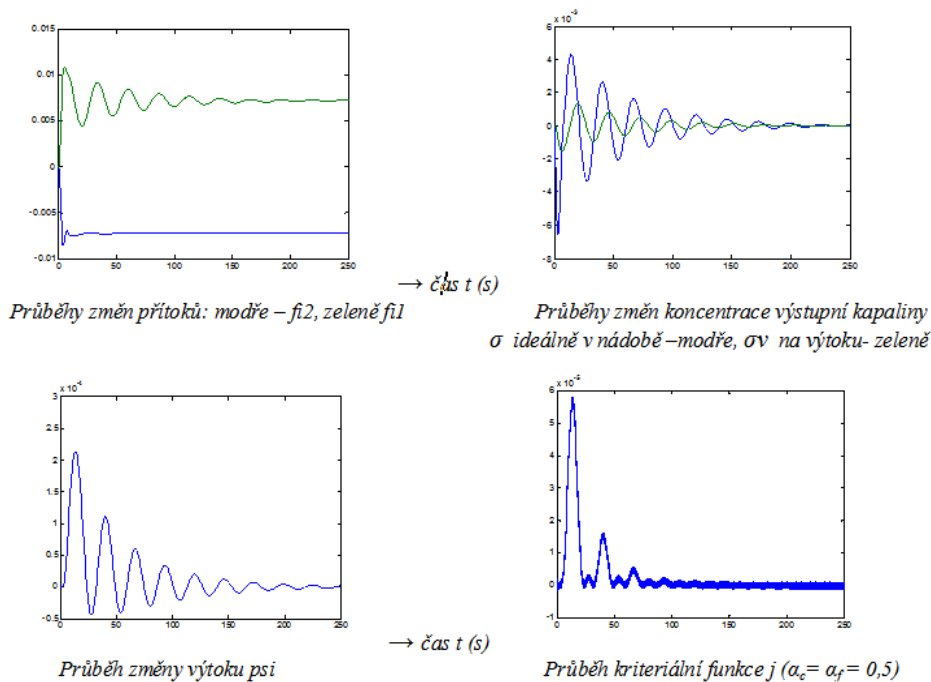
Průběh změny výtoku ψ_i



Průběh kritériální funkce j ($\alpha_e = \alpha_r = 0,5$)

Nebyl učiněn žádný pokus o důslednější optimalizaci konstant K_s , K_f . Z výsledků je však patrné, že takto jednoduchým způsobem by řídit soustavu nebylo vhodné. V každém případě by bylo zapotřebí snížit rozkmitání odchylek výtoku i jeho koncentrace. Sledování této problematiky leží mimo rozsah této publikace.

Kombinované řízení „se dvěma stupni volnosti“ ($K_s = -2$, $K_f = -1$):



Podle očekávání by tímto řízením bylo možno dosáhnout nejlepšího finálního výsledku.

Souhrnně je nutno zdůraznit, že uvedený příklad slouží pouze k ilustraci problematiky, nikoliv jako podklad k serióznímu návrhu regulace. Výsledky regulace závisí

- na zadaných parametrech soustavy (ω , b , τ , V_0 , κ),
- na charakteru poruchových procesů $c_1(t)$, $c_2(t)$,
- na zvoleném algoritmu řízení a jeho konstantách.

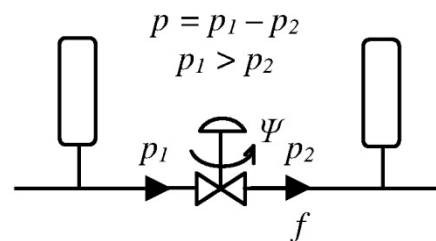
Zcela jistě by k řízení i uvedené jednoduché soustavy bylo nutno použít sofistikovanější algoritmy.

P7.5 REGULACE PRŮTOKU KAPALINY POTRUBÍM KLAPKOVÝM VENTILEM

Řízení pochodu mísení spočívá v regulaci přítoku kapalin do směšovací nádoby. Regulace relativně velkého toku kapalin je častým problémem v chemickém a potravinářském inženýrství, ve vodohospodářství, atd.

Schematický obrázek problematiky je znázorněn na obr. P7.4. Ve zdrojové nádrži 1 je přetlak takový, že před ventilem je velikost tlaku p_1 (Pa) (již s uvažováním průtoku potrubím mezi nádrží a ventilem).

Do přijímající nádrže 2, která vytváří v potrubí před ventilem tlak p_2 , má proudit tok kapaliny f (m^3/s). Tlakový spád před a za ventilem je $p = (p_1 - p_2)$ (Pa). Úkolem je regulovat průtok z nádrže 1 k nádrži 2 regulačním ventilem. (Poznámka: v daném příkladu mísení je $p_2 \approx 0$.)

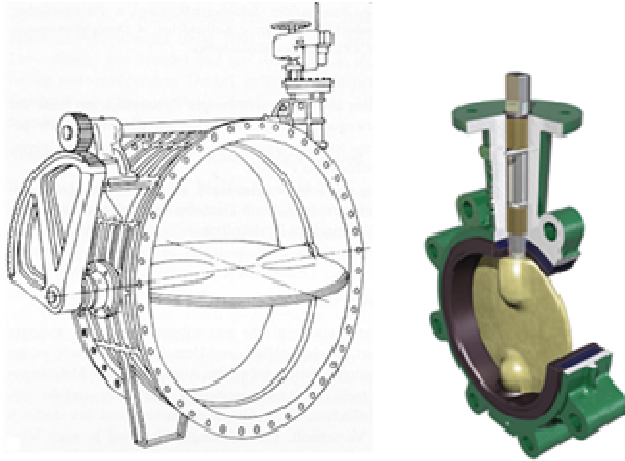


Obr. P7.4 Schéma soustavy řízení průtoku klapkovým ventilem

Obecně se jedná o poměrně výrazně nelineární úlohu.

Ustálený průtok klapkovým ventilem

Regulace průtoku kapalin (i vzdušin) pod relativně nízkým tlakem se často provádí otevíráním klapky klapkového ventilu („butterfly valve“). Tyto ventily se vyrábí ve velmi širokém rozsahu průtoků, od nejmenších až po obrovské (obr. P7.5). Výhodou klapkového ventilu je malý vliv průtoku kapaliny na moment k ose klapky ve všech jejích postaveních, takže regulace průtoku natáčením klapky je takřka bezsilová. V dalším proto pro jednoduchost uvažujeme moment potřebný k natáčení klapky za nulový.



Obr. P7.5 Klapkový ventil

Průtokové vlastnosti ventilu pro kapalinu o dané hustotě a vazkosti je nutno zjistit experimentálně (orientačně též výpočtem, např. programem ANSYS - FLUENT).

Pokud uvažujeme, že tlakový spád pouze málo kolísá kolem střední hodnoty p_0 , můžeme průtok ventilem f (m^3/s) zapsat jako závislý na tlakovém spádu p (Pa), na konstantě κ ($\text{m}^4/\text{N}^{1/2}\text{s}$) příslušné danému ventilu a na bezrozměrné průtokové funkci $R(\Psi)$ natočení klapky $\Psi(0, 90^\circ)$ – průtokové charakteristice, neboli

$$f = \kappa \cdot R(\Psi) \cdot \sqrt{p}.$$

Typický (v literatuře uváděný) tvar průtokové charakteristiky $R(\Psi)$ klapkového venti-

tilu při ustáleném stavu proudění kapaliny je ukázán na obr. P7.6.

Příklad ustáleného průtoku. Program v MATLABu

V regulačních problémech jsou často jako nominální podmínky uvažovány nenulový ustálený průtok f_0 (m^3/s) při ustáleném tlakovém spádu p_0 , kterému odpovídá otevření ventilu Ψ_0 .

Uvažujeme např. základní postavení klapky takové, že při nominálním tlakovém spádu p_0 a nominálním průtoku ventilem f_0 , je $R(\Psi_0) = 0.5$ (obr. P7.6), $f_0 = \kappa \cdot 0,5 \cdot \sqrt{p_0}$. Při změně postavení klapky ze základní polohy o $\Psi = (\Psi - \Psi_0)$ se velikost průtokové funkce R příslušně změní (viz obr. P7.6).

Tlakový spád p může kolísat kolem nominální hodnoty o velikost Δp , $p = (p_0 + \Delta p)$. Chceme změnit průtok na $f = (f_0 + \Delta f)$ změnou natočení klapky ψ .

Požadujeme, aby průtok byl lineárně závislý na regulační veličině $u = (R(\Psi) - R(\Psi_0)) = \rho(\Psi)$. Pak (pro případ dle obr. P7.6) je

$$f = \kappa \cdot (0,5 + u) \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)}.$$

(Poznámka: Počátek pro $u = 0$ je nutno volit podle rozsahu předpokládané regulace, toto je pouze příklad!).

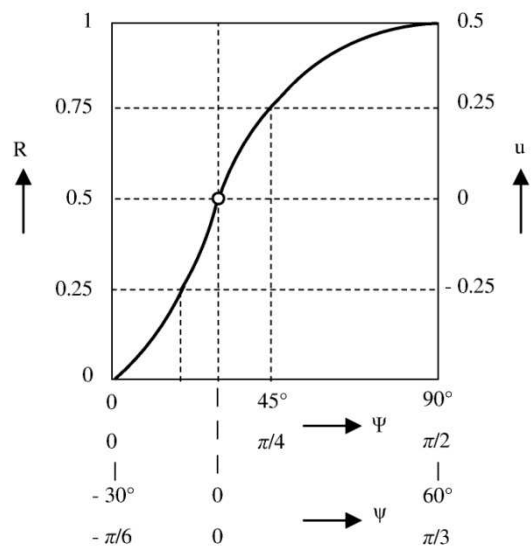
Regulační veličina u musí nelineárně natočit klapku ventilu tak, aby danému u odpovídalo ψ podle požadované změny průtokového součinitele $\rho(\psi)$.

Pokračujme v příkladu. Uvažujme ustálené stavy proudění kapaliny. Chceme-li při zachování tlakového spádu p_0 průtok zvýšit o $0,25 \cdot f_0$, pak $u = 0.25$ a natočení klapky se musí zvýšit na $\psi = 14^\circ \cdot (\pi/180)$ rad. Při snížení průtoku o $0,25 \cdot f_0$ je $u = -0.25$ a natočení klapky se musí snížit na $\psi = -10^\circ \cdot (\pi/180)$ rad.

Vztah mezi změnou natočení klapky ψ a řídicí veličinou u nelineární, $\psi = \psi(u)$. Tento vztah je nutno určit matematicky z průtokové charakteristiky $R(\Psi)$.

Je-li známo natočení klapky ψ , pak je možno stanovit průtokový součinitel R jako $R(\Psi_0) + u = R(\Psi_0) + u(\psi)$. Každé velikosti regulační veličiny u odpovídá určité natočení klapky ψ , což je vyjádřeno funkcí $u(\psi)$.

Funkce $\psi(u)$ a $u(\psi)$ jsou reciproké, musí platit:



Obr. P7.6 Příklad průtokové charakteristiky klapkového ventilu

je-li $\psi(u_i) = \psi_i$,

pak $u(\psi_i) \neq u_i$.

Analytické splnění této podmínky v celém rozsahu sledovaných u resp. Ψ při experimentálně určené funkci $\rho(\psi) = (R(\Psi) - R(\Psi_0))$ není možné. Je možno pouze docílit, aby byla splněna pro co možná největší počet bodů této funkce.

Prakticky se toto dá provést tak, že zvolenými body na funkci $\rho(\psi)$ proložíme polynomy jednou závislé na Ψ , podruhé na u . V těchto bodech bude podmínka reciprocity splněna. Mimo tyto body nebude podmínka reciprocity splněna, takže výsledky dále ukázaných dynamických výpočtů budou tímto zkresleny!

Vycházejme z ukázaného diagramu. Zde $\Psi_0 = 30^\circ \rightarrow \psi = 0$. Předpokládáme, že regulace průtoku se bude odehrávat v rozmezí $R = 0,25$ až $0,75$, neboli $u = -0,25$ až $0,25$. Požadujeme, aby alespoň v pěti bodech funkce $\rho(\psi)$ platilo $\psi(u_i) = \psi_i$, $u_j(\psi_i) = \psi_i$, neboli tyto funkce vytvoříme jako polynomy čtvrtého stupně. Postup v Matlab je naznačen.

MATLAB: stanovení $\psi(u)$

```
u=[-0.25 -0.15 0 0.15 0.25]';
psi=[-0.1745 -0.1 0 0.097 0.2443]';
V=vander(u);
a=V\psi

a =
    15.6267
     4.5233
    -0.4183
     0.5549
         0
psi(u) = 0,5549.u - 0,4183.u^2+ 4,5233.u^3+15,6267.u^4.
```

MATLAB: stanovení $u(\psi)$

```
psi=[-0.1745 -0.1 0 0.097 0.2443]';
V=vander(psi);
a=V\u

a =
   -20.3819
    -6.0794
     0.4151
     1.5819
         0
u(ψ) = 1,5819. ψ + 0,4151. ψ^2 - 6,0794. ψ^3 - 20,3819. ψ^4.
```

(Poznámka: Pro reálné výpočty by bylo nutno použít polynomy vyššího stupně a výsledky zaznamenat ve „format long“!)

Oblast platnosti obou těchto funkcí je $u(-0,25, +0,25)$, $\psi(-10^\circ, +14^\circ)$.

Máme ventilem regulovat průtok na velikost $f = (f_0 + \Delta f)$ ze základní hodnoty $f_0 = \kappa \cdot 0,5 \cdot \sqrt{p_0}$ (při níž je $u = 0$), při změně tlakového spádu na $(p_0 + \Delta p)$.

Pak v ustáleném stavu musí platit

$$\Delta f = f - f_0 = \kappa \cdot (0,5 + u) \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)} - f_0,$$

neboli pro docílení nového ustáleného stavu musí být

$$u_u = ((f_0 + \Delta f) / \kappa - 0,5 \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)}) / \sqrt{(p_0 + \Delta p)}.$$

Tomuto odpovídá ustálená změna natočení klapky (pro zvolený příklad) na

$$\psi_u = 0,5549 \cdot u_u - 0,4183 \cdot u_u^2 + 4,5233 \cdot u_u^3 + 15,6267 \cdot u_u^4$$

Neustálené průtokové stavy

Úkolem regulace ventilu necht' je zabezpečení požadovaného průtoku $f(t)$ kapaliny ventilem při kolísání tlakového spádu $p(t) = p_0 + \Delta p$.

Proměnný průtok kapaliny je dynamickým problémem, i když uvažujeme nestlačitelnou kapalinu. Sloupec kapaliny před a za ventilem je urychlován resp. zpomalován (při zpomalování může dojít i ke

kavitačním jevům). Vlivem proměnné rychlosti proudění se mění i třecí ztráty v potrubí. Průtoková charakteristika ventilu je ovlivněna okamžitými změnami proudění kolem klapky, atd. Tato problematika se vymyká rozsahu této publikace.

V dalším proto pouze velmi přibližně předpokládáme, že průtok $f(t)$ se zpožďuje za změnou natáčení klapky $\psi(t)$, což vyjadřujeme jako

$$(df/dt) = (1/\tau) \cdot (-f + \kappa \cdot \rho (\Psi_0 + \psi) \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)}).$$

Časovou konstantu τ (s) volíme „ad hoc“ (Poznámka: pro $\tau = 0$ by bylo zpoždění nulové, reakce je okamžitá.).

V daném příkladu je tedy

$$(df/dt) = (1/\tau) \cdot (-f + \kappa \cdot (0,5 + u(\psi)) \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)}),$$

neboli s dosazením závislosti $u(\psi)$

$$(df/dt) = (1/\tau) \cdot (-f + \kappa \cdot (0,5 + 1,5819 \cdot \psi + 0,4151 \cdot \psi^2 - 6,0794 \cdot \psi^3 - 20,3819 \cdot \psi^4) \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)})$$

Možné způsoby regulace průtoku

Natáčením klapky ventilu $\psi(t)$ máme regulovat časově proměnný průtok kapaliny na velikost $f = (f_0 + \Delta f(t))$ kolem základní hodnoty $f_0 = \kappa \cdot 0,5 \cdot \sqrt{p_0}$ při změně tlakového spádu z p_0 na $(p_0 + \Delta p(t))$. Změna průtoku $\Delta f(t)$ je procesem požadovaným, tlakový spád $(p_0 + \Delta p(t))$ je měřen.

Natáčení klapky o úhel ψ (rad) je dynamický pochod, který aproximujeme jako

$$J \cdot (d^2\psi/dt^2) + b \cdot (d\psi/dt) = M,$$

kde J (kg.m²) je moment setrvačnosti mechanické soustavy klapky a jejího ovládání, b (N.m.s) moment viskózního odporu proti natáčení klapky, M (Nm) je regulační moment, při redukci všech těchto parametrů na hřídel klapky. Jak bylo řečeno, přibližně předpokládáme, že statické hydrodynamické účinky proudící kapaliny na klapku jsou nulové. Tuto rovnici dále přepíšeme na tvar

$$(d^2\psi/dt^2) + b \cdot (d\psi/dt) = M,$$

kde $M(t) = M(t)/J$ je regulovaným pochodem.

Volba způsobu regulace závisí na možnostech měření vstupních signálů. Obecně je možno použít přímovazební i zpětnovazební řízení. U přímovazebního řízení je zapotřebí měřit změnu tlakového spádu Δp (N/m²), u zpětnovazebního řízení ještě dále průtok kapaliny f (m³/s). Oba způsoby je možno zkombinovat.

Přímovazební proporcionální regulace

Uvažujme ventil s výše uvedenou průtokovou charakteristikou.

Novým podmínkám odpovídá v ustáleném stavu velikost řídicí veličiny u_u ,

$$u_u = ((f_0 + \Delta f)/\kappa - 0,5 \cdot \sqrt{(p_0 + \Delta p)})/\sqrt{(p_0 + \Delta p)},$$

a tedy v dané příkladu natočení klapky

$$\psi_u = 0,5549 \cdot u_u - 0,4183 \cdot u_u^2 + 4,5233 \cdot u_u^3 + 15,6267 \cdot u_u^4.$$

Regulovaný „moment“ M budeme uvažovat jako lineárně závislý na rozdílu skutečné polohy klapky ventilu ψ a hodnoty požadované ψ_u , takže

$$(d^2\psi/dt^2) + b \cdot (d\psi/dt) = K \cdot (\psi - \psi_u),$$

kde K je regulační konstanta (Nm/rad), kterou je nutno určit.

Výsledek regulace zřejmě silně závisí na výstižnosti funkcí $u(\psi)$ a $\psi(u)$.

Zpětnovazební proporcionální regulace

U jednoduché zpětnovazební regulace uvažujeme moment M natáčení klapky jako úměrný poměrnému rozdílu požadovaného průtoku a skutečného průtoku

$$(d^2\psi/dt^2) + b \cdot (d\psi/dt) = \mathbf{M}$$

$$= K_z \cdot ((f_0 + \Delta f - f)/(f_0 + \Delta f)) \cdot (\sqrt{p_0} \sqrt{p_0 + \Delta p}) \cdot ((\partial u/\partial \psi)_0 / (\partial u/\partial \psi))$$

Konstantu K_z je nutno určit při tlakovém spádu p_0 a v blízkosti základního stavu $\psi \rightarrow 0$, kde je známo $(\partial u/\partial \psi)_0$.

Má-li být rychlost regulace konstantní, je nutno ji korigovat v závislosti na okamžitém tlakovém spádu a okamžité směrnicí $(\partial u/\partial \psi)$ funkce $u(\psi)$, jak je v rovnici přibližně vystiženo.

Se zvětšujícím se tlakovým spádem $p = (p_0 + \Delta p)$ je nutný její pokles.

Se zvětšujícím se $(\partial u/\partial \psi)$ je rovněž nutný její pokles. V daném příkladu je

$$(\partial u/\partial \psi) = 1,5819 + 0,8302 \cdot \psi - 18,2382 \cdot \psi^2 - 81,5276 \cdot \psi^3,$$

$$(\partial u/\partial \psi)_0 = 1,5819.$$

Regulace se „dvěma stupni volnosti“ je součtem obou předchozích, ovšem s jinými konstantami.

Model řízení v MATLABu

Vlastnosti těchto regulací je možno prozkoumat na modelu v MATLAB, jehož základní parametry

$$f_0 = 0.15 \text{ m}^3/\text{s}; p_0 = 300000 \text{ N/m}^2; \kappa = f_0 / (0.5 \cdot \sqrt{p_0}) = 5.477e-4$$

byly určeny s ohledem na příklad mísení kapalin výše počítaný.

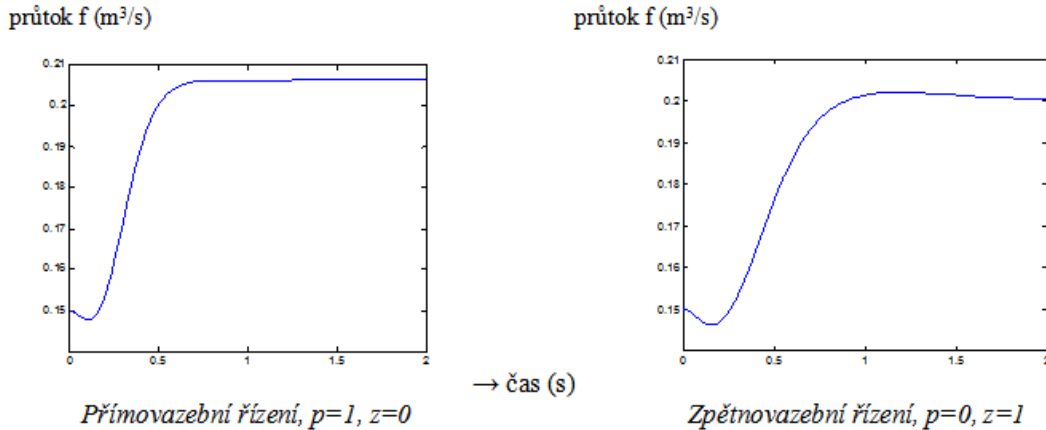
```
% klapkový ventil dle textu
% regulace natočení klapky ventilu při změně tlakového spádu pd pro
% docílení
% požadované změny průtoku fd
% nominální hodnota průtoku f0=0.15 m3/s
% nominální hodnota spádu p0=3e5 N/m2
% p=1, z=0 primovazební řízení, z=1, p=0 zpětnovazební řízení
% kap ... průtoková konstanta ventilu κ=5.477e-4
% K ... konstanta primovazebního řízení
% Kz ... konstanta zpětnovazebního řízení
% y(1) ... psi uhel otevření ventilu vzhledem ke Ψ0
% y(2) ... dpsi/dt
% y(3) ... f průtok

function dydt = ventb(t,y)
f0=0.15;
kap=0.0005477;
b=10;
tau=0.1;
p0=300000;
pd=-50000*(1-exp(-10*t));
om=3;
fd= 0.05*(1-exp(-10*t));
if y(1)>0.24434
    q=0;
else
    q=1;
end;
if y(1)<-0.17453
    r=0;
else
    r=1;
end;
p=0;
z=1;
u=(f0+fd)/(kap*(p0+pd)^.5) -0.5;
K=-100;
Kz0=12;
dydt= [q*r*y(2);
-b*y(2)+p*K*(y(1)-0.5549*u+0.4183*u^2-4.5233*u^3-5.6267*u^4)+z*Kz*
*(f0+fd-y(3))*p0^.5*1.5819/((f0+fd)*(p0+pd)^.5*(1.5819+0.8302*y(1)-
-18.2382*y(1)^2-81.5276*y(1)^3));
(1/tau)*(-y(3)+kap*(0.5+1.5819*y(1)+0.4151*y(1)^2-6.0794*y(1)^3-
-20.3819*y(1)^4)*(p0+pd)^.5);]
```

(Poznámka: model obsahuje omezení natočení klapky psi v rozsahu platnosti aproximačních funkcí.)

Příklady:

V čase $t = 0$ se tlakový spád změní o $p_d = -50000 \cdot (1 - \exp(-10 \cdot t)) \equiv \Delta p$ a současně se změní požadovaný průtok o $f_d = 0.05 \cdot (1 - \exp(-10 \cdot t)) \equiv \Delta f$; úlohou je stanovení řídicího momentu $M(t)$ (nekresleno), natočení klapky $\psi(t)$ (nekresleno) a skutečného průběhu průtoku $f(t)$ při použití diskutovaného přímovazebního a zpětnovazebního řízení.



Je vcelku pochopitelné, že přímovazební regulace reaguje rychleji, avšak méně přesně, než regulace zpětnovazební.

P7.6 ZPŘESNĚNÉ UVAŽOVÁNÍ STACIONÁRNÍHO PRŮTOKU Klapkovým ventilem

Průtoková charakteristika klapkového ventilu je v realitě složitější, než bylo výše diskutováno. Průtoková charakteristika závisí na charakteru proudění ve ventilu, neboli na rozdělení rychlostí a turbulencích v oblasti klapky, a tedy obecně jak na otevření klapky Ψ tak i na tlakovém spádu p .

Pokud je nutno uvažovat, že tlakový spád se může značně měnit, je nutno stanovit charakteristiku konkrétního ventilu přímo jako jeho průtok f (m³/s) v závislosti na natočení klapky Ψ (rad) a na tlakovém spádu p (Pa),

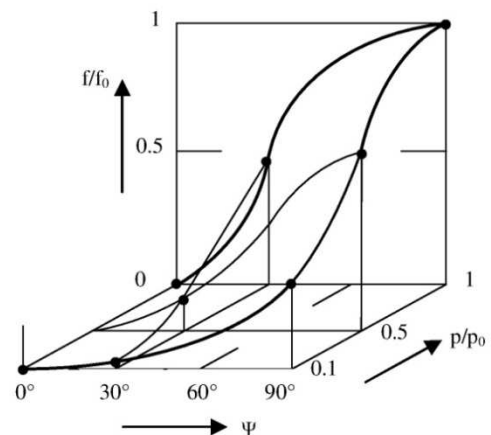
$$f \equiv f(p, \Psi).$$

Tuto charakteristiku je možno znázornit pomocí 3-D diagramu, jak je schematicky znázorněno na obr. P7.7.

(**Pozor:** Ukázaný diagram slouží pouze k základnímu vysvětlení problematiky, není použitelný ke skutečným výpočtům!). Pro potřeby regulace ventilu je nutno ji vyjádřit číselnou mapou a uvažovat ji buď diskrétně vždy v určité oblasti (p, Ψ), nebo vhodně interpolovat. Obdobné platí pro její parciální derivace v daném bodu mapy

$$\left(\frac{\partial f}{\partial \Psi}\right)_{p_i, \Psi_j}, \left(\frac{\partial f}{\partial p}\right)_{p_i, \Psi_j}.$$

Tento problém zde již sledován není.



Obr. P7.7 Příklad 3D průtokové charakteristiky klapkového ventilu

P7.7 MĚŘÍCÍ METODY A SENZORY

Řízení diskutovaného pochodu mísení dvou kapalin obecně vyžaduje tři základní typy měření:

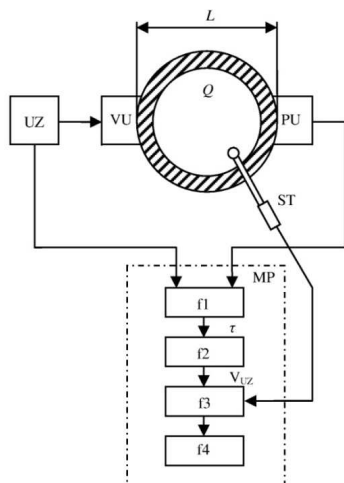
- měření molární koncentrace určité látky v kapalině,
- měření průtoku potrubím průtokoměrem,
- měření hydrostatického tlaku (v nádobách) tlakoměrem.

K provedení každého tohoto měření existuje řada metod (viz např. Wikipedie). Zde se u každého z nich zmíníme pouze o metodě jedné, při čemž jedním hlediskem při výběru byla její případná použitelnost v kontinuální výrobní lince.

P7.8 ULTRAZVUKOVÉ MĚŘENÍ MOLÁRNÍ KONCENTRACE ROZPUSTNÉ LÁTKY V ZÁKLADNÍ KAPALINĚ

Volba metody pro stanovení molární koncentrace látky v základní kapalině závisí do značné míry na vlastnostech výsledné kapaliny, tj. její hustotě, vodivosti tepelné, elektrické či magnetické, atp., a dále na podmínkách měření, tj. na tlaku, měření ve stacionární nádobě nebo při proudění, atp.

Poměrně univerzální metodou u proudících kapalin je metoda ultrazvuková, která může současně sloužit ke stanovení koncentrace i hustoty kapaliny.



Obr. P7.8 Princip ultrazvukového měření koncentrace: UZ – generátor ultrazvukových pulzů,

Legenda: VU - vysílač pulzů, PU – přijímač pulzů, ST – teplotní čidlo, MP – měřící převodník: 11 – obvod pro měření doby průchodu pulzů τ , 12 – obvod pro stanovení rychlosti šíření pulzů $w=L/\tau$, 13 – obvod pro vyhodnocení koncentrace s uvažováním teplotní závislosti, 14 – výstupní obvod

Při průmyslovém využití se jako „ultrazvuk“ v kapalině rozumí podélné vlnění s frekvencemi mezi cca 50 až 200 kHz.

Rychlost šíření ultrazvuku w (m/s) kapalinou v podstatě nezávisí na jeho frekvenci. Je závislá hlavně na složení kapaliny, na tlaku a výrazně na teplotě T , u čistých kapalin přímo úměrně

$$w = w_0 + \vartheta \cdot (T - T_0),$$

kde w_0 je stanoveno při T_0 .

U roztoků tato závislost může být složitější a je nutno ji pro každý specifický případ stanovit experimentálně. Předpokládáme-li konstantní tlak kapaliny, výsledkem experimentu musí být třírozměrná mapa $f(c, T, w)$ vztahu koncentrace c , teploty T a rychlosti ultrazvuku w , typická pro měřenou kapalinu.

(Poznámka: destilovaná voda 0°C – $w = 1402$ m/s, 100°C – 1802 m/s; etanol 25°C – 1207 m/s; atd.)

Měřením doby průchodu τ (s) ultrazvukového pulzu kapalinou při známé délce dráhy L (m) je možno rychlost šíření w ultrazvuku jednoduše stanovit, $w = L/\tau$. Při znalosti teploty kapaliny je možno tuto rychlost porovnat s experimentálně zjištěnou mapou $f(c, T, w)$ a z ní určit okamžitou koncentraci c .

Nejedná se tedy o měření absolutní, ale o měření porovnávací (obr. P7.8).

Metoda je použitelná hlavně pro proudící kapaliny, což do jisté míry zaručuje její relativní homogenitu kapaliny v každém okamžiku měření.

Kapalina nesmí obsahovat nečistoty, které silně absorbují ultrazvukové vlny. Uvolňování bublin může měření zcela znemožnit.

Výstup z výstupního obvodu může být analogový i digitální.

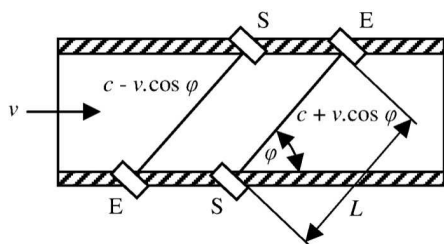
P7.9 ULTRAZVUKOVÉ MĚŘENÍ PRŮTOKU KAPALINY POTRUBÍM

Průtok kapaliny f (m³/s) potrubím o průřezové ploše A (m²) je obecně dán jako

$$f = \kappa \cdot A \cdot v,$$

kde v (m/s) je rychlost proudění kapaliny a κ (1) je konstanta, závislejší na způsobu měření rychlosti a na rychlostním profilu proudění (< 1 , obecně závislá na průměru, vlnitosti stěn, viskozitě kapaliny, atd.). Pro potrubí relativně větších průměrů je $\kappa \rightarrow 1$

Měření rychlosti proudění v je možno provést (podle obr. P7.9) měřením doby průběhu ultrazvukových impulzů od vysílače S k přijímači E jednou proti směru toku kapaliny, jednou po směru toku kapaliny. Rychlost zvuku v dané kapalině nechť je $c \equiv w$ (m/s). Při signálu proti toku kapaliny je čas průběhu $S \rightarrow E$ impulzu



Obr. P7.9 Schéma ultrazvukového měření rychlosti proudění kapaliny [3]

$$t_1 = L/(c - v \cdot \cos \varphi),$$

při signálu po toku je

$$t_2 = L/(c + v \cdot \cos \varphi).$$

Pak

$$(1/t_2) - (1/t_1) = 2 \cdot v \cdot \cos \varphi / L,$$

neboli

$$v = (L/2) \cdot L \cdot ((1/t_2) - (1/t_1)) / \cos \varphi.$$

Na druhu kapaliny nezáleží. Podmínkou je, že nesmí obsahovat větší tuhé nečistoty, resp. nečistoty silně pohlcující ultrazvuk.

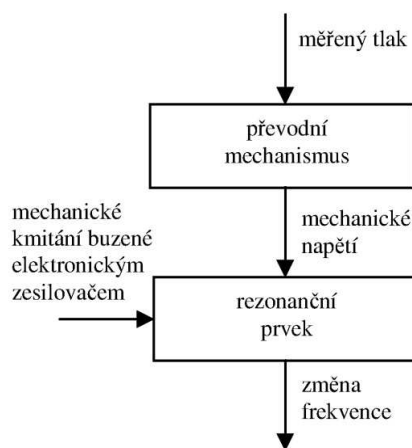
Výstupem je digitální signál, který je vhodný k dalšímu zpracování v mikropočítačích (bez A/D převodníku).

P7.10 MĚŘENÍ TLAKU PROSTŘEDÍ REZONANČNÍMI SENZORY

Použití rezonančních senzorů pro měření tlaku by bylo pravděpodobně pro diskutovaný účel zbytečné pro jejich cenu. Nicméně jejich princip je z mechanického hlediska zajímavý, a proto je stručně popíšeme.

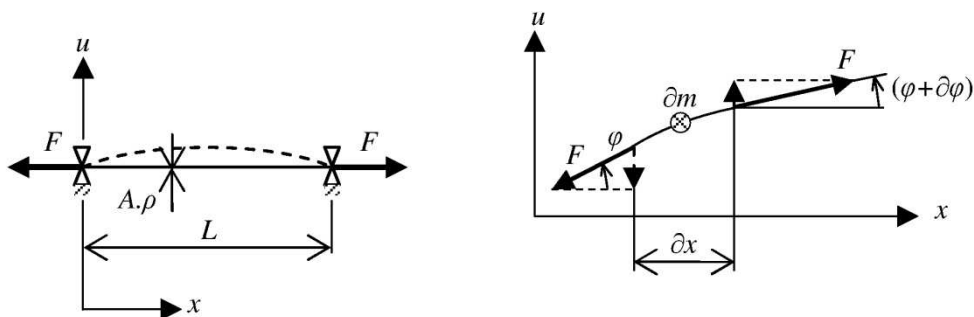
Rezonanční snímače tlaku využívají závislost změny rezonanční frekvence mechanického kmitání rezonančního prvku na změně jeho mechanického namáhání, způsobeného měřeným tlakem na sensor prostřednictvím vhodného převodního mechanismu. Rezonanční prvek je buzen ke kmitání tak, aby jeho výkmity byly maximální, tj. aby nastalo rezonanční kmitání. Stanovením okamžité rezonanční frekvence buzení se nepřímou stanoví i tlak na převodní mechanismus.

První rezonanční senzory („strunové rezonanční senzory“) používaly jako rezonanční prvek příčně kmitající strunu, zatíženou osovým tahem, vyvozeným jednak základním předpětím, jednak působením vnějšího tlaku. Jejich princip stručně popíšeme, protože je shodný s většinou jiných rezonančních senzorů.



Obr. P7.10 Obecné schéma měření tlaku rezonančním senzorem

Základní teorie příčně kmitající struny je ukázána v obr. P7.11. Vyplývá z ní známá skutečnost, že vlastní frekvence f_n (Hz) kmitání struny v modech $n = 1, 2, \dots$ jsou úměrné odmocnině z tahové sály F (N) (viz ladění strunových nástrojů).



Obr. P7.11 Základní teorie příčného kmitání struny (předpoklady: ohybově zcela pružná struna, podepřená z obou stran, malé výchylky u)

Legenda: x (m) – délka, $\partial m = A \cdot \rho \cdot \partial x$ – hmotnost elementu (A (m²) průřez struny, ρ (kg/m³) hustota), L (m) – délka mezi podporami, F (N) – osová síla, u (m) – příčný výkmit elementu struny

Pro strunu potom platí pohybová rovnice

$$\begin{aligned} \partial m &= (\partial^2 u / \partial t^2) = F \cdot (\varphi + \partial \varphi) - F \cdot \partial \varphi \\ &= F \cdot \partial \varphi \end{aligned}$$

$$u = f(x) \Rightarrow \partial u / \partial x = \text{tg } \varphi \approx \varphi \rightarrow \partial^2 u / \partial x^2 = \partial \varphi / \partial x \rightarrow \partial \varphi = (\partial^2 u / \partial x^2) \cdot \partial x$$

neboli

$$A \cdot \rho \cdot \partial x \cdot (\partial^2 u / \partial t^2) = F \cdot (\partial^2 u / \partial x^2) \cdot \partial x$$

Základní pohybová rovnice:

$$(\partial^2 u / \partial t^2) = (F \cdot A \cdot \rho) \cdot (\partial^2 u / \partial x^2) \quad (\text{a})$$

Řešení:

$$u(x, t) = \sum_{n=1}^{\infty} E_n \cdot \sin(n \cdot k \cdot x) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t)$$

$$\text{pro } x=L \rightarrow u(x, t)=0 \rightarrow \sin(n \cdot k \cdot L)=0 \rightarrow k \cdot L = n\pi \rightarrow k = n\pi / L$$

$$u(x, t) = \sum_{n=1}^{\infty} E_n \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x / L) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t)$$

Dosazením od (a) vlastní frekvence struny:

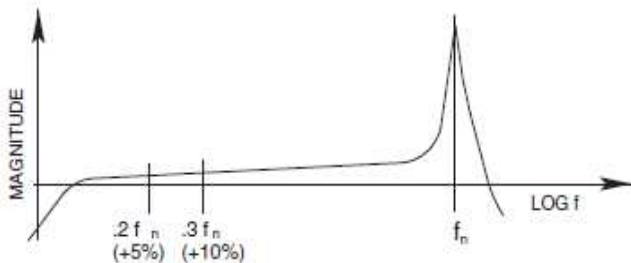
$$-n^2 \cdot \omega^2 = -(F / A \cdot \rho) \cdot n^2 \cdot (\pi / L)^2 \rightarrow$$

$$\omega_n = (n \cdot \pi / L) \cdot \sqrt{(F / A \cdot \rho)} \dots (\text{rad/s}) \rightarrow f_n = (n / 2) \cdot (1 / L) \cdot \sqrt{(F / A \cdot \rho)} \dots (\text{Hz})$$

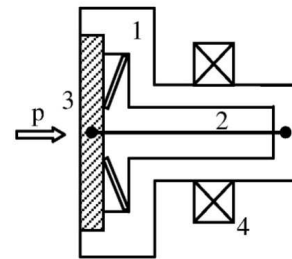
V senzoru se struna z feromagnetického materiálu vybujuje k příčnému kmitání působením elektromagnetického pole s frekvencí f (Hz). Struna je umístěna v prostoru s velkým podtlakem, takže její tlumení je velmi malé.

Nastane-li shoda budicí frekvence f s vlastní frekvencí kmitání struny f_n v některém modu, vznikne rezonanční kmitání s velkými amplitudami. Toto kmitání je zvláště výrazné v první rezonanci, kdy budicí frekvence $f = f_{n=1}$, a kolem této frekvence se také buzení provádí.

Rezonanční frekvence závisí na tahu (osové síle F) ve struně. Změní-li se síla F , změní se rezonanční frekvence f_n , a při původní nezměněné frekvenci buzení f se amplitudy kmitání struny zmenší velmi výrazně (obr. P7.12).



Obr. P7.12 Příklad měřených amplitud struny při buzení s frekvencí f vzhledem k vlastní frekvenci struny f_n („Magnitude“ – velikost)



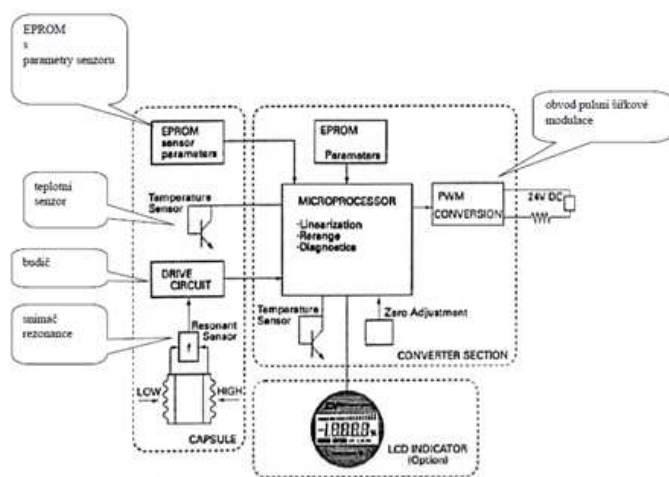
Obr. P7.13 Jedno schéma rezonančního strunového senzoru, kde měřený tlak p snižuje tah ve struně

Legenda: 1 – těleso, 2 – struna, 3 – membrána, předpnutá pružinou, 4 – budicí a snímací modul

V senzoru je osová síla F (síla tahu) ve struně vyvozena jednak základním předpětím F_0 struny, jednak převodem síly měřeného tlaku p (Pa) na strunu, nejčastěji pomocí membrány resp. membrán (křemíkových atp.).

Závislost $p(f_{n=1})$ mezi velikostí měřeného tlaku p a mezi rezonanční frekvencí $f_{n=1}$ senzoru musí být určena experimentálně.

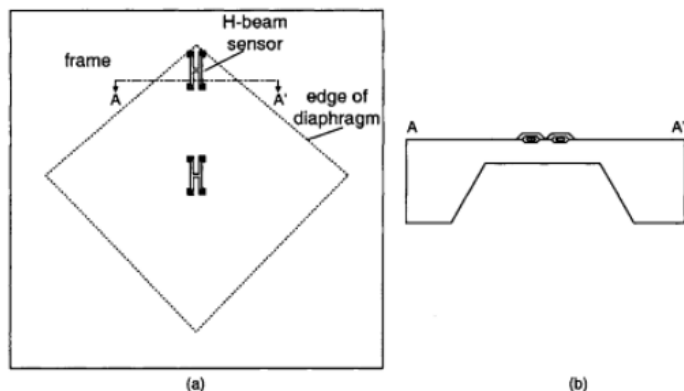
Mechanických provedení strunového senzoru byla celá řada. Princip je vždy stejný.



Obr. P7.14 Ukázka elektronického obvodu s rezonančním senzorem tlaku

ploty musí být kompenzován samostatně. Výstupem je binární signál, který je vhodný k dalšímu zpracování v mikropočítačích (bez A/D převodníku).

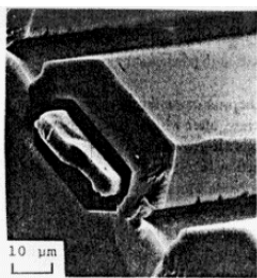
Zařízení pro měření tlaku s rezonančními senzory jsou komerčně dodávaným zbožím (příklad elektrického obvodu je na obr. P7.14).



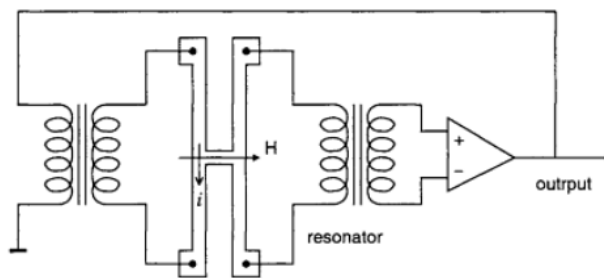
Obr. P7.15 Schéma struktury senzoru DPharp: (a) pohled shora, (b) řez A-A [7]

Legenda: „frame“ – rám, „H-beam sensor“ - nosiček tvaru H, „edge of diaphragm“ – hrana membrány

rezonanční frekvence, vzhledem k jejich umístění na membráně v opačném smyslu.



Obr. P7.16 Řez membránou přes jedno vibrační tělíčko [7]



Obr. P7.17 Schéma elektrického zapojení H-tělíska pro buzení jeho vibrační a snímání vibračních pohybů

H-tělíska jsou vytvořena ze silikonového materiálu a jsou uzavřeny v dutinách s vysokým vakuem, krytých silikonovými víčky (obr. P7.16). Jejich délka je 0,5 mm a jejich tloušťka 0,005 mm.

Buzení struny je prováděno elektromagneticky zpětnovazebně řízeným oscilátorem, který mění svou frekvenci tak, aby udržoval vibrace struny vždy v rezonanci (v maximu amplitud). Velikost amplitud vibrací struny je při tom určována snímacím obvodem, který může pracovat např. na indukčním principu.

Vyhodnocovací obvod stanoví takto nalezenou rezonanční frekvenci počítáním cyklů během zvoleného časového „okna“ (čímž se snižuje i vliv přístrojového šumu).

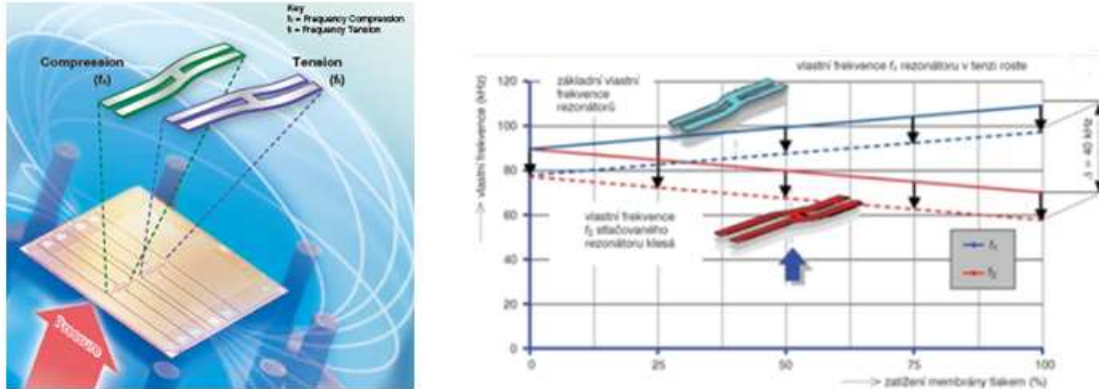
Měřený tlak p se určí porovnáním zjištěné rezonanční frekvence struny se známou závislostí $p(f_{n-1})$. Vliv te-

Současné rezonanční snímače tlaku jsou MEMS.

Jako příklad je v literatuře často citován senzor DPharp fy Yokogawa Electric Company. Tento senzor používá dvě vibrační tělíska tvaru H, jejichž „nohy“ jsou vázány s membránou (obr. P7.15). Na membránu působí z jedné strany měřený tlak prostředí, tělíska jsou umístěna na straně druhé. Jedno je umístěno v centru membrány, druhé při jejím okraji. Při deformaci membrány měřeným tlakem se deformují i tato tělíska a tím se mění jejich re-

Buzena jsou individuálně do rezonančního stavu elektromagneticky (obr. P7.17).

Působí-li na membránu tlak kapaliny, membrána se prohýbá. Membrána je sevřena mezi částí skříně (je po obvodu vetknutá). Podle popisu vzniká v H-nosníku, umístěném ve středové části membrány (obr. P7.15) působením tlaku kapaliny namáhání tahové. V H-nosníčku, umístěném v krajové části membrány (obr. P7.15), vzniká namáhání tlakové.



Obr. P7.18 Vlastní frekvence kmitání vibračních H-tělísek v závislosti na poměrném zatížení membrány tlakem při namáhání v tlaku („Compression“) a tahu („Tension“)

Vlastní frekvence f prvního modu kmitání roztahovaného H-tělíska se vzrůstajícím tahem roste, u stlačovaného H-tělíska klesá (obr. P7.18).

Oscilátory, budící vibrace každého H-nosníku, jsou individuálně zpětnovazebně řízeny tak, aby udržovaly vibrace každého H-nosníku v rezonanci. Rozdíl jejich frekvencí je mírou tlaku měřené kapaliny.

P8. AUTOMOBILOVÉ SYSTÉMY ABS/ASC PRO OSOBNÍ AUTOMOBILY (ABS – Anti-lock Brake Systém, ASC – Anti-Skid Control)

P8.1 PROBLEMATIKA

Pohyb automobilu po vozovce je určen velikostí a směrem tečných sil působících mezi vozovkou a okamžitými dotykovými plochami běhounů pneumatik jednotlivých kol s vozovkou. Tyto síly mají obecně adhezivní a třecí charakter, závislý na stavu relativního pohybu elementárních plošek běhounu vůči vozovce. Za normálního stavu, kdy kolo rotuje, se větší část okamžité dotykové plochy běhounu vůči vozovce nepohybuje (i když se smykově deformuje) a pouze velmi malá část se po vozovce tře. Řidič ovlivňuje směr a velikost této síly mezi vozovkou a pneumatikou natočením kola a velikostí hnacího nebo brzdného momentu.

Při extrémním brzdění se může situace změnit. Kolo, vzhledem k rychlosti pohybu vozidla, rotuje pomalu nebo se netočí vůbec („blokuje“) a větší část až celá okamžitá dotyková plocha běhounu s vozovkou se po vozovce tře. Výsledná síla mezi pneumatikou a vozovkou má směr totožný se směrem relativního pohybu kola a vozovky, ať je natočení kola jakékoliv. Pokud k tomu dojde u obou kol jedné nápravy, pohybuje se tato náprava ve směru působící vnější síly, aniž by řidič byl schopen toto řízením kol ovlivnit.

Obdobný případ může nastat, je-li naopak hnací moment na kole příliš velký a kolo se vůči vozovce protáčí.

V obou těchto případech je tedy možnost řidiče vést vozidlo po předepsané dráze omezena. Jedinou možností k obnovení jeho akceschopnosti je snížení brzdného momentu na blokujícím kole při brzdění respektive snížení hnacího momentu na protáčejícím se kole při akceleraci vozidla. K automatizaci tohoto zásahu slouží systémy ABS a ASC.

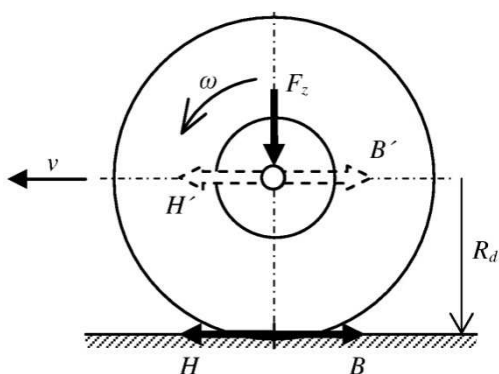
P8.2 VÝVIN SIL NA PNEUMATIKÁCH

Dynamika automobilu při jeho pohybu po vozovce je určena vlastnostmi jeho pneumatik.

V tomto oddíle budeme výhradně hovořit o vlastnostech pneumatik v **ustáleném stavu**, tj. při konstantních rychlostech a konstantním radiálním zatížení po dobu dostatečně dlouhou.

Obecně pod pojmem “součinitel adheze“ $\mu = (A/F_z)$ pneumatiky na dané vozovce rozumíme poměr síly v rovině vozovky A (N) k síle zátěžné F_z (N), kolmé k povrchu vozovky, v okamžiku počátku prokluzu stojící, nevalící se pneumatiky. V limitních případech hovoříme o součiniteli adheze v podélném směru μ_x (pneu počne klouzat ve směru své podélné osy) při působení podélné síly v ose kola (brzdné B (N) nebo hnací H (N)), a v příčném směru μ_y (pneu počne klouzat ve směru své příčné osy) při působení příčné síly v ose kola (boční S (N)).

Součinitelé adheze mají pouze omezenou důležitost. Významné jsou poměrné síly (H/F_z) resp. (B/F_z) v podélném směru a (S/F_z) v příčném směru, vznikající při valení pneumatiky. Součinitelé adheze tvoří jejich limitní hodnotu.



Obr. P8.1 Schéma sil na kolo v podélné rovině

Pro dopřednou dynamiku vozidla rozhodující roli hraje podélná síla mezi pneumatikou a

vozovkou, brzdná B nebo hnací H (liší se svým znaménkem).

Valí-li se pneumatika, zatížená radiální silou F_z (N) po vozovce tak, že střed kola se pohybuje dopředně rychlostí v (m/s), pak proti jejímu pohybu působí určitý moment, odpor valení (který dále neuvažujeme), a její střed je ve výšce tzv. dynamického poloměru valení R_d nad vozovkou (obr. P8.1). Pneumatika s kolem nepřenáší využitelnou podélnou sílu a rotuje úhlovou rychlostí $\omega_0 = v/R_d$.

Zapůsobí-li na ni brzdny moment, vznikne v rovině vozovky síla $B < 0$ (N) a kolo se při stálé rychlosti v začne otáčet pomaleji, $\omega < \omega_0$.

Toto je bezrozměrně vyjádřeno pomocí brzdného skluzu λ_B (1),

$$\lambda_B = (R_d \cdot \omega - v)/v.$$

Pokud je brzdny moment nulový a pneumatika se pouze odvaluje, je $\omega = \omega_0$ a $\lambda_B = 0$. Pokud je kolo „zablokováno“, netočí se ale $v > 0$, je $\omega = 0$ a $\lambda_B = -1$.

Obdobně působí-li na pneumatiku hnací moment, vznikne v rovině vozovky hnací síla $H > 0$ (N) a kolo se při konstantní rychlosti v začne otáčet rychleji, $\omega > \omega_0$. Hnací skluz λ_H (1) je vyjádřen jako

$$\lambda_H = (R_d \cdot \omega - v)/R_d \cdot \omega.$$

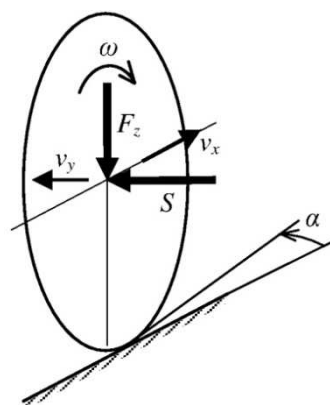
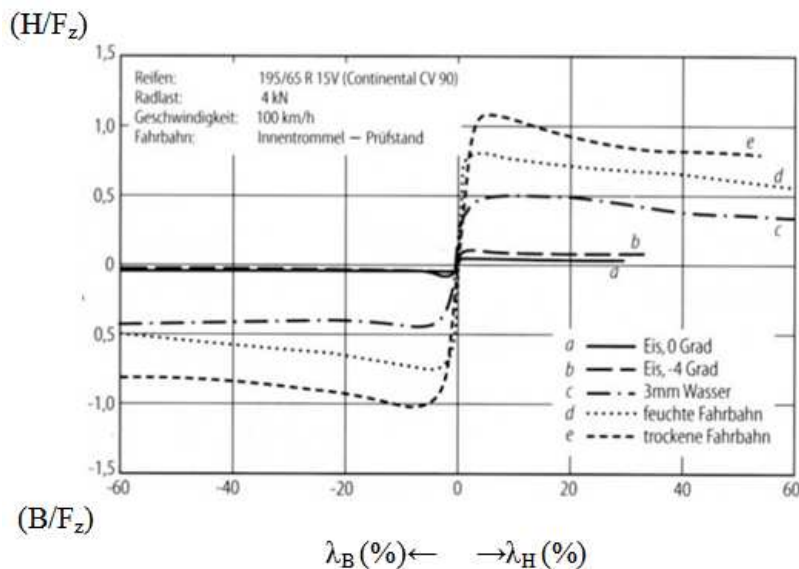
Pokud se kolo protáčí a vozidlo stojí, $v = 0$, je $\lambda_H = 1$.

Závislosti mezi poměrnou brzdnou silou (B/F_z) a brzdny skluzem λ_B a poměrnou hnací silou (H/F_z) a hnací skluzem λ_H závisí na konstrukci pneumatiky a materiálu jejího běhounu, zatížení pneumatiky F_z a celé řadě provozních podmínek, zvláště povrchu vozovky z hlediska materiálu, znečištění, vlhkosti, atd.

Typické závislosti pro určitý typ pneumatiky jsou ukázány na obr. P8.2 při uvedených podmínkách měření. Skluzy jsou zde vyjádřeny v % a brzdny resp. hnací síla poměrově jako (B/F_z) resp. (H/F_z) . Závislosti (B/F_z) resp. (H/F_z) mají typický charakter, nacházený při všech obdobných měřeních.

Je patrné, že obě charakteristiky, $((B/F_z), \lambda_B)$ a $((H/F_z), \lambda_H)$, mají velmi podobný průběh (i když nejsou zrcadlově souměrné!).

$|B/F_z|$ dosahuje svého absolutního vrcholu na většině vozovek při brzděném skluzu ležícím mezi $\lambda_{Bmax} = -0.05$ až -0.15 a při dalším zvětšování skluzu obecně klesá. Tento pokles je tím větší, čím jsou adhezní podmínky páru pneumatika/vozovka lepší. Výjimkou jsou zasněžené a zledovatělé vozovky, kdy nastává maximum (B/F_z) při absolutně velmi nízkém brzděném skluzu ($\lambda_{Bmax} = -0.03$ až -0.05), a při jeho dalším zvýšení se prakticky nemění.



Obr. P8.2 Příklad skluzových charakteristik pneumatiky

Legenda: „Reifen“ – pneumatika, „Radlast“ – zatížení kola F_z , „Geschwindigkeit“ – rychlost, „Fahrbahn“ – jízdní dráha, „Innentrommel-Prüfstand“ – vnitřní bublen – zkušební stav, „Eis“ – led, „Wasser“ – voda, „feuchte Fahrbahn“ – vlhká vozovka, „trockene Fahrbahn“ – suchá vozovka

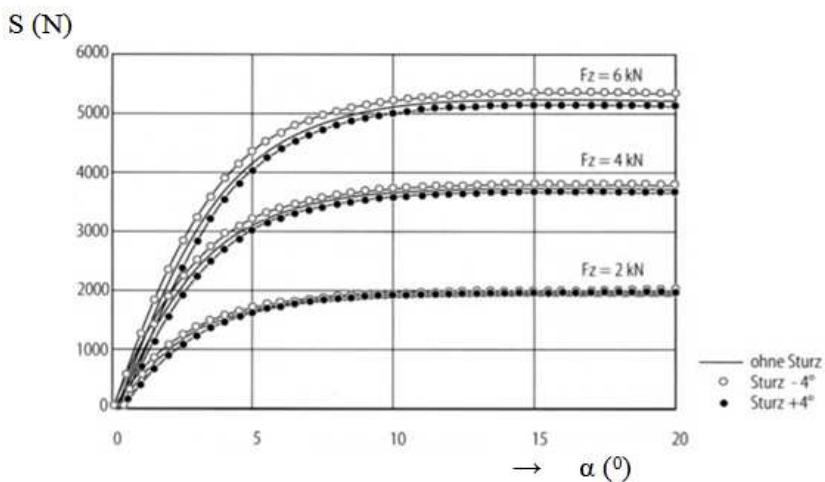
Obr. P8.3 Schéma působení boční síly S na vznik úhlu směrové úchylky α

Pokud má být dosaženo největšího brzděného účinku, měl by brzděný skluz odpovídat λ_{Bmax} , kdy $|B/F_z|$ je pro danou situaci největší.

Obdobné platí i pro hnací sílu, resp. pro závislost $((H/F_z), \lambda_H)$.

Pro příčnou dynamiku vozidla hraje rozhodující úlohu boční síla S mezi pneumatikou a vozovkou.

Působí-li na valící se kolo s pneumatikou, radiálně zatíženou silou F_z (N), boční síla S (N) z vozidla, odvaluje se pneumatika ve směru této síly pod tzv. úhlem směrové úchylky α (rad, resp. °) oproti dráze určené její podélnou osou (obr. P8.3). Je-li podélná rychlost středu kola v_x (m/s) a jeho příčná rychlost v_y (m/s), je $\alpha = \arctg(v_y/v_x)$ (Poznámka: při konstantním úhlu odklonu kola). Mezi silou z vozovky S (N) a úhlem směrové úchylky α je typická silně nelineární závislost, která je pro případ určité pneumatiky znázorněna na obr. P8.4.



Obr. P8.4 Ukázka závislosti úhlu směrové úchylky α na velikosti boční síly S , zatížení kola F_z a úhlu odklonu - pneumatika 195/65 - 16, suchá vozovka

Legenda: „Sturz“ – úhel odklonu kola

Pro příčně nezátíženou pneumatiku $S = 0$ je (ideálně) $\alpha = 0$. Maximální poměrné boční síly $(S/F_z)_{\max}$ se pro dnes běžné pneumatiky pro osobní automobily v běžných provozních podmínkách dosahuje při $\alpha \approx 12$ až 15° . Boční síla po překročení mezního úhlu směrové úchylky klesá.

Závislost (S, α, F_z) je ovlivněna konstrukcí pneumatiky, odklonem kola, zásadně povrchem vozovky (adhezí), atd.

Při běžných, nekritických, jízdních stavech by mělo být přibližně $|\alpha| < 5^\circ$, kdy je závislost mezi boční silou S a úhlem směrové úchylky při dané F_z přibližně lineární.

Při jízdě vozidla jsou naprosto běžné případy, kdy vozidlo jede zatáčkou (na pneumatiky působí boční síly) a brzdí (na pneumatiky působí boční síly).

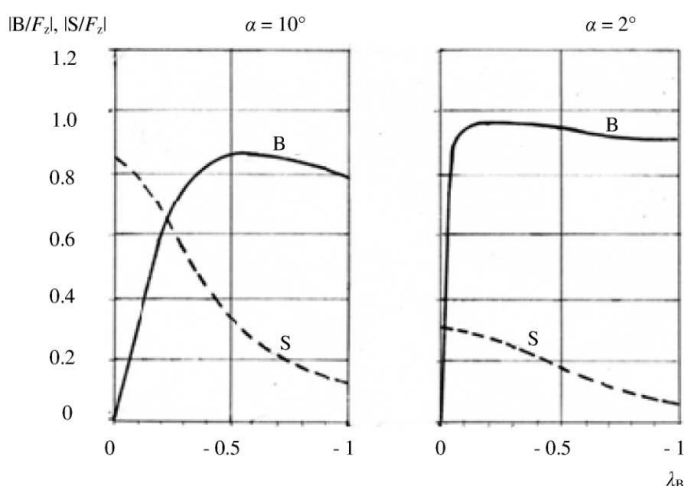
Působí-li na valící se pneumatiku současně brzdná B nebo hnací síla H z vozovky a současně boční síla S z vozidla, jsou poměry ještě komplikovanější.

Zcela obecně může být řečeno (obr. P8.5), že působí-li současně na pneumatiku brzdná síla B a boční síla S :

- optimální brzdné skluzy $\lambda_{B\max}$, při nichž je dosaženo největší brzdné síly, rostou se zvětšující se boční silou (se zvětšujícím se α),
- boční síly se již při brzdných skluzích $|\lambda_B| > 0.2$ počínají pro všechna α radikálně snižovat.

Je možno tedy říci:

- pokud automobil brzdí v přibližně přímé dráze, takže boční síly na pneumatikách jsou poměrně malé, měl by pro zkrácení brzdné dráhy brzdný systém pracovat tak, aby měrné skluzy byly blízké $\lambda_{B\max}$; pro jízdu po sněhu a náledí, kde $\lambda_{B\max}$ neexistuje, by měrný skluz λ_B měl mít velikost do -0.1 ;
- pokud automobil brzdí v zatáčce, takže využívá současně i boční síly, nastává určitý rozpor, zda dát přednost brzdné síle a zkrácení brzdné dráhy na úkor udržování směru, tedy pracovat se skluzem $\lambda_{B\max}$, nebo zda upřednostnit schopnost vedení automobilu, tj. udržovat brzdný skluz tak, aby úhel směrové úchylky nepřesahoval $|\alpha| \approx (5^\circ \text{ až } 7^\circ)$ i za cenu snížení dosažitelné brzdné dráhy. Starší systémy ABS se spokojovaly s první variantou. Soudobé systémy ABS volí tuto druhou možnost.



Obr. P8.5 Příklad závislosti poměrné brzdné síly (B/F_z) a poměrné boční síly (S/F_z) na brzdném skluzu λ_B při dvou úhlech směrové úchylky α ; pneumatika 195/65 - 16, suchá vozovka, $F_z = 4000 \text{ N}$

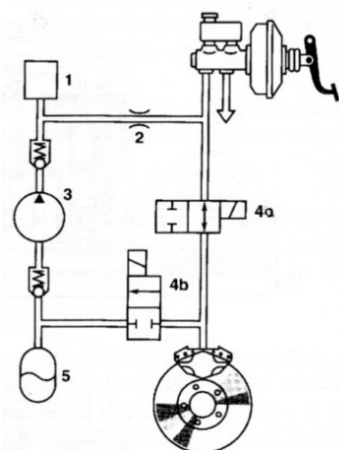
P8.3 ABS – MECHANICKO-HYDRAULICKÁ SOUSTAVA

Při nouzovém brzdění automobilu běžný řidič vytváří v brzdovém okruhu vozidla tlak, který může způsobit zablokování jednoho nebo více kol vozidla ($\lambda_B = -1$) a tím i ztrátu jeho ovladatelnosti. Úkolem systémů ABS je udržení měrných skluzů všech kol takových, aby byl pokud možno umožněn dostatečný přenos bočních sil na kolech při zachování brzdných schopností.

V dalším uvažujeme hydraulický brzdový systém, používaný u současných osobních automobilů.

Prakticky je to v tomto systému provedeno tak, že ABS snižuje tlaky v kolových válečcích jednotlivých brzd oproti tlaku v brzdové soustavě, vyvozenému řidičem. Toto modulování tlaku je řízeno počítačově podle určitého algoritmu. Dále dva základní typy regulace s rozdílnými algoritmy popíšeme.

V dalším budeme hovořit hlavně o jedné kolové skupině. Možností uspořádání ABS pro všechny čtyři kolové skupiny osobního automobilu je mnoho a vymykají se rozsahu této publikace.



Obr. P8.6 Schéma mechanicko-hydraulické soustavy ABS jednoho kola

zít příliš velkému kolísání tlaku v hlavním brzdíči, zpětně se projevujícím na pedálu řidiče.

Typické schéma uspořádání mechanicko-hydraulické části ABS pro jednu kolovou jednotku je na obr. P8.6.

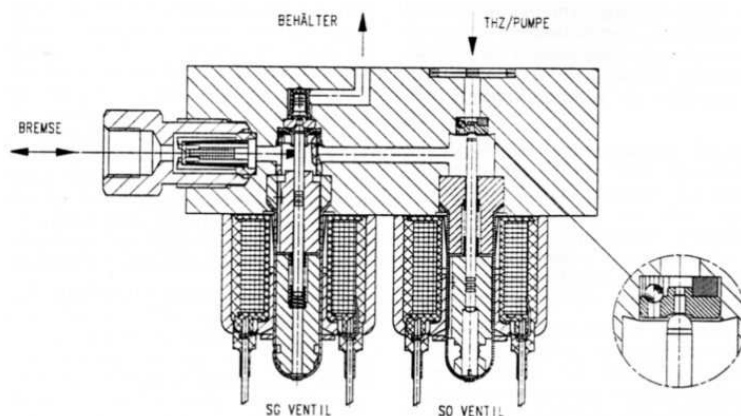
Brzda je ovládána řidičem brzdovým pedálem přes podtlakový posilovač a dvouokruhový hlavní brzdíč. Pokud není protiblokovací zařízení v činnosti, je ventil 2x2 4a otevřen a tlaková kapalina z brzdíče je směrována přímo do ovládacích válečků kolové brzdy. Ventil 2x2 4b je zavřen. Tlak v kolových válečcích je shodný s tlakem v okruhu hlavního brzdíče a je řízen řidičem. Uzavře-li se ventil 4a, a ventil 4b zůstane zavřen, je tlak v kolovém válečku udržen na velikosti v okamžiku zavření ventilu 4a bez ohledu na tlak v okruhu hlavního brzdíče. Pokud se otevře ventil 4b při zavřeném ventilu 4a, uniká kapalina z kolového válečku do zásobníku 5 do doby, než tlak v kolovém válečku poklesne na žádanou hodnotu, kdy se ventil 4b uzavře. Čerpadlo 3, které se zapíná současně s otevřením ventilu 4b, odčerpává tlakovou kapalinu ze zásobníku 5 a vrací ji do hlavního okruhu přes tlumicí komoru 1 a škrtecí trysku 2. Komora 1 a tryska 2 mají za úkol zame-

P8.4 NĚKTERÉ MECHANICKO-HYDRAULICKÉ KOMPONENTY ABS/ASC

Vpouštěcí a vypouštěcí ventil jsou prakticky vždy uspořádány do jednoho bloku. Bývají to ventily jehlové. Příklad staršího provedení s ovládáním jehel solenoidy je ukázán na obr. P8.7. Ventily jsou v provedení on-off.

Plného otevření resp. zavření ventilu by mělo být docíleno za dobu kolem 0.001s, aby mohla být frekvence pulzní regulace nejméně 40 Hz a více.

Základní otázkou je množství připouštěné a odpouštěné kapaliny. Maximální tlak kapaliny v běžné brzdové soupravě osobních automobilů je $p_{\max} \approx 10$ MPa, při provozním brzdění jsou dosahované tlaky většinou menší než 5 MPa.



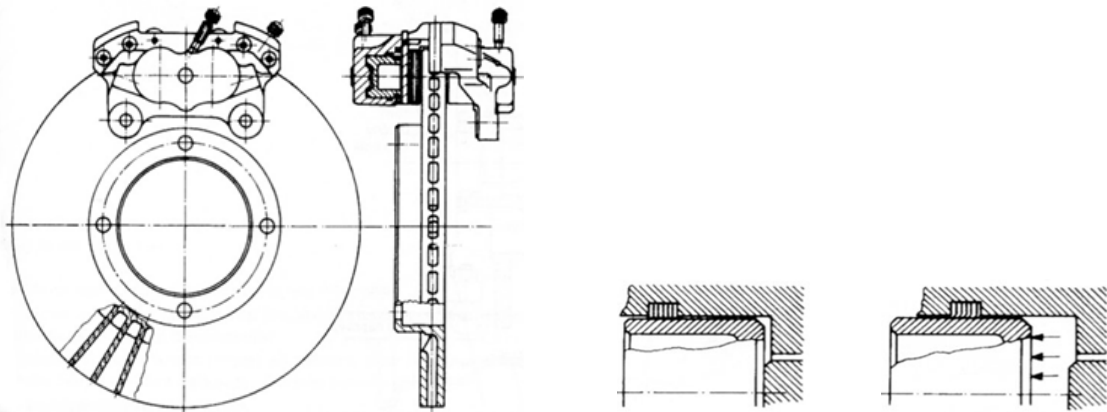
Obr. P8.7 Ukázka provedení regulačních ventilů

Legenda: “Bremse” – brzda, “Behaelter” – zásobník kapaliny, “THZ/Pumpe” – hlavní brzdíč/čerpadlo, “SG Ventil” – vypouštěcí ventil, “SO Ventil” – vpouštěcí ventil.

Na obr. P8.8 je ukázána typická disková brzda s pevným třmenem. Jednou základní otázkou regulce

ABS je, kolik kapaliny je nutno dodat regulačním vpouštěcím ventilem, má-li se tlak v kolových válečcích zvýšit na p_2 , takže $\Delta p = p_2 - p_1$, neboli má-li se přitlačná síla z každého válečku na disk brzdy zvýšit z F_1 na F_2 . Aniž bychom šli do podrobností, je zřejmé, že:

- disk zmenší svou tloušťku,
- brzdová destička s obložením změní svou tloušťku, hlavně změnou tloušťky obložení,
- zdeformují se těsnění pístků ve válečcích,
- změní se ohybová deformace třmenu,
- změní se objem kapaliny v přívodních hadicích,
- stlačí se samotná kapalina.



Obr. P8.8 Vlevo - ukázka typické diskové brzdy s pevným třmenem. Vpravo - posuv pístku jednoho válečku při zvýšení tlaku v kapalině

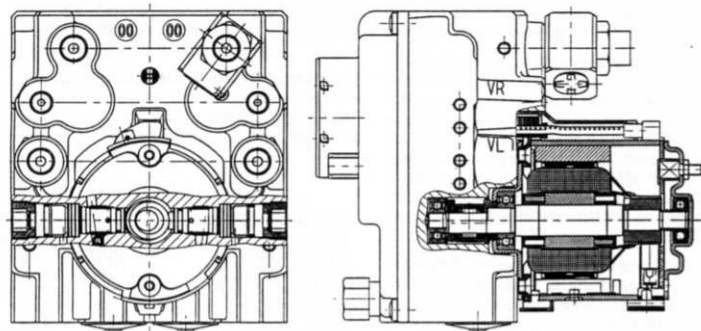
Všechny tyto změny jsou natolik specifické pro danou velikost a konstrukci, že je není možno generalizovat. Řádově je však možno říci, že pro zvýšení tlaku brzdové kapaliny z 0,1 na 10 MPa je možno u jedné diskové brzdy počítat s nutností přívodu kapaliny o velikosti kolem 0,1 až 0,5 cm³.

Obdobné platí i naopak, při snižování tlaku v brzdových válečcích.

Skutečné změny tlaku při působení ABS, a tedy i změny objemu kapaliny, jsou podstatně nižší. Požadavky na přesnost řízení průtoku regulačními ventily jsou velké.

Změna tlaku v brzdových válečcích je funkcí rozdílů tlaků v hlavním okruhu a ve válečcích, průtokových parametrů ventilu, rychlosti otevírání/zavírání ventilu a doby otevření ventilu.

Přečerpávací čerpadlo (obr. P8.9) má při činnosti ABS za úkol vrátit odpuštěnou kapalinu z brzdových válečků z brzd jedné nápravy zpět do hlavního hydraulického okruhu, v němž panuje tlak určený řidičem.



Obr. P8.9 Ukázka konstrukce přečerpávacího čerpadla

Toto čerpadlo je většinou dvoupístové s excentrickým mechanismem a je uspořádáno v bloku s regulačními ventily.

Druhou základní otázkou ABS je požadovaná rychlost zásahu. Je zřejmé, že ABS by neměl dovolit, aby se kterékoliv kolo při brzdění dostalo do stavu úplného zastavení, $\lambda_B = -1$. Určitou představu je možno si učinit na základě dále uvedeného jednoduchého matematického modelu. I když model zjednodušuje přechodové jevy na pneumatice, je zřejmé, že regulace musí působit v časovém intervalu desítek ms.

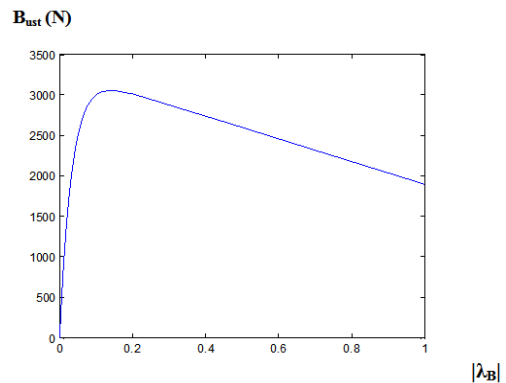
P8.5 ZÁKLADNÍ DYNAMIKA BRZDĚNÉHO KOLA. PŘÍKLAD V MATLABU

Uvažujme kolo s pneumatikou na určité vozovce. Na kolo působí brzdňý moment $M_B(t)$, vyvozovaný kolovou brzdou. Vozidlo jede po přímé dráze rychlostí v . Kolo (pneu + disk + disk brzdy + rotující části) má moment setrvačnosti J_K . Z vozovky působí brzdňá síla B , která je funkcí brzdňého skluzu o absolutní velikosti $\lambda = -\lambda_B$ a času. Při v čase proměnném brzdňém momentu je valení pneu neustálené, což musí být vzato v potaz.

Pro ustálený stav nechť je závislost brzdňé síly $B_{ust} = f(\lambda_B)$ na brzdňém skluzu λ_B známa.

V příkladu je voleno kolo o dynamickém poloměru $R_d = 0.28$ m se zatížením $F_z = 4000$ N, valící se po mokré asfaltobetonové vozovce. Jeho skluzovou charakteristiku můžeme přibližně napsat v MATLABu jako:

```
function B = pneu(y)
% road wet, Fz=4000 N
% B brzdná síla v ustáleném stavu valení
% y absolutní brzdny skluz λ
B=3300*(1-exp(-30*y))-1400*y;
nakreslit příkazem:
fplot(@pneu,[0 1]).
```



Při proměnném momentu $M_B(t)$ se nemůže okamžitě vytvořit B_{ust} , protože se jednak musí měnit torzní deformace pneu, jednak (a hlavně) se musí měnit smykové deformace dezénu běhounu v dotykové ploše pneu s vozovkou. Modelování těchto přechodových vlastností je komplikované. V dalším proto přibližně uvažujeme, že při skokové změně M_B proběhne změna na nový ustálený stav v čase odpovídající době trvání proběhu jedné částice běhounu tzv. „stopou“, neboli délkou e (m) dotykové plochy pneu s vozovkou, což můžeme přibližně vyjádřit zpožděním prvního řádu

$$dB/dt = k \cdot (-B + B_{ust}),$$

kde $k \approx (5 \cdot v/e)$ v závislosti na rychlosti v (m/s) pohybu středu kola. V daném příkladu je $e \approx 0.2$ m.

Úkolem modelování je stanovení časových průběhů v závislosti na průběhu momentu brzdy $M_b(t)$:

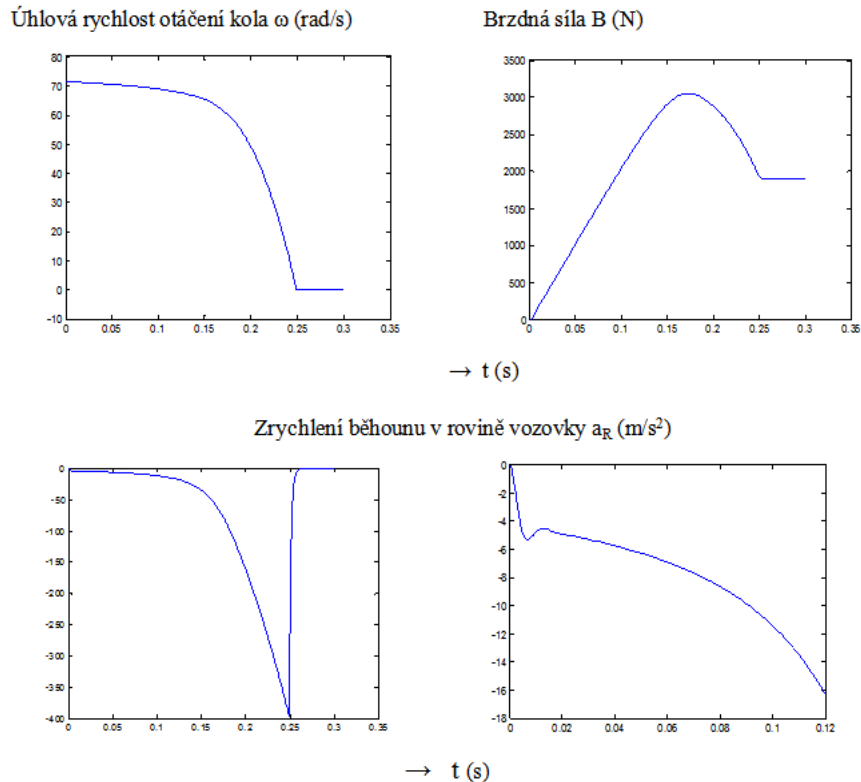
- úhlové rychlosti otáčení kola $\omega = (d\phi/dt)$ (rad/s),
- úhlového zrychlení otáčení kola $\varepsilon = (d\omega/dt)$ (rad/s²); v dalším místo ε je uvažováno posuvné zrychlení $a_R = R_d \cdot \varepsilon$ (m/s²) běhounu pneu v rovině vozovky, nazývané dále „zrychlení pneumatiky“ (zdůvodnění viz dále).

Pro jednoduchost je uvažována konstantní rychlost jízdy automobilu $v = 20$ m/s (např. brzdění při jízdě s kopce) a lineární náběh momentu brzdy $M_b = konst \cdot t$, odpovídající nouzovému brzdění ($konst = 6000$) Brzdny moment je při ustálené brzdění

$M_{Bust} \approx 850$ Nm pro docílení $\lambda_{Bmax} \approx -0.16$, $M_{Bust} = 530$ Nm pro prokluz kola $\lambda_B = -1$.

```
% MB ... moment brzdy (Nm)
% konst ... konstanta narostu brzdne sily v case (Nm/s)
% JK ... moment setrvacnosti rotujicich dilu kola (kg*m^2)
% lam ... |B| brzdny skluz absolutne (1)
% Rd ... valivy polomer pneu (m)
% v ... rychlost auta (m/s) (zde konstantni)
% k ... casova konstanta vyvinu brzdne sily (1/t)
% y(1) ... uhel natoceni kola (rad)
% y(2) ... rychlost nataceni kola (rad/s)
% y(3) ... brzdná síla B (N)
% y(4) ... rekonstrukce zrychleni behounu pneu v rovine vozovky (m/s2)
% pro t=0, MB=0 ... y(2)= v/Rd
```

```
function dydt=Antilockr(t,y)
JK=0.65;
Rd=0.28;
v=20;
k=500;
konst=6000;
lam= (v-Rd*y(2))/v;
if lam<1
    MB=konst*t;
else
    MB=y(3)*Rd;
end;
dydt = [y(2);
        (-MB + y(3)*Rd)/JK;
        k*(-y(3)+3300*(1-exp(-30*lam))-1400*lam);
        500*(-y(4)+Rd*(-MB + y(3)*Rd)/JK);]
[t,y]=ode45(@Antilockr,[0 0.3],[0 71.4286 0 0]
plot(t,y(:,2)), plot(t,y(:,4)), plot(t,y(:,3))
```

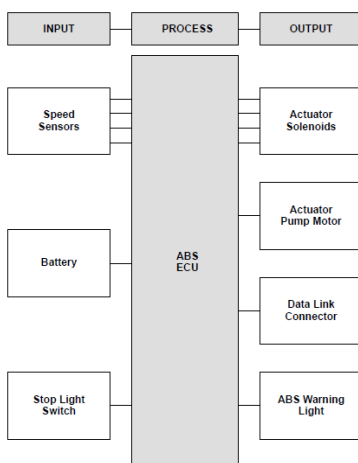


Výsledek: za zadaných podmínek platí, že

- mezi dosažením maximální brzdné síly B_{\max} a úplným prokluzem pneu $\omega = 0$ uplyne cca 0.07 s; má-li ABS plnit svou funkci, musí umět snížit tlak v brzdě v intervalu ca 0.03 s;
- zpomalení pneu a_R při předpokládaném počátku zapnutí ABS s $\lambda_H \approx -0.15$ má velikost cca 150 až 200 m/s².

P8.6 REGULACE

Otáčky kola snímá snímač na kolové skupině. Snímač může mít princip induktivní nebo může být založen na Hallově efektu (viz dále). V obou případech je s kolem spojen rotující značkovací kotouč („trigger marker“). Snímač snímá pulzy, vznikající při rotaci kola, a tento údaj předává do řídicího počítače.



Obr. P8.10 Schéma regulace ABS

Regulace ABS (obecně všech čtyř kol) je prováděna v řídicím počítači, který podle typu regulace vyhodnocuje řídicí veličiny, jako jsou okamžitá rychlost rotace ω (rad/s), úhlové zpomalení resp. zrychlení $\varepsilon = d\omega/dt$ (rad/s²) rotace kola, provádí odhad rychlosti jízdy v_x vozidla, atd.

Tyto údaje jsou v mikropočítači (CPU – „Central Processing Unit“) vyhodnocovány a podle vloženého algoritmu dávají příkazy výkonové jednotce k řízení obou ventilů a čerpadla (obr. P8.10). Současně CPU hlídá napětí akumulátoru, spouští varovné světlo, informující řidiče o aktivaci ABS a při současném použití EPC vyhodnocuje i údaje z ostatních systémů vozidla a vysílá do systému EPC svá data.

Původní algoritmy regulace ABS

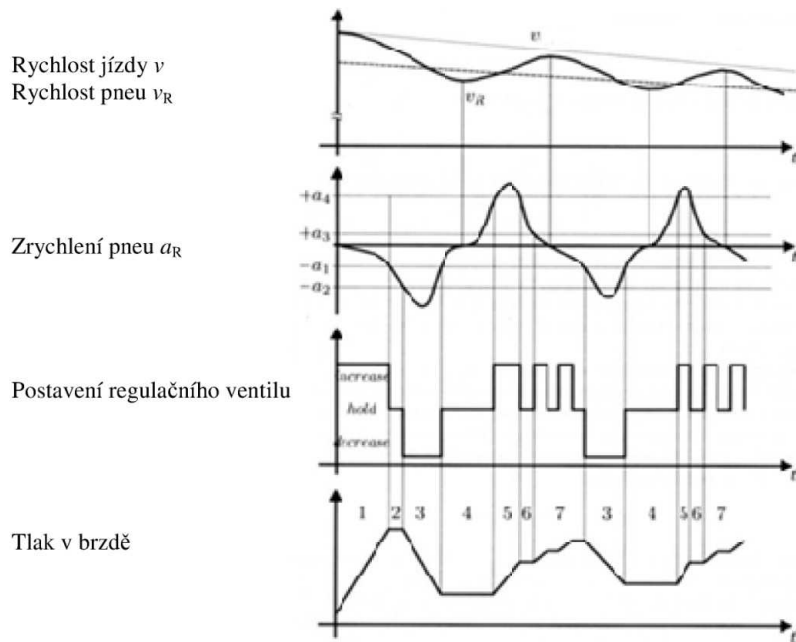
Ve starších typech ABS je jediným údajem pro regulaci brzdného účinku kolové brzdy úhlové zrychlení kola. ABS pulzním odpouštěním a připouštěním brzdové kapaliny do brzdových válečků (a tedy změně tlaku v nich) vyhledává oblast skluzů, kde využití adheze je nejvýhodnější.

Algoritmus činnosti ABS při regulaci brzdy jednoho kola, využívající pouze tento údaj, je patrný z obr. P8.11.

Zavádí se zde tzv. „rychlost pneumatiky“ v_R (m/s) ve smyslu obvodové rychlosti obvodu kola v rovině vozovky. Pro úhlovou rychlost otáčení kola ω je $v_R = R_d \cdot \omega$. Úhlové zrychlení kola ε je na obrázku převedeno na (posuvné) „zrychlení pneumatiky“ $a_R = (dv_R/dt)$.

Pro brzdění s činností ABS jsou stanovena tři základní prahová zpomalení pneumatiky $|a_R|$:

- a_1 jako absolutní velikost zpomalování pneu, po jejímž překročení ABS vstupuje do činnosti;
- a_3 normální práh zrychlování pneu;
- a_4 práh zrychlování pneu zabraňující vzniku malého nebo nulového brzděného skluzu;
- čtvrtý práh zrychlení $-a_2 < -a_1$ slouží pouze na počátku brzdění k rozpoznání, zda velké zpoždění pneu nevzniklo náhodným způsobem, např. odskokem kola od vozovky, a zda má ABS počít cyklicky pracovat.



Obr. P8.11 Základní algoritmus ABS [5]

Legenda: „increase“ – zvyšuj (tlak), „hold“ – podrž (tlak), „decrease“ – snižuj (tlak)

Funkce tohoto ABS dle obrázku je následující.

Fáze 1: řidič počne zvyšovat tlak v brzdové soustavě. Na kole vzniká brzdná síla, brzdný skluz pneumatiky se (absolutně) zvětšuje. Rychlost vozidla v klesá, rychlost pneumatiky v rovině vozovky v_R je menší vlivem skluzu. Zpomalení kola je takové, že $a_R > -a_1$. Řídicí ventily jsou v postavení přímého propojení brzděče s brzdovými válečky, tlak v kolových válečcích je stejný jako tlak v brzděči.

Fáze 2: Zpomalení kola $-a_1 < a_R < -a_2$. Přívod i odvod z kolových válečků je uzavřen, tlak zůstává na velikosti v okamžiku uzavření. Systém vyčkává, zda překročení a_1 nebylo náhodné, vzniklé např. snížením radiální síly F_z na nerovnosti.

Fáze 3: Zpomalení kola $a_R < -a_2$, systém registruje možnost blokování, spojení s brzděčem je rozepnuto, tlak v kolových válečcích se snižuje. Zpomalování kola se snižuje.

Fáze 4: Rychlost v_R se zvětšuje, $-a_1 < a_R < a_4$, tlak v kolových válečcích se udržuje na stálé poslední hodnotě při zpětném dosažení $-a_1$. Rychlost v_R roste.

Fáze 5: Zrychlení kola $a_R > a_4$. Skluz kola by se mohl nadměrně snížit. Průtok kapaliny do brzdových válečků z brzděče obnoven, tlak roste, dokud zrychlení kola nedosáhne znovu hodnotu $a_R = a_4$.

Fáze 6: Zrychlení kola $a_3 < a_R < a_4$. Tlak se udržuje na stálé, posledně dosažené hodnotě.

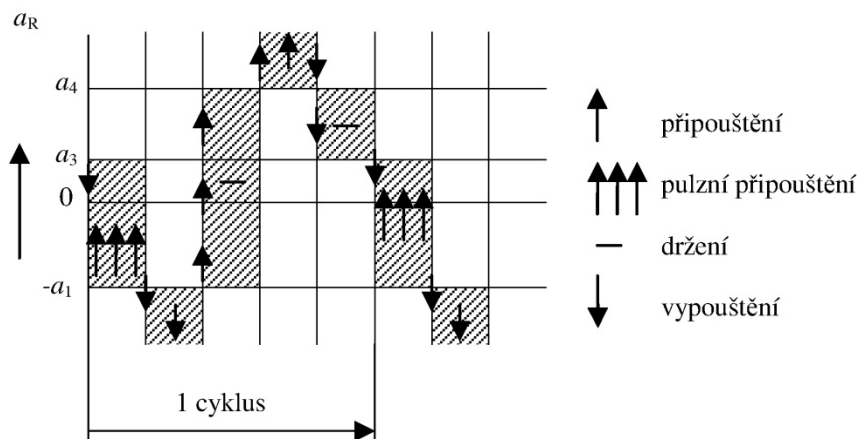
Fáze 7: Zrychlení kola $-a_1 < a_R < a_3$. Rychlost v_R dosahuje největší velikosti, brzdý skluz je absolutně nejmenší. Tlak se pulzně zvětšuje, kolo se zpomaluje až do hodnoty zrychlení pneu $a_R = -a_1$.

Cyklus se pak opakuje s vynecháním fáze 2.

Pulzní zvětšování tlaku (nikoliv kontinuální zvyšování) je nutné, protože regulační ventily mají pouze dvě polohy, zapnuto/vypnuto, s určitou časovou prodlevou.

Délka trvání jednoho cyklu regulace brzdné síly u standardních soustav ABS pro osobní automobily bývá mezi 0,1 až 0,2 s, v závislosti na stavu povrchu, rychlosti jízdy, atd. Pulzní připouštění tlakové kapaliny při zvyšování tlaku v kolových válečcích proto musí mít frekvenci podstatně vyšší, řádově desítky Hz.

Logika regulace (kromě prvního cyklu v počátku brzdění) je patrna z tabulky (obr. P8.12). Jedná se o sekvenční řízení (závislé na znaménku změny zrychlení kola – viz šipky).



Obr. P8.12 Logická tabulka klasického ABS

Prahové hodnoty $(-a_1)$, $(-a_2)$, a_3 , a_4 je nutno určit pro každé vozidlo experimentálně (viz Příklad v MATLABu).

Splnění těchto požadavků na regulaci může být problémem u předních brzd automobilů s pohonem přední nápravy, není-li vypnuta spojka, protože pak moment setrvačnosti hnacího ústrojí, redukovaný ke kolu, může být velký a mění

se se zařazeným rychlostním stupněm.

Dynamické vlastnosti brzděného kola pak mohou být radikálně různé pro různé varianty pohonu, kdy se optimální prahové parametry a_i mohou výrazně lišit.

Dalším problémem je brzdění v zatáčce. Počne-li řidič brzdit v ostře projížděné zatáčce, v okamžiku, kdy jsou úhly směrových úchylek jednotlivých kol velké, uvedený algoritmus počne regulovat jejich měrné brzdě skluzu kolem maximálních hodnot λ_{Bmax} . Tyto však jsou absolutně velké a takové, že boční síly výrazně klesnou oproti nebrzděnému stavu (viz obr. P8.5). Automobil pak opouští svou původní dráhu.

Je zřejmé, že uvedený algoritmus, využívající jako jediné informace zpoždování a zrychlování kola, může proto splňovat podmínky optimálního brzdění jen velmi zhruba.

Brzdná dráha je při jeho aplikace spíše prodloužena oproti brzdě dráze dosažitelné zkušeným řidičem.

Soudobé algoritmy ABS

Zlepšení činnosti ABS je možno docílit využitím informace o rychlosti pohybu vozidla v_x (m/s) ve směru jeho podélné osy x .

Z definice brzděného skluzu

$$\lambda_B = (R_d \cdot \omega - v_{xk}) / v_{xk} = (v_R / v_{xk}) - 1$$

je zřejmé, že je-li známa okamžitá pohybu středu kola v_{xk} ve směru jeho podélné osy x_k a okamžitá rychlost kola $v_R = \omega \cdot R_d$, je skluz jednoznačně určen. Je-li kolo natočeno řízením o úhel δ vůči podélné ose x vozidla, pak vztah mezi rychlostí vozidla v_x v této ose a rychlostí v_{xk} je $v_x = v_{xk} \cdot \cos \delta$.

Pokud by byla známa rychlost v_x , pak existuje teoretická možnost řídit na každé brzdě brzděný moment připouštěním a odpouštěním kapaliny tak, aby brzděný skluz měl požadovanou velikost. Stanovení úhlové rychlosti otáčení kola (tedy i v_R) je přímočaré. Základní potíží při využití této možnosti je stanovení rychlosti pohybu vozidla v_x ve směru jeho podélné osy, která nemůže být přímo měřena.

Prakticky všechny systémy ABS používají pulzní připouštění/odpouštění kapaliny z brzdových válečků, jak bylo popsáno dříve. Obecně se tedy jedná o pulzní regulaci, pracující v krocích o délce Δt , resp. o frekvenci $f = 1/\Delta t$ (kolem 100 Hz). V každém takovémto i -tém kroku musí být proveden odhad rychlosti v_{xi} , který může být využit k řízení při pulzu následujícím.

Přímočarou možností se zdá být stanovení zrychlení $a_x(t)$ jízdy vozidla v podélné ose x pomocí signálu akcelerometru a následnou integrací tohoto signálu po jeho úpravě nezbytnou filtrací. Pak pro i -tý krok je

$$v_{x,i} = v_{x,i-1} + \int_0^{\Delta t} a_{x,i-1}(t) \cdot dt,$$

kde $v_{x,i-1}$ je odhad rychlosti v předchozím cyklu.

Tento způsob může vést k poměrně velkým chybám, protože chyby jednotlivých kroků se sčítají. Další problém vzniká při zatáčení vozidla, kdy v kritických situacích vektor skutečné rychlosti v těžiště vozidla může být poměrně výrazně odkloněn od podélné osy vozidla o úhel β , o tzv. úhel směrové úchylny těžiště (viz příklad P9). Pak se do signálu akcelerometru promítá i velikost dostředivého zrychlení pohybu vozidla, což může odhad rychlosti výrazně zkreslit. Pokud je měření a_x prováděno, slouží tento způsob vyhodnocování pouze k hrubému odhadu v_x .

Běžně používanou možností stanovení dopředné rychlosti v těžiště vozidla je vyhodnocování rychlostí $v_{Rj,i} = \omega_{j,i} \cdot R_d$ dvou předních nebo všech čtyř kol automobilu pomocí čidel úhlové rychlosti rotace kol.

Pokud vozidlo jede po přibližně přímé dráze a nebrzdí, je odhad rychlosti jízdy v_x v ose vozidla od každého kol $v_{xj,i} = v_{Rj,i}$.

Při brzdění s ABS a nastaveným skluzem λ_{Bi} je odhad změněn na $v_{xj,i} = v_{Rj,i} / (1 + \lambda_{Bi})$.

Údaje $v_{xj,i}$ od jednotlivých kol j jsou vždy různé (hlavně při zatáčení, ale i vlivem rozdílných poloměrů R_d , atp.) a silně zašuměné (jízda po nerovné vozovce, funkce ABS, atp.). Odhad hodnoty skluzu λ_{Bi} je proveden ze známých odhadů $v_{x,i-1}$ a $v_{Rj,i-1}$.

Postup stanovení rychlosti vozidla v_x z těchto signálů v_{xkj} od jednotlivých kol může být různý.

Nejjednodušší je zprůměrování signálů od měřených kol. Sofistikovanější metody používají různých estimátorů (např. fuzzy-estimátoru).

Třetí cesta ke stanovení rychlosti v_x vozidla, používaná u některých ESC, je následující.

Nebrzdí-li vozidlo, je rychlost jízdy v_x neustále monitorována výše uvedeným způsobem.

Pokyn k aktivaci ABS u některého kola je určen z náhlého zvýšení jeho úhlového zpomalení. Jakmile ABS vstoupí do činnosti, stává se výše popsané stanovení rychlosti v_x ze signálů úhlových rychlostí otáčení kol problematické.

Řešení spočívá v tom, že se v pravidelných intervalech při brzdění krátkodobě cíleně tlak v brzdových válečcích jednotlivých kol sníží až blízko k nulové hodnotě, takže uvolněné kolo se během tohoto intervalu rozběhne na úhlovou rychlost otáčení blízko k (v_{xk}/R_d). Doba uvolnění musí být krátká, aby neovlivnila brzdný proces, ale na druhou stranu natolik dlouhá, aby kolo mělo čas se rozběhnout (viz příklad v předešlém oddíle).

V praxi se patrně využívají různé kombinace těchto postupů stanovení v_x . V každém případě je stanovená rychlost pohybu vozidla v_{xi} v jeho podélné ose v každém i -tém kroku pouze odhadem, který musí být neustále opakován.

Algoritmy soudobých systémů ABS jsou patrně kombinací řízení, využívajících signály zrychlení kol a_R (resp. ε) a odhadů rychlosti v_x pohybu vozidla ve směru jeho podélné osy.

Ve své základní podobě je logika řízení ABS s využitím v_x jednoduchá. Úkolem je docílit, aby v každém $(i+1)$ -vém kroku měl na daném kole brzdný skluz velikost blížící se zvolené hodnotě $\lambda_{B, ch, i}$, která musí být stanovena odděleně. Pak se v každém i -tém kroku provádí:

- odhad dopředné rychlosti jízdy v_{xi} automobilu,
- stanovení požadované rychlosti otáčení kola $\omega_{ch,i}$ při známé rychlosti v_{xi}

$$\omega_{ch,i} = (1 + \lambda_{B,ch,i}) \cdot v_{x,i} / R_d$$

- stanovení skutečné úhlové rychlosti rotace kola ω_i kola měřením,
- použití odchylky $e_i = (\omega_{ch,i} - \omega_i)$ ke zpětnovazební PSD regulaci brzdného tlaku v brzdových válečcích v (i+1)-ním kroku následujícím. Jedná se o regulaci diskretní (Poznámka: proto označení PSD místo PID), jejímiž výstupy u každého kola (resp. kol jedné nápravy) jsou pro (i+1)-ní krok tři údaje, odpovídající stavu sepnutí/vypnutí regulačních ventilů, jak bylo popsáno výše.

Požadovaný brzdný skluz $\lambda_{B,ch}$ může být stanoven pevně, např. $\lambda_{B,ch} = -0,15$, což ještě zajišťuje poměrně dobré podmínky pro brzdění i zatáčení na všech površích, nebo může být adaptivně přizpůsobován skutečným jízdním podmínkám, jak je tomu u některých ESC (viz příklad P.9).

Tato otázka je samostatným problémem, protože algoritmus pro stanovení „optimálního“ $\lambda_{B,ch,i}$ v každém kroku u každé kolové brzdy může vyžadovat stanovení dalších okamžitých proměnných, jako jsou:

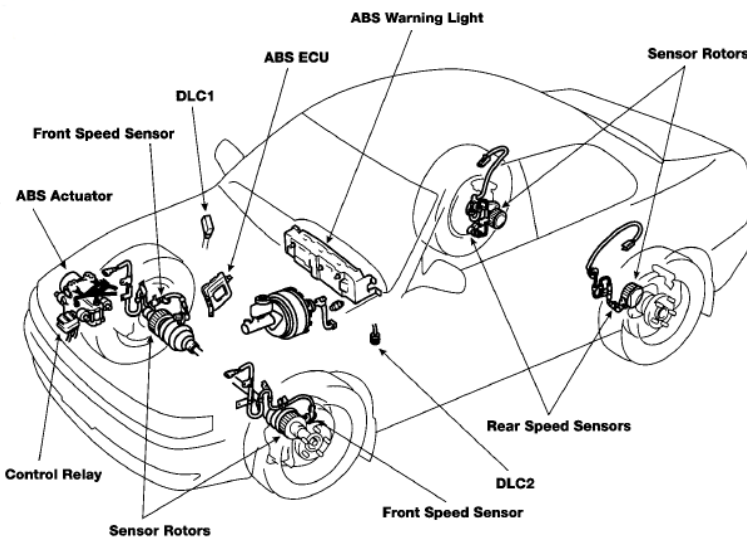
- při jízdě v zatáčce dostředivé zrychlení jízdy,
- tlak v okruhu brzdy pro stanovení využitelné adheze na daném kole,
- informace o využitelné adhezi na všech kolech vozidla, zvláště jedou-li kola pravé a levé strany vozidla po povrchu s různými adhezními vlastnostmi (tzv. μ -split situace), kdy je nutno volit určitý kompromis mezi zpomalením vozidla a snahou vozidla se stáčet,
- u kol hnací nápravy stav převodového ústrojí,
- atd.

U hnaných kol (zvláště automobilů se zážehovým spalovacím motorem) je nutno ošetřit i následující jízdní situace.

Při brzdění je regulace motoru v postavení volnoběhu. Je-li hnané kolo spojeno s převodovým ústrojím a motorem, může nastat případ (zvláště při zařazeném nízkém převodovém stupni), že okamžitý brzdný moment motoru redukováný na kolo je tak velký, že sám o sobě způsobuje brzdný skluz větší, než požadovaný. Regulace ABS sice může snížit brzdný moment na nulu, avšak kolo stále může být v absolutně velkém skluzu $|\lambda_B|$, kdy možnost využití boční síly je malá.

V tomto případě musí být přes regulaci motoru (otevření škrticí klapky, vstřikování) zvýšen moment motoru, případně zařazen vyšší převodový stupeň (u automatických převodovek), vypnuta spojka, atp. Tyto úkony jsou obdobné jako u ASC.

Typické rozmístění součástí systému ABS je ukázáno na obr. P8.13.



Obr. P8.13 *Uspořádání součástí systému ABS ve vozidle*

Legenda: „ABS Actuator“ – aktuátor obsahující regulační ventily a čerpadlo, „Front/Rear Speed Sensor“ – přední/zadní snímač rychlosti, „Sensor rotors“ – ozubené rotory snímačů, „ECU“ – řídicí jednotka, „Warning Light“ – varovné světlo, DLC1 – senzor podélného zrychlení, DLC2 – senzor příčného zrychlení

P8.7 SYSTÉM ASC

Základní princip ASC je obdobný, jako pro ABS – znemožnit, aby hnací skluz λ_H každého hnacího kola automobilu překročil určitou stanovenou hodnotu a tím zachovat možnost řízení směru jízdy.

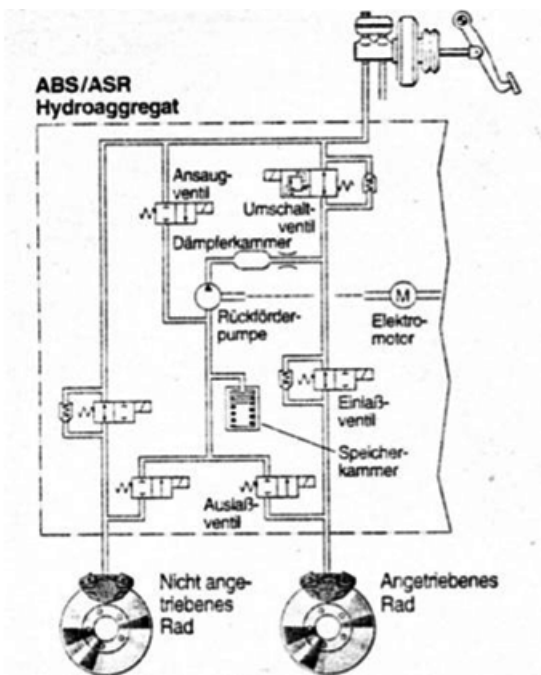
Detekce prokluzu kola, resp. udržování hnacího skluzu v tolerovaných mezích, se může provádět oběma cestami, popsanými u ABS, tj. hlavně ze zrychlení hnaných kol, nebo přídavně z porovnání jejich skutečného skluzu se skluzem požadovaným.

K řízení prokluzu hnacího kola, resp. kol, je nutno vhodně omezit na kole se zvětšeným až velkým skluzem moment, přenášený na vozovku. K tomu je možno použít:

- brzdění kola,
- snížení hnacího momentu motoru,
- výhodnější rozdělení momentu na obě kola hnací nápravy (uzavíráním diferenciálu).

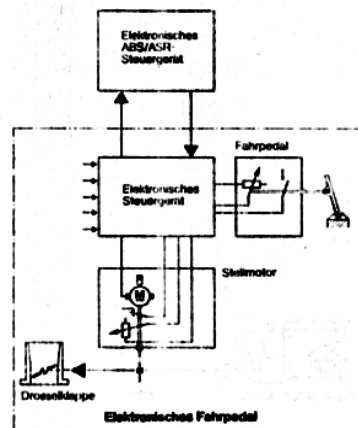
V praxi jsou často používány tyto cesty současně.

Přibrzdování prokluzujícího kola je základním regulačním procesem.



Obr. P8.14 Schéma mechanicko-hydraulického systému ASC využívajícího společné prvky s ABS

Legenda: „Nicht angetriebenes Rad“ – nepoháněné kolo, „Angetriebenes Rad“ – poháněné kolo, „Ansaugventil“ – sací ventil, „Auslassventil“ – vypouštěcí ventil, „Einlassventil“ – vpuštěcí ventil, „Umschaltventil“ – přepínací ventil, „Rueckfoerderpumpe“ – zpětné čerpadlo, „Speicherkammer“ – hydraulický akumulátor, „Daempferkammer“ – tlumicí komora



Obr. P8.15 Schéma řízení otevření škrticí klapky

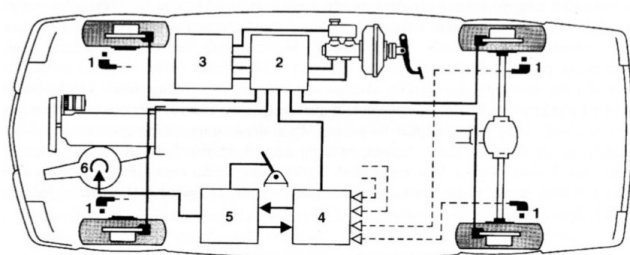
Legenda: „Elektronisches ABS/ASR Steuergeraet“ – elektronická řídicí jednotka ABS/ASR, „Fahrpedal“ – pedál akcelérátoru, „Elektronisches Steuergeraet“ – elektronická řídicí jednotka, „Stellmotor“ – přestavovací elektromotor, „Drosselklappe“ – škrticí klapka, „Elektronisches Fahrpedal“ – elektronický pedál akcelérátoru

Při přibrzdování protáčeujícího se hnaného kola je použit stejný mechanicko-hydraulický systém jako při ABS (obr. P8.14). Vzhledem k tomu, že v hlavním brzděči není tlak, musí být tlak v kolových válečkách vyvozován buď stejným čerpadlem, jako pro vracení kapaliny z válečků, nebo samostatným čerpadlem. Přidány jsou 2x2 ventily pro otevírání a uzavírání příslušných okruhů.

Regulace momentu motoru je u zážehových motorů řízena společně s řízením brzdných tlaků mikropočítačem, a je prováděna:

- zavíráním škrticí klapky (obr. P8.15) se současným omezením vstřiku paliva,
- zmenšením předstihu zapalování.

Možné je použití obou způsobů samostatně, většinou se provádí obojí současně.



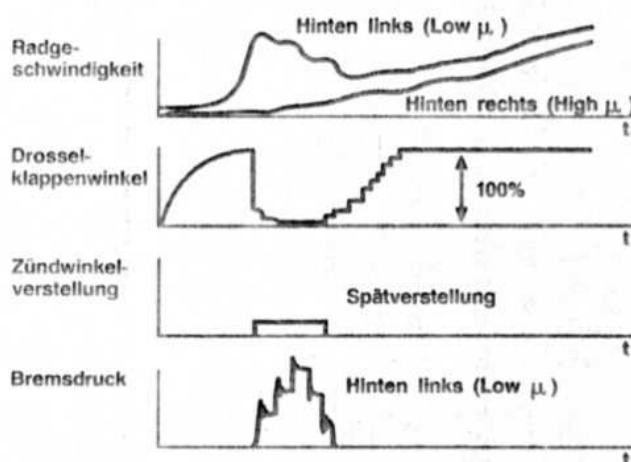
Obr. P8.16 ABS/ASC soustava Bosch

Legenda: 1 – snímače otáček, 2 – hydraulická soustava ABS/ASC, 3 – řídicí jednotka ABS/ASC, 4 – řídicí jednotka ESP (viz dále), 5 – řídicí jednotka zapalování a vstřikování, 6 – ovládání škrticí klapky

ní jeho otáčení sníží na nulu.

V následující fázi je brzdový moment udržován konstantní, až do dosažení prahové hodnoty zpomalení otáčení kola. Pak se brzdový tlak počne postupně snižovat a brzdový moment motoru zvyšovat až do případného opakování tohoto cyklu nebo do dosažení vyhovujícího stavu skluzů obou kol nápravy. Prahové hodnoty je nutno stanovit experimentálně.

Příklad takovéto funkce ASC při rozjezdu vozidla, poháněného zážehovým motorem, se zadní hnanou nápravou, na tzv. μ -split vozovce (levé kolo na málo adhezním povrchu – low μ , pravé na dobře adhezním povrchu – high μ) je ukázán na obr. P8.17.



Obr. P8.17 Příklad činnosti ASC při rozjezdu automobilu na μ -split vozovce

Legenda: „Radgeschwindigkeit“ – rychlost otáčení kola, „Hinten links/rechts“ - vzadu vpravo/vlevo, „Drosselklappenwinkel“ – úhel natočení škrticí klapky, „Spätverstellung“ – zpoždění předstihu vůči nastavenému, „Bremsdruck hinten links“ – brzdový tlak vzadu vlevo)

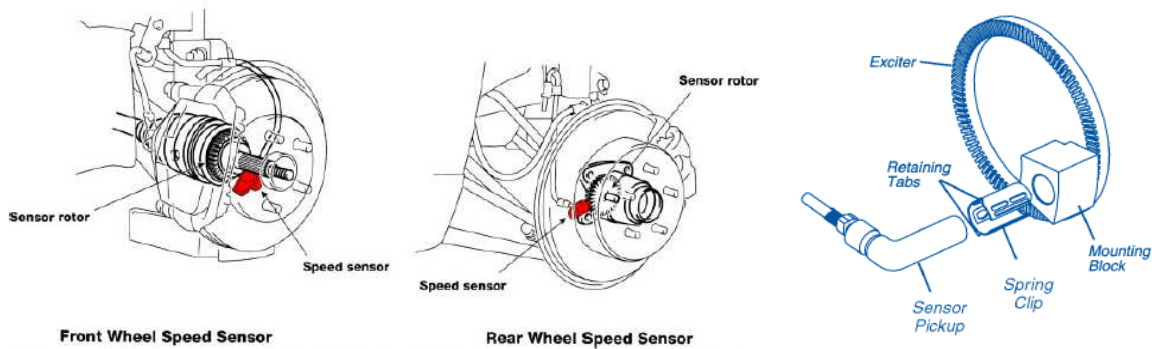
P8.8 SNÍMÁNÍ RYCHLOSIT OTÁČENÍ KOLA

Snímání otáček kola se provádí prakticky vždy na magnetickém principu. Vlastní senzor je buzen změnou magnetického pole, způsobenou přiblížením nebo oddalováním povrchu rotoru z feromagnetického materiálu, rotujícího s kolem.

Indukční snímač (viz též Příklad 1)

Rotor, tvořený ozubeným kolem, se otáčí s kolem (obr. P8.18). Snímač je umístěn na náboji kola.

Hlavní nevýhodou indukčních snímačů je přímá závislost výstupního signálu na rychlosti přiblížování resp. oddalování zubů od snímače, neboli na rychlosti rotace rotoru/kola. Pro nízké otáčky kola, tj. nízkou rychlost jízdy, prakticky ztrácí svou funkci.



Obr. P8.18 Typické umístění indukčních snímačů otáčení kol automobilů: vlevo nákladních, vpravo, osobních. Zcela vpravo je detail umístění snímače.

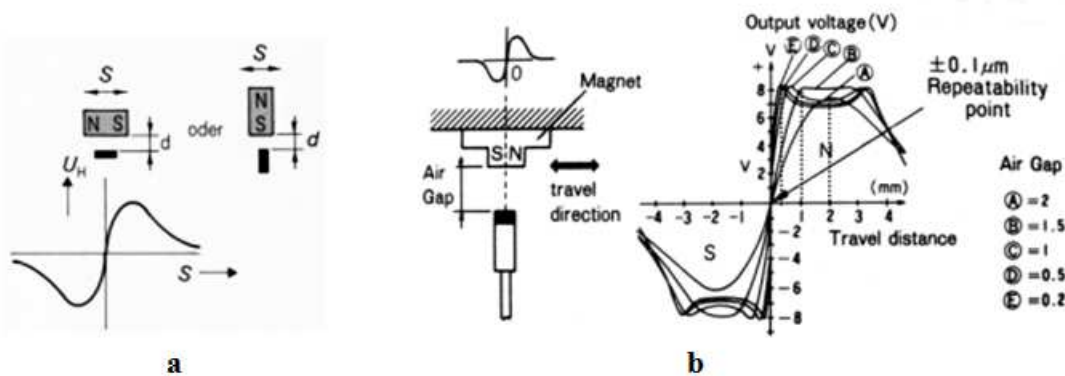
Diferenciální Hallův senzor

Princip a jeden typ Hallova senzoru byl popsán v Příkladu 4. Hallův snímač patří mezi „pasivní“ snímače, potřebuje napájení. Hallův efekt není závislý na rychlosti změny magnetického pole v blízkosti permanentního magnetu, a tedy snímače založené na tomto principu dávají signál závislý pouze na pozici čidla vůči magnetickému poli, které na něj působí.

Pro snímání otáček se používá tzv. diferenciální Hallův senzor (zvaný též „dvojitý“). Skládá se ze dvou Hallovyých čidel, umístěných na jednom čipu v malé vzdálenosti

(2.Δs) od sebe (často udávanou hodnotou je 2.25 mm).

Postavení čidla a magnetického pole vybuzeného permanentním magnetem může být dvojitý, jak je naznačeno na obr. P8.19.a. V obou případech je závislost Hallova napětí U_H na relativním posuvu s magnetického pole vůči ose čidla antisymetrická. Její průběh je ovlivněn vzdáleností mezi čidlem a magnetem (obr.8.19.b)



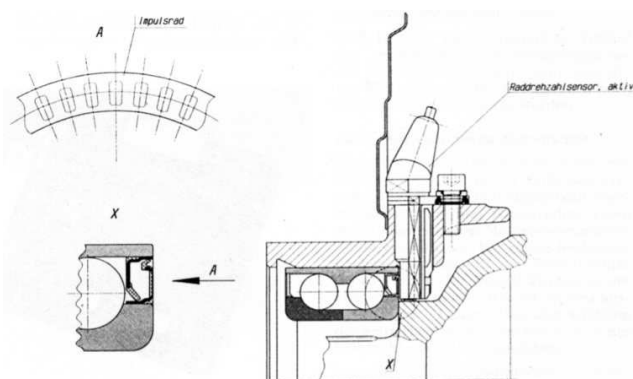
Obr.P8.19. a) Napětí U_H Hallova čidla při dvou postaveních destičky čidla vůči permanentnímu magnetu.

b) Závislost napětí U_H („Output voltage“) jednoho typu Hallova čidla v uspořádání podle obr.P8.18 na posuvu s („Travel distance“) z osy čidla a na vůli („Air Gap“) mezi magnetem a destičkou čidla

V diferenciálním senzoru se napětí U_H obou vůči sobě posunutých čidel odečítají, takže výstupní napětí má relativně ostrý vrchol pro $s = 0$.

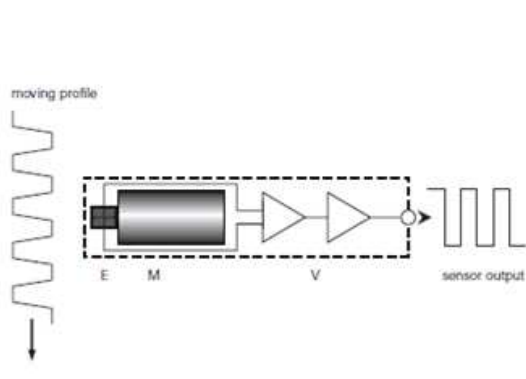
(Pro ilustraci: Předpokládejme, že pro malé posuvy s vůči ose je možno napětí na čidle A popsat jako $U_A = U_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot (s - \Delta s) / L)$ a na čidle B jako $U_B = U_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot (s + \Delta s) / L)$ (kde L je délka náhradní „vlny“ popisné funkce). Je-li $(\Delta s / L)$ malé, snadno odvodíme, že $(U_A - U_B) \approx U_0 \cdot (2 \cdot \pi \cdot \Delta s) / L \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot s / L)$)

Magnetické pole senzoru je vytvářeno cívkou s feromagnetickým jádrem, koncentrickým s čipem čidel. Magnetické pole je měněno pohybem vhodné masky, čímž se mění výstupní napětí snímače.



Obr. P8.20 Příklad provedení snímání otáček kola s Hallovým diferenciálním senzorem

Legenda: „Impulsrad“ - značkový kotouč, „Raddrehzahlsensor“ - senzor rychlosti otáčení kola



Obr. P8.21 Úplné schéma diferenciálního Hallova senzoru

Legenda: „moving profile“ - pohybující se profil, E - Hallova čidla, M - elektromagnet, V - vyhodnocovací obvod, „sensor output“ - výstup

Příklad umístění Hallova diferenciálního senzoru v náboji zadního hnaného kola automobilu je na obr. P8.20. Jako budič proměnného magnetického pole je zde použit značkový kotouč se 48 otvory, spojený s vnitřním kroužkem ložiska kola.

Úplné schéma senzoru otáček je na obr. P8.21.

Ve vyhodnocovacím modulu (obr. P8.21) se v sumačním členu napětí obou Hallových čidel senzoru odečítá a následně zesiluje. V komparátoru se tento signál porovnává s nastavenou prahovou hodnotou. Pokud je této hodnoty dosaženo, otevírá spínací dioda obvod s vnějším konstantním napětím, pokud nikoliv, je obvod zavřen, neboli výstupní napětí je nulové. Výstupní napětí má pulzní charakter. Přídavné funkce vyhodnocovacího obvodu kompenzují změnu teploty, snižují hysterezi, zabráňují oscilacím při modulování pulzů, atd.

Diferenciální Hallův senzor umožňuje získání pulzního průběhu výstupního napětí v čase o konstantní velikosti, bez ohledu na rychlost rotace kola. Je složitější a výrazně dražší, než impulsní snímače.

P8.9 PROBLEMATIKA STANOVENÍ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI A ÚHLOVÉHO ZRYCHLENÍ OTÁČEK KOLA

Výstupy snímačů (indukčního nebo Hallova) jsou pulzní procesy. Uvažujme pulzní masku (resp. ozubené kolo) s n značkami (zuby, otvory). Je-li rychlost kola v_R (m/s) a jeho poloměr R_d (m), je frekvence pulzů $f = v_R \cdot n / (2 \cdot \pi \cdot R_d)$. Rychlost v_R můžeme stanovit z počtu pulzů za jednotku času.

Stanovení úhlové rychlosti je nutno provádět ve velmi krátkých intervalech, např. $\Delta t = 0.005$ s (vzorkovací frekvence $f_{vz} = 200$ Hz). Stanoví-li se, že počet pulzů je i za dobu Δt , $i = f \cdot \Delta t$, je

$$v_R = (i/\Delta t) \cdot (2 \cdot \pi \cdot R_d/n).$$

Protože i musí být celým číslem ($i = 0, 1, 2, 3 \dots$), skutečná rychlost kola může mít velikost v intervalu $v_R(v_{R,i}, v_{R,i+1})$. Prakticky se může uvažovat, že $v_R = (v_{R,i} + v_{R,i+1})/2$.

Takto určená rychlost je schodovou funkcí času pro $t = (p \cdot \Delta t)$, ($p = 0, 1, \dots$).

Je zřejmé, že při velmi nízkých rychlostech v_R toto měření selhává.

Uvažujme $n = 48$, poloměr kola $R_d = 0,28$ m, $\Delta t = 0.005$ s. Pro $i = 1$ je $v_{R,i=1} = 1,835$ m/s \rightarrow 6,6 km/h. Při zjištění $i = 1$ ale může skutečná rychlost být v intervalu až do $i = 2$, tj. do $v_{R,i=2} = 3,67$ m/s \rightarrow 13,2 km/h. Odpomocí je zvyšování vzorkovací frekvence f_{vz} , nebo zvyšování počtu značek n na značkových kotoučích.

Stanovení úhlového zrychlení kola ε , resp. zrychlení pneu a_R je ještě problematičtější.

Nejjednodušší metodou je určení a_R jako $a_R(t) = (v_R(t) - v_R(t-\Delta t))/\Delta t$.

Rychlost $v_R(t)$ je ve skutečnosti kontinuálním procesem v čase. K jejímu stanovení v podobě analogového signálu ze signálu digitálního některou známou interpolační metodu. Analogový signál zrychlení kola $a_R(t)$ je možno získat derivací signálu $v_R(t)$, což může někdy oba údaje zpřesnit.

P9. SYTÉM ESC (ELECTRONIK STABILITY CONTROL) OSOBNÍCH AUTOMOBILŮ

P9.1 PROBLEMATIKA

Automobil tvoří složitou dynamickou soustavu, jejíž pohyb po vozovce je umožněn vznikem tečných sil mezi vozovkou a pneumatikami vozidla.

Automobil nejede při zatáčení nikdy tam, kam směřují podélné osy jeho kol. Na vozidlo působí vždy vnější síly, tj. síly setrvačného charakteru, sklonu vozovky, aerodynamické atd., čímž se přes kola vozidla přenáší síly do vozovky. Působením bočních sil na pneumatiky v kombinaci se silami podélnými (brzdnými, hnacími) vznikají na kolech úhly směrových úchylek α_i (viz předchozí příklad P.8), které způsobují změny jeho pohybů a dráhy. Velikosti úhlů směrových úchylek hrají v dynamice pohybu vozidla rozhodující úlohu. Protože, kromě zmíněných bočních a podélných sil, jejich velikost závisí i na zatížení kol, a jejich úhlů odklonu, které se při jízdě výrazně mění, je slovní popis jízdních stavů vozidla obtížný.

Ovlivňovat pohyby automobilu na vozovce je možno různými způsoby:

- základním je natáčením kol kolem (přibližně) svislých os; běžné je řízení koly přední nápravy, avšak je možné natáčet současně i kola zadní nápravy; natáčení kol je přímo ovlivněno řidičem, ale důležitou úlohu na výsledný pohyb vozidla hraje i kinematika a kinetostatika zavěšení kol, tedy postavení karosérie vůči kolům.
- změnou velikosti podélných sil na kolech (tzv. „force vectoring“); poměrně snadné je ovlivňování brzdných sil vždy přítomnou brzdou soustavou vozidla (viz Příklad 8) a hnacích sil zásahem do ovládání pohonné jednotky a převodového ústrojí; v některých případech je možno ovlivňovat i rozdělení hnacích sil na jednotlivých kolech (regulace nápravových diferenciálů a mezinápravových děličů, elektromobily);
- do jisté míry změnou rozdělení radiálních sil na kolech obou náprav, např. změnou tuhostí stabilizátorů přední a zadní nápravy, atd.

Podrobnější rozbor se vymyká účelu této publikace. Základní souvislosti je možno sledovat na tzv. „rovinném“ matematickém modelu, který však nebudeme blíže komentovat.

P9.2 MATLAB: ROVINNÝ MODEL JÍZDY AUTOMOBILU

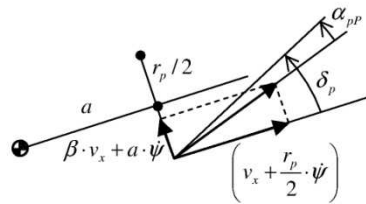
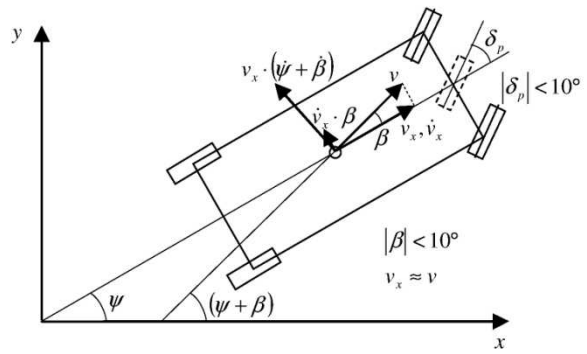
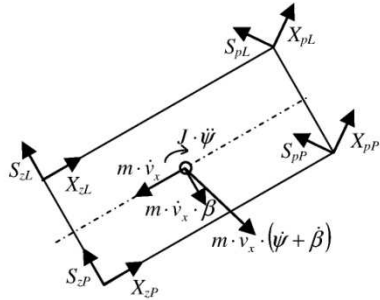
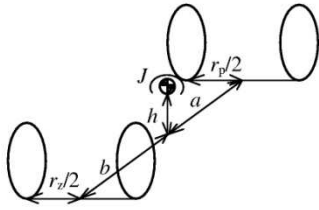
Popisovaný rovinný model vozidla sleduje pouze dynamiku vozidla jako tuhého tělesa pohybujícího se po ideálně rovné vozovce. Zahrnuje pouze statický přenos vertikálních sil na kola, vyplývající z tohoto pohybu. Nerespektuje pohyby karosérie vůči kolům.

Vlastnosti pneumatik jsou zde popsány velmi zjednodušeně (výstižnější modely je možno najít v literatuře). Vztah pro boční sílu S (N) a radiálním zatížením F_z (N), podélnou silou X hnací $H > 0$, brzdou $B < 0$) a úhlem směrové úchytky α byl zvolen jako

$$S = k \cdot (F_z/F_{z0})^{1/2} \cdot (1 - (X/\mu \cdot F_z)^2)^{1/2} \cdot (1 - e^{-s \cdot \alpha}),$$

kteřý vystihuje pouze hlavní trendy působení jednotlivých parametrů.

Vznik použitých rovnic je možno vysledovat z doprovodných obrázků, kde však nejsou uvažovány jízdní odpory.



```

% m ... hmotnost auta (kg),
% J ... moment setrvacnosti k svisle ose teziste (kg*m^2),
% a ... vzdalenost teziste-predni naprava (m),
% b ... vzdalenost teziste-zadni naprava (m),
% delp ... natoceni prednich kol (rad), delp(t) zadavana funkce casu,
% XpP,XpL, XzP, XzL ... podelna sila na kolech prednich pravych/levych
%                zadnich pravych/levych (N), X>0 hnaci,X<0 brzdna,
% Xij(t) ... zadavana funkce casu
% SpP,SpL, SzP, SzL ... bocni sila na kolech prednich pravych/levych,
%                zadnich pravych/levych (N),
% ;
% alpP, alpL ... uhel smerove uchylky kola predni naprawy praveho,
%                levého (rad),
% kp ... smerova konstanta pneu predni naprawy (N),
% sp ... exponent (1/rad),
% up=kp*sp ... zakladni smerova tuhost kola predni naprawy pro zatizeni,
%                Fp0 (N/rad),
% alzP,alzL ... uhel smerove uchylky kola zadni naprawy praveho,
%                levého (rad),
% kz ... smerova konstanta pneu zadni naprawy (N),
% sz ... exponent (1/rad),
% uz=kz*sz ... (zakladni smerova tuhost kola zadni naprawy pro zatizeni
%                Fz0 (N/rad),
% FpP, FpL ... zatizeni kola predni naprawy praveho/levého (N),
% FzP, FzL ... zatizeni kola zadni naprawy praveho/levého (N),
% mi ... soucinitel adheze (1)
% h ... vyska teziste (m)
% rp, rz ... rozchod kol predni, zadni naprawy (m)
% ro ... rozdeleni klopneho momentu na predni a zadni napravu (1)
% y(1) ... podelna rychlost vx (m/s)
% y(2) ... rekonstrukce podelne zrychleni (m/s^2)
% y(3) ... uhel smerove uchylky teziste bet (rad)
% y(4) ... rekonstrukce rychlosti zmeny y(3) (rad/s)
% y(5) ... uhlova rychlost nataceni auta psidot (rad/s)

```

```

function dydt=autocykl2(t,y)
m=1400;
J=2200;
a=1.3;
b=1.3;
XpP=0;
if t<0.5
    XpL=0;
else
    XpL=-2000;
end;

```



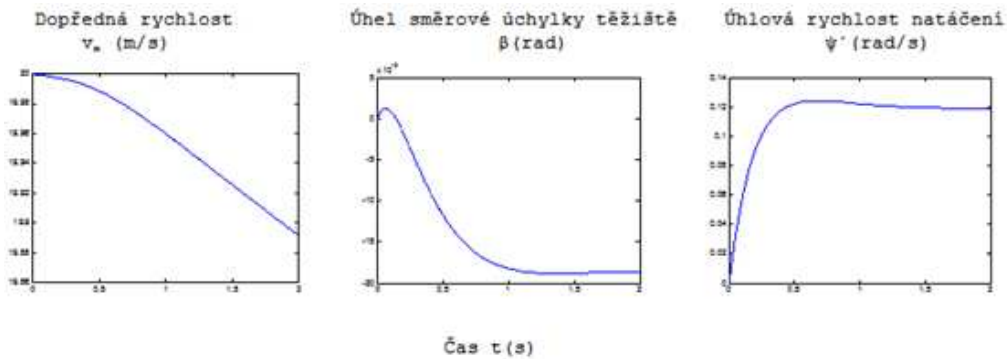
```

XzP=0;
XzL=0;
h=0.5;
rp=1.55;
rz=1.5;
ro=0.6;
g=10;
delp=0.02;
alpP=delp-(y(3)*y(1)+a*y(5))/(y(1)+(rp/2)*y(5));
alpL=delp-(y(3)*y(1)+a*y(5))/(y(1)-(rp/2)*y(5));
alzP=(-y(3)*y(1)+b*y(5))/(y(1)+(rz/2)*y(5));
alzL=(-y(3)*y(1)+b*y(5))/(y(1)-(rz/2)*y(5));
Fp0 =0.5* m*g*b/(a+b);
FpP=Fp0-0.5*m*y(2)*h/(a+b)+h*m*y(1)*y(5)*ro/rp;
FpL=Fp0-0.5*m*y(2)*h/(a+b)-h*m*y(1)*y(5)*ro/rp;
Fz0 =0.5*m*g*a/(a+b);
FzP = Fz0+0.5*m*y(2)*h/(a+b)+h*m*y(1)*y(5)*(1-ro)/rz;
FzL = Fz0+0.5*m*y(2)*h/(a+b)-h*m*y(1)*y(5)*(1-ro)/rz;
kp=1700;
sp=22;
kz=1900;
sz=22;
mi=1;
SpP=kp*(FpP/Fp0)^0.5*(1-(XpP/(mi*FpP))^2)^0.5*(1-exp(-sp*alpP));
SpL=kp*(FpL/Fp0)^0.5*(1-(XpL/(mi*FpL))^2)^0.5*(1-exp(-sp*alpL));
SzP=kz*(FzP/Fz0)^0.5*(1-(XzP/(mi*FzP))^2)^0.5*(1-exp(-sz*alzP));
SzL=kz*(FzL/Fz0)^0.5*(1-(XzL/(mi*FzL))^2)^0.5*(1-exp(-sz*alzL));
dydt=[(XpP+XpL+XzP+XzL-delp*(SpP+SpL))/m+y(1)*(y(5)+y(4))*y(3);
500*(-y(2)+(XpP+XpL+XzP+XzL-delp*(SpP+SpL))/m+y(1)*(y(5)+y(4))*y(3));
(SpP+SpL+SzP+SzL+(XpP+XpL)*delp -m*y(1)*y(5)-m*y(2)*y(3))/(m*y(1));
500*(-y(4)+(SpP+SpL+SzP+SzL+(XpP+XpL)*delp-m*y(1)*y(5)- m*y(2)*
*y(3))/(m*y(1));
(a*(SpP+SpL)-b*(SzP+SzL)+a*delp*(XpP+XpL)+(rp/2)*(XpP-XpL- SpP*delp+
+SpL*delp)+(rz/2)*(XzP-XzL))/J;];
[t,y]=ode45(@autocykl2,[0 2],[20 0 0 0 0])

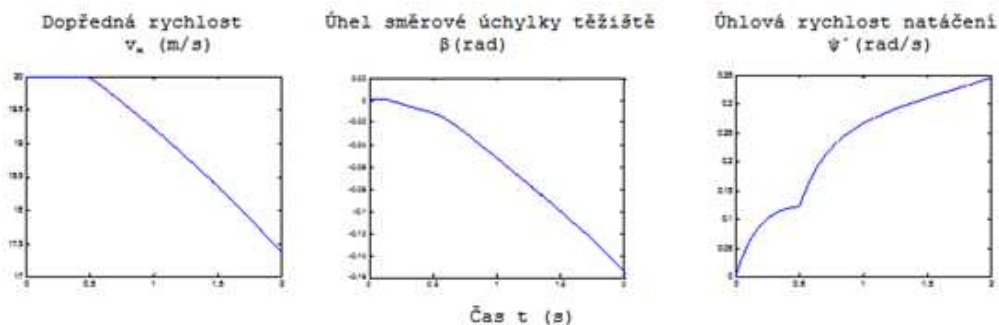
```

Příklad:

Automobil s parametry uvedenými v programu jede po vozovce s vysokou adhezí v přímé dráze počáteční rychlostí 20 m/s. V čase $t = 0$ jsou natočena řídicí kola skokem na $delp = 0.02$ rad (do levé zatáčky), žádné kolo nebrzdí.



Obdobná situace, ale v čase $t = 0.5$ s počne současně působit brzdná síla na levém předním kole $X_{pL} = -2000$ N (pozor na řádové změny ve velikostech procesů $v_x(t)$, $\beta(t)$ a $\psi'(t)$)



Příklad ilustruje, jak radikální vliv na pohyb vozidla mohou mít brzdné zásahy na jednotlivých kolech vozidla.

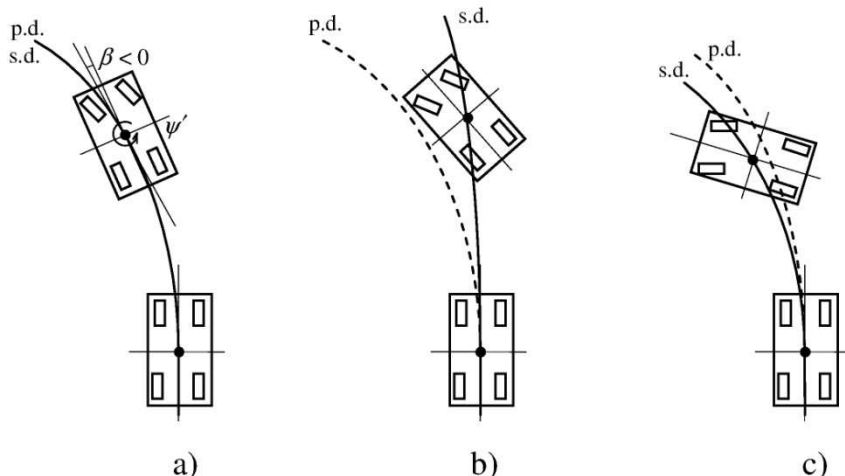
P9.3 FUNKCE ESC

ESC („Electronic Stability Control“, též ESP „Electronic Stability Program“) můžeme chápat jako regulační systém sloužící k předcházení pohybům automobilu, jevícím se jako potenciálně kritické z hlediska běžného řidiče.

Dva pohyby vozidla výrazně znesnadňují orientaci řidiče k provedení vhodného dalšího zákroku:

- rychlá změna a absolutně příliš velká rychlost natáčení vozidla kolem svislé osy ($\psi'(t)$ v obr.9.1.a),
- rychlá změna a absolutně příliš velký úhel směrové úchyly těžiště vozidla ($\beta(t)$ v obr. P9.1.a).

Pro dynamiku vozidla jsou podstatné vlastnosti pneumatik. Závislosti $\alpha(S, B, H, F_z, \dots)$ jsou do jisté velikosti využití adhezních schopností pneu (do cca $(S^2 + B^2)^{1/2} \approx \mu \cdot F_z$) přibližně lineární. Pokud jsou jízdní situace takové, že na všech čtyřech kolech nepřekročí využití adheze tuto mez a hnací síly na pravých a levých kolech obou náprav jsou přibližně symetrické, chová se automobil přibližně jako lineární dynamická soustava s dynamickými odezvami (ve smyslu změny svého směru a úhlové rychlosti natáčení kolem svislé osy), které řidič může dobře předvídat i korigovat a na které je adaptován. Řidič může sledovat požadovanou dráhu bez potíží (obr. P9.1a). Průběh úhlové rychlosti natáčení vozidla $\psi'(t) = (d\psi/dt)$ (rad/s) a úhlu směrové úchyly těžiště vozidla $\beta(t)$ (rad, resp. grad) má charakter řidičem očekávaný a zvládnutelný.



Obr. P9.1 Schématické znázornění pohybu automobilu v rovině vozovky
 Legenda: β – úhel směrové úchyly těžiště vozidla, ψ' – úhlová rychlost natáčení, „p.d.“ – požadovaná dráha, „s.d.“ – skutečná dráha

Při vyšším využití adheze na kterémkoliv kole se vlastnosti soustavy stávají nelineárními, což může vést ke vzniku různých neustálených stavů jízdy. Jejich zvládnutí vyžaduje od řidiče soustředění, zkušenost a um, a někdy končí nešťastně.

Jedna z takových situací je naznačena na obr. P9.1b. Řidič má v úmyslu sledovat určitou dráhu, avšak vozidlo jede po dráze o větším poloměru. Tomuto stavu jízdy se říká nedotáčivý a je typický pro na-

prostou většinu současných osobních automobilů při vysokém využití adhezních vlastností vozovky, tj. při příliš vysoké rychlosti projíždění zatáčkou (což je častá situace na náledí). Řidič již nemá možnost zvětšováním natočení řídicích kol poloměr dráhy snižovat. Při jeho pokusech o zásah volantem se může úhel směrové úchyly těžiště β stát víceméně libovolný.

Opačná situace je ukázána na obrázku P9.1c. Vozidlo se při ní se natáčí kolem své svislé osy rychleji, než očekává řidič, a při tom se poloměr projížděné zatáčky zmenšuje. Tento stav jízdy se označuje jako přetáčivý a u moderních automobilů může např. nastat při rychlém výjezdu ze zatáčky, u vozidel s pohonem zadní nápravy při prudké akceleraci v zatáčce, atd. Nezareaguje-li řidič dostatečně rychle, pohyb vozidla se stává nestabilní, kdy se jak $\psi'(t)$ tak i $\beta(t)$ neustále zrychleně zvyšují. Pokusy řidiče o korekční manévry mohou být v této fázi již neúspěšné.

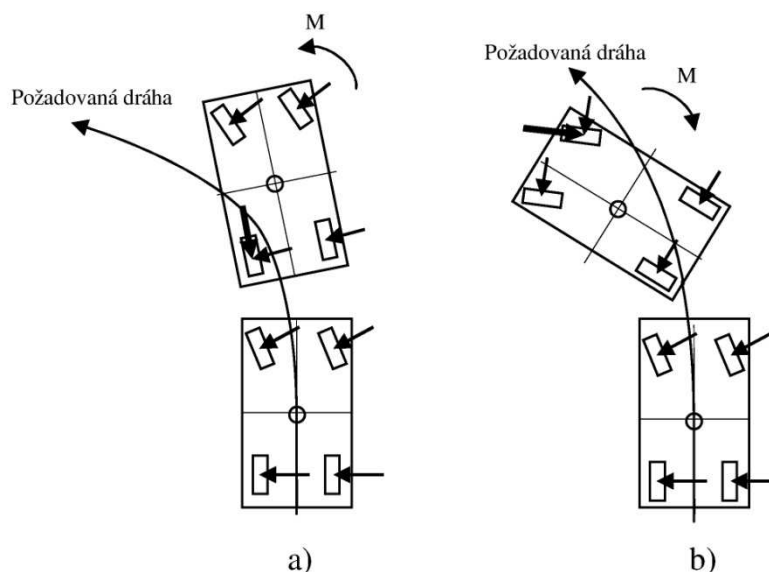
ESC má zabránit, aby k těmto kritickým situacím došlo.

Základem funkce běžných ESC je přibrzdování vhodně vybraného kola resp. kol na vozidle. Toto má jednak za následek vznik natáčecího momentu M na vozidlo vlivem nesymetrie brzdných sil, jednak zmenšení směrové tuhosti pneumatiky tohoto kola, a tím zvětšení úhlu směrové úchyly celé nápravy.

Příklady aplikace tohoto principu jsou ukázány na obr. P9.2.

Přibrzděním levého zadního kola (obr. P9.2a) se jednak docílí natáčecího momentu M ke svislé ose vozidla, jednak se zvýší celkový úhel směrové úchyly zadní nápravy, což obojí vede ke snížení poloměru zatáčení a zvětšení úhlové rychlosti natáčení vozidla kolem svislé osy.

Přibrzděním pravého předního kola (obr. P9.2b) se jednak docílí natáčecího momentu M ke svislé ose, jednak se zvýší celkový úhel směrové úchyly přední nápravy, což obojí vede ke zvětšení poloměru zatáčení a ke snížení úhlové rychlosti natáčení vozidla kolem svislé osy.



Obr. P9.2 Schematické zpodobnění vlivu brzdného zásahu na jednom kole ke korekci pohybu vozidla

Vstupuje-li ESC do činnosti při brzdění vozidla, je možno obdobného účinku docílit snižováním brzdné síly na vybraném kole.

U vozidla s poháněnou přední nápravou se v situaci podle obr. P9.2a snižuje hnací moment motoru, ovšem pouze tak, aby vozidlo nebylo motorem brzděno. Tím se snižuje i její úhel směrové úchyly.

Obdobné platí pro vozidlo s poháněnou zadní nápravou v situaci podle obr. P9.2b, kdy je snahou snížením hnacího momentu zmenšit úhel směrové úchyly zadní nápravy.

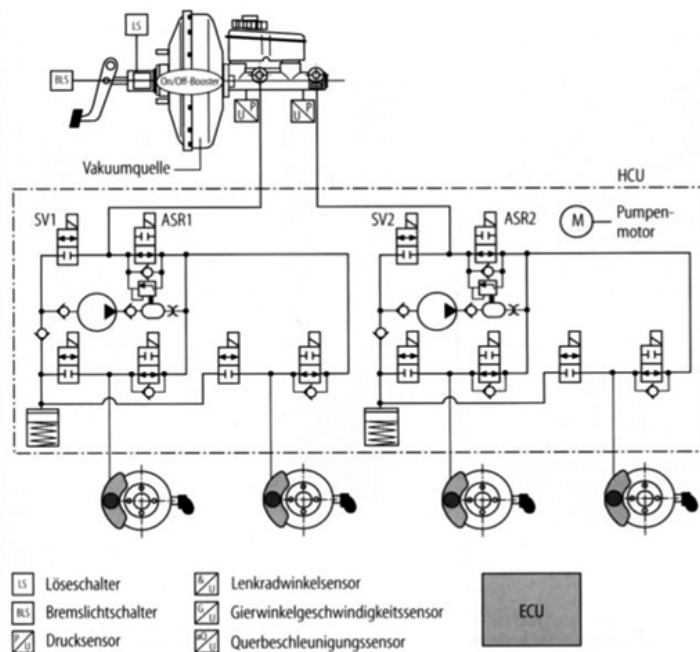
Základní systémy ESC se tedy skládají:

- ze snímačů, monitorujících okamžitý stav jízdy vozidla a polohu ovládačů,
- z vyhodnocovací jednotky signálů z těchto snímačů,
- z logické jednotky porovnávající skutečný stav jízdy se stavem, jaký by měl být pro bezproblémovou jízdu,
- z logické jednotky, která na základě těchto zjištění dává příkazy k ovládní jednotlivých kolových brzd a motoru (resp. současně i spojky a převodovky),
- z výkonných mechanických modulů, splňujících tyto příkazy.

P9.4 POPIS BĚŽNÝCH SOUSTAV ESC

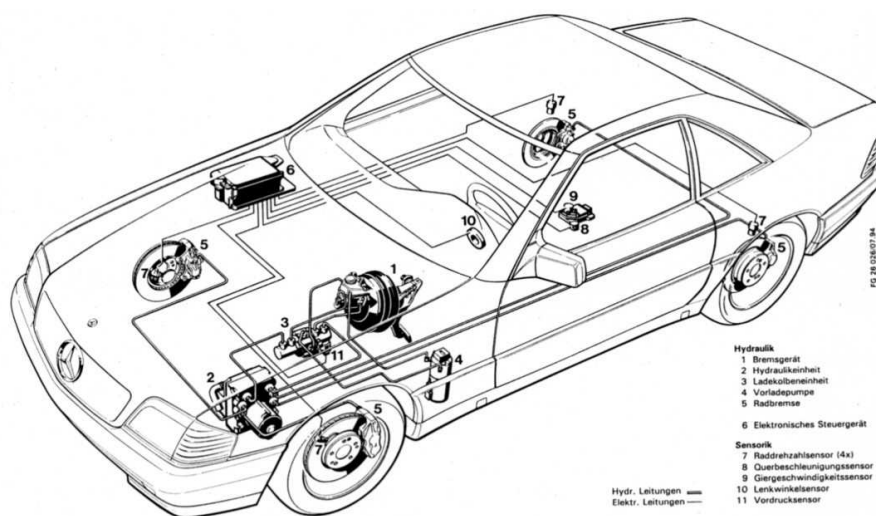
Mechanicko-hydraulická soustava brzd je u systémů ESC prakticky totožná s jednoduššími systémy ABS/ASC včetně jednotky modulující tlaky kapaliny v jednotlivých brzdových ústrojích a jednotky managementu motoru, řídicí postavení škrticí klapky (u zážehových motorů), předstih a vstříkovací soustavu. (obr. P9.3, obr. P9.4). Pro samostatné a rychlé generování brzdných sil na jednotlivých kolech musí být k dispozici dostatečné zdroje tlakové kapaliny. Z tohoto důvodu je většinou přidán agregát s vlastním čerpadlem a akumulátorem, v němž je kapalina pod trvalým tlakem.

Vozidlo musí být vybaveno snímači otáček každého kola a snímači tlaku v brzdné soustavě, společnými s ABS/ASC, snímačem bočního zrychlení (umístěným délkově v blízkosti těžiště vozidla a výškově v blízkosti jeho „osy naklápění“), gyroskopickým MEMS snímačem úhlové rychlosti natáčení karosérie (viz Příklad 5) a snímačem natočení volantu.



Obr. P9.3 Schéma prvků systému ESC pro osobní automobily

Legenda: „Loeseschalter“ – spínač činnosti, „Bremslichtschalter“ – spínač brzdových světel, „Drucksensor“ – snímač tlaku, „Lenkradwinkelsensor“ – snímač úhlu natočení volentu, „Gierwinkelgeschwindigkeitssensor“ – snímač úhlové rychlosti matáčení vozidla, „Querbeschleunigungssensor“ – snímač příčného zrychlení, „ECU“ – řídicí počítač, „Vakuumquelle“ – zdroj podtlaku, „On-Off Booster“- posilovač, „Pumpenmotor“ – motor čerpadel

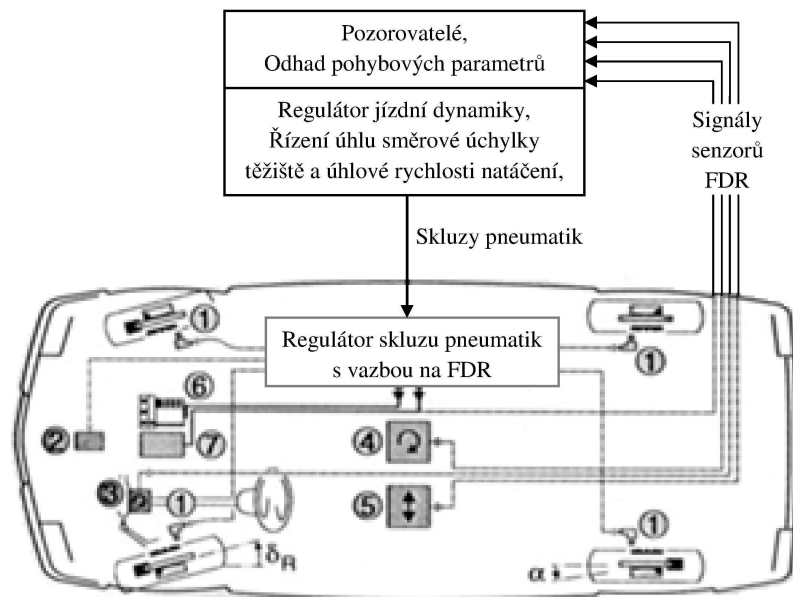


Obr. P9.4 Umístění základních prvků systému ESC ve vozidle

Legenda: 1 – brzdíč, 2 – hydraulická skupina, 3 – tlakový zdroj, 4 – zdroj trvalého tlaku, 5 – kolová brzda, 6 – ECU, 7 – kolové senzory otáček, 8 – snímač příčného zrychlení, 9 – snímač úhlové rychlosti natáčení, 10 – snímač úhlu natočení volantu, 11 – snímač trvalého plnicího tlaku

U jednoho provedeného systému ESC se řídicí jednotka skládá ze tří hlavních modulů (obr. P9.5):

- z tzv. pozorovatele, který z údajů senzorů dopočítává neměřené pohybové veličiny,
- z vlastního regulátoru, jehož výstupem jsou požadované skluzy jednotlivých pneumatik,
- z regulátoru skluzů pneumatik.



Obr. P9.5 Schéma vazeb mezi senzory, řídicími počítači a výkonnými prvky

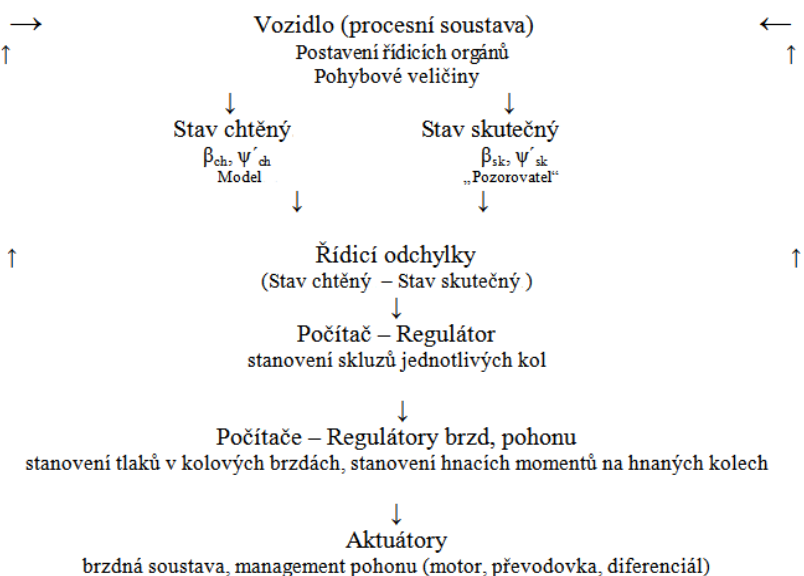
Legenda: 1 – snímače otáček kol, 2 – snímač plnicího tlaku, 3 – snímač úhlu natočení volantu, 4 – snímač úhlové rychlosti natáčení, 5 – boční snímač zrychlení, 6 – modulace tlaku, 7 – manažment motoru, „Beobachter. Schätzung von Bewegungsgroessen“ – pozorovatel, odhad parametrů pohybu

P9.5 OBECNÝ POPIS REGULACE ESC

Regulace má v mezních situacích přizpůsobit pohyby vozidla po vozovce tak, aby řidič byl ještě schopen svými vlastními zásahy dráhu vozidla korigovat. Regulace má tedy zabezpečit, aby se vozidlo nedostalo do extrémních stavů jízdy, a aby i nadále reagovalo na zásahy řidiče přibližně tak, jak je zvyklý. Fyzikální adhezní meze sil mezi pneumatikou a vozovkou samozřejmě překročeny být nemohou, takže vozidlo se může pohybovat jen po dráze jimi umožněné, avšak nekoná pohyby, které jsou pro běžného řidiče nekontrolovatelné.

K provedení takovéto regulace je nutno stanovit:

- jaké jsou základní pohybové parametry, reprezentující skutečný okamžitý stav jízdy, tj. rychlost $v_{x,sk}$ vozidla v jeho podélné ose, úhel směrové úchylky těžiště β_{sk} , úhlová rychlost natočení ψ'_{sk} a skluzu kol λ_j ; úhlová rychlost natočení ψ'_{sk} je měřena přímo, ostatní musí být odhadnuty ze signálů úhlových rychlostí otáčení kol ω_j a příčného zrychlení a_y ; na základě těchto parametrů pak mohou být odhadnuty i další parametry, jako úhly směrových úchylek kol, zatížení kol, atd.



- jak by se vozidlo v daném okamžiku při daném postavení řídicích orgánů (natočení volantu δ_v , síla na brzdový pedál resp. tlaky v hlavním brzdíči p_j , postavení pedálu akceleračního a zařazený převodový stupeň resp. hnací moment na hnaných kolech M_{kj}), jedoucí v okamžitém jízdním stavu s dopřednou rychlostí v_x mělo chovat, neboli jaký by měl být okamžitý chtěný stav jízdy.

Na základě odchylky mezi chtěným stavem jízdních parametrů a stavem skutečným stanoví počítač na základě vložených dat potřebné zásahy na změnu brzdících a hnacích sil. Schéma algoritmu je následující:

Regulace se provádí v krocích po stanovených časových intervalech Δt , neboli se vzorkovací frekvencí

$$f_{vz} = (1/\Delta t).$$

Stanovení odhadů skutečných jízdních stavů „pozorovatelem“

Z kinematických vstupních parametrů lze přímým měřením stanovit:

- natočení volantu δ_v (a tedy i řídicích kol $\delta_p \approx \delta_v/p$, p (1) převod řízení),
- úhlovou rychlost stáčení vozidla $\psi'_{sk} = (d\psi_{sk}/dt)$,
- příčné zrychlení a_y ,
- úhlové rychlosti rotace kol ω_j ($j = 1, \dots, 4$).

Všechny naměřené signály je nutno vhodně filtrací před jejich použitím v pozorovateli upravit.

„Pozorovatel“ je zjednodušeným matematickým modelem vozidla, poskytujícím základní vztahy pro odhady pohybových a silových veličin, které nejsou měřením postižitelné.

Základním problémem je stanovení odhadu rychlosti pohybu v podélné ose vozidla $v_{x,sk,i}$ v každém i -tém kroku. Používané postupy byly stručně popsány v příkladu P.8.

Pomocí diference rychlostí je možno provést odhad zrychlení, $a_{x,sk,i} \approx (v_{x,sk,ii} - v_{x,sk,i-1})/\Delta t$.

Měřené příčné zrychlení a_y se skládá ze složky zrychlení dostředivého ($v_x \cdot (\psi' + \beta') \cdot \cos\beta$) a složky zrychlení dopředného ($a_x \cdot \tan\beta$), neboli pro malé úhly β je $a_y = (v_x \cdot (\psi' + \beta') + a_x) \cdot \beta$. Změna úhlu směřové úchyly těžiště v kroku i je tedy

$$\Delta\beta_{sk,i} \approx (a_{y,i}/v_{x,sk,i} - \psi'_i - (a_{x,sk,i}/v_{x,sk,i})) \cdot \beta_{sk,i-1}.$$

Odhad její velikosti v kroku $(i+1)$ je

$$\beta_{sk,i+1} \approx \beta_{sk,i} + \Delta\beta_{sk,i}$$

Je zřejmé, že chyba při stanovení $\beta(t)$ je chybou součtovou a pro její minimalizaci je nutno použít vyhlazovací algoritmy známé z počítání s diskretními veličinami.

Při znalosti uvedených dvou základních pohybových parametrů $v_{x,sk,i}$ a $\beta_{sk,i}$ a měřených $\omega_{j,i}$ a $\delta_{v,i}$ je možno pomocí vztahů, obdobných těm, které byly použity v uvedeném modelu Matlab, provést v každém kroku odhady všech relevantních parametrů k stanovení regulačních podmínek, jako jsou:

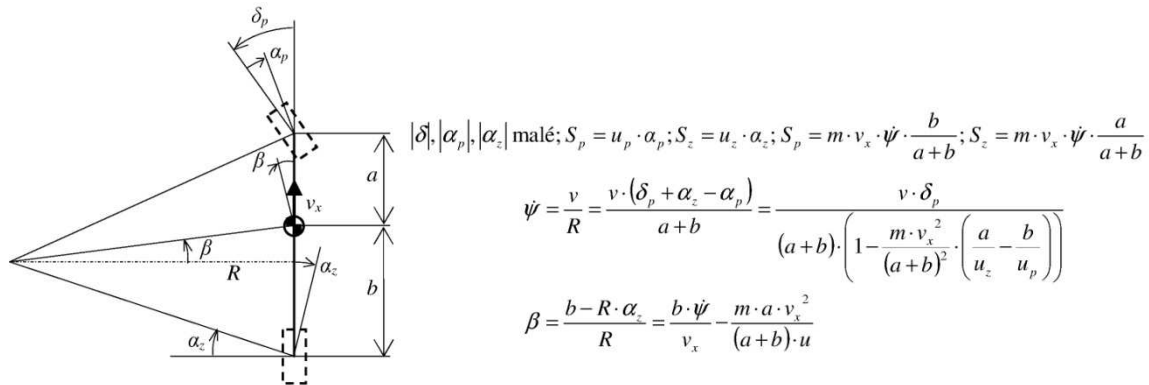
- měrné skluzy pneumatik $\lambda_{j,sk,i}$ a velikost hnacích $H_{j,sk,i}$ či brzdících sil $B_{j,sk,i}$
- úhly směřových úchylek pneumatik $\alpha_{j,sk,i}$ a velikosti bočních sil $S_{j,sk,i}$
- a případně dalších.

Stanovení chtěných jízdních stavů

Při ustálené jízdě vozidla po kruhové dráze ($v_x = \text{konst}$) s malým využitím adheze je natočení volantu δ_v konstantní. Prakticky vždy se zvyšujícím se příčným zrychlením a_y (m/s^2) natočení volantu vzrůstá. Přírůstek ($d\delta_v/da_y$) je určen konstrukcí vozidla a je tedy optimalizován jeho výrobcem. Řidiči jsou na toto chování svého vozidla adaptováni.

Tato charakteristická vlastnost vozidla je běžně brána jako základ vyžadované reakce vozidla i v neustálených stavech jízdy (zatačení, brzdění, akcelerace).

K určení požadované rychlosti stáčení karosérie vozidla $\psi'_{ch,i}$ a úhlu směrové úchylnosti těžiště $\beta_{ch,i}$ v kroku i se může použít jednoduchý linearizovaný „bicyklový“ model (obr. P9.6). Konstanty modelu musí odpovídat provedení automobilu, na němž je daný systém ESC použit.



Obr. P9.6 „Bicyklový“ model ustáleného pohybu vozidla po kruhové dráze

Při známém natočení volantu $\delta_{v,i}$ (rad) a odhadu rychlosti jízdy $v_{x,i}$ (m/s) je

$$\psi'_{ch,i} = v_{x,i} \cdot (\delta_{v,i} / i) / ((a+b) - \chi_\psi \cdot v_{x,i}^2),$$

$$\beta_{ch,i} = b \cdot \psi'_{ch,i} / v_{x,i} - \chi_\beta \cdot v_{x,i}^2,$$

kde χ_ψ a χ_β jsou konstanty, jejichž význam vyplývá z obr. P9.6. Jejich velikost se určuje experimentálně zkouškami s vozidlem řízenými expertními řidiči.

Regulátor

Uvedenými postupy je možno v každém i -tém kroku regulace vyhodnotit odhady odchylky $e_{\psi',i} = (\psi'_{ch,i} - \psi'_{sk})$ chtěné úhlové rychlosti natáčení vozidla od hodnoty skutečné, odchylky $e_{\beta,i} = (\beta_{ch,i} - \beta_{sk,i})$ jeho chtěného úhlu směrové úchylnosti těžiště od skutečného, a odhady skluzů $\lambda_{j,i}$ všech kol ($j = 1, 2, 3, 4$).

Současně s těmito hlavními údaji bývají brány do úvahy odhady okamžitých sil na jednotlivých kolech, v podélném směru $H_{j,i}$ resp. $B_{j,i}$, příčném směru $S_{j,i}$ a radiálních $F_{zj,i}$, z nichž je možno na základě znalosti silových charakteristik pneumatik, použitých na vozidle, odhadnout, jak se změna brzděného tlaku na každém kole projeví na velikosti jeho brzděné síly.

Regulátor na základě těchto údajů rozhoduje, zda v následujícím $(i+1)$ -tém kroku:

- se bude tlak v brzdových válečcích jednotlivých kol kola zvyšovat, snižovat nebo ponechávat na úrovni, určené systémem ABS/ASC,
- současně se bude velikost momentu motoru snižovat nebo ponechávat na stávající úrovni.

Algoritmus zákon řízení tlaku v brzdových ústrojích jednotlivých kol je ve své základní podobě podobný tomu, jak je ukázán na obr. P2.9 pro samotnou korekci úhlové rychlosti natáčení vozidla, které není v počátku zásahu ESC brzděno. Samotná korekce úhlu směrové úchylnosti těžiště vozidla se děje vhodným přibrzděním protilehlých kol přední a zadní nápravy tak, aby výsledný natáčecí moment M byl co nejmenší, ale aby se úhly směrových úchylností přední a zadní nápravy vhodně jejich přibrzděním změnily.

Možných kombinací současného výskytu odchylek $e_{\psi',i}$ a $e_{\beta,i}$ i jízdních stavů je nespočet, takže zásahy na ně musí být určitým způsobem uspořádány a vtěleny do vhodných pravidel. Algoritmy řízení ESC pak většinou využívají fuzzy logiku ke stanovení povelů.

Z tohoto velmi zjednodušeného popisu je patrné, že vývoj skutečného algoritmu řízení je náročný a neobejde se bez matematického modelování a bez náročných jízdních zkoušek.

Regulace systému ABS/ASC pracuje prakticky autonomně. ESC koriguje výše uvedeným způsobem jeho rozhodnutí.

P10. ZAŘÍZENÍ PRO VYSOCE PŘESNÉ SOUSTRUŽENÍ

P10.1 PROBLEMATIKA

Při soustružení hřídelí z lehkých kovů pomocí diamantových nebo karbidových nástrojů, které vyžaduje obzvláště velkou přesnost, jsou hloubky a posuvu řezu velmi malé. Tím jsou velmi malé i řezné síly, a tedy deformace stroje, které ovlivňují kruhovitost obrobku, jsou zcela zanedbatelné.

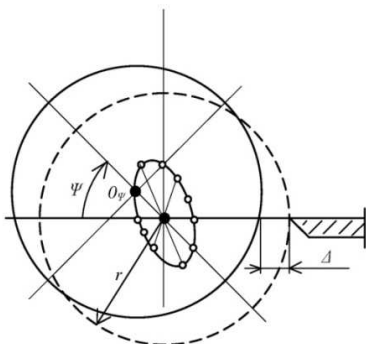
Kruhovitost obrobku je proto ovlivněna převážně odchylkami rotace vřetene stroje od ideálního kruhového pohybu kolem teoretické (ideální) osy [3].

„Nekruhovitost“ f_K může být definována jako rozdíl maximálního d_{max} a minimálního d_{min} průměru obrobku, $f_K = d_{max} - d_{min}$.

Při uložení vřetene na valivých ložiskách s nejvyšší třídou přesnosti je možno dosáhnout nekruhovitosti $f_K \geq 0,5 \mu\text{m}$ (resp. 0.0005 mm, resp. 500 nm). U některých přístrojů, používaných v technice kosmických letů a v optické komunikační technice, se požaduje vyšší přesnost s nekruhovitostí $f_K < 0,3 \mu\text{m}$. Průměry vytvářených rotorů bývají v řádu mm a menší.

Přesnost rotace hřídele (vřetene), uložené ve valivých ložiskách, závisí na celkové úrovni přesnosti výroby stroje a montáže stroje (soustruhu), v němž hřídele rotuje. V podstatě největším zdrojem nepřesnosti u vysoce přesných obráběcích strojů však jsou valivá ložiska.

Osa rotace vnitřního kroužku valivého ložiska není prakticky nikdy totožná s teoretickou osou rotace, což je dáno úchyly tvarů obou kroužků ložiska. U běžných ložisek mohou tyto úchyly činit (podle průměru) od 5 do 10 μm , u tzv. „vysoce přesných“ (opět podle průměru) od 1 do 5 μm . Při rotaci hřídele (vřetene) v ložisku se proto jeho osa při otáčení radiálně (vzhledem k ose teoretické) posouvá. (obr. P10.1).



Obr. P10.1 Schéma posuvu osy okamžité rotace hřídele během jedné otáčky

Tato vlastnost je typická pro každé individuální ložisko a při provozu se prakticky nemění po dobu života ložiska.

Hřídel vřetene soustruhu je uložena ve dvou radiálních ložiskách. Při rotaci vykonává tedy jakýsi vrtivý pohyb, který v každé příčné rovině po její délce má charakteristickou podobu. Pro každé natočení hřídele ψ od zvoleného základu se skutečná osa rotace hřídele O_ψ radiálně posouvá vůči ose ideální.

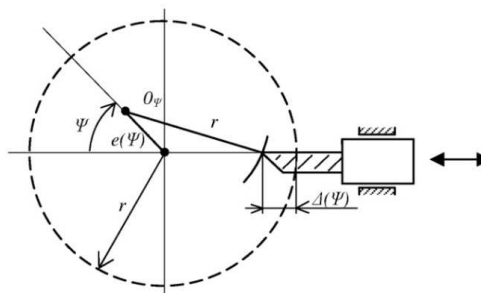
Je-li nůž soustruhu upevněn vzhledem k teoretické ose rotace vřetene tak, jak by odpovídalo soustružení součásti o poloměru r , pak vlivem posuvu osy rotace vřetene v příčné rovině se tvar obrobku vzdaluje od požadovaného ideálního kruhového tvaru.

Zvyšování přesnosti valivých ložisek, aby byly splněny ukázané požadavky na kruhovitost speciálních obrobků, je sice možné,

avšak extrémně nákladné. Další možnosti, jako uložení vřetene na tlakových vzduchových ložiskách nebo magnetických ložiskách jsou schůdné, ale složité a finančně náročné.

Možností, zde diskutovanou, je použití klasických valivých ložisek a odchylku od kruhovitosti, jimi způsobenou, korigovat vhodným radiálním posuvem nástroje během jedné otáčky obrobku. Je-li pro okamžité natočení ψ známa okamžitá excentricita $e(\psi)$ osy vřetene vůči ose ideální, pak pro soustružení poloměru r je možno posuv nástroje $\Delta(\psi)$ snadno vypočítat (obr. P10.2).

Je nutno podotknout, že potřebné posuvy $\Delta(\psi)$ se odehrávají v nanometrech při rozměrech obrobku v řádu milimetrů.



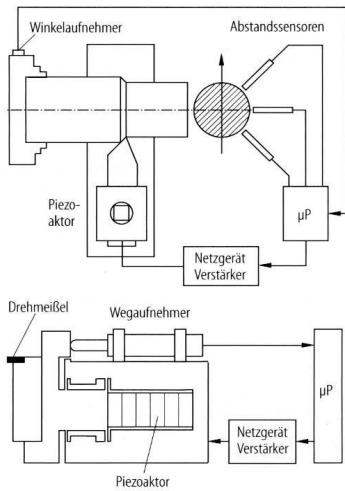
Obr. P10.2 Potřebný okamžitý posuv nástroje k docílení kruhovitosti obrobku

P10.2 PŘÍKLAD EXPERIMENTÁLNÍHO PROVEDENÍ

Řešení se rozpadá na dva problémy:

- detekci nesouhlasu skutečné osy rotace a ideální osy v příčných rovinách, odpovídajících axiálnímu posuvu nástroje, tj. stanovení $e(\psi)$ pro jednotlivé axiální posuvy nástroje,
- docílení radiálního posuvu nástroje $\Delta(\psi)$ v závislosti na natočení vřetene ψ se zřetelem na známou funkci $e(\psi)$; základní frekvence tohoto pohybu odpovídá frekvenci rotace vřetene, tj. orientačně 20 až 60 Hz.

Schéma takového stroje je na obrázku P10.3.



Obr. P10.3 Schéma zařízení k vysoce přesnému soustružení

Legenda: Drehmeißel – nůž, Wegaufnehmer – snímač polohy, Piezoaktor – piezoelektrický aktuátor, Winkelaufnehmer – snímač úhlového natočení vřetene, Abstandssensoren – snímače vzdálenosti, Netzgeraetverstaerker – zesilovač

Při kalibraci stroje se do vřetene upne měrná hřídel s prakticky ideální centricitou. Pomocí radiálně umístěných snímačů se stanoví okamžité radiální odchylky osy vřetene od osy ideální $e(\psi)$ pro úhly natočení vřetene ψ od 0 do 360° v každé axiální pracovní poloze nástroje. Přesnost měření $e(\psi)$ musí být v rozsahu nm. Vyhodnocování tohoto měření se musí dít statisticky v průběhu více otáček.

Mikropočítač stanoví požadovaný radiální pohyb nástroje $\Delta(\psi)$ pro každé natočení vřetene ψ v průběhu jedné otáčky a každou axiální polohu nástroje, aby byly tyto odchylky korigovány. Takto vzniklý řídicí signál je uložen v jeho paměti.

Nástroj (nůž) je uložen na stroji tak, aby mu byl umožněn korekční pohyb, radiální vůči obrobku. Nástroj je upevněn na listové pružině, která je opřena s předpětím o lineární piezoelektrický aktuátor na rámu stroje. Řídicí signál z mikropočítače vstupuje do řídicího počítače se zesilovačem, který zpětnovazebně řídí napětí na aktuátoru tak, aby se nůž během každé otáčky radiálně příslušně posunoval vzhledem k základní poloze.

Pohyb nože je zpětnovazebně korigován podle skutečné polohy nástroje, snímané zdvihovým snímačem, a řídicí počítač provádí podle potřeby potřebné korekce.

Position Servo-Control



Position servo-control eliminates nonlinear behavior of piezoceramics such as hysteresis and creep and is the key to highly repeatable nanometric motion.

The advantages of position servo-control are:

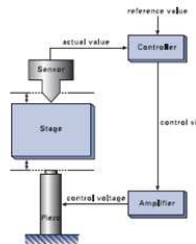
- High linearity, stability, repeatability and accuracy
- Automatic compensation for varying loads or forces
- Virtually infinite stiffness (within load limits)
- Elimination of hysteresis and creep effects

PI closed-loop piezo actuators and systems are equipped with position measuring systems

providing sub-nanometer resolution, linearity to 0.01 %, and bandwidths up to 10 kHz. A servo-controller (digital or analog) determines the output voltage to the PZT ceramics by comparing a reference signal (commanded position) to the actual sensor position signal

For maximum accuracy, it is best if the sensor measures the motion of the part whose position is of interest (direct metrology). PI offers a large variety of piezo actuators with integrated direct-metrology sensors. Capacitive sensors provide the best accuracy

Simpler, less accurate systems measure things like strain in drive elements.



Obr. P10.4 Obecný popis zařízení fy PI pro řízení délky lineárního piezoelektrického aktuátoru

P10.3 PIEZOELEKTRICKÉ ELEMENTY

(K podrobnějšímu porozumění problematiky doporučujeme např.: Firemní materiál fy PI: Designing with Piezoelectric Transducers: Nanopositioning Fundamentals)

Při působení tlaku na krystal piezoelektrické látky (např. křemen SiO_2) se ionty v jeho krystalové mřížce posouvají ve směru tlaku, a na tlakových plochách se objeví elektrický náboj, vybuzující mezi nimi určité napětí. Naopak zavedení napětí mezi těmito plochami způsobuje posuv iontů v krystalové mřížce, a tedy zvětšení rozměru krystalu. Obojí je technicky využíváno, v prvním případě v senzorech, v druhém případě v aktuátorech.

Piezoelektrické aktuátory mění elektrickou energii přímo v energii mechanickou. Jsou komerčně dodávány pro různé silové a zdvihové požadavky. V tlačném provedení (v podobě „stack“ – viz dále) mohou přenášet relativně velké síly, ovšem jejich zdvih je omezen, běžně maximálně do cca 0.5 mm (cca 0.2% své délky). Jejich použití je proto omezeno na přístroje a zařízení, pracující v nanometrovém režimu. Jejich dynamická reakce na změnu napětí je velmi rychlá, v rámci mikrosekund, takže při změně jejich rozměru se dosahují zrychlení v řádově 10 000 g (bez zátěže). Spotřeba energie je minimální, ve statickém režimu (udržení statického zatížení) se prakticky chovají jako kondenzátory, tj. s prakticky nulovým příkonem.

Piezoelektrické elementy jsou tvořeny tzv. „piezoelektrickou keramikou“. Je to polykrystalická látka, vytvářená jako aglomerace malých, nahodile uspořádaných krystalků základní piezoelektrické látky (např. křemene, SiO_2 , barium titanátu BaTiO_3 , dnes převážně na bázi $\text{Pb}(\text{TiZr})\text{O}_3$ titanátu, atd.). Piezoelektrickou se stává až po vystavení účinkům elektrického pole, které vyvolá její polarizaci, takže nabývá piezoelektrické vlastnosti stejné, jako základní piezoelektrická látka. Piezoelektrická keramika je levná a snadno vyrobitelná v potřebných tvarech.

Pro silové, výkonové aplikace je vhodná tzv. „tvrdá (hard)“ keramika.

Základní popis piezoelektrických vlastností takovýchto piezoelektrických „motorů“ zde stručně uvedeme.

Uvažujme volný nezatížený piezoelement válcového tvaru (obr. P10.5) o průměru D a výšce L . V praxi je $L \ll D$ (disk). Na obě čela je ze zdroje přivedeno napětí U (V).

Vytvoří-li se takto mezi čely takového piezoelementu elektrické pole o intenzitě $E = U/L$ (V/m), změní se jeho délka L (m) o ΔL (m),

$$\Delta L = \pm E \cdot d_{33} \cdot L = \pm d_{33} \cdot U.$$

(Poznámka: Kladná hodnota odpovídá prodloužení!)

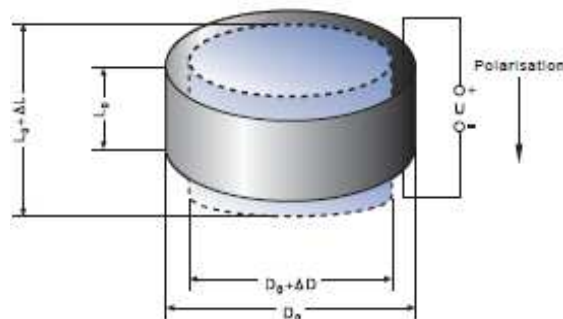
V tomto vztahu je d_{33} (m/V) je tzv. piezoelektrická konstanta materiálu daného elementu, při čemž index „33“ označuje, že při polarizaci elementu v ose 3 (ose válce z) se poměrné prodloužení počítá v téže ose 3.

Pro běžné piezoelektrické materiály je $d_{33} = 250$ až 550 pm/V (pikometrů na V),

$$E = 1 \text{ až } 2 \text{ kV/mm.}$$

Z popisu je zřejmé, že při běžné kladné polarizaci $E > 0$ (vzhledem k přiloženému napětí) se délka elementu prodlužuje. Při záporné polarizaci se délka elementu zmenšuje, avšak přípustná hodnota záporného elektrického pole je nejvýše 20% přípustné kladné hodnoty, takže i přípustné zkrácení elementu je maximálně 20% jeho přípustného prodloužení. Použití záporné polarizace se obecně nedoporučuje.

Při současném působení tlačné síly F v ose elementu je situace složitější. Tato síla vyvolá deformaci elementu (zkrácení) ΔL_m a vlivem piezoelektrického efektu současně i vznik napětí U_m na obou čelech



Obr. P10.5 Piezoelektrický válcový element a změna jeho rozměrů při přiložení napětí na jeho horní a spodní čelo a ukázané polarizaci elementu

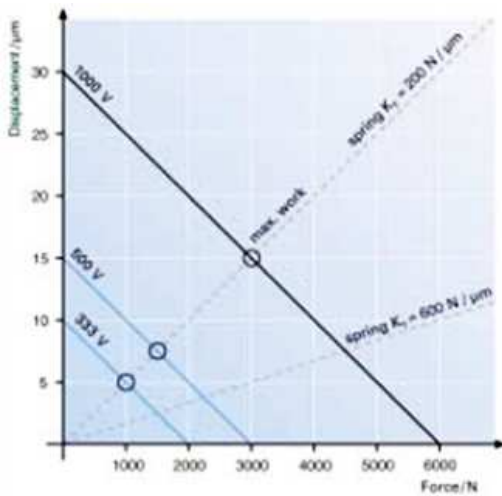
se zápornou polaritou. Působí-li současně s vnější tlačnou silou na element i napětí U s kladnou polaritou, způsobující prodloužení elementu, pak se tato dvě napětí odečítají $U_c = (U - U_m)$ a nosná síla na elementu se snižuje. Z toho vyplývá paradoxní jev, že piezoelement, sevřený mezi dvě tuhé nepohyblivé podložky, vyvozuje největší statickou piezoelektrickou sílu F_b (N), je-li jeho délková deformace nulová. Tato síla je nazývána „blokovaná“ („blocked force“).

Je nutno si uvědomit, že v tomto případě musela piezoelektrická deformace (prodloužení elementu) kompenzovat mechanickou deformaci (zkrácení elementu) o teoretické velikosti (při rovnoměrně rozloženém tlaku na čela)

$$\Delta L_m = - (L/E.A).F = -k_T.F$$

kde E (N/m²) je modul pružnosti materiálu elementu (cca 0,15 až 0,3. E_{ocel}), A (m²) čelní plocha. Konstanta k_T (N/m) je konstantou mechanické tuhosti elementu v tlaku.

Obecný požadavek na piezoelektrický aktuátor v mechanické soustavě je, že se musí prodloužit o zvolenou délku ΔL a při tom vyvodit sílu F .



Obr. P10.6 Příklad statické charakteristiky určitého piezoelementu

Legenda: $k_T = 200$ N/μm, pro $U = 1000$ V $\rightarrow \Delta L_{max} = 30$ μm, „Force“ - síla, „Displacement“ - deformace

je pak možno na základě uvedené lineární charakteristiky spočítat jako

$$F_U = k_T.\Delta L_{Umax}.(1 - (k_T/(k_T + k_S))).$$

Tímto je možno optimalizovat výběr elementu k danému použití.

Vzhledem k velmi omezené možnosti piezoelementů pracovat v tažném režimu, je pro jejich tažno/tlačné použití nutno je předepínat vnější tlačnou silou (pružinou), aby se jejich práce děla vždy v tlačném režimu.

Mez pevnosti válcového piezoelementu v tlaku závisí na použitém materiálu a jeho zpracování. Jako běžná hodnota se uvádí cca 250 MPa (ovšem někde až 600 MPa). Přípustná hodnota napětí v tlaku v praxi je ca pětkrát nižší, protože při vyšším namáhání nastává samovolná depolarizace elementu. Přípustné napětí v tahu je cca 5 až 10% přípustného napětí v tlaku.

Výše uvedené lineární vztahy platí s dostatečnou přesností při silách a deformacích v běžně používaném rozmezí. Skutečné vlastnosti piezoelektrických materiálů jsou nelineární.

Prakticky velmi důležité jsou dvě závislosti vlastností piezoelementů na teplotě:

- teplotní roztažnost, která má obecně nelineární charakter; součinitel teplotní roztažnosti se pohybuje do 4.10^{-6} (1/K)
- změna velikosti piezoelektrické konstanty s teplotou.

Statická charakteristika piezoelementu (obr. P10.6) popisuje závislost $f(U, \Delta L, F)$ mezi jeho deformací ΔL , vyvozanou silou F a napětím U . Největší síla, blokovaná síla F_{bU} při napětí U vzniká, je-li deformace elementu nulová (nulové prodloužení) $\Delta L_U = 0$. Při stejném napětí U , ale nulové axiální síle $F = 0$, se element prodlouží o ΔL_{Umax} . Závislost $F_U(\Delta L_U)$ resp. $\Delta L_U(F_U)$ pro $U = konst.$ mezi těmito extrémy je přímková.

Nejefektivnější využití piezoelementu nastává, je-li jím vyvozená práce ($F_U.\Delta L_U$) největší. Toto zřejmě nastává v polovině charakteristiky.

V praktickém uplatnění piezoelement většinou staticky působí na určitý pružný systém, opřený do základu, jehož efektivní tuhost v místě napojení piezoelementu je k_S (N/m). (Poznámka: Pro sevření mezi dvěma zcela tuhými nepohyblivými čely je $k_S = \infty$) Statickou sílu F_U , kterou může element vyvodit při daném napětí U ,

Tyto závislosti jsou značně různé pro jednotlivé materiály i pro způsoby měření (silná anizotropie) a není možné je generalizovat.

Všechny piezoelektrické materiály se vyznačují hysterezí a „tečením“ (creep).

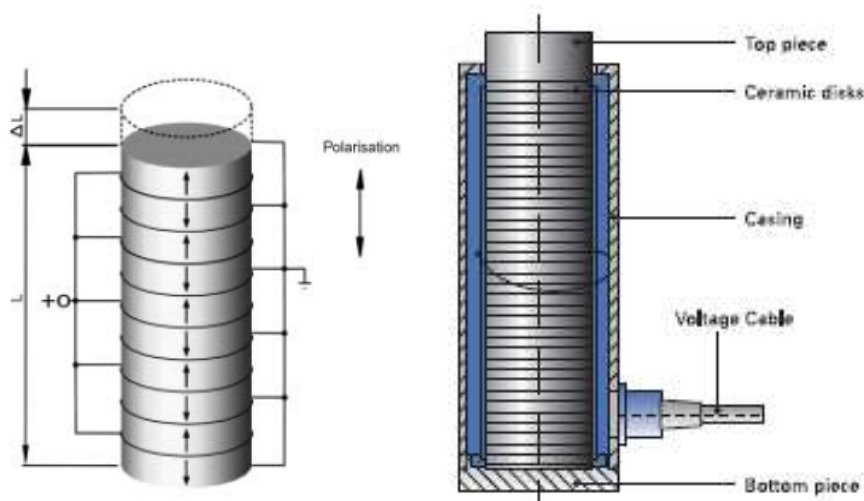
Hystereze je jev, kdy při zvětšování napětí U na nezátženém elementu a při jeho následném snižování neprobíhá jeho deformace stejně.

Creep je změna délky elementu bez změny napětí na něm působícího. Obojí má velký vliv při ultrapřesném řízení polohy zvoleného mechanismu.

Tyto závislosti jsou značně různé pro jednotlivé materiály i pro způsoby měření (silná anizotropie) a není možné je generalizovat.

P10.4 PIEZOELEKTRICKÉ AKTUÁTORY

Reálné lineární aktuátory („stack translators“) se skládají ze sloupce složeného z keramických disků, oddělených tenkými kovovými elektrodami (obr. P10.7). Maximální operační napětí je proporcionální k tloušťce disků. Vysokonapět'ové aktuátory, pracující s napětím kolem 1000 V mají disky u tloušťce 0.4 až 1 mm, nízkonapět'ové pro napětí kolem 40 až 100 V o tloušťce 0.025 až 0.1 mm.



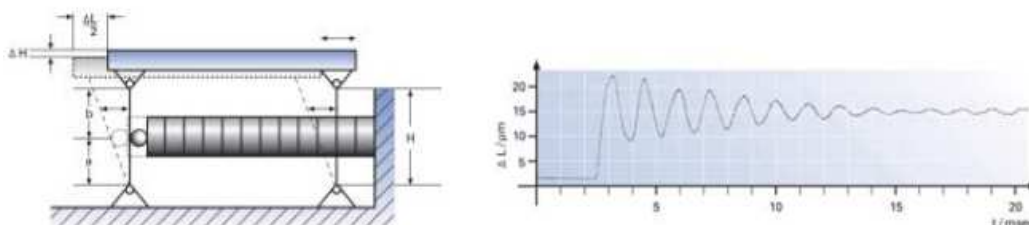
Obr. P10.7 Schéma lineárního piezoaktuátoru

Pro vlastnosti jednotlivých disků platí vztahy uvedené již dříve.

Parametry komerčně dodávaných aktuátorů je nutno vyhledat v manuálech výrobců a jejich použití je nutno s nimi konzultovat.

Zde upozorňujeme pouze na jednu jejich vlastnost, která může hrát důležitou úlohu v mechanických soustavách, v nichž vykonávají vysokofrekvenční buzení.

Lineární aktuátor sám o sobě je tyčovým tělesem (sloupcem) se spojitě rozloženou hmotou a tuhostí. Jeho hmota tedy může podélně kmitat. Pokud lineární aktuátor opřeme a druhý konec necháme volný, pak po zavedení napětí se jeho volný konec posune a dále vykonává kolem nové délky, určené napětím $U = \text{konst}$, tlumené kmitavé pohyby až do utlumení. Tyto pohyby mají vlastní frekvenci f_n (Hz), kterou je nutno stanovit experimentálně. Jsou poměrně velmi málo tlumené materiálovým tlumením.



Obr. P10.8 Příklad pohybu volného konce aktuátoru s malou napojenou hmotou, je-li elektrický obvod sepnut v čase $t = 2.6$ s (vlastní frekvence $f_n \approx 7$ kHz)

Pokud je k volnému konci připojena zcela tuhé hmotné těleso, je proces obdobný, ovšem s nižší vlastní frekvencí (příklad na obr. P10.8).

Matematické stanovení vlastní frekvence kmitání samotného lineárního aktuátoru je vzhledem k vazbě jednotlivých disků přes nalepené kovové fólie elektrod obtížné. Bývá udávána v jeho popisu.

Ve strojařských aplikacích bývá lineární piezoaktuátor zapojen do mechanické soustavy, s níž tvoří jeden celek. V mnoha případech jsou vlastní frekvence této soustavy podstatně nižší, než vlastní frekvence samotného aktuátoru, takže z mechanického hlediska pro výpočty ve frekvenčním rozsahu podstatně nižším, než je vlastní frekvence aktuátoru, je možno jej v soustavě orientačně nahradit pružinou o tuhosti k_T .

Toto by byl např. sledovaný případ řízení posuvu nože.

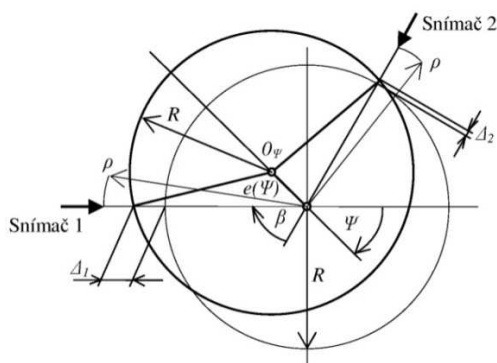
Při rychlé změně polarizačního napětí ovšem aktuátor vždy sám o sobě podélně zakmitá, což by se mohlo i zde nepříznivě projevit na posuvech nástroje.

V případě, že některé vlastní frekvence mechanické soustavy jsou blízké nebo vyšší, než vlastní frekvence samotného aktuátoru, z obou stran upnutého, je nutno s vibračním systémem samotného aktuátoru od počátku počítat.

P10.5 MĚŘENÍ POHYBU OSY ROTACE VŘETENE

Předpokládejme, že v konstantní vzdálenosti ρ od ideální osy rotace hřídele jsou umístěny senzory vzdálenosti (snímač 1, snímač 2) (obr. P10.9). Na hřídele je umístěn ideální kotouč o poloměru R . Pokud by osa kotouče byla totožná s ideální osou, senzory by udávaly vzdálenost kotouče ($\rho - R$) pro všechna natočení ψ .

Není-li podmínka totožnosti osy kotouče a ideální osy splněna, vzdálenost mezi snímači a povrchem kotouče se mění. Měřením vzdálenosti mezi měrným kotoučem a několika snímači vzdálenosti, umístěnými okolo ideální osy, a jednoduchým statistickým vyhodnocením měření je možno pro každé natočení kotouče ψ vypočítat okamžitou excentricitu $e(\psi)$.



Při tomto měření je ovšem nutno splnit tři zásadní podmínky:

- snímačů by měl být co možná největší počet,
- poloha ideální osy musí být přesně identifikována,
- snímače musí být kolem této osy rozmístěny na poloměrech ρ s minimálními tolerancemi (v nanometrech),
- snímače musí mít rozlišitelnost v nanometrech.

Obr. P10.9 Schéma měření odchylky polohy kruhového kotouče dvěma snímači polohy

P10.6 SENZORY VZDÁLENOSTI NA BÁZI VÍŘIVÝCH PROUDŮ

Pro daný účel je možné použití senzorů pracujících na bázi vířivých proudů.

Je-li vodivé nemagnetické těleso vystaveno působení vnějšího nehomogenního, resp. časově proměnného, magnetického pole, generují se v jeho podpovrchových částech podle zákona indukce vířivé proudy („eddy currents“). Tyto vířivé proudy zpětně vytváří kolem tělesa sekundární magnetické pole.

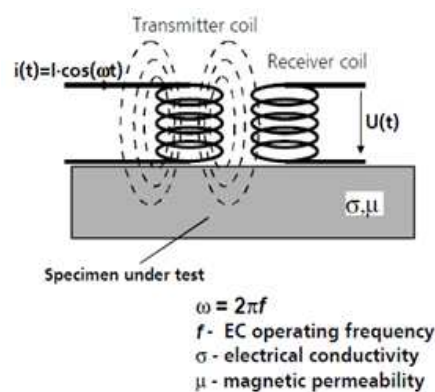
Měření vzdálenosti mezi senzorem a povrchem tělesa se provádí tak (obr. P10.10), že primární/vysílající cívka je napájena střídavým proudem, běžně o vysoké frekvenci $f = \omega/2\pi$ několika kHz, s amplitudou I (A). Tím vytváří proměnné magnetické pole. Toto produkuje pod povrchem tělesa vířivé proudy, které indukují v sekundární, senzorové, cívice („receiver coil“) sekundární napětí $U(t) = Z_{ef}I$, kde Z_{ef} (V/A) je efektivní impedance obvodu.

Efektivní impedance, a tedy napětí v sekundární cívce při známém buzení, je závislá na složité vazbě mezi vysílací cívkou, materiálem předmětu (jeho elektrickou vodivostí a magnetickou permeabilitou, ale i případnou nehomogenitou/prasklinami v předmětu) a přijímací cívkou, a je silně závislá na vzdálenosti senzoru a tělesa. Tato závislost je obecně nelineární, má přibližný tvar exponenciály klesající se vzdáleností od povrchu. Je-li pro dané použití známá, je ji možno použít pro měření vzdálenosti mezi senzorem a povrchem tělesa pod senzorem.

Ve vyhodnocovacím řetězci se stanoví změna efektivní impedance pomocí vloženého programu (závislosti v něm obsažené jsou experimentálně stanovené), kompenzuje se nelinearita měřící metody, filtruje se přístrojový šum, atd. a nakonec vypočítává vzdálenost sondy a povrchu tělesa.

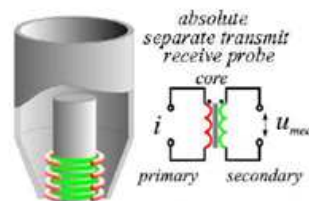
Měření je výhodné hlavně pro měření tvaru rotujících rotačních těles z vodivých nemagnetických materiálů, např.

z hliníkových slitin, i když je možno je použít i pro feromagnetická tělesa, ovšem s nižším rozlišením. Těleso se při tom otáčí kolem své osy, snímač je upevněn na rámu.



Obr. P10.10 Obecné schéma měření pomocí vířivých proudů

Legenda: „Transmitter coil“ – vysílací cívka, „Receiver Coil“ – přijímací cívka, „Specimen under test“ – zkoušený vzorek



Obr. P10.11 Příklad komerčně dodávaných souprav pro měření vzdálenosti mezi senzorem a tělesem pomocí vířivých proudů

Zařízení se komerčně dodává jako celek (obr. P10.11). Údajná rozlišitelnost vzdálenosti je v nanometrech.

P10.7 MĚŘENÍ POSUVU NÁSTROJE (SOUSTRUŽNICKÉHO NOŽE)

Posuv nástroje se odehrává v rámci několika jednotek až desítek nanometrů. Snímání jeho polohy proto musí mít rozlišitelnost v jednotkách nanometrů.

Měření je možno provést pomocí indukčního senzoru polohy. Poloha jeho magnetického jádra, připojeného k pohybující se části, rozhoduje o podílu magnetické energie přenesené z primárního vinutí na obě vinutí sekundární. Měřením proudů v nich indukovaných je možno stanovit relativní polohu jádra a pouzdra s primárním vinutím.

Příklad takového snímače pro snímání velmi malých posuvů je na obr. P10.12. Udává se rozlišitelnost 5 nm při opakovatelnosti 5 nm.



Obr. P10.12 Příklad komerčního indukčního snímače polohy pro snímání velmi malých posuvů

P11. VYSOCE PŘESNÉ POSUVNÉ STOLY PRO SPM MIKROSKOPY

P11.1 PROBLEMATIKA

U elektronových mikroskopů, STM mikroskopů (Scanning Tunneling Microscope), AFM mikroskopů (Atomic Force Microscopes), atd. je nutno vykonávat posuvy zkoumaným vzorkem, položeným na stole mikroskopu, o velikosti od několika pikometrů až do několika milimetrů, podle povahy měření a zkoumaného objektu, s vysokou přesností. Prakticky jedinou možností, jak toto docílit, je použití piezoelektrických aktuátorů vhodného typu.

(Poznámka: STM umožňuje třídízenzorní měření nerovností povrchu vzorku elektrovedivého materiálu s přesností v osách x, y, z pod 1 nm (stůl má rovinu v osách x, y, z je osa zaměřování). Stůl se vzorkem se pohybuje pod špičatou vodivou sondou s hrotem o velikosti několika atomů těsně nad povrchem vzorku. Při přiložení napětí mezi hrotem a vzorkem protéká „tunelový“ proud, jehož velikost exponenciálně klesá se vzdáleností mezi sondou. Jeho měřením a vyhodnocením je možno stanovit nerovnosti povrchu s atomárním rozlišením. Výškové nastavování hrotu je prováděno piezoelektrickým aktuátorem.

AFM umožňuje obdobná měření i u nevodivých materiálů.)

Tyto mikroskopické metody slouží ke stejným účelům, a proto se tato skupina mikroskopů pojmenovává jako Scanning Probe Microscopes (SPM).

Pro porovnání:

- rozlišovací schopnost optických mikroskopů ve směrech x, y je cca 500 nm,
- rastrovacích elektronových mikroskopů ca 5 nm,
- SPM mikroskopů ca 100 pm.

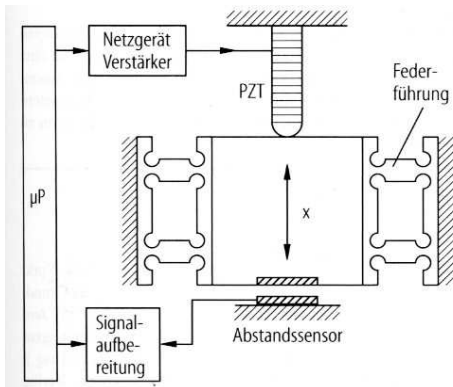
Polohu stolu je proto nutno zaručit:

- u SPM s přesností vyšší, než ± 1 nm,
- u elektronových mikroskopů s přesností vyšší než 10 nm.

P11.2 PŘÍKLAD ZAŘÍZENÍ PRO POSUV STOLU

Ultranízké zdvihy stolu s vysokou přesností v rozsahu do cca 500 nm v jedné ose x je možno docílit použitím piezoelektrického lineárního motoru („stack translator“), popsaného v předchozí kapitole.

Schéma možného provedení je ukázáno na obr. P11.1.



Obr. P11.1 Schéma posuvu stolu ve směru osy x s rozlišením ca 5 nm [3]

Legenda: („PZT“ – piezoelektrický lineární aktuátor, „Federführung“ – vedení pružinami, „Abstandssensor“ – snímače vzdálenosti, „Signalaufbereitung“ – zpracování signálu, „Netzverstärker“ – zesilovač

mezi deskami (pro vzduch $\epsilon_r = 1.00054$, $\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \approx \epsilon_0$).

Stůl o rozměrech cca 10x10 mm je veden podélně i příčně listovými pružinami vhodného tvaru. Piezoaktuátor na něj působí přímo. Realizovaný posuv stolu je měřen kapacitním snímačem vzdálenosti. Analogový signál snímače se linearizuje a digitalizuje ve vyhodnocovací jednotce, tvořící s vlastním snímačem jeden senzor. Mikropočítač porovnává změřenou polohu stolu s polohou zadanou a zpětnovazebně řídí přes zesilovač napětí na aktuátoru. Údajná docílitelná přesnost postavení je $\pm 0,5$ nm.

Kapacitní senzor vzdálenosti

Kapacitní senzor vzdálenosti je založen na měření kapacity C ($F \equiv A^2 \cdot s^4 / m^2 \cdot kg$) deskového kondenzátoru (kapacitoru), tvořeného dvěma deskami o ploše S (m^2). Kapacita takového kondenzátoru je obecně

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S / h,$$

kde h (m) je vzdálenost mezi deskami, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ (F/m) permitivita vakua, ϵ_r relativní permitivita dielektrika

Kapacita deskového kondenzátoru je nepřímo úměrná vzdálenosti jeho desek h . Protože kapacitu kondenzátoru je možné velmi přesně měřit (např. jeho zapojením do jedné větve můstku napájeného střídavým napětím), je možno vzdálenost h velmi přesně stanovit.

U speciálních senzorů, určených pro diskutované použití, je možno údajně docílit rozlišovací schopnost v řádu pikometrů.

P11.3 KROKOVÉ POSUVNÍKY

Přímé použití lineárního piezoaktuátoru k posuvu stolu, ukázané v předchozím příkladu, umožňuje posuv pouze v rozsahu maximálně 0.5 mm.

Pro větší posuvy jsou komerčně dostupné pohony, které stručně popíšeme. Všechny využívají piezoelektrickou keramiku a přenáší její dilatace na posuvný stůl (jezdce) třením. Bližší informace je možno získat na Internetu, kde je možno nalézt i videa jejich principů.

Krokový přesuvník využívající „noh“ se sériovým řazením dvou piezoelementů

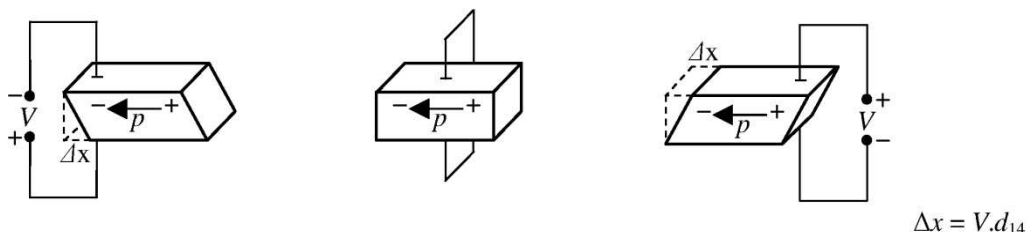
Příklad krokového přesuvníku, komerčně dodávaného pod obchodní značkou NEXLINE®, je spolu s jeho specifikací ukázán na obr. P11.2.



- Travel Range 20 nm
- Resolution to 0.03 nm (30 Picometers)
- Up to 800 N Holding Force
- Self-Locking at Rest
- Non-Magnetic and Vacuum-Comatible Working Principle
- Cleanroom Compatible

Obr. P11.2 Krokový přesuvník NEXLINE®

Přesuvník používá systému „noh“, u nichž jsou v sérii zařazeny dva hranolové piezoelementy. Jeden je používán ve směru délkového prodloužování, druhý ve směru svého zkosení.

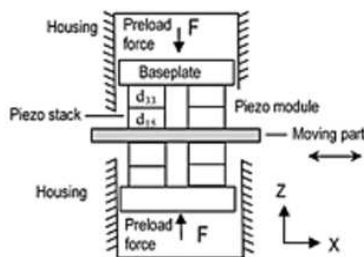
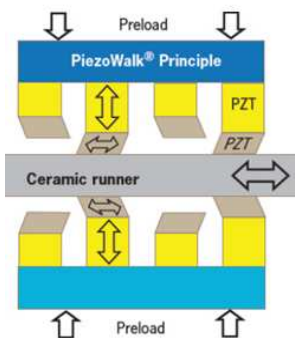


Obr. P11.3 Schéma vytvoření smykové deformace piezoelektrického elementu

Pokud se na piezoelement přiloží napětí V kolmé k jeho polarizaci P nesymetricky vzhledem k jeho rovině symetrie, dojde k jeho smykové deformaci jedním nebo druhým směrem (obr. P11.3) (piezoelektrická konstanta této deformace se označuje jako d_{14}).

Spojí-li se takovýto element sériově s elementem s možností změny délky (viz výše), vznikne „noha“, u níž je možno vhodným řízením napětí docílit posuv koncové plochy ve směru axiálním („svislém“) i ve směru k němu kolmém („vodorovném“). Tento vodorovný posuv (o velikosti pikometrů) je možno třením přenést na posuvného jezdce.

U skutečného přesuvníku je použit vždy jedna dvojice těchto „noh“ proti sobě a jsou k jezdcí a k sobě přitlačeny pružinou. Takovýchto dvojic je podél jezdce několik, při čemž je jejich činnost vystřídána. Zatímco jedny dvojice se smykově deformují z jedné krajní polohy do druhé a posouvají jezdce třením, druhé jsou axiálně uvolněny a jejich smyková deformace se vrací do stavu připraveného k posuvu.



Obr. P11.4 Schematické znázornění posuvu jezdce „nohami“ přesuvnou

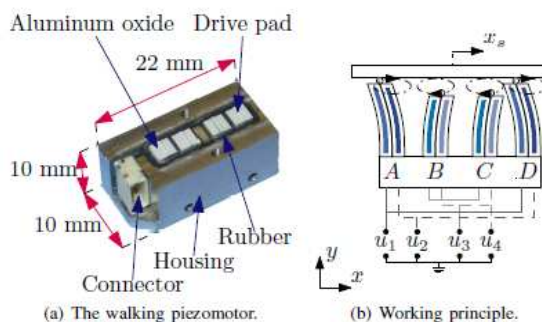
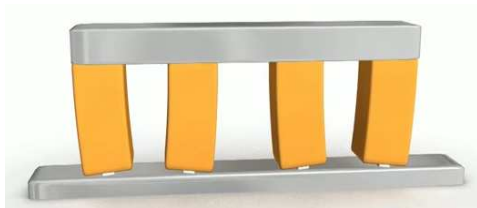
Legenda: „Preload“, „Preload force“ – statické zatížení, statická zátěžná síla, „Pramic ruber“ – keramický jezdec, „Moving part“ – pohyblivá součást, „Housing“ – skříň

- To 10 N Push/Pull Force
- Resolution to Picometer Range
- Very Stiff Design, Fast Response & High Bandwidth
- Dither & Step Mode
- 20 mm Standard Travel Range
- Compact (25x25x12 mm) and Cost-Effective
- Low Voltage (40 V)
- Self Locking, with no Heat Dissipation, Nanometer Stability
- Non-Magnetic and Vacuum-Compatible



Obr. P11.5 Krokový přesuvník NEXACT®

Jedna „noha“ vzniká paralelním spojením dvou piezoelementů. Je-li napětí na nich rozdílné, je jeden piezoelement delší, než druhý, takže „noha“ se musí ohnout (obr. P11.6). Vhodným řízením je možno docílit, že se jejich společný konec pohybuje po eliptické dráze (obr. P11.7). Podélné posuvy koncových ploch těchto noh jsou v řádu pikometrů. Je-li podél jezdce zařazeno více takovýchto noh (např. čtyři) a jezdec je k nim přitlačován, je možno tento pohyb třením přenést na jeho posuvný pohyb. Rozměry těchto přesuvníků jsou patrné z obr. P11.7



Obr. P11.6 Princip krokového přesuvníku s paralelním řazením piezoelementů

Obr. P11.7 Jiný typ krokového přesuvníku, jeho rozměry a princip činnosti

Legenda: „The walking piezomotor“ – kráčející piezomotor, „Housing“ – skříň, „Ruber“ – pryž, „Drive pad“ – hnací „noha“, „Working principle“ – princip činnosti

P12. PIEZOELKTRICKÉ ULTRAZVUKOVÉ MOTORY

P12.1 PROBLEMATIKA

Malé přesné rotační mikroaktuátory nacházejí uplatnění v celé řadě aplikací, jako jsou např. (kromě aplikací již uvedených v příkladu P11):

- digitální fotoaparáty a kamery (ostření čočky, odstranění třasu rukou, atd.),
- digitální tiskárny,
- pohon floppy disku,
- mikrorobotika, atd.

Piezoelektrické „krokové“ aktuátory, popsané v předchozím příkladu P11, se vyznačují vysokou přesností nastavení polohy stolu nebo (v rotačním provedení) rotoru, avšak jsou poměrně pomalé.

Druhá skupina piezoelektrických aktuátorů, tzv. „ultrazvukové“ aktuátory, jsou rychlejší, avšak mají menší přesnost. Jsou komerčně dostupné v řadě provedení.

Ultrazvukové aktuátory („motory“) využívají piezoelektrického elementu k rozkmitání a udržení vlnění mechanické součásti – převaděče. Převaděč kmitá jako těleso se spojitě rozloženou hmotou a tuhostí, neboli jeho jednotlivé body opisují kolem ustálené polohy v čase určitou dráhu. Kmitavý pohyb převaděče se může třením na posuvný nebo rotační pohyb jezdce. Frekvence buzení piezoelementu je vždy volena v (pro člověka) neslyšitelné části akustického vlnění, tedy řádově několik desítek až stovek kHz (ultrazvuk). Není při tom vždy nutno, aby se převaděč kmital v některém ze svých rezonančních módů, důležité je docílení vhodného pohybu dotykového bodu.

Použít se dají vibrační vlastnosti různých těles. Důležité je, aby jejich vibrační tvar při dané budicí frekvenci byl takový, že některá jejich část/části vykonává eliptický pohyb (nahoru – dolů, dopředu – dozadu), který může „postrkovat“ pohyblivou součást.

V literatuře se rozeznávají dva typy převaděčů,

- převaděče využívající svého stojatého vlnění.
- převaděče využívající svého postupného vlnění,

P12.2 MOTORY VYUŽÍVAJÍCÍ STOJATÉHO VLNĚNÍ PŘEVADĚČE

Při stojatém vlnění tělesa určitou frekvencí vykonává každý jeho bod tělesa pohyb s konstantní amplitudou o velikosti odpovídající danému módu kmitání (tj. nulovou v uzlu, uzlové čáře, atd., nebo maximální v kmitně, kmitnové čáře, atd.).

U-264 RodDrive OEM Piezomotor Direct Drive
Low Profile, High Speed, Easy Integration



- Velocity up to 250 mm/s
- Travel ranges up to 150 mm
- Linear drive for integration
- Generated force up to 15 N

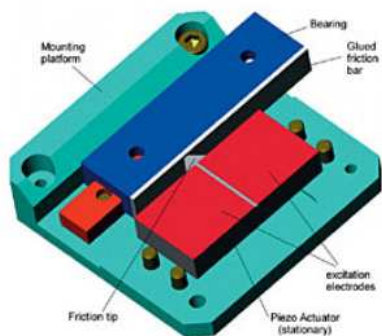
Komerčně je princip stojatého vlnění převaděče využíván např. v motoru P1Line® (obr. P12.2).

Přesuvník (obr. P12.3) je tvořen deskou, která vytváří převaděč opřený do rámu, z jezdce, uloženého na posuvných valivých ložiskách, a z rámu.

Obr. P12.2 Ultrazvukový přesuvník P1Line®

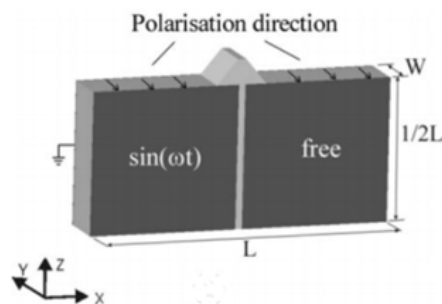
Deska převaděče se skládá ze dvou spojených, avšak elektricky oddělených destiček z piezoelektrické keramiky. Mezi nimi je na hraně desky vytvořen výstupek („friction tip“, „coupling element“). Jedna elektroda („zadní“) na čelech obou destiček je společná. Na druhých čelech („předních“) jsou elektrody odděleny.

Uvažujme případ, že střídavé napětí s frekvencí 210 kHz se přivádí pouze k levé části přivaděče (obr. P12.4), tj. vzniká na ní spád napětí ve směru y polarizace destičky. Tato část desky převaděče tedy mění svůj rozměr w s touto frekvencí, neboli tím mění i tvar celé desky převaděče v rovině (x, z) (dochází ke smykové deformaci desky).

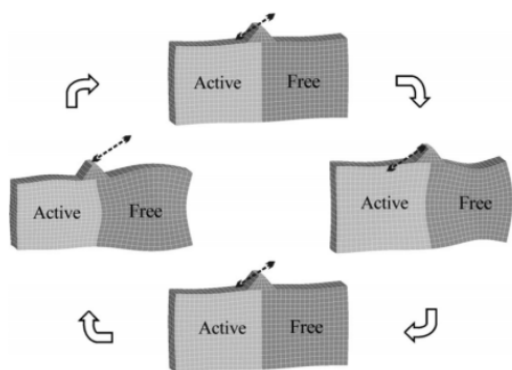


Obr. P12.3 Sestavení ultrazvukového motoru PILine®

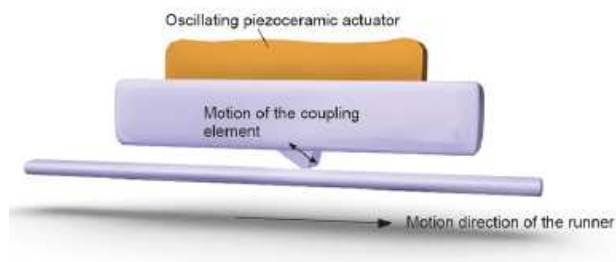
Legenda: „Piezo Actuator (stationary)“ – piezoaktuátor (nehybný), „excitation electrodes“ – budicí elektrody, „Glued friction bar“ – nalepená třecí lišta, „Bearing“ – ložisko, „Mounting platform“ – rám, „Friction tip“ – třecí výstupek



Obr. P12.4 Převaděč při buzení levé strany desky střídavým napětím na levé „přední“ elektrodě a společné „zadní“ elektrodě



Obr. P12.5 Kmitání desky převaděče při buzení její levé části a pohyb třecího výstupku



Obr. P12.6 Převod stojatého kmitání převaděče na pohyb jezdce

Legenda: („Oscillating piezoceramic actuator“ – vibrující piezokeramický aktuátor, „Motion of the coupling element“ – pohyb vazební části (výstupku), „Motion direction of the runner“ – směr pohybu jezdce

Deformace piezoelektrické destičky pod aktivní elektrodou ve směru y při působení střídavého napětí s uvedenou frekvencí tedy vyvolávají stojaté vlnění celé desky v její rovině (x, z). Vhodným uspořádáním převaděče a jeho buzení je docílen eliptický pohyb třecího výstupku, jak je znázorněno na obr. P12.5. Podrobnosti samozřejmě uveřejněny nejsou.

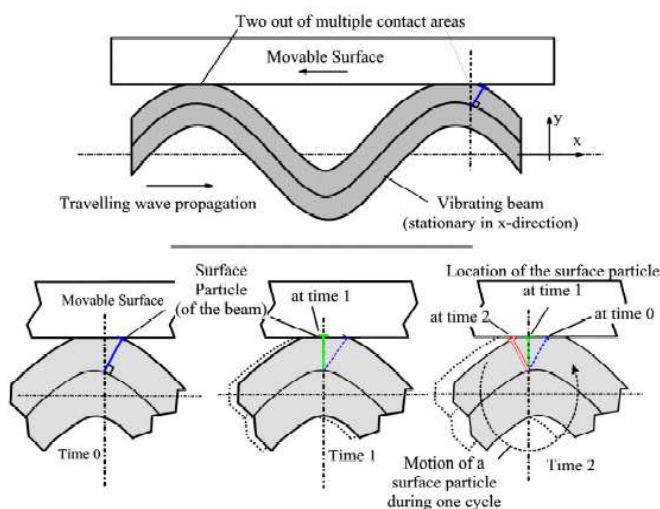
Pro pohyb jedním směrem je toto napětí zavedeno na jednu část desky („Active“), druhá je nebuzena (Free“), pro pohyb opačným směrem se obě části vystřídají.

Eliptický pohyb výstupku je třením mezi výstupkem a jezdce převezen na posuvný pohyb jezdce (obr. P12.6).

P12.3 MOTORY VYUŽÍVAJÍCÍ POSTUPNÉHO VLNĚNÍ PŘEVADĚČE

Postupné vlnění prostředí se vyznačuje šířením vln do okolí od místa buzení. Působí-li v čase na daném místě buzení trvale, šíří se vlny ideálně z místa buzení stále do většího prostoru. Každé již dosažené místo prostředí kmitá (ideálně, bez disipace energie) se stálou stejně velkou amplitudou a frekvencí vlnění jako místa ostatní, avšak s postupujícím fázovým posuvem. Udržení takového ideálního stojatého vlnění vyžaduje možnost jeho neomezeného šíření v prostředí, v němž se tedy nesmí vyskytovat žádné překážky, na nichž by mohlo dojít k odrazu.

Princip jeho využití pro pohon jezdců ukážeme na hypotetickém příkladu postupného ohybového vlnění nekonečně dlouhého nosníku (obr. P12.7)



Obr. P12.7 Princip využití postupného ohybového vlnění nekonečně dlouhého nosníku na posuv jezdců

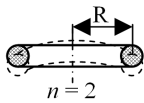
Legenda: „Two of the multiple contact areas“ – dvě z mnoha kontaktních ploch, „Movable Surface“ – pohyblivý povrch, „Travelling wave propagation“ – šíření postupné vlny, „Vibrating beam (stationary in x-direction)“ – vibrující nosník (nepohyblivý ve směru x), „Surface particle (of the beam)“ – částice povrchu (nosníku), „Location of the surface particle“ – poloha částice povrchu, „at time“ – v čase, „Motion of a surface particle during one cycle“ – pohyb částice povrchu během jednoho cyklu, „Time“ – čas

Uvažujme nekonečně dlouhý nosník, který je ve směru x nepohyblivý (horní část obrázku). Postupná vlna se v něm šíří ve směru x (doprava) a každé místo podél nosníku kmitá postupně vertikálně s plnou amplitudou. O vrcholy na nosníku, v němž jsou zrovna jeho příčné výkmity největší, se opírá posuvný jezdec („Movable Surface“), při čemž vlivem poddajnosti a přítlaku se v každém takovém místě dotyk děje v plošce o konečné délce q ve směru x (Hertzovy vztahy). Sledujme pohyb bodu na povrchu nosníku (v horní části obrázku modře), který v čase T_0 leží ve směru šíření vlny před svým vrcholem a právě se začíná dotýkat stolu v postavení vůči stolu $x = q/2$. V čase T_1 se tento bod dostane na vrchol vlny (ve směru x se nepohybuje!), takže stůl se vůči němu musel posunout (při dostatečně velké třecí síle) o míru $-(q/2)$ (doleva). V čase, kdy jeho výkmit poklesne tak, že zrovna se přestane stolu dotýkat, musí stůl posunout o $-q$ (doleva).

Silový styk musí být zaručen předpětím mezi nosníkem a jezdcem.

Nekonečně dlouhý nosník je pouhou fikcí. Quazipostupné ohybové vlnění tělesa je možno vybudit pouze v případě, že vlnění může postupovat po uzavřené dráhy (kruh, elipsa).

Pro motorickou rotační aplikaci přichází do úvahy využití quazipostupného ohybového vlnění kroužku. Princip působení je však stejný, jak byl popsán.

TYPE OF VIBRATION	SHAPE OF LOWEST MODE	CIRCULAR CROSS SECTION
FLEXURAL NORMAL TO PLANE OF RING		$\omega_n = \sqrt{\frac{E\pi^4 n^2(n^2-1)^2}{4mR^4 n^2+1+\mu}}$
		\underline{n} ANY INTEGER > 1

(r (m) poloměr průřezu, R (m) střední poloměr kroužku, E (N/m²) modul pružnosti, m (kg/m) hmotnost na jednotku délky obvodu, μ (1) Poissonovo číslo)
(Poznámka: \underline{n} dle obrázku je $\underline{n} = (n + 1)$ podle textu.)

Obr. P12.8 Stojaté ohybové kmitání kroužku

Legenda: „Type of vibration“ – typ kmitání, „Flexural normal to plane of the ring“ – ohybové kolmé k rovině kroužku, „Shape of lowest mode“ – tvar nejnižšího modu, „Circular cross section“ – kruhový průřez

Kroužek může stojaté ohybově kmitat příčně ke své rovině mody $n = 1, 2, 3, \dots$ s vlastními úhlovými frekvencemi ω_n (rad/s) (obr. P12.8). Délka vlny na kroužku je $L_n = 2\pi R/n$.

Pokud je kroužek příčně buzen na jednom místě s frekvencí $f_n = \omega_n/2\pi$, odpovídající některé jeho rezonanční frekvenci, vybudí se pouze jeho stojaté kmitání s touto frekvencí, protože od něj na obě strany (v opačném smyslu) se šířící postupné vlny interferují mezi sebou a vytváří stojaté kmitání s příslušným tvarem kmitu.

Vhodnou kombinací dvou nebo více buzení však je možno vybudit vlnění podobající se postupnému.

Uvažujme určité místo na kroužku, s úhlovou souřadnicí φ od zvoleného počátku.

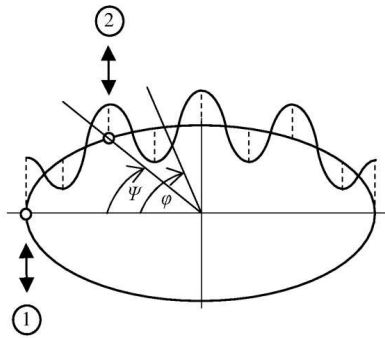
Stojatá vlna n -tého modu na tomto místě je popsána výkmitem $z(\varphi, t)$ např. jako

$$z(\varphi, t) = a \cdot \cos(n \cdot \varphi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t),$$

kde a (m) je amplituda kmitání.

Postupná vlna musí mít výkmit v daném místě

$$\begin{aligned} z(\varphi, t) &= a \cdot \cos(\omega_n \cdot t - n \cdot \varphi) \\ &= a \cdot (\cos(n \cdot \varphi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t) + \sin(n \cdot \varphi) \cdot \sin(\omega_n \cdot t)) \\ &= a \cdot (\cos(n \cdot \varphi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t) + \cos(n \cdot \varphi - \pi/2) \cdot \cos(\omega_n \cdot t - \pi/2)). \end{aligned} \quad (a)$$



Obr. P12.9 Princip vybuzení postupného kmitání kroužku interferencí dvou kmitání stojatých

Postupnou vlnu je tedy možno na kroužku vytvořit ze dvou vln stojatých. Tyto mohou být vybudeny např. dvěma budiči, umístěnými vzhledem ke kroužku pod úhlem Ψ (obr. P12.9), budícími se stejnou úhlovou frekvencí ω_n , avšak s fází druhého vůči prvnímu $(-\pi/2)$. V místě na kroužku, definovaném úhlem φ , jsou výkmity způsobené prvním budičem

$$z_1(\varphi, t) = a \cdot \cos(n \cdot \varphi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t),$$

a druhým budičem

$$z_2(\varphi, t) = a_2 \cdot \cos(n \cdot \varphi - n \cdot \Psi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t - \pi/2),$$

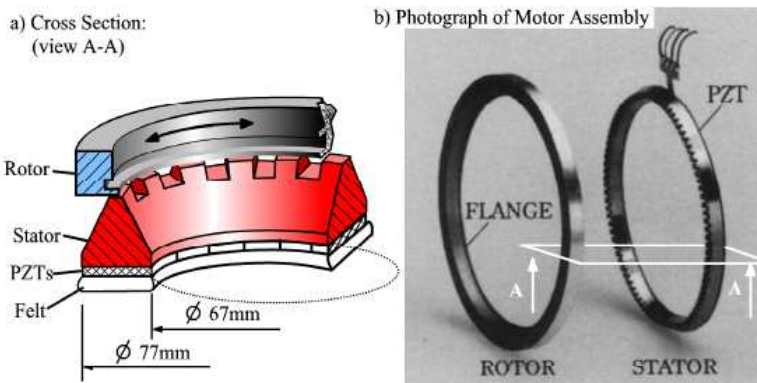
neboli

$$z(\varphi, t) = a \cdot \cos(n \cdot \varphi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t) + a_2 \cdot \cos(n \cdot \varphi - n \cdot \Psi) \cdot \cos(\omega_n \cdot t - \pi/2). \quad (b)$$

Porovnáním (a) a (b) je možno snadno stanovit, že pro $(n \cdot \Psi) = \pi/2$ a $a_2 = a$, neboli je-li:

- druhý budič umístěn vzhledem k prvnímu v úhlu $\Psi = \pi/2n$,
- budí vibrace kroužku v čase vzhledem k prvnímu se stejnou úhlovou frekvencí ω_n , ale s fází $-\pi/2$,
- a tyto vibrace mají stejnou amplitudu a ,

vzniká na kroužku postupné kmitání s úhlovou frekvencí ω_n .



Obr. P12.10 Rotační ultrazvukový motor fy Canon

Legenda: Cross section (view A-A) – příčný řez (pohled A-A), PZT – piezoelektrické elementy, „Felt“ – plst, „Photograph of Motor Assembly“ – fotografie sestavení motoru, „Flange“ – obruba

neho zaostřování čoček digitálního fotoaparátu (obr. P12.10). Stator motoru je tvořen kovovým kroužkem. Zuby na něm snižují jeho ohybovou tuhost a současně umožňují jasně definovaný styk

Umístění druhého budiče je:

- pro $n = 1$ $\Psi = \pi/2$,
- pro $n = 2$ $\Psi = \pi/4$,
- pro $n = 3$ $\Psi = \pi/6$, atd.

Budičů takto uspořádaných k docílení postupného ohybového vlnění kroužku může být po jeho obvodě souvislá řada. Toto vlnění je možno použít k rotaci rotoru koncentrického s kroužkem.

Tohoto principu využila jako první firma Canon v devadesátých letech 20.ého století u motoru pro systém samočinného

s rotorem. Na statorový kroužek jsou přilepeny piezoelektrické elementy, které jsou excitovány v čase tak, aby v něm udržovaly postupné vlnění. Rotor, přenášející pohyb na vlastní systém ostření, je tvořen kroužkem s lemem, jehož pružnost zajišťuje dobrý styk se státorem. Předpětí mezi nimi je provedeno stlačením plstěného kroužku. Pro ilustraci uvádíme, že při ukázaných rozměrech dosahuje tento motor až 40 otáček za minutu (odpovídající obvodová rychlost rotoru 150 mm/s) při výkonu 0.8 W (odpovídajícímu momentu $M \approx 0.2 \text{ Nm}$) s účinností až 35%.

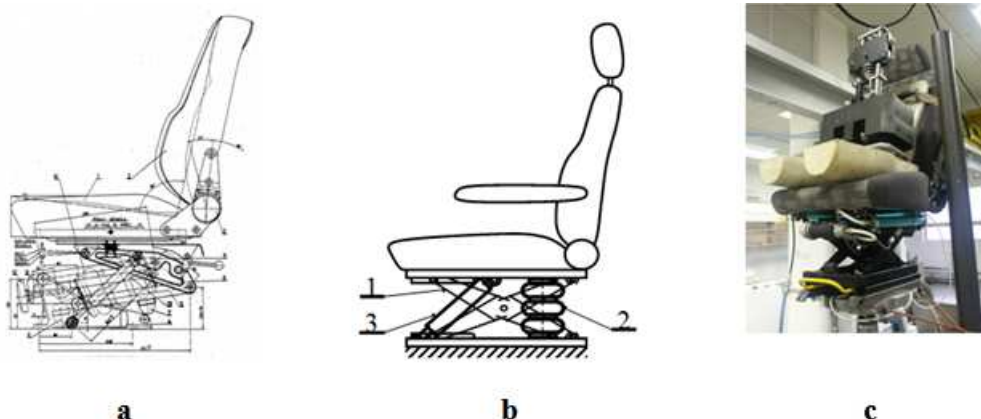
P13. MAGNETOREOLOGICKÝ TLUMIČ VIBRACÍ JAKO SOUČÁST ODPRUŽENÉ SEDAČKY ŘIDIČE

P13.1 PROBLEMATIKA

V pozemních dopravních prostředcích (nákladních automobilech, traktorech, autobusech), se používají odpružené sedačky řidiče. Odpružená sedačka má za úkol omezit přenášení vertikálního pohybu podlahy kabiny vozidla na tělo řidiče.

Sedačka se skládá (obr. P13.1) ze sedáku a opěradla (s mechanickými nastavovacími mechanismy) a jejich rámu, mechanismu (s 1° volnosti převážně ve svislém směru) vodícího rám vřči podstavci připevněnému k podlaze, pružiny (běžně pneumatické) a tlumiče. Ve své podstatě tvoří nelineární kmitavou soustavu s 1° volnosti, buzenou kinematicky vertikálními pohyby podlahy.

Takováto soustava je z hlediska svých vibroizolačních vlastností popsána svými přenosovými vlastnostmi.



Obr. P13.1 a) Příklad odpružené sedačky, b) hlavní komponenty izolačního mechanismu každé odpružené sedačky, c) zkouška vibroizolačních vlastností odpružené sedačky na elektrohydraulickém zkušebním zařízení v laboratoři

Legenda: 1 – vodící mechanismus, 2 – pružina, 3- tlumič,

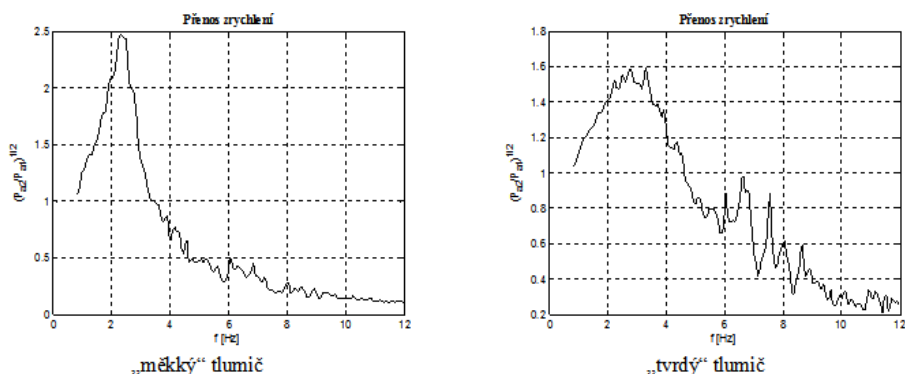
Přenosové vlastnosti se běžně určují v laboratoři (obr. P13.1c) na elektrohydraulických zkušebních strojích (viz P5), kdy se vhodnými pohyby podstavce připevněného k pístnici stroje budí kmitání sedáku, na nějž je posazeno závaží nebo figurína.

Hodnocení se provádí na základě dvou frekvenčních přenosových funkcí:

- přenosu zrychlení z podlahy na sedák,
- přenosu relativních pohybů sedáku vřči podlaze.

Pod pojmem „přenos zrychlení“ se rozumí poměr mezi amplitudami zrychlení sedáku a amplitudami zrychlení podstavce v závislosti na frekvenci pohybu podstavce ve zvoleném frekvenčním pásmu buzení. Příklad je ukázán na obr. P13.2.

Obdobně „přenos relativních pohybů“ ukazuje poměr amplitud relativního pohybu sedáku vřči podstavci k amplitudám pohybu podstavce.



Obr. P13.2 Příklad přenosu zrychlení z podlahy na sedák jedné sedačky staršího typu v závislosti na nastavené úrovni tlumení (pohyb podstavce při měření odpovídá jízdě nákladního automobilu po zkušební dráze)

Relevantní frekvenční pásmo buzení sedaček u vozidel uvedených kategorií je 0 až cca 12 Hz.

Požadavky na tyto přenosové vlastnosti jsou známé.

Přenos zrychlení v oblasti frekvencí pérování vozidla, tj. 0 do cca 2.5 Hz, by měl být blízký 1, při vyšších frekvencích by měl být co nejmenší.

Přenos relativních pohybů v oblasti frekvencí pérování vozidla by měl být malý při všech frekvencích.

Je zřejmé, že tyto dva požadavky nejsou slučitelné. Výběr, kterou okolnost v dané situaci považuje za lepší, je proto ponecháván řidiči, neboli vibroizolační vlastnosti sedačky musí být řidičem regulovatelné. Rozhodující úlohu zde hraje velikost tlumení pohybů sedačky.

Zátěžné podmínky sedaček jsou značně rozdílné. Hmotnost trupu řidiče /řidičky se může pohybovat v rozmezí 40 až 120 kg. Základní tuhost vzduchového pérování se automaticky přibližně mění odpovídajícím způsobem, neboli základní vlastní frekvence kmitavé soustavy člověka na sedačce se příliš nemění. U běžných pasivně odpružených sedaček tedy regulace vlastního pérovacího prvku není nutná a neprovádí se (kromě výškového seřizování). Naproti tomu velikost tlumení by měla být úměrná hmotnosti řidiče.

Z obou těchto důvodů je důležitým požadavkem na odpružení sedačky možnost regulace tlumicí charakteristiky tlumiče.

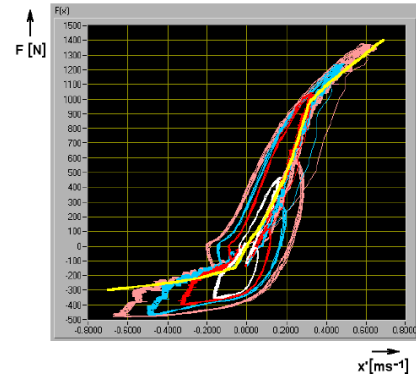
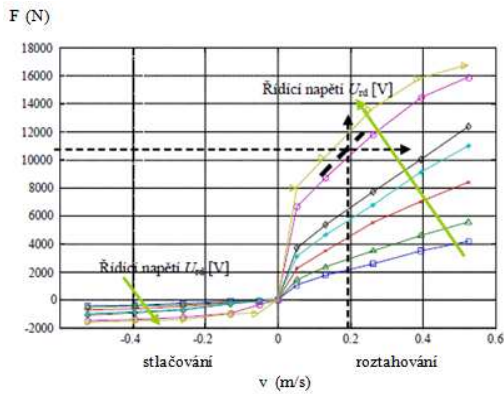
Ve skutečnosti je celá problematika vibroizolace řidiče komplikovanější tím, že řidič není nikdy pasivní hmotou, jak je modelován v laboratoři (viz obr. P13.2) nebo v matematických modelech. Opírá se o podlahu a pedály nohama a o volant pažemi a své pohyby na sedačce jimi velmi aktivně ovlivňuje, jak bylo zjištěno zkouškami. Toto jeho působení není dosud dostatečně popsáno.

P13.2 POPIS VLASTNOSTÍ TLUMIČŮ VIBRACÍ

Základním popisem vlastností tlumiče je jeho rychlostní charakteristika. Udává idealizovanou závislost $F(v)$ mezi rychlostí stlačování resp. roztahování tlumiče v (m/s resp. cm/s) a tlumicí silou F (N). Příklad pro regulovatelný hydraulický tlumič pro nákladní automobily je ukázán na obr. P13.4.

Prakticky všechny používané tlumiče pro pérování pozemních dopravních prostředků mají silně nelineární charakteristiku s výrazným rozdílem tlumicí síly při stlačování a roztahování a silně degresivní charakteristikou v každé této větvi.

Rozdíl tlumicích sil v obou větvích charakteristiky je jednak odůvodňován fyziologickými požadavky posádky, jednak, zvláště u tzv. dvouplášťových tlumičů automobilového typu (viz obr. P13.4 vpravo), fyzikálně (tlak v horní komoře při stlačování tlumiče nesmí poklesnout na velikost, při níž by docházelo ke kavitačním jevům).



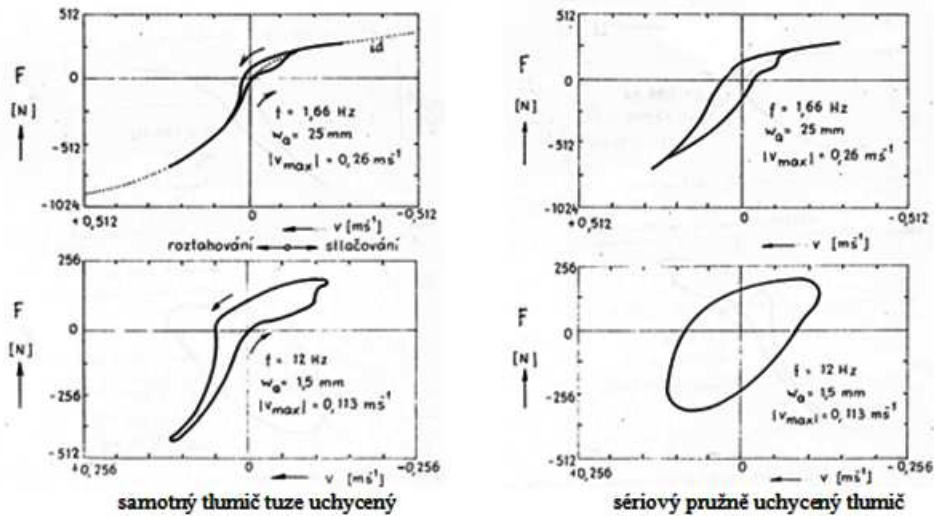
Obr. P13.4 Rychlostní charakteristika jednoho typu regulovatelného hydraulického tlumiče pérování pro nákladní automobily [11].

Obr. P13.5 Příklad skutečného měřené rychlostní charakteristiky [14]

Ukázaný degressivní charakter je dán požadavkem na rychlé utlumení relativně malých pohybů, tedy fyziologicky, ale opět i fyzikálním požadavkem na omezení maximálních tlaků v tlumiči.

Pro jiné účely, včetně pro tlumiče v odpružených sedačkách, mohou být požadavky jiné. Může být požadována symetrická rychlostní charakteristika s lineárními nebo progresivními větvemi atd.

V literatuře uváděné rychlostní charakteristiky jsou vždy idealizací skutečnosti. U reálných tlumičů se vždy, hlavně při vyšších frekvencích, projevuje hystereze (příklad na obr. P13.5) a případné problémy hydraulického rázu (příklad na obr. P13.6).



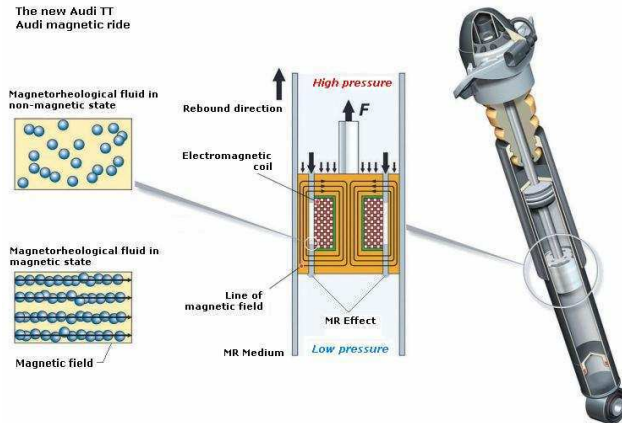
Obr. P13.6 Ukázka výsledku měření rychlostní charakteristiky jednoho typu hydraulického dvouplášťového tlumiče s pevným uložením obou jeho konců (vlevo – „id“ ideální charakteristika) a se sériovým pružným uložením pomocí pryžových pouzder (vpravo); harmonické buzení s udanými frekvencemi f a amplitudami w_a

V teoretických publikacích zapomínanou skutečností je to, že tlumiče jsou v naprosté většině do dynamické vozidlové soustavy zabudovávány prostřednictvím pryžových pouzder. Tlumič sám pak reprezentuje dynamickou soustavu se dvěma stupni volnosti, což skutečnou závislost $F(v)$ silně mění. Příklad je ukázán na obr. P13.6.

U regulovatelných hydraulických tlumičů (obr. P13.4) je tlumicí charakteristika ovlivňována změnou průtokových poměrů, neboli přestavením tlumicího ventilu resp. ventilů, u magnetoreologických změnou napájecího proudu (viz dále). Každá takováto změna od počátku zjištění potřeby přestavení až po reálnou změnu tlumicí síly trvá určitou dobu, kterou budeme nazývat dobou prodlevy. Její velikost bývá řádově v milisekundách až desítkách milisekund.

Všechny výše uvedené poznatky platí obecně pro tlumiče hydraulické i magnetoreologické.

P13.3 MAGNETOREOLOGICKÉ TLUMIČE



Obr. P13.7 Sestavení a princip automobilového magnetoreologického tlumiče

Legenda: „Rebound direction“ – směr roztahování, „High / Low pressure“ – vysoký / nízký tlak, „Coil“ – cívka, „Line of magnetic field“ – křivka magnetického pole, „Magnetorheological fluid in magnetic/non-magnetic state“ – magnetoreologická kapalina v zmagnetizovaném / nezmagnetizovaném stavu, „Magnetic field“ – magnetické pole

Rychlostní charakteristika hydraulických tlumičů je odvozena od tlakových spádů na pístu tlumiče, způsobených škracením průtoků tlumičové kapaliny ve ventilech tlumiče.

Reologické tlumiče naproti tomu využívají změn „zdánlivé viskozity“ magnetoreologické kapaliny při působení magnetického pole. Základní sestavení typického magnetoreologického tlumiče pérování pro pozemní vozidla a vysvětlení jeho funkce je patrné z obr. P13.7. Při relativním pohybu pístnice proti válci protéká kapalina kanály v pístu, kde na ni působí magnetické pole, jehož intenzita je řízena. Vlivem změny její „zdánlivé viskozity“ při změně magnetického pole se mění odpor jejího průtoku kanály a tím vzniká tlakový spád na pístu.

P13.4 MAGNETOREOLOGICKÁ KAPALINA A JEJÍ VLASTNOSTI

Magnetoreologická kapalina je suspenze složená z nosné kapaliny, mikročástic z feromagnetického materiálu (nejčastěji měkkého železa) a aditiv. Nosnou kapalinou u tlumičů bývá minerální olej. Částice jsou kulového nebo podlouhlého tvaru a mají rozměry 4 až 8 μm . Aditiva slouží k ochraně součástí tlumiče před nadměrným opotřebením, k dlouhodobé stabilizaci kapaliny a zabráňují sedimentaci mikročástic. Složení některých kapalin (stav 1998) je ukázáno v následující tabulce [13].

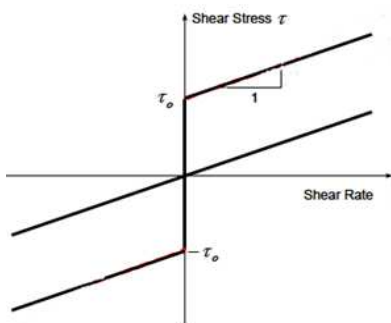
Basic composition and density of four commercial MR fluids (Lord. 1998)

Comercial MR Fluid	Percent Iron by Volume	Carrier Fluid	Density (g/ml)
MRX-126PD	26	Hydrocarbon oil	2.66
MRX-140NP	40	Hydrocarbon oil	3.64
MRX-242AS	42	Water	3.88
MRX-336AG	36	Silicone oil	3.47

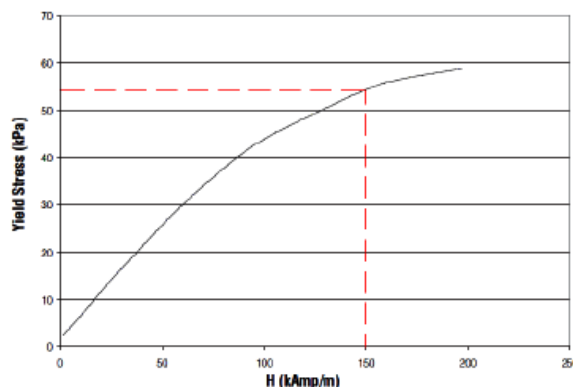
Tyto kapaliny se při působení magnetického pole chovají jako viskoelastické. Jejich vlastnosti se vyjadřují pomocí „vnitřního tření“ (viskozity), což je smykové napětí τ (N/m^2) vznikající mezi elementárními vrstvami kapaliny které proudí rozdílnou rychlostí v (m/s) ve směru y (m) kolmém na proudění. Velikost τ je podle základního tzv. „Binghamova“ modelu

$$\tau = \tau_0 \cdot \text{sgn}(v) + \eta \cdot (dv/dy),$$

kde (dv/dy) (1/s) je gradient rychlosti pohybu kapaliny ve směru kolmém na rychlost v , η (Ns/m^2) je dynamická viskozita kapaliny nezatížené magnetickým polem, τ_0 (N/m^2) je smykové napětí v suspenzi vznikající vlivem magnetického pole. Uvedený vztah je znázorněn na obr. P13.8.



Obr. P13.8 Znáznornění Binghamova vzta-
hu („Shear rate“ = (dv/dy))



Obr. P13.9 Ukázka závislosti smykového napětí τ_0
(„Yield Stress“) na intenzitě magnetického pole (39.37
*kAmp/in =kA/m)

Příklad závislosti smykového napětí τ_0 na intenzitě magnetického pole H (A/m) je ukázán na obr. P13.9 (typ kapaliny neudán).

Typické parametry magnetoreologických kapalin (stav 2005) jsou uvedeny v následující tabulce [12].

Summary of the properties of MR fluids

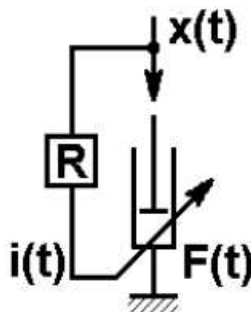
Property	Typical value
Initial viscosity	0.2 - 0.3 [Pa.s] (at 25°C)
Density	3 - 4 [g/cm ³]
Magnetic field strength	150 - 250 [kA/m]
Yield point τ_0	50 - 100 [kPa]
Reaction time	few milliseconds
Typical supply voltage and current intensity	2 - 25 V, 1 - 2 A
Work temperature	-50 to 150 [°C]

Podle zdroje [12] se v neproudící magnetoreologické kapalině vytvoří po vzniku homogenního magnetického pole viskoelastický stav za ca 0.6 až 0.9 ms. V proudící kapalině je tato prodleva delší, při čemž její velikost závisí na rychlosti proudění, na délce průtočné štěrbině resp. trubice, na intenzitě a rozložení magnetického pole kolem ní, atd. Z toho vyplývá i neurčitost údaje pro prodlevu (“Reaction time – few milliseconds”) v ukázané tabulce.

P13.5 VLASTNOSTI KONKRÉTNÍHO MAGNETOREOLOGICKÉHO TLUMIČE PRO TLUMENÍ POHYBŮ ODPRUŽENÉ SEDAČKY



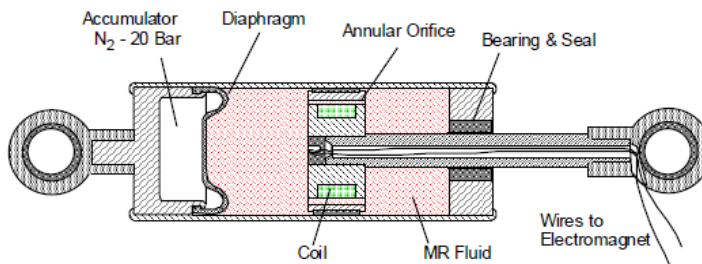
Obr. P13.10 Diskutovaný magnetoreologický tlumič a jeho schéma



Předmětem následující diskuze je magnetoreologický tlumič pro odpružené sedačky (rok výroby 2001). Tlumičová souprava je znázorněna na obr. P13.10. vlevo. Skládá se z vlastního tlumiče, snímače polohy sedáku vůči podlaze a řídicí jednotky. V řídicí jednotce **R** (na obrázku vpravo) se signál relativní odlehlosti $x(t)$ derivuje na signál relativní rychlosti sedáku vůči podlaze $\dot{x}(t)$

a z něj se podle zvoleného algoritmu reguluje řídicí proud magnetu $i(t)$ vlastního tlumiče. Proudem $i(t)$ je zapříčiněn vznik magnetoreologické složky v celkové tlumící síle tlumiče $F(t)$.

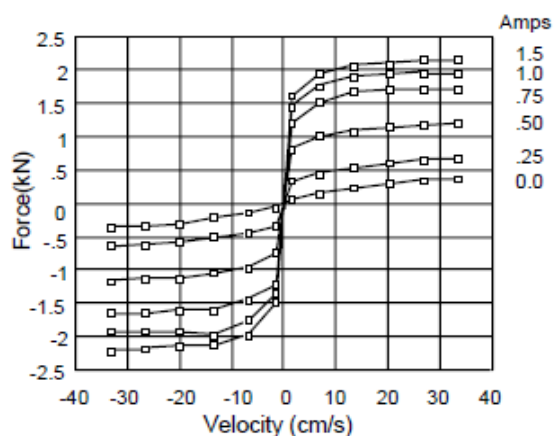
Konstrukce vlastního tlumiče je shodná s běžným provedením hydraulických jednopláškových tlumičů (obr. P13.11). Průměr válce je 41 mm, délka mezi osy obou ok ve střední poloze je 179 mm a zdvih +/- 19 mm. V pístu jsou vyvrtány kanály, kolem nichž je vytvářeno magnetické pole cívkou. Napájení cívky je prováděno kabely procházejícími vyvrtanou pístnicí. Nominální proud cívky je 1 A při příkonu 5 W. Použitá MGR kapalina je MRX-126PD (viz výše uvedenou tabulku). Celkový obsah MGR kapaliny je 70 cm³. Objem kapaliny v kanálech, který je ovlivněn elektromagnetickým polem, je 0.3 cm³.



Obr. P13.11 Informační řez diskutovaným tlumičem [13]

Legenda: „Diaphragm“ - membrána, „Annular orifice“ - kruhový kanál, „Coil“ - cívka, „MR Fluid“ - magnetoreologická kapalina, „Bearing and Seal“ - ložisko a těsnění, „Wires to Electromagnet“ - kabely k elektromagnetu

Deklarovaná ideální tlumičová charakteristika je lineární, $F_{id} = b \cdot \dot{x}$.



Obr. P13.12 Ideální rychlostní charakteristiky diskutovaného tlumiče při konstantních napájecích proudech [13]

Legenda: „Force“ - síla, „Velocity“ - rychlost

ztráta v kanálu při laminárním proudění je $\Delta p = v_s \cdot 32 \cdot \eta_{zd} \cdot l / d^2$, neboli zde $\Delta p \approx (32 / konst) \cdot l / d^2$ (l délka,

d průměr kanálu). Pokud má být ideální rychlostní charakteristika $F(\dot{x})$ tohoto tlumiče lineární podle obr. P13.13 vlevo, musí se napájecí proud $i(\dot{x})$ v průběhu zdvihu tlumiče měnit v závislosti na okamžité rychlosti \dot{x} jak znázorněno na obr. P13.13 vpravo.

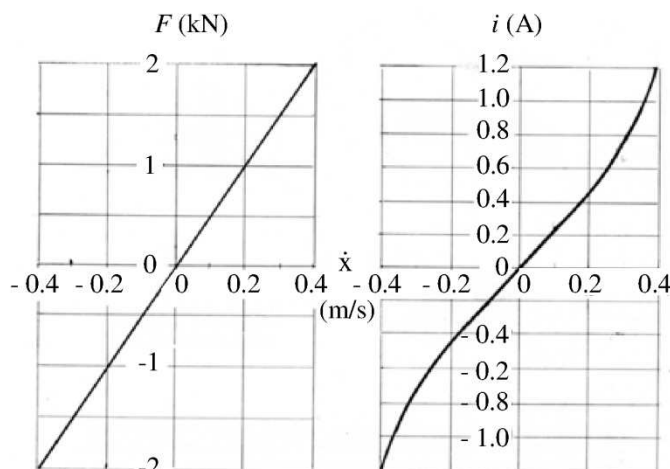
Tlumič má tři volitelné režimy tlumení, „High“, „Middle“, „Low“. Každý z nich má svou příslušnou závislost $i(\dot{x})$.

Skutečnost takto ideální není. Na obr. P13.14 jsou ukázány závislosti síla F - zdvih x , síla F - rychlost zdvihu \dot{x} , síla F - zrychlení zdvihu \ddot{x} pro harmonické buzení $x = w \cdot \sin(2\pi f t)$ s frekvencí $f = 0.83$ Hz a amplitudou $w = 0.02$ m při různém

Ideální rychlostní charakteristiky tlumiče při konstantních napájecích proudech, odvozené z měření, jsou znázorněny na obr. P13.12. Tyto ideální charakteristiky jsou prakticky antisymetrické vzhledem ke smyslu rychlosti.

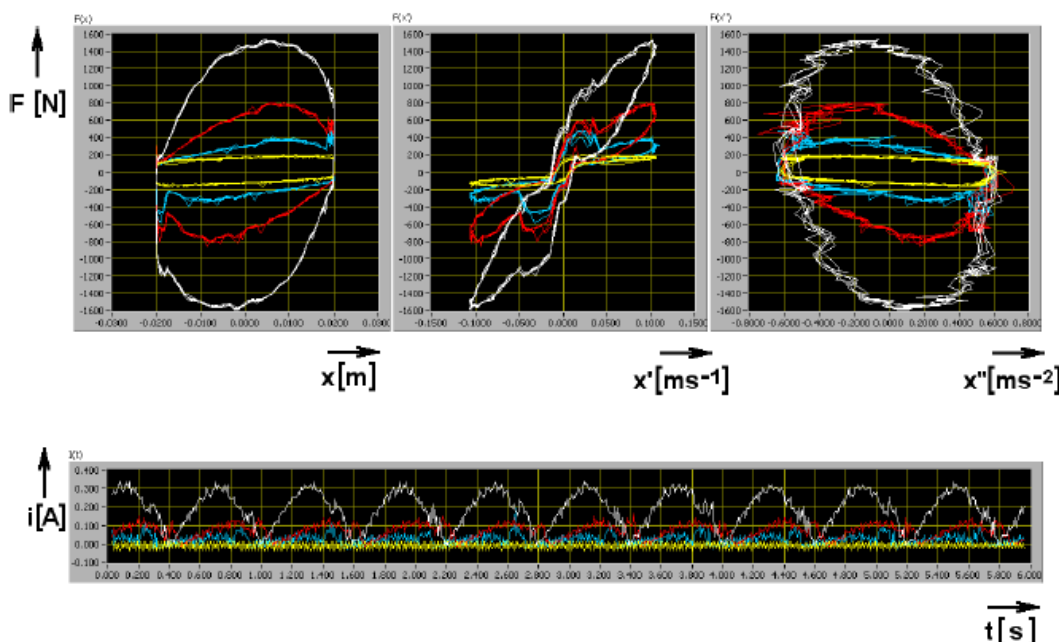
Za zmínku stojí skutečnost, že při vyšších napájecích proudech (větších než ca 0.5 A) se ideální tlumičí síla pro relativní rychlosti $|\dot{x}| > 15$ cm/s stává na rychlosti prakticky nezávislá. Přibližně je toto možno odůvodnit následující úvahou.

Zdánlivá dynamická vazkost je pak přibližně $\eta_{zd} \approx \tau_0 / (dv_s / dy)$, kde v_s je střední rychlost proudění v kanále. Průtok kanálem je možno považovat za laminární ($Re = v_s \cdot d / \nu < 2320$, $\nu = \eta / \rho$ kinematická vazkost) a tedy (dv_s / dy) je přímo úměrné rychlosti v_s , $(dv_s / dy) \approx konst \cdot v_s$. Tlaková



Obr. P13.13 Požadovaná rychlostní charakteristika a jí odpovídající napájecí proud

nastavení řízení tlumiče (žlutě – neřízeno $i = 0$, modře – „Low“, červeně – „Middle“, bíle – „High“) a časové průběhy napájecích proudů $i(t)$ [14]. Z výrazné hystereze závislosti $F = f(x)$ je patrné, že tlumič má poměrně velké tření a že se v jeho řízení projevuje značná časová prodleva.



Obr. P13.14 Ukázka výsledů měření charakteristiky diskutovaného tlumiče [14] (posuv x , rychlost x' , zrychlení x'')

Obecně je možno říci, že reakce síly F na změnu řídicího signálu, tj. rychlosti stlačování/roztahování $x' = (dx/dt)$ (m/s), se vždy projevuje zpožděně. Uvažujme lineární rychlostní charakteristiku tlumiče. Přibližně je možno vývin tlumicí síly $F(t)$ na rychlosti $x'(t)$ matematicky vyjádřit rovnicí prvního řádu

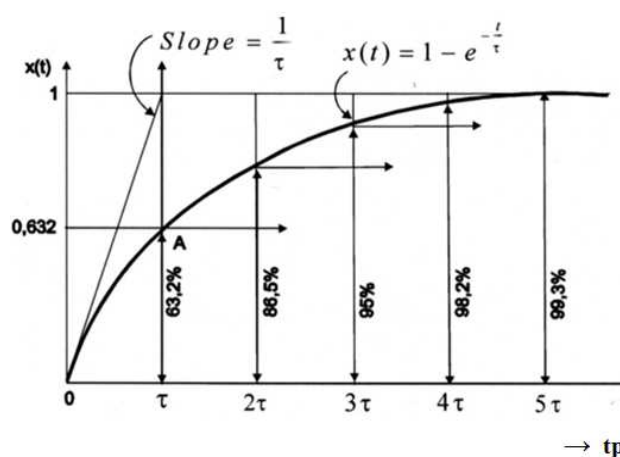
$$(dF/dt) = (1/\tau) \cdot (-F + b \cdot x')$$

kde τ (s) je časová konstanta, b (Ns/m) konstanta tlumení. Obecné řešení této rovnice je pro skokovou změnu x' a $b = 1$ ukázáno na obr. P13.15. Je z něj patrné, že po čase $t = \tau$ dosáhne hodnota výstupního procesu 63.2% své ustálené velikosti rovné 100%, teoreticky dosažené až při $t \rightarrow \infty$.

Při zkouškách daného tlumiče [15] se prokázalo, že jeho časová konstanta τ je proměnná v širokých mezích, $\tau \approx 5$ až 30 ms, v závislosti na velikosti změny, okamžitém stavu pohybu, atd.

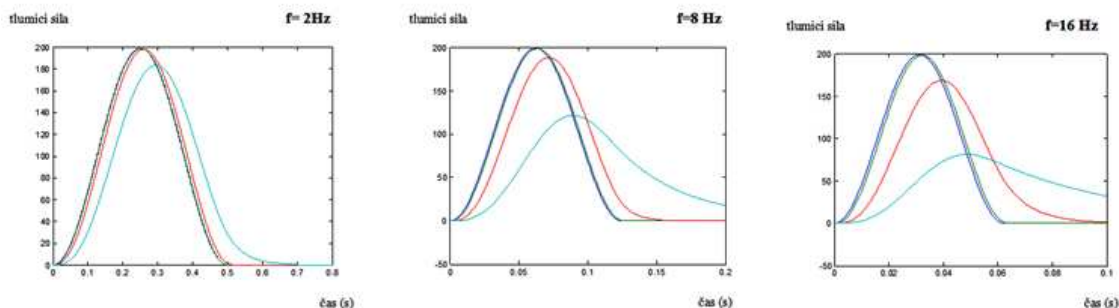
Zpoždění silové odezvy $F(t)$ za řídicím signálem $x'(t)$ je logickým důsledkem všech pochodů, které se v tlumiči a jeho řízení odehrávají.

Jeho důsledky jsou ukázány na obr. P13.15. Uvažujme opět lineární ideální rychlostní charakteristiku s $b = 20000$ (Ns/m). Obrázek P13.15 ukazuje výpočtově stanovené průběhy tlumicí síly $F(t)$ pro $\tau = 0$ (modře), 0.001 (zeleně), 0.01 (červeně), 0.05 s (tyrkysově) pro jednorázovou změnu rychlosti $x'(t) = 0,005 \cdot (1 - \cos(2\pi f t))$ pro tři různé frekvence f (Hz). Je patr-



Obr. P13.15 Obecné řešení zpoždovací rovnice, časový průběh odezvy v závislosti na poměrném čase tp

né, že v rozsahu frekvencí do 10 Hz (při nichž probíhají rozhodující pohyby sedačky vůči podlaze) nezpůsobuje tlumicí prodleva $\tau < 10$ ms větší problémy s ohledem na korelaci tlumicí síly $F(t)$ a signálu rychlosti $x'(t)$. Pokud by byly uvažovány vyšší frekvence pohybu $f < 10$ Hz, pak zkreslení silové odezvy vůči signálu rychlosti již může být i při této prodlevě výrazné. Delší prodlevy $\tau > 10$ ms se mohou výrazně projevat i při nižších frekvencích.



Obr. P13.16 Ukázka vlivu prodlevy τ ($= 0, 1, 10, 50$ ms) na průběh tlumicí síly při různé frekvenci relativní rychlosti stlačování/roztahování tlumiče (výpočet!)

U skutečného tlumiče jsou pravděpodobně poměry složitější, protože okamžité prodlevy jsou zřejmě závislé na okamžitém stavu relativního pohybu, na velikosti vstupního signálu, atd., ale celkově budou uvedené závěry o vlivu prodlevy platit.

Prodleva odezvy tlumiče na změnu rychlosti stlačování/roztahování tlumiče má následující příčiny:

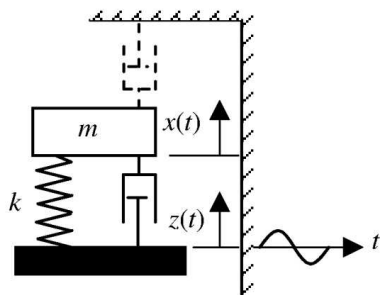
- prodleva mezi stanovením signálu $x(t)$, jeho zpracováním v řídicím počítači na regulační veličinu proudu $i(t)$,
- prodleva ve vytvoření magnetického pole v tlumiči,
- prodleva ve vytvoření viskoelastického stavu v kapalině.

Podle některých (firemních!) literárních údajů (bez uvedení způsobu zkoušení) jsou v současnosti u automobilových magnetoreologických tlumičů dosahovány prodlevy 2 až 5 ms.

Pro stacionární regulaci tlumicí síly (činnost tlumiče v určitém režimu po delší dobu, což je případ diskutovaného tlumiče), není prodleva ani v řádu desítek ms příliš škodlivá, protože neohrožuje činnost zařízení, do něhož je tlumič zapojen. Jakmile se však uvažuje o regulaci tlumiče přímo ovlivňující okamžité stavy pohybu, je nutno dbát, aby prodlevy tlumiče byly co nejmenší.

P13.6 MOŽNOSTI VYUŽITÍ VLASTNOSTÍ MGR TLUMIČŮ V ODPRUŽENÝCH SEDAČKÁCH. ALGORITMUS „SKYHOOK“

Pokud je možno zajistit dostatečně krátkou prodlevu magnetoreologického tlumiče vzhledem k uvažovanému frekvenčnímu pásmu buzení, je možno ovlivňovat závislost $F(x')$ v reálném čase, tj. i v průběhu jednoho zdvihu tlumiče. V případě sedaček pro nákladní automobily, u nichž se uvažuje rozsah frekvencí budičích pohybů podlahy do cca 10 Hz, je toto v současnosti plně reálné. Problémem je, že algoritmus takového řízení tlumiče, optimálního pro řidiče, není k dispozici.



Obr. P13.17 Schématické vystižení „skyhook“ algoritmu tlumení

Jednou z často citovaných možností je tzv. „skyhook“ strategie (podrobnosti viz literatura). Uvažujme (obr. P13.16) zjednodušený model sedadla se sedákem o hmotnosti m (kg), opřeným o podlahu lineární pružinou o tuhosti k (N/m) a tlumičem se základní lineární rychlostní charakteristikou $F = b \cdot (x' - z')$. V klidovém stavu je $x = 0$, $x' = 0$, $z = 0$, $z' = 0$.

Podstata „skyhook“ algoritmu spočívá v tom, že činnost tlumiče zapojeného mezi sedák a rám sedačky, připevněný k podlaze, má napodobovat činnost fiktivního tlumiče upevněného mezi sedák a pevné okolí („skyhook“ – doslova „nebeský hák“) (obr. P13.6). Pokud by toto mělo být plně spl-

něno, musel by skutečný tlumič po určitou dobu vždy do soustavy dodávat energii, musel by být „aktivní“. Tlumiče však jsou pasivními prvky, energii ze soustavy odebírající a mařící. Reálný tlumič tedy musí vyvozovat tlumicí sílu F pouze tehdy, kdy mu okamžitý pohybový stav umožňuje tuto disipační funkci plnit. Z této podmínky vyplývá algoritmus řízení tlumiče:

pokud je $(x - z) \cdot (x' - z') < 0$, je $F = b \cdot (x' - z')$;

jinak je $F = 0$.

Tlumič při této strategii přepíná pouze mezi stavy „on“, „off“ podle uvedeného algoritmu. Takového vibroizolačního soustavě se říká semiaktivní.

Použití magnetoreologického tlumiče se pro tento účel jeví být relativně snadné, protože tlumicí síla F musí být řízena a tedy řídicí signály $(x - z)$ a $(x' - z')$ musí být k dispozici.

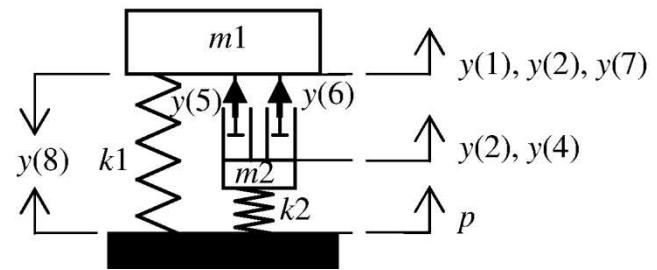
Základní náhled o možnostech strategie „skyhook“ je možno si učinit výpočty na dále uvedeném matematickém modelu v Matlab.

Obdobných algoritmů je zřejmě možno si vymyslet celou řadu. Hlavním problémem zde je stanovení kritéria resp. kritérií optimality vzhledem k silně subjektivnímu charakteru problematiky.

Příklad – Linearizovaný matematický model sedačky s magnetoreologickým tlumičem a tlumicí strategií „skyhook“ (obr. P13.17)

V modelu Matlab je uvažováno:

- hmotnost zátěže $m1$ (kg);
- lineární pružina sedačky o tuhosti $k1$ (N/m);
- válec tlumiče o hmotnosti $m2$ (kg) připevněn pružně k rámu podlahy lineární pružinou o tuhosti $k2$ (N/m);
- tlumicí síla tlumiče lineárně závislá na rychlosti relativního pohybu; je složena ze stálé složky Fbt s konstantou tlumení bt (Ns/m) a složky Fhk vypínané/zapínané podle strategie skyhook s konstantou tlumení bhk , $F = Fbt + Fhk$;
- časová konstanta nárůstu tlumicí síly je τ (s);
- jednorázový zdvih podlahy $p(t)$ dle obrázku.

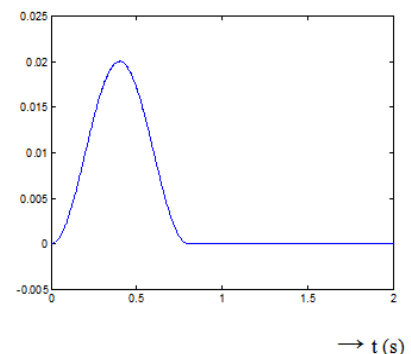


Obr.P13.18 Model sedačky s magnetoreologickým tlumičem

```
% skyhook, pružne ulozeny tlumic, zpozdeni v tlumici
1DOF, kinematické
% buzení;
% m1 ... hmotnost sedak+ridic (kg),
% m2 ... hmotnost valec tlumice (kg),
% k1 ... tuhost pruziny (N/m),
% k2 ... tuhost pripojeni valce tlumice k ramu (N/m),
% bt ... konstanta tlumeni tlumice (Ns/m),
% bhk ... konstanta tlumeni skyhook (Ns/m),
% tau ... casova konstanta tlumice (s),
% p ... zdvih podlahy (m),
% a ... polovicni vyska zdvihu podlahy (m),
% f ... frekvence zdvihu podlahy (Hz),
% y(1) ... zdvih sedaku,
% y(2) ... rychlost zdvihu sedaku,
% y(3) ... zdvih valce tlumice,
% y(4) ... rychlost valce tlumice,
% y(5) ... tlumici sila zakladni,
% y(6) ... tlumici sila skyhook,
% y(7) ... zrychleni sedak rekonstrukce,
% y(8) ... (y(1)-y(3)) stlaceni pruziny rekonstrukce,
```

```
function dydt=skyhktaupr(t,y)
m1=70;
k1=4340;
m2=1;
k2=50000;
```

Zdvih podlahy $p(t)$, $f=1.25$ Hz, $a=0.01$ m

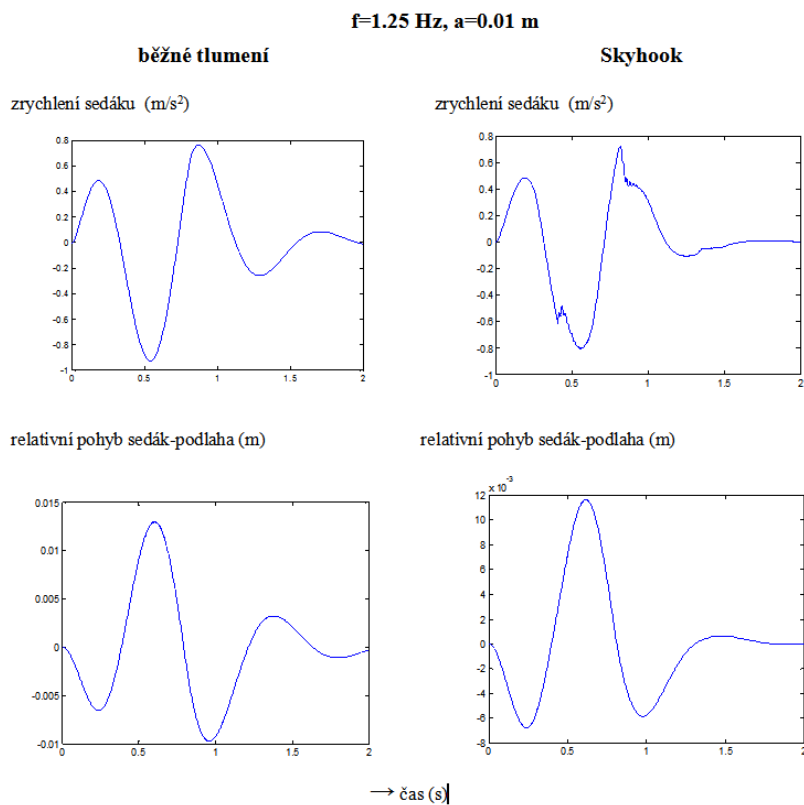



```

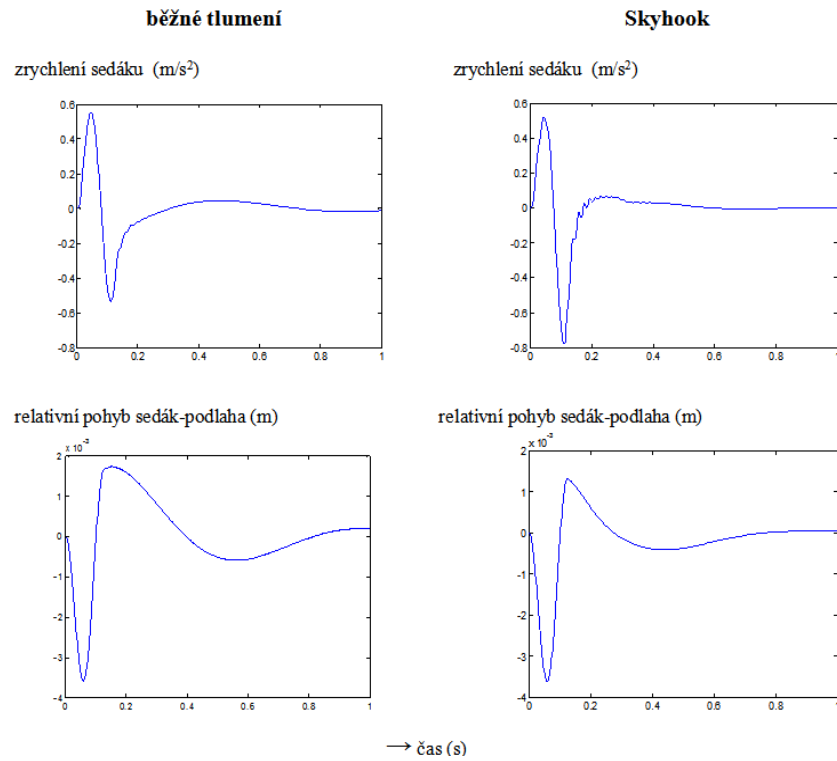
f=1.25;
a=0.01;
if t<(1/f)
    p=a*(1-cos(2*pi*f*t));
else
    p=0;
end;
tau=0.01;
bt=350;
bhk=350;
Fbt=bt*(y(2)-y(4));
if ((y(1)-y(3))*(y(2)-y(4)))<0
    Fhk=(y(2)-y(4))*bhk;
else
    Fhk=0;
end;
dydt = [y(2);
        -(k1/m1)*(y(1)-y(3))-(1/m1)*(y(5)+y(6));
        y(4);
        (k1/m2)*(y(1)-y(3))+(1/m2)*(y(5)+y(6)) - (k2/m2)*(y(3)-p);
        (1/tau)*(-y(5)+Fbt);
        (1/tau)*(-y(6)+Fhk);
        10000*(-y(7)-(k1/m1)*(y(1)-y(3))-(1/m1)*(y(5)+y(6)));
        10000*(-y(8)+y(1)-p);]

```

Parametry v příkladu uvedené jsou realistické, včetně $\tau = 0.01$ s. Porovnání průběhů zrychlení sedáku a relativního pohybu sedák-podlaha při běžném klasickém tlumení ($bt = 400$, $bhk = 0$) a při použití strategie Skyhook ($bt = 350$, $bhk = 350$) je ukázáno dále.



$f=8\text{ Hz}$, $a=0.002\text{ m}$



Optimalizace parametrů tlumení nebyla ani v jednom případě prováděna.

I při takto omezeném rozsahu výpočtů je možno říci, že strategie „skyhook“ může přinést určité výhody jak z hlediska maximálních zrychlení tak i maximálních relativních pohybů sedáku vůči podlaze, hlavně při relativně nízkofrekvenčním vybuzení, ovšem za cenu skoků zrychlení (ryv - „jerk“). Pro relativně vysoké frekvence vybuzení toto již tak jednoznačně neplatí.

LITERATURA

- [1] Valášek M., a kolektiv: *Mechatronika*. Vydavatelství ČVUT, Praha, 1995
- [2] Stadler W.: *Analytical Robotics and Mechatronics*. McGraw-Hill Inc., USA, 1995, ISBN 0-07-060608-0
- [3] Dubbel. *Taschenbuch fuer den Maschinenbau*. 22.Auflage. Springer Berlin Heidelberg New York, 2007, ISBN 978-3-540-49714-1.
- [4] Hermann R.: *Fehlertolerante Komponenten fuer Drive-by-Wire-Systeme*. ATZ 4/2004, Jahrgang 104, str. 382
- [5] Kiencke U., Nielsen L.: *Automotive Control Systems*. Springer Berlin, Heidelberg New York, 2000, ISBN3-540-66922-1
- [6] Apetaur M.: *Úvod do automatického řízení, díl 2. ÚTRV*, UJEP, 2000
- [7] Beeby S., Ensell G., Kraft M., White N.: *MEMS Mechanical Sensors*. Artech House, 2004, ISBN 1-5803-536-4
- [8] Pavlok B., Hružík L, Bova M.: *Hydraulická zařízení strojů*. VŠB-TU Ostrava, 2007
- [9] Apetaur M., Hrala T., Vysloužil T.: *Mechanika tuhých těles. Základy teorie mechanismů*. Učební text v digitální podobě. FVTM, UJEP, 2010
- [10] Kwakernaak H., Sivan R.: *Linear Optimal Control Systems*. John Willey and Sons, Inc., 1972, ISBN 0-471-51110-2
- [11] Šika Z.: *Aktivní a poloaktivní snižování mechanického kmitání strojů*. Habilitační práce, FS ČVUT Praha, 2004
- [12] Štěpánek J.: *Identifikace systému, senzorka a implementace řídicího algoritmu pro nestabilní balancující vozidlo*. Diplomová práce FSI, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky, Brno, 2011

Dále informace z internetu a firemní literatura