

Senzory a převodníky

Pavel Ripka
Stanislav Ďaďo
Marcel Kreidl
Jiří Novák



ČVUT v Praze
Fakulta elektrotechnická

Do PDF vloženo 1.11.2006 v Brně

Pavel Ripka

Stanislav Ďaďo

Marcel Kreidl

Jiří Novák

SENZORY A PŘEVODNÍKY

2005

Vydavatelství ČVUT

Předmluva

Tato skripta jsou určena především pro výuku předmětu „Senzory a převodníky“ v oboru „Kybernetika a měření“ bakalářského studijního programu. Navazují na celou řadu učebních textů vytvářených na katedře měření ČVUT FEL.

Poděkování

V. Haaszovi, P. Kašparovi, M. Malátkovi, A. Platilovi a M. Vopálenskému děkujeme za pečlivé přečtení rukopisu a cenné připomínky.

Tento text byl částečně vytvořen s podporou pilotního projektu Leonardo da Vinci „Pracsens“.

Naleznete-li v textu chybu, dejte nám, prosím, vědět na adresu ripka@feld.cvut.cz.

Lektor: doc. Ing. Ludvík Bejček, CSc.

Vydavatelství ČVUT upozorňuje autory na dodržování autorských práv.

Za jazykovou a věcnou správnost obsahu díla odpovídá autor. Text neprošel jazykovou ani redakční úpravou.

OBSAH

1. ÚVOD	6
1.1 Senzor.....	6
1.2 Technologie výroby senzorů.....	6
1.3 Měřicí řetězec.....	7
1.4 Inteligentní senzor.....	8
1.5 Základní parametry senzorů	9
1.5.1 Statické vlastnosti senzorů	9
1.5.2 Dynamické vlastnosti senzorů.....	10
1.6 Vybrané metody zmenšení chyb senzorů	12
1.6.1 Metoda kompenzačního senzoru	12
1.6.2 Metoda diferenčního senzoru a poměrová metoda.....	13
1.6.3 Metoda zpětnovazebního senzoru	14
1.6.4 Metoda linearizace	15
1.6.5 Metoda automatické kalibrace.....	15
1.6.6 Modulace měřené veličiny	16
2. Senzory polohy	18
2.1 Magnetické senzory a spínače.....	18
2.1.1 Jazyčkové kontakty (reed contacts).....	18
2.1.2 Hallův senzor a spínač.....	19
2.1.3 Magnetorezistory.....	19
2.2 Indukčnostní senzory polohy.....	20
2.2.1 Indukčnostní senzory na principu vířivých proudů	20
2.2.2 Indukčnostní senzory s proměnnou vzduchovou mezerou.....	21
2.2.3 LVDT	22
2.2.4 Induktosyn.....	23
2.2.5 Selsyny a resolvery.....	25
2.2.6 Magnetostrikční senzory polohy	26
2.3 Kapacitní senzory.....	26
2.3.1 Kontaktní kapacitní senzory	26
2.3.2 Kapacitní bezkontaktní senzory a spínače.....	29
2.3.3 Měřicí obvody pro kapacitní senzory	30
2.4 Optické senzory polohy	31
2.4.1 Polohově citlivé senzory (PSD).....	31
2.4.2 CCD (Charged-coupled device)	32
2.4.3 Inkrementální optoelektronické senzory posuvu	32
2.4.4 Absolutní optoelektronické senzory polohy s prostorovým kódem	33
2.4.5 Senzor rozměrů clonicího typu.....	34
2.4.6 Optoelektronické senzory polohy s triangulací	34
2.4.7 Optoelektronické senzory polohy na interferometrickém principu	35
2.5 Odporové senzory polohy.....	36
2.6 Senzory vibrací.....	36
2.6.1 Absolutní senzory kmitavého pohybu	37
2.6.2 Elektrodynamický senzor vibrací	38
2.6.3 Akcelerometry pro měření vibrací.....	39
2.7 Senzory otáček, rychlosti a zrychlení	40
2.7.1 Senzory úhlové rychlosti a otáček	40
2.7.2 Korelační princip měření rychlosti.....	42

2.8	<i>Senzory pro inerciální navigaci</i>	43
2.8.1	Vibrační senzor úhlové rychlosti	43
2.8.2	Optický vláknový gyroskop	43
2.8.3	Akcelerometry s elektromechanickou zpětnou vazbou (servoakcelerometry)	45
3.	Senzory mechanického napětí a síly	46
3.1	<i>Senzory mechanického napětí (Tenzometry)</i>	46
3.1.1	Rezonanční senzory (strunové tenzometry)	46
3.1.2	O odporové tenzometry	46
3.1.3	Měřicí obvody pro odporové tenzometry	50
3.2	<i>Senzory síly a hmotnosti</i>	52
3.2.1	Úvod	52
3.2.2	Pružné (deformační) členy	52
3.2.3	Pružné členy pro senzory hmotnosti (vážení)	54
3.2.4	Senzory síly s převodem deformace na polohu	54
3.2.5	Piezoelektrické senzory	55
3.2.6	Měřicí obvody pro piezoelektrické senzory	56
3.2.7	Magnetoanizotropní senzory sil	59
3.2.8	Optické a rezonanční senzory síly	59
3.3	<i>Senzory krouticího momentu</i>	60
3.3.1	Základní pojmy	60
3.3.2	Senzory s odporovými tenzometry	60
3.3.3	Senzory s převodem momentu na úhel	61
3.3.4	Magnetické senzory momentu	62
3.3.5	Přenos měřenosného signálu momentu z rotující části	62
4.	Senzory tlaku	63
4.1	<i>Základní pojmy</i>	63
4.2	<i>Deformační senzory tlaku membránové</i>	64
4.3	<i>Deformační senzory tlaku trubicové</i>	65
4.4	<i>Kapacitní senzory tlaku</i>	66
4.5	<i>Piezoelektrické senzory tlaku</i>	67
4.6	<i>Rezonanční senzory tlaku</i>	67
5.	Senzory průtoku a hladiny	69
5.1	<i>Senzory průtoku</i>	69
5.1.1	Základní pojmy	69
5.1.2	Plováčkové senzory průtoku	69
5.1.3	Rychlostní senzory průtoku	70
5.1.4	Dávkovací senzory	73
5.1.5	Senzory hmotnostního průtoku s Coriolisovou silou	73
5.1.6	Tepelné senzory hmotnostního průtoku	74
5.2	<i>Senzory hladiny</i>	75
5.2.1	Senzory pro nespojitě měření	76
5.2.2	Senzory pro spojitě měření	76
6.	SENZORY TEPELNÝCH VELIČIN	78
6.1.1	O odporové kovové senzory teploty (RTD = resistive temperature detectors)	78
6.1.2	Termistory	81
6.1.3	Polovodičové monokrystalické senzory teplot	82
6.1.4	Měřicí obvody pro odporové senzory teploty	83
6.1.5	Monokrystalické PN senzory teploty	87
6.1.6	Měřicí obvody pro PN senzory	88

6.1.7 Termoelektrické senzory teploty	90
6.1.8 Měřicí obvody pro termoelektrické senzory.....	92
6.1.9 Dilatační teploměry a senzory teploty	94
6.1.10 Speciální senzory teploty.....	94
6.1.11 Časová konstanta dotykových senzorů.....	94
6.2 Senzory pro bezdotykové měření teplot.....	95
6.2.1 Základy pyrometrie	95
6.2.2 Senzory infračerveného záření	99
6.2.3 Pyrometrické metody	102
7. Senzory ionizujícího záření	106
7.1 Rozdělení senzorů ionizujícího záření.....	106
7.2 Plynové detektory.....	106
7.2.1 Ionizační komory.....	107
7.2.2 Proporcionální detektory	108
7.2.3 Geiger-Müllerovy detektory.....	108
7.3 Scintilační detektory (scintilátory).....	109
7.4 Polovodičové detektory.....	109
8. CHEMICKÉ SENZORY A BIOSENZORY	111
8.1 Základní pojmy a jednotky	111
8.2 Senzory na fyzikálním principu	112
8.2.1 Rezonanční piezoelektrické senzory	112
8.2.2 Tepelně vodivostní senzory	112
8.2.3 Paramagnetické senzory kyslíku	113
8.2.4 Senzory konduktivity	113
8.2.5 Iontové spektrometry.....	116
8.3 Senzory pracující na fyzikálně-chemickém principu	116
8.3.1 Polovodičové senzory plynů	116
8.3.2 CHEMFET senzory	117
8.3.3 Termokatalytické senzory (Pellistory).....	117
8.3.4 Elektrochemické senzory	118
8.4 Optické a optoelektronické chemické senzory.....	122
8.4.1 Úvod do spektrální fotometrie.....	122
8.4.2 Infračervené (IR) analyzátory plynu	123
8.4.3 Senzory pro chromatografickou analýzu.....	125
8.5 Biosenzory.....	126
8.6 Senzory vlhkosti plynu.....	126
8.6.1 Sorpční senzory vlhkosti	127
8.6.2 Psychrometr.....	128
8.6.3 Zrcadlové senzory teploty rosného bodu.....	129
9. Průmyslové systémy pro měření a sběr dat.....	130
Centralizované a distribuované systémy.....	130
9.1 Model ISO/OSI.....	131
9.2 Přenos dat v rámci PDS.....	133
9.3 Standardy PDS.....	134
Literatura	136

1. ÚVOD

1.1 SENZOR

Senzor je funkční prvek tvořící vstupní blok měřicího řetězce, který je v přímém styku s měřeným prostředím. Místo pojmu senzor se používají též termíny snímač, převodník (*angl. transducer*) nebo detektor. Citlivá část senzoru se někdy označuje jako čidlo. Senzor snímá sledovanou fyzikální, chemickou nebo biologickou veličinu a transformuje ji na výstupní (měro-nosnou) veličinu – nejčastěji analogový nebo číslicový elektrický signál.

Typy senzorů

Dle měřené veličiny:

senzory teploty, tlaku, průtoku, optických veličin, mechanických veličin (posunutí, polohy, rychlosti, zrychlení, síly, mechanického napětí aj.), chemické a biologické senzory, senzory elektrických a magnetických veličin aj.

Dle fyzikálního principu:

senzory odporové, indukčnostní, indukční, kapacitní, magnetické, piezoelektrické, pyroelektrické, optické, chemické, biologické aj.

Dle styku senzoru s měřeným prostředím:

bezdotykové, dotykové.

Dle transformace signálu:

aktivní, pasivní.

Dle použité technologie:

elektromechanické, mechanické, pneumatické, elektrické, elektronické, elektrochemické, polovodičové, mikroelektromechanické, optoelektronické aj.

Dle výstupu:

analogový: amplituda, frekvence, nebo střída napětí nebo amplituda proudu,
číslicový,
dvoustavový (např. polohový nebo teplotní spínač).

Aktivní senzor je senzor, který se působením snímané veličiny chová jako zdroj energie (např. termoelektrický článek, fotodioda v aktivním režimu, indukční senzor, Wiegandův senzor)

Pasivní senzor potřebuje napájení.

Měřená veličina se někdy několikrát transformuje: např. v senzoru vlhkosti s číslicovým výstupem dochází k převodu vlhkost–permitivita–kapacita–frekvence–výstupní kód.

1.2 TECHNOLOGIE VÝROBY SENZORŮ

Mechanické a elektromechanické senzory klasické konstrukce jsou vyráběny v menších seriích, bývají rozměrné, drahé, ale mohou být velmi přesné.

Tenkovrstvá technologie spočívá ve vytváření monokrystalických, polykrystalických i amorfních vrstev křemíku, izolantů a kovů. Vrstvy o tloušťce 1 nm až 1 μm se nanášejí napařováním, elektrolyticky i dalšími technologiemi na základní vrstvu ze skla, oceli, křemíku nebo plastu. Fotolitografií a selektivním leptáním se vytvářejí prvky pasivní sítě obvodu senzoru. Technologie tenkých vrstev zajišťuje u senzorů vysokou přesnost (nastavování laserovým paprskem), stabilitu, malou časovou konstantu, spolehlivost, malé rozměry a hmotnost a lacinou sériovou výrobu s možnou integrací s elektronickými a optickými prvky.

Tlustovrstvová technologie využívá při výrobě vodičů, rezistorů a kapacitorů pasty nanášené technologií sítotisku na keramickou nebo umělohmotnou podložku. Tlustovrstvou technologií se mohou vytvářet hybridní integrované obvody obsahující polovodičové čipy.

Integrované senzory umožňují podstatné zmenšení rozměrů, a tím dochází kromě minimalizace parazitních impedancí a šumů k nárůstu rychlosti zpracování signálu a snížení výrobních nákladů.

Monolitické senzory se vyrábějí postupy používanými při výrobě integrovaných obvodů (nejčastěji na substrátu monokrystalického křemíku). Klasické mikrotechnologie (oxidace povrchu, litografie, epitaxe, iontová implantace, metalizace) bývají doplněny speciálními postupy (např. anizotropní leptání, LIGA, mikroobrábění), které dovolují vytvářet trojrozměrné a pohyblivé struktury. Takové obvody bývají označovány jako **MEMS** (Micro Electro-Mechanical Systems). Technologií MEMS jsou vyráběny i akční členy: např. tiskové hlavy pro inkoustové tiskárny, polohovatelná mikrozrcátka pro integrovanou optiku, mikropumpy pro chemické analyzátoary. Pro speciální aplikace (např. bezdotykové měření teplot) se kromě křemíku používají další materiály, např. GaAs, InSb, SiC nebo diamant. Sensorová technika využívá i nanotechnologie a inteligentní materiály.

1.3 MĚŘICÍ ŘETĚZEC

Základní blokové schéma měřicího řetězce je na obr. 1.1. Transformovaný elektrický signál je obvykle nutno zesílit. Při zesílení signálu je nezbytné zajistit dostatečný odstup signálu od šumu senzoru a zesilovače a od parazitních signálů (rušení elektrickým, magnetickým a elektromagnetickým polem, působením zemních smyček apod.) působících jak na senzor, tak na zesilovač. Uvedené požadavky se realizují speciálními zapojeními zesilovačů, frekvenčním omezením signálu, modulací elektrické nebo přímo neelektrické veličiny s následnou synchronní demodulací, nebo číslicovým zpracováním signálu. Další zpracování signálu je řešeno buď analogovými obvody (např. linearizačními), nebo po analogově–číslicovém převodu číslicově.

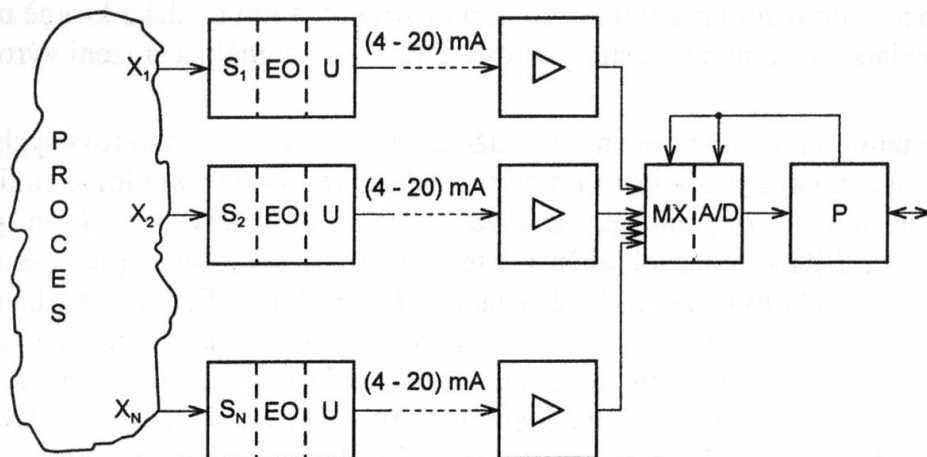


Obr. 1.1 Blokové schéma měřicího řetězce se senzorem A/Č – analogově číslicový převodník včetně vzorkovacích zesilovačů, multiplexerů apod., MP – mikropočítač (resp. mikrořadič, signálový procesor apod.), R – rozhraní, P – nadřazený výpočetní systém

Analogový výstup měřicího řetězce je v nejjednodušším případě realizován přímoukazujícím přístrojem nebo zapisovačem, nebo pro přenos dat blokem unifikace signálu, modulátorem, případně optoelektronickým členem pro přenos modulovaného signálu světlovodem, apod. Analogové signály jsou standardizovány v rozsazích (0 – 10) V, (0 – 20) mA, (4 – 20) mA.

Na obr. 1.2 je příklad centralizovaného sensorového systému. Nevýhodou uvedeného uspořádání je jednosměrný tok informace, omezené možnosti zpracování signálu, nemožnost nastavovat parametry senzorů a elektronických obvodů aj. Kromě tradiční proudové smyčky se často využívá číslicového přenosu.

U senzorů se nejčastěji používá sériové rozhraní RS–232 a RS–485. Zatímco u rozhraní RS–232 je pro obousměrný spolehlivý provoz nutno použít 3 a více vodičů a dosah přenosu dat je při rychlosti 20 kbitů/s cca 15 m, u RS–485 vystačí stíněná kroucená dvojlinka při rychlosti přenosu cca 1 Mbit/s do vzdálenosti 1000 m. Další výhodou RS–485 je symetrický vstup, který potlačuje součtové rušivé signály a jediné napájení +5 V. Součástí každého rozhraní je komunikační protokol definující přenos naměřených dat, adres, řídicích a stavových signálů.



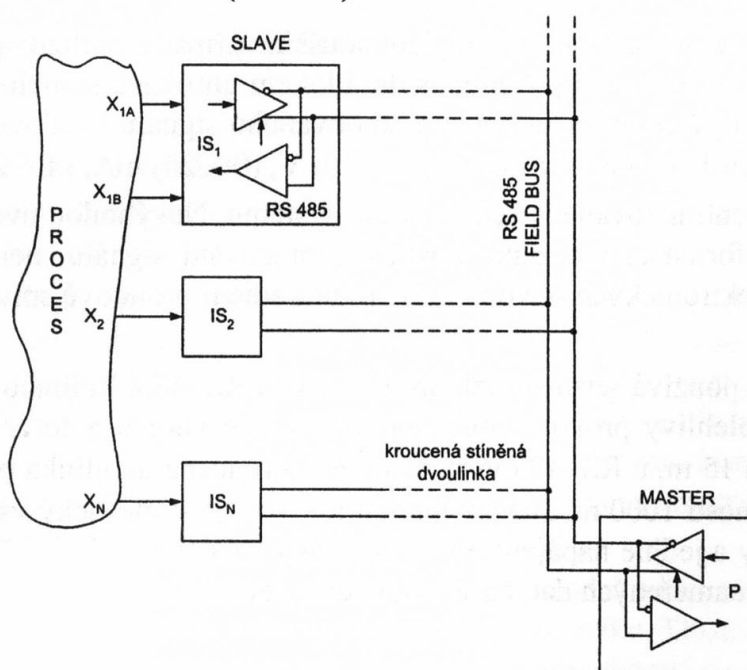
Obr. 1.2 Centralizovaný systém připojení senzorů a měřících řetězců. (S – senzor, EO – elektronické obvody, U – blok unifikace signálu, MX – multiplexer, A/D – analogově-číslicový převodník, P – počítač)

1.4 INTELIGENTNÍ SENZOR

Inteligentní senzor (Smart Sensor) je senzor, který obsahuje obvody pro zpracování, analýzu a unifikaci signálu v jediném kompaktním provedení s citlivou částí (čidlem) senzoru. Některé senzory mají celý měřicí řetězec integrován na jediném čipu, většinou je ale z technologických nebo cenových důvodů citlivá část senzoru oddělena od mikroelektronické integrované části. Základními znaky inteligentního senzoru jsou:

- obousměrná komunikace,
- číslicová část (ADC),
- diagnostika,
- autokalibrace,
- korekce chyb (linearizace, ..),
- výstup:
 - číslicový,
 - analogový (DAC),
 - kombinovaný.

Připojení inteligentních senzorů přes obousměrná rozhraní umožňuje uspořádání decentralizovaného systému s distribuovanou inteligencí, tj. uspořádání se vzájemnou komunikací mezi všemi členy připojenými ke sběrníkové síti (obr. 1.3).



Obr. 1.3 Decentralizovaný systém

1.5 ZÁKLADNÍ PARAMETRY SENZORŮ

Typické parametry charakterizující základní statické a dynamické vlastnosti senzorů lze shrnout do následujícího přehledu:

- citlivost a její stabilita (multiplikační chyby),
- dynamický rozsah (rozsah měřených veličin pro specifikovanou nejistotu měření),
- offset a jeho stabilita (aditivní chyby),
- linearita,
- hystereze, reprodukovatelnost,
- rozlišitelnost (a šumové charakteristiky),
- celková přesnost vyjádřená jako nejistota nebo toleranční pásmo (maximální chyba),
- dynamické parametry (časová konstanta, šíře pásma, rychlost číslicového přenosu),
- odolnost vůči prostředí (vibrace, magnetické pole, radiace, ...).

1.5.1 Statické vlastnosti senzorů

Statická převodní charakteristika senzoru je dána funkční závislostí $y = f(x)$ mezi vstupní veličinou x a výstupní veličinou y v časově ustáleném stavu. Tuto závislost lze velmi často popsat polynomem

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (1.1)$$

Ideální statická charakteristika je dána vztahem

$$y = Kx$$

nebo:

$$y = y_0 + K_1x$$

kde K je **citlivost** senzoru (*sensitivity*), většinou definovaná jako $K = dy/dx$
a y_0 je **offset**.

Rozlišitelnost (*resolution*) senzoru je dána hodnotou snímané veličiny, při níž je na výstupu senzoru signál odpovídající směroratné odchylce (efektivní hodnotě) šumu senzoru. U číslicových senzorů je rozlišitelnost navíc omezena na 1 LSB. V některých případech mají senzory **práh citlivosti** (mrtvé pásmo, *threshold*) omezený např. statických třením: např. u lopatkového průtokoměru dochází při nepatrných průtocích k zastavení turbíny.

Dynamický rozsah senzoru (*Full Scale, Span*) je dán intervalem přípustných hodnot snímané fyzikální veličiny.

Reprodukovatelnost (opakovatelnost) senzoru je dána změnou naměřené hodnoty po návratu do stejného bodu způsobenou časovou změnou charakteristiky nebo např. mechanickými nepřesnostmi. Do této chyby nebývá zahrnuta hystereze.

Relativní chyba senzoru δ_x je dána vztahem

$$\delta_x = \frac{\Delta x}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (1.2)$$

kde Δx je absolutní chyba

Offset (posuv nuly) je aditivní chyba způsobená posunem jmenovité lineární charakteristiky.

Má-li chyba aditivní charakter, odpovídající absolutní chyba Δx je nezávislá na měřené hodnotě x . Relativní chyba δ_x je samozřejmě nejmenší, když měřená veličina dosáhne konce rozsahu, tj. $x = x_{\max}$. Často se uvádí teplotní drift offsetu (např. u tlakových senzorů v jednotkách Pa/K).

Chyba citlivosti K (*sensitivity error*) je **multiplikační chyba**, relativní chyba δ_x nezávisí na měřené hodnotě x . Často se uvádí teplotní koeficient citlivosti (*sensitivity tempco*) v %/K nebo ppm/K.

Přesnost senzoru se většinou vyjadřuje absolutní chybou. Pozor na to, že absolutní chyba se často vyjadřuje ve formě procent z rozsahu (% FS = *percent Full Scale*).

Pojem **nejistota** (*uncertainty*) se v senzorové technice explicitně používá jen zřídka. Je třeba dávat pozor na to, zda v katalogích udávané přesnosti nebo chyby jsou skutečně maximální přípustné hodnoty, nebo se ve skutečnosti jedná o nejistoty (tedy toleranční meze, ve kterých s jistotou pravděpodobností leží údaj senzoru). Nejistota se týká výsledku měření, senzorů, měřících přístrojů, ale i hodnot použitých konstant, korekcí apod – viz norma EN60359.

Chyba linearity senzoru je dána odchylkou od ideální lineární (spojité analogové nebo kvantované) charakteristiky. Pro analogový signál se chyba linearity udává vztahem

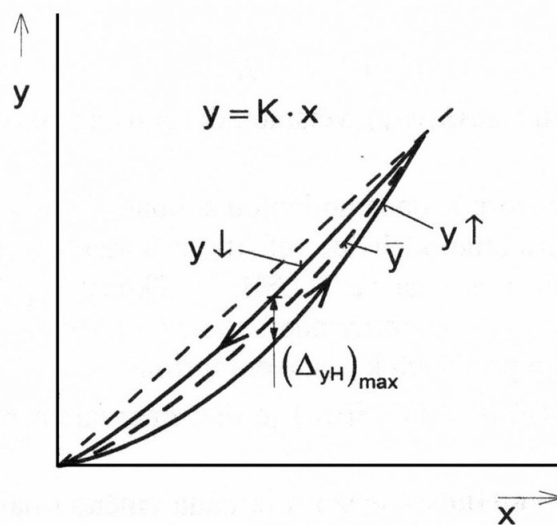
$$\delta_L = \left(\frac{y - y_L}{y_{\max} - y_{\min}} \right)_{\max} \quad (1.3)$$

kde y_L je definována ideální lineární funkcí $y = Kx$ nebo $y = y_0 + K_1x$.

Hodnoty K , y_0 a K_1 lze vypočítat např. lineární regrese metodou nejmenších čtverců na základě kalibrace senzoru. Volbou podmínky pro minimum kvadrátu odchylky lze dosáhnout buď minimální aditivní chyby, nebo nulové chyby v počátku souřadnic statické charakteristiky na úkor větší hodnoty aditivní nebo multiplikativní chyby.

Chyba hysterese je dle obr. 1.4 definována vztahy

$$\delta_L = \left(\frac{y_{\downarrow} - y_{\uparrow}}{y_{\max} - y_{\min}} \right)_{\max} \quad (1.4)$$



Obr. 1.4 Hystereze

Hystereze je omezujícím faktorem přesnosti řady mechanických systémů (vůle v převodech, hystereze membrány) i magnetických materiálů (koercivita a remanence).

Technické specifikace by měly uvádět základní chyby senzorů při laboratorní teplotě i chyby v celém rozsahu pracovních teplot (případně i dalších veličin ovlivňujících přesnost senzoru). Pro návrháře je důležité znát nejen hodnoty teplotního koeficientu citlivosti a teplotního driftu offsetu, ale i celé typické teplotní závislosti – jen tak lze navrhnout případné teplotní korekce. Pro kritické aplikace se navíc uvádí **stabilita parametrů** senzoru po definovaném teplotním a vibračním cyklování a působení dalších vlivů (vlhkost, radiace a pod.)

1.5.2 Dynamické vlastnosti senzorů

Měřená hodnota fyzikální nebo jiné veličiny se neustále mění s časem. Sensory zařazené v regulačních smyčkách nebo indikující mezní stavy procesu musí být navrženy tak, aby výstupní sig-

nál $y(t)$ sledoval s minimálním zkreslením vstupní signál $x(t)$. Dynamické vlastnosti senzoru je nutné znát pro analýzu a syntézu měřicích a regulačních systémů. V dalším budeme vycházet z předpokladu, že dynamické chování senzoru lze popsat lineární diferenciální rovnicí s konstantními koeficienty. Pokud rovnice není lineární, je nutno ji po úsecích linearizovat a dynamické chování sledovat v daných úsecích.

Pro přenosovou funkci senzoru platí v Laplaceově transformaci:

$$F(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} \quad (1.5)$$

Rovnici (1.5) lze dále upravit na tvar

$$F(p) = K \frac{(1 + pT_a)(1 + pT_b)\dots(1 + pT_m)}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)\dots(1 + pT_n)} \quad (1.6)$$

Dosadíme-li do uvedených rovnic proměnnou $p = j\omega$, získáme frekvenční přenos

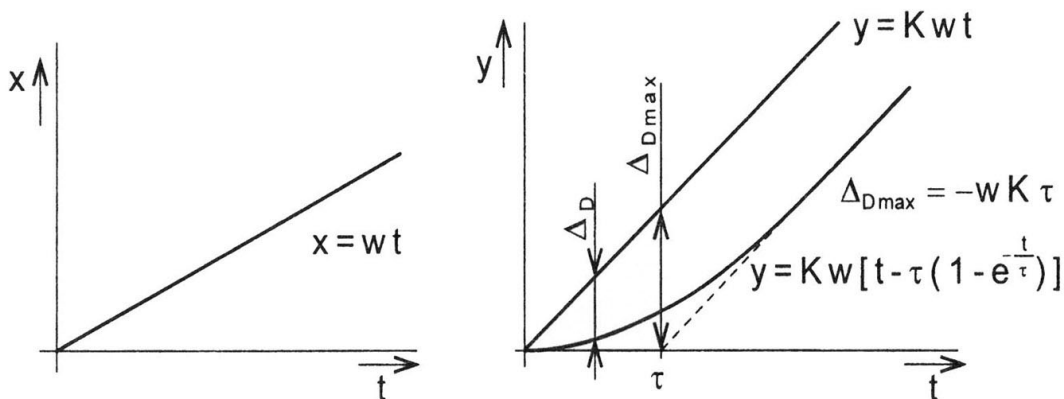
$$F(j\omega) = A(j\omega)e^{j\phi\omega} \quad (1.7)$$

Dynamická chyba senzoru je definována jako

$$\Delta_D(p) = F(p)X(p) - KX(p) = X(p)[F(p) - K] \quad (1.8)$$

U tepelně technických měření se velmi často mění vstupní veličiny konstantní rychlostí. Pro přenosovou funkci senzoru teploty zpravidla platí

$$F(p) = K \frac{1}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)\dots(1 + pT_n)} \quad (1.9)$$



Obr. 1.5 Dynamická chyba při vstupní změně konečnou rychlostí a přenosu senzoru 1. řádu.

Při změně měřené veličiny rychlostí w pro dynamickou chybu platí

$$\Delta_D(p) = \frac{w}{p^2} [F(p) - K]$$

Ustálenou hodnotu dynamické chyby můžeme spočítat s využitím věty o limitě:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta_D(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Delta_D(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{wK}{p} \frac{1 - (1 + pT_1)(1 + pT_2)\dots(1 + pT_n)}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)\dots(1 + pT_n)} = -wK(T_1 + T_2 + \dots + T_n)$$

Dochází-li při přenosu signálu u senzoru s přenosem vyššího řádu k dopravnímu zpoždění T_D , lze pro dynamickou chybu použít vztah

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta_D(t) = -wK(T_D + T_1 + T_2 + \dots + T_n)$$

V ustáleném stavu se tedy při lineární změně měřené veličiny chová soustava vyššího řádu stejně jako soustava 1. řádu mající časovou konstantu rovnou součtu jednotlivých časových konstant a dopravního zpoždění. Dynamická chyba pro přenos 1. řádu je na obr. 1.5.

1.6 VYBRANÉ METODY ZMENŠENÍ CHYB SENZORŮ

Z hlediska chyb je nutné kromě systematických a nahodilých chyb (např. šumů) jednotlivých funkčních bloků senzoru uvažovat zapojení senzoru do systému, tj. musí se respektovat vazby senzoru s ostatními částmi systému a vliv rušivých veličin. Mezi rušivé veličiny prostředí patří např. teplota, tlak, vlhkost, radiace, pole (elektrické, magnetické, elektromagnetické) aj. Zpětný vliv senzoru na měřený proces má za následek, že hodnota měřené veličiny se změní vlivem senzoru (např. dotykový teploměr sníží teplotu měřeného místa, dotykový akcelerometr změní zrychlení měřeného objektu nebo způsobí vlastní rezonanci vazby s objektem aj.). Jako zpětný vliv rozhraní, přístroje a jiného zařízení připojeného k senzoru lze uvést vliv zatěžovací impedance, rušivé signály vedením nebo parazitními zemními smyčkami aj.

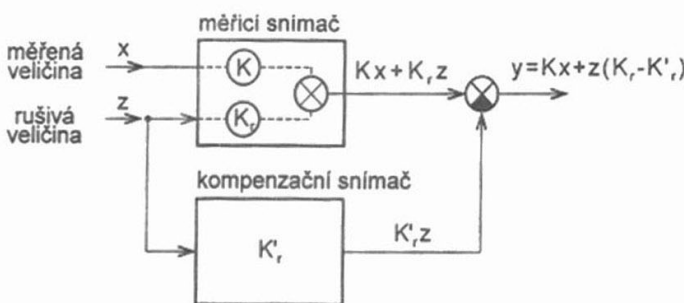
1.6.1 Metoda kompenzačního senzoru

Kompenzační senzor je použitelný v případě, že je možné realizovat senzor převádějící pouze rušivé veličiny na měronosnou veličinu. Pak lze výstupní veličiny kompenzačního senzoru použít ke korekci výstupu senzoru nebo měřicího řetězce. V nejjednodušším případě lineárních převodních charakteristik kompenzačního a měřicího senzoru spočívá korekce v přičtení korekční hodnoty k výstupu měřicího senzoru dle blokového schématu na obr. 1.6. Podmínkou správné funkce je rovnost přenosových konstant K_r a K'_r , určujících působení rušivé veličiny na měřicí a kompenzační senzor. Uvedená metoda kompenzuje aditivní chyby měřicího senzoru. Příkladem použití je měřicí obvod pro měření mechanické deformace s odporovými tenzometry dle obr. 1.7.

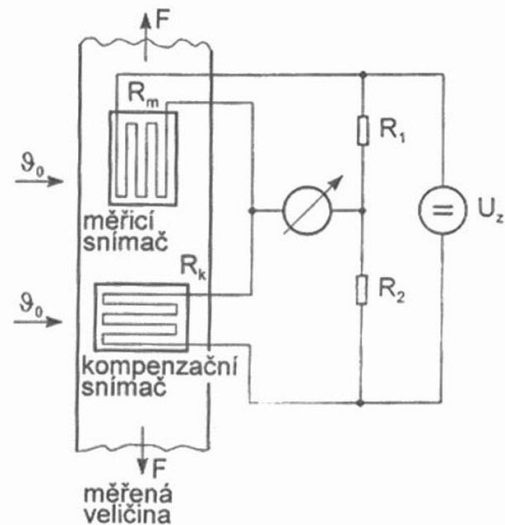
Rušivou veličinou je teplota, způsobující teplotní dilataci měřeného objektu a změnu odporu tenzometru s teplotou. Obě tyto chyby mají aditivní charakter. Aby kompenzační tenzometr byl citlivý pouze na teplotní dilataci působící všemi směry, musí být nalepen kolmo na směr měřené deformace. Napětí U_{v0} na měřicí diagonále je pro malé odchylky od rovnováhy můstku dáno vztahem

$$U_{v0} = K_M \left(\frac{\Delta R_m}{R_{m0}} - \frac{\Delta R_k}{R_{k0}} \right) U_Z, \quad (1.10)$$

kde U_Z je napájecí napětí můstku,
 K_M je konstanta můstku,
 R_{m0}, R_{k0} jsou odpory senzorů při nulové hodnotě síly F .



Obr. 1.6 Metoda kompenzačního senzoru



Obr. 1.7 Příklad zapojení kompenzačního senzoru

Velikost odporů rezistorů R_1, R_2 se volí tak, aby nastala rovnováha můstku při $F = 0$. Při aplikaci této metody pro polovodičové tenzometry dochází navíc vlivem teploty k výrazné změně citlivosti a tudíž k multiplikační chybě, která touto metodou není kompenzována.

1.6.2 Metoda diferenčního senzoru a poměrová metoda

Metoda diferenčního senzoru je založena na konstrukci dvou stejně uspořádaných senzorů, jejichž statické charakteristiky jsou totožné a vstupní signál vstupuje do jednoho ze dvou senzorů s opačným znaménkem než do druhého. Pro rušivé signály předpokládáme, že vstupují do obou částí senzoru se stejným znaménkem. Blokové schéma diferenčního senzoru je na obr. 1.8.

Pro výstupní signály y_1 a y_2 platí

$$y_1 = f(x, z_1, z_2) = f(x_0 + x, z_{10} + z_1, z_{20} + z_2), \quad (1.11)$$

$$y_2 = f(-x, z_1, z_2) = f(x_0 - x, z_{10} + z_1, z_{20} + z_2), \quad (1.12)$$

kde z_1, z_2 jsou rušivé veličiny (např. teplota),
 $x_0, z_{10}, z_{20}, \dots$ odpovídají výchozímu stavu senzoru.

Funkci y_1 vyjádříme Taylorovou řadou v bodě x_0, z_{10}, z_{20}

$$\begin{aligned} y_1 = & f(x_0, z_{10}, z_{20}) + \left[x \frac{\partial f}{\partial x} + z_1 \frac{\partial f}{\partial z_1} + z_2 \frac{\partial f}{\partial z_2} \right] + \\ & + \frac{1}{2!} \left[x^2 \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + 2xz_1 \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial z_1} + 2xz_2 \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial z_2} + z_1^2 \frac{\partial^2 f}{\partial z_1^2} + z_2^2 \frac{\partial^2 f}{\partial z_2^2} + 2z_1 z_2 \frac{\partial^2 f}{\partial z_1 \partial z_2} \right] + \\ & + \frac{1}{3!} \left[x^3 \frac{\partial^3 f}{\partial x^3} \right] + R_n, \end{aligned} \quad (1.13)$$

, kde R_n je reziduum.

Obdobně lze vyjádřit funkci y_2 . Zanedbáme-li smíšené členy rozvoje týkající se závislosti $f(x)$ a $f(-x)$ od třetí mocniny výše a členy týkající se $f(z_1)$ a $f(z_2)$ od lineárního členu výše, dostaneme pro výstupní signál $y = y_1 - y_2$

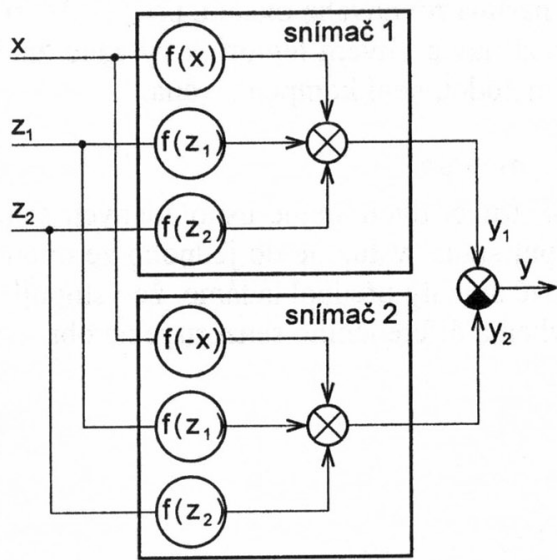
$$y = 2x \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x_0} + \frac{x^3}{3!} \left(\frac{\partial^3 f}{\partial x^3} \right)_{x_0} = 2Kx(1 + \delta_y) \quad (1.14)$$

kde $K = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x_0}$ je konstanta statické charakteristiky senzorů 1 a 2 daná tečnou v bodě x_0 ,

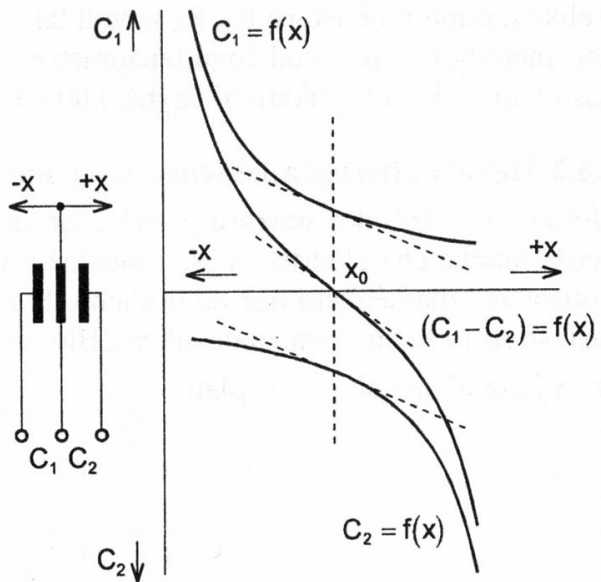
$\delta_y = \frac{x^2}{3!} \left(\frac{\partial^3 f}{\partial x^3} \right)_{x_0}$ je relativní chyba měření způsobená nelinearitou.

Příkladem použití je diferenciální kapacitní senzor dle obr. 1.9. Charakteristika $C_2 = f(x)$ je nakreslena zrcadlově k ose x , takže výsledná charakteristika se získá grafickým součtem obou charakteristik.

Diferenciální metoda se používá k linearizaci statických charakteristik senzorů polohy, tlaku, síly, krouticího momentu aj. Rozdílové vyhodnocení $y_1 - y_2$ lze realizovat rozdílovým zesilovačem, můstkovým zapojením aj. Aplikace uvedené metody kromě linearizace charakteristik potlačuje stejně jako předcházející kompenzační metoda rušivé aditivní chyby a zvětšuje dle vztahu (1.14) citlivost senzoru na dvojnásobek.



Obr. 1.8 K principu diferenčního senzoru



Obr. 1.9 Kapacitní diferenční senzor

Dalším důležitým příkladem metody diferenčního senzoru jsou tenzometrické můstky (kap. 3.1.3). V případě plného můstku jsou dva tenzometry namáhány na tah, dva na tlak.

Ještě výhodnější je zpracování *poměrovou metodou*. Jestliže totiž platí, že

$$C_1 = C_0 \frac{x_0}{x_0 - \Delta x} \quad \text{a} \quad C_2 = C_0 \frac{x_0}{x_0 + \Delta x}, \quad \text{potom pro níže uvedený poměr platí:}$$

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_0 \left(\frac{x_0}{x_0 - \Delta x} - \frac{x_0}{x_0 + \Delta x} \right)}{C_0 \left(\frac{x_0}{x_0 - \Delta x} + \frac{x_0}{x_0 + \Delta x} \right)} = \dots = \frac{\Delta x}{x_0} \quad (1.15)$$

Poměrová metoda vyhodnocení diferenčně uspořádaných senzorů tedy úplně odstraňuje nelinearitu a závislost na dalších parametrech (S , ϵ).

1.6.3 Metoda zpětnovazebního senzoru

Princip metody spočívá v kompenzaci měřené neelektrické veličiny zavedením zpětné vazby (obr. 1.10). Platí tedy

$$x_k = K_k y; \quad y = K_p K_z (x - x_k) = K_p K_z (x - K_k y) \quad (1.16)$$

neboli obdržíme známý vztah pro přenos zpětnovazebního obvodu

$$K = \frac{y}{x} = \frac{K_p K_z}{1 + K_p K_z K_k} \quad (1.17)$$

Úpravou vztahu (1.17) dostaneme

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{K_k} \left(1 - \frac{1}{1 + K_p K_z K_k} \right) \quad (1.18)$$

Bude-li splněna podmínka $K_p K_z K_k \gg 1$, pak ze vztahu ((1.18)) vyplývá pro konstantu přenosu K zpětnovazebního senzoru

$$K = \frac{1}{K_k} \quad (1.19)$$

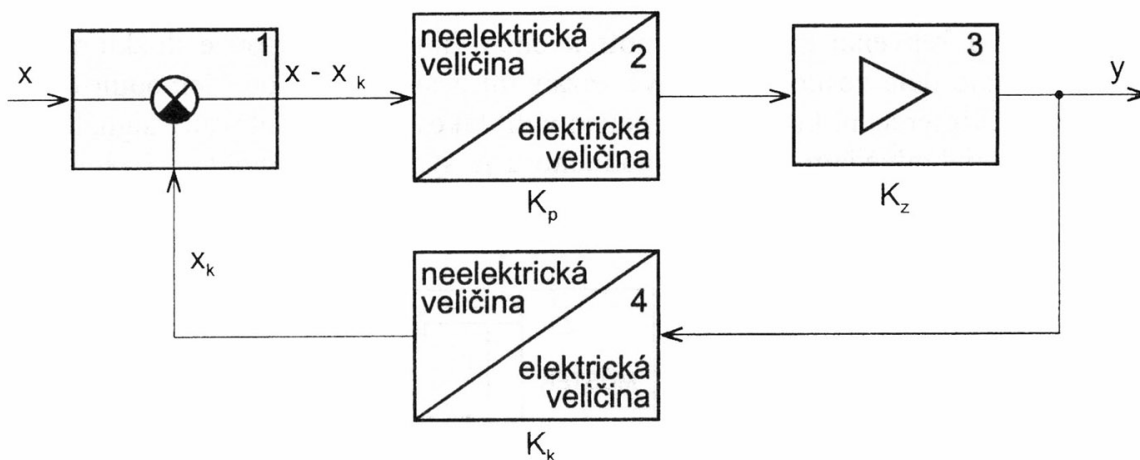
neboli platí $x = x_k$.

Pro relativní chybu δ_k zpětnovazebního senzoru způsobenou konečným zesílením pak vyplývá z rovnice (1.18)

$$\delta_k = -\frac{1}{1 + K_p K_z K_k} \cong -\frac{1}{K_p K_z K_k} \quad (1.20)$$

Při dostatečném zesílení zesilovače 3 lze tedy dosáhnout toho, že přenos zpětnovazebního senzoru bude záviset pouze na přenosu zpětnovazebního převodníku 4. Na senzor neelektrické veličiny 2 je pak kladen jediný požadavek, a to stálost nuly. Zpětnovazební převodník 4 musí vykazovat minimální chybu linearity, stabilitu konstanty přenosu a nezávislost na rušivých veličinách, což lze u převodu elektrické veličiny na neelektrickou veličinu snadněji docílit než u klasického senzoru. Požadavky na linearitu senzoru 2 se docílí snadno, neboť odchylka signálů $x - x_k$ se blíží nulové hodnotě. Princip metody tedy potlačí chybu linearitu senzoru odchylky.

Metoda zpětnovazebního senzoru se nejčastěji využívá pro vyhodnocení síly a tlaku. Příkladem je přesný zpětnovazební akcelerometr.



Obr. 1.10 Blokové schéma zpětnovazebního senzoru

1.6.4 Metoda linearizace

Sériové analogové linearizační moduly se používají k částečné linearizaci statické charakteristiky senzorů. Přenosová charakteristika linearizačního členu se musí blížit inverzní funkci k charakteristice senzoru.

Výhodou linearizace v číslicové formě je větší přesnost. Jedná-li se o inteligentní senzor (obsahující mikroprocesor), lze použít linearizačního polynomu, jehož konstanty jsou uloženy v paměti ROM. Další možnost spočívá v náhradě nelineární inverzní funkce přímkovými úseky.

1.6.5 Metoda automatické kalibrace

Automatická kalibrace je metoda běžná u analogově-číslcových převodů. Vstupní, v senzoru již transformovaný, elektrický signál se cyklicky nebo občas multiplexerem přepíná na nulové napětí U_0 , referenční napětí U_R a na měřené napětí U_X a v paměti se ukládají číslicové kalibrační údaje D_0 , D_R a naměřený údaj D_X . Výpočet kalibrovaného měřeného napětí je dán vztahem

$$U_X = \frac{D_X - D_0}{D_R - D_0} U_R \quad (1.21)$$

Tuto metodu potlačující aditivní i multiplikační chyby lze rozšířit na měřenou vstupní neelektrickou veličinu. Prakticky však existuje jen omezené množství realizací senzorů, u nichž lze

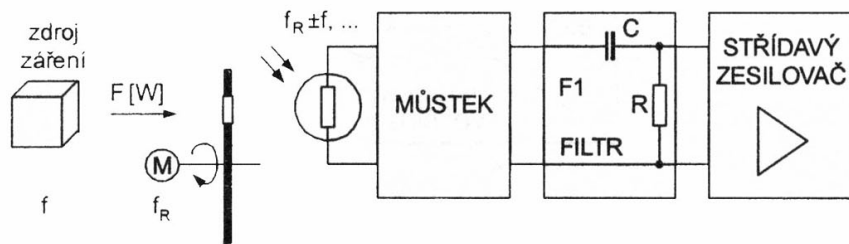
automaticky generovat referenční fyzikální veličinu na vstupu senzoru. Podmínkou plného potlačení chyb je linearita senzoru.

1.6.6 Modulace měřené veličiny

Jestliže na senzor působí rušivá veličina, jejíž kmitočtové spektrum nezasahuje do měřeného signálu, lze ji potlačit analogovým nebo číslicovým filtrem. V případě, kdy se kmitočtová spektra rušivé veličiny a měřeného signálu překrývají, lze někdy posunout spektrum měřené veličiny její amplitudovou modulací. Tato technika je výhodná i pro zpracování velmi malých signálů (obdoba modulačního zesilovače): spektrum měřeného signálu se posune do oblasti vyšších kmitočtů, ve které je šum senzoru a předzesilovačů nižší.

Princip metody modulace vysvětlíme na případě optického senzoru na obr. 1.11.

Fotoodpor detekuje pomalu proměnné záření přicházející od měřeného objektu. Pro jednoduchost si představme, že měřený signál x je tvořen jednou nízkou frekvencí f . Měření je zatíženo velkou chybou, protože senzor má v oblasti nízkých frekvencí velký šum a navíc do senzoru vstupuje rušivé okolní světlo, které se mění s frekvencí blízkou měřenému signálu. Zdroj záření je proto přerušován rotační clonkou pohybující se referenční frekvencí f_R a na senzor se dostane modulovaný signál o frekvencích $|f_R \pm f|$. Hornofrekvenční filtr propustí pouze složku na kmitočtu $f_R + f$, kterou je možno dále zesilovat střídavě vázanými zesilovači a poté demodulovat zpět na původní kmitočet f . Referenční kmitočet je možno volit takový, že modulovaný signál leží mimo spektrum rušení. Nejvhodnějším typem demodulátoru je synchronní detektor (řízený usměrňovač).



Obr. 1.11 Příklad modulace měřené veličiny

Technika modulace a demodulace se hojně používá v radiotechnice – tam se pro referenční signál x_R používá termín „nosná“ nebo nosný signál a pro měřený signál x se používá termín modulační signál. Tento typ modulace je označován za amplitudovou modulaci s potlačenou nosnou, protože modulovaný signál x_M neobsahuje kmitočet nosné f_R .

Nyní průběh modulace obecně odvodíme.

Modulační člen je popsán násobením $x_M(t) = x(t) \cdot x_R(t)$.

Jestliže má měřený signál tvar $x(t) = X \sin(\omega_x t + \Theta_x)$

a referenční signál (nosná) tvar $x_R(t) = A \cdot \sin(\Omega \cdot t)$,

pro modulovaný signál na výstupu modulátoru můžeme psát

$$x_M(t) = x(t) \cdot x_R(t) = \frac{1}{2} \cdot XA \cdot \cos([\Omega + \omega_x] \cdot t + \Theta_x) - \frac{1}{2} \cdot XA \cdot \cos([\Omega - \omega_x] \cdot t - \Theta_x) \quad (1.22)$$

a na výstupu hornofrekvenční propusti bude jen signál:

$$x'_M(t) = \frac{1}{2} \cdot XA \cdot \cos([\Omega + \omega_x] \cdot t + \Theta_x) \quad (1.23)$$

Synchronní demodulace je opět založena na násobení referenčním signálem, za násobičkou ale na rozdíl od modulátoru následuje dolní propust.

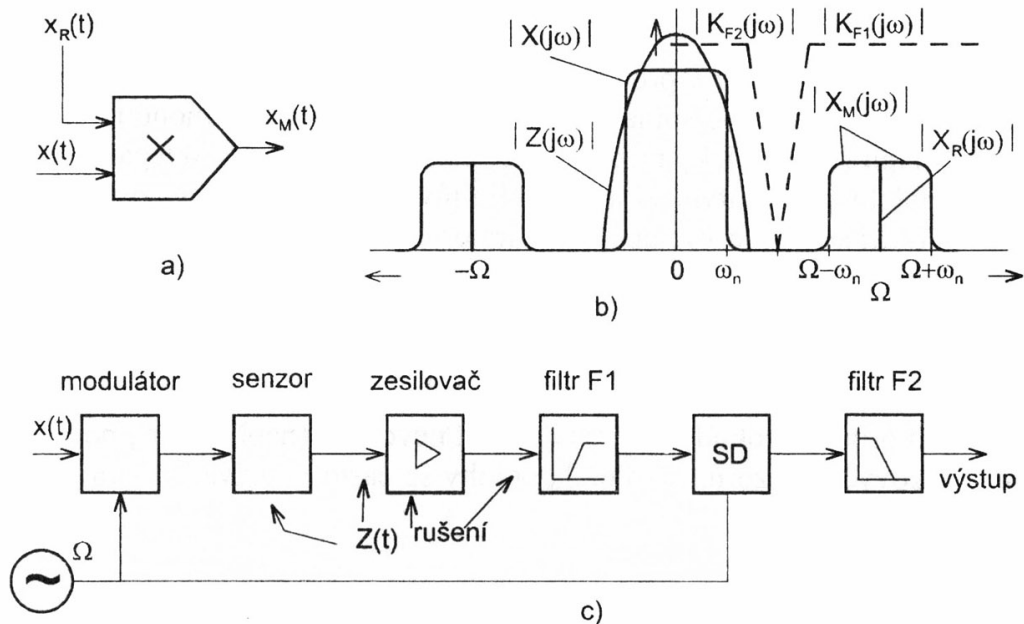
Na výstupu druhé (demodulační) násobičky bude tedy signál

$$u_D(t) = x'_M(t) \cdot x'_R(t) = \frac{1}{4} X A^2 \cdot \sin([\Omega + \omega_X - \Omega] \cdot t + \Theta_X) - \frac{1}{4} X A^2 \cdot \sin([\Omega + \omega_X + \Omega] \cdot t + \Theta_X) \quad (1.24)$$

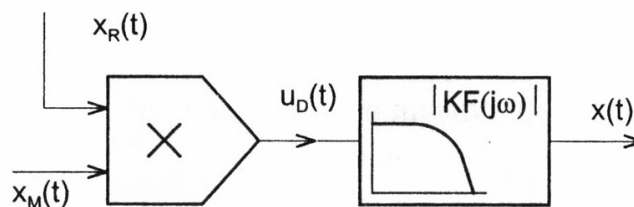
a na výstupu dolnofrekvenčního filtru tedy bude obnovený demodulovaný signál

$$u'_D(t) = \frac{1}{4} \cdot X A^2 \cdot \sin(\omega_X t + \Theta_X) = \frac{A^2}{4} x(t) \quad (1.25)$$

Odvození jsme provedli pro nejjednodušší případ harmonického průběhu měřeného signálu i reference. Ve skutečnosti bývá spektrum signálu složitější – pro každou jeho kmitočtovou složku ale můžeme napsat podobné rovnice. Je důležité, aby referenční (modulační) kmitočet Ω byl alespoň vyšší než nejvyšší kmitočet ω_{\max} obsažený v měřeném signálu. Modulací totiž dochází k posuvu celého spektra, jak ukazuje obr. 1.12. Původní spektrum signálu se posune a ozrcadí kolem referenčního kmitočtu Ω . Ke správné funkci demodulátoru je třeba, aby se původní a posunuté spektrum nepřekrývaly.



Obr. 1.12 Amplitudová modulace měřené veličiny
(a – princip modulace, b – spektrální posuny, c – blokové uspořádání)



Obr. 1.13 Princip synchronní demodulace

Modulace někdy probíhá až v senzoru: např. napájecí napětí můstku tvoří nosný signál, výstupní napětí je amplitudově modulovaný signál s potlačenou nosnou.

Modulátor i demodulátor nejčastěji pracují na spínačovém principu, referenčním signálem není sinusovka, ale obdélník. Tak pracuje i modulace pohyblivou clonkou v našem příkladu. I v tomto případě platí odvozené vztahy (po rozvinutí referenčního signálu do Fourierovy řady).

2. SENZORY POLOHY

Senzory polohy, posuvu a rozměrů se vyrábějí v rotačním nebo lineárním provedení.

Můžeme je rozdělit do následujících kategorií:

- dvoustavové senzory (polohové spínače)
 - kontaktní: mikrospínače, taktilní spínače
 - bezkontaktní (proximity detector): magnetické, optické, kapacitní ...
- senzory s binárním výstupem (ve tvaru logického signálu):
ty mohou být inkrementální nebo absolutní
 - optické
 - magnetické
- senzory se spojitým výstupem
 - odporové
 - indukčnostní
 - kapacitní
 - optické
 - ultrazvukové

Nejvíce senzorů polohy se vyrábí v provedení s dvoustavovým výstupem – logický signál, výstup s otevřeným kolektorem nebo spínací kontakt. Polohové spínače mohou pracovat přímo na dvoustavovém principu (mechanický mikrospínač, jazýčkový kontakt, Wiegandův senzor), nebo obsahovat senzor polohy se spojitým výstupem (Hallův senzor, magnetorezistor, optickou závoru, kapacitní senzor, ...) a na jeho výstupu komparátor. Polohové spínače se používají i jako senzory úhlové polohy a rychlosti (např. pro řízení spalovacích motorů). Pro tyto aplikace jsou nejrozšířenější magnetické senzory, které vynikají robustností a spolehlivostí. V případě, že na měřený objekt není možno umístit permanentní magnet a tento objekt ani není feromagnetický (např. lopatky vysokootáčkových turbín vyrobené z hliníkových slitin), je nutno použít senzorů na principu vířivých proudů. Pokud je měřený objekt nevodivý (např. papír), používá se kapacitních nebo ultrazvukových senzorů. Jako čidla polohy se často používají i optické senzory (kap. 2.4).

2.1 MAGNETICKÉ SENZORY A SPÍNAČE

V této kapitole popíšeme nejrozšířenější typy magnetických polohových spínačů.

Zdrojem magnetického pole pro magnetické spínače je zpravidla permanentní magnet (nejčastěji magneticky tvrdý ferit či magnety NdFeB). Permanentní magnet může být připevněn na měřený objekt, ale většinou je součástí magnetického senzoru. Změna magnetického pole je pak vyvolána změnami magnetického toku např. vlivem průchodu zubu na měřeném feromagnetickém objektu.

2.1.1 Jazýčkové kontakty (reed contacts)

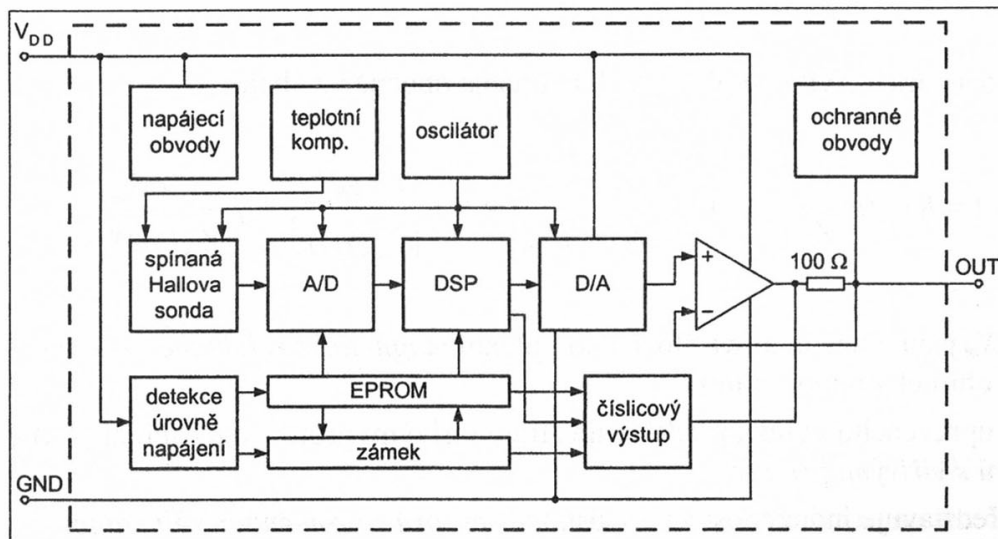
Dva kontakty zhotovené z plíšků z magneticky měkkého materiálu jsou spínány polem permanentního magnetu. Hodnoty magnetického pole pro sepnutí a rozepnutí kontaktů se liší a vzniklá hystereze přispívá k odolnosti proti náhodnému sepnutí. Oba jazýčky jsou pokryty vrstvou vzácných kovů (Ag, Au, Pt) a zataveny do skleněné trubičky naplněné inertním plynem pod nízkým tlakem. Bez působení magnetického pole jsou kontakty zpravidla rozpojeny – vyrábějí se ale i jazýčkové kontakty s opačnou funkcí (v nulovém poli sepnuté). Doba sepnutí je okolo 1 ms.

2.1.2 Hallův senzor a spínač

Hallův spínač je nejrozšířenějším typem senzorů polohy. Jedná se o elektronický spínač ovládaný Hallovým napětím $U_H = K_H \cdot B \cdot I$ generovaným na elektrodách při působení magnetického pole B na polovodičovou destičku napájenou kolmo na elektrody proudem I .

Zesilovač U_H a obvody spínače tvoří spolu s Hallovým prvkem o ploše asi $1,5 \text{ mm}^2$ jeden integrovaný obvod. Nejvíce se využívá levné technologie CMOS. Hallovy spínače mají často jen 3 vývody (napájení, zem a výstup), přestože samotný Hallův senzor musí mít 4 vývody. Hallovy spínače se vyrábějí s různými spínacími charakteristikami (polarita, spínací a rozpínací pole, velikost hystereze) i s různě vymezenou frekvenční oblastí (tzv. dynamický typ je střídavě vázán). Používají se i spínače v diferenčním provedení, které obsahují dvě i více Hallových sond. Typické hodnoty spínacích polí jsou 1 mT až 10 mT .

Obr. 2.1 ukazuje strukturu inteligentního Hallova senzoru s analogovým výstupem. Obvod obsahuje spínaný proudový zdroj pro napájení Hallovy destičky, teplotní korekce, A/D převodník a DSP procesor. V základním režimu pracuje s kalibračními konstantami v EEPROM paměti a analogový výstup vytváří D/A převodníkem. Do číslicového režimu se přepne zvýšením napájecího napětí. Pak lze s obvodem v servisním módu obousměrně komunikovat a data v EEPROM paměti měnit. Obvod se vyrábí i v provedení s dvoustavovým výstupem (jako programovatelný polohový spínač).



Obr. 2.1 Struktura inteligentního Hallova senzoru

2.1.3 Magnetorezistory

Polovodičové magnetorezistory mají menší citlivost a kvadratickou charakteristiku, používají se tedy v oblasti vyšších pracovních polí (cca $0,5 \text{ T}$). Nicméně se tyto prvky v menší míře stále používají jako senzory polohy zejména pro velké teplotní rozsahy. Vyrábí je např. firma Murata.

Feromagnetické magnetorezistory

AMR (anizotropní magnetorezistory) a GMR (prvky založené na jevu gigantické magnetorezistence) jsou senzory původně vyvinuté pro čtecí hlavy magnetických disků. Zejména AMR magnetorezistory začínají v některých aplikacích nahrazovat Hallovy senzory: mají zhruba desetkrát vyšší citlivost, použitý magnet tedy může být menší nebo vzdálenost mezi senzorem a např. ozubeným kolem může být větší, což je pro hromadnou výrobu velmi důležité. AMR magnetorezistory mají lineární charakteristiku, používají se proto např. k měření vzdálenosti a úhlové polohy a pro měření magnetického pole. Na rozdíl od Hallových senzorů jsou AMR magnetorezistory citlivé na pole v rovině čipu. AMR senzory jsou použitelné i pro konstrukci

kompasu. Jejich nevýhodou je možnost změny charakteristiky po působení silného pole. Proti tomu se používá periodické přemagnetování integrovanou cívkou. Výrobce AMR senzorů jsou např. firmy Philips (řada KMZ) a Honeywell (řada HMR).

2.1.4 Indukční senzory

Indukční senzory jsou jedním z mála aktivních senzorů. Senzor obsahuje indukční cívku s feromagnetickým jádrem. Při změně magnetického pole se na výstupu senzoru objeví napěťový impuls, jehož šířka a tvar závisí na rychlosti změn magnetického toku.

I u těchto senzorů může být permanentní magnet součástí senzoru nebo měřeného objektu. Klasické indukční senzory selhávají při malých rychlostech, používají se proto jen výjimečně.

2.1.5 Wiegandův senzor

Je to zvláštní typ indukčního senzoru, který používá velkého Barkhausenova skoku v jednodoménovém feromagnetickém jádře. Díky tomu je tvar výstupního impulsu indukovaného do cívky při přemagnetování nezávislý na rychlosti měřeného objektu.

2.2 INDUKČNOSTNÍ SENZORY POLOHY

Indukčnostní senzory jsou pasivní senzory, v nichž je měřená veličina převáděna na změnu indukčnosti (jedna cívka, tzv. *tlumivkové* senzory) nebo vzájemné indukčnosti (nejméně dvě cívky - tzv. *transformátorové* senzory).

Magnetický obvod senzorů může být *otevřený* nebo *uzavřený*, uspořádání *jednoduché* nebo *diferenciální*.

Impedance senzoru s cívkou o N závitech je určena obecně vztahem

$$Z(j\omega) = R + j\omega \frac{N^2}{Z_m} = R + j\omega \frac{N^2}{R_m + jX_m} = R + \frac{N^2 \omega X_m}{|Z_m(j\omega)|^2} + j \frac{N^2 \omega R_m}{|Z_m(j\omega)|^2} \quad (2.1)$$

kde R_m, X_m jsou činná a jalová složka komplexní *magnetické reluktance* $Z_m(j\omega)$
a R je ohmický odpor vinutí

Druhý člen upraveného výrazu představuje ztráty vířivými proudy a hysterezí (X_m) a je podstatou třídy *senzorů s vířivými proudy*

Třetí člen představuje indukčnost a je podstatou *senzorů s proměnnou reluktancí*.

2.2.1 Indukčnostní senzory na principu vířivých proudů

Podstata těchto senzorů je znázorněna na obr. 2.2. Vířivé proudy jsou způsobeny střídavým magnetickým polem cívky H a vyvolají v materiálu s rezistivitou ρ a permeabilitou μ sekundární magnetické pole o intenzitě H_v působící *proti* poli, které je vyvolalo (Lenzův zákon). Zmenšuje se tak intenzita původního pole, což má za následek zmenšení indukčnosti budicí cívky a zvýšení jejich ztrát, jelikož je nutné hradit energii spotřebovanou vířivými proudy na ohřev vodivého objektu.

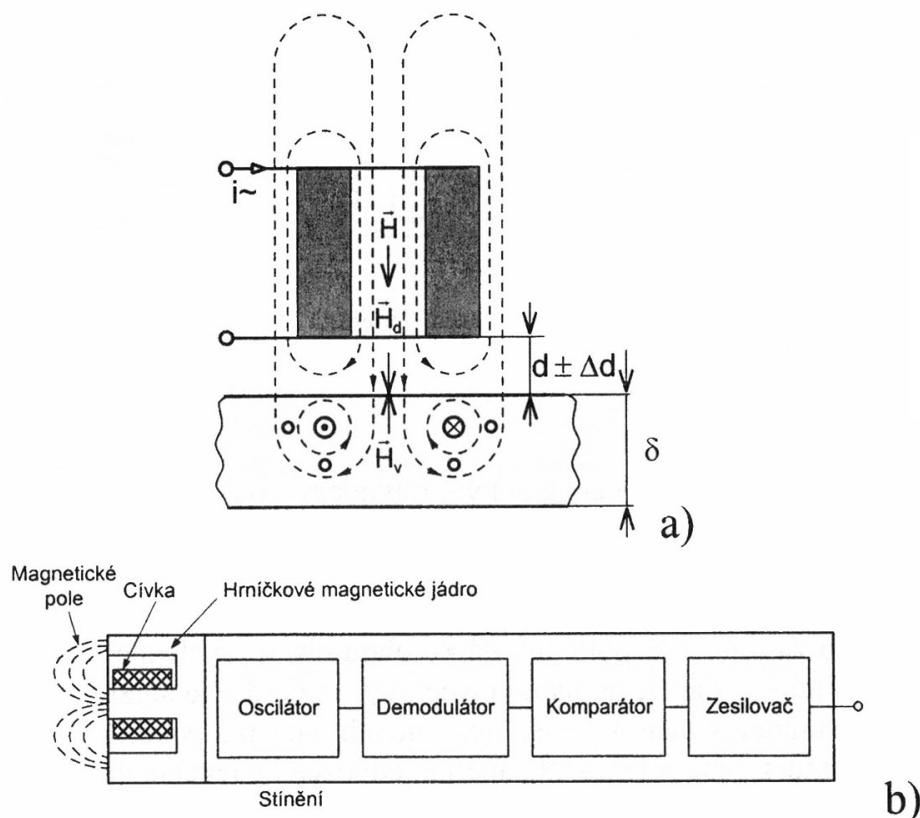
Intenzitu povrchového jevu popisuje hloubka vniku $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}$

Fyzikálně δ odpovídá vzdálenosti pod povrchem vodivého tělesa, ve které se magnetické pole utlumí na $1/e = 37\%$ intenzity na povrchu. Používá-li se senzor pro měření vzdálenosti, musí se zvolit pracovní frekvence ω tak, aby údaj senzoru nebyl závislý na tloušťce měřeného objektu d , tedy aby $d \gg \delta$.

Použití senzorů s vířivými proudy:

- měření vzdálenosti
- detekce vodivých objektů (minohledačky, indukční smyčky pro detekci vozidel),
- měření tloušťky vodivých vrstev
- defektoskopie: hledání trhlin ve vodivých materiálech, sledování ρ a μ

Cívka senzoru je většinou navinuta na feritovém hrníčkovém jádře, což zvyšuje citlivost a fokusuje vyzařované pole. Převážná většina vyráběných senzorů má dvoustavový výstup (polohové spínače). Vyhodnocovací obvody těchto jednoduchých senzorů bývají založeny na LC oscilátoru nebo cize buzeném LC rezonančním obvodu.



Obr. 2.2 Indukční senzory s vířivými proudy: a) princip, b) typická konstrukce

2.2.2 Indukční senzory s proměnnou vzduchovou mezerou

Je to nejvýznamnější typ senzoru s proměnnou reluktancí. V základním uspořádání na obr. 2.3 se měřeným posuvem x mění vzduchová mezera v rozmezí $d \pm \Delta d$. Je-li $d \ll a$, pak je možné zanedbat rozptylový tok mimo vzduchovou mezera a pro kmitočty asi do 10 kHz také vliv ztrát ve feromagnetiku. Pak je magnetická reluktance reálná a platí vztah

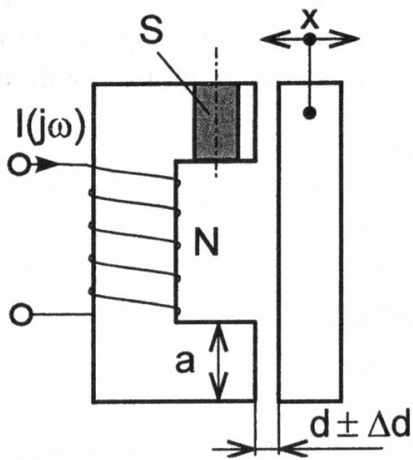
$$R_m = \sum_i \frac{l_i}{\mu_i S_i} = \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_r S_{Fe}} + \frac{2d}{\mu_0 S_d} \rightarrow \frac{2d}{\mu_0 S_d} \quad (2.2)$$

Permeabilita feromagnetika μ_{Fe} je totiž podstatně větší než permeabilita vakua $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$. Pro indukčnost L senzoru přibližně platí

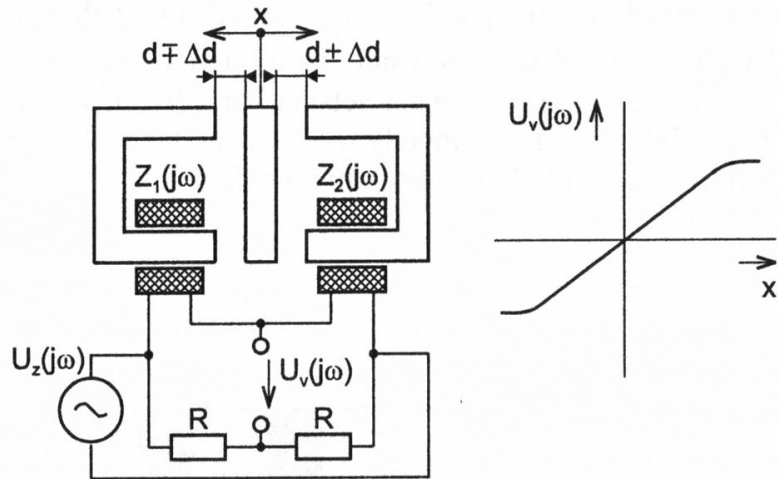
$$L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{N^2}{2d} \mu_0 S_d \quad (2.3)$$

Závislost L na d je tedy *hyperbolická*, a proto se senzory se změnou délky vzduchové mezery používají pro měření malých posuvů x .

Diferenciálním uspořádáním senzoru, v němž při změně x v jednom směru mají hodnoty $\Delta L/L$ opačná znaménka, se při použití můstkového měřicího obvodu dle obr. 2.4 dosahuje dvojnásobné citlivosti a zmenšení nelinearity. To je v souladu s obecnými vlastnostmi diferenciálních uspořádání, jelikož napětí nerovnováhy můstku $U_v(j\omega)$ je pro malé odchylky od rovnováhy úměrné rozdílu relativních změn impedancí ramen můstku.



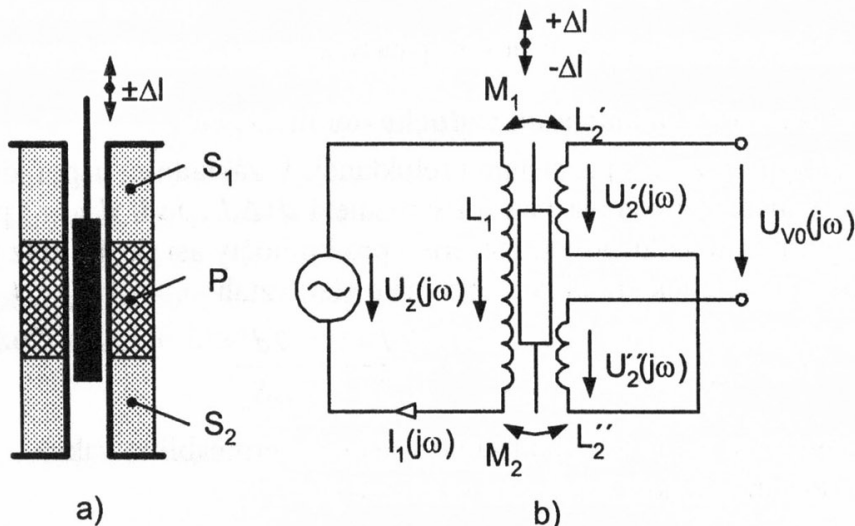
Obr. 2.3 Indukčnostní senzor mezerový



Obr. 2.4 Diferenční indukčnostní senzor s měřicím obvodem a převodní charakteristikou

2.2.3 LVDT

Indukčnostní senzory s otevřeným magnetickým obvodem jsou často používány pro měření polohy. Jejich základem je válcová cívka (častěji několik cívek), uvnitř které se pohybuje feromagnetické jádro. Vyrábějí se jako tlumivkové nebo transformátorové, nejčastěji v diferenciálním uspořádání, kdy dvě sekundární cívky jsou zapojeny proti sobě. V rovnovážné poloze posuvné feromagnetické jádro zasahuje do poloviny délky obou cívek, výsledné výstupní napětí je tedy nulové. Při posuvu jádra se napětí na jedné cívce zvýší a na druhé sníží. Pro rozpoznání směru výchylky je zpravidla nutné k měření napětí nerovnováhy můstku použít fázově citlivý usměrňovač (synchronní detektor). Jeho referenční napětí je odvozeno z napájecího napětí.

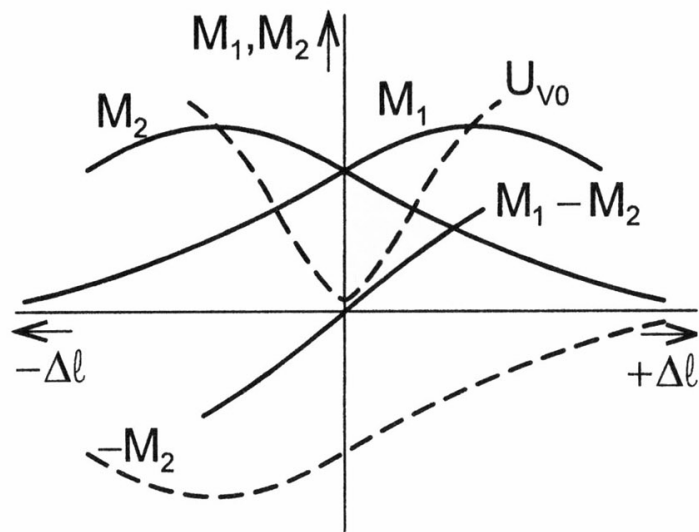


Obr. 2.5 Lineární diferenční transformátorový senzor polohy

Nejrozšířenějším senzorem tohoto typu je LVDT (Linear Variable Differential Transformer) podle obr. 2.5 a), b).

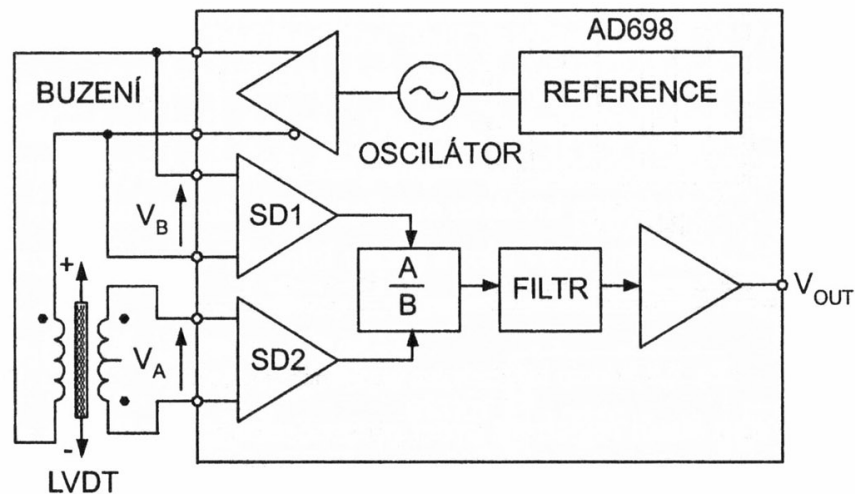
Z průběhu skutečné závislosti $U_{v0}(j\omega)$ na posuvu od klidové polohy jádra (obr.2.6) je zřejmé, že i pro $\Delta l = 0$ je $U_{v0}(j\omega)$ nenulové, a to i při pečlivé symetrii sekundárních vinutí. Důvodem jsou

vyšší harmonické primárního proudu a také parazitní kapacitní vazba mezi primárním a sekundárním vinutím. K potlačení tohoto napětí přispěje použití *synchronní detekce* (výstupní napětí SD není závislé na složce fázově posunutě o 90° , kterou v tomto případě představuje průnik primárního napětí na výstup kapacitní cestou).



Obr. 2.6 Závislost vzájemných indukčností a výstupního napětí na poloze jádra

V obvodech pro zpracování signálu z LVDT se často užívá *poměrového* měřicího obvodu. Zde se vychází z předpokladu, že při posuvu jádra se nemění součtové napětí $U_A + U_B$, což je u většiny konstrukcí splněno. Poměrový obvod potlačí vliv kolísání amplitudy generátoru a fázových posuvů. Klasický obvod pro pětivodičově připojený LVDT senzor (např. AD 598) používá dvou přesných neřízených usměrňovačů. Novější obvod AD 698 (obr. 2.7) používá dvou synchronních detektorů: jeden pro měření výstupního rozdílového napětí, druhý pro měření napájecího napětí. Poměr těchto napětí opět není závislý na amplitudě generátoru.



Obr. 2.7 Obvod pro LVDT se synchronními detektory (4-vodičové připojení) (Analog Device)

2.2.4 Induktosyn

Induktosyn je druh transformátorového indukčnostního senzoru, v němž jsou použity cívky realizované technikou plošných spojů. Induktosyn se skládá z *měřítka*, tj. pevné dlouhé ploché cívky ve tvaru meandru s krokem p na izolantu (sklo, keramika, nemagnetický kov s izolační vrstvou) a *jezdce* se dvěma cívkami (meandry). Tvar cívek jezdce a měřítka je stejný a při jejich vzájemném posuvu se mění vzájemná indukčnost M mezi každou z cívek jezdce a měřítka. Nej-

větší hodnoty dosahuje indukované napětí při úplném překrytí obrazců vinutí jezdce a měřítka, nulová hodnota indukovaného napětí a tedy i M je při vzájemném posuvu o čtvrt kroku - $p/4$.

Uspořádání s napájením do jezdce

Jelikož sousední rovnoběžné delší úseky cívky jezdce jsou protékány opačnými proudy (obr. 2.8), v mezilehlém úseku měřítka se indukují napětí opačné fáze, takže výsledné napětí je nulové. Obdobně při posuvu o další čtvrtinu kroku se vinutí překrývají a indukuje se opět napětí o maximální amplitudě, ale opačné fázi.

Závislost amplitudy indukovaného napětí na poloze x v rámci jednoho kroku lze aproximovat kosinovou funkcí, tj.

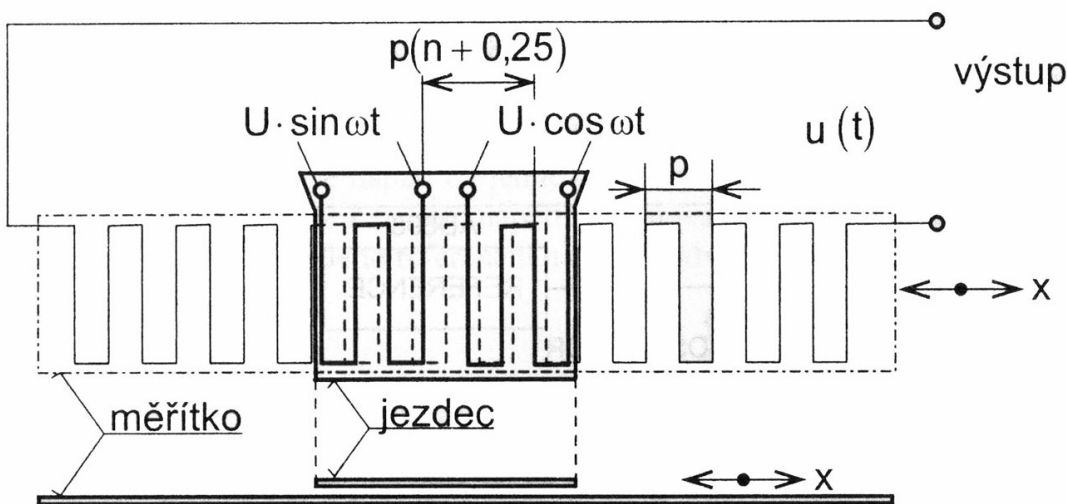
$$\hat{U}_2 = K\hat{U} \cos(2\pi \frac{x}{p}) = K\hat{U} \cos \varphi \quad (2.4)$$

Napětí indukované do měřítka od jedné cívky jezdce buzené sinusovým napětím o kmitočtu ω pak bude $u_{21}(t) = KU \cos \varphi \cos \omega t$ s amplitudou nesoucí informaci o posuvu x/p v rámci jednoho kroku.

Závislost $u_{21}(t)$ na amplitudě budicího napětí U a na vzdálenosti mezi pravítkem a jezdce se potlačuje uspořádáním se dvěma jezdci, napájenými harmonickými napětími posunutými o $\pi/2$. Současně jsou obě vinutí vzájemně posunuta geometricky o $n.p + p/4$. Celkové indukované napětí v měřítku je pak rovno

$$u_2(t) = u_{21}(t) + u_{22}(t) = KU(\cos \varphi \cos \omega t + \sin \varphi \sin \omega t) = KU \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.5)$$

Měronosnou veličinou je nyní fázový úhel φ , tj. veličina nezávislá na kmitočtu a amplitudě, která se dá snadno měřit čítačem.



Obr. 2.8 Princip induktošny napájeného do jezdce

Pro měření posuvů $x > p$ se v čítači registruje počet překročení úhlu 2π (hrubá stupnice) a poloha uvnitř kroku (jemná stupnice). Fáze se také někdy měří analogově s využitím fázově citlivého detektoru (Phase Sensitive Detector, PSD) obvykle realizovaného synchronním detektorem.

Měřicí obvod induktošny s napájením do měřítka s číslicovým výstupem

Tento obvod potřebuje jen jeden generátor - obr. 2.9. Při posuvu jezdce o ϕ vůči měřítku se ve vinutích sekundáru indukují napětí

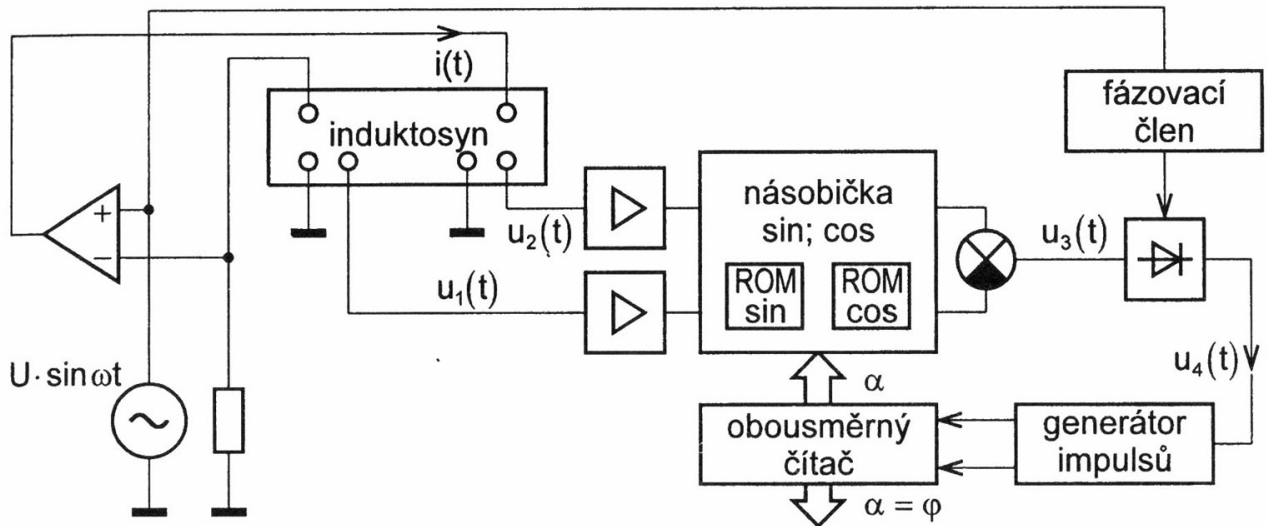
$$u_1(t) = KU \sin \varphi \sin \omega t \quad u_2(t) = KU \cos \varphi \sin \omega t \quad (2.6)$$

Po vynásobení hodnotami $\sin \alpha$ a $\cos \alpha$ v násobičce (obr. 2.9) je rozdílové napětí rovno

$$u_3(t) = KU(\sin \varphi \cos \alpha - \cos \varphi \sin \alpha) \sin \omega t = KU \sin(\varphi - \alpha) \sin \omega t \quad (2.7)$$

Synchronní detektor zde pracuje ve funkci fázového detektoru. Jeho výstup řídí napětím řízený oscilátor - generátor impulsů. Je-li $\phi - \alpha > 0$, výstupní napětí fázového detektoru je kladné a čítač zvyšuje hodnotu α . Činnost oscilátoru se zastaví, je-li $\alpha = \phi$. Pak obsah čítače odpovídá hledané hodnotě ϕ . Správná činnost tohoto zpětnovazebního systému vyžaduje také generaci signálu řídicího směr čítání. Na tomto principu je založen např. monolitický obvod AD2S90 firmy Analog Devices. (Pozn.: ve funkci násobičky se zde využívá násobící DA převodník)

Kromě lineárních inдукtosynů se používají také rotační typy. Přesnost dosahuje až 0,001 mm nebo 0,0005 úhlového stupně. Pro měření úhlové polohy jsou však častěji používány resolyvery, které mají uzavřený magnetický obvod a díky tomu mnohem vyšší výstupní signál.



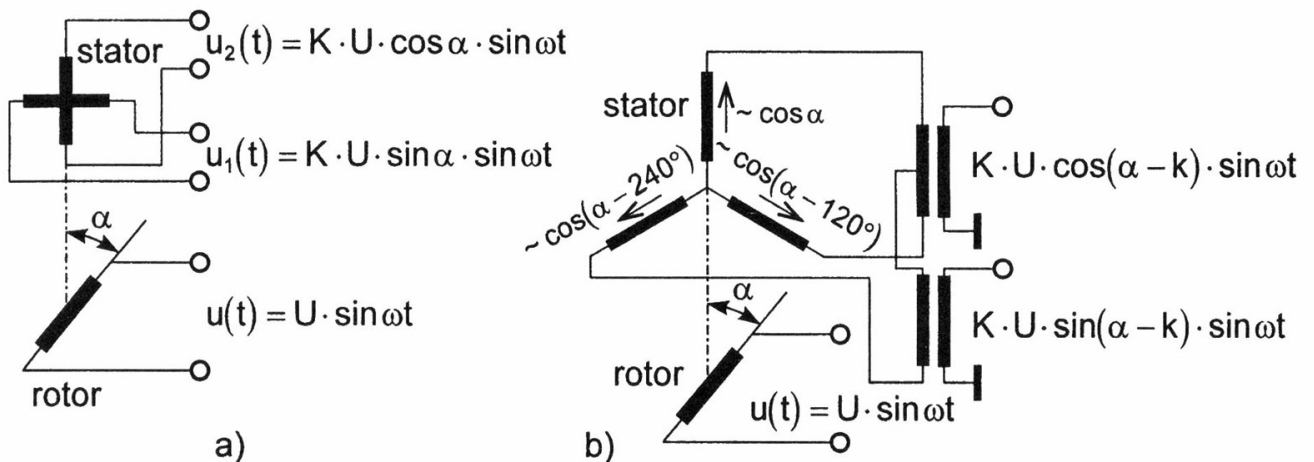
Obr. 2.9 Měřicí obvod pro inдукtosyn s napájením do měřítka

2.2.5 Selsyny a resolyvery

Tyto transformátorové senzory jsou užívány pro měření úhlové polohy. Obdobně jako elektrické asynchronní stroje jsou složeny ze statorových a rotorových vinutí (obr. 2.10). Resolver má dvoufázové vinutí statoru a jednofázový rotor. Magnetické pole rotoru indukuje ve statorových vinutích napětí s amplitudami závislými na úhlu natočení rotoru α . Pro jejich vyhodnocení se používá stejných obvodů jako u inдукtosynu (*resolver-to-digital converter*).

Selsyn má trojfázové vinutí statoru. Dvojice selsynů napájených do spojených rotorů a s propojenými statorovými vinutími funguje jako "elektrický hřídel" pro přenos úhlové polohy nebo její dálkové ovládání (používá se např. pro natáčení antén).

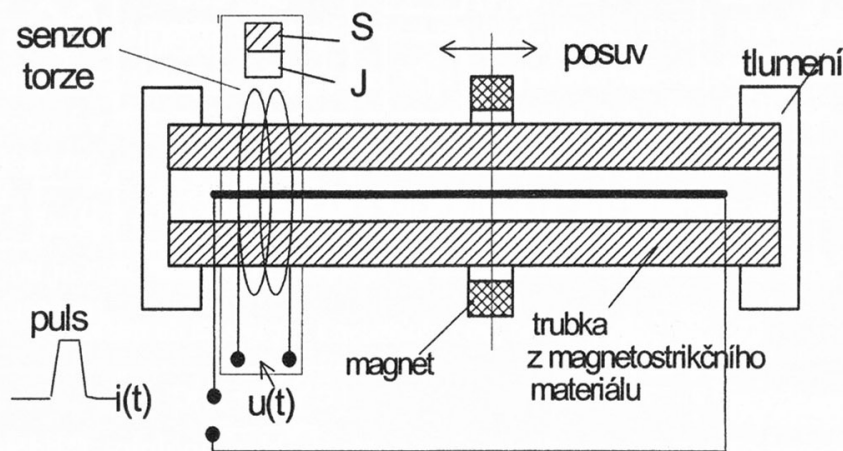
Resolyvery a selsyny mají velké výstupní napětí a jsou velmi robustní.



Obr. 2.10 a) Resolver, b) selsyn s napájením do rotoru

2.2.6 Magnetostrikční senzory polohy

Jejich podstatou je magnetostrikční zpoždovací linka ve formě trubky z magnetostrikčního materiálu (obr. 2.11). V ose trubky je vodič napájený impulsem proudu. S pohybem objektu je spojen prstencový magnet navlečený na trubku. Axiální pole prstence a kruhové magnetické pole vodiče vytvoří impuls krouticího momentu, který se šíří ke koncům trubky a zde se utlumí. Mechanickou deformací vyvolaná změna magnetické reluktance trubky generuje na výstupu indukčního senzoru torze napěťový impuls $u(t)$. Z rychlosti šíření mechanického rozrušení v materiálu trubky (kolem 3000 m/s) a doby mezi budícím $i(t)$ a výstupním $u(t)$ impulsem se určí poloha v číslicovém tvaru. Opakovatelnost $< 0,002 \%$, nelinearita $< 0,05 \%$ a malá přestavná síla v kombinaci s možností měřit posuvy až do 5 m řadí tyto senzory mezi perspektivní typy. Existuje několik modifikací tohoto senzoru (např. místo trubky se používá přímo vodivý magnetostrikční drát, užívá se jiný detektor torze, odražený puls se používá ke kompenzaci teplotní závislosti rychlosti šíření, která je jinak značná).



Obr. 2.11 Magnetostrikční senzor polohy

2.3 KAPACITNÍ SENZORY

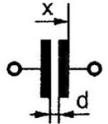
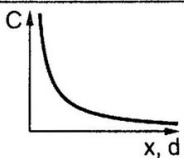
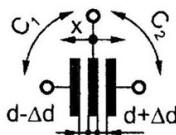
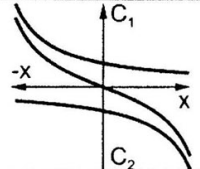
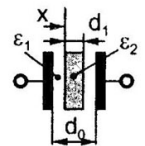
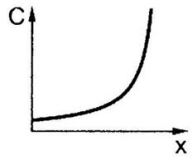
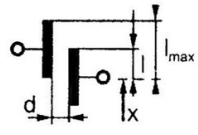
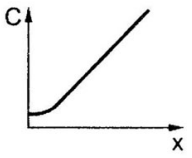
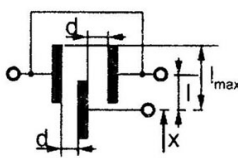
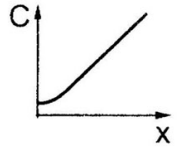
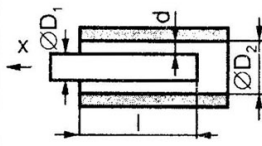
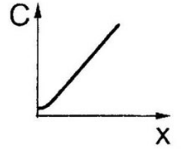
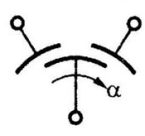
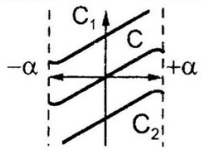
Jsou vhodné pro měření veličin ovlivňujících kapacitu kondenzátoru, tj. geometrii elektrod (plochu S a vzdálenost d) a permitivitu ϵ prostoru, v němž se uzavírá elektrické pole kondenzátoru. U *kontaktních* kapacitních senzorů je měřený objekt spojen s pohyblivou elektrodou, která je součástí senzoru. *Bezkontaktní* kapacitní senzory detekují přítomnost objektů z deformace elektrického pole.

2.3.1 Kontaktní kapacitní senzory

Pro kapacitu rovinného deskového kondenzátoru s homogenním polem platí:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \quad (2.8)$$

Základní typy kontaktních kapacitních snímačů jsou uvedeny v přehledu na obr. 2.12 spolu se vztahy pro výpočet kapacity.

Typ snímače	schema	funkční vztahy	charakteristika
deskový jednoduchý s proměnnou mezerou		$C = \varepsilon \frac{S}{d(x)}; \quad \frac{\Delta C}{\Delta d} \doteq -\frac{C}{d} \left(1 - \frac{\Delta d}{d}\right)$	
deskový diferenční s proměnnou mezerou		$C_1 = \varepsilon \frac{S}{d+\Delta d}$ $C_2 = \varepsilon \frac{S}{d-\Delta d}$ $\frac{\Delta C}{\Delta d} \doteq -\frac{C}{d} \left[1 + 2\left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2\right]$	
deskový s proměnnou tloušťkou dielektrika		$C = \frac{\varepsilon_1 S}{d_0 - d_1(x) \left(1 - \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)}$	
deskový s proměnnou plochou překrytí		$C = \varepsilon \frac{S(x)}{d}; \quad \frac{\Delta C}{\Delta l} \doteq -\frac{C_{\max}}{l_{\max}} \left(1 + \frac{\Delta d}{d}\right)$	
deskový diferenční s proměnnou plochou překrytí		$C = \varepsilon \frac{S(x)}{d}; \quad \frac{\Delta C}{\Delta l} \doteq -\frac{C_{\max}}{l_{\max}} \left[1 + \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2\right]$	
válcový s proměnnou plochou překrytí		$C = \varepsilon \frac{2\pi \cdot l(x)}{\ln \frac{D_1}{D_2}}; \quad \frac{\Delta C}{\Delta l} \doteq -\frac{C_{\max}}{l_{\max}} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2\right]$	
diferenční s proměnnou plochou překrytí		$C = \varepsilon \frac{S(\alpha)}{d}$	

Obr. 2.12 Přehled principů kapacitních senzorů polohy

Mezerové kapacitní senzory

Mezerové senzory jsou vhodné pro měření malých posunutí. Změna kapacity způsobená změnou vzdálenosti vzduchové mezery d je dána vztahem

$$\Delta C = \varepsilon S \left(\frac{1}{d + \Delta d} - \frac{1}{d} \right) = Cd \left(\frac{1}{d + \Delta d} - \frac{1}{d} \right) = C \frac{-\frac{\Delta d}{d}}{1 + \frac{\Delta d}{d}}$$

pro relativní změny kapacity můžeme psát Taylorovu řadu

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta d}{d} + \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2 - \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^3 + \dots \quad (2.9)$$

Diferenciální kapacitní mezerový snímač (obr. 2.12), spojený s rozdílovým měřicím obvodem, je popsán vztahem

$$C_1 = C + \Delta C_1, \quad C_2 = C + \Delta C_2 \quad C_1 - C_2 = \Delta C_1 - \Delta C_2$$

$$\frac{C_1 - C_2}{C} = \frac{\Delta C_1}{C} - \frac{\Delta C_2}{C} = -2\frac{\Delta d}{d} - 2\left(\frac{\Delta d}{d}\right)^3 - \dots$$

Je patrné dvojnásobné zvýšení citlivosti a zvýšení linearitu (vykrácení sudých členů polynomickeho rozvoje) diferenciálním uspořádáním senzoru.

Ještě výhodnější je využití vztahu

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\Delta d}{d_0}, \text{ jak bylo odvozeno v kapitole 1.}$$

Z přehledu na obr. 2.12 si všimněme uspořádání ve třetím řádku zdola, které slouží k potlačení vlivu změny délky vzduchové mezery d u senzorů s proměnnou plochou překrytí elektrod. *Příčná citlivost* je zmenšena, protože posuv ve směru d způsobí např. zmenšení kapacity mezi levou a střední elektrodou a současné zvětšení kapacity vůči pravé elektrodě.

Kapacitní senzor s proměnnou plochou překrytí

Při pohybu elektrody 3 na obr. 2.13 je změna kapacit vůči elektrodám 1 a 2 přibližně lineární (neuvažujeme okrajové rozptylové pole). Měřicí obvod by měl zajistit, aby změna vzdálenosti mezi pohyblivou elektrodou 3 a elektrodami měřítka 1, 2 a případná změna permitivity neměla vliv na výsledek měření.

Jestliže tedy platí

$$C_{13} = \frac{\epsilon h x}{d}, \quad C_{23} = \frac{\epsilon h (l - x)}{d}, \quad C_{13} + C_{23} = \frac{\epsilon h l}{d}, \quad C_{13} - C_{23} = \frac{\epsilon h}{d} (2x - l),$$

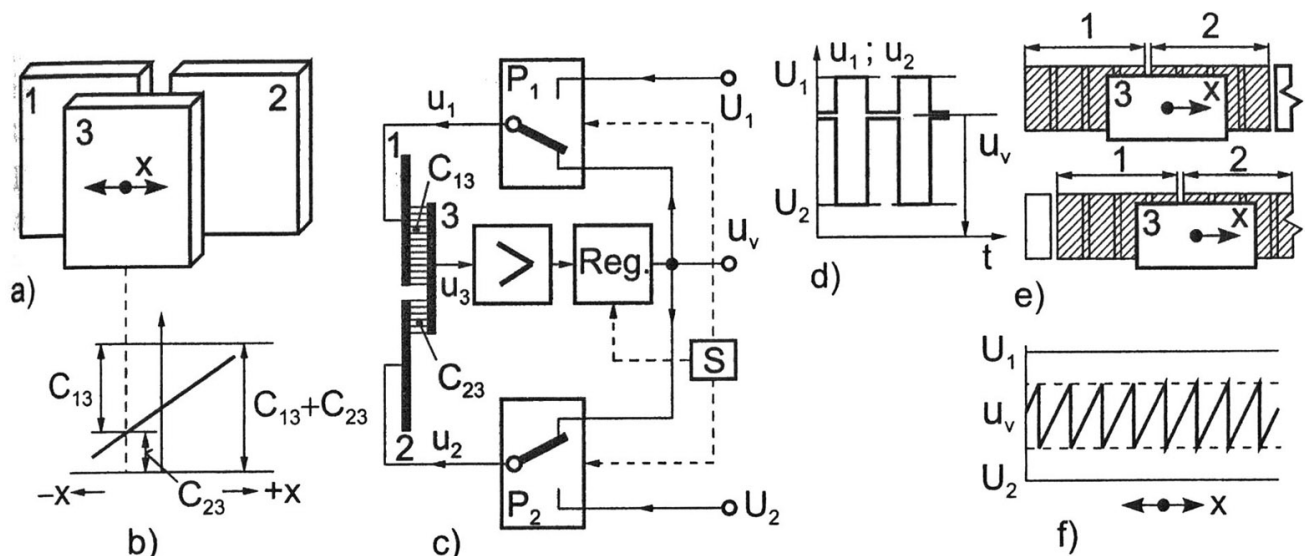
pak lze s výhodou opět použít poměrovou metodu:

$$\frac{C_{13} - C_{23}}{C_{13} + C_{23}} = \frac{2x - l}{l} = 2\frac{x}{l} - 1$$

Ukážeme, že obvod na obr. 2.13c) realizuje uvedený vztah. Nejprve pro jednoduchost předpokládejme, že napětí $u_1(t)$ a $u_2(t)$ jsou harmonická s opačnou fází a zesilovač má nekonečné zesílení. Pak je elektroda 3 na virtuální zemi (výhodné, neboť kapacity přívodů nemají vliv) a proud do vstupu zesilovače je nulový, je-li splněno

$$u_1(j\omega)j\omega C_{13} + u_2(j\omega)j\omega C_{23} = 0 \Rightarrow u_1(j\omega)C_{13} = -u_2(j\omega)C_{23}$$

Tohoto stavu rovnováhy může být dosaženo např. zpětnovazební regulací amplitudy u_1 nebo u_2 na základě chybového signálu - proudu do vstupu zesilovače (je-li použit zesilovač s proudovým vstupem) nebo napětí na vstupu (pro operační zesilovač s napěťovým vstupem).



Obr. 2.13 Diferenční kapacitní senzor s proměnnou plochou: a) princip, b) převodní charakteristika, c) měřicí obvod, d) průběhy napětí, e) senzor pro velké posuvy (1, 2 - statorové elektrody), f) výstupní napětí při posuvu elektrody 3

Ve skutečném zapojení jsou obdélníková napětí $u_1(t)$ a $u_2(t)$ získána přepínáním spínačů CMOS P_1 a P_2 tak, že v jedné půlperiodě jsou obě elektrody připojeny na výstupní napětí u_v regulátoru Reg a v druhé půlperiodě je C_1 spojena se zdrojem referenčního napětí U_1 a obdobně C_2 s U_2 . Podmínka pro rovnováhu musí být nyní splněna pro všechny harmonické složky obdélníkového průběhu. Jelikož však amplituda každé harmonické je úměrná amplitudě obdélníkového průběhu, musí platit

$$(u_v - U_1)C_{13} = -(u_v - U_2)C_{23}$$

Jestliže $U_1=U$, $U_2=-U$, pak platí

$$(u_v - U)C_{13} = -(u_v + U)C_{23} \Rightarrow u_v = U \frac{C_{13} - C_{23}}{C_{13} + C_{23}}$$

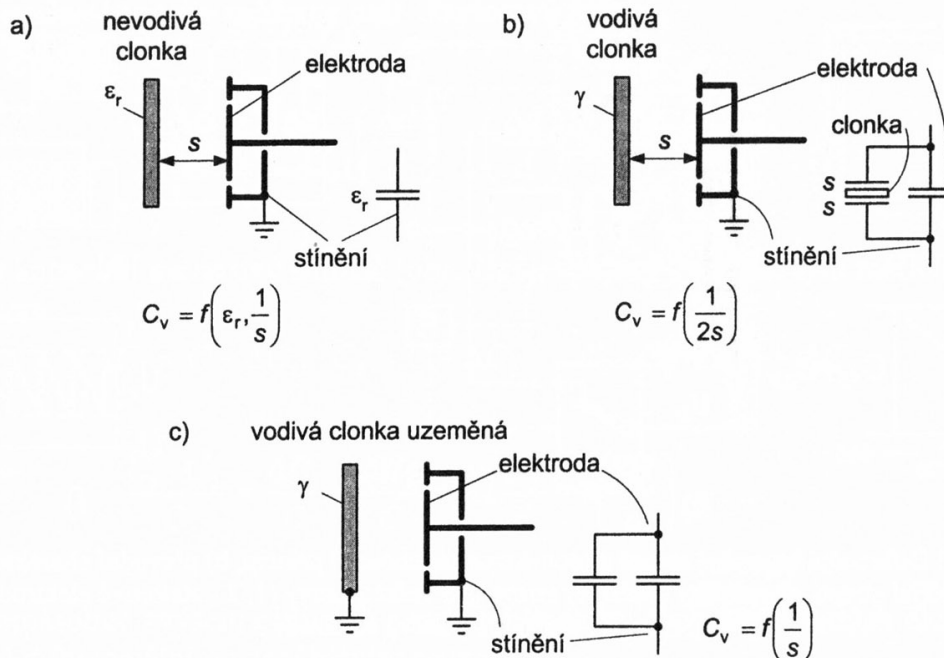
Vztah pro u_v odpovídá „poměrovému měření“: citlivost na příčný posuv je potlačena, jelikož změny kapacity takto vzniklé vedou ke změně čitatele i jmenovatele zlomku.

Na obr. 2.13e,f je ukázána možnost realizace posuvných měřitek až do délky 2 m. Elektrody 1 a 2 jsou složeny z většího počtu dílčích elektrod, které se postupně dle polohy jezdce (elektroda 3) automaticky přepínají vždy po čtveřicích a tím vytvářejí dílčí lineární oblasti dle obr. 2.13 b. Měřítka mají rozlišovací schopnost 1 μm a chybu 5 μm na 500 mm.

2.3.2 Kapacitní bezkontaktní senzory a spínače

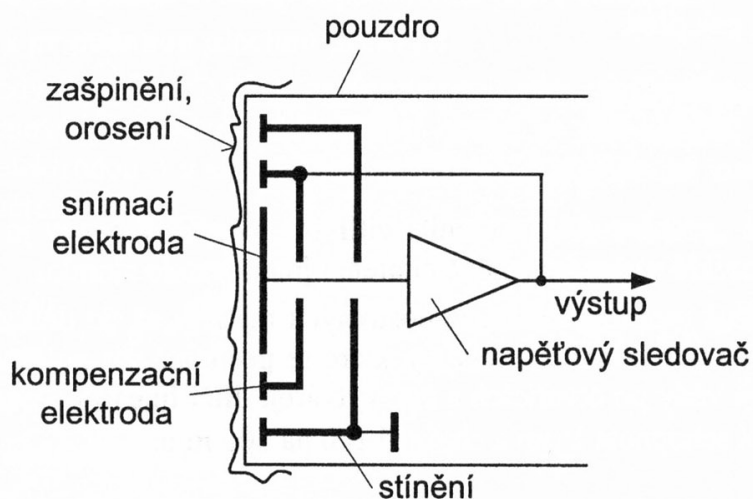
Tyto senzory detekují přiblížení vodivých i nevodivých předmětů. Označují se jako senzory přiblížení (proximity senzor) nebo polohové spínače (proximity switch). Obvykle obsahují kruhovou elektrodu uvnitř válcového stínícího pouzdra (obr. 2.14). Přiblížením clonky (měřeného objektu) se mění kapacita vnitřní elektrody vůči krytu. Mohou nastat tyto případy:

- nevodivá clonka: kapacita se mění jen změnou permitivity. Spínací vzdálenost je malá;
- vodivá neuzemněná clonka: paralelně k základní kapacitě přibude seriová kombinace dvou kapacit (střední elektroda-clonka, clonka-stínění). Změna kapacity je větší;
- vodivá uzemněná clonka: paralelně k základní kapacitě přibude další kapacita. Změna kapacity je největší.



Obr. 2.14 Kapacitní bezkontaktní senzor přiblížení – převzato z [3]

Kompenzace znečištění nebo orosení čelní plochy se dosahuje použitím aktivního stínění (obr. 2.15). Přídavná stínící (kompenzační) elektroda je umístěna mezi střední elektrodou a pouzdro. Napěťovým sledovačem je držena na potenciálu střední elektrody. Střední elektroda je tak obklopena kroužkem o stejném potenciálu, nemohou tedy z ní téct po povrchových nečistotách žádné kapacitní proudy. Kapacitní proudy samozřejmě tečou mezi aktivním stíněním a pouzdem, to je ale mimo měřicí obvod.



Obr. 2.15 Aktivní stínění - převzato z [3]

U jednoduchých polohových spínačů je měřicí kapacita součástí RC oscilátoru, který se při přiblížení clonky rozkmitá (tedy naopak než u běžných indukčnostních senzorů, u kterých oscilace vysadí). Typická změna kapacity při spínání na vzdálenost 10 mm je 50 fF, tedy 1% ze základní kapacity senzoru 5 pF.

2.3.3 Měřicí obvody pro kapacitní senzory

Základní podmínkou správné činnosti kapacitních senzorů je vyloučení vlivu *parazitních kapacit přívodů* od senzoru k měřicímu obvodu. Jejich škodlivý účinek spočívá jednak ve zmenšení citlivosti (roste neproměnná část kapacity) a jednak ve vzniku chyby při změnách polohy kabelu nebo jeho teploty. Nejjednodušší je *zkrátit přívody* na minimum umístěním měřicího obvodu přímo v senzoru. To však často není možné, např. když senzor je umístěn v prostředí s vysokou

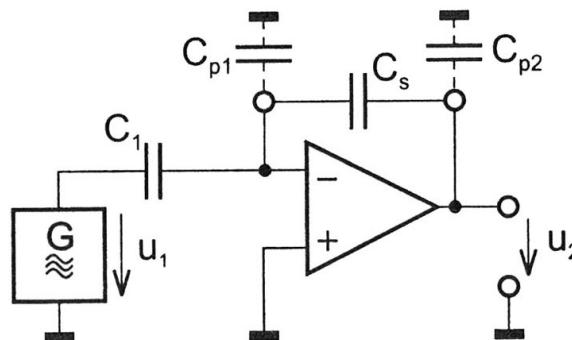
teplotou nebo silnou úrovní rušení. Pak je nutné parazitní kapacity přívodů vyloučit speciálními měřicími obvody, jejichž uspořádání závisí na tom, zda je nebo není nutné uzemnit některé elektrody senzoru.

Pro neuzemněné ("plovoucí") kapacitní senzory je většina zapojení odvozena od principu měření průchozí impedance: měřený objekt se napájí z ideálního zdroje napětí ($R_i = 0$) a proud objektem se měří ideálním ampérmetrem ($R_{vst} = 0$). Potom jedna parazitní kapacita je na malé impedanci zdroje a druhá na nulovém napětí.

Zpětnovazební měřicí obvod na obr. 2.16 je vhodný pro senzory s proměnnou vzduchovou mezerou $d(t)$, protože výstupní napětí je přímo úměrné d :

$$u_2(t) = -\frac{C_1}{C_s} u_1(t) = -\frac{C_1}{\epsilon S} d(t) U_m \sin \omega t \quad (2.10)$$

kde ω je kmitočet generátoru harmonického napětí $\hat{U}(j\omega)$



Obr. 2.16 Měřicí obvod pro kapacitní senzory

V tomto zapojení parazitní kapacity: C_{p1} je na nulovém napětí (virtuální nula OZ) a C_{p2} je připojen na malý výstupní odpor OZ. Senzor C_s je napájen konstantním proudem u_1/C_1

Senzory s proměnným překrytím se zapojí místo C_1 . Musí-li být jedna z elektrod uzemněna, je třeba použít komplikovanějších zapojení (např. izolované napájení).

Rozšířené je zapojení kapacitního senzoru jako časovacího prvku do obvodů multivibrátorů. Pro vyhodnocení kapacity a náboje se používá též obvodů se spínanými kapacitami (SC – switched capacitor).

Moderní elektronické obvody pro kapacitní senzory mívají rozlišovací schopnost menší než 1fF (10^{-15} F).

2.4 OPTICKÉ SENZORY POLOHY

K měření polohy, posuvu nebo rozměru lze obecně využít jakoukoliv polohou nebo posuvem ovlivněnou závislost mezi výstupní veličinou detektoru a parametry zdroje optického záření. Poloha (posuv) objektu může vyvolat:

- změnu polohy zdroje světelného záření (světelné stopy),
- zastínění světelného toku mezi zdrojem a detektorem světelného záření,
- změnu úhlu odrazu paprsku zdroje,
- interferenci zdrojového a odraženého paprsku.

Konkrétní realizace těchto principů představují dále uvedené základní typy optoelektronických senzorů polohy.

2.4.1 Polohově citlivé senzory (PSD)

(Position Sensitive photo - Detectors)

PSD senzory jsou určeny pro aplikace, kdy měřená veličina ovládá polohu světelné stopy. Podstatou senzoru PSD je generace párů elektron - díra v intrinsické (I) vrstvě velkoplošné fotodiody

PIN při dopadu světelné stopy na její čelní plochu (obr. 2.17). Elektrické pole na přechodu PI a NI vyvolá posuv děr k vrstvě P a elektronů k vrstvě N. Vyjdeme-li z představy, že dopadem světla generované páry nábojů představují zdroj proudu o intenzitě I_0 působící v místě dopadu světelné stopy, pak proudy nakrátko v levé (I_A) a pravé (I_B) elektrodě jsou dány vztahy:

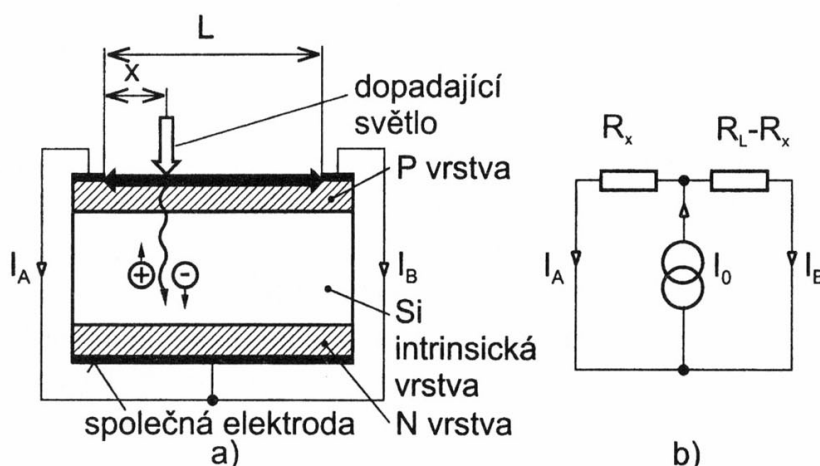
$$I_A = I_0 \frac{R_L - R_x}{R_L} \quad ; \quad I_B = I_0 \frac{R_x}{R_L} \quad (2.11)$$

Základním předpokladem platnosti těchto vztahů je rovnoměrné rozložení odporu vrstvy P; pak odpory v náhradním schématu R_x a $R_L - R_x$ jsou lineární funkcí polohy těžiště světelné stopy x , takže platí:

$$\frac{I_B}{I_0} = \frac{R_x}{R_L} = \frac{x}{L} \quad \text{a} \quad \frac{I_A}{I_0} = \frac{L-x}{L}$$

Údaj o poloze by neměl záviset na intenzitě záření světelné stopy, tj. na proudu I_0 . K vyloučení vlivu I_0 je vhodný známý princip poměrového měřicího obvodu. Jeho aplikace na měření se senzorem PSD odpovídá vyhodnocení vztahu

$$\frac{I_A - I_B}{I_A + I_B} = \frac{I_A - I_B}{I_0} = \frac{L-x}{L} - \frac{x}{L} = 1 - 2\frac{x}{L} \quad (2.12)$$



Obr. 2.17 Polohově citlivé optoelektronické senzory (PSD):
a) princip řádkového senzoru, b) zjednodušený náhradní obvod

Senzor PSD existuje i v dvourozměrném (plošném) provedení.

2.4.2 CCD (Charged-coupled device)

Základním elementem těchto senzorů je *kapacitor* realizovaný technologií MOS, v němž se hromadí náboje generované při dopadu fotonů. Přesun náboje na výstup se děje sériově. CCD senzory se vyrábějí v řádkovém a plošném provedení. Zpracování videosignálu (tzv. videometrie) je založena na číslicovém zpracování signálu fotocitlivých prvků (např. pixelů senzoru CCD).

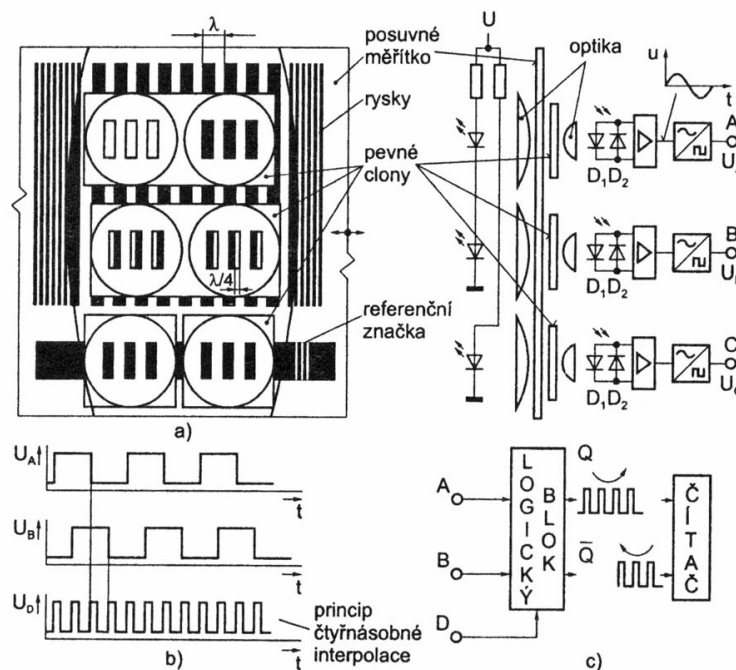
2.4.3 Inkrementální optoelektronické senzory posuvu

Princip těchto senzorů spočívá v *clonění* světelného toku mezi zdrojem a fotocitlivými prvky pravitkem (kotoučem) pravidelně rozděleným na úseky pro světlo propustné a nepropustné (kroky). Posuv pravitka (rotoru) o 1 krok (λ) vyvolá přerušování světelného svazku a výstupní signál

fotocitlivého detektoru po úpravě na impuls unifikovaného tvaru *inkrementuje* obsah čítače. Měřený posuv (poloha) je tedy dána obsahem čítače vynulovaného při referenční poloze.

V typickém uspořádání na obr. 2.18 je na skleněném pravítku spojeném s měřeným posuvem fotochemickou cestou vytvořena řada průsvitných a neprůsvitných proužků. Obrazec se stejnou geometrií je také na cloně pevně uchycené nad měřítkem. Aby bylo možné určit směr pohybu a vynulovat obsah čítače při dosažení *referenční polohy* (začátku pravítka), má sensor tři soustavy proužků, pevných clon a fotocitlivých elementů, tj. *tři kanály*, jak znázorněno na obr. 2.18. Světelný zdroj (diody LED nebo speciální žárovka s optikou) je společný pro všechny tři kanály (A, B, C). V senzoru se využívá výhod *diferenciálního uspořádání*, tj. dvě antiparalelně zapojené fotodiody jsou navzájem posunuty o hodnotu $n\lambda + \lambda/2$, takže při posuvu vzniká za zesilovačem střídavý signál blízký sinusovce.

Směr posuvu je odvozen ze sledu signálů v kanálech A, B. Základem je posuv pevné clony v kanálu B o hodnotu $n\lambda + \lambda/4$. Pak signály U_A, U_B připojené na vstupy RS klopného obvodu nastavují jeho výstup Q do logické úrovně závislé na sledu náběžných hran obou signálů. Výstup Q řídí směr čítání čítače. Rozlišovací schopnost na výstupu D se zvyšuje až 4-krát počítáním hran průběhů U_A, U_B . Kanál C slouží k odvození signálu o pozici referenční značky.



Obr. 2.18 Inkrementální sensor polohy: a) uspořádání, b) signály z kanálů A, B a po čtyřnásobné interpolaci, c) vyhodnocení směru pohybu

Zmenšování kroku λ je omezeno ohybem světla na přibližně $7 \mu\text{m}$, proto další zvýšení rozlišení až o dva řády je možné zpracováním harmonických signálů U_A, U_B *interpolátory*. Nejdokonalejší systémy dosahují rozlišení $0,05 \mu\text{m}$ pro posuv a $0,00005^\circ$ pro úhlové posuvy.

Jednoduchá inkrementální rotační čidla se používají pro ovládací prvky moderních laboratorních přístrojů.

Jedním z nedostatků inkrementálních sensorů polohy je skutečnost, že změna obsahu čítače případnými rušivými impulsy je korigovatelná až po dosažení referenční značky. Proto se v kritických situacích užívají výrobně náročnější senzory s prostorovým kódem.

2.4.4 Absolutní optoelektronické senzory polohy s prostorovým kódem

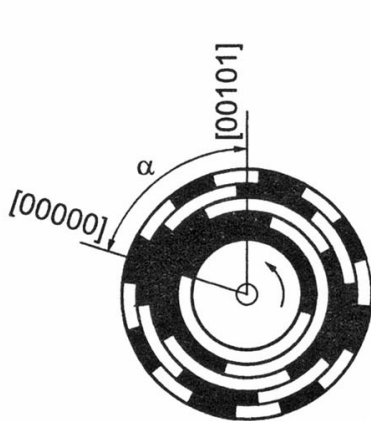
Podstatou je pravítko resp. kotouč s řadou stop, v nichž se střídají průsvitná a neprůsvitná (příp. vodivá a nevodivá, magnetická a nemagnetická) místa (proužky) tak, že vytvářejí obrazec odpo-

vídající složkám vhodného kódu. Kódovací obrazec se z jedné strany prosvětluje a na druhé straně snímá fotocitlivými prvky. Kritickým místem konstrukce je dodržení přesné geometrie snímacích prvků, které musí u senzorů úhlové polohy sledovat poloměr. Při zastavení kotouče v mezní poloze může dojít k hazardním stavům (některé fotodetektory čtou sousední hodnoty). Pro kódové kotoučky se proto používají kódy s jednotkovou vzdáleností, nejčastěji se užívá obrazců dle Grayova kódu (obr. 2.19). Tento kód se při přechodu do sousední polohy mění pouze v jednom bitu, a proto je chyba způsobená hazardem max. 1 LSB.

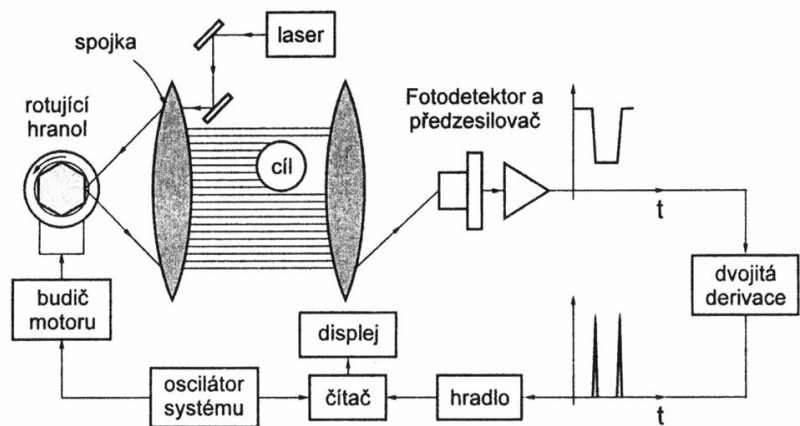
Vliv rušivých impulsů je strukturou kódu minimalizován, při zjištění změn u více bitů lze použít předchozí čtení a chyba není akumulována až do průchodu referenční značkou, jako je tomu u inkrementálních typů. Jde tedy o absolutní měření pracující jako převodník poloha - číslo. Kódové kotouče mohou mít až 17 stop, tj. $2^{17} = 131\,072$ rozlišitelných poloh. Dalším kódovacím kotoučem připojeným přes *převod do pomala* lze rozšířit rozsah měření. Mohou však vzniknout přídatné chyby mrtvým chodem a hysterezí (vůli) převodního mechanismu. Kódové senzory polohy pracují i na magnetickém principu – vyrábí se v provedení do 12 stop.

2.4.5 Senzor rozměrů clonícího typu

V uspořádání dle obr. 2.20 je válcovitý objekt umístěn v prostoru rovnoběžných světelných svazků. Laserový paprsek je rozšířen rotujícím hranolem a kolimační optika vytváří pole



Obr. 2.19 Senzor úhlové polohy s prostorovým kódem



Obr. 2.20 Clonící senzor

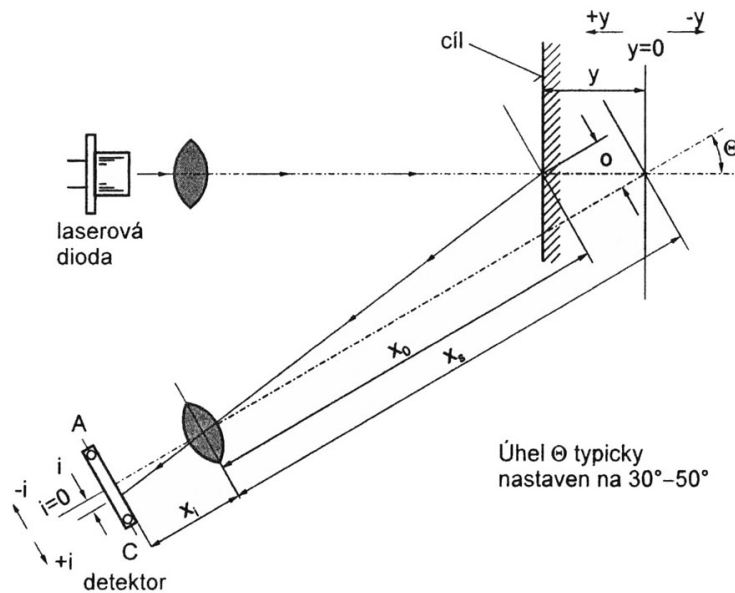
paralelních optických paprsků. Při rozmítání vzniká na fotocitlivém elementu pokles signálu odpovídající clonícímu účinku měřeného objektu. Šíře impulsu nese informaci o rozměru objektu a určuje se s velkou přesností metodami pro číslicové měření časových intervalů.

Pokud je dodržena rovnoběžnost paprsků, údaj snímače nezávisí na poloze měřeného objektu.

2.4.6 Optoelektronické senzory polohy s triangulací

Jde o senzory pracující s odraženým paprskem a využívající metod známých ze zeměměřičství. Tato metoda předpokládá povrch s difúzním odrazem (do všech směrů).

V typickém uspořádání na obr. 2.21 svazek z infračervené laserové diody (850 nm) modulovaný kmitočtem 16 kHz dopadá na povrch měřeného objektu. Pohyb objektu vyvolá odpovídající posuv obrazu stopy na senzoru typu PSD nebo řádkovém senzoru CCD. Modulovaný signál se snadno zesiluje střídavým zesilovačem a dále vyhodnocuje synchronní detekcí. Proto je možné senzor použít i pro objekty s malou odrazivostí. Další předností modulovaného paprsku je potlačení vlivu okolního osvětlení a driftu detektoru. Měřené vzdálenosti se pohybují v rozmezí jednotek až desítek cm, rozlišovací schopnost odpovídá 16 bitům.



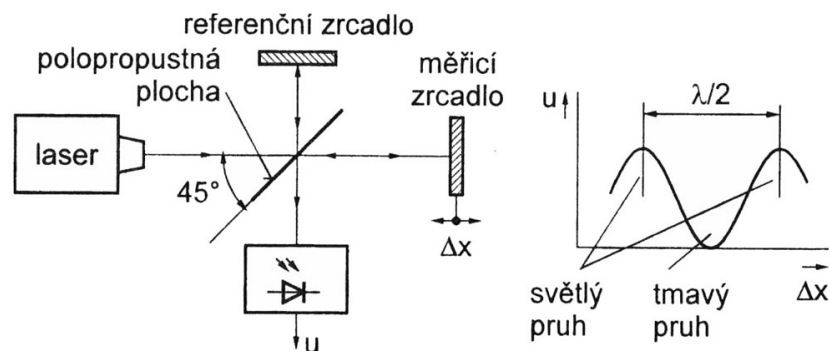
Obr. 2.21 Princip senzoru na triangulačním principu

Dynamické vlastnosti jsou dány šíří pásma střídavého zesilovače nebo dolnofrekvenční propusti (DP) za synchronním detektorem. Z hlediska vztahu mezi nosnou a modulační frekvencí je při dostatečné úrovni intenzity odraženého paprsku možné měřit kmity objektu řádově několik kHz, avšak s klesající úrovní intenzity odraženého paprsku je nutné pro zachování potřebného odstupu signál/šum zmenšit šíří pásma DP. Pak maximální kmitočet ve spektru měřeného pohybu musí ležet v pásmu propustnosti DP.

Triangulační principy nacházejí významné uplatnění díky dostupnosti zdrojů koherentních optických svazků (laserové diody) a řádkových i plošných optoelektronických senzorů (PSD, CCD, matice fotoelementů, kvadrantové prvky).

2.4.7 Optoelektronické senzory polohy na interferometrickém principu

Základní princip senzorů využívajících jevu skládání (interference) světelných vln je v uspořádání známém jako Michelsonův interferometr (z roku 1881) na obr. 2.22.



Obr. 2.22 Michelsonův interferometr

Svazek rovnoběžných paprsků dopadá pod úhlem 45° na polopropustnou plochu. Zde se část světla odráží k pevnému (referenčnímu) zrcadlu a část postupuje k pohyblivému (měřicí, spojené s měřeným objektem). Paprsky odražené od obou zrcadel se vektorově sčítají na polopropustné ploše. Intenzita osvětlení v tomto místě je měřena optoelektronickým senzorem. Počítáním maxim a minim intenzity osvětlení se určí poloha s rozlišením $\lambda/2$ (hrubá stupnice). Interpolací závislosti intenzity na Δx se získají údaje o poloze uvnitř intervalu $\lambda/2$ (jemná stupnice).

Michelsonův interferometr lze použít také pro měření tloušťky vrstev, optických vlastností plynů a vlnové délky světelného záření.

V optoelektronických senzorech se užívají i další typy a modifikace interferometrů.

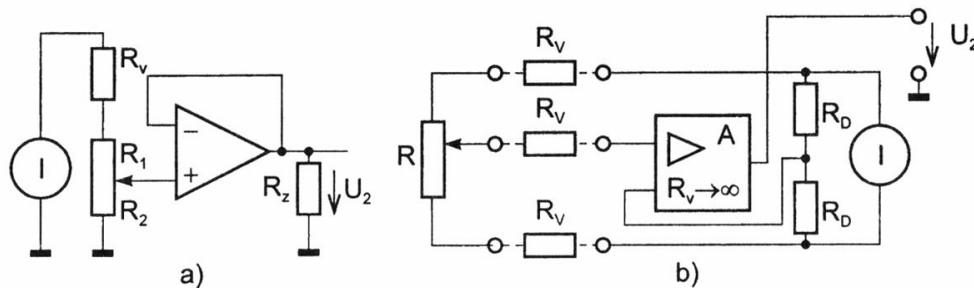
2.5 ODPOROVÉ SENZORY POLOHY

Jsou založeny na použití odporových potenciometrů s pohyblivým kontaktem (jezdcem), mechanicky ovládaným měřenou veličinou. Odporové dráhy precizních potenciometrů jsou někdy vinuté z odporového drátu, častěji se však používá vodivých plastů. Nejčastěji se používá potenciometrů s *rotačním* pohybem jezdce (měření úhlového posunutí), dále *přímočarého* posuvu jezdce (měření polohy nebo lineárního posunutí) a pro měření úhlové polohy s velkou rozlišovací schopností také potenciometrů se *spirálovým* pohybem jezdce (helipot - spirála typicky s 10 závitů).

Lankem ovládané senzory s rotujícím jezdcem měří posunutí až do 40 m. Na optimálně tvarovaném bubnu, mechanicky vázaném na pohyb jezdce potenciometru, je pružinou ve svinutém stavu drženo lanko, odvíjené pohybem objektu rychlostí až 2 m/s. Pružinový systém udržuje stálé napětí lanka, potlačuje hysterezi a vliv otřesů, takže opakovatelnost je až 0,015 % z rozsahu.

Odporový senzor polohy (odporový vysílač) se chová jako napěťový dělič s dělicím poměrem určeným měřenou polohou. Toto *potenciometrické* uspořádání, na rozdíl od *reostatového*, vyloučí chyby způsobené změnami rezistivity odporové dráhy (např. při změnách teploty). Přenos je lineární funkcí polohy jezdce pouze pro nezatížený potenciometr.

Měřicí obvody s velkým vstupním odporem a proudovým napájením (vyloučení vlivu odporu přívodů R_v) jsou na obr. 2.23.



Obr. 2.23 Měřicí obvody pro odporový senzor polohy: a) napěťový sledovač, b) můstek

U vinutých potenciometrů je **rozlišovací schopnost** určena skokovou změnou odporu při pohybu jezdce mezi sousedními závitů a jejich převodní charakteristika je stupňovitá. Vrstvové potenciometry mají rozlišovací schopnost omezenou opakovatelností: při opakovaném měření se stejnou polohou jezdce se výsledky liší. Odchytky mají náhodný charakter a dosahují typicky 0,1 %.

Linearita závisí na rovnoměrnosti odporového vinutí nebo vrstvy a může být lepší než 0,002 % u nejlepších otáčivých typů. Potenciometry s posuvným jezdcem mají zpravidla větší chyby nelinearity - 0,05 až 0,1 %.

Šum potenciometrů vzniká při pohybu jezdce po vinutí a je způsoben různými elektrickými a mechanickými efekty. U vinutých potenciometrů může být rušení způsobeno odskakováním jezdce při pohybu a je zvláště výrazné při rezonanci kontaktní části jezdce.

V mnoha aplikacích jsou odporové senzory polohy nahrazovány tzv. *bezkontaktními potenciometry*, založenými většinou na otáčivém permanentním magnetu, jehož úhlová poloha je snímána dvojicí magnetických senzorů. Bezkontaktní potenciometry mívají ovšem nižší přesnost (kolem 1%).

2.6 SENZORY VIBRACÍ

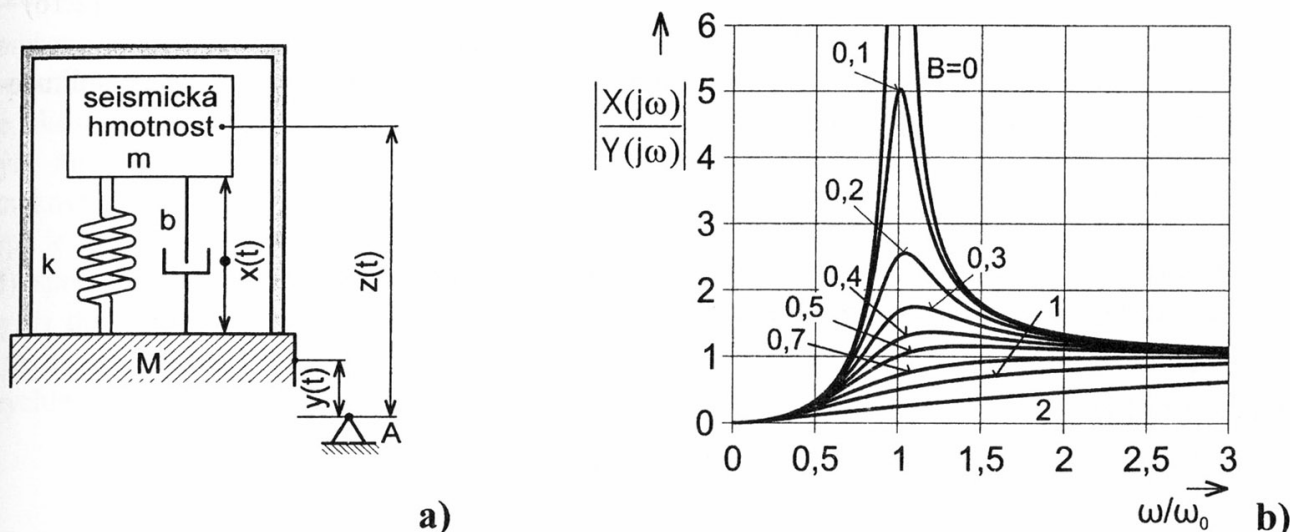
Kmitavým pohybem se rozumí časová změna polohy vybraného bodu na objektu vzhledem ke vztažnému (referenčnímu) bodu. K přímému měření okamžitých hodnot polohy je tedy obecně možné použít senzory polohy. V tomto případě jde o *relativní* senzory kmitavého pohybu, jelikož je určována poloha relativně k pevnému vztažnému bodu.

Relativní měření kmitavého pohybu nelze realizovat u pohybujících se objektů (vozidel) a také v případě, kdy v okolí kmitajícího objektu nelze najít pevný vztažný bod. To je případ měření kmitání těžkých nebo rozlehlých objektů, jejichž vibrace jsou přenášeny do okolí. Proto se pře-

vážně používají *absolutní* senzory kmitavého pohybu, v němž je vztažný bod vytvořen uvnitř senzoru za jistých dynamických podmínek. Pak se měří poloha vůči tomuto bodu *relativním senzorem polohy*, umístěným uvnitř absolutního senzoru kmitavého pohybu.

2.6.1 Absolutní senzory kmitavého pohybu

Podmínky správné činnosti *absolutního* senzoru kmitavého pohybu lze odvodit z obecného modelu senzorů tohoto typu znázorněného na obr. 2.24



Obr. 2.24 Absolutní senzor kmitavého pohybu:
a) model, b) amplitudová charakteristika ($B=b/b_{kr}$ je poměrné tlumení)

Podstatou senzoru je mechanická kmitavá soustava tvořená hmotností m , pružinou o tuhosti k a tlumením, o němž budeme předpokládat, že je úměrné rychlosti pohybu s konstantou úměrnosti b (viskózní tlumení). Soustava je pak popsána rovnováhou setrvačné, direktivní a tlumicí síly, tj. pohybovou rovnicí. Rovnováha sil je vztažena k myšlenému pevnému bodu A, vůči kterému se měří kmitý objektu $y(t)$, takže platí pohybová rovnice

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = 0 \quad (2.13)$$

Pro časově proměnné složky souřadnic platí (obr. 2.24)

$$z(t) = x(t) + y(t)$$

S použitím tohoto vztahu se pohybová rovnice upraví na tvar

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = -m \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (2.14)$$

Zanedbáme-li tlumení, rovnice se zjednoduší na

$$\frac{d^2 y}{dt^2} = -\frac{d^2 x}{dt^2} - \omega_0^2 x \quad (2.15)$$

kde $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ je rezonanční kmitočet.

Pro harmonický pohyb tělesa, tj. $y(t) = y_0 \sin \omega t$ bude řešení ve tvaru $x(t) = x_0 \sin \omega t$. Po dosazení za x a y do předcházející rovnice dostáváme

$$-\omega^2 y_0 \sin \omega t = \omega^2 x_0 \sin \omega t - \omega_0^2 x_0 \sin \omega t$$

Amplitudová charakteristika je tedy dána vztahem

$$\frac{x_0}{y_0} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (2.16)$$

Pro měření parametrů kmitavého pohybu jsou důležité tyto zvláštní případy průběhu amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky:

a) $\omega \ll \omega_0$

Pak platí přibližně $x_0 = \omega^2 y_0 / \omega_0^2$

tj. amplituda x_0 je přímo úměrná amplitudě měřeného zrychlení $a = a_0 \sin \omega t$.

Na tomto principu jsou založeny všechny *akcelerometry*.

b) $\omega \gg \omega_0$

Pak platí přibližně $x = -y$

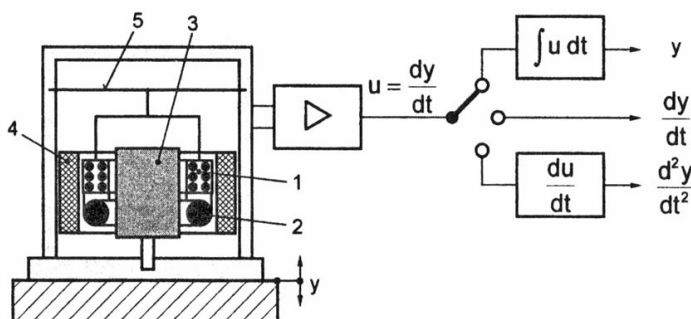
V tomto režimu senzor měří *amplitudu (dráhu)* pohybu a s ohledem na fázi platí

$$x(t) = -y(t) \quad \text{a} \quad z(t) = 0$$

Hmotnost m je tedy v klidu (označuje se jako *seismická*) a tvoří hledaný vztažený bod uvnitř senzoru. K určení pohybu $x(t)$ je pak možné použít jakéhokoliv senzoru, měřícího polohu. V dalším uvedeme základní typy absolutních senzorů vibrací.

2.6.2 Elektrodynamický senzor vibrací

Seismickou hmotnost zde představuje hmotnost snímací cívky 1 (obr. 2.25) a vinutí 2, které vytváří viskózní tlumení indukovanými proudy. Pružný element představuje membrána 5 pevně spojená s válcovitou částí magnetického obvodu 3. Pohybem snímací cívky v radiálním poli mezeře permanentního magnetu se indukuje napětí $u = Blv$ úměrné *rychlosti* pohybu cívky v mezeře. Rezonanční kmitočet elektrodynamického senzoru splňuje podmínku pro měření dráhy pohybu, a proto ve snímací cívce indukované napětí odpovídá rychlosti. Integračním článkem se snadno získá signál úměrný amplitudě (dráze) pohybu. Obdobně se derivací získá signál úměrný zrychlení měřených vibrací. Univerzálnost elektrodynamického senzoru patří mezi jeho hlavní výhody.



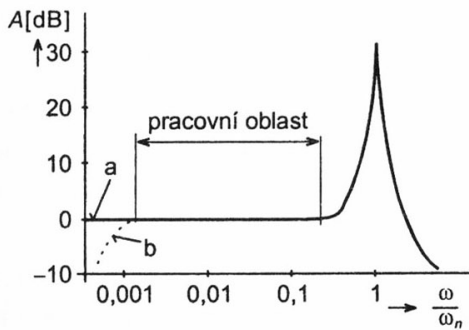
Obr. 2.25 Elektrodynamický senzor kmitů a měřicí obvod

Rezonanční frekvence se pohybují od 1 až do 100 Hz, hmotnosti 20 g až 5 kg, výška 30 až 100 mm. Tyto senzory (označované také jako *geofony*) jsou vhodné pro monitorování vibrací strojů, stavebních konstrukcí a střežení chráněných prostor.

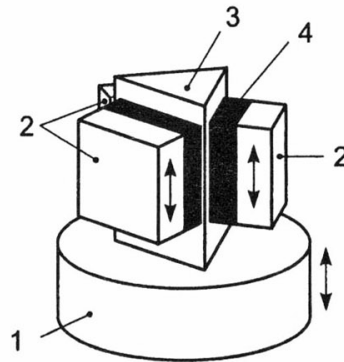
2.6.3 Akcelerometry pro měření vibrací

Podmínkou pro měření zrychlení kmitavého pohybu v širokém rozmezí kmitočtů je velká rezonanční frekvence ω_0 . Z tohoto hlediska je výhodné piezoelektrické snímání polohy seismické hmotnosti vůči pouzdru senzoru, jelikož velká tuhost a malá hmotnost piezoelektrického materiálu dovoluje dosáhnout velké rezonanční frekvence (až 250 kHz). Typická frekvenční charakteristika je na obr. 2.26. Piezoelektrický akcelerometr nelze použít pro měření statického zrychlení (vytvořený náboj se vybíjí přes vnitřní odpor elementu a svodové odpory – viz obr. 2.26 b).

Smyková deformace piezoelektrického elementu přináší podstatné výhody, zejména pokud jde o zmenšení citlivosti na rušivé vlivy, jako deformace základny pouzdra senzoru, teplotní dilatace, akustické efekty. Využívá se zde skutečnosti, že náboje vyvolané teplotní dilatací a smykovým namáháním nevznikají na stejných plochách elementu. Navíc nábojová citlivost při smykové deformaci je podstatně vyšší než při kompresi. Typickým příkladem senzoru tohoto typu je tzv. *delta shear* akcelerometr firmy Bruel - Kjaer na obr. 2.27. K trojúhelníkovému trnu (3), spojenému se základnou pouzdra (1) jsou kovovým prstencem přes segmenty (2) přitlačovány tři destičkové piezokeramické elementy (4). Seismickou hmotnost m představuje prstenec a segmenty, tuhost k tvoří piezokeramické elementy. Akcelerometry tohoto typu lze použít až do zrychlení 20 000 g.



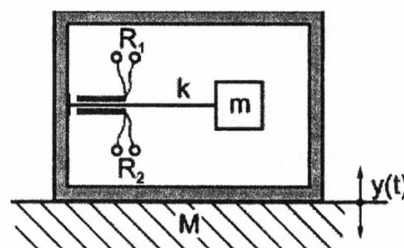
Obr. 2.26 Frekvenční charakteristika piezoelektrického akcelerometru: a) ideální, b) skutečná



Obr. 2.27 Piezoelektrický akcelerometr se smykovým namáháním

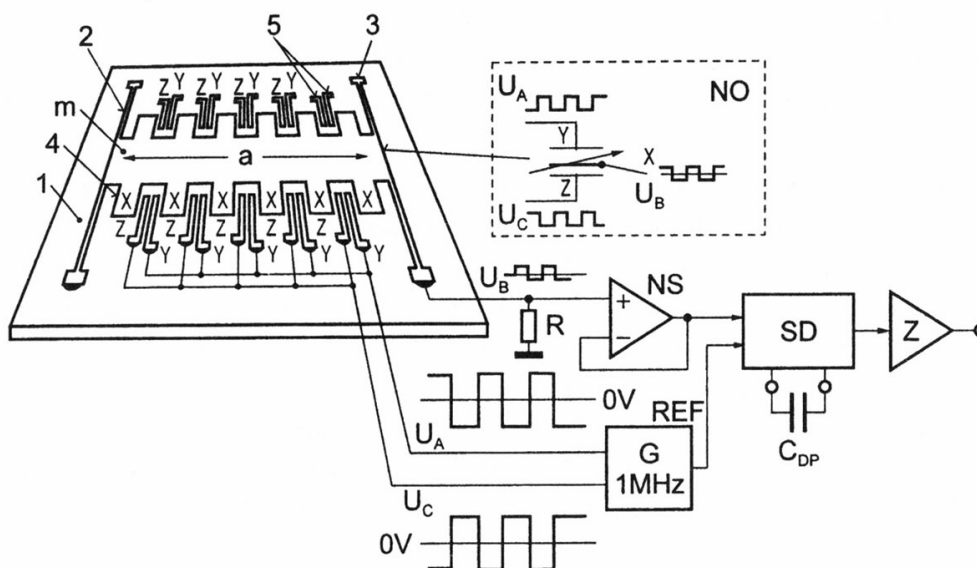
Mechanický kmitavý obvod u *kapacitních akcelerometrů* je tvořen tenkou membránou s vhodně tvarovanými spirálovými štěrbinami a několika otvory. Membrána je umístěna mezi pevnými elektrodami diferenciálního kapacitního senzoru s počátečními vzduchovými mezerami. Pohybem membrány se pumpuje vzduch paralelně k rovině elektrod přes otvory v membráně. Vzniká tak obdoba viskózního tlumení s koeficientem b asi 0,7.

Mechanický kmitavý systém, vytvořený *vetknutým nosníkem* (k) a hmotností m , je základem několika typů akcelerometrů. Nejznámější je snímání deformace nosníku poblíž místa vetknutí tenzometry R_1 , R_2 (obr. 2.28). Systém je vhodný i pro *mikromechanickou technologii*.



Obr. 2.28 Akcelerometr s kmitajícím nosníčkem

Jiný typ MEMS akcelerometru je na obr. 2.29. Základem je destička z polykrystalického křemíku, tvarovaná do dvou pružných tětv (2), zakotvených na monokrystalickém křemíkovém substrátu (1). Obě tětivy, představující tuhost k mechanického oscilátoru, jsou spojeny hřebínkem (seismická hmotnost m).



Obr. 2.29 Mikromechanický akcelerometr ve formě integrovaného obvodu

Každý z padesáti zubů hřebínku představuje střední pohyblivou elektrodu X (4) soustavy stejného počtu *diferenciálních kapacitních senzorů* s proměnnou vzduchovou mezerou. Jako pevné elektrody slouží systém nosníků Y, Z (5). Při působení horizontálního zrychlení (až do 50 g) např. ve směru doprava se zvýší kapacita mezi elektrodami X, Z a poklesne mezi elektrodami X, Y.

Měřicí obvod je můstkového typu, elektrody Y a Z jsou napájeny pravoúhlým napětím navzájem invertovaným. Napětí nerovnováhy na odporu R je demodulováno synchronním detektorem. Výstupní napětí demodulátoru je přivedeno na elektrodu X a vyvolá elektrostatický zpětnovazební silový účinek, vyvažující působení měřeného zrychlení. Akcelerometr (Analog Devices řady ADXL) včetně měřicích obvodů je umístěn v pouzdru, užívaném pro tranzistory (TO-5), a je představitelem levných senzorů vyrobených mikromechanickými postupy. Vyrábí se i podobný obvod bez zpětné vazby a další typy v dvouosém provedení. Tyto akcelerometry byly vyvinuty pro vybavování airbagů, ale používají se i pro mnohé další aplikace (např. měření náklonu a zrychlení v robotice).

2.7 SENZORY OTÁČEK, RYCHLOSTI A ZRYCHLENÍ

Rychlost posuvného nebo rotačního pohybu lze určit derivací výstupního signálu senzorů polohy. Přímé měření rychlosti posuvného pohybu je možné senzory s pohyblivou cívkou (*elektrodynamické* - viz obr. 2.25), nebo s pohyblivým magnetem (*elektromagnetické*).

2.7.1 Senzory úhlové rychlosti a otáček

Stejnoseměrné točivé stroje (s permanentním magnetem nebo elektromagnetem buzeným polem) - *tachometry*

V nejjednodušším uspořádání se v magnetickém poli permanentního magnetu otáčí cívka spojená s kroužky komutátoru. Výstupní napětí, měřené na sběrných kartáčcích, má v důsledku známé činnosti komutátoru stálou polaritu během celé otáčky a je úměrné rychlosti dle vztahu

$$U = NSB\omega_c \quad (2.17)$$

pro cívku o N závitů a průřezu S , rotující úhlovou rychlostí ω_c v magnetickém poli B .

Tachogenerátory, optimalizované pro měření úhlové rychlosti, mají několik pólových dvojic a párů vinutí.

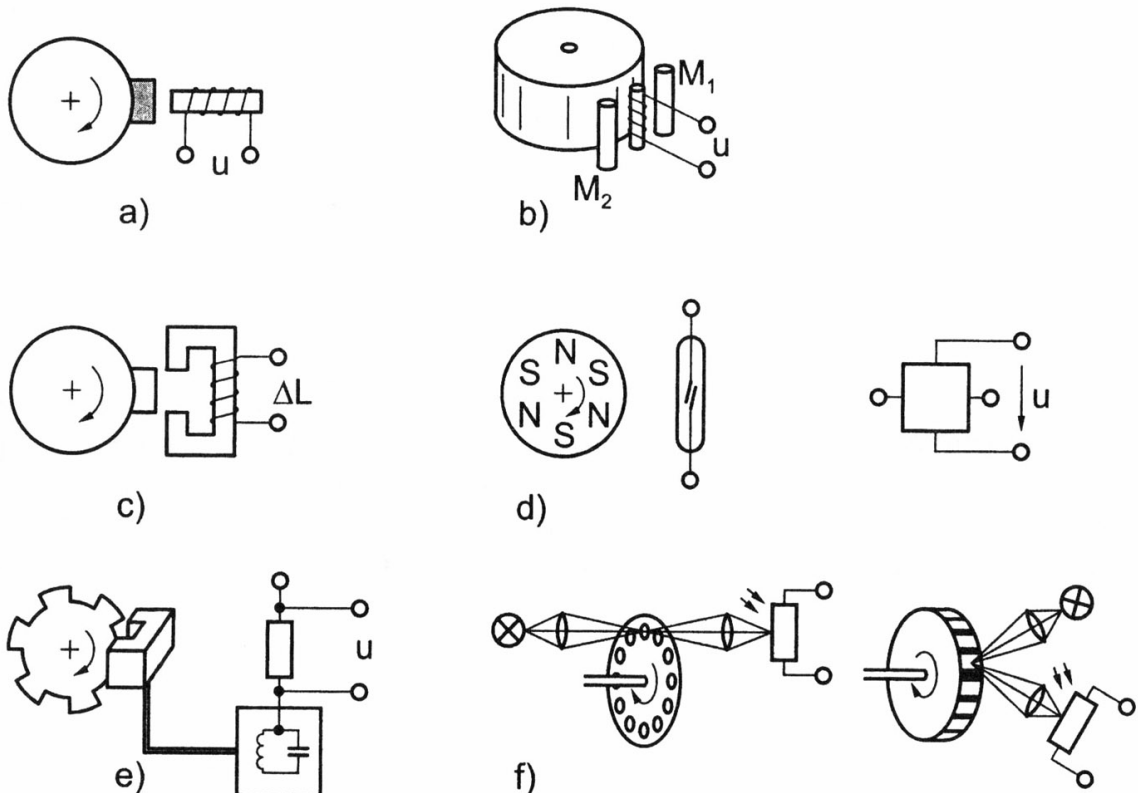
Tachoalternátory s permanentními magnety se skládají z vinutého statoru a rotoru, tvořeného několika pólovými dvojicemi stálých magnetů. Typy pro malé úhlové rychlosti mohou mít až 12 pólových dvojic. Stator je složen z plechů s drážkami pro vinutí. Vzduchová mezera je poměrně velká, aby se při zkratu nezeslabilly magnety rotoru. Jedno ze statorových vinutí je napájeno ze zdroje střídavého napětí a slouží jako referenční. Ve druhém vinutí se indukuje napětí s amplitudou úměrnou rychlosti otáčení a transformačním jevem také referenční napětí.

Výhodou tachoalternátorů je delší životnost a vyloučení rušivých vlivů kartáčků a kroužků. Mezi nevýhody patří nelinearity vlivem saturace při větších rychlostech, nutnost stabilizovat zdroj referenčního napětí a problémy s demodulací při náhlých změnách rychlosti.

Impulsní senzory otáček

Tyto velmi rozšířené senzory jsou založené na detekci polohy značky na pohybujícím se objektu. Jako detektory polohy lze použít senzory

- *magnetické* (obr. 2.30d, jazýčkový kontakt, Hallův senzor nebo magnetorezistor)
- *indukční* (rotuje permanentní magnet) nebo *indukčnostní* senzory (rotuje feromagnetický výstupek) (obr. 2.30 a, c)
- *senzor na principu vířivých proudů* (obr. 2.30c,e)
- *Wiegandův senzor*, umístěný mezi trvalými magnety M_1 , M_2 (obr. 2.30b), v němž dochází k indukci napětí při změně magnetického toku, vzniklé feromagnetickými výstupky na obvodu rotujícího objektu,
- *optoelektronické senzory* s detekcí průchozího nebo odraženého světla (obr. 2.30f).



Obr. 2.30 Detektory polohy

Absolutní senzory úhlové rychlosti jsou umístěny přímo na měřeném objektu. Jsou popsány v kapitole 2.8 (Senzory pro navigaci).

2.7.2 Korelační princip měření rychlosti

Měření rychlosti z doby Δt nutné k průchodu značky na pohybujícím se objektu mezi dvěma o Δx od sebe vzdálenými pozorovacími stanovišti patří mezi nejstarší metody.

Korelační metoda je zobecněním tohoto principu. "Značkou" je některá měřitelná a náhodně proměnná veličina, vázaná na vlastnosti pohybujícího se objektu. Jako příklad může sloužit difúzní odraz světelného záření od náhodně rozložených nerovností povrchu zkoumaného objektu, snímáný dvěma senzory navzájem posunutými o Δx , nebo jasová informace povrchu. Označme vzorky signálu z prvního a druhého senzoru $s_1(nT_v)$ a $s_2(nT_v)$. Úkolem je nalézt v záznamu $s_2(nT_v)$ opožděnou repliku výstupu prvního senzoru, tj. $s_1(nT_v - \tau)$.

Úlohu vyřešíme minimalizací střední kvadratické hodnoty rozdílu $s_2(nT_v) - s_1(nT_v - \tau)$, tj. hledáním zpoždění τ , které minimalizuje výraz

$$D = \sum_{n=1}^N [s_2(nT_v) - s_1(nT_v - \tau)]^2 \quad (2.18)$$

kde N je počet vzorků $s_1(nT_v)$ a $s_2(nT_v)$.

Vztah pro D upravíme:

$$D = \sum_{n=1}^N s_2^2(nT_v) - 2 \sum_{n=1}^N s_2(nT_v)s_1(nT_v - \tau) + \sum_{n=1}^N s_1^2(nT_v - \tau) \quad (2.19)$$

První a poslední člen odpovídají energii výstupních signálů a jsou nezáporné. Výraz D bude minimální tehdy, je-li druhý člen, odpovídající svým tvarem číslicové verzi vzájemné korelace, maximální, tj. platí

$$R_{12}(\tau) = \sum_{n=1}^N s_2(nT_v)s_1(nT_v - \tau) = \max \quad (2.20)$$

Poznámka: vzájemná korelace pro spojitě signály je definována vztahem

$$R_{1,2}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T s_1(t)s_2(t - \tau)dt$$

Při praktickém výpočtu vypočteme korelační funkci pro různé hodnoty zpoždění τ a hledáme maximum $R_{12}(\tau)$. Z nalezené hodnoty τ_{\max} a vzdálenosti senzorů Δx určíme rychlost

$$v = \frac{\Delta x}{\tau_{\max}}$$

Podstata korelační metody je ilustrována na obr. 2.31, kde jsou dvěma optickými senzory S_1, S_2 (bodovými, řádkovými nebo maticovými) snímány některé z optických vlastností povrchu pohybujícího se objektu. Aby vzájemná korelační funkce $R_{12}(\tau)$ měla pouze jedno maximum v oblasti sledovaných zpoždění, je nutné, aby snímaná vlastnost povrchu měla charakter náhodného procesu. Větší počet lokálních extrémů, jak je tomu u povrchů s texturou, by vedl k víceznačnosti měření.

2.8 SENZORY PRO INERCIÁLNÍ NAVIGACI

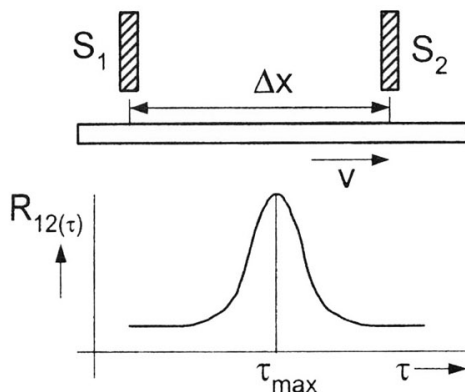
Inerciální navigace je založena na měření složek zrychlení ve třech osách absolutními senzory zrychlení a následné dvojnásobné integraci výstupních signálů. Dále se využívá senzorů úhlové rychlosti. Pro určení polohy je nutné znát počáteční polohu objektu.

2.8.1 Vibrační senzor úhlové rychlosti

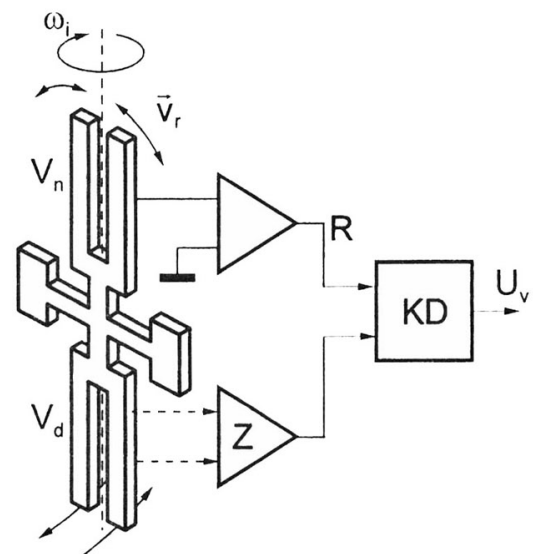
Senzor úhlové rychlosti na principu *Coriolisovy síly* je na obr. 2.32. Ramena horní vidlice V_h jsou rozkmitávána elektrostatičticky v rovině plochy senzoru a radiální rychlost jejich pohybu má amplitudu v_r . Obě vidlice se otáčejí měřenou úhlovou rychlostí ω kolem hlavní osy. Tím vznikne Coriolisova síla daná vektorovým součinem

$$F = 2m \vec{\omega} \times \vec{v}_r \quad (2.21)$$

Na ramena vidlice kmitající v protifázi působí dvojice Coriolisových sil, takže na spojnici obou ramen vzniká krouticí moment M_k , úměrný měřené hodnotě ω .



Obr. 2.31 Princip korelačního měření rychlosti



Obr. 2.32 Senzor úhlové rychlosti na principu Coriolisovy síly (dle firmy BEI)

Periodicky proměnný moment M_k vybudí kmity spodní (snímací) vidlice V_d a jejich amplituda, úměrná ω , je snímána např. kapacitně.

Signál senzoru je zpracován koherentním demodulátorem KD (= synchronní detektor) s referenčním signálem odvozeným z generátoru buzení kmitů horní vidlice. Tato koncepce umožňuje dosáhnout extrémních citlivostí.

Senzor je vyroben ze synteticky připraveného krystalu křemene, který vyniká velikou stabilitou mechanických parametrů v čase a teplotě. Frekvence kmitů je tedy stálá, činitel jakosti rezonátoru Q dosahuje vysokých hodnot a k udržení kmitů vidlice stačí výkon asi $10 \mu\text{W}$. Navíc syntetický křemen může být zpracováván chemickými metodami, dobře známými z technologie výroby polovodičových prvků. Na podobném principu jsou založeny mikromechanické (MEMS) „gyroskopy“. Všechny tyto senzory úhlové rychlosti jsou spolehlivější, levnější a menší než klasické mechanické gyroskopy, jejich dlouhodobá stabilita je však nižší. Špičkových přesností dosahují optické gyroskopy.

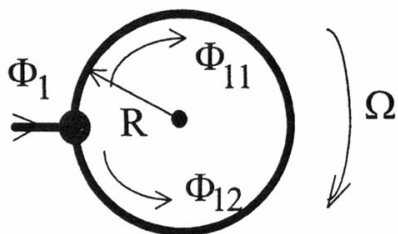
2.8.2 Optický vláknový gyroskop

Tento senzor úhlové rychlosti s fázovou modulací je aplikací Sagnacova jevu. Sagnac (1913) zjistil, že při rotaci kruhového vlnovodu, v němž proti sobě obíhají dva světelné svazky úhlovou

rychlostí Ω , je obvodová rychlost svazku ve směru Ω zvyšována a pro opačný směr snižována přibližně o hodnotu $v = \Omega \cdot R$, zanedbáme-li relativistické efekty (obr. 2.33).

Ve vztazích je c rychlost světla, $v = \Omega \cdot R$ je obvodová rychlost vyvolaná otáčením soustavy a n index lomu světlovodu. Rychlost světla ve světlovodu je pak c/n .

Pro dobu oběhu v obou směrech platí $t_+ = \frac{2\pi R}{u_+} = \frac{2\pi R}{\frac{c}{n} - \Omega R}$, $t_- = \frac{2\pi R}{u_-} = \frac{2\pi R}{\frac{c}{n} + \Omega R}$



Obr. 2.33 Sagnacův jev

Dále určíme rozdíl dob oběhu

$$\Delta t = \frac{2\pi R}{\frac{c}{n} - \Omega R} - \frac{2\pi R}{\frac{c}{n} + \Omega R} = \frac{4\pi\Omega R^2}{\frac{c^2}{n^2} - \Omega^2 R^2} \cong \frac{4\pi\Omega R^2}{\frac{c^2}{n^2}}$$

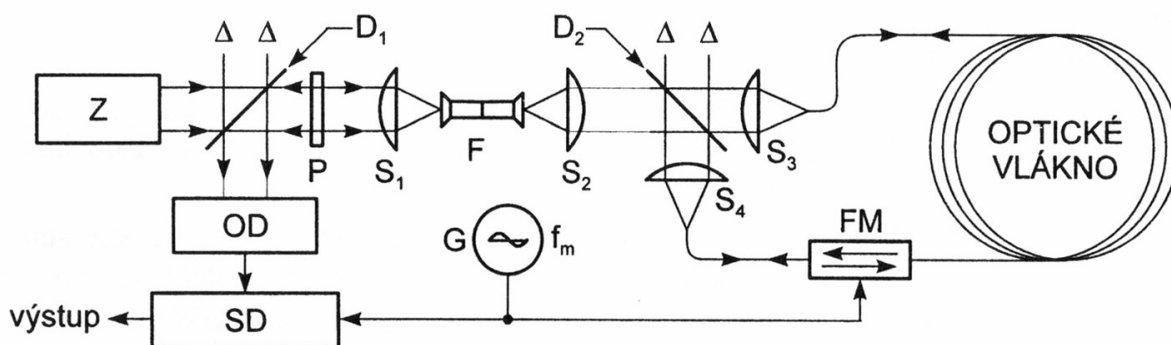
a hledaný rozdíl fáze $\Delta\varphi = 2\pi \frac{c}{n\lambda} \Delta t = 8\pi^2 R^2 \frac{n}{\lambda c} \Omega$

Pro přesný výpočet výsledných obvodových rychlostí je ovšem nutno použít Lorentzovy transformace. Obvodová rychlost ve směru Φ_{11} je pak dána vztahem

$$u_+ = \frac{\frac{c}{n} + v}{1 + \frac{c}{n} \frac{v}{c^2}}$$

ze kterého je patrné, že pro $n = 1$ tento princip nefunguje.

Měření fázového rozdílu se realizuje Sagnacovým interferometrem (obr. 2.34) s jednovidovými optickými vlákny. Pro méně náročné aplikace je možno laser nahradit laserovou diodou, která má nižší koherenci.



Obr. 2.34 Gyroskop s optickými vlákny

Paprsky ze zdroje Z procházejí děličem svazku D_1 , polarizátorem P, kolimační optikou S_1 , S_2 a optickým filtrem F, nutným zejména v případě nekoherentních zdrojů světla.

V druhém optickém děliči D_2 vznikají dva svazky, vedené optikou S_3 a S_4 do obou konců cívky optického vlákna, a šíří se v něm opačným směrem. Změny intenzity světla, odpovídající konstruktivní a destruktivní interferenci obou svazků, jsou snímány optoelektronickým senzorem -

detektorem OD. V přístroji bývá použita modulace intenzity interferenčních obrazců proměnnou fází. Fázový modulátor FM je optické vlákno, navinuté na válci z piezoelektrického materiálu, deformovaného periodicky piezostrikčními účinky napětí z generátoru G o kmitočtu f_m . Výhodou je možnost zpracování signálu z detektoru metodami synchronní demodulace (SD).

Citlivost může být zvýšena zvětšením délky optického vlákna, které pak tvoří cívku o délce až několik km.

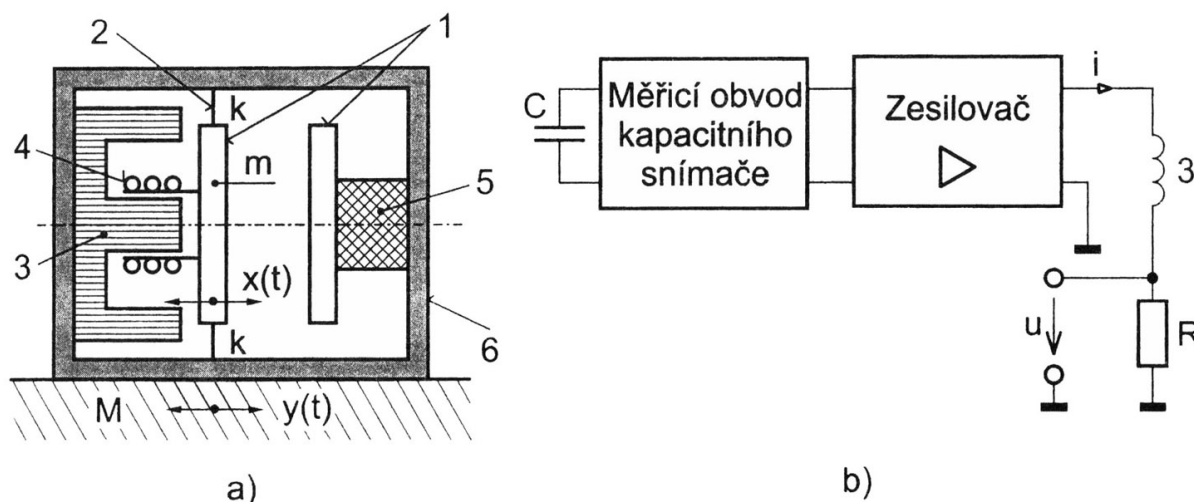
Popisovaná koncepce gyroskopu se vyznačuje odolností vůči otřesům a gravitačním účinkům, dodržení délky vlákna v cívce a její geometrie nejsou kritické, výrobní náklady relativně nízké. Citlivost a stabilita jsou vyhovující pro hromadné aplikace, např. navigaci vozidel, měření úhlových posuvů a pod.

Pro náročnější účely navigace letadel je určeno komplikovanější *zpětnovazební uspořádání*. Chyba měření klesne až na hodnoty řádově $0,001^\circ/\text{h}$.

2.8.3 Akcelerometry s elektromechanickou zpětnou vazbou (servoakcelerometry)

Základem těchto akcelerometrů, užívaných pro vyšší přesnosti, je udržování stálé polohy seismické hmotnosti silou odvozenou z odchylky od rovnovážné polohy. V systému na obr. 2.35 tvoří pružně upevněná elektroda kmitavý obvod a její výchylka způsobuje změnu kapacity vůči pevné elektrodě kapacitního senzoru. Výstup obvodu pro měření kapacity produkuje chybový signál a úměrný vzrůst proudu i řídicího převodník proud-síla (cívka v mezeře radiálního magnetu) vyvolá silové působení na membránu. V rovnovážném stavu je výchylka membrány blízká nule, a proto se neuplatní její hystereze a nestálost mechanických parametrů.

Hlavní předností zpětnovazebních akcelerometrů je velmi dobrá linearita (až 0,01 %), reprodukovatelnost měření ($5 \cdot 10^{-4}$ g při rozsahu 50 g) a rozlišovací schopnost až $1 \mu\text{g}$, kde g je tíhové zrychlení.



Obr. 2.35 Zpětnovazební kapacitní akcelerometr: a) uspořádání: 1 - elektrody, 2 - pružné členy, 3 - radiálně magnetovaný permanentní magnet, 4 - cívka, 5 - izolace, 6 - pouzdro ; b) měřicí obvod

Citlivost vůči pohybům kolmým k ose se snižuje vhodně tvarovanými pružnými členy, omezujícími pohyb elektrody m ve vertikálním směru. Servoakcelerometry se užívají pro měření zrychlení v letadlech, řízených střelách, avšak také při měření úhlu sklonu ve vrtech pro geologické účely. Výrobce je např. firma Kistler.

3. SENZORY MECHANICKÉHO NAPĚTÍ A SÍLY

3.1 SENZORY MECHANICKÉHO NAPĚTÍ (TENZOMETRY)

Přímé měření mechanického napětí není prakticky možné jinak, než využitím jeho závislosti na deformaci, jak v r. 1678 zjistil anglický vědec Robert Hook. Z celé řady tenzometrických principů uvedeme dále ty, které nacházejí obecnější použití.

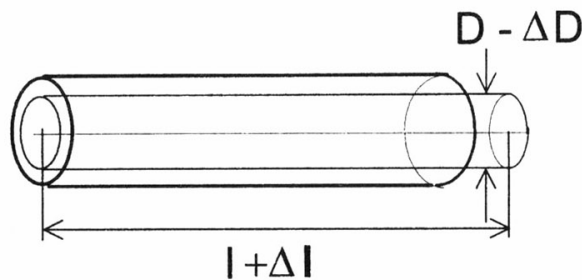
3.1.1 Rezonanční senzory (strunové tenzometry)

Základem je závislost vlastní frekvence struny na síle F napínající strunu o délce l a hmotnosti m ve směru její osy. Strunové tenzometry byly rozšířené při určování mechanického napětí velkých objektů, např. ve stavebnictví. Pro svou vysokou cenu jsou však na ústupu. Podobného principu se však využívá pro měření mechanického napětí v ocelových lanech (např. u jeřábů).

3.1.2 Odporové tenzometry

Změnu odporu vodiče při deformaci zjistil již Wheatstone v r. 1843 při pokusech s můstkovými obvody. Základní vlastnosti odporových tenzometrů lze ukázat na příkladu deformace drátu vlivem síly. Namáhání vodiče délky l s plochou průřezu S tahovou silou způsobuje nejen geometrické deformace, ale také mikrostrukturální změny materiálu, ovlivňující rezistivitu ρ .

Odpor vodiče o délce l a ploše průřezu S je dán známým vztahem $R = \frac{l}{S} \rho$



Obr. 3.1 K principu odporových tenzometrů

Výpočtem totálního diferenciálu dR a jeho úpravou pro konečné relativní změny odporu $\Delta R/R$ dostáváme

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (3.1)$$

Změna plochy průřezu ΔS je dle zákonů teorie pružnosti závislá na délkové deformaci, platí

$$\frac{\Delta S}{S} = -2\mu \frac{\Delta l}{l} + \left(\mu \frac{\Delta l}{l} \right)^2 + \dots \doteq -2\mu \frac{\Delta l}{l} \quad (3.2)$$

kde μ je konstanta, stanovená Poissonem (1781–1840) jako poměr relativní deformace ε_l , způsobené tahovou silou v ose, a odpovídající příčné deformace ε_r . První dva členy ve vztahu pro $\Delta R/R$ odpovídají *geometrickým* změnám vodiče, člen $\Delta \rho/\rho$ je důsledek *mikrostrukturálních* změn materiálu. Při použití odporových tenzometrů je nutné zaručit, aby nenastaly nereverzibilní mikrostrukturální změny, které by vedly k znehodnocení senzoru.

Na základě uvedených vztahů platí pro součinitel deformační citlivosti K (tenzometrickou konstantu)

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon} = 1 + 2\mu + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}} = 1 + 2\mu + \pi_e E \quad (3.3)$$

kde π_e je piezoresistentní číselník a E je Youngův modul pružnosti.

Obecně je závislost relativní změny odporu na relativní deformaci $\Delta l/l = \varepsilon$ vyjádřena polynomem

$$\frac{\Delta R}{R_{0,0}} = C_1 \varepsilon + C_2 \varepsilon^2 + C_3 \varepsilon^3 + \dots \quad (3.4)$$

kde $R_{0,0}$ je hodnota odporu senzoru při nulové deformaci a počáteční teplotě (zpravidla $\vartheta_0 = 25$ °C) a C_1, C_2, C_3, \dots jsou konstanty.

U *kovových* materiálů se může $K_{\varepsilon,0}$ měnit v oblasti malých deformací kolem $\varepsilon = 10^{-3}$ v závislosti na typu materiálu od 6,5 pro slitinu Pt Ir (5/95) až po -10 pro nikl. Pro tenzometrické odporové senzory jsou přirozeně vhodné materiály vykazující minimální mikrostrukturální změny. Pak člen $\pi_e E$ je blízký nule, $K_{\varepsilon,0} = K$ nezávisí na ε a je dána pouze Poissonovým poměrem μ , jehož hodnota se pohybuje pro materiály splňující mechanické požadavky pro konstrukci tenzometrů v rozmezí 0,2 až 0,5. Odporové tenzometrické senzory jsou tedy vyráběny z kovových slitin s hodnotou $K_{\varepsilon,0}$ blízkou 2 ($1 + 2 \cdot 0,5 = 2$) a vybírají se dále s ohledem na minimální teplotní součinitel odporu. Téměř ve všech případech jde o slitiny s parametry uvedenými v následující tabulce:

Název materiálu	přibližné složení [%]	průměrná hodnota K
konstantan	57 Cu, 43 Ni	2,05
karma	73 Ni, 20 Cr, resp. Fe + Al	2,1
nichrome V	80 Ni, 20 Cr	2,2
platina - wolfram	92 Pt, 8 W	4

Nelinearity kovových tenzometrů se mohou uplatnit až při značných deformacích, např. pro tenzometry ze slitin Cu-Ni až při $\varepsilon = 0,1$. V praxi se však nedoporučuje podrobovat kovové tenzometry větším deformacím než asi 0,3 %.

Teplotní závislost $K_{\varepsilon,0}$, vyjádřená teplotním součinitelem

$$\alpha_K = \frac{\frac{\Delta K}{K_{0,20}}}{\Delta \vartheta} \quad (3.5)$$

dosahuje u tenzometrů vhodných pro teploty až 800 °C (Nichrome V, Pt 8 W) hodnot přibližně $2 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ (srovnej $4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ pro měď).

Teplotní závislost odporu tenzometru je charakterizována teplotním součinitelem odporu

$$\alpha_R = \frac{\frac{\Delta R}{R_{0,0}}}{\Delta \vartheta}$$

který u nejčastěji užívaných konstantanových tenzometrů je řádově roven 10^{-5} K^{-1} . Přitom je zajímavé, že vhodnými příměsmi a tepelným zpracováním konstantanu lze dosáhnout kladných i záporných hodnot α_R .

Polovodičové odporové tenzometry se vyznačují především nelineární závislostí relativních změn odporu na měřené deformaci. Deformací vyvolaná změna odporu je způsobena především mikrostrukturálními změnami, tj. činitel $\pi_e E$ dosahuje značných hodnot. V praxi se pro deformace pod 0,1 % a přípustnou chybu 5 % zanedbává nelineární účinek C_2 .

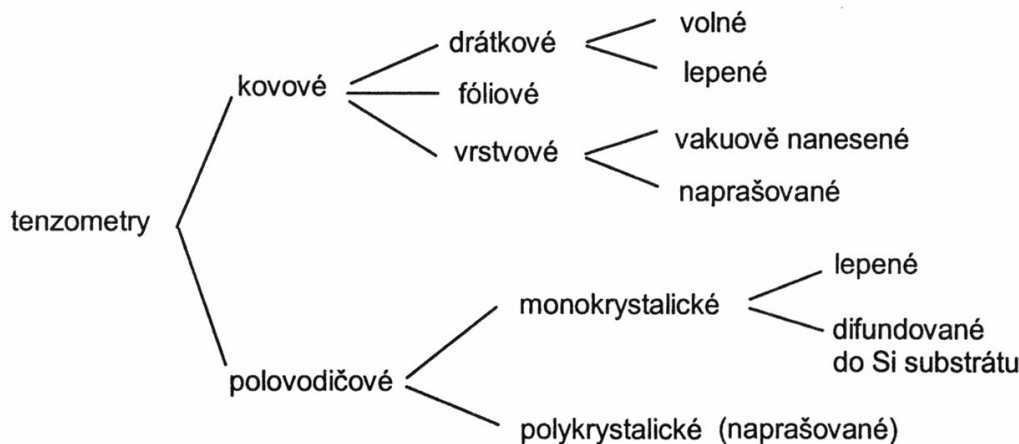
Přehled základních parametrů polovodičových a kovových materiálů pro tenzometry je uveden v následující tabulce:

Vlastnost	P typ Si, $\rho = 0,1 \Omega\text{cm}$	drátek Karma	poměr
součinitel K	125 (typicky)	2,0	62,5
$\alpha_R [\text{K}^{-1}]$	$12 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$	60
$\alpha_K [\text{K}^{-1}]$	$16 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	3,2
$\alpha_t [\text{K}^{-1}]$	600	40	15
dilatace $\alpha_D [\text{K}^{-1}]$	$4 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$	0,4

Teplotní součinitele α_R , α_K , α_t , α_D reprezentují závislost odporu, tenzometrické konstanty, termoelektrického napětí na styku vodič Cu-tenzometr na teplotě a teplotní dilataci materiálu.

Typy odporových tenzometrických senzorů

Tenzometrické odporové senzory jsou užívány buď při experimentální analýze mechanického napětí strojů a struktur, nebo jako součást senzorů síly, krouticího momentu, tlaku, rychlosti průtoku a parametrů mechanického kmitavého pohybu. Dle materiálu, konstrukčního tvaru a způsobu upevnění na měřený objekt lze odporové tenzometry rozdělit dle obr. 3.2.

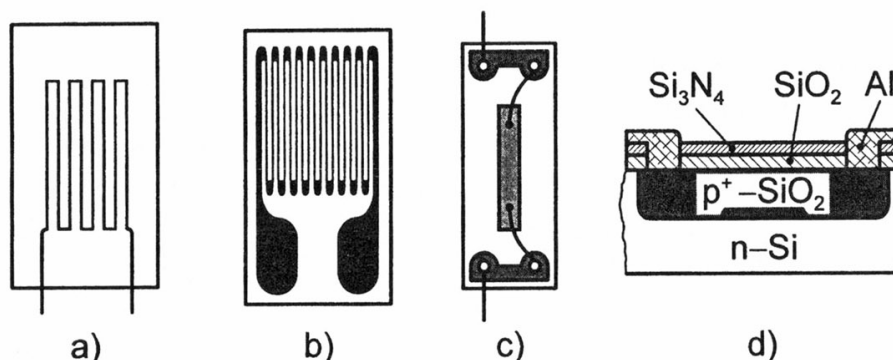


Obr. 3.2 Rozdělení odporových tenzometrů

Drátkové tenzometry jsou jen málo používány.

Nejužívanějšími kovovými tenzometry jsou v současné době lepené *fóliové* (obr. 3.3b). Jsou vyráběny v nejrůznějších tvarech a skupinách přizpůsobených aplikaci fotolitografickou technikou z kovových fólií o minimální tloušťce jen 5 μm , upevněných na nosných izolačních vrstvách (polyamid, sklem vyztužené fenolové filmy o tloušťce asi 20 μm). Po nalepení velmi dobře kopírují měřenou deformaci, lze je zatěžovat značnými proudovými hustotami (až 100 A/mm^2 při dobrém odvodu tepla). Maximální měřená deformace je 0,5 %, životnost 10^7 cyklů, deformace $\pm 0,15$ %, tenzometrické konstanty v rozmezí 2 až 4.

Naprašované kovové vrstevné tenzometry se užívají téměř výlučně pro konstrukci senzorů tlaku. Na pružném členu senzoru tlaku, nejčastěji membráně, se naprašováním ve vakuu vytvoří nejdříve dielektrická a pak kovová vrstva. Pak následuje nanesení fotocitlivé masky, expozice požadovaným obrazcem senzoru a odstranění neexponovaných částí kovové vrstvy. Jejich vlastnosti jsou obdobné jako u fóliových typů, dosahují však lepší časové a teplotní stálosti.



Obr. 3.3 Příklady typických tenzometrických senzorů

Z polovodičových tenzometrů jsou nejrozšířenější *monokrystalické, difuzní* technologií vytvořené na Si substrátu (obr. 3.3d), jenž současně tvoří pružný člen (membránu) senzoru tlaku. Pro hromadné aplikace (automobilový průmysl, domácí spotřebiče) se užívají levné tenzometry s polovodičovou *polykrystalickou vrstvou*.

Tenzometry kovové i polovodičové vykazují ve stavu bez deformace odpor typicky 120, 350 a 1000 Ω . Velké odpory umožňují potlačit vliv přívodů, avšak na úkor zvětšení rozměrů senzoru. Pak se neměří bodová, ale průměrná deformace a senzor selhává v případě dynamických deformací s vlnovou délkou srovnatelnou s jeho rozměry.

V řadě aplikací je důležitá *směrová citlivost* tenzometru, definovaná jako poměr citlivosti při deformaci ve směru hlavní osy (rovnoběžně s delšími úseky drátku, fólie nebo polovodičového vlákna) a kolmo na ní. Spojky s malým odporem nebo tlustší kresba příčných částí fóliového senzoru zmenšuje citlivost na deformace v příčném směru. Kombinací několika (zpravidla tří) tenzometrů s výraznou směrovou citlivostí vzniknou tzv. tenzometrické *rozety*, užívané při určování složek mechanického napětí.

Hlavním problémem tenzometrů je lepení na měřený povrch.

Rušivé vlivy teploty na odporové tenzometry

Kromě vlivů teploty na odpor senzoru, vzniku rušivých termoelektrických napětí a změny tenzometrické konstanty K vzniká systematická chyba rozdílností teplotního součinitele délkové roztažnosti objektu α_m a tělíska senzoru α_s .

Zdánlivá deformace vyvolaná teplotními vlivy je dána vztahem

$$\varepsilon_g = \left(\alpha_m - \alpha_s + \frac{\alpha_R}{K} \right) \Delta \vartheta \quad (3.6)$$

Ve vztahu je respektován také příspěvek vlivem teplotní závislosti odporu α_R .

U tzv. *samokompenzujících* tenzometrů lze volbou teplotních součinitelů α_m , α_s a α_R potlačit systematickou chybu ε_g , pokud tenzometry budou aplikovány pouze na objekty s daným koeficientem α_m .

Jinou možností vyloučení vlivů teploty je použití metody *kompenzačního senzoru* (obr. 1.7) – tento princip je však použitelný pouze pro konstrukci senzorů s mezipřevodem měřené veličiny na deformaci.

3.1.3 Měřicí obvody pro odporové tenzometry

Rozlišovací schopnost senzorů mechanického napětí odpovídá hodnotám deformace $1 \mu\text{strain}$ ($\varepsilon = 10^{-6}$). Při tenzometrických konstantách $K = 2$, napájecím napětí můstku řádově jednotky voltů a odporech tenzometrů kolem 100Ω je výstupní napětí můstkového měřicího obvodu na úrovni zlomků až jednotek mV. Měřené změny odporu jsou řádově mΩ, takže na měřicí obvod jsou kladeny mimořádné nároky (vyloučení vlivu odporu přívodů a přepínačů měřicích míst, zpracování nízkourovňových stejnosměrných signálů).

Dalším závažným zdrojem rušení jsou *termoelektrická napětí*, vznikající na styku materiál senzoru - přívod k měřicímu obvodu. Paradoxně však je možné připojit tenzometr termočláňkovými vodiči a získat tak možnost měřit teplotu v místě tenzometru. Informaci o měřené deformaci lze oddělit komutací zdroje proudu ve čtyřvodičovém měřicím obvodu. Výběr vhodného měřicího obvodu je závislý na počtu aktivních tenzometrů, nutné délce přívodů a dynamice měřeného jevu.

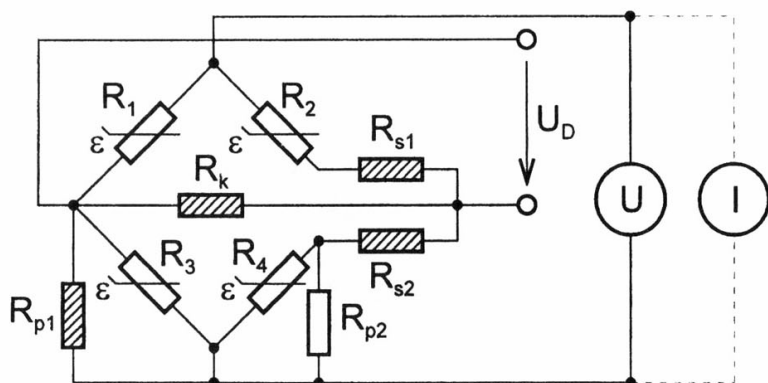
Téměř dokonalého potlačení vlivu přívodů může být dosaženo *čtyřvodičovým zapojením* (dva vodiče pro přívod měřicího proudu, dva pro připojení voltmetru s velkým vstupním odporem), užívaným také pro měření s odporovými senzory teploty. Nevýhodou je nutnost použití voltmetru s délkou stupnice alespoň 6 míst, složitý čtyřnásobný spínač přepínače měřicích míst a rušivý vliv termoelektrického napětí. Zapojení je přesto užíváno při experimentálním ověřování mechanického napětí v mnoha místech struktury a je doplněno automatickou kalibrací měřicího proudu měřením jeho úbytku na přesném odporu. Termoelektrické napětí se vylučuje výpočtem rozdílu údajů získaných při *komutaci polarity* napájecího zdroje.

Stejnoseměrné můstkové obvody patří mezi nejrozšířenější v standardních aplikacích, zejména v optimální situaci čtyř aktivních tenzometrů. Praktické zapojení plného můstku, doplněné pomocnými odpory $R_k, R_{s1}, R_{s2}, R_{p1}, R_{p2}$ je na obr. 3.4.

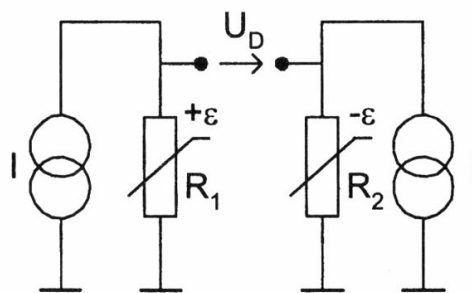
Pro indikátorové napětí naprázdno za předpokladu napět'ového napájení (zdroj U) platí

$$U_D = UK_U \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right) (1 - N) P \quad (3.7)$$

Zde se předpokládá, že můstek byl původně v rovnováze, tj. $\Delta R_i = 0, i = 1, 2, 3, 4$, $\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} = a$, člen K_U je tzv. můstková konstanta, člen P respektuje vliv odporů přívodů od můstkového zdroje a člen N nelinearitu.



Obr. 3.4 Plný tenzometrický můstek (šrafovane jsou označeny justážní rezistory)



Obr. 3.5 Měřicí obvod s proudovými zdroji (proudové zrcadlo)

Výhody *plného můstku* jsou následující:

1. Stejně odpory R_i tenzometrů, zapojených do můstku tak, aby protilehlé senzory byly podrobeny deformaci stejného a sousedící opačného znaménka, *anulují činitel nelinearity* N .
2. *Citlivost* je čtyřnásobná ve srovnání se čtvrtinovým můstkem, tj. platí

$$U_D = U \frac{1}{4} 4 \frac{\Delta R}{R} P = U K_{\varepsilon,0} \varepsilon P \quad (3.8)$$

3. *Chyba vlivem teploty* je nulová, pokud jsou všechny tenzometry identické a na stejné teplotě.

4. *Chyby vlivem odporu přívodů* k jednotlivým tenzometrům jsou *zanedbatelné*, je-li možné vytvořit plný můstek přímo na pružném členu (např. membráně senzoru tlaku), tj. s minimální délkou spojů mezi rameny mostu.

Při výrobě senzorů se nejdříve můstek vyváží stálým paralelním odporem R_{p1} nebo R_{p2} (obr. 3.4) dle znaménka odchylky, nebo sériovými justážními odpory ve formě odškrabávací nebo laserem odpalovací fólie. Případné rozdíly účinků teplotní dilatace na jednotlivé tenzometry se mohou vyrovnat několika závity měděného drátu v pozici R_{s1} nebo R_{s2} , případně opět fóliovými prvky. Rezistor R_k slouží k nastavení jmenovité hodnoty napětí pro plný rozsah.

5. Vliv odporů přívodů od zdroje k plnému můstku lze vyloučit napájením z proudového zdroje I . Současně se potlačí nelinearita, jak je vidět ze vztahu pro U_D naprázdno:

$$U_D = I K_1 \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right); \quad K_1 = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (3.9)$$

Jelikož se obvykle používají indikátory s velkým vstupním odporem, neuplatní se ani odpory přívodu k indikátoru.

Výhody proudového napájení vedly ke konstrukci měřicích obvodů se *dvěma* identickými *generátory proudu* (obr. 3.5), realizovanými spolu s rozdílovým zesilovačem a dvou vodičovým převodníkem jako monolitický integrovaný obvod (např. XTR101). Zapojení lze použít pro poloviční nebo čtvrtinový můstek.

Střídavé můstky

Nestálost nuly stejnosměrných zesilovačů a termoelektrická napětí omezují možnosti stejnosměrných můstků. Oba problémy lze odstranit střídavým napájením, avšak za cenu komplikací vyvolaných účinky parazitních impedancí vedení i vlastních tenzometrů (např. kapacita fóliového tenzometru vůči kovovému objektu). Při praktických realizacích plného můstku převládá účinek kapacit přívodů, u neúplných můstků může být situace podstatně složitější, jelikož parazitní impedance přívodů působí paralelně s tenzometrem.

Minimalizaci vlivu impedancí lze dosáhnout využitím necitlivosti synchronních demodulátorů na kvadrurní složku signálu (pro malé odchylky od rovnováhy je imaginární složka fázoru $U_D(j\omega)$ úměrná právě účinku parazitních kapacit).

Pro přesná měření se používá plný můstek v tzv. *šestivodičovém zapojení*, které dovoluje vyloučit vliv impedance kabelů.

Střídavé můstky nejsou vhodné pro měření rychle proměnných mechanických napětí $x(t)$. Výstupní napětí můstku má tvar amplitudové modulace s nosnou frekvencí určenou napájecím napětím můstku a obálkou odpovídající měřenému průběhu $x(t)$. Jak známo, získání $x(t)$ amplitudovou demodulací (realizuje se obvodově nebo výpočtem na základě Hilbertovy transformace) vyžaduje, aby kmitočet nosné byl podstatně vyšší než nejvyšší významný kmitočet ve spektru $x(t)$. Avšak při zvýšeném kmitočtu napájecího napětí můstku se výrazněji uplatňují parazitní impedance. Kmitočet napájecího napětí se volí řádově několik kHz a tak, aby nebyl harmonickou rušivých napětí (např. síťového kmitočtu 50 Hz). Pro náročná dynamická měření se používají stejnosměrné můstky, nebo v případě jednotlivých senzorů proudové napájení a měření střídavé složky spádu napětí na senzoru.

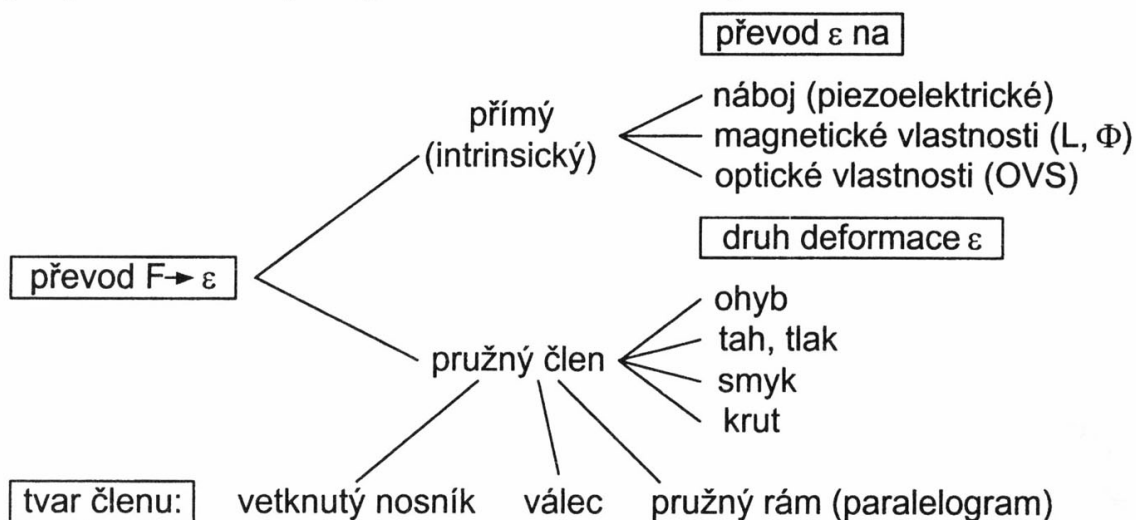
Impulsní napájení můstku je užíváno v situacích, kdy z důvodu tepelného přetížení nelze použít větší napájecí napětí a přitom je nutné zachovat dostatečnou úroveň výstupního napětí můstku. Střední rozptýlený výkon se udrží v mezích napájením můstku úzkými impulsy se značnou amplitudou. Při impulsním napájení lze měřit s více můstky v režimu *časového multiplexu*.

3.2 SENZORY SÍLY A HMOTNOSTI

3.2.1 Úvod

Časově proměnné síly $F(t)$ vyvolávají zrychlení a hmotnosti m dle Newtonova zákona, tj. $F(t) = m \cdot a$. Zvláštním případem je vážení, kdy určujeme hmotnost m objektu, na který působí tíhové zrychlení g , ze síly $G = m \cdot g$. Pro senzory statických sil včetně vážení se v naprosté většině případů užívá jejich obecných deformačních účinků na objekt vhodného tvaru a složení. Jelikož i senzory dynamických sil používají v některém místě převod měřené veličiny na deformaci, lze říci, že principem převážné většiny senzorů síly a tíhy je převod síla - deformace - fyzikální účinky deformace.

Senzory síly lze z hlediska principu klasifikovat dle následujícího schématu:



Obr. 3.6 Principy senzorů síly a hmotnosti

3.2.2 Pružné (deformační) členy

Deformační členy jsou klíčovým elementem senzorů síly a převádějí deformace vyvolané silou na hodnoty snadno měřitelné senzory mechanického napětí - téměř výhradně odporovými tenzometry. Jelikož jde o první elementy ("čidla") převodního řetězce síla - elektrická měřená veličina, chyby zde vznikající nelze vůbec nebo jen značně obtížně korigovat.

Materiály pro pružné členy musí mít minimální teplotní roztažnost a teplotní koeficient Youngova modulu pružnosti, dobrou teplotní vodivost, malou hysterezi, jemnozrnnou homogenní strukturu, malé účinky tečení (relaxační jevy) a odolnost vůči korozi. Typickým materiálem pro pružné členy je pružinová antikorozi ocel X5CrNiCuNb 1744.

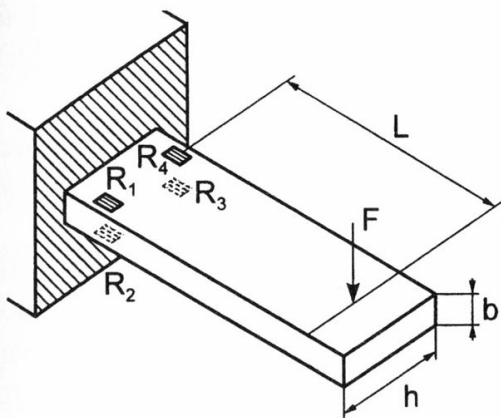
Geometrie pružných členů je podřízena těmto zásadám:

- směrovost*, tj. co největší poměr poddajnosti ve směru měřené síly k poddajnosti ve směru rušivých sil, příp. momentů,
- převod měřené síly na deformace opačných znamének tak, aby bylo možné použít *čtyř aktivních tenzometrů*,
- transformace měřené deformace na hodnoty v *rozsahu linearity* použitých tenzometrů a *ochrana proti přetížení*; nejvyšší hodnota deformace nemá přesahovat 10 až 30 % meze pružnosti použitého materiálu.

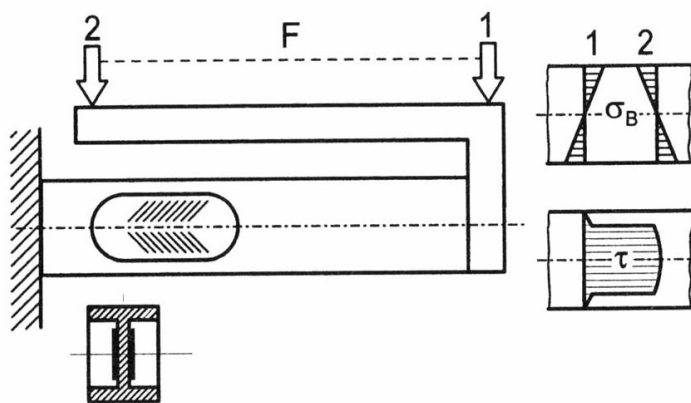
Pružné členy typu *vetknutý nosník* se používají pro nejmenší síly, zpravidla do desítek kN. Deformace ε , způsobená silou F ve vzdálenosti L od středu nalepeného tenzometru (obr. 3.7) je určena ohybovým momentem M_o a průřezovým modulem v ohybu W_o , a roste lineárně od místa působení síly k místu vetknutí nosníku, jak určují vztahy

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{M_o}{W_o E} = \frac{F \cdot L}{W_o E}; \quad W_o = \frac{h \cdot b^2}{6} \quad (3.10)$$

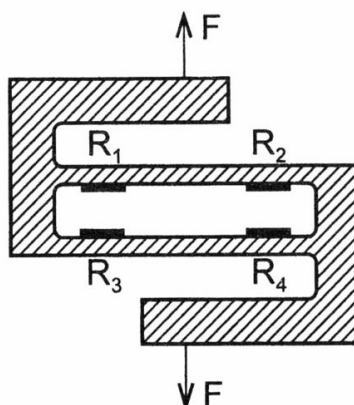
Čtveřice aktivních tenzometrů se na rozdíl od teorie umísťuje ve vzdálenosti asi $1/7 L$ od místa vetknutí, aby se vyloučily parazitní deformace vyvolané na spoji nosník - základna. Místo působení síly musí být fixováno a přesnost měření je i pak ovlivněna posouváním efektivní vzdálenosti L při průhybu nosníku. Tak např. vychýlení nosníku z hodnoty 1° při poloviční zátěži na 2° při plné zátěži způsobí chybu nelinearitou asi 0,023 %.



Obr. 3.7 Ohybový pružný člen



Obr. 3.8 Pružný člen s namáháním ve smyku



Obr. 3.9 Pružný člen typu S

Pružný člen na obr. 3.8 využívá smykové namáhání τ poblíž neutrální osy, na které je ohybové napětí σ nulové.

Na obr. 3.9 je znázorněn v praxi značně rozšířený *pružný člen typu S*. Umístěním (fóliových) tenzometrů *uvnitř* otvorů vzniká prostor hermeticky chráněný před vlivy okolí jednoduchým plochým víkem. Tlaková nebo tahová síla se aplikuje uprostřed vnějších ramen písmene S a rozměry senzoru s rozsahem do 50 kN nepřekročí 100 mm.

Pro měření velkých sil (až do 50 MN) s přesností řádově 0,1 % a rozlišovací schopností asi 0,02 % jsou vhodné uzavřené pružné členy (komory), naplněné olejem (*hydraulický princip*). Výstupní veličinou je tlak oleje, hydraulickým sčítacím členem lze vyhodnotit součet sil působících v několika místech objektu.

Pneumatická obdoba tohoto principu, užívaná pro menší síly a velké přesnosti, je zpravidla koncipována jako *zpětnovazební převodník*. Pružný člen se udržuje v téměř nedeformovaném stavu

opačně působícím tlakem vhodného média. Sensory tohoto typu se uplatňují v průmyslových pneumatických vážících systémech.

3.2.3 Pružné členy pro senzory hmotnosti (vážení)

Sensory pro váhy jsou optimalizovány z hlediska možnosti hromadné výroby s minimálními výrobními náklady a vyhovující přesností. Typickým příkladem je ohybový pružný člen ve tvaru "přeloženého" nosníku (obr. 3.10). Užívá se proto, že při zatížení vznikají deformace opačného znaménka na stejné (vrchní) straně nosníku, takže je snadno možné výrobním automatem nalepit plný můstek foliových tenzometrů, včetně ve tvaru fólie vytvořených odporů pro teplotní kompenzaci a vyvažování (nastavují se odškrabáváním nebo laserovým odpalováním k tomuto účelu dodávaných fóliových odporů). Dále je výhodné, že geometrická nelinearita je nulová při přesně vycentrované zátěži a že je možné posouváním místa působení zátěže měnit hodnotu a znaménko nelinearity. Takto lze do jisté míry kompenzovat i nelinearity dalších členů měřicího řetězce. Použité fóliové tenzometry lze navrhnout jako *samokompenzující*, pokud jde o teplotní dilataci i tečení materiálu.

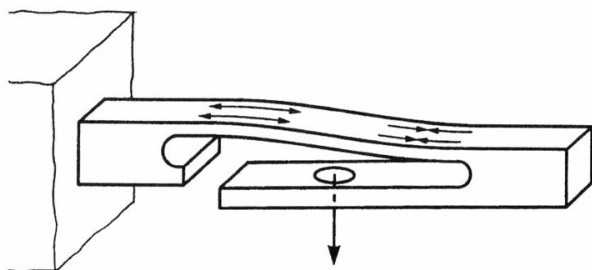
Vážení s velkou přesností vyžaduje sensorový systém s *elektromechanickou zpětnou vazbou*. Přesnost zde záleží na provedení akčního členu, tj. převodníku elektrické veličiny na sílu, vyvažující měřenou hmotnost.

Velké přesnosti lze dosáhnout akčním členem s cívkou o délce vodiče l , zasouvanou do radiálního pole B magnetu. Kompenzační síla je pak rovna $F_k = B.I.l$, kde I je proud cívkou, sloužící po dosažení rovnováhy současně jako měřenosná veličina. Jinou možností je vtahování permanentního magnetu do cívky napájené zpětovazebním proudem. Elektromechanická (silová) zpětná vazba, téměř vždy užívaná pro vážení malých hmotností, je také obvyklým prostředkem pro zvýšení přesnosti měření malých sil.

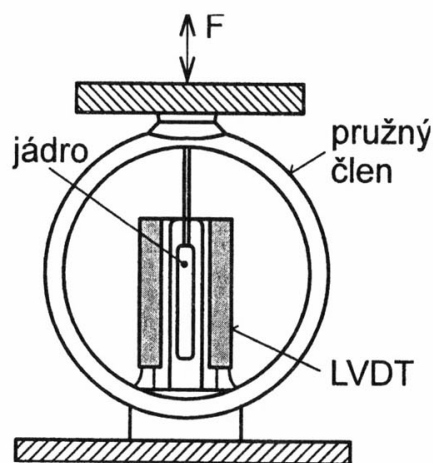
Vážení a hmotnostní bilance velkých zásobníků vychází z aplikace senzorů síly, umístěných v soustavě podpěr objektu.

3.2.4 Sensory síly s převodem deformace na polohu

Tyto senzory používají rovněž pružných členů, avšak navržených tak, aby síla vyvolala co největší *změnu polohy* některého význačného bodu pružného členu (měří celkovou deformaci). Poloha je pak snímána nejčastěji indukčnými a kapacitními senzory. V typické konfiguraci je průhyb konce nosníku měřen diferenčním transformátorovým senzorem polohy (LVDT). Jako pružný člen se užívá např. vetknutý nosník, jehož volný konec ovládá jádro senzoru polohy, nebo pružný rám - *prstenec* s jádrem a pouzdrem senzoru upevněným na protilehlých bodech průměru prstence (obr. 3.11).



Obr. 3.10 Přeložený nosník



Obr. 3.11 Prstencový pružný člen se senzorem LVDT (tzv. "Testring")

Senzory síly s přímým (intrinsickým) převodem deformace

Tyto senzory jsou založeny na převodu velmi malé deformace na jiné fyzikální veličiny.

Nejužívanější jsou tyto principy převodu:

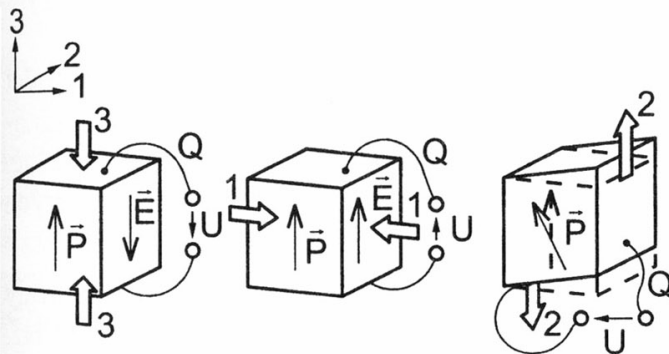
- piezoelektrický
- magnetoelastický
- rezonanční
- fotoelastické principy

3.2.5 Piezoelektrické senzory

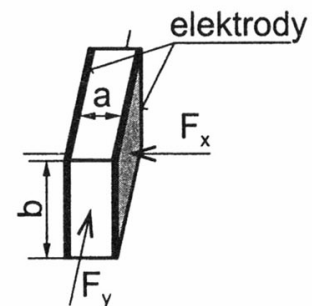
Fyzikální podstatou těchto senzorů je *piezoelektrický jev* spočívající v *polarizaci* některých monokrystalických nebo i polykrystalických dielektrik, jsou-li podrobeny mechanickému napětí (*přímý piezoelektrický jev*), nebo v *deformaci* krystalů při působení vnějšího elektrického pole (*nepřímý piezoelektrický jev*).

Nepřímý piezoelektrický jev se označuje také jako *piezostrikce* a je využíván v široké míře v ultrazvukových generátorech nebo v měřicí a regulační technice jako akční člen pro mikroposuvy.

V senzorech na piezoelektrickém principu působí mechanické napětí buď kolmo na elektrody pro sběr náboje (*podélný jev*), nebo rovnoběžně s jejich rovinou (*příčný jev*) (obr. 3.12). Třetí často využívanou možností je smyková deformace. Výhodou smykové deformace je větší citlivost a menší rušivé účinky teplotních dilatací konstrukčních dílů senzoru. Zdánlivé náboje, vznikající teplotní dilatací, působí převážně na plochách kolmých k rovině elektrod a jen minimálně přispívají k užitečnému náboji od smykové deformace.



Obr. 3.12 Podélný, příčný a stříhový piezoelektrický jev (P je polarizace)



Obr. 3.13 Výbrus SiO₂ jako piezoelektrický element

Pro *podélný jev* (síla F_x působí na výbrus SiO₂ ve směru tzv. *elektrické osy* -obr. 3.13) je náboj na elektrodách určen vztahem $Q = d_{11}F_x$, kde d_{11} je konstanta. V tomto případě je náboj nezávislý na rozměrech.

Typické materiály pro piezoelektrické senzory patří do některé z následujících skupin:

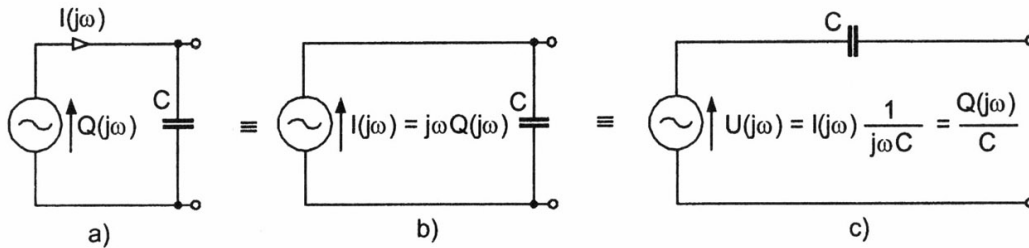
- *monokrystaly*, jako např. SiO₂, triglycinsulfát TGS, titaničitan lithia LiTiO₃,
- *polykrystalické keramické materiály* jako např. titaničitan barnatý BaTiO₃, titaničitan olovnatý PbTiO₃, tuhé roztoky typu zirkonát olova PbZrO₃ a niobáty,
- *organické polymery*, jako např. polyvinylidendifluorid - PVDF.

Zvláštní skupinu tvoří *feroelektrické materiály*, vyznačující se nelineární závislostí polarizace na elektrickém poli ve tvaru hysterezní smyčky. Obdobně jako feromagnetické materiály zůstávají

feroelektrika polarizována i bez vnějšího elektrického pole. Mohou být využity jako zdroje stálého elektrického pole, např. v senzorech malých tlakových změn (elektretové mikrofony).

Elektrický náhradní obvod piezoelektrického senzoru reprezentuje vznik náboje deformací zdrojem náboje $Q = d.F$ a paralelně zapojeným kapacitorem, který odpovídá kapacitě mezi elektrodami pro sběr náboje. Na obr. 3.14 znázorněné odvození vychází z Nortonova teoremu, předpokládá harmonicky proměnnou sílu s kmitočtem ω . Pro náhradní napěťový zdroj platí:

$$U(j\omega) = I(j\omega) \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega Q(j\omega)}{j\omega C} = \frac{Q(j\omega)}{C} \quad (3.11)$$



Obr. 3.14 Náhradní obvody piezoelektrického elementu: a) se zdrojem náboje, b) se zdrojem proudu, c) se zdrojem napětí

3.2.6 Měřicí obvody pro piezoelektrické senzory

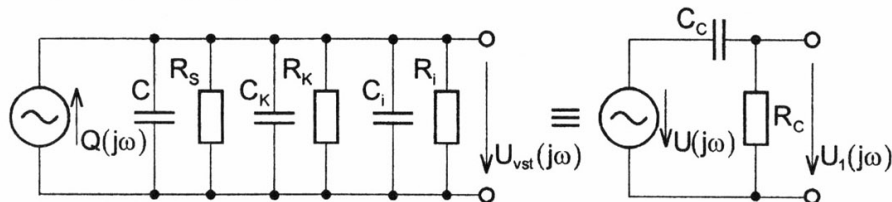
Idealizovaná náhrada senzoru dle obr. 3.14 nerespektuje skutečnou situaci, v níž je nutné uvažovat svodový odpor senzoru R_S , kabelu R_K , vstupní odpor měřicího obvodu R_i ; stejně jako paralelně připojené kapacity kabelu C_K a vstupu C_i . Výsledný náhradní obvod na obr. 3.15 vede po převodu nábojového zdroje na napěťový na derivační článek s přenosem

$$K(j\omega) = \frac{U_1(j\omega)}{U(j\omega)} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \quad ; \quad U(j\omega) = \frac{Q(j\omega)}{C_C} \quad ; \quad \tau = R_C C_C \quad (3.12)$$

Z náhradního obvodu i vztahů pro přenos derivačního článku je zřejmé, že minimální kmitočt signálu musí být podstatně vyšší než kmitočt lomu $\omega_D = 1/\tau = 1/(R_C C_C)$. Pro zpracování signálů s nízkými kmitočty mohou být nároky na hodnotu paralelního odporu extrémní a nesplnitelné. Tak např. je-li $f_{\min} = 0,5$ Hz a $C_c = 1000$ pF, pak pro ještě přípustné potlačení složek o nízkých kmitočtech se vyžaduje, aby $R_C \gg 3 \cdot 10^8 \Omega$.

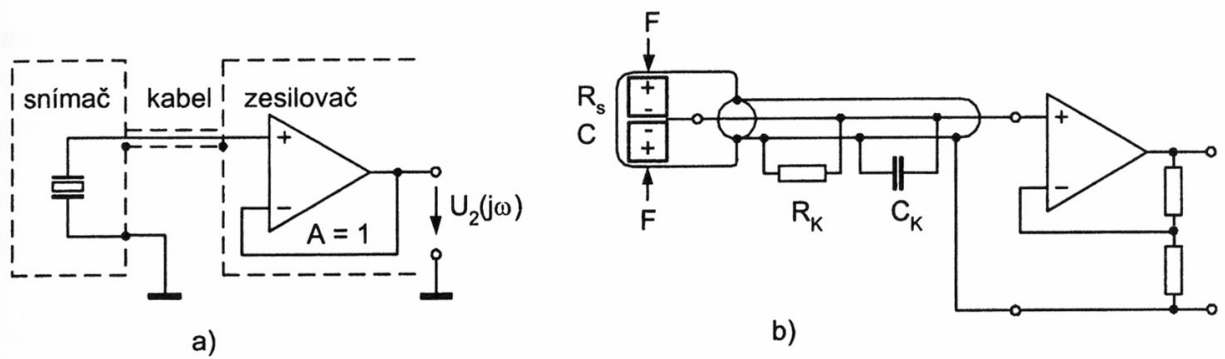
Proto piezoelektrické senzory nelze použít pro sledování *statických veličin*, ačkoli obvody s extrémně vysokým vstupním odporem a kvalitní izolací mohou pracovat i s kmitočty setiny Hz. Pro zesilování výstupních signálů obsahujících i nízké kmitočty jsou vhodné *tranzistory řízené polem* (FET nebo MISFET). Zesilovače mohou být řešeny jako:

- napěťové s velkým vstupním odporem (tzv. elektrometrické),
- nábojové (integrující).



Obr. 3.15 Náhradní obvod spojení piezoelektrického senzoru s napěťovým zesilovačem

Příklad elektrometrického zesilovače s plnou zápornou zpětnou vazbou a přenosem $A = 1$ (napěťový sledovač) je na obr. 3.16a). Napěťový sledovač slouží pouze jako impedanční konvertor, zesílení $A > 1$ se dosáhne odvozením záporné zpětné vazby z děliče na výstupu (obr. 3.16b).



Obr. 3.16 a) Impedanční konvertor,
b) neinvertující elektrometrický zesilovač pro piezoelektrické „dvojče“

Pro výstupní napětí elektrometrických zesilovačů s přenosem $A(j\omega)$ platí

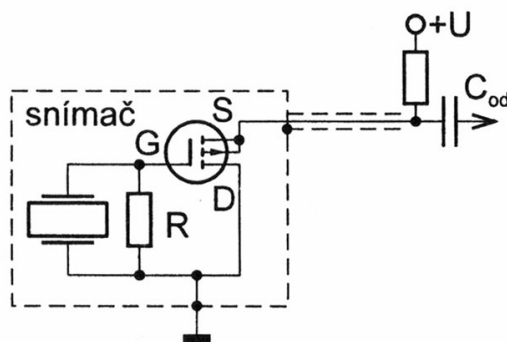
$$U_2(j\omega) = A(j\omega) \cdot K(j\omega) \cdot U_1(j\omega) = A(j\omega) \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \frac{Q(j\omega)}{C_C} \quad (3.13)$$

Nevýhodou elektrometrických zesilovačů je závislost výstupního napětí na kapacitě C_C , která se může měnit např. délkou nebo i pohybem kabelu. Proto bývá první stupeň zesilovače zabudován v pouzdru senzoru (obr. 3.17), je však vystaven teplotním vlivům okolí a pro senzory z SiO_2 , které mohou pracovat i na vysokých teplotách, takovéto řešení nevyhoví. Rezistor R v tomto zapojení zabraňuje, aby se vstupním klidovým proudem MISFETu nenabíjela kapacita senzoru a nevzniklo tak napětí posouvající jeho pracovní bod.

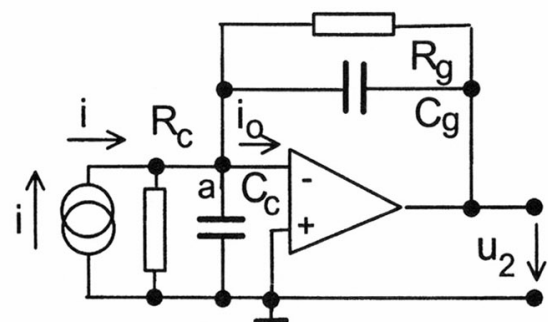
Elektrometrické zesilovače neumožňují využít zvýšené nábojové citlivosti nových piezoelektrických materiálů. Použijeme-li např. z hlediska konstrukce senzoru výhodného uspořádání dvou výbrusů mechanicky v sérii a elektricky paralelně (obr. 3.16b), je $U_2 = 2Q/(2C_C) = Q/C_C$, tj. nevzroste. Proto jsou elektrometrické zesilovače používány pro svoji jednoduchost nejčastěji jako napěťové sledovače v situacích, kdy jsou k dispozici značné napěťové úrovně výstupních signálů sensorů.

Nábojové zesilovače

K převodu náboje generovaného piezoelektrickými senzory na napětí je dle definice vhodné použít časovou integraci výstupního proudu senzoru na kapacitě tak, jak je tomu u nábojových zesilovačů. Hlavní částí je integrátor, realizovaný operačním zesilovačem s kapacitorem C_g ve zpětné vazbě. V zapojení podle obr. 3.18 je paralelně k C_g připojen rezistor R_g zabraňující saturaci.



Obr. 3.17 Impedanční konvertor v pouzdrě senzoru



Obr. 3.18 Nábojový zesilovač

Za předpokladu zanedbatelného vstupního proudu operačního zesilovače $i_0 = 0$ platí pro uzel a

$$i + \frac{u_2}{R_g} + C_g \frac{du_2}{dt} = 0$$

V rovnici se nevyskytují parametry R_C a C_C , jelikož jsou na nulovém vstupním napětí ideálního zesilovače. Kapacity senzoru, kabelu a vstupu zesilovače ani svodové odpory senzoru a kabelu se v ideálním případě neuplatní.

Je-li $R_g \rightarrow \infty$, pak z předchozí rovnice plyne

$$u_2 = -\frac{1}{C_g} \int i \cdot dt; \quad i = \frac{dQ}{dt}; \quad u_2 = -\frac{Q}{C_g} \quad (3.14)$$

Výstupní napětí tedy kopíruje průběh veličiny generující náboj s převodní konstantou $1/C_g$. Dále je vidět, že použití senzorů se zvýšenou nábojovou citlivostí se plně projeví.

Pozn.: V reálné situaci konečného zesílení A , konečného R_g a $i_0 \neq 0$ je dle Millerova teorému možné přepočítat impedanci $Z_g(j\omega) = C_g \parallel R_g$ na vstup vydělením převodní konstantou $1-A$, tj. pro $A < 0$ platí

$$Z_{ge}(j\omega) = \frac{Z_g(j\omega)}{1-A} = \frac{Z_g(j\omega)}{1+|A|} \quad (3.15)$$

Pak je možné vypočítat, jak se uplatní účinky kolísání jednotlivých složek R_C , C_C ve srovnání s malou paralelní impedancí $Z_{ge}(j\omega)$. Tak např. kolísání kapacity kabelu C_k může být zanedbatelné vůči transformované velké kapacitě $C_{ge} = (A+1)C_g$.

Řešením diferenciální rovnice bez zanedbání R_g získáme typický exponenciální průběh odezvy výstupního napětí $u_2(t)$ na skok síly z 0 na F_0 :

$$u_2(t) = -\frac{Q_0}{C_g} e^{-\frac{t}{R_g C_g}} \quad (3.16)$$

Dynamické vlastnosti nábojového zesilovače jsou tedy určeny jen časovou konstantou $\tau_g = R_g C_g$ obvodu ve zpětné vazbě (pokud je OZ ideální).

Rozdílový nábojový zesilovač

Uzemnění pouzdra senzoru a vstupu zesilovače na různých místech může vyvolat rušení *průtokem zemnicích proudů* společným úsekem vodiče. Dráhu zemnicích proudů lze přerušit tak, že žádná z elektrod senzoru není uzemněna (symetrický, nebo také "plovoucí" senzor). Aby bylo možné i pak využít výhod nábojových zesilovačů, je nutné zapojení nábojového zesilovače upravit tak, aby záporná zpětná vazba nastala pro oba zpětnovazební kapacitory. Fáze výstupního napětí je otočena o 180° invertorem, takže zpětná vazba přes C' je rovněž záporná (obr. 3.19).

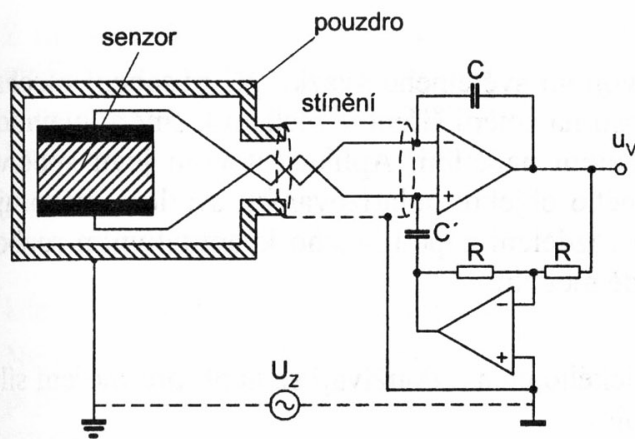
Připojení senzoru zkroucenou dvoulinkou zmenšuje rušivé napětí, indukované magnetickým polem do vstupní smyčky.

U koaxiálních kabelů vzniká rušení třením vnitřního vodiče o izolaci vyplňující prostor kabelu. Tyto tzv. *triboelektrické jevy* se uplatňují zejména při vibracích kabelu. Obecně jsou nábojové zesilovače citlivější k rušivým signálům vznikajícím v kabelu.

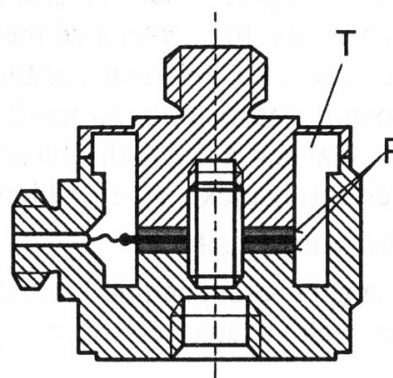
Piezoelektrické senzory síly

Konstrukce senzoru (vrchní část T ve tvaru membrány - obr. 3.20) musí vyloučit vznik ohybových momentů, které by mohly porušit křehký krystal. Používá se piezoelektrické dvojče P mechanicky předepnuté tak, aby nastala vždy pouze deformace typu tlak.

Typická oblast aplikací piezoelektrických senzorů sil je měření rychle proměnných sil, jelikož jejich vlastní frekvence může být až 300 000 Hz. Například při vibračních testech měří piezoelektrický senzor sílu F_s aplikovanou z generátoru vibrací (např. vibrační stůl) na zkoumaný objekt.



Obr. 3.19 Rozdílový nábojový zesilovač



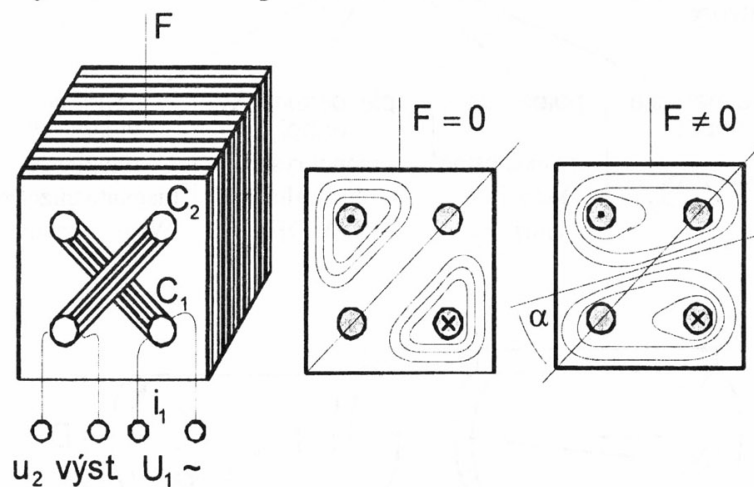
Obr. 3.20 Piezoelektrický senzor síly

3.2.7 Magnetoanizotropní senzory síly

V otvorech feromagnetického obvodu (plechy nebo i plný materiál) z izotropního materiálu je vloženo primární a sekundární vinutí (c_1 , c_2 , obr. 3.21). Ve stavu bez deformace magnetický tok primáru nezasahuje do sekundární cívky a tedy $u_{2\text{výst}} = 0$. Působením síly se vytvoří směr zvýšené výsledné permeability (tzv. snadný směr magnetování) pod úhlem α od hlavní úhlopříčky. Magnetický tok Φ sledující tento směr vytvoří složkou kolmou k ploše c_2 napětí přibližně

$$U(j\omega) = U_1(j\omega) \frac{n_2}{n_1} \sin \alpha \approx U_1(j\omega) \frac{n_2}{n_1} \alpha = K_p \sigma \quad (3.17)$$

V tomto vztahu se předpokládá buzení c_1 s n_1 závitů harmonickým napětím $U_1(j\omega)$ a velmi malý úhel α ; tj. $\sin \alpha \approx \alpha$. Vychází se také z platnosti Hookova zákona ve tvaru $\alpha = K_\sigma \cdot \sigma$.



Obr. 3.21 Magnetoanizotropní senzor síly (ABB)

Magnetoelastické senzory vynikají svou robustností a poměrně jednoduchou konstrukcí. Tepelné vlivy a zejména magneto-mechanická hystereze omezují jejich přesnost na hodnoty přibližně 1 %, kompenzace chyb na asi 0,2 % je obtížná.

3.2.8 Optické a rezonanční senzory síly

Senzory síly s optickými vlákny

Mechanická deformace optického vlákna má za následek změnu podmínek šíření světelného svazku, jelikož se mění geometrie jádro - plášť a také index lomu (účinek mechanického napětí).

K měření síly se používají i optická vlákna s Braggovou mřížkou. Tyto senzory se mohou zabudovat do betonových konstrukcí pro trvalé sledování jejich vnitřního mechanického stavu.

Senzory síly na fotoelastickém principu

U některých transparentních materiálů vzniká dvojlom světelného svazku při působení mechanického napětí. Rychlost světla se mění v závislosti na směru šíření vzhledem k směru hlavních napětí a současně na velikosti rozdílu mezi hlavními napětími. Aplikace tohoto jevu spočívá v prosvětlování transparentního modelu zkoumaného objektu polarizovaným světlem. Pozoruje se obrazec tmavých a světlých oblastí, ukazující rozdělení napětí, a jeho kvantitativním rozbořením lze určit mechanické napětí v libovolném bodě modelu.

Rezonanční senzory síly

Využívají změny rezonanční kmitočtu mechanického členu. Používají se např. pro měření síly působící na ocelová lana (jeřáby, mosty, těžní stroje).

3.3 SENZORY KROUTICÍHO MOMENTU

3.3.1 Základní pojmy

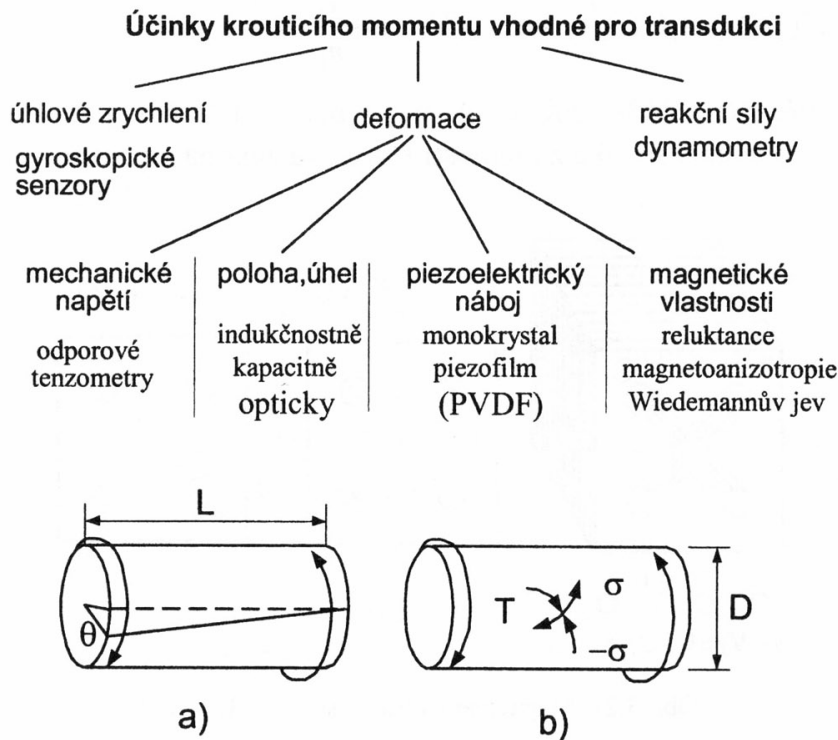
Krouticí moment (moment síly) je definován vztahem

$$M = F r \quad [\text{N.m}; \text{N}, \text{m}] \quad (3.18)$$

Výkon P přenášený hřídelí je dán vztahem

$$P = M \omega \quad [\text{N.m.s}^{-1} (\text{W}); \text{N.m}, \text{s}^{-1}] \quad (3.19)$$

Zde ω je úhlová rychlost, $\omega = \pi.n/30$, n je počet otáček za minutu.



Obr. 3.22 Mechanická napětí při torzním namáhání

Na trhu naprosto převládají senzory, založené na deformačních účincích krouticího momentu.

3.3.2 Senzory s odporovými tenzometry

Tenzometry určují buď přímo deformaci hřídele mezi motorem a zátěží, nebo je deformaci podroben vložený torzní pružný člen speciálně tvarovaný pro tyto účely.

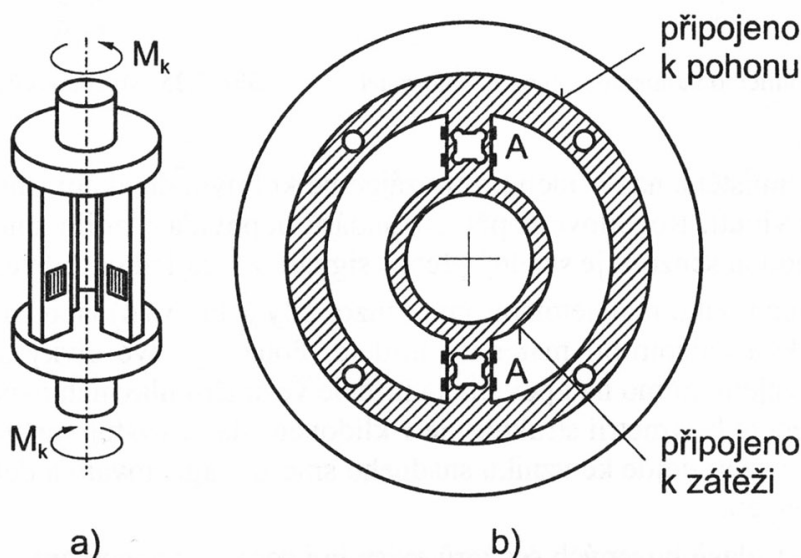
Z rozboru mechanických napětí v jednoduchém případě hřídele nebo pružného členu ve tvaru plného nebo i dutého válce vyplývá, že hlavní napětí jsou orientovaná pod úhly 45° k ose. Jde o napětí typu tah - tlak s nulovou smykovou složkou a s maximální hodnotou na povrchu válce. Deformace ve směru hlavních napětí je dána rovnicí

$$\varepsilon = \frac{r}{2GJ} M \quad (3.20)$$

kde G je modul pružnosti ve smyku, a J je moment setrvačnosti.

Největší citlivosti a kompenzace vlivu teplotní dilatace a ohybových deformací se dosáhne nalepením čtyř aktivních tenzometrů pod úhlem 45° , přičemž dva z nich jsou umístěny na opačných stranách pružného členu.

Návrh pružného členu je kompromisem mezi požadavkem citlivosti (GJ malé) a dynamických vlastností, vyžadujících velkou tuhost. Z tohoto pohledu je vhodný dutý válec, další užívané tvary jsou na obr. 3.23. Výhodou křížového členu na obr. 3.23a je zejména snadné lepení tenzometrů na ploché elementy. Odolností vůči parazitním deformacím vyniká člen na obr. 3.23b, v němž je střední prstenec spojen se zátěží a vnější s motorem. Oba prstence jsou spojeny pružnými členy typu paralelogram s možností vytvořit z použitých tenzometrů dva plné můstky.



Obr. 3.23 a) Křížový pružný člen pro měření krouticího momentu, b) prstencový pružný člen pro krouticí moment

3.3.3 Senzory s převodem momentu na úhel

Měří se deformace hřídele krouticím momentem. Na hřídeli nebo vloženém pružném členu jsou ve vzdálenosti L umístěny "značky", jejichž vzájemná poloha se mění v závislosti na krouticím momentu. Mezi změřeným úhlem Θ a krouticím momentem platí vztah

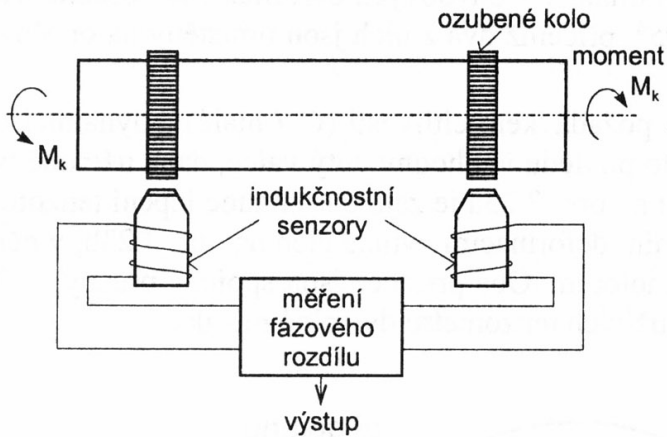
$$M = \frac{GJ}{L} \Theta \quad (3.21)$$

Nejčastěji se užívají značky na *magnetickém* a *optickém* principu, u nichž je snadné bezdotykové měření polohy. V prvním případě (obr. 3.24) jsou na hřídeli ve vzdálenosti L umístěna dvě ozubená kola z feromagnetického materiálu. Z hodnoty zpoždění signálů senzorů polohy Δt a frekvence impulsů se odvodí údaje, potřebné pro výpočet výkonu P dle (3.19).

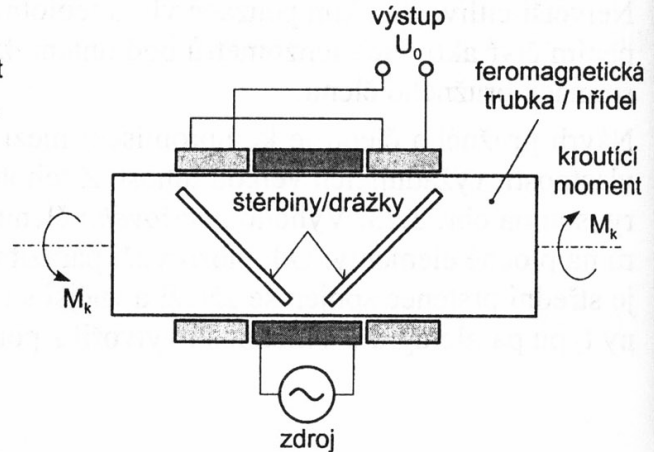
Kromě indukčních snímačů se používají Hallovy senzory a nově i AMR magnetorezistory. Obdobně je možné použít dva optické inkrementální senzory úhlu a měřit opět zpoždění mezi sledy impulsů.

3.3.4 Magnetické senzory momentu

Tyto senzory jsou založeny na magnetoelastickém jevu – ve směru mechanického napětí se mění permeabilita. Deformace vyvolaná krutem působí na hřídel z feromagnetického materiálu se dvěma řadami drážek, orientovaných ve směru hlavních napětí (obr. 3.25 – na obrázku je pro přehlednost namalována jen jedna drážka z každé řady). Mechanické napětí způsobí změnu axiální permeability: pokud jsou drážky orientovány ve směru snadného magnetování, permeabilita se zvýší.



Obr. 3.24 Senzor krouticího momentu s úhlovou deformací

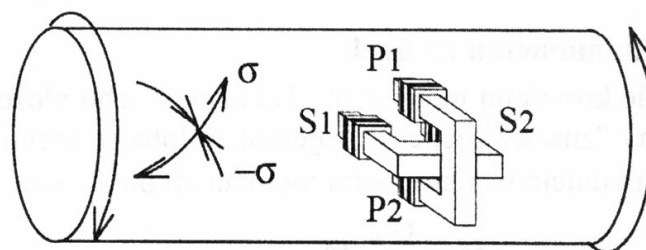


Obr. 3.25 Magnetický senzor momentu

Sekundární cívky, umístěné nad hřídelí proti vzájemně kolmým drážkám, snímají napětí indukované z primárního vinutí. Rozdílové napětí sekundárů odpovídá rozdílu směrových permeabilit při deformaci. Výhodou senzoru je snadný přenos signálu z rotujícího hřídele.

Na podobném principu jako magnetoizotropní senzor síly (obr. 3.26) jsou založeny senzory, využívající magnetickou anizotropii materiálu hřídele. Používají dvě cívky s feromagnetickými jádry umístěné navzájem kolmo nad povrchem hřídele ve směru hlavních napětí (např. Torductor firmy ABB). Vzhledem k symetrii struktury je v klidovém stavu výstupní napětí nulové. Působením mechanického napětí dojde ke vzniku snadného směru magnetování a deformaci siločar a na výstupu se objeví napětí.

Kromě popsaných střídavě buzených senzorů existuje i senzor stejnosměrný, využívající magneticky polarizovaných kroužků.



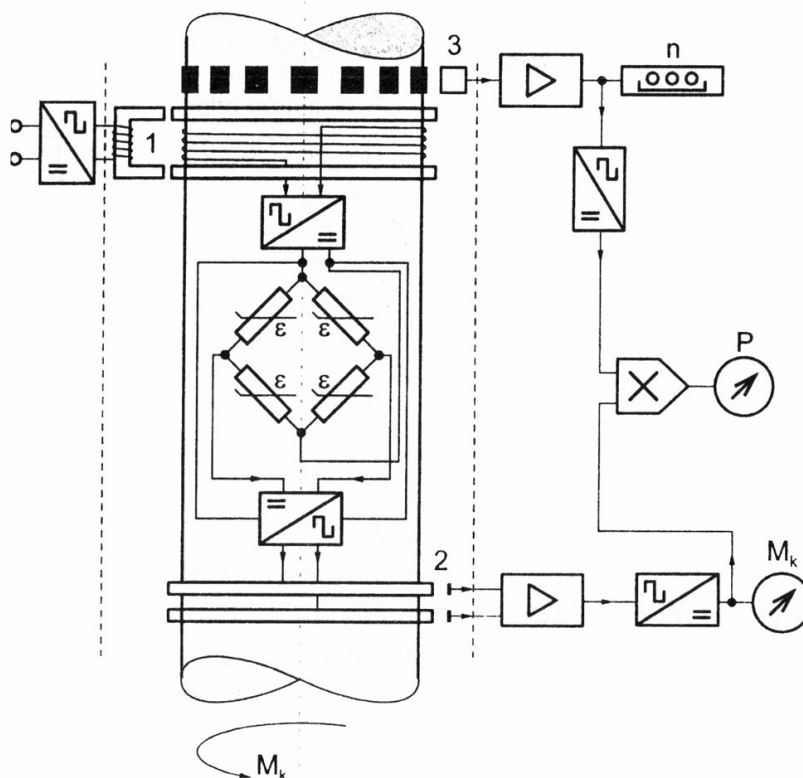
Obr. 3.26 Torductor (ABB)

3.3.5 Přenos měřenosného signálu momentu z rotující části

Odporové tenzometry nalepené na hřídeli nebo častěji na pružném členu vloženém mezi stroj a zátěž mohou být připojeny do vnějšího měřicího obvodu systémem kartáčků a kroužků. I když uvážíme, že tenzometry tvoří plný můstek a odpory kartáčků - kroužek nejsou v sérii se žádným tenzometrem, mohou zejména při vyšších otáčkách vzniknout rušivé jevy, znemožňující měření. Kompromisním řešením je omezit počet sběrných kontaktů na dva a na rotující hřídel umístit dvou vodičový převodník odpor-proud.

Často používaným řešením je přívod napájecího napětí na hřídel transformátorovou vazbou a převod výstupního napětí můstku na frekvenci impulsů (obr. 3.27). K tomu slouží obvod umístěný na rotující části, jehož impulsní výstupní signál se přenáší do statické části kapacitní vazbou (prstence 2). Otáčky nutné pro určení výkonu stroje lze např. určit z kmitočtu napětí indukovaného do cívky 3 při pohybu magnetů upevněných na obvodu.

Z dalších metod přenosu se vzhledem k dostupnosti miniaturních vysílačů používá vysokofrekvenční přenos, vysílač je napájen z lithiové baterie.



Obr. 3.27 Měření krouticího momentu na rotujících objektech

4. SENZORY TLAKU

4.1 ZÁKLADNÍ POJMY

Tlak prostředí je definován poměrem elementu síly dF , působícího na element plochy dS ve směru normály k elementu plochy, tj.

$$p = \frac{dF}{dS}$$

Jednotkou tlaku je Pascal (Pa), tj. tlak, který vytvoří síla 1 N působící na plochu 1 m^2 ($1 \text{ Pa} = 1 \text{ N.m}^{-2}$). Další jednotkou je $1 \text{ bar} = 10^5 \text{ kPa}$. V prostředích, kde působí také smyková napětí (např. zemina), je tlakem označována *normálová složka*.

Nulový tlak přisuzujeme prostoru bez hmoty (vakuum). *Absolutní tlak* je pak tlak měřený od nuly. *Atmosférický (barometrický) tlak* je absolutní statický tlak zemského ovzduší měřený u zemského povrchu. *Přetlak a podtlak* jsou rozdíly měřeného a barometrického tlaku. *Vakuum* má nulový absolutní tlak. *Rozdílový (diferenční) tlak* je rozdíl hodnot dvou současně působících tlaků.

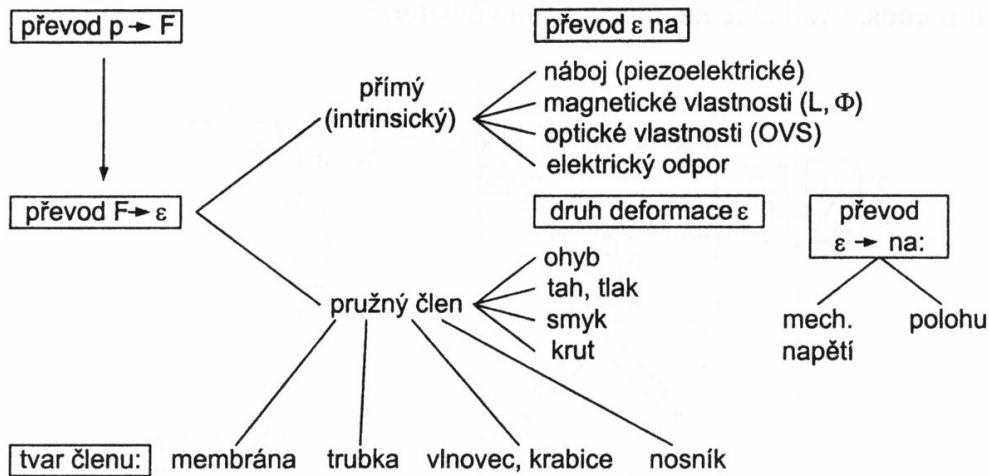
U proudících prostředí je třeba ještě rozeznávat tlak *dynamický* a *tlak celkový*. Dynamický tlak je vektor, jehož směr odpovídá vektoru rychlosti \vec{v} a je určen vztahem

$$\vec{p}_d = \frac{\vec{v}^2}{2} \rho_v \quad (4.1)$$

kde ρ_v je hustota tekutiny. Celkový tlak je součtem tlaku statického a dynamického.

Základní principy senzorů tlaku

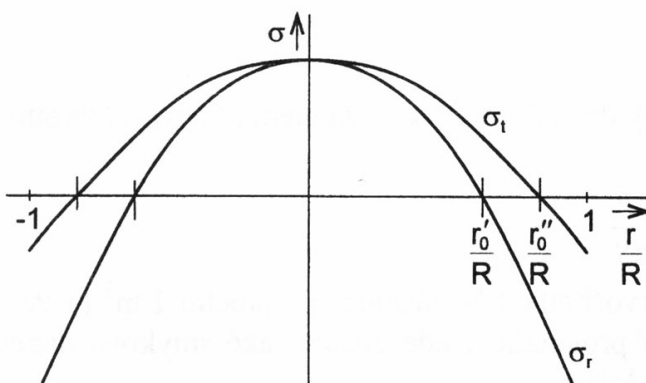
Jelikož je vždy možné (s výjimkou měření vakua) vystavit působení tlaku známou plochu, lze převést měření tlaku na měření síly. Proto jsou principy senzorů tlaku a sil podobné, jak je vidět na klasifikačním schématu, znázorňujícím způsoby transdukce tlaku na výstupní elektrickou veličinu. Konstrukčním provedením se však mohou oba typy senzorů zásadně odlišovat. Z velkého množství variant vybereme v dalším typické a perspektivní principy.



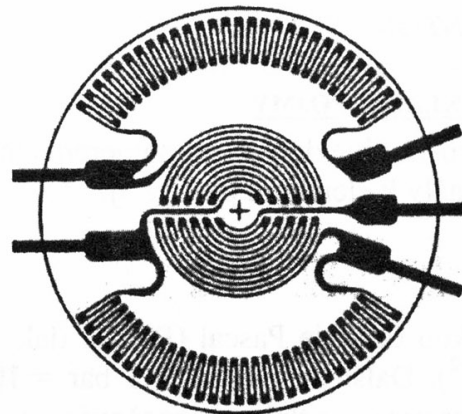
4.2 DEFORMAČNÍ SENZORY TLAKU MEMBRÁNOVÉ

Nejužívanějším pružným členem jsou *membrány* nejrůznějšího provedení. Kvalitnější senzory tlaku se vyhýbají jakémukoliv spojování membrány s tělesem pružného členu, nejvhodnější je, když membrána a těleso jsou vyrobeny z jednoho kusu.

Z průběhů *radiální* σ_r a *tangenciální* σ_t složky napětí $\sigma_r = f_r(r/R)$ a $\sigma_t = f_t(r/R)$ na obr. 4.1 plyne možnost využití výhod plného můstku, pokud použijeme čtyři aktivní tenzometry s dobrou směrovou citlivostí.



Obr. 4.1 Rozložení radiálního a tangenciálního napětí v membráně o průměru R při tlakové deformaci



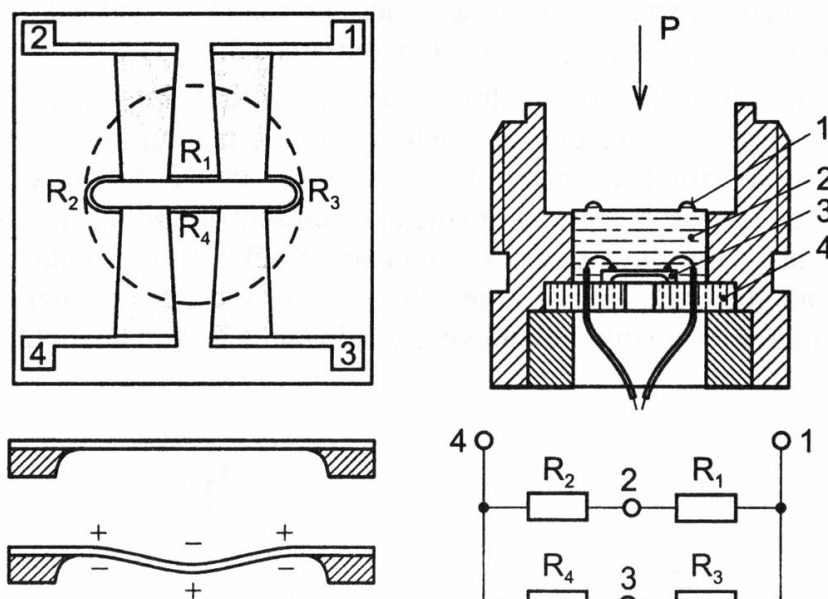
Obr. 4.2 Fóliová rozeta pro membránové senzory tlaku

Ideálním tenzometrem pro membrány je fóliová *rozeta* se dvěma senzory na okraji pro radiální a dvěma uprostřed (spirálovitý tvar) pro tangenciální složku napětí (obr. 4.2). Body průchodu obou napětí nulou r_0'/R a r_0''/R jsou kritériem rozměrů senzorů rozety.

Směrové účinky **polovodičových tenzometrů**, často užívaných v tlakových senzorech pro hromadné aplikace, jsou dány tvarem polovodičových tenzometrů vytvořených *difúzí* na Si membráně. *Monolitické integrované senzory tlaku* s křemíkovou membránou jsou vyráběny obdobně jako integrované obvody. Tloušťka membrány dosahuje jen několika μm , piezorezistory jsou na povrchu membrány vytvářeny difúzí nebo iontovou implantací. Mají malé rozměry (subminia-

turní senzor tlaku o průměru 3,2 mm a tloušťce 0,8 μm , vytvořený fotolitografickou technikou), dobré dynamické vlastnosti (vysoká rezonanční frekvence membrány) a při hromadné výrobě nízké výrobní náklady.

Často je třeba oddělit přímé působení tlakového média vyplněním prostoru mezi vnější poddajnou kovovou membránou 1 a měřicí Si membránou 3 např. silikonovým olejem 2 (obr. 4.3). Piezorezistory $R_{1..4}$ jsou opět umístěny tak, aby R_1, R_4 měřily tangenciální napětí a R_2, R_3 měřily radiální napětí na vhodných místech membrány.



Obr. 4.3 Membránový senzor s oddělovací kapalinou

Ponorné senzory tlaku, určené k měření úrovně kapalin v nádržích nebo vodní hladiny, vyžadují rovněž oddělovací membránu a tlaku odolávající kryt. Pro přesnější aplikace je nutné spojení s tlakem nad hladinou hadicí uloženou v hermeticky uzavřeném přívodním kabelu.

Pro kompenzaci teplotní chyby celého měřicího řetězce s polovodičovými tenzometry (posuv nuly a citlivosti při teplotách od -30 do 90 $^{\circ}\text{C}$ bývá několik %), se užívá teplotních korekcí nebo *automatické korekce* připojováním známého tlaku v jistých intervalech ve spolupráci s vyhodnocovacími postupy *inteligentních senzorů*.

Mikroelektronické senzory tlaku se vyrábějí v rozsazích od 10 až do 1000 kPa. Jejich přesnost však nedosahuje úrovní senzorů s kovovými nebo keramickými membránami.

4.3 DEFORMAČNÍ SENZORY TLAKU TRUBICOVÉ

Obdobně jako u senzorů sil tohoto typu je pružný člen navržen tak, aby bylo snadné měřit jeho maximální deformaci senzory polohy. Typickým příkladem je známá Bourdonova trubice s měřením polohy koncového bodu senzorem LVDT (obr. 4.4), nebo odporovým senzorem polohy.

Tento patrně nejstarší pružný člen (patentován E. Bourdonem v r. 1849) a existující v různých formách (šroubovice, spirála, zkroucená trubka, C-trubka) "zesiluje" účinky deformace a je stále hojně užíván. Relativní deformace materiálu dosahuje malých hodnot (linearita!), přitom však výchylka koncového bodu je snadno měřitelná; proto lze dosáhnout přesnosti běžně 0,15 %, extrémně až 0,01 %.

Dosahované přesnosti u senzorů pro běžné použití jsou kolem 0,15 % z rozsahu. Hlavním problémem při výrobě je zajištění těsnosti a stabilizace parametrů teplotními a tlakovými cykly (umělé stárnutí). Dále jsou Bourdonovy trubice spirálové nebo šroubovicové citlivé na otřesy a vibrace, útlumu vibrací se dosahuje umístěním trubice do viskózní kapaliny, např. silikonového oleje nebo glycerinu.

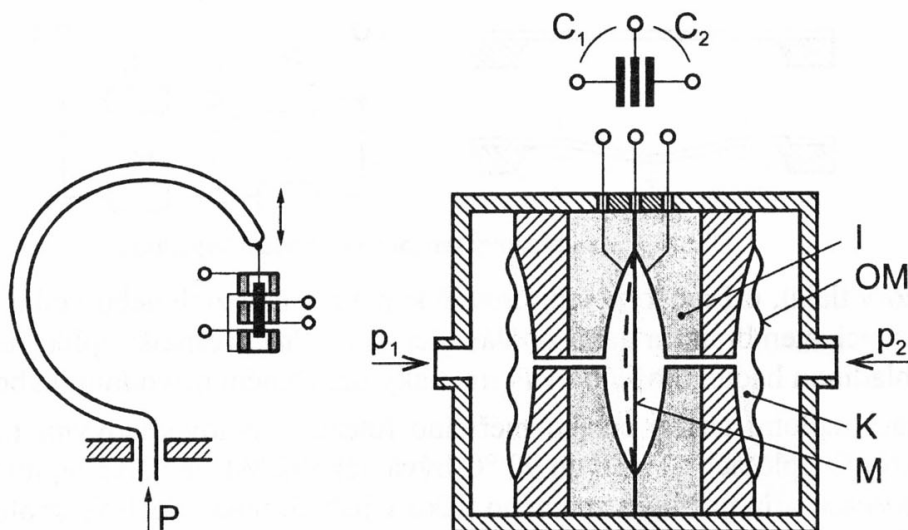
Kromě Bourdonovy trubice se používají i další tvary (např. rovná trubka pro vysoké tlaky).

4.4 KAPACITNÍ SENZORY TLAKU

Typickým pružným členem těchto senzorů je předpjatá kovová membrána, tvořící současně jednu (uzemněnou) elektrodu senzoru. Druhá elektroda je upevněna na izolovaném držáku proti membráně, takže průhyb membrány představuje změnu vzduchové mezery.

Teplotní dilatace a nelineární závislost kapacity na tlaku, modifikovaná ještě tím, že membrána nekoná pístový pohyb, omezují použitelnost kapacitních senzorů tohoto typu. Proto převážná většina senzorů tlaku s kapacitním snímáním polohy membrány je řešena jako *diferenční*. Diferenční kapacitní senzor ve spojení s obvodem měřícím rozdíl kapacit, jak známo, potlačuje vlivy souhlasně působící na obě části, např. právě teplotní dilataci.

Diferenční kapacitní senzor je také vhodný pro *senzory tlakové difference*, často užívané zejména při měření rychlosti průtoku metodou škrticích orgánů, při měření výšky hladiny, hustoty, viskozity aj. Společným konstrukčním rysem všech senzorů tlakové difference a měřících obvodů je veliká *rozlišovací schopnost* a *ochrana* pružného členu senzoru *před přetížením*. Pracovní rozsah diferenčních senzorů tlaku bývá v rozmezí 1 mbar až několik tisíc mbarů. Přitom statický tlak může dosáhnout až 400 barů. Při nejistotě měření 0,25 % je odpovídající rozlišovací schopnost řádově 10^{-7} (obdobna problematiky rozdílového zesilování s velkou hodnotou souhlasné složky).



Obr. 4.4 Sensor tlaku s Bourdonovou trubicí

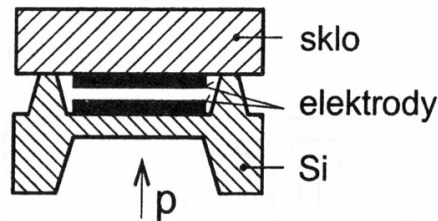
Obr. 4.5 Diferenciální kapacitní senzor s oddělovací kapalinou (Rosemount)

Nejznámější je provedení diferenčního senzoru tlaku se střední elektrodou - membránou - a pevnými elektrodami vytvořenými jako vrstva na nosiči z izolantu (sklo), tvarovaném tak, aby změna kapacity byla co největší a současně tvořil mechanickou zarážku při přetížení. Příklad senzoru s oddělovacími membránami OM (tzv. provedení "wet/wet") je na obr. 4.5. Hlavní pružný element - membrána M - je v prostoru naplněném nejčastěji silikonovým olejem K. Celková chyba je menší než 0,1 %, teplotní závislost 0,01 %/K, použitelnost až do teplot 350 °C, rozsahy 2,5 až 300 kPa.

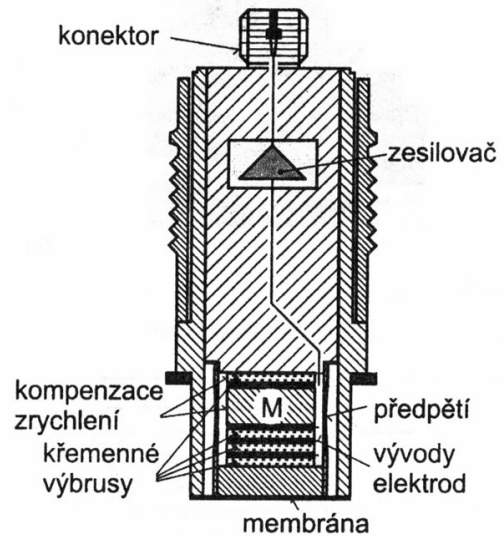
Kombinaci výhod mikromechanicky vyrobené křemíkové membrány a kapacitního senzoru vyhodnocení výchytky přinášejí senzory dle obr. 4.6. Kapacitní snímání polohy Si membrány umožňuje dosáhnout vyšší přesnosti a menší teplotní závislosti než u častěji používaných senzorů s difúzními piezorezistory (polovodičovými tenzometry). Sensory tlakové difference tohoto typu jsou perspektivní, dosahují teplotní závislosti citlivosti menší než 10^{-5} /K a jejich celková chyba je typicky 0,05 %. Vyrábějí se i v diferenciálním provedení.

Kapacitní senzory tlakového rozdílu jsou vhodné pro *zpětnovazební* konfiguraci s vracením membrány do nulové polohy silovými účinky elektrostatické přitažlivé síly. S využitím měřících

obvodů potlačujících vliv přívodů jsou minimální měřitelné tlakové rozdíly řádově 10^{-5} Pa. Maximální rozsah jsou desítky Pa, jinak vychází přílišná úroveň napětí pro silovou kompenzaci. Pro vyšší tlaky je možno použít magnetický akční člen. Takové senzory jsou velmi přesné, ale velké a velmi drahé.



Obr. 4.6 Mikromechanický senzor tlaku



Obr. 4.7 Piezoelektrický senzor tlaku s kompenzačním akcelerometrem

4.5 PIEZOELEKTRICKÉ SENZORY TLAKU

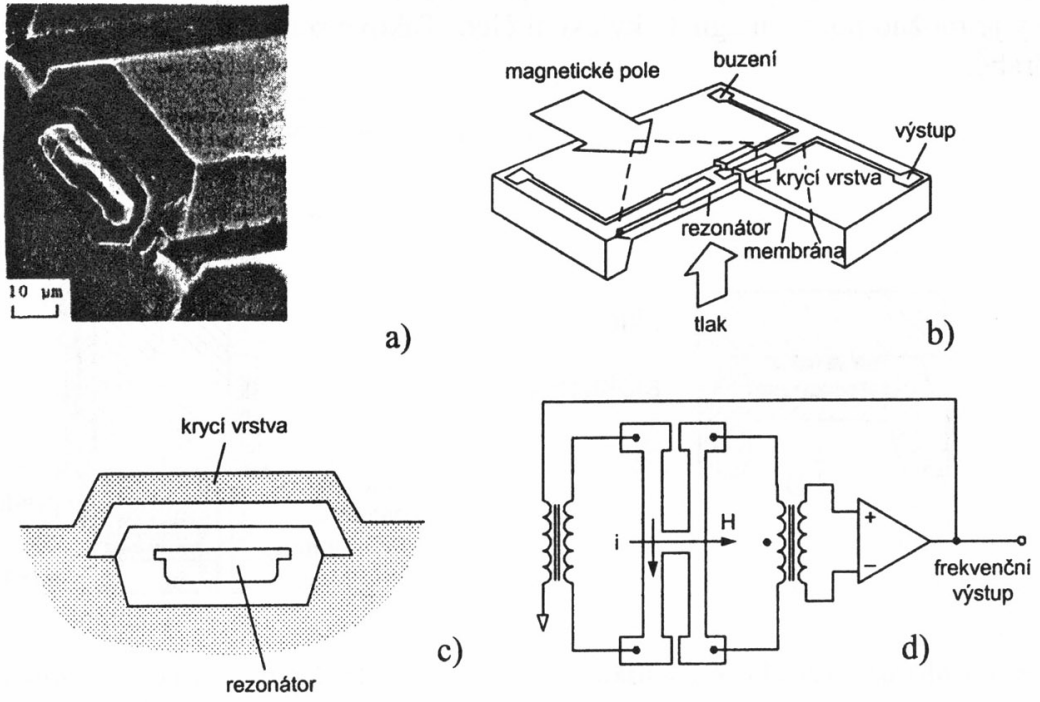
Pružným členem je membrána na dně pouzdra senzoru, převádějící tlakové účinky na deformaci několika mechanicky v sérii uspořádaných a předpjatých piezoelektrických disků (zpravidla však pouze jedno dvojče). Kromě piezokeramických materiálů se stále častěji používá monokrystalů křemene.

Senzory určené pro měření nižších tlaků na objektech s vyšší úrovní vibrací jsou doplněny zabudovaným *kompenzačním akcelerometrem*, tvořeným hmotností M a disky piezoelementů z krystalu křemene (obr. 4.7). V pouzdru je zabudován také *impedanční převodník*, takže výstupní signál lze vést běžným koaxiálním kabelem bez rušivých účinků případných změn jeho kapacity.

Doménou piezoelektrických senzorů tlaku jsou *dynamická měření*, např. senzorem upraveným do tvaru zapalovací svíčky a případně ještě chlazeným vodou lze měřit tlaky ve spalovacích motorech.

4.6 REZONANČNÍ SENZORY TLAKU

Tyto senzory patří k nejpřesnějším. Díky technologii MEMS jsou dnes vyráběny v malých rozměrech a za přijatelné ceny. Jako příklad uvedeme snímač firmy Yokogawa. Na křemíkové membráně jsou vytvořeny dva rezonátory tvaru H, jejichž vlastní kmitočet se mění s mechanickým napětím. Rezonátory jsou rozkmitávány magnetickým polem a umístěny tak, aby při působení tlaku byly namáhány mechanickým napětím různých znamének. Rozdílová frekvence je pak přímo úměrná měřenému tlaku. Hlavní výhodou senzoru je velmi nízká hystereze a teplotní koeficient citlivosti 10 ppm/K. Tlakoměry na tomto principu dosahují přesností pod 0,1%.



Obr. 4.8 Resonanční snímač tlaku Yokogawa
 a) mikrografie řezu rezonátorem b) perspektivní pohled c) řez rezonátorem d) principiální elektrické schéma

5. SENZORY PRÚTOKU A HLADINY

5.1 SENZORY PRÚTOKU

5.1.1 Základní pojmy

Senzory průtoku tekutin (tj. kapalin i plynů) určují *objemový průtok* Q_V nebo *hmotnostní průtok* Q_m tekutiny proteklé zvoleným průřezem za jednotku času. Ze známé plochy průřezu S a střední rychlosti proudění \bar{v} lze určit Q_V a Q_m z definičních vztahů

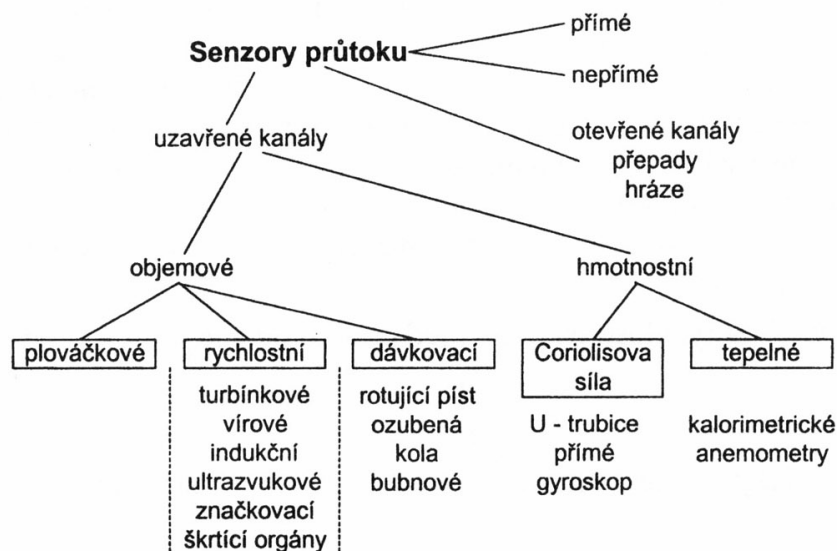
$$Q_V = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \bar{v} \cdot S \quad (\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}); \quad Q_m = \frac{\Delta m}{\Delta t} = \rho \cdot \bar{v} \cdot S \quad (\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}) \quad (5.1)$$

Nepřímé určení Q_m z Q_V předpokládá znalost a stálost hustoty tekutiny ρ a v obou případech se uplatní závislost střední rychlosti proudění na typu proudění. *Laminární* proudění nastává pro Reynoldsova čísla $Re < 2000$ a je charakteristické *parabolickým* rychlostním profilem. Většina aplikací pracuje s *turbulentním* prouděním, vyskytující se pro $Re > 3000$ u větších rychlostí a malých viskozit. Proudění se rozpadá na víry a rychlostní profil je blízký *rovnoměrnému*.

Přímé měření průtoku je možné dávkovacími senzory, rozdělujícími tekutinu na přesně definované díly a transportujícími je ve směru proudění. Většina měření je *nepřímých* a vychází z rychlosti nebo změny kinetické energie.

Průtoky v *otevřených* kanálech vyžadují specifické měřicí metody, jelikož na rozdíl od potrubí má tekutina proměnný průřez S . Používá se kalibrovaných měřicích kanálů, u kterých je známá závislost mezi hladinou a průtokem. Dalším způsobem je měření rychlosti a hladiny v místě se známým profilem.

Podle vztahů (5.1) existují tyto základní typy průtokoměrů: *objemové, hmotnostní a rychlostní*. V praxi užívané základní typy senzorů průtoku mohou být rozděleny dle obr. 5.1.



Obr. 5.1 Přehled senzorů průtoku

5.1.2 Plováčkové senzory průtoku

Rotametry (průtokoměry s proměnným průřezem) používají plovák pohybující se v kuželovité nádobě jako indikátor rovnováhy sil. Tekutina proudící zespodu nadnáší plovák (drážky na obvodu vyvolávají stabilizační rotaci) a mění se šterbina mezi nádobkou a plováčkem. Tím klesá tlakový spád na plováčku. K ustálení jeho polohy dojde, když síly působící směrem *dolů* (tíhová síla zmenšená o vztlak) jsou v rovnováze se silou působící *nahoru* (účinek tlakové diference mezi spodní a vrchní plochou plováčku). Poloha plováčku je odečítána na stupnici nebo může být snímána např. bezdotykovým senzorem polohy.

Rotametry dosahují opakovatelnosti až 0,25 %, vyznačují se malou a stálou tlakovou ztrátou, jsou však značně citlivé na viskozitu, méně na hustotu a vychýlení z vertikální polohy. Tvarem plováčku způsobujícím vznik turbulence (obrubu s ostrým okrajem) se potlačí vliv viskozity.

5.1.3 Rychlostní senzory průtoku

Turbínkové a lopatkové senzory průtoku

Protékající tekutina uvádí do rotačního pohybu soustavu vhodně uspořádaných ploch - optimalizovaných lopatek turbíny nebo plochých lopatek vodního kola.

Turbínkové senzory při minimalizaci ztrát třením mají široký rozsah lineární závislosti úhlové rychlosti rotoru ω_r na rychlosti proudění v . Úhlová rychlost se snímá počítáním průchodů lopatek pod senzorem polohy. Nejčastěji se užívá magnetických senzorů, někdy též optických senzorů. Převodní charakteristika senzoru je pak

$$f = K Q_v$$

kde K je konstanta turbínkového senzoru.

Spodní práh citlivosti je asi 3 až 5 % rozsahu, linearita nad touto mezí je při pečlivém provedení (safírová ložiska, usměrňovač proudění) až 0,1 %.

Jedním z hlavních problémů těchto senzorů je opotřebení ložisek. Používá se proto i "bezložiskových" konstrukcí, v nichž je tvarem statoru proud tekutiny formován tak, že "rotor" - kulička - obíhá po kruhové dráze. Dalšími typy turbínkových průtokoměrů jsou *ponorné senzory* pro velké průměry potrubí, turbíny se dvěma rotory a pod.

Senzory s lopatkovými koly (paddlewheel) mají na rozdíl od turbínek lopatky orientovány kolmo na směr proudění. Jsou ekonomickou verzí přesných turbínkových typů. Typický tvar je na obr. 5.2. Lopatky s obdélníkovými otvory zvyšují přesnost a linearitu na 1 %.

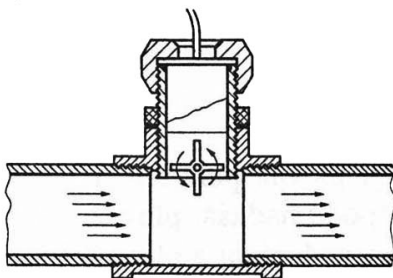
Vírové senzory průtoku

Vhodně formovaný objekt v cestě proudící tekutiny může vyvolat její oscilační pohyb, jehož parametry jsou úměrné objemovému průtoku. Pro měření průtoku se využívá dvou typů oscilací tekutiny: *nucené* a *přirozené* oscilace. Nucenými oscilacemi se rozumí generace vírů těsně za žebrovitou překážkou na straně vtoku a jejich spirálový pohyb ve směru proudění. Většina vírových senzorů pracuje však s přirozenými oscilacemi, kdy víry jsou oddělovány za překážkou (střídavě na horní a dolní straně), jelikož proudící tekutina není schopna sledovat tvar překážky (tzv. *Kármánovy vírové stezky* - obr. 5.3). Kármánovy víry vznikají reprodukovatelně pro Reynoldsovo číslo $Re > 10\,000$.

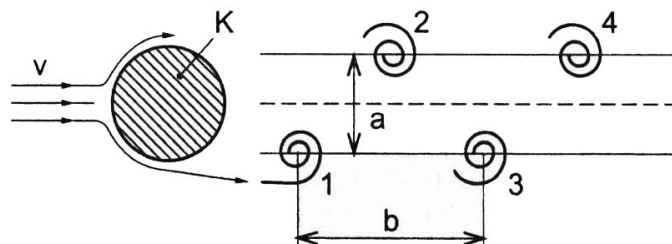
Frekvence vírů je úměrná rychlosti tekutiny před překážkou a je určena vztahem

$$f = \frac{Sr}{a} v \quad (5.2)$$

Zde a je charakteristický rozměr překážky, Sr je Strouhalovo číslo (např. pro válcovou překážku $Sr = 0,21$).



Obr. 5.2 Lopatkový průtokoměr



Obr. 5.3 Princip vírových senzorů

Vhodným tvarem překážky lze udržet Strouhalovo číslo konstantní i při velkých změnách Re . Frekvenci vírů lze detekovat ze změn *rychlosti* (tepelné anemometry, útlum ultrazvuku) nebo

tlaku (změny deformace membrány měřené tenzometry, kapacitně nebo piezoelektricky). Přesnost je asi 1 % a neklesá podstatně při změnách tvaru překážky např. opotřebením.

Ultrazvukové senzory průtoku

Jsou založeny na skládání vektoru rychlosti tekutiny \vec{v} a rychlosti šíření ultrazvukové vlny \vec{c}_0 .

Ultrazvuková vlna se od měniče (V_2, P_2) k měniči (V_1, P_1) bude šířit rychlostí $c_0 + v \cdot \cos \alpha$ a zmenšenou rychlostí $c_0 - v \cdot \cos \alpha$, když postupuje proti směru v k měniči (V_2, P_2) (obr. 5.4a).

Dobu šíření od (V_2, P_2) k (V_1, P_1), tj. Δt_1 , a od (V_1, P_1) k (V_2, P_2), tj. Δt_2 , určíme z rovnic

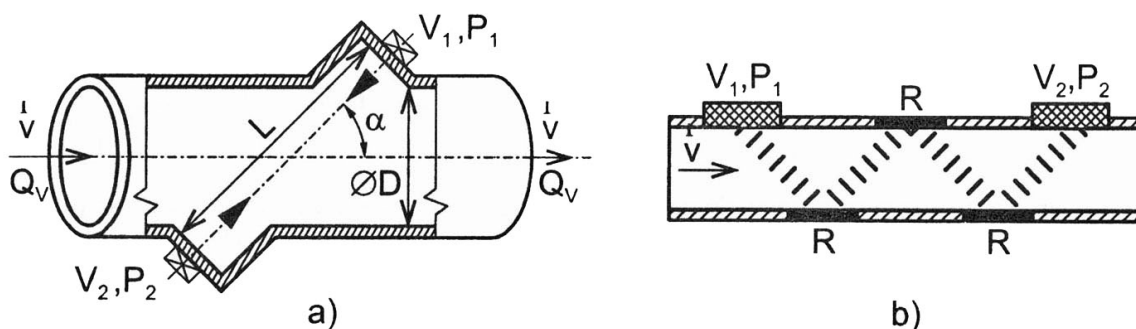
$$\Delta t_1 = \frac{L}{c_0 + v \cos \alpha}; \quad \Delta t_2 = \frac{L}{c_0 - v \cos \alpha} \quad (5.3)$$

Z rozdílu

$$\Delta t_2 - \Delta t_1 = 2L \frac{v \cos \alpha}{c_0^2 - v^2 \cos^2 \alpha} \quad (5.4)$$

je patrná nelinearita závislosti na v , kterou lze často v praxi zanedbat, jelikož obvykle je $v^2 \ll c_0^2$ a pak přibližně platí

$$v \cong \frac{c_0^2}{2L \cos \alpha} (\Delta t_2 - \Delta t_1) \quad (5.5)$$



Obr. 5.4 Ultrazvukové senzory průtoku: a) princip, b) prodloužení dráhy reflektory

Závislost na kolísání c_0 elegantně vyloučíme výpočtem součinu

$$\Delta t_1 \Delta t_2 = \frac{L^2}{c_0^2 - v^2 \cos^2 \alpha} \quad (5.6)$$

a po dosazení do vztahu pro rozdíl dostáváme

$$v = \frac{L}{2 \cos \alpha} \frac{\Delta t_2 - \Delta t_1}{\Delta t_1 \Delta t_2} \quad (5.7)$$

Výhodou uspořádání na obr. 5.4b je prodloužení dráhy L reflektory R . Měří se opět doby Δt_1 a Δt_2 a obdobným vyhodnocením se dosáhne parametrů vyhovujících i nárokům pro měření odběru plynu v domácnostech.

Senzory na principu Dopplerova jevu vyhodnocují změnu frekvence ultrazvukové vlny, odražené od nehomogenit (pevné částice, bubliny) unášených proudem tekutiny.

Značkovací senzory průtoku

V proudu tekutiny jsou vytvořeny značky *vodivostní* (vstřík elektrolytu do tekutiny), *optické* (vstřík barviva), *tepelné* nebo *ionizační* (příměsi radioizotopu). Měří se časový interval mezi průchodem značky dvěma body ve směru proudění tekutiny. Patří sem i metoda *korelační*, popsána v kapitole "Senzory rychlosti", kdy "značkou" je náhodně proměnný parametr pohybujícího se prostředí.

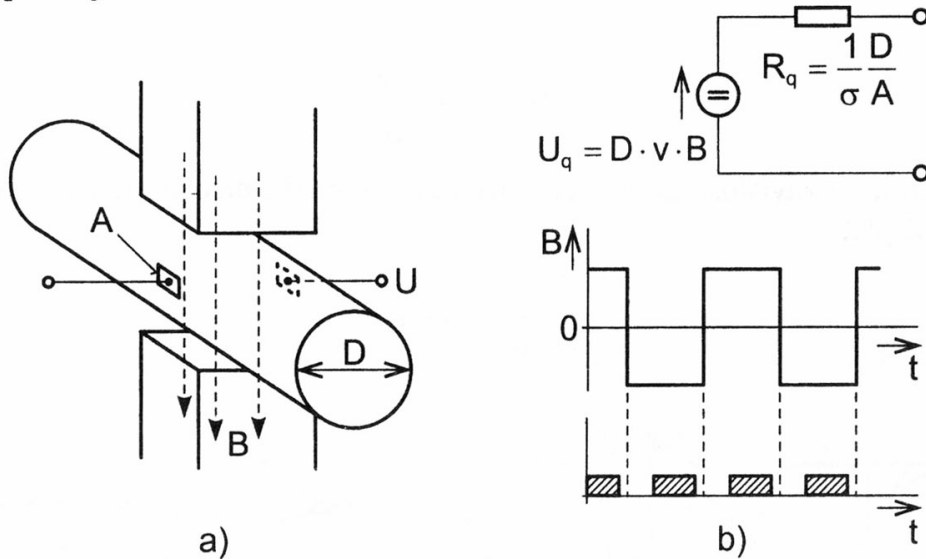
Indukční senzory průtoku

Tyto senzory jsou určeny pro vodivé, tj. ionty obsahující kapaliny. Ion s nábojem q pohybující se rychlostí v v magnetickém poli B (obr. 5.5) je vychylován silou $F_m = q \cdot v \cdot B$ k elektrodám na stěnách potrubí. Náboje na elektrodách vytvoří elektrické pole o intenzitě E působící na ionty silou $F_e = q \cdot E$. Obě síly směřují proti sobě a pro rovnováhu platí

$$q v B = q E = q \frac{U}{D}; \quad U = D B v \quad (5.8)$$

kde D je vzdálenost elektrod.

Na elektrodách vzniká napětí U (naprázdno). Kapaliny s nízkou vodivostí σ vyžadují velký vstupní odpor přístroje měřícího U .



Obr. 5.5 Indukční sensor průtoku: a) princip, b) náhradní obvod a střídavé magnetické pole B s vyznačením intervalů vhodných pro vzorkování napětí U . A je plocha elektrody.

Použití stejnosměrného magnetického pole je nevhodné, jelikož na elektrodách vzniká rušivé elektrochemické napětí. Používá se proto střídavého pole (nejčastěji obdelníkového) vytvářeného sedlovými cívkami. Hodnoty U dosahují pro malé rychlosti jen řádově mV a jejich zesilování je obtížné, protože je přítomno rušení indukční vazbou od budící cívky. Měří se proto po ustálení hodnoty budícího pole (obr. 5.5b).

Hlavním problémem indukčních průtokoměrů je tvorba usazenin na elektrodách. Používá se samočisticích elektrod, ze kterých se po ohřátí nebo přiložení napětí usazeniny sloupnou. Indukční průtokoměry se vyrábějí i v bezkontaktním (izolovaném) provedení, kdy měřicí elektrody jsou od kapaliny oddělené izolací a napětí se snímá přes dvojnásobný kondenzátor elektroda-měřená kapalina. V tomto případě se používá sinusového průběhu magnetického pole, dosažitelné přesnosti jsou však nižší. Na trhu jsou i indukční průtokoměry ponorného typu.

Senzory průtoku se škrťacími orgány

Měří se tlakový spád na zúženém místě potrubí. Z rovnice kontinuity a Bernoulliho rovnice lze odvodit vztah udávající závislost mezi rozdílem tlaků před a za škrťacím orgánem $p_1 - p_2$ a objemovým průtokem Q_V

$$Q_V = \alpha \varepsilon \frac{\pi d^2}{4} \sqrt{2 \frac{p_1 - p_2}{\rho}} \quad (5.9)$$

kde α je průtokový součinitel,
 ε expanzní součinitel,
 d průměr škrťacího orgánu.

Součinitele α , ε závisejí na typu škrticího orgánu a jsou tabelovány pro normalizované clony, dýzy a Venturiho trubice.

Dýza je odvozena z kruhové clony, díky oblému náběhu je méně citlivá na vlastnosti proudění a opotřebení.

Venturiho trubice pracuje v širším rozsahu rychlostí s menší tlakovou ztrátou a vyšší přesností (kolem 1 %). Ke zvýšení rychlosti a tedy snížení tlaku dochází v kuželově zúžené části trubice (konfuzor).

Rozdíl tlaku mezi protilehlými místy kolena potrubí udává rychlost s přesností až 5 % s malou tlakovou ztrátou.

Pitotova trubice

snímá zahnutou trubičkou namířenou proti proudění celkový tlak p_c a současně otvorem ve stěně potrubí statický tlak p_s . Z rozdílu tlaků $p_c - p_s = 0,5 \rho v^2$ se určí hledaná rychlost v .

Senzory s převodem průtoku na deformaci

V cestě proudící kapaliny je umístěna kruhová destička - terčík (obr. 5.6), na který působí síla

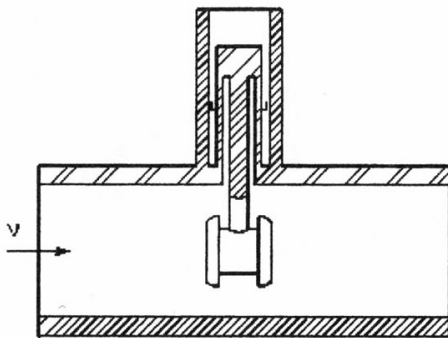
$$F_d = \frac{C_d S \rho v^2}{2} \quad (5.10)$$

zde C_d je konstanta terčíku, S plocha jeho průřezu, ρ hustota, v rychlost.

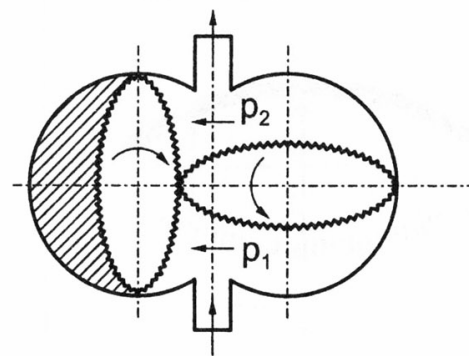
Síla se měří z deformace nosníku. Užívají se pro viskózní kapaliny obsahující pevné částice, přesnost několik %.

5.1.4 Dávkovací senzory

Jsou to v podstatě varianty rotačních čerpadel. Jako příklad poslouží senzor se dvěma ozubenými oválnými písty (obr. 5.7), které se otáčejí ve válcových komorách. Je poháněn rozdílem točivých momentů vyvolaných tlaky p_1 a p_2 na příslušné průměty činné plochy pístů. Užívají se pro průtoky od jednotek $\text{dm}^3 \cdot \text{h}^{-1}$ do $10^3 \text{ dm}^3 \cdot \text{h}^{-1}$ při tlacích až 2 MPa a teplotě do 120°C .



Obr. 5.6 Deformační senzor průtoku



Obr. 5.7 Dávkovací senzor průtoku

5.1.5 Senzory hmotnostního průtoku s Coriolisovou silou

Na těleso o hmotnosti m , pohybující se přímočaře rychlostí \vec{v} v soustavě, otáčející se úhlovou rychlostí $\vec{\omega}$, působí Coriolisova síla \vec{F}_C

$$\vec{F}_C = m 2 (\vec{v} \times \vec{\omega}) = m \vec{a}_C \quad (5.11)$$

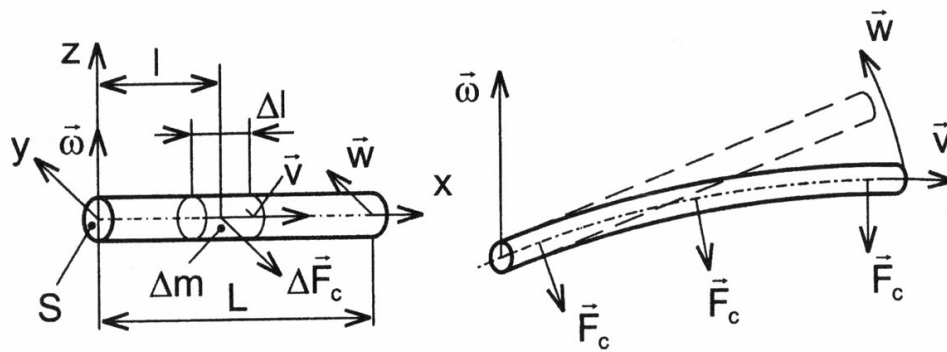
kde \vec{a}_C je Coriolisovo zrychlení a „ \times “ je symbol vektorového součinu.

Proudí-li tekutina rychlostí \vec{v} v potrubí rotujícím úhlovou rychlostí $\vec{\omega}$, pak na každý element tekutiny o hmotnosti Δm (obr. 5.8) působí Coriolisova síla

$$\Delta \vec{F}_C = \Delta m 2 (\vec{v} \times \vec{\omega}) \quad (5.12)$$

se směrem kolmým na rovinu vektorů \vec{v} , $\vec{\omega}$. Vektory \vec{v} , $\vec{\omega}$ jsou navzájem kolmé, takže platí

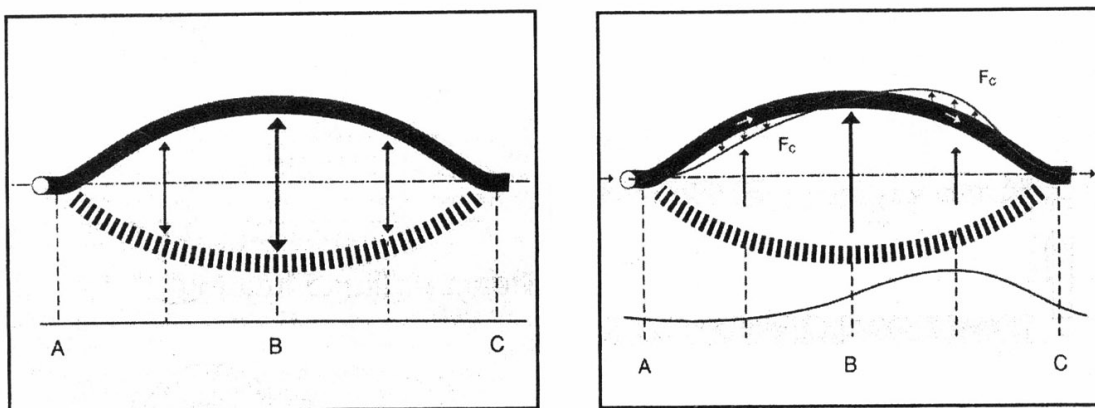
$$v = \frac{\Delta l}{\Delta t}; \quad \Delta F_C = \frac{\Delta m}{\Delta t} 2\omega \Delta l = 2Q_m \omega \Delta l \quad (5.13)$$



Obr. 5.8 Princip senzoru hmotnostního průtoku s Coriolisovou silou (ω je obvodová rychlost odpovídající úhlové rychlosti ω).

Coriolisova síla působící na každý element tekutiny je úměrná *hmotnostnímu* průtoku Q_m , jde tedy o *přímý* převod Q_m na sílu ΔF_C .

Při praktickém využití Coriolisovy síly pro konstrukci senzorů s přímou trubicí je nahrazen otáčivý pohyb kmitáním kolem osy $\vec{\omega}$. Trubka je ukotvena na obou koncích a rozkmitávána elektromagneticky na rezonančním kmitočtu (kmitna stojatého vlnění uprostřed) – viz obr. 5.9. Optoelektronickými senzory polohy se měří průběh kmitů v jisté vzdálenosti od vetknutí. Při nulové rychlosti proudění jsou výstupní signály obou senzorů stejné. Coriolisova síla vyvolá při proudění zvětšení amplitudy kmitů v měřicím místě vzdálenějším ve směru proudění. Z nesymetrie výstupních signálů senzorů polohy lze pak určit Q_m .



Obr. 5.9 Coriolisův průtokoměr (Krohne)

Senzory na principu Coriolisovy síly mohou v rozmezí 20 až 100 % rozsahu výchytky dosáhnout přesnosti až 0,1 % z měřené hodnoty. Velkou předností je nezávislost na viskozitě, tlaku, teplotě (-200 až 240 °C) a možnost měřit i za přítomnosti pevných nečistot nebo pěny, plynů apod. Kromě přímé trubky se používá i trubek ve tvaru U nebo Z. Výrobce je např. firma Krohne.

5.1.6 Tepelné senzory hmotnostního průtoku

Využívá se na závislosti výměny tepla mezi zdrojem (drátek, vrstvý odpor) a okolím (proudící tekutina) na hmotnostním průtoku. Lze přitom postupovat dvěma způsoby :

- měřit *ochlazení* žhaveného drátku nebo fólie (anemometry),
- měřit *oteplení* tekutiny (Thomasův princip, kalorimetrické).

Termoanemometrické senzory. Teplo odvedené ze žhaveného drátku (fólie) do tekutiny je závislé na součinu rychlosti proudění a hustoty tekutiny, tedy na hmotnostním průtoku. V rovnovážném stavu je množství tepla dodané ohřevem elektrickým proudem $R I^2$ rovné množství odvedeného tepla a tím je určena teplota drátku ϑ_d .

Existují dva režimy činnosti termoanemometrických senzorů:

- s konstantním napájecím proudem,
- s konstantní teplotou drátku.

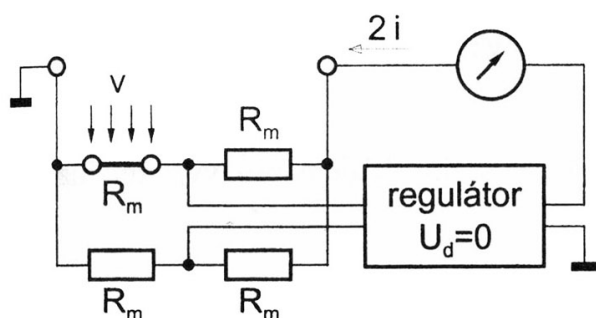
Senzor v zapojení s *konstantní teplotou* (obr. 5.10) tvoří jedno rameno můstku navrženého tak, aby při maximální rychlosti proudění v_M , kdy je drátek zahřát na teplotu ϑ_M a má odpor R_M , byl můstek vyvážen. Při poklesu v je drátek méně ochlazován, jeho odpor se zvyšuje a napětí nerovnováhy můstku zmenší napájecí proud můstku $2i$ tak, aby teplota drátku zůstala konstantní. Pak je výstupní proud regulátoru i měřenosnou veličinou a jeho závislost na hmotnostním průtoku Q_m lze aproximovat rovnicí

$$i^2 = a + b \sqrt{Q_m} \quad (5.14)$$

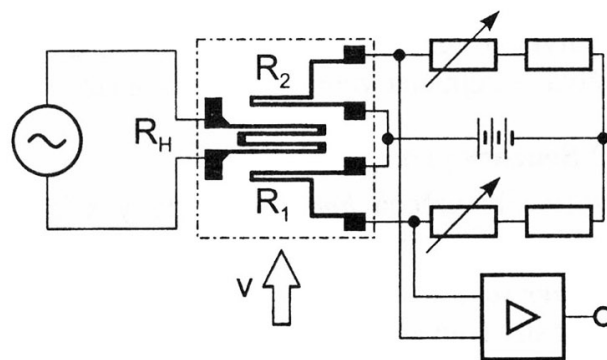
Konstanta a respektuje přestupy tepla do okolí při $v = 0$, a to vedením, zářením a odvodem držáky drátku. Koeficient b závisí na geometrii drátku, hustotě, viskozitě, tepelné vodivosti a měrné tepelné kapacitě tekutiny. Odezva na skokovou změnu v je pro režim s konstantní teplotou podstatně kratší, než pro režim s konstantním proudem, takže lze měřit pulsní rychlosti a turbulentní proudění.

Chyby kolísáním teploty tekutiny se kompenzují odporovým senzorem teploty, zapojeným do protilehlého ramene můstku. Aby nebyl zahříván, musí být jeho odpor podstatně větší než odpor drátku. Měřicí obvod pak udržuje konstantní rozdíl teplot mezi drátkem a tekutinou.

Diferenční anemometr používá dva vrstevné rezistory R_1 , R_2 (nebo drátky) umístěné spolu s vyhřívacím rezistorem R_H na izolačním podkladu (obr. 5.11). Při $v = 0$ jsou R_1 , R_2 zahřívány na stejnou teplotu a můstek je vyvážený. Proudění tekutiny ochlazuje přední a ohřívá zvýšeným přenosem tepla od R_H zadní odpor. Zapojení má zvýšenou citlivost, vylučuje vliv teploty tekutiny a je vhodné i pro malé průtoky ($10^{-4} \text{ mm}^3 \cdot \text{s}^{-1}$).



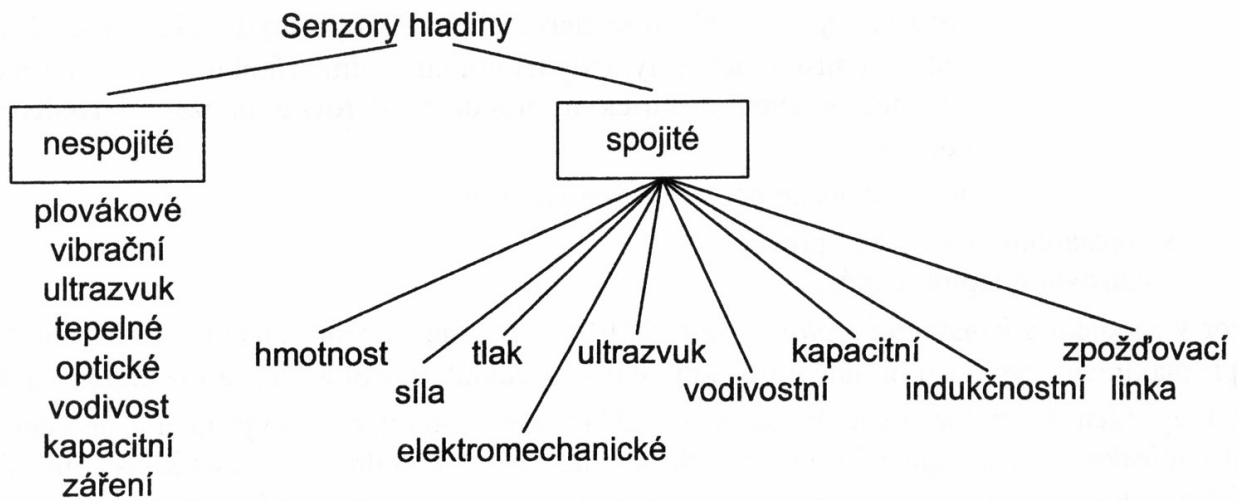
Obr. 5.10 Měřicí obvod termoanemometru s konstantní teplotou drátku



Obr. 5.11 Diferenční termoanemometr

5.2 SENZORY HLADINY

Hladina kapalin nebo sypkých látek v nádobách se stanovuje v zásadě specializovanými senzory polohy nebo senzory snímajícími fyzikální účinky skladované látky. V některých případech vystačíme pouze s *bodovým* měřením (tj. indikací významné úrovně hladiny). Přehled senzorů hladiny je uveden na obr. 5.12.



Obr. 5.12 Rozdělení senzorů hladiny

5.2.1 Senzory pro nespojité měření

Plovákové senzory převádějí pohyb plováku udržujícího se na hladině vztlakovou silou zpravidla mimo nádobu, kde je umístěn spojitý nebo dvouhodnotový sensor polohy (potenciometrický, indukčnostní, optoelektronický a pod.). Ve verzi pro nespojité měření se poloha plováku často snímá jazýčkovými kontakty.

Vibrační senzory indikují dotek s hladinou vysazením kmitů elektromechanického oscilátoru s vidlicovitým tvarem rezonátoru. Používají se zejména pro sypké látky. Analogické jsou *ultrazvukové* senzory pro bodové měření, kde zaplnění mezery (asi 1 cm) mezi vysílačem a přijímačem je indikováno z útlumu vlnění.

Vodivostní senzory pro bodové měření jsou vhodné pro vodivé kapaliny a detekují zvýšení vodivosti při ponoření elektrod senzoru pod hladinu. Jako druhé elektrody lze využít stěny vodivé nádoby. Je nutno dodržet zásady platné pro senzory elektrické vodivosti, tj. měření střídavým proudem a respektování kapacitní složky impedance kapaliny. Nelze je používat v prostředí s nebezpečím výbuchu a je nutno čistit povrch od usazenin. Lze je použít také pro spojité měření. Bezdotykové senzory na principu *záření* indikují přítomnost látky v dráze zdroj - sensor záření. Používá se zejména *ionizujícího* záření (lze měřit i přes stěny nádoby).

5.2.2 Senzory pro spojité měření

Senzory síly určená *hmotnost* nádoby s kapalinou je vstupním údajem pro výpočet hladiny s respektováním tvaru nádoby a měrné hustoty náplně.

Vztlakový senzor

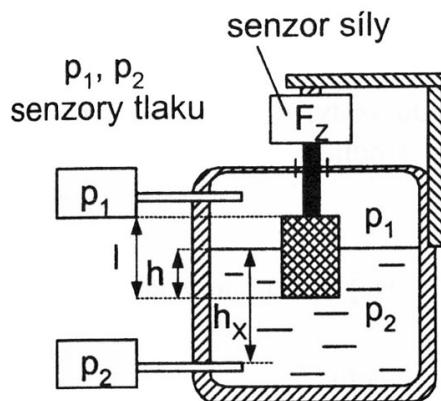
Senzor síly snímá výslednou sílu F_z , působící na válec o průřezu S , výšce l a hmotnosti m , ponořený do kapaliny v délce h . Výsledná síla je součtem tíhové a vztlakové síly (obr. 5.13):

$$F_z = mg - \rho_2 g S h - \rho_1 g S (l - h) = mg - hgS(\rho_2 - \rho_1) - \rho_1 g S l$$

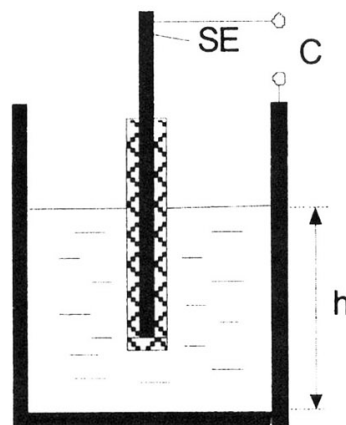
Zde ρ_2 je hustota kapaliny, ρ_1 hustota prostředí nad hladinou, g je gravitační zrychlení.

Rozšířené jsou *senzory tlakové* (obr. 5.13), snímající rozdíl hydrostatického tlaku p_2 a tlaku nad hladinou p_1 . Tyto senzory jsou používány např. pro měření hladiny vodních toků.

$$p_2 - p_1 = \rho_2 g h_x$$



Obr. 5.13 Určení hladiny z tlakové difference nebo vztlakové síly



Obr. 5.14 Kapacitní senzor hladiny

Elektromechanické senzory automatizují triviální postup spouštění závaží na laně a měření jeho délku po zjištění dotyku s hladinou (zjistí se z uvolnění odvíjeného lana).

Ultrazvukové senzory zjišťují časový interval mezi vyslaným a od hladiny odraženým impulsem ultrazvukového vlnění. Vysílač s úzkou vyzařovací charakteristikou je nad hladinou nebo na dně nádoby. Zpracováním signálu je možno potlačit turbulence hladiny a parazitní odrazy. Dosahuje se přesnosti až 0,25 %, rozsah měření až desítky m.

U *kapacitních senzorů* (obr. 5.14) látka v nádobě zaplňuje prostor (koaxiálního) kondenzátoru. V případě vodivých kapalin musí být střední tyčová elektroda (SE) opatřena izolační vrstvou.

Radarové hladinoměry jsou velmi přesné. Nepoužívá se impulsního režimu známého z klasických radarů, protože měřené časy by byly příliš krátké. Hladinoměry pracují v kontinuálním režimu s lineární časovou změnou kmitočtu. Směšováním vyslané a odražené vlny pak vznikne signál, jehož frekvence je funkcí časového zpoždění a tedy měřené vzdálenosti. Stejný princip se využívá v parkovacích radarech pro automobily. *Mikrovlné hladinoměry s vlnovodem* používají místo antény vlnovod (většinou dvoulínku) ponořený do kapaliny. Na rozhraní prostředí s různými permitivitami dochází k odrazu.

6. SENZORY TEPELNÝCH VELIČIN

Teplotní stupnice je definována na základě trojného bodu vody, tj. na základě rovnovážného stavu tří skupenství vody (ledu, vody a syté vodní páry). Hodnota teploty trojného bodu vody byla pevně stanovena na $T = 273,16$ K.

Základní jednotkou termodynamické teploty je Kelvin [K] definovaný jako 273,16-tá část termodynamické teploty trojného bodu vody.

Jednotkou teploty je také **stupeň Celsia [°C]** definovaný vztahem

$$\vartheta = T - T_0 \quad (6.1)$$

kde $T_0 = 273,15$ K.

Stanovení teploty trojného bodu bylo zvoleno tak, aby platilo

$$\Delta\vartheta = \Delta T \quad (6.2)$$

Pozn. Termodynamickou teplotu budeme značit T , Celsiovu teplotu ϑ .

Rozdělení senzorů teploty

Senzory pro dotykové měření teploty:

- elektrické (odporové kovové, odporové polovodičové, polovodičové s PN přechodem, termoelektrické, krystalové),
- dilatační (kapalinové, plynové, parní a bimetalové),
- speciální (akustické, šumové, magnetické, tekuté krystaly, teploměrné barvy aj).

Senzory pro bezdotykové měření teploty:

- tepelné,
- kvantové
- akustické (ultrazvukové)

6.1.1 Odporové kovové senzory teploty (RTD = resistive temperature detectors)

Principem odporových kovových teploměrů je teplotní závislost odporu kovu na teplotě. Ve většině případů odpor kovů s teplotou roste. Jediným teplotně závislým parametrem je totiž relaxační čas elektronů $\tau \sim 1/T$.

Základní materiálovou konstantou je teplotní součinitel odporu α , pro který platí následující vztahy:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial \vartheta} \approx \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{\Delta \vartheta} [K^{-1}] \quad (6.3)$$

Pro provozní kovové teploměry lze v rozsahu teplot 0 °C až 100 °C použít vztah

$$R = R_0(1 + \alpha T) \quad (6.4)$$

kde $\alpha [K^{-1}]$ je teplotní součinitel odporu,
 R_0 odpor teploměru při teplotě 0 °C.

Teplotní součinitel odporu se v technické praxi obvykle definuje jako

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100R_0} [K^{-1}] \quad (6.5)$$

kde R_{100} je odpor teploměru při teplotě 100 °C.

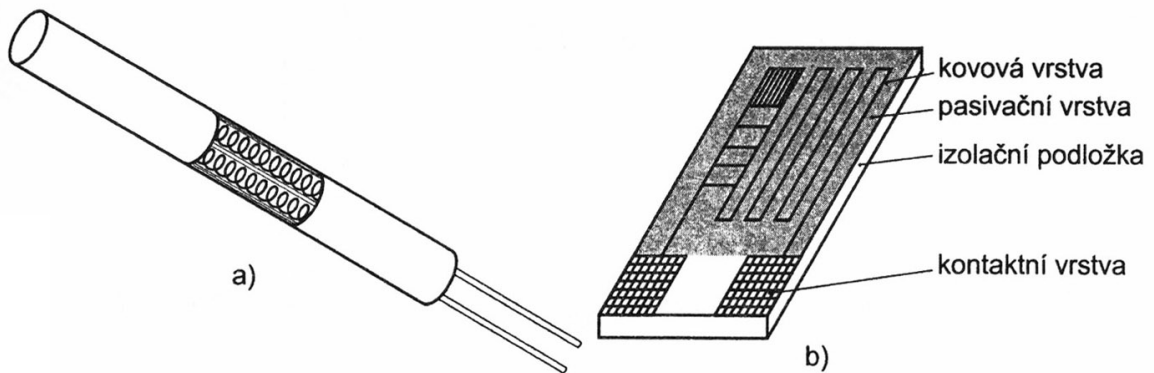
Pro větší rozsahy teplot platí nelineární rovnice v závislosti na použitém kovu. Nejrozšířenějšími odporovými kovovými teploměry jsou teploměry platinové. Kromě platiny se dále používá nikl, měď, molybden, dále pro extrémně nízké teploty od 0,5 K slitiny Rh-Fe, Pt-Co aj.

Platinový odporový teploměr

Platina se vyznačuje chemickou netečností, časovou stálostí a vysokou teplotou tání. Měřicí odpor, tvořící základní konstrukční část teploměru, se vyrábí

- drátkovou technologií,
- tenkovrstvou technologií,
- tlustovrstvou technologií.

Drátkový měřicí odpor je tvořen spirálovitě stočeným platinovým drátkem (\varnothing od 0,01 mm do 0,05 mm), zataveným do keramiky, popřípadě do skla (obr. 6.1a). Jiným uspořádáním je platinová vrstva nanosená na keramické podložce (obr. 6.1b).



Obr. 6.1 Platinový odporový teploměr a) drátkový, b) tenkovrstvý

Protože se platinový drátek nebo platinový film dotýká izolátoru, dochází k systematické chybě způsobené relativními délkovými změnami obou materiálů. Tato chyba má charakter hystereze a u průmyslových měřicích odporů dosahuje při teplotách nad 400 °C až $\pm 0,25$ °C. Nejlepší stability platinového měřicího odporu lze pro metrologické účely docílit volným uložením platinové cívky ve vzduchu nebo ve směsi helia a kyslíku. Přímý styk atmosféry způsobuje vlivem vodíku a kyslíčnicků uhlíku nestabilitu rezistivity platiny. Čistota platiny se pro provozní teploměry posuzuje dle tzv. redukovaného odporu W_{100}

$$W_{100} = \frac{R_{100}}{R_0} \geq 1,385 \quad (6.6)$$

Dle mezinárodního doporučení IEC se platinové měřicí odpory ($W_{100} = 1,385$) dělí do dvou tolerančních tříd (obr. 6.2). Třída A je stanovena pro rozsah teploty od -200 °C do 650 °C a třída B pro rozsah teploty od -200 °C do 850 °C. Standardní hodnotou Pt senzoru je 100 Ω při 0 °C, ale kromě této hodnoty se vyrábějí Pt senzory 50, 200, 500, 1000 a 2000 Ω . Pro rozsah teplot od -200 °C do 850 °C platí pro teplotní závislost standardního měřicího odporu vztah

$$R_{\vartheta} = R_0 [1 + A\vartheta + B\vartheta^2 + C\vartheta^3(\vartheta - 100)] \quad (6.7)$$

přičemž dle IEC platí

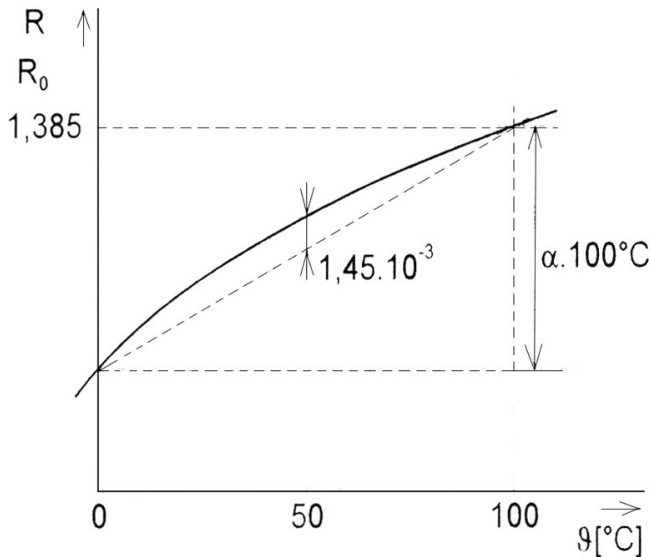
$$\begin{aligned} W_{100} &= 1,385 \\ R_0 &= 100 \Omega \\ A &= 3,90802 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \\ B &= 5,802 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-2} \\ C &= -4,27350 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-3} \text{ pro } \vartheta > 0 \text{ } ^\circ\text{C} \\ C &= 0 \text{ pro } \vartheta < 0 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Chyba při 0 °C je v třídě přesnosti A $\pm 0,125$ °C (čemuž odpovídá $\pm 0,06$ Ω) a $\pm 0,25$ °C (tj. $\pm 0,12$ Ω) v třídě přesnosti B. Toleranční přímky jsou na obr. 6.3.

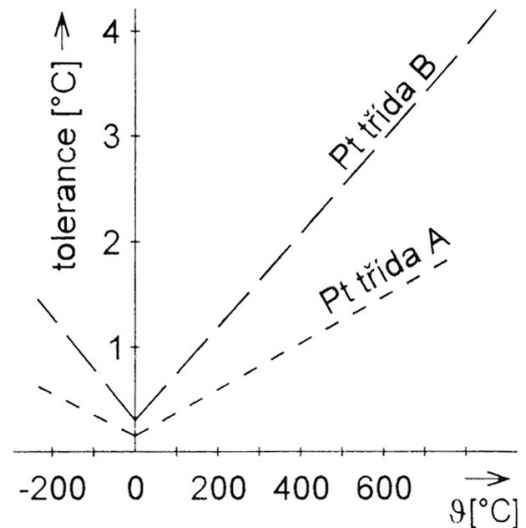
Na obr 6.3 je zřejmá chyba linearity Pt senzoru pro rozsah teplot 0 °C až 100 °C.

Dlouhodobá stabilita Pt měřicích odporů závisí na čistotě materiálu a pohybuje se u provozních senzorů kolem 0,05 %/1000 h.

Pozn: podle U.S. Industrial Standard se používá čistší platina s $W_{100} = 1,391$. Koeficienty rovnice (6.7) a toleranční přímky dle obr. 6.3 se liší.



Obr. 6.2 Tolerance Pt standardních měřicích odporů dle IEC



Obr. 6.3 Závislost odporu Pt senzoru pro rozsah teplot od 0 °C do 100°C

Kromě uvedených rozsahů teplot se vyrábějí vysokoteplotní senzory do teploty 1100 °C.

Odporové senzory teploty se vyrábějí se dvěma nebo čtyřmi vývody. U dvou vodičového provedení se při měření odpor vývodů přičítá k odporu vlastního měřicího odporu a způsobuje tím proměnnou chybu. Nejistota údaje způsobená vlivem odporu vývodů se u standardního odporu pohybuje od 0,1 °C do 0,5 °C. Pro měření, kde tuto chybu nelze zanedbat, je nutné použít třívodičové nebo čtyřvodičové zapojení.

Niklový odporový teploměr

Niklové senzory jsou většinou vyráběny tenkovrstvou technologií na keramické podložce z jemnozrnného korundu. Niklová vrstva se zpracovává fotolitograficky a jmenovitý odpor je nastaven laserem. Výhodou niklových odporových senzorů je vysoká citlivost, rychlá časová odezva a malé rozměry. Nevýhodou je omezený teplotní rozsah a vůči platině značná nelinearita. Pro rozsah od -60 °C do 180 °C platí rovnice

$$R_{\vartheta} = R_0 [1 + A\vartheta + B\vartheta^2 + C\vartheta^3(\vartheta - 100)] \quad (6.8)$$

Dle čistoty Ni, tj. dle teplotního součinitele niklu, mohou konstanty ve vztahu (6.8) nabývat např. hodnot

$$\begin{aligned} A &= 5,49 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \\ B &= 6,80 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-2} \\ C &= 9,24 \cdot 10^{-9} \text{ K}^{-3} && \text{pro } \vartheta > 0 \text{ } ^\circ\text{C} \\ C &= 0 && \text{pro } \vartheta < 0 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Toleranční přímky Ni senzoru teploty dle normy DIN jsou na obr. 6.4.

Dlouhodobá stabilita niklových senzorů je cca 0,08 %/1000 h při 150 °C. Kromě čistého niklu se pro výrobu teplotních senzorů používají niklové slitiny např. s manganem pro měření teploty od $\vartheta = -196$ °C.

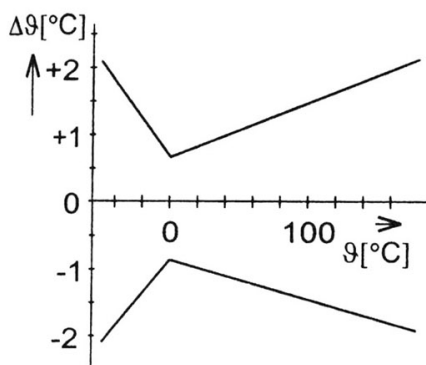
Měděný měřicí odpor

Měď se používá od $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Pro rozsah od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$ lze použít vztah

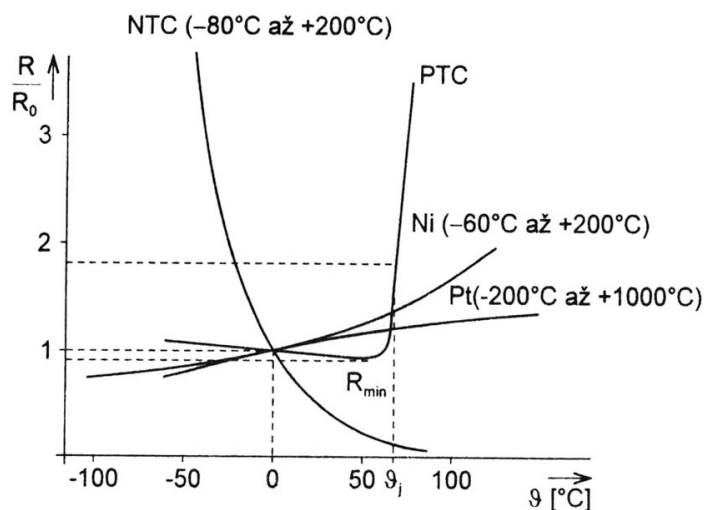
$$R = R_0(1 + \alpha\vartheta) \quad (6.9)$$

kde $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3}\text{ K}^{-1}$ (pozn.: dle čistoty mědi).

Vzhledem k malé rezistivitě mědi ($6\times$ menší než u platiny) a snadné oxidaci mědi se měděné senzory běžně nevyrábějí. Výhodnou aplikací mědi je např. přímé měření teploty měděného vinutí elektromotoru.



Obr. 6.4 Tolerance Ni měřicích odporů dle DIN



Obr. 6.5 Teplotní závislosti odporových senzorů teploty

6.1.2 Termistory

Termistory se dle struktury dělí na amorfnní a polykrystalické. Teplotní rozsah termistorů je rozdílný dle použitého materiálu.

NTC termistory mají záporný teplotní součinitel odporu. Vyrábějí se práškovou technologií ze směsi oxidů kovů (např. $\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{TiO}_2$, $\text{MnO} + \text{CoO}$ apod.). Vylisované senzory se zpevňují sliňováním za vysokých teplot. Teplotní rozsahy termistorů se pohybují od běžných $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ až do extrémních rozsahů v oblasti nízkých teplot od $4,2\text{ K}$ a vysokých teplot do $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$. Teplotní závislost odporu NTC a PTC termistorů v porovnání s kovovými odporovými senzory teploty je na obr. 6.5.

Závislost odporu NTC termistoru na teplotě je dána přibližným vztahem

$$R = Ae^{\frac{B}{T}} \quad (6.10)$$

Úpravou vztahu (6.10) pro dvě teploty obdržíme vhodnější vztah

$$R_1 = R_r e^{B\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_r}\right)} \quad (6.11)$$

kde R_1 je odpor termistoru při teplotě T_1 ,
 R_r odpor termistoru při referenční teplotě T_r , což je obvykle $25\text{ }^{\circ}\text{C}$,
 B [K] teplotní konstanta (závisí na materiálu),
 A [Ω] konstanta závislá na geometrickém tvaru a na materiálu.

Hodnoty teplotní konstanty se u vyráběných termistorů pohybují v rozsahu $1500\text{ K} < B < 7000\text{ K}$ a hodnoty odporu $1\ \Omega < R_r < 1\text{ M}\Omega$.

Velikost konstanty B (která ve skutečnosti není konstantou, neboť je teplotně závislá) se vyhodnotí ze vztahu

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_1}{R_2} = \frac{2,3026 \log \frac{R_1}{R_2}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \quad (6.12)$$

Pro stanovení hodnoty B se měření dle doporučení DIN provádí při teplotách $T_1 = 291,15$ K a $T_2 = 358,15$ K. Při takto zvolených teplotách vypočítaná konstanta B umožňuje po dosazení do vztahu (6.8) měření teploty v rozmezí od 0 °C do 100 °C s chybou ± 1 K. Derivací funkce $R = f(T)$ dle (6.9) obdržíme vztah pro teplotní součinitel odporu

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T^2} \quad (6.13)$$

Pro přesnější vyhodnocení teplotní závislosti termistoru na teplotě lze použít rovnici

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R + c(\ln R)^3 \quad (6.14)$$

Konstanty a , b a c se určují při teplotách 25 °C, 40 °C a 70 °C. Vztah (6.14) umožňuje měření teploty v rozsahu od -50 °C do $+150$ °C s chybou $\pm 0,15$ K a v rozsahu od 0 °C do 100 °C s chybou $\pm 0,1$ K. Pro využití termistoru ve vyšším rozsahu teplot se používá komplikovanějších aproximací.

V porovnání s platinovými senzory jsou NTC termistory méně stabilní (pro běžné aplikace se běžně předpokládá nejistota ± 1 K). Výhodou jsou velmi malé rozměry a oproti platině o řád vyšší hodnota teplotního součinitele odporu (-3 %/K až -6 %/K). Základní nevýhodou je značná nelinearita.

PTC termistory (pozistory) jsou termistory s kladným teplotním součinitelem odporu. Vyrábějí se z polykrystalické feroelektrické keramiky, např. z titaničitanu barnatého (BaTiO_3). Odpor pozistoru se stoupající teplotou nejprve mírně klesá. Nad *Curieovou teplotou* ϑ_j se u pozistoru projevuje exponenciální nárůst rezistivity materiálu v závislosti na teplotě dle obr. 6.5. Po nárůstu o cca 3 řády hodnota odporu pozistoru opět mírně klesá.

Hodnota ϑ_j je volitelná dle chemického složení od 60 °C do 180 °C. Pozistory se obvykle používají jako dvoustavové senzory např. pro signalizaci překročení maximálně přípustné teploty.

6.1.3 Polovodičové monokrystalické senzory teplot

Monokrystalické senzory teploty lze realizovat z křemíku, germania, india aj. a jejich slitin. Sériově se vyrábějí Si senzory pro měření teploty v rozsahu od -50 °C do $+150$ °C (Siemens).

Monokrystalický Si senzor teploty je z nevlastního polovodiče typu N, tj. s dominantní elektronovou vodivostí, pro kterou platí vztah

$$\sigma = e(\mu_n n + \mu_p p) \quad (6.15)$$

kde σ je konduktivita,

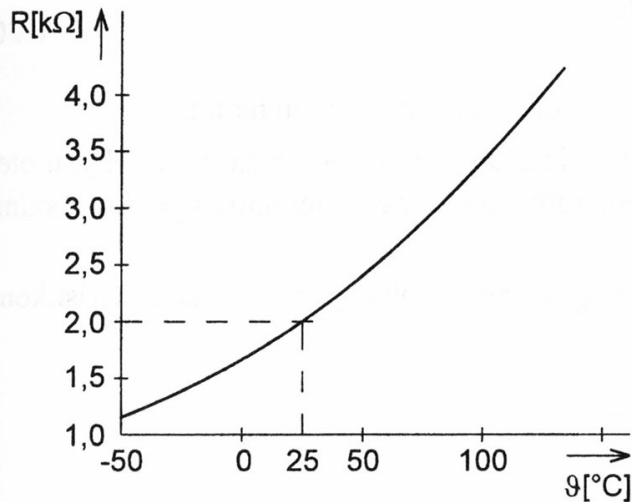
p, n	koncentrace děr, elektronů,
n_i	intrinsická (vlastní) koncentrace nosičů nábojů,
μ_n, μ_p	pohyblivosti elektronů, děr.

Teplotní závislost rezistivity křemíku je v uvedeném rozsahu teplot dle dotační koncentrace příměsí dána teplotní závislostí pohyblivosti nosičů. Se zvyšující se teplotou, podobně jako je tomu u kovů, dochází vlivem rozptylu nosičů náboje na mřížce polovodiče ke zmenšování pohyblivosti těchto nosičů a rezistivita dotovaného polovodiče narůstá, (na rozdíl od nedotovaného, intrinsického polovodiče).

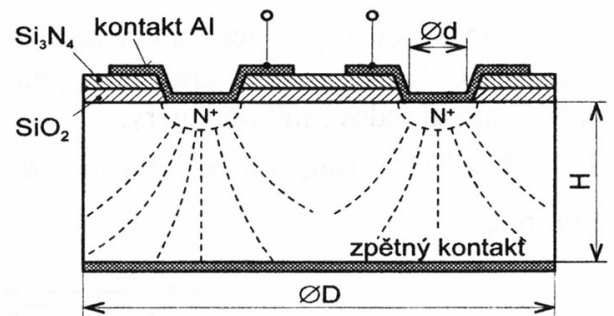
Symetrické uspořádání struktury dle obr. 6.7 je výhodné tím, že odpor senzoru je dán dotační koncentrací a geometrií kontaktů a nezávisí na tloušťce H , kterou je technologicky obtížné přesně dodržet, a dále tím, že nezávisí na polaritě kontaktního napětí. Vzhledem k efektu nelineárního přechodového odporu kov-polovodič se doporučuje pracovat s měřicím proudem menším než několik miliampérů. Teplotní závislost Si senzoru lze aproximovat vztahem (6.16)

$$R = R_r + k(\vartheta - \vartheta_r)^2 \quad (6.16)$$

kde R_r je odpor senzoru při vztažené teplotě ϑ_r .



Obr. 6.6 Charakteristika Si senzoru teploty



Obr. 6.7 Uspořádání monokrystalického senzoru teploty

Grafické zobrazení vztahu (6.16) je na obr. 6.6.

6.1.4 Měřicí obvody pro odporové senzory teploty

Na měřicí obvody jsou kladeny tyto požadavky:

- minimalizace vlivu měřicího proudu, tj. proudu procházejícího senzorem,
- minimalizace vlivu odporu přívodů k senzoru,
- analogová nebo číslicová linearizace.

Vliv měřicího proudu

Průchodem měřicího proudu odporovým senzorem teploty dochází k chybě měření vlivem oteplení senzoru. Chybu lze vyjádřit vztahem

$$\Delta\vartheta = \frac{RI^2}{D} \quad (6.17)$$

kde $D [\text{W}\cdot\text{K}^{-1}]$ je zatěžovací konstanta (odpovídá teplotní vodivosti).

Zatěžovací konstanta je dána výrazem

$$D = \frac{P}{\Delta\vartheta} = \frac{RI^2}{\Delta\vartheta} \quad (6.18)$$

neboli hodnota D je elektrický příkon potřebný k ohřátí odporového senzoru o $\Delta\vartheta = 1 \text{ K}$ nad teplotu okolního prostředí. Konstanta D závisí na řadě fyzikálních veličin prostředí a na přestupu tepla do tohoto prostředí, tedy i na geometrických rozměrech senzoru. Závislost odporu odporového teploměru na pracovním proudu lze tedy obecně popsat vztahem

$$R = f(I)_{\vartheta_p} = f(S, \alpha, \lambda, c, \rho, w, \vartheta_p, \dots) \quad (6.19)$$

kde S je vnější plocha senzoru,
 α součinitel přestupu tepla,
 λ tepelná vodivost prostředí,

- c měrná tepelná kapacita prostředí,
- ρ hustota prostředí,
- w rychlost proudění prostředí,
- ϑ_p teplota prostředí.

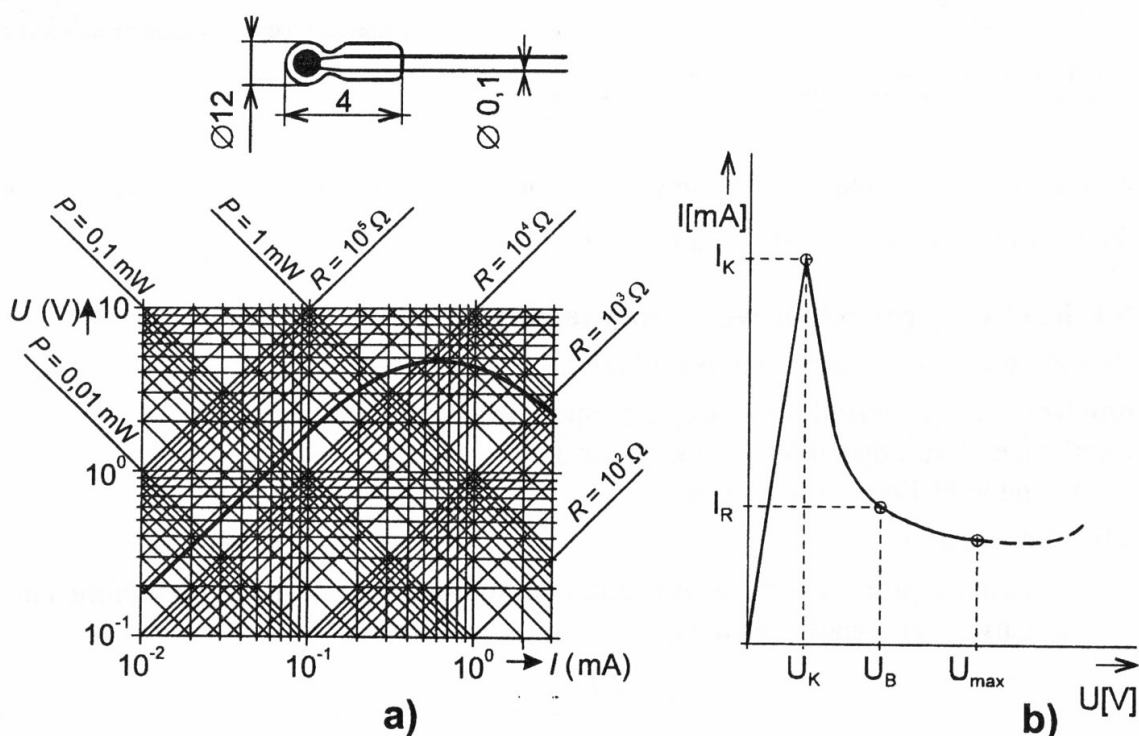
Hodnoty zatěžovacích konstant jsou u většiny výrobců uváděny pouze pro prostředí neproudícího vzduchu. Pro danou přípustnou chybu oteplením lze vypočítat maximální hodnotu měřicího proudu dle rovnice

$$I_{dov} = \sqrt{\frac{\Delta \vartheta D}{R}} \quad (6.20)$$

kde R je maximální odpor odporového senzoru v daném rozsahu teplot.

Např. pro Pt senzory, jejichž hodnota $R_0 = 100 \Omega$, je pro požadovanou maximální chybu oteplením $0,1 \text{ }^\circ\text{C}$ $I_{dov} \leq 1 \text{ mA}$. U termistorů, jejichž hodnoty jsou řádově kiloohmy, vychází maximální měřicí proud řádově mikroampéry.

U NTC a PTC termistorů lze závislost $R = f(I, \vartheta_p)$ vyjádřit voltampérovou charakteristikou dle obr. 6.8.



Obr. 6.8 Voltampérová charakteristika (a - perlečkový NTC termistor, b - PTC termistor)

Vliv odporu přívodů si ukažme na klasickém zapojení Wheatstoneova můstku dle obr. 6.9. Aby vedení mělo definovanou hodnotu odporu (obvykle 20Ω), je do obvodu zařazen teplotně nezávislý odpor R_j . Při dvou vodičovém zapojení je celkový odpor vedení $R_v = 2 R_{Cu} + R_j$. Pro teplotní závislost odporu vedení platí

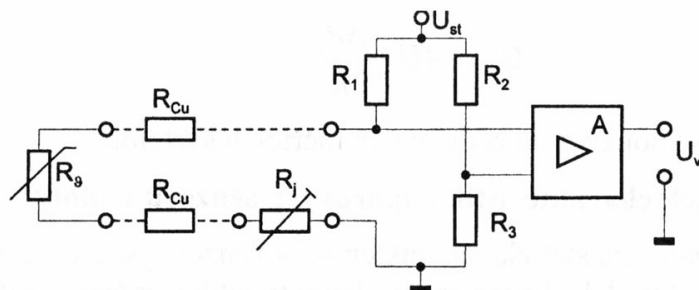
$$R_{Cu} = R_{Cu_0} (1 + \alpha_{Cu} \vartheta_p) \quad (6.21)$$

kde ϑ_p je teplota prostředí.

Chyba způsobená oteplením přívodů bude přibližně dána

$$d = \frac{2DR_{Cu}}{DR_j} \quad (6.22)$$

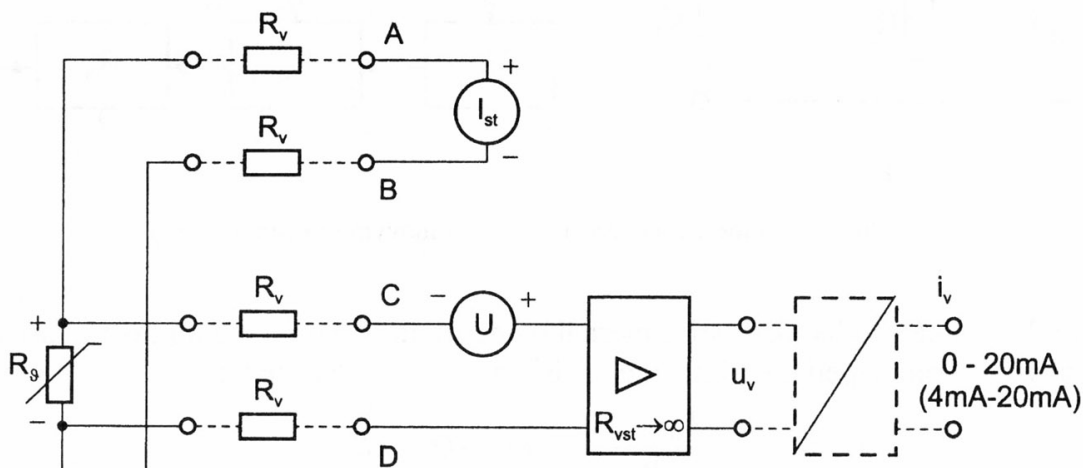
Známou nevýhodou Wheatstoneova můstku je jeho nelinearita – výhodnější je můstek napájet ze zdroje proudu [12].



Obr. 6.9 Dvou vodičové můstkové připojení odporového senzoru teploty
 U_{st} je stabilizované napájecí napětí,

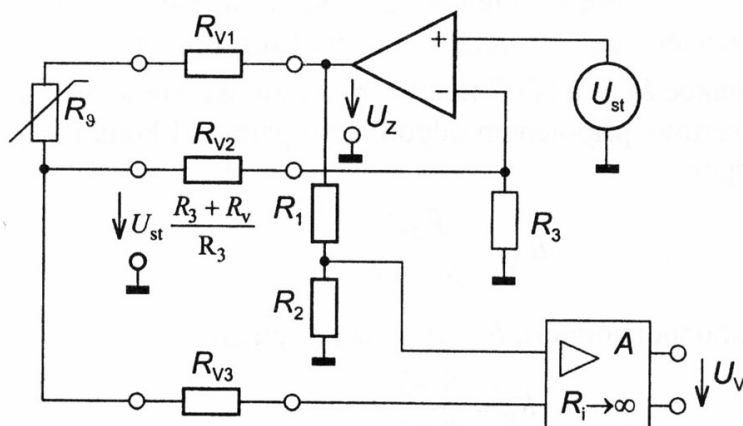
Vliv odporu vedení se neuplatní u čtyřvodičového zapojení dle obr. 6.10 za předpokladu, že $R_{vst} \gg R_g$. Pro výstupní napětí platí:

$$U_v = I_{st} R_g - U \quad (6.23)$$



Obr. 6.10 Čtyřvodičový měřicí obvod se zdrojem proudu I_{st} a pomocným zdrojem napětí U ($R_v = R_{Cu}$)

Příkladem třívodičového zapojení je obvod na obr. 6.11.



Obr. 6.11 Třívodičové zapojení odporového senzoru teploty v aktivním můstku ($R_v = R_{Cu}$)

Pro zapojení lze odvodit za předpokladu, že $R_{v1} = R_{v2} = R_{v3}$:

$$U_v = AU_{st} \frac{R_v R_2 - R_v R_1 + R_g R_2 - R_3 R_1}{R_3 (R_1 + R_2)} \quad (6.24)$$

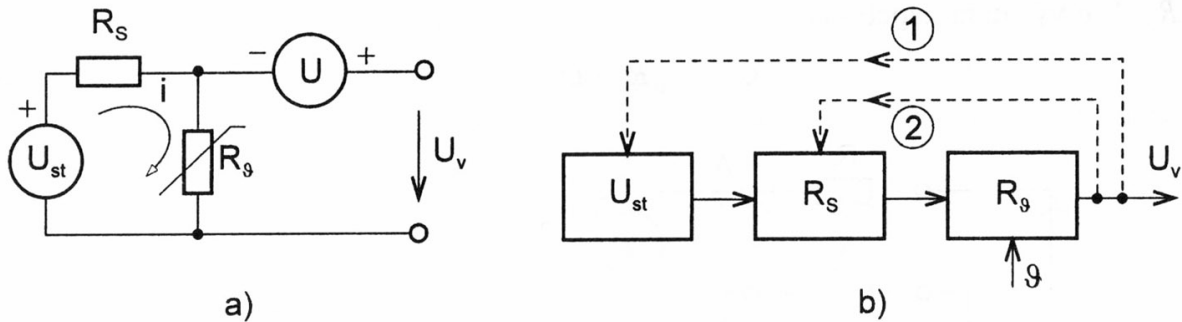
Zvolíme-li $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R_{gz}$ a vyjádříme-li $R_g = R_{gz} + \Delta R_g$, platí pro závislost výstupního napětí na teplotě bez vlivu odporu vedení:

$$U_v = AU_{st} \frac{\Delta R_g}{2R_g} \quad (6.25)$$

Podobného principu se používá i u číslicových měřicích systémů.

Linearizace statických charakteristik odporových senzorů teploty

Základní metody linearizace statické charakteristiky senzoru jsou uvedeny v kap. 1.6. U odporových senzorů teploty lze dále linearizovat charakteristiku zpětnovazebním zapojením. Princip spočívá v regulaci měřicího proudu nebo napájecího napětí dle obr. 6.12.



Obr. 6.12 Linearizační převodník s platinovým senzorem teploty

Vzhledem ke konkávní charakteristice měřicího odporu musí proud dle obr. 6.12 narůstat s teplotou tak, aby výstupní napětí bylo lineárně závislé na teplotě. Platí tedy:

$$U_v = U_{st} \frac{R_g}{R_g + R_s} - U = iR_g - U = k\vartheta \quad (6.26)$$

kde U je stabilizovaný zdroj napětí k potlačení počáteční hodnoty R_g .

Regulace proudu je možná buď zavedením zpětné kladné vazby do stabilizovaného zdroje napětí U_{st} (vazba 1 na obr. 6.12), nebo použitím řízeného záporného odporu R_s (vazba 2). Záporný se realizuje zavedením kladné zpětné vazby u operačního zesilovače. Linearizací lze dosáhnout odchylky menší než $0,1 \text{ } ^\circ\text{C}$ v rozsahu teplot od $-150 \text{ } ^\circ\text{C}$ do $+400 \text{ } ^\circ\text{C}$. Tento způsob linearizace je použit např. u integrovaného obvodu XTR103 firmy Burr-Brown.

Pasivní linearizace funkce $R(T)$ u NTC termistorů a monokrystalických Si senzorů teploty spočívá v paralelně nebo sériově připojeném odporu. Pro paralelní kombinaci senzoru s odporem R_p platí pro výsledný odpor

$$R'_g = \frac{R_g R_p}{R_g + R_p} \quad (6.27)$$

U NTC termistoru se hodnota odporu R_p vypočítá ze vztahu

$$R_p = \frac{B - 2T_i}{B + 2T_i} \quad (6.28)$$

kde B je konstanta ze vztahu (6.12),

T_i teplota odpovídající inflexnímu bodu uprostřed linearizovaného pásma [K].

Pro výpočet sériově zapojeného odporu platí stejné výrazy. Zatím co paralelní kombinace se napájí ze zdroje proudu, což je výhodné, neboť se neuplatní odpory přívodů, u sériového zapojení je napájení ze zdroje napětí.

Kromě uvedených paralelních a sériových linearizačních obvodů se vyrábějí termistorové kombinace, umožňující aplikovat sérioparalelní odporovou linearizační síť pro široké linearizační pásmo.

6.1.5 Monokrystalické PN senzory teploty

PN senzory teploty jsou založeny na teplotní závislosti napětí PN přechodu v propustném směru. Ze Shockleyovy rovnice

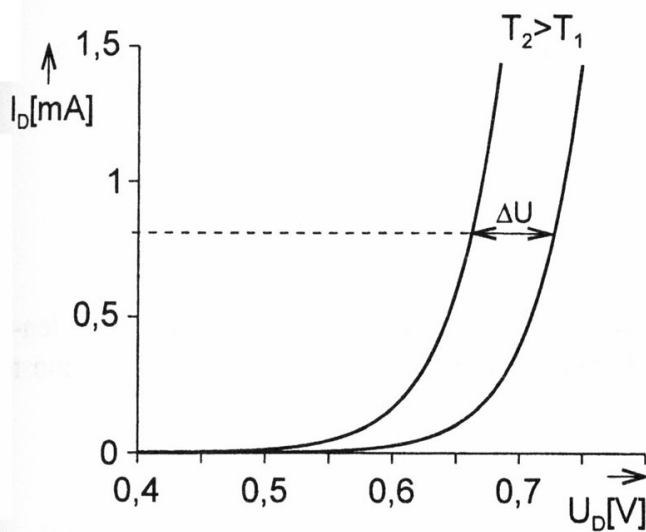
$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{mU_T}} - 1 \right) \quad (6.29)$$

vyplývá vztah

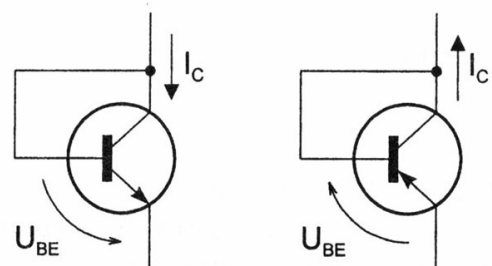
$$U_D = mU_T \ln \left(\frac{I_D}{I_S} + 1 \right) \quad (6.30)$$

kde U_D je napětí na PN-diodě v propustném směru,
 I_S saturační proud PN-diody v závěrném směru,
 I_D proud PN-diodou v propustném směru,
 m rekombinační koeficient polovodiče $1 \leq m \leq 2$,
 U_T teplotní napětí dané vztahem $U = kT/e$, kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K je Boltzmannova konstanta, $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C je elementární náboj,
 T teplota v Kelvinech.

Teplotní závislost PN-diody je na obr. 6.14.



Obr. 6.14 Teplotní závislost napětí $\Delta U_D = f(T)$ PN-diody



Obr. 6.13 Tranzistorová dioda

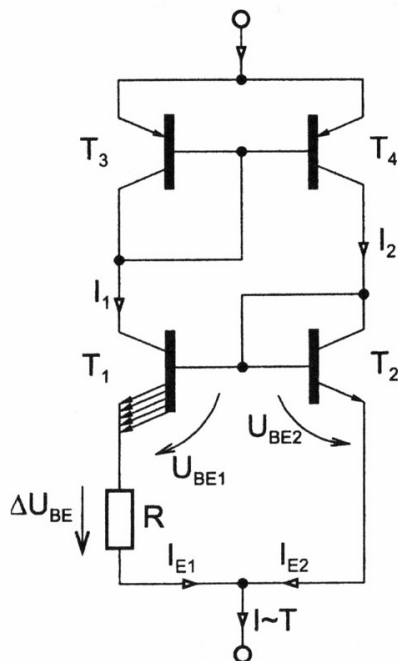
Kromě křemíku se pro diodové senzory používá galiumarsenid.

Tranzistorové PN senzory jsou založeny na obdobném principu jako PN-diody, tj. využívá se teplotní závislosti přechodu báze-emitor na teplotě v propustném směru. Pro zapojení tzv. tranzistorové diody dle obr. 6.13 je rekombinační koeficient $m = 1$ a není závislý ani na proudu I_C ani na teplotě T .

Integrované PN senzory teploty.

Princip vyráběných integrovaných senzorů, u nichž senzor a elektronický obvod tvoří jediný monolitický prvek, vychází ze zapojení na obr. 6.15.

Struktura je napájena ze zdroje napětí U , výstupem je velikost výstupního proudu I .



Obr. 6.15 Integrovaný PN senzor

Teplotně citlivé PN přechody tranzistorů jsou BE přechody tranzistorů T_1 a T_2 . Tyto tranzistory jsou napájeny dvěma shodnými proudy I_1 a I_2 z tzv. proudového zrcadla tvořeného tranzistory T_3 a T_4 . Proudové zrcadlo T_3 a T_4 má rozdílnou hustotu proudu emitorových přechodů. Tranzistor T_1 je složen z r ($r \leq 10$) paralelně zapojených tranzistorů, z nichž každý má stejnou plochu S_E emitorového přechodu jako tranzistor T_2 , takže výsledná plocha $S_{E1} = r S_{E2}$. Pro saturační proud tranzistoru platí $I_S = f(S_E)$, takže pro poměr proudů $I_2/I_1 = 1$ můžeme psát:

$$1 = \frac{I_2}{I_1} = \frac{S_{E2} e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}}{S_{E1} e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}} = \frac{e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}}{r e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}} \quad (6.31)$$

neboli

$$e^{\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}} = e^{\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}} = r \quad \text{a tedy}$$

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln r = \frac{k}{e} \ln(r) T = K T = I_{E1} R = \frac{I}{2} R \quad (6.32)$$

kde $K = \frac{k}{e} \ln r$.

Dle zapojení na obr. 6.15 je zřejmé, že proud $I_{E1} = \Delta U_{BE} / R$ a ze vztahu (6.32) vyplývá, že je tento proud lineární funkcí teploty. Vzhledem k symetrickému zapojení zrcadel bude tato vlastnost platit i pro celkový výstupní proud $I = 2 I_E$.

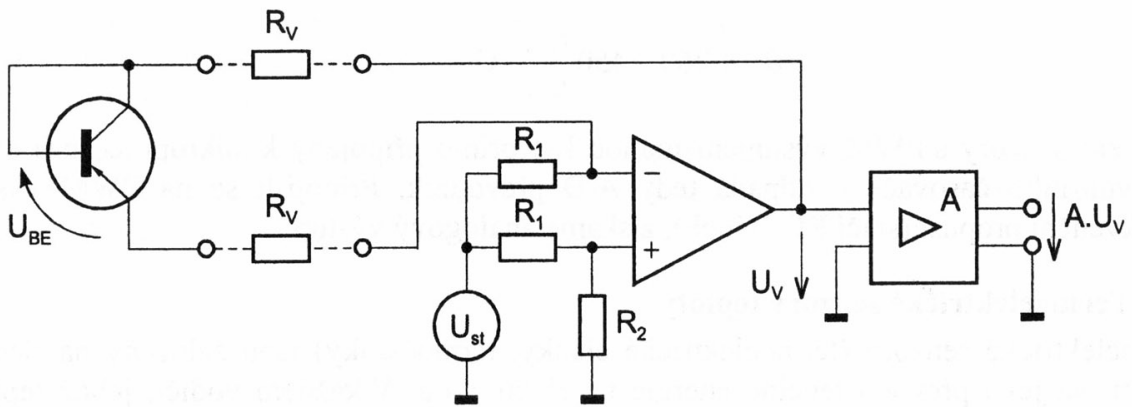
$$I = \frac{2K}{R} T \quad (6.33)$$

Dalšího zvýšení citlivosti monolitického integrovaného senzoru se docílí, má-li proudové zrcadlo z tranzistorů T_3 a T_4 také rozdílné plochy emitorových přechodů $S_{E4}/S_{E3} = m$.

Popsaný prvek tedy vtipným způsobem potlačuje nelineární závislost saturačního proudu I_S na teplotě. Jinou metodou je měření napětí na jediném tranzistoru při dvou hodnotách měřicího proudu a následné matematické zpracování.

6.1.6 Měřicí obvody pro PN senzory

Jednoduchý dvou vodičový obvod s PN přechodem napájeným zdrojem proudu je na obr. 6.16. Odpor R_1 a R_2 slouží k posunutí nuly.



Obr. 6.16 Aktivní můstek s tranzistorovou diodou

Ze schématu lze odvodit pro výstupní napětí vztah

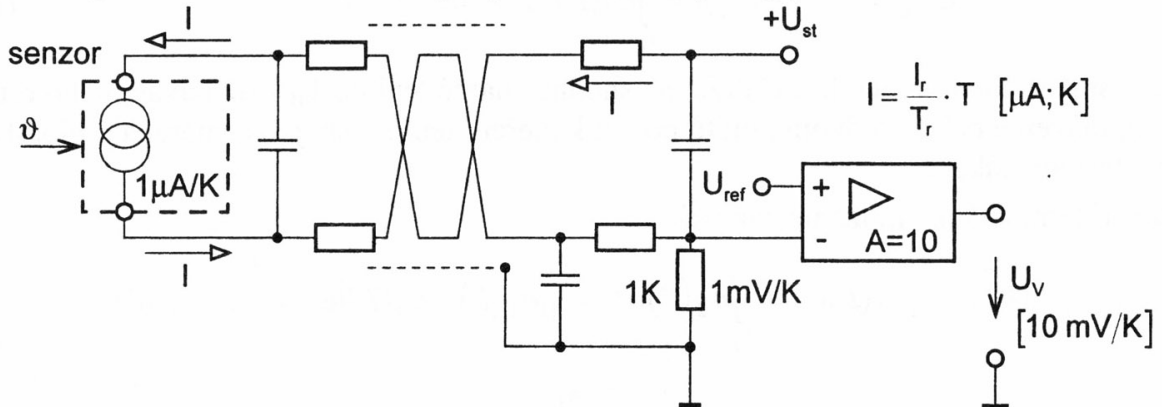
$$U_v = -U_{BE} - U_{st} \frac{2R_v}{R_1} + U_{st} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.34)$$

Pro relativní chybu způsobenou odporem vedení platí

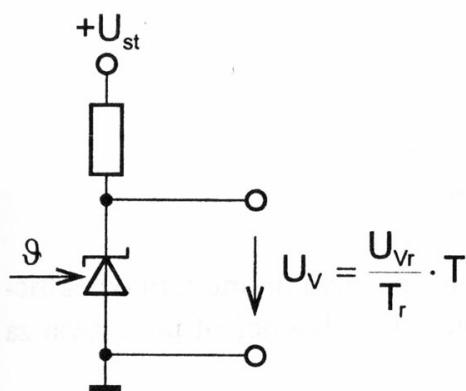
$$\delta = -U_{st} \frac{1}{U_{BE}} \frac{2R_v}{R_1} \quad (6.35)$$

Pracovní proud daný odporem R_1 je nutno zvolit tak, aby oteplení PN přechodu bylo zanedbatelné.

Aplikací integrovaného PN senzoru teploty dle obr. 6.15 je zapojení na obr. 6.17.



Obr. 6.17 Měřicí řetězec s integrovaným PN senzorem teploty ($I_r = 298,2 \mu A$ při $T_r = 298,2 K$)
Napětí U_{ref} slouží pro nastavení počáteční teploty



Obr. 6.18 Uspořádání integrovaného PN senzoru s napěťovým výstupem

Kromě integrovaných PN senzorů s proudovým výstupem se vyrábí celá řada senzorů, u nichž je integrovaný obvod doplněn obvodem pro napěťový výstup s citlivostí od 5 mV/K do 28 mV/K. Obvod se chová jako Zenerova dioda s přesně definovaným teplotním součinitelem, a proto výrobci používají uvedený symbol senzoru.

Někteří výrobci využívají princip dle obr. 6.15 k výrobě PN senzoru s pulsním výstupem. Např. typ TMP01 (Analog Devices) má pulsní dvoustavový výstup se střídou t_1/t_2 danou vztahem

$$\vartheta = \left(260 - 450 \frac{t_1}{t_2} \right) ^\circ\text{C} \quad (6.36)$$

Takovéto senzory s PWM výstupem mohou být přímo připojeny k mikroprocesoru s využitím jeho vnitřního časovače – odpadá tedy A/D převodník. Připojí-li se na PWM výstup dolnofrekvenční propust (stačí RC článek), získáme analogový výstup.

6.1.7 Termoelektrické senzory teploty

Termoelektrické senzory (termoelektrické články, termočlánky) jsou založeny na Seebeckovu jevu, tj. na jevu převodu tepelné energie na elektrickou. V každém vodiči, jehož teplota není konstantní, vzniká termoelektrické napětí, pro které platí $dU = \sigma(T)dT$. Omezíme naše úvahy na situaci, kdy vodičem neprotéká žádný proud (a nemůže se tedy uplatnit Thompsonův ani Peltierův jev). Napětí $U_{A,B}$ mezi konci vodiče A,B je potom závislé pouze na rozdílu teploty těchto konců a nikoli na průběhu teploty po délce vodiče, přestože vzniká v celé oblasti teplotní změny (to platí, jsou-li vodiče vyrobeny z homogenního materiálu).

$$U_{B,A} = \int_{T_B}^{T_A} \sigma(T) dT \quad (6.37)$$

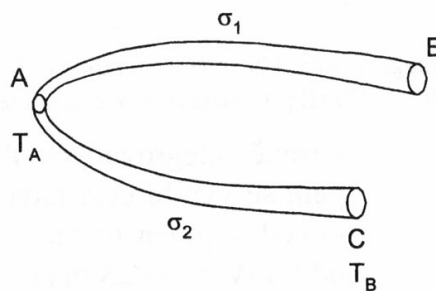
Toto termoelektrické napětí skutečně existuje, ale není přímo měřitelné. Spojíme-li ale dva dráty z materiálů s rozdílnými Seebeckovými koeficienty σ_1, σ_2 , bude mezi jejich rozpojenými konci B,C napětí

$$U_{B,C} = U_{B,A} + U_{A,C} = \int_{T_B}^{T_A} \sigma_1(T) dT + \int_{T_A}^{T_C} \sigma_2(T) dT \quad (6.38)$$

Jestliže jsme schopni konce B a C držet na shodné známé teplotě T_B (srovnávací nebo referenční teplota), můžeme pak tuto dvojici drátů použít k měření teploty spoje A (měřená teplota) a nazýváme ji termočlánekem.

Pro napětí termočláнку můžeme pak psát

$$U_{B,C} = \int_{T_B}^{T_A} \sigma_1(T) dT + \int_{T_A}^{T_B} \sigma_2(T) dT = \int_{T_B}^{T_A} [\sigma_1(T) - \sigma_2(T)] dT = \int_{T_B}^{T_A} \sigma_{12}(T) dT$$



Obr. 6.19a Princip termočláunku

V technické praxi se místo relativního Seebeckova koeficientu σ_{12} používá pojmu termoelektrický koeficient α . Pro malý rozdíl teplot spojů je možno termoelektrický koeficient považovat za konstantní a platí známá rovnice pro termočlánek:

$$U = \alpha_{12} (\vartheta_M - \vartheta_S) \quad (6.39)$$

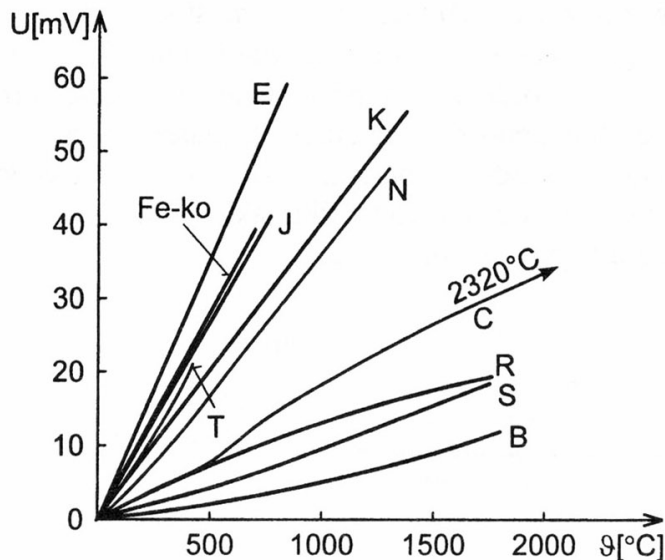
kde ϑ_M je teplota měřicího spoje

ϑ_S je teplota srovnávacího spoje

Napětí termočlánu tedy nevzniká na měřicím spoji, ale v těch místech, kde se mění teplota po délce celého termočlánu až po srovnávací spoj. Je proto třeba dbát na kvalitu celého termočlánu, zejména na homogenitu jeho materiálu.

Termoelektrický koeficient α_{12} je u kovových termočlánu řádově jednotky až desítky mikrovoltů na stupeň, u polovodičových termočlánu dosahuje hodnot vyšších než 100 mV/°C. Pro přesné vyjádření závislosti $U = f(\vartheta)$ je nutno použít polynom

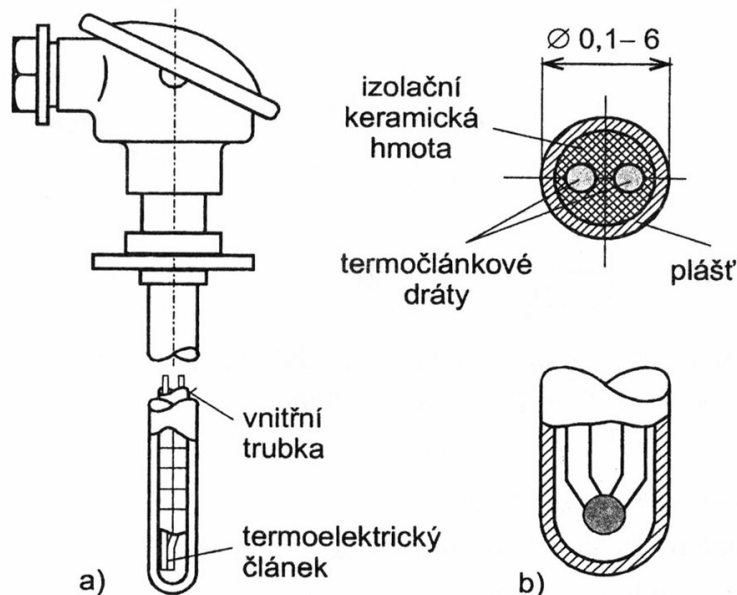
$$U = \sum_{i=0}^n a_i \Delta \vartheta^i \quad (6.40)$$



Obr. 6.19b Statické charakteristiky vybraných typů termoelektrických článků

Označení:	E: NiCr – CuNi	N: NiCrSi-NiSi
	Fe-ko	C: WRe5-WRe26
	J: Fe-CuNi	R: PtRh13-Pt
	T: Cu-CuNi	S: PtRh10-Pt
	K: NiCr-NiAl	B: PtRh30-PtRh6

Na základě požadavků na volbu dvojic materiálů (tj. definovatelnost a stabilita závislosti $U = f(\vartheta)$) jsou ve světě normalizovány různé typy termočlánu, označené dle doporučení IEC velkými písmeny. Statické charakteristiky některých typů termoelektrických článků jsou na obr. 6.19b. Příklady konstrukčního uspořádání jsou na obr. 6.20.



Obr. 6.20 Příklady konstrukčního uspořádání termočlánu
(a - tyčový termoelektrický teploměr, b - plášťový termoelektrický článek s izolovaným měřicím spojem)

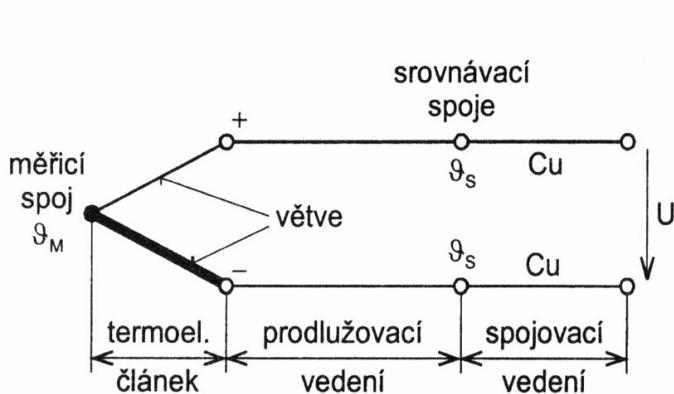
6.1.8 Měřicí obvody pro termoelektrické senzory

Na měřicí obvody jsou kladeny tyto požadavky:

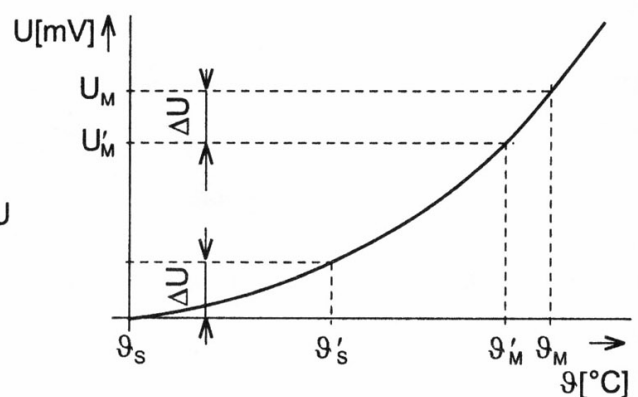
- minimalizace vlivu kolísání srovnávacích teplot,
- minimalizace vlivu odporu přívodů k senzoru,
- potlačení rušivých signálů.

Základní názvosloví měřicího řetězce s termoelektrickým článkem je uvedeno na obr. 6.21.

Termoelektrický článek vyhodnocuje rozdíl teplot dle vztahu (6.39) a pokud není účelem měření vyhodnocovat teplotní rozdíl, je nutné vliv teploty ϑ_S minimalizovat. Pokud příslušné elektronické obvody nejsou v těsné blízkosti měřeného místa, musí se nejprve termoelektrický článek prodloužit tzv. prodlužovacím vedením do prostoru, kde je buď $\vartheta_S = \text{konst.}$, nebo změny ϑ_S budou kompenzovány. Prodlužovací vedení tedy prodlužuje obě větve termoelektrického článku ke srovnávacím spojům. Je zhotoveno buď ze stejných materiálů, jako je termoelektrický článek, nebo z cenových důvodů z náhradních materiálů, které musí mít ve stanoveném teplotním rozmezí (do 200 °C) stejnou statickou charakteristiku jako prodlužovaný termočlánek. Vliv kolísání teploty srovnávacích spojů je patrný z obr. 6.22.



Obr. 6.21 Názvosloví měřicího řetězce s termoelektrickým článkem ϑ_M – měřená teplota, ϑ_S – srovnávací teplota



Obr. 6.22 Vliv kolísání srovnávací teploty (ϑ'_M, U'_M – naměřené hodnoty)

Bude-li se měřit při jiné srovnávací teplotě ϑ'_S , než je teplota daná normou nebo než je vztažná teplota přístroje ϑ_S , je nutno výsledný údaj teploty ϑ'_M opravit. Z obr. 6.22 plyne, že správná hodnota teploty ϑ_S je

$$\vartheta_M = \vartheta'_S + \frac{\alpha_S}{\alpha_M} (\vartheta'_S - \vartheta_S) \quad (6.41)$$

$$U_M = U'_M + \alpha_S (\vartheta'_S - \vartheta_S) \quad (6.42)$$

kde $\alpha_S = \frac{U}{\vartheta'_S - \vartheta_S}$, $\alpha_M = \frac{U}{\vartheta_M - \vartheta'_M}$.

Pokud odečítáme hodnoty napětí z tabulky (normy), kde je $\vartheta_S = 0^\circ\text{C}$ a ve skutečnosti $\vartheta_S = \vartheta'_S$ pak správné termoelektrické napětí vypočteme ze vztahu

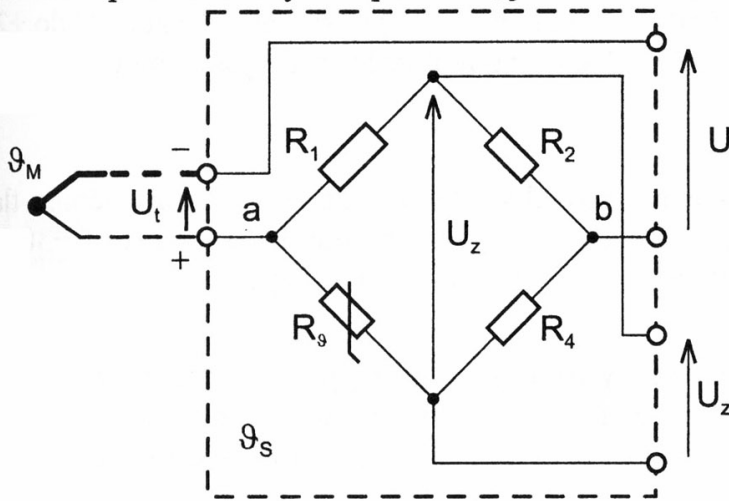
$$U = U_0 - \alpha_S \vartheta'_S \quad (6.43)$$

kde U_0 je odečtená hodnota z tabulky,
 U korigovaná hodnota napětí pro srovnávací teplotu.

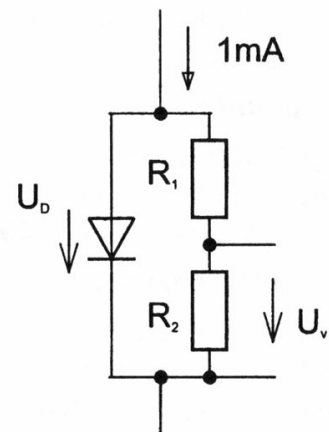
Vliv kolísání srovnávacích teplot lze vyloučit:

- a) umístěním srovnávacích spojů do termostatu,
- b) kompenzačními obvody (analogově),
- c) číslicovou korekcí.

Klasická, v různých formách stále používaná, je **kompenzační krabice**. Jedna její možná realizace s teplotně závislým odporem R_g je na obr. 6.23.



Obr. 6.23 Zapojení kompenzační krabice



Obr. 6.24 Diodový kompenzační obvod

Změní-li se teplota ϑ_S od vztažné teploty (obvykle 20°C), vznikne na měřicí diagonále můstku takové napětí U_{ab} , aby byla korigována chyba $\Delta\vartheta = \vartheta_M - \vartheta_M'$ dle obr. 6.22.

Jiná obvodová řešení kompenzace teploty srovnávacích konců využívají teplotní závislosti PN přechodu dle obr. 6.24. Umístíme-li tedy diodu nebo (tranzistorovou diodu) v blízkosti srovnávacích spojů, pak při proudovém napájení diody bude napětí na diodě $U_D = f(\vartheta_S)$. Potřebná citlivost kompenzačního napětí $dU_K/d\vartheta_S$ se získá odporovým děličem dle obr. 6.24.

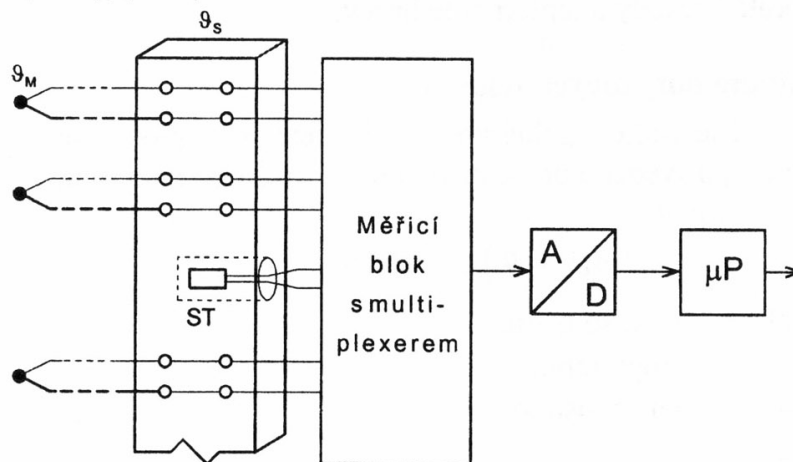
Pro napětí U_V na odporovém děliči musí být pro správnou kompenzaci splněna podmínka:

$$\frac{dU_V}{d\vartheta} = \frac{dU_D}{d\vartheta} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \left[\frac{dU_t}{d\vartheta} \right]_{\vartheta_S} \quad (6.44)$$

Uvedený způsob kompenzace lze aplikovat např. s integrovaným obvodem XTR101 firmy Burr—Brown (viz cvičení).

U číslicových měřicích systémů se nejčastěji používá **izotermická svorkovnice** dle obr. 6.25.

Teplota svorkovnice se snímá polovodičovým nebo odporovým senzorem teploty ST. Při každém odměru všech měřicích míst se pak korekce na změny teploty srovnávacích spojů vyhodnotí číslicově dle vztahů (6.41), (6.42).



Obr. 6.25 Izotermická svorkovnice

6.1.9 Dilatační teploměry a senzory teploty

Dilatační senzory teploty jsou založeny na změně objemu látek vlivem teploty. Měření teploty se převádí na měření délky, objemu nebo tlaku.

Skleněné teploměry

U skleněných teploměrů se teplota stanovuje z výšky hladiny teploměrné kapaliny ve skleněné kapiláře. Pro rozsah teplot od $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+650\text{ }^{\circ}\text{C}$ se používá rtuť, pro rozsah od $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+20\text{ }^{\circ}\text{C}$ pentan aj. Vzhledem k bodu varu rtuti $+357\text{ }^{\circ}\text{C}$ je nutno teploměry pro vyšší teploty plnit dusíkem pod tlakem.

Tlakové teploměry

Systém tlakového teploměru se skládá z kovové nádoby, kovové kapiláry a deformačního tlakoměru. Tento systém je nerozebíratelný a je zcela vyplněn teploměrnou kapalinou (rtuť $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+500\text{ }^{\circ}\text{C}$, xylén $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+400\text{ }^{\circ}\text{C}$, methylalkohol $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ aj.).

Plynové a parní teploměry

Plynové senzory teploty neboli plynové teploměry jsou založeny na plynové rovnici $pV = RT$. Parní senzory teploty (parní teploměry) využívají závislosti tlaku nasycených par na teplotě. Oproti tlakovým jsou citlivější a přesnější. Používá se etyléter ($35\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $190\text{ }^{\circ}\text{C}$), toluen ($120\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+300\text{ }^{\circ}\text{C}$) aj.

Dvojkovové senzory teploty

Teploměrnou částí dvojkovových senzorů je bimetal (dvojkov) zhotovený z dvojice pevně spojených kovových materiálů s rozdílným teplotním součinitelem roztažnosti. Pro zvětšení účinnosti účinné látky a tím i citlivosti čidla se používá bimetal svinutý do šroubovice nebo spirály. Použití těchto senzorů je do $+400\text{ }^{\circ}\text{C}$.

6.1.10 Speciální senzory teploty

Krystalové teploměry jsou založeny na změně rezonančního kmitočtu křemenného výbrusu.

Akustický teploměr je založen na teplotní změně rychlosti zvuku w . V ideálním plynu platí vztah

$$w^2 = \frac{c_p}{c_v} \frac{RT}{M} \quad (6.45)$$

kde c_p , c_v jsou měrné tepelné kapacity plynu, R je plynová konstanta a M je molekulová hmotnost plynu. Akustický teploměr se používá v metrologii. Podobného principu se používá pro bezkontaktní měření teplotních polí (akustická teplotní tomografie).

Pro měření nízkých teplot se používají šumové teploměry, využívající závislosti šumového napětí odporu na teplotě, dále kapacitní a magnetické teploměry. Z dalších principů kontaktních teploměrů lze zmínit tekuté krystaly a teploměrné barvy.

6.1.11 Časová konstanta dotykových senzorů

Za předpokladu nekonečně velké tepelné vodivosti λ senzoru teploty a přenosu tepla pouze konvekcí bude pro teplo dQ_1 přivedené do senzoru a teplo v senzoru akumulované dQ_2 platit tepelná bilance $dQ_1 = dQ_2$, neboli platí

$$S\alpha(\vartheta_m - \vartheta_t)dt = mcd\vartheta_t \quad (6.46)$$

kde	S	je plocha povrchu senzoru,
	α	součinitel přestupu tepla,
	ϑ_m	teplota měřeného prostředí,
	ϑ_t	teplota senzoru,
	t	čas,

- m hmotnost senzoru,
 c měrná tepelná kapacita senzoru.

Řešením rovnice (6.46) pro skokovou změnu z teploty ϑ_0 na teplotu ϑ_m dostaneme

$$\vartheta_t - \vartheta_m = (\vartheta_m - \vartheta_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (6.47)$$

kde τ je časová konstanta senzoru, daná rovnicí

$$\tau = \frac{mc}{S\alpha} \quad (6.48)$$

U reálného senzoru není tepelná vodivost senzoru $\lambda = \infty$ a přechodová charakteristika nebude prvního řádu.

Souhrnný přehled kontaktních senzorů teploty:

	termočl.	RTD	NTC	PN polovod
tepl. rozsah [°C]	-200..2300	-200..850	-80..150	-40..100
Citlivost	--	-	+	++
Linearita	-	+	--	+
Záměnnost	+	++	drahé	+
Stárnutí	--		-	
Pasivní	+	samoohřev		
Rychlost	++	+	+	-
Odolnost	++	--	+	-

6.2 SENZORY PRO BEZDOTYKOVÉ MĚŘENÍ TEPLOT

6.2.1 Základy pyrometrie

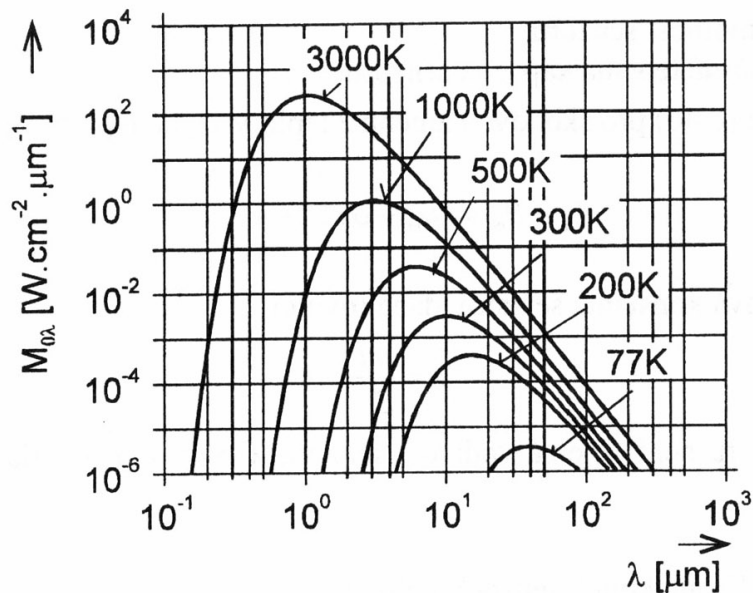
Bezdotykové měření teplot (tzv. pyrometrie) je měření povrchové teploty těles na základě elektromagnetického záření mezi tělesem a senzorem záření a to od 0,4 μm do 25 μm vlnové délky. Uvedený rozsah pokrývá měření teploty od -40 °C do $+10\,000$ °C. Dle členění elektromagnetického záření spadá oblast od 0,4 μm do 0,78 μm do viditelného spektra, od 0,78 μm do 1 μm do blízkého infračerveného spektra, od 1 μm do 3 μm do krátkovlnného infračerveného spektra, od 3 μm do 5 μm do středovlnného spektra a od 5 μm do 25 μm do dlouhovlnného spektra.

Výhody bezdotykového měření teplot:

- zanedbatelný vliv měřicí techniky na měřený objekt,
- možnost měření rotujících nebo pohybujících se těles,
- možnost měření rychlých teplotních změn,
- lze snímat a zobrazovat celé povrchy těles (termovize).

Nevýhody bezdotykového měření teplot:

- chyba způsobená nepřesným stanovením emisivity měřeného tělesa,
- chyba způsobená prostupností prostředí,
- chyba způsobená odraženým zářením z okolního prostředí,
- závislost na úhlu k měřeného povrchu.



Obr. 6.26 Spektrální intenzita vyzařování černého tělesa

Základní vztahy

Planckův zákon (obr. 6.26)

$$M_{0\lambda} = \frac{c_1}{\lambda^5 \left(e^{\frac{c_2}{\lambda T}} - 1 \right)} \quad (6.49)$$

kde $M_{0\lambda}$ je spektrální hustota intenzity záření černého tělesa,

$$c_1 = 3,74 \cdot 10^{-16} \text{ W} \cdot \text{m}^2,$$

$$c_2 = 1,44 \cdot 10^{-2} \text{ m} \cdot \text{K},$$

λ [m] je vlnová délka záření,

T [K] teplota povrchu tělesa.

Wienův zákon

Pro rozsah teploty povrchu tělesa $T < 3000$ K je splněna nerovnost

$$e^{\frac{c_2}{\lambda T}} \gg 1, \quad \lambda T < 0,1 c_2 \quad (6.50)$$

a Planckův zákon se zjednoduší s chybou menší než 1% na tvar Wienova zákona

$$M_{0\lambda} = \frac{c_1}{\lambda^5 e^{\frac{c_2}{\lambda T}}} \quad (6.51)$$

Stefan-Boltzmannův zákon

$$M_0 = \int_0^{\infty} M_{0\lambda} d\lambda = \sigma T^4 \quad (6.52)$$

kde M_0 [Wm^{-2}] je intenzita záření černého tělesa, tj. energie záření z jednotky plochy

$$\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}.$$

Lambertův zákon

Zář černého tělesa L_0 je ve všech směrech poloprostoru nad zářičem konstantní,

$$L_{0\varphi} = konst. \quad (6.53)$$

Zář L_0 vyjadřuje energii vyzářenou z jednotky plochy tělesa do jednotkového prostorového úhlu. Pro černé těleso tedy platí

$$L_0 = \frac{1}{\Omega_0 \pi} M_0 \quad (6.54)$$

kde $\Omega_0 = 1$ sr

Pro reálná tělesa a matným povrchem platí Lambertův zákon jen v omezeném úhlu (asi do 70° od kolmice, pro lesklé povrchy neplatí vůbec).

Wienův zákon posuvu

$$\lambda_m = \frac{b}{T} \quad \text{kde } b = 2898 \mu\text{m}\cdot\text{K} \quad (6.55)$$

kde λ_{\max} je vlnová délka odpovídající maximu závislosti $M_{0\lambda} = f(\lambda)$.

Pohltivost, prostupnost, odrazivost, emisivita

Pohltivost (absorbance) záření je dána vztahy:

$$\alpha_\lambda = \frac{\Phi_{\lambda p}}{\Phi_{\lambda d}} \quad \alpha = \frac{\Phi_p}{\Phi_d} = \frac{\int_0^\infty \Phi_{\lambda p} \alpha_\lambda d\lambda}{\int_0^\infty \Phi_{\lambda d} d\lambda} \quad (6.56)$$

kde α_λ je pohltivost pro danou vlnovou délku,
 α pohltivost v úhrnném spektru vlnových délek,
 Φ_p pohlcený tok [$\text{W}\cdot\text{m}^{-1}$]
 Φ_d dopadající tok [$\text{W}\cdot\text{m}^{-1}$].

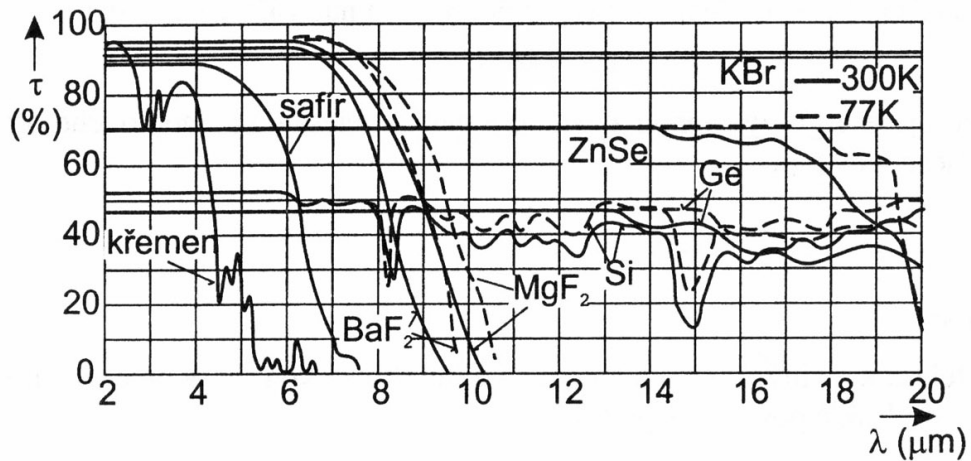
Pohltivost je obecně závislá na vlnové délce, ale na teplotě povrchu. Platí, že pohltivost je rovna emisivitě, $\varepsilon = \alpha$.

Prostupnost (transmittance) je dána vztahy:

$$\tau_\lambda = \frac{\Phi_{\lambda t}}{\Phi_{\lambda d}} \quad \tau = \frac{\Phi_t}{\Phi_d} = \frac{\int_0^\infty \Phi_{\lambda t} \tau_\lambda d\lambda}{\int_0^\infty \Phi_{\lambda d} d\lambda} \quad (6.57)$$

kde τ_λ je prostupnost pro danou vlnovou délku,
 τ prostupnost v úhrnném spektru vlnových délek,
 Φ_t prostupující tok,
 Φ_d dopadající tok.

Prostředí mezi měřeným objektem a senzorem záření je dáno atmosférickou prostupností (obr. 6.28) zhoršenou přítomností různých plynů a prachů v oblasti měření, prostupností optiky přístroje (obr. 6.27) a prostupností okénka senzoru.



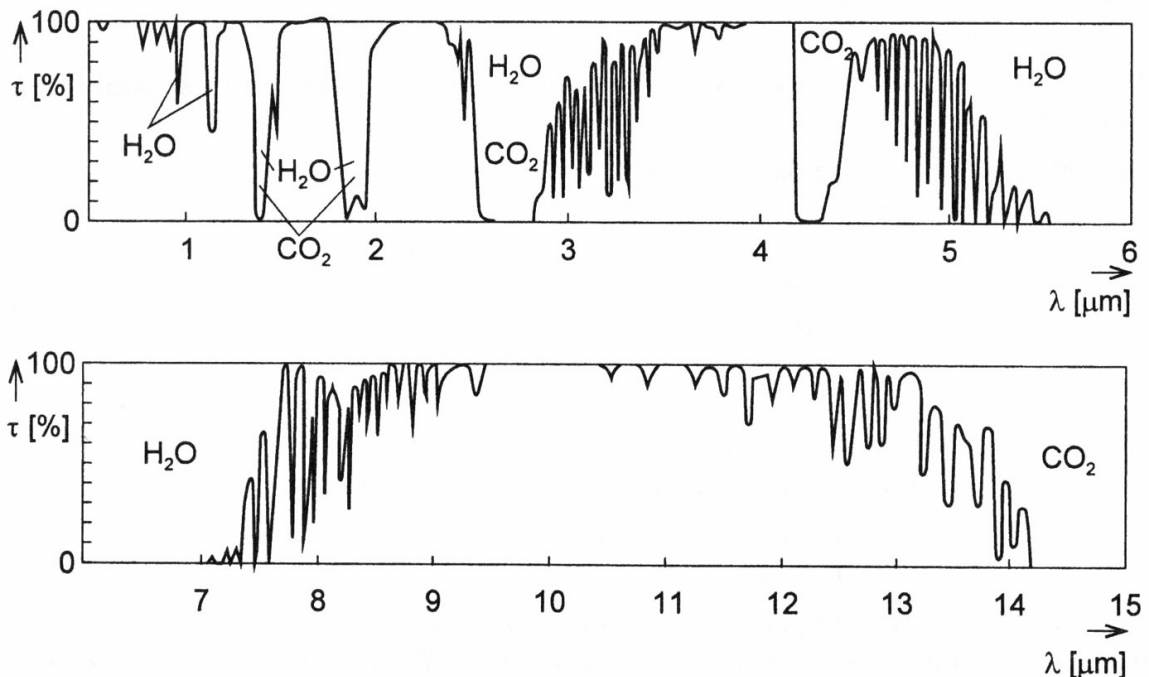
Obr. 6.27 Prostupnost optiky.

Odrazivost (reflektance) je definována vztahy:

$$\rho_\lambda = \frac{\Phi_{\lambda r}}{\Phi_{\lambda d}} \quad \rho = \frac{\Phi_r}{\Phi_d} = \frac{\int_0^\infty \Phi_{\lambda r} \rho_\lambda d\lambda}{\int_0^\infty \Phi_{\lambda d} d\lambda} \quad (6.58)$$

kde ρ_λ je odrazivost pro danou vlnovou délku,
 ρ odrazivost v úhrnném spektru vlnových délek,
 Φ_r odražený tok,
 Φ_d dopadající tok.

Při měření těleso vyzařuje nejen zářivý tok daný teplotou a emisivitou povrchu, ale také tok vyzařovaný okolím a od měřeného povrchu odražený.



Obr. 6.28 Atmosférická prostupnost

Zákony záření jsou platná pro černá tělesa. Pro reálná tělesa platí:

$$M = \varepsilon M_0 \quad , \quad M_\lambda = \varepsilon_\lambda M_{0\lambda} \quad (6.59)$$

kde ε resp. ε_λ je **emisivita**, $\varepsilon = \alpha$

Vzájemný vztah pohlivosti (resp. emisivity), prostupnosti a odrazivosti

$$\alpha + \tau + \rho = 1 \quad \text{resp.} \quad \varepsilon + \tau + \rho = 1 \quad (6.60)$$

$$\alpha_\lambda + \tau_\lambda + \rho_\lambda = 1 \quad \text{resp.} \quad \varepsilon_\lambda + \tau_\lambda + \rho_\lambda = 1 \quad (6.61)$$

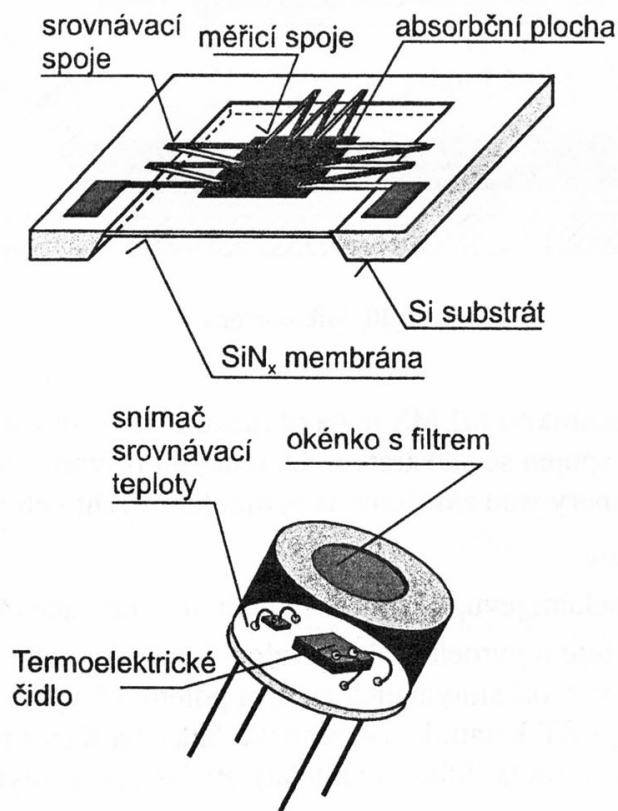
6.2.2 Senzory infračerveného záření

Dle interakce fotonů s materiálem senzoru členíme senzory na tepelné a kvantové.

6.2.2.1 Tepelné senzory infračerveného záření

U tepelných senzorů dochází při absorpci fotonů k oteplení citlivé části senzoru a pohlcená energie se vyhodnocuje nepřímo přes senzory teploty. Nejčastěji se používají termočláňkové baterie, bolometry a pyroelektrické senzory.

Termočláňkové baterie (thermopile) jsou sériově řazené termočláňky, které jsou konstruovány buď jako tenké kovové pásky tl. cca 0,03 mm nebo jako pásky zhotovené technologií tenkých vrstev nebo technologií Si (obr. 6.29). Citlivá část senzoru, tj. měřicí spoje, je načerněna. Termočláňková baterie je často umístěna ve vakuovaném pouzdru. Monolitické polovodičové termočláňkové baterie se vzhledem k dobré tepelné vodivosti křemíku realizují na velmi tenké membráně (5 až 10 μm), neboť tepelný tok mezi měřicími a srovnávacími spoji je nežádoucí. Měřicí termoelektrické spoje jsou ve středu membrány a srovnávací spoje jsou na okraji membrány (obr. 6.29). Jako větve termoelektrického článku se používají dvojice Bi-Sb, Si/p-Al, Si/n-Au, Si/p-Au.



Obr. 6.29 Termoelektrický detektor

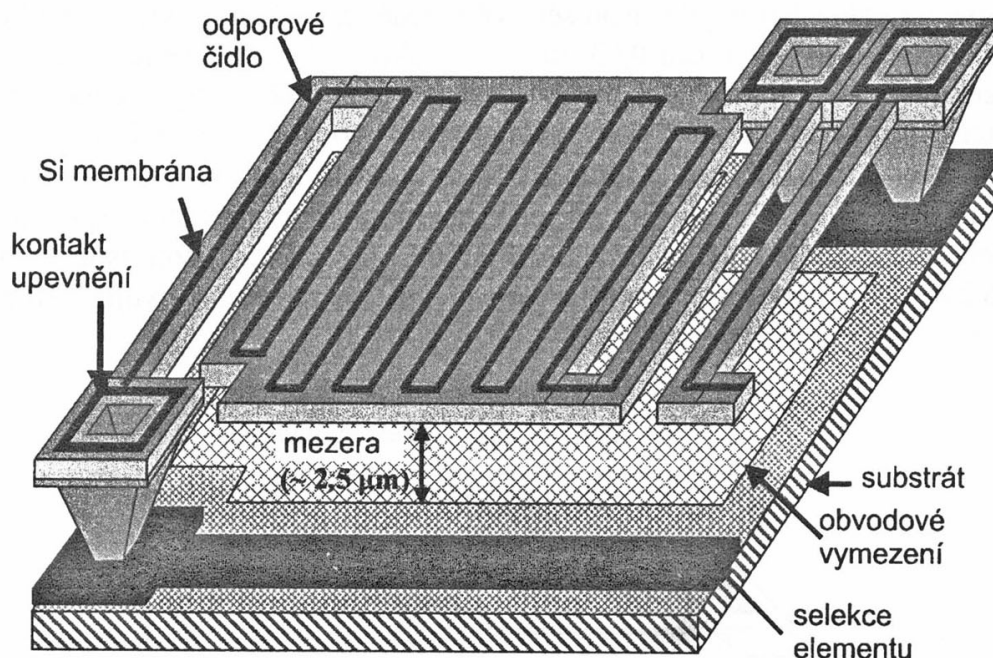
6.2.2.2 Kvantové senzory infračerveného záření

Kvantové senzory využívají fyzikálních jevů vznikajících při přímé interakci dopadajících fotonů na strukturu senzoru. Pro bezdotykové měření teploty se fotodiody používají obvykle ve foto- napěťovém režimu. Pro vyšší nároky na odstup signálu od šumu je nutné senzory chladit. Detektivita materiálů kvantových senzorů infračerveného záření pro různé teploty chlazení je na souhrnném grafu na konci kapitoly 6.2.2 (obr. 6.33).

Kvantové senzory se používají podobně jako MEMS bolometry pro termovizní snímání obrazů. U infračervených plošných struktur se používá hybridní technologie plošných senzorů s CCD CMOS obvody (na rozdíl od rozšířených Si monolitických CCD senzorů pro viditelné záření). Důvodem je problém s rozptylem vlastností jednotlivých pixelů v infračervené oblasti.

6.2.2.3 Bolometry

Bolometry využívají principu odporových senzorů teploty. Nejčastěji se používají tenkovrstvé odporové senzory z kysličníků MgO, MnO, NiO, TiO₂, Tl₂SeAs₂Te₃ (chalkogenidové sklo) aj. nanesené na velmi tenké elektricky nevodivé podložce, která je přilepena na masivní kovový blok.



Obr. 6.30 Mikrobolometr

Mikrobolometr vyrobený technikou MEMS je na obrázku obr. 6.30. Citlivý prvek, který se ohřívá dopadajícím zářením, je spojen se substrátem jen tenkými přívody, aby byl co nejlépe tepelně izolován. Moderní termokamery jsou založeny na matici takovýchto elementů.

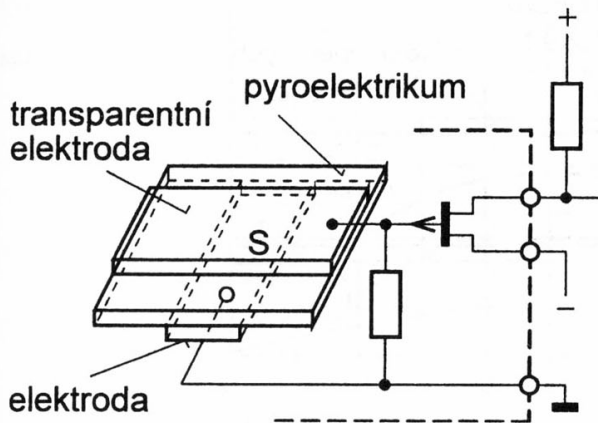
6.2.2.4 Pyroelektrické senzory

jsou založeny na pyroelektrickém jevu, tj. změně spontánní polarizace P_S při změně teploty.

Pyroelektrický jev se vyskytuje u pyroelektrik s trvalou polarizací nebo u některých feroelektrik, u nichž se orientace domén vytvoří silným elektrickým polem. Obvykle se používají tyto materiály: TGS (triglycin- sulfát), PZT keramika (keramické látky na bázi titaničitanu a zirkoničitanu olovnatého PbTi_{1-x}Zr_xO₃), LiTaO₃ (lithium-tantalát), PVDF (polyvinylfluorid).

Základním parametrem pyroelektrického senzoru teploty je pyroelektrický koeficient p definovaný vztahem

$$p = \left(\frac{\partial P_s}{\partial T} \right)_T \quad (6.62)$$



Obr. 6.31 Pyroelektrický čip s předzesilovačem

Pyroelektrický senzor se dle obr. 6.31 skládá ze dvou elektrod, z nichž čelní elektroda musí být transparentní pro infračervené záření. Senzor si tedy lze představit jako kondenzátor, na jehož elektrodách se při změně polarizace v pyroelektriku naindukuje elektrický náboj, tj.

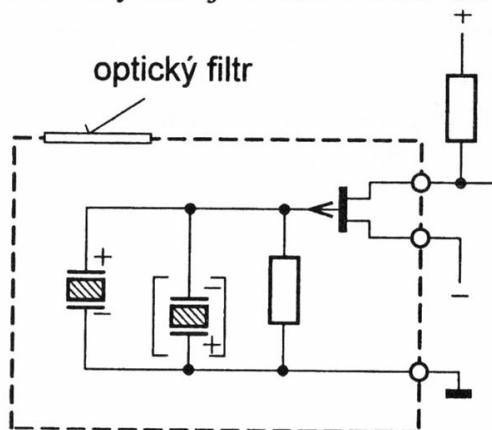
$$dQ = S \left(\frac{\partial P_s}{\partial T} \right)_T dT = S |p(T)| dT \quad (6.63)$$

Pro zkratový proud pak platí $i = S |p(T)| dT / dt$. Vyhodnocuje-li se elektrické napětí, platí ze vztahu $U = Q/C$ pro deskový kondenzátor vztah

$$dU = \frac{a}{\epsilon_0 \epsilon_r(T)} p(T) dT \quad (6.64)$$

kde a je tloušťka pyroelektrika.

Naindukovaný náboj na elektrodách odtéká přes svodový odpor pyroelektrika a přes vstupní odpor předzesilovače. Před každým odměrem náboje (resp. proudu nebo napětí) je nutné záření dopadající na senzor přerušit, tj. automatickým přerušovačem začlonit a opět odclonit.

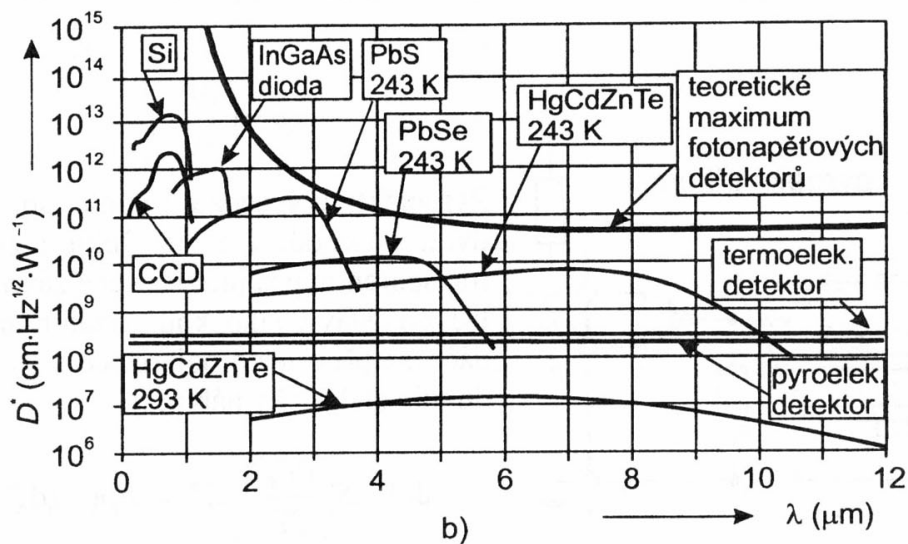


Obr. 6.32 Kompenzovaný integrovaný pyroelektrický senzor

U materiálů s pyroelektrickým jevem se vždy projeví parazitní piezoelektrický jev, který při deformaci pyroelektrika (např. při otřesech) způsobí systematickou chybu při měření teploty. Proto se vyrábějí integrované senzory s kompenzací dle obr. 6.32. Kompenzace spočívá v připojení druhého, opačně pólovaného pyrosenzoru, jehož detekční ploška je překryta vrstvičkou zlata.

Podobné kompenzované uspořádání mají pyroelektrické senzory zabezpečovacích infračervených systémů. U nich však v některých případech kompenzační senzor není překryt, tj. na oba senzory dopadá záření. Výstupní signál má při pohybujícím se živém objektu impulzní charakter s oběma polaritami tak, jak zářivý tok postupně dopadá na jeden a pak na druhý, opačně pólovaný senzor.

Na obr. 6.33 je porovnána detektivita jednotlivých senzorů (detektivita je ekvivalentní citlivost vztahovaná na jednotku plochy senzoru).



Obr. 6.33 Detektivita infračervených senzorů

6.2.3 Pyrometrické metody

6.2.3.1 Úhrnné (širokopásmové) radiační pyrometry

Jsou to přístroje, které vyhodnocují teplotu dle Stefan-Boltzmanova zákona, tj. teoreticky pracují v celém spektru vlnových délek od $\lambda = 0$ do $\lambda = \infty$. Pro úhrnné pyrometry lze využívat pouze tepelné senzory, neboť kvantové senzory jsou spektrálně omezené.

Tepelné záření se zaostřuje na senzor soustavou čoček z materiálů se širokým spektrem prostupnosti, nebo se používají zrcadla. V technické praxi dochází pak ke spektrálnímu omezení i u úhrnných pyrometrů vlivem optiky resp. Odrazivosti zrcadla a pohltivosti citlivé vrstvy senzoru. Pyrometry jsou výrobci cejchovány prostřednictvím černého tělesa (reálné černé těleso má hodnotu emisivity $1 > \varepsilon > 0,99$). Zavedme pojem *černá teplota* T_0 . Je to teplota černého zářiče, při které tento zářič vyzařuje se stejnou intenzitou jako měřený předmět o skutečné teplotě T_s . Černou teplotu reálného zářiče tedy ukáže pyrometr, jehož emisivita je nastavena na $\varepsilon = 1$ při měření reálného tělesa s libovolnou hodnotou emisivity.

Platí

$$\sigma T_0^4 = \varepsilon \tau_p \sigma T_s^4 \quad (6.65)$$

a z (6.65) pak plyne pro teplotu T_s

$$T_s = T_0 \sqrt[4]{\frac{1}{\varepsilon \tau_p}} \quad (6.66)$$

kde τ_p je prostupnost prostředí, ε emisivita měřeného tělesa

Z derivace $dT_s/d\varepsilon$ při hodnotě $\tau_p = 1$ dostaneme vztah

$$\frac{dT_s}{T_s} = -0,25 \frac{d\varepsilon}{\varepsilon} \quad (6.67)$$

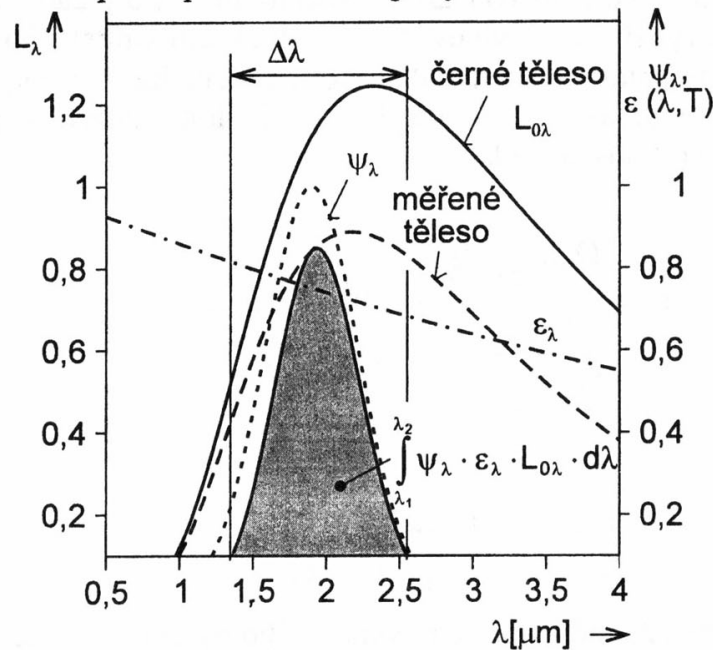
Ze vztahu (6.67) lze posoudit velikost chyby měření teploty T_s při nejistotě určení střední hodnoty emisivity měřeného předmětu.

6.2.3.2 Jednopásmové pyrometry

Jednopásmové pyrometry měří teplotu prostřednictvím záření v úzkém pásmu vlnových délek. Šíře pásma vlnových délek je od 10 nm do jednotek μm . Pásmo vlnových délek je dáno spektrální citlivostí kvantového senzoru záření, spektrální prostupností optiky a optických filtrů a spektrální prostupností prostředí (atmosféry). Dle obr. 6.34 platí pro zář L transformovanou detektorem v elektrický signál

$$L(\lambda_1, \lambda_2, T) = \int_0^{\infty} \varepsilon_{\lambda} \psi_{\lambda} L_{0\lambda} d\lambda \quad (6.68)$$

kde ε_{λ} je spektrální emisivita a ψ_{λ} je přístrojová funkce daná relativní spektrální citlivostí senzoru a všech spektrálních prostupností včetně optiky.



Obr. 6.34 Spektrální charakteristika pásmového pyrometru (šedivá plocha). Křivka označená „měřené těleso“ odpovídá ideálnímu širokopásmovému pyrometru.

Aby se odstranily problémy z náročné integrace dle (6.68) při kalibraci pyrometrů, zavádí se efektivní hodnota vlnové délky λ_{ef} a efektivní hodnota emisivity ε_{ef} , neboli veškeré výpočty se provádějí s jedinou hodnotou záře a emisivity (tzv. kvazimonochromatické záření). Výhodou zavedení efektivních hodnot je dále možnost využití teoretických výpočtů pro monochromatické záření, tj. pro šířku pásma vlnových délek $\Delta\lambda \rightarrow 0$.

Monochromatické pyrometry existují jen teoreticky, neboť prakticky jsou pyrometry vždy pásmové. Uvažujeme-li u monochromatického pyrometru podobně jako u úhrnného pyrometru černou teplotu T_0 , tj. teplotu černého zářiče, při níž pro danou vlnovou délku má zářič stejnou spektrální hustotu záře jako měřený předmět o skutečné teplotě T_s , platí

$$\frac{1}{\Omega_0 \pi} c_1 \lambda^{-5} e^{-\frac{c_2}{\lambda T_0}} = \frac{\varepsilon_{\lambda} \tau_{\lambda p}}{\Omega_0 \pi} c_1 \lambda^{-5} e^{-\frac{c_2}{\lambda T_s}} \quad (6.69)$$

a z rovnosti (6.69) pak vyplývá

$$T_s = \frac{T_0 c_2}{c_2 + \lambda T_0 \ln(\varepsilon_{\lambda} \tau_{\lambda p})} \quad (6.70)$$

Z derivace $dT_s/d\varepsilon$ funkce $T_s = f(\varepsilon)$ při hodnotě $\tau_{\lambda p} = 1$ vyplývá vztah

$$\frac{dT_s}{T_s} = -\frac{\lambda T_s}{c_2} \frac{d\varepsilon_{\lambda}}{\varepsilon_{\lambda}} \quad (6.71)$$

Uvedené vztahy platí s určitou chybou pro efektivní hodnoty emisivity. V porovnání s úhrnnými pyrometry je u úzkopásmových chyba daná nejistotou emisivity podstatně menší.

Pro výstupní signál $u(T)$ pásmového pyrometru při prostupnosti optiky $\tau_{0p} = 1$, dále při zanedbání zpětné záře z pouzdra detektoru a vlivu odraženého záření z okolí platí

$$u(T) = K \varepsilon_{ef} L_{\lambda ef} \quad (6.72)$$

kde K je konstanta pyrometru respektující citlivost detektoru a parametry optiky.

6.2.3.3 Dvoupásmové (poměrové) pyrometry

Poměrové pyrometry vyhodnocují teplotu objektu na základě poměru dvou zářích při dvou vlnových délkách. Pyrometry jsou kalibrovány při tzv. teplotě spektrálního složení, tj. teplotě černého tělesa, při níž je poměr zářích pro dvě vlnové délky λ_1 , λ_2 stejný jako poměr zářích u měřeného tělesa při skutečné teplotě T_S . Je-li tvar křivky spektrální hustoty záře stejný u černého tělesa a u skutečného tělesa a využíváme-li vlnových délek v oblasti viditelného záření, nazývá se teplota spektrálního složení teplotou barvy. Z Planckova zákona lze dokázat, že poměr zářích je zcela jednoznačný a pro každou teplotu jiný. Pro teplotu spektrálního složení T_p při neuvážování spektrální závislosti prostředí (atmosféry) platí

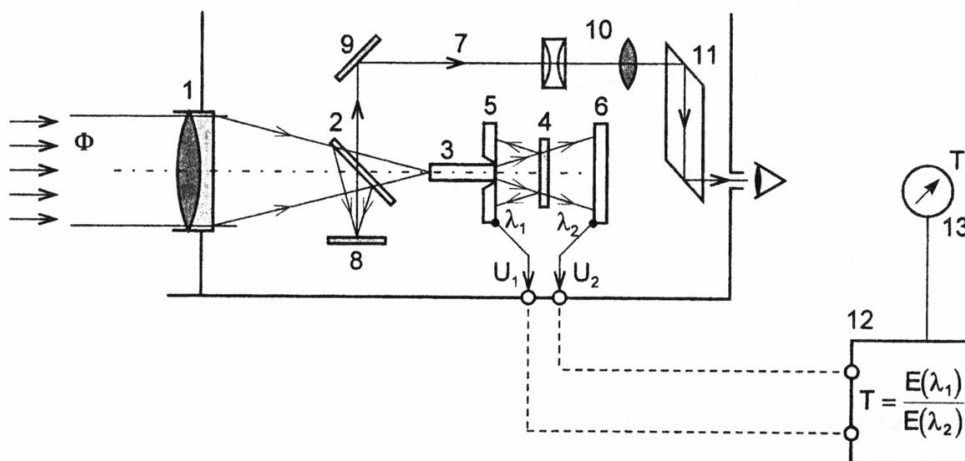
$$\frac{L_{\lambda_1}}{L_{\lambda_2}} = \frac{\frac{1}{\Omega_o \pi} \frac{c_1}{\lambda_1^5 e^{\frac{c_2}{\lambda_1 T_p}}}}{\frac{1}{\Omega_o \pi} \frac{c_1}{\lambda_2^5 e^{\frac{c_2}{\lambda_2 T_p}}}} = \frac{\varepsilon_{\lambda_1} c_1 \lambda_1^{-5} e^{-\frac{c_2}{\lambda_1 T_S}}}{\varepsilon_{\lambda_2} c_1 \lambda_2^{-5} e^{-\frac{c_2}{\lambda_2 T_S}}} \quad (6.73)$$

Ze vztahu (6.73) vyplývá

$$\frac{1}{T_S} = \frac{1}{T_p} - \frac{1}{c_2} \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2} \ln \frac{\varepsilon_{\lambda_1}}{\varepsilon_{\lambda_2}} \quad (6.74)$$

Ze vztahu (6.74) je patrné, že měřicí princip poměrového pyrometru bude nezávislý na emisivitě měřeného povrchu pouze tehdy, pokud bude splněna podmínka $\varepsilon_{\lambda_1} = \varepsilon_{\lambda_2}$.

U dvoupásmových pyrometrů se stejně jako u jednopásmových pyrometrů zavádí efektivní hodnoty vlnové délky a emisivity, neboť odvozené vztahy platí pouze pro nekonečně úzká vlnová pásma. Příklad uspořádání dvoupásmového pyrometru je na obr. 6.35. Záření po průchodu objektivem 1 je soustředěno na světlovod 3, kterým je vedeno na polopropustný interferenční filtr 4. Tento filtr část záření s vlnovou délkou λ_2 propouští a část záření s λ_1 odrazí a zbylou část pohltí. Záření dopadá na fotoodpory 5,6. Výstupní signál je dále zpracován v bloku 12. Pozorování měřeného místa objektu je provedeno pomocí polopropustného zrcadla 2, zrcadel 8, 9, optiky 10 a hledáčku 11.



Obr. 6.35 Příklad uspořádání poměrového dvoupásmového pyrometru

Pro zmenšení chyby měření vlivem závislosti $\varepsilon = f(\lambda)$ ve vztahu (6.74) se používají i třípásmové pyrometry.

Pyrometry nezávislé na emisivitě

Existuje řada pyrometrů, u nichž se výrobci různým způsobem snaží o nezávislost na emisivitě měřeného povrchu. Jedním z těchto principů je např. měření jednopásmovým pyrometrem, a to střídavě záření z měřeného předmětu a záření z měřeného předmětu navíc ozářeného laserem s přesně definovanou intenzitou záření, který ozařuje povrch ze stejného úhlu. Mikroprocesoro-

vým systémem lze pak vypočítat teplotu bez znalosti emisivity. Obecně platí, že pyrometry s automatickou kalibrací emisivity nikdy nedosahují přesnosti a rozlišitelnosti standardních jednopásmových pyrometrů (známe-li hodnotu emisivity).

6.2.3.4 Termovizní systémy

Termovizní systémy jsou systémy pro bezdotykové měření teplotních polí. Tyto systémy lze rozdělit na systémy bez rozkladu obrazu a s rozkladem obrazu. Starší systémy pracující bez rozkladu obrazu jsou obrazové měniče, u nichž se tepelný obraz vytvoří optikou na fotokatodě. Ozáření fotokatody způsobí fotoemisi elektronů, jejichž tok je zesílen fotonásobičem a usměrněn na luminiscenční stínítko, kde se vytvoří odpovídající viditelný obraz. Popisovaný princip je omezen do vlnových délek 1 μm . Systémy s rozkladem obrazu pracují na elektronickém nebo opticko-mechanickém principu.

Moderní termovizní kamery pracují opět bez rozkladu obrazu. V ohnisku optického systému je umístěna chlazená plošná matice FPA (Focal-Plane-Array) 256 x 256 detektorů, např. InSb nebo PtSi (Schottkyho bariéra Si-PtSi). Hybridní technologií jsou všechny detektory spojeny s multiplexerem a jediným zesilovačem. Jiný typ termovizních kamer je založen na matici nechlazených bolometrů.

7. SENZORY IONIZUJÍCÍHO ZÁŘENÍ

7.1 ROZDĚLENÍ SENZORŮ IONIZUJÍCÍHO ZÁŘENÍ

Senzory lze dělit dle interakce ionizujícího záření s látkou na dvě základní skupiny:

senzory pracující na fyzikálním principu, u nichž dochází při interakci záření s látkou k fyzikálním změnám vlastností (např. elektrických, optických aj.),

senzory pracující na chemickém principu, u nichž dochází k chemickým změnám v látce.

Některé senzory jsou selektivní na určitý typ primárních částic: α a ostatní těžké kladně nabitě částice, β částice (elektrony a pozitrony), fotony γ a X, neutrony.

U *spektrometrických sensorů* je amplituda výstupního signálu přímo úměrná energii předané částicí nebo fotonem účinnému objemu senzoru. Nespektrometrický senzor poskytuje pouze informaci v okamžiku interakce částice s hmotou senzoru.

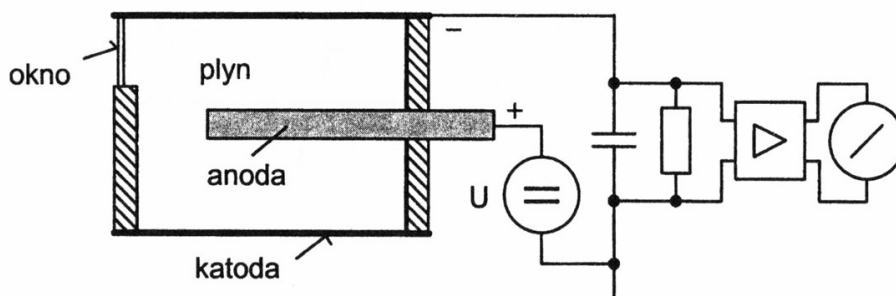
Někdy se senzory dělí na kontinuální, tj. podávající informaci o okamžitém stavu pole záření v daném místě, a na integrální, u nichž dochází přímo (tj. ne v elektronickém obvodu) k integraci ozáření.

Zde uvedeme nejčastěji používané senzory, pracující na fyzikálním principu s transformací na elektrický signál.

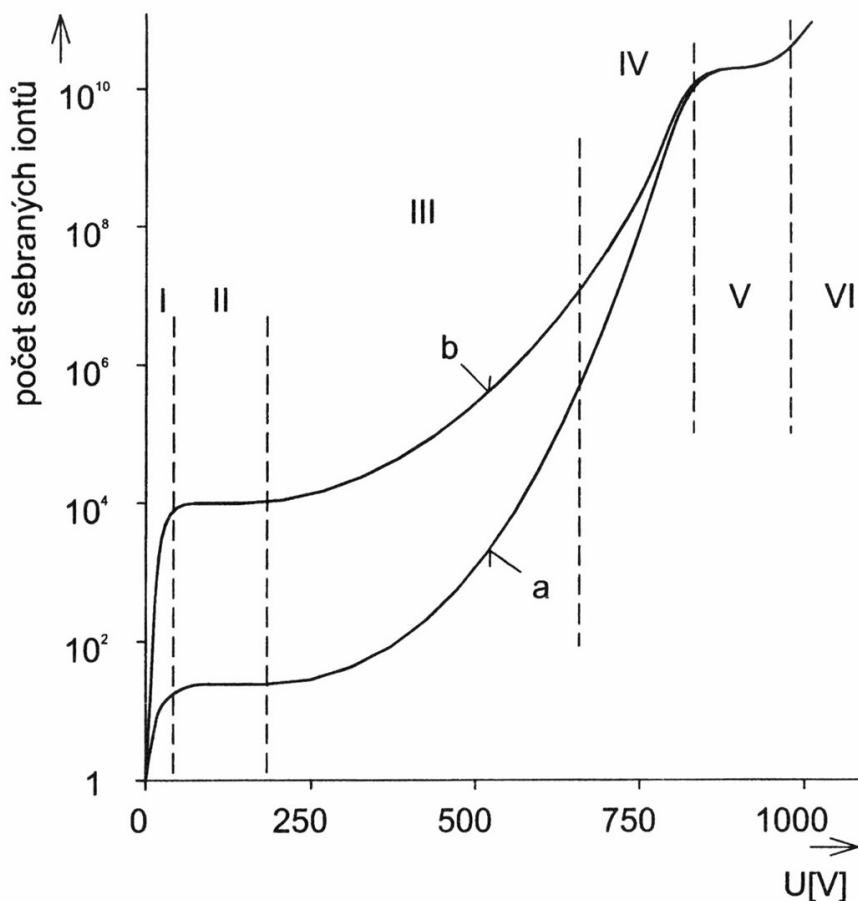
7.2 PLYNOVÉ DETEKTORY

Tyto detektory jsou založeny na ionizaci plynu po dopadu ionizujícího záření. Jediná dopadlá částice může vytvořit několik iontových párů, které je možno separovat v elektrostatickém poli.

Základem plynového detektoru je systém dvou navzájem izolovaných elektrod umístěných obvykle ve válcovém plášti (obr. 7.1), který může nahradit jednu z elektrod. Vnitřní prostor je naplněn plynem (nejčastěji argonem s příměsí dusíku nebo metanu), nebo vzduchem. Vlivem ionizujícího záření dochází k ionizaci plynu mezi elektrodami a nevodivý plyn se stává vodivým. Připojí-li se k elektrodám stejnosměrné napětí, v elektrickém poli se ionty pohybují k elektrodám a vzniklý elektrický proud se rovná elektrickému náboji odevzdanému ionty za jednu sekundu. Závislost počtu iontů, dopadajících na elektrody po příchodu **jediné** měřené částice, na hodnotě elektrického napětí je na obr. 7.2.



Obr. 7.1 Principiální schéma plynového detektoru



Obr. 7.2 Obecný průběh charakteristiky plynového detektoru (křivky a, b odpovídají dvěma dopadlým částicím s různou energií, např. křivka a platí pro β částice, křivka b pro α částice)

Dle intenzity elektrického pole mezi elektrodami se plynové detektory dělí na

- ionizační komory,
- proporcionální detektory,
- Geiger-Müllerovy detektory.

V oblasti I na obr. 7.2 dochází ke zpětné rekombinaci a celkový ionizační proud je menší, než by odpovídalo ionizací vytvořenému náboji. Tato oblast vykazuje platnost Ohmova zákona a pro měření se nepoužívá.

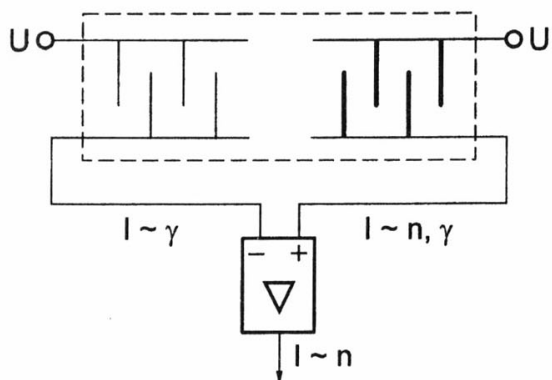
7.2.1 Ionizační komory

Oblast II na obr. 7.2 je označovaná jako oblast nasyceného proudu a tvoří pracovní režim ionizačních komor. V této oblasti nedochází prakticky k rekombinaci iontů mezi elektrodami, všechny vytvořené ionty jsou přitaženy k elektrodám. Ionizační záření se vyhodnocuje buď integrálně, tj. proudově, kdy neměříme jednotlivé interakce, ale střední hodnotu ionizovaných nábojů, nebo impulzně, kdy vyhodnocujeme skutečný počet impulzů, jejichž energie je úměrná energii, která při interakci vzniká. Impulzní způsob umožňuje spektrometrické vyhodnocení záření. Všechny plynové detektory pracující v impulzním režimu se v českém názvosloví označují jako počítače ionizujícího záření.

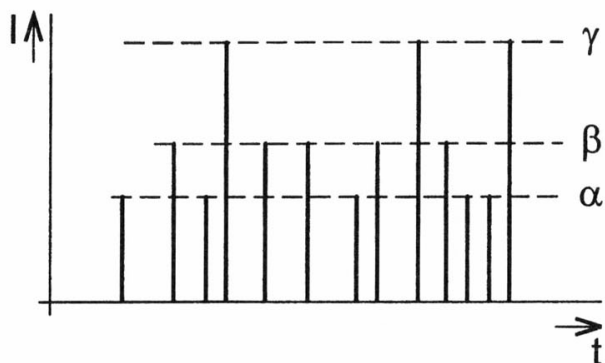
Při proudovém principu musí platit

$$RC_v \gg t_s$$

kde C_v je výsledná kapacita komory a externího kondenzátoru (obr. 7.1),
 R externí rezistor,
 t_s doba sběru nosičů vytvořených ionizací.



Obr. 7.3 Princip kompenzační ionizační komory



Obr. 7.4 Amplituda impulzů proporcionálního detektoru

Při měření aktivity neutronových zářičů je nutno ionizační komoru upravit, neboť neutrony nejsou schopny ionizovat plynovou náplň. Využívá se reakce při absorpci neutronů v jádrech těch atomů, u nichž dochází k uvolnění částic, nebo fotonů ionizujících plyn. Úprava tedy spočívá v pokrytí katody izotopy z řady ^{235}U , ^{238}U , ^{239}Pu , ^{232}Th , ^{10}B . Nevýhodou neutronových ionizačních komor je jejich současná citlivost na γ záření. Tento nedostatek lze řešit kompenzační ionizační komorou dle obr. 7.3. Tato komora se skládá ze dvou rozměrově identických komor, přičemž u jedné z komor jsou elektrody pokryty některým z výše uvedených materiálů. Vyhodnocením rozdílu proudu dosáhneme citlivosti pouze na neutrony. Nevýhodou ionizačních komor jsou malé hodnoty proudových impulsů, které se obtížně měří.

Při zvyšování elektrického napětí u plynového detektoru dochází ve III. a IV. pásmu na obr. 7.2 k tzv. plynovému zesílení neboli k jevu, při němž se ionizované částice pohybují v detektoru takovou rychlostí, že na své dráze mezi elektrodami ionizují další atomy nebo molekuly plynu.

7.2.2 Proporcionální detektory

Oblast III je oblastí proporcionálních detektorů, které obvykle pracují v impulzním režimu. Lavinovitá nárazová ionizace narůstá do určité maximální hodnoty a pak klesá k nule. Ve výstupním obvodu detektoru proteče malý proudový impulz, jehož maximální hodnota je závislá na druhu a energii částice nebo energii kvanta záření, které nárazovou ionizaci způsobilo (obr. 7.4).

Amplituda impulzů je dále závislá na hodnotě napájecího napětí, druhu plyné náplně, tlaku a rozměrech komory. Zapojením amplitudového diskriminátoru impulzů lze proporcionálním detektorem zjišťovat průměrnou četnost jednotlivých druhů částic nebo kvant záření. Pro vyhodnocení neutronů se používá stejných úprav jako u ionizačních komor.

7.2.3 Geiger-Müllerovy detektory

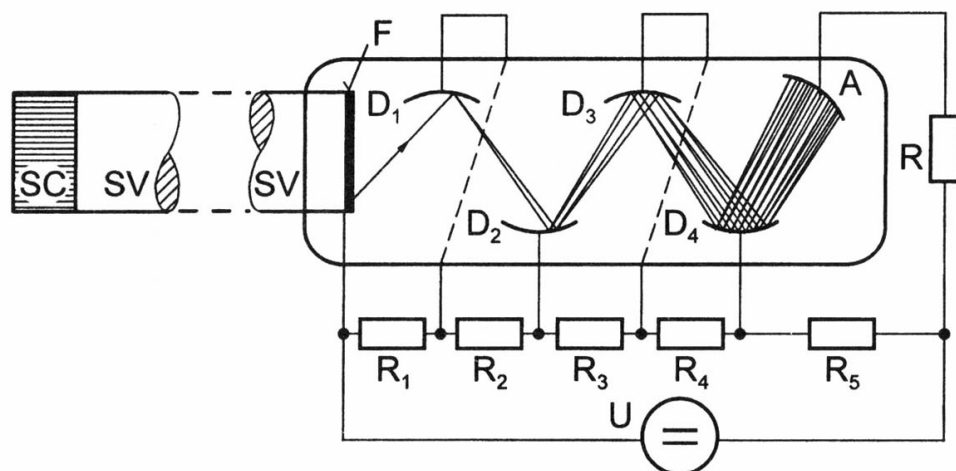
Překročí-li hodnota napětí v praxi nevyužívané IV. pásmo tzv. omezené proporcionality (obr. 7.2), tj. je-li napětí větší než Geigerův práh, pracuje detektor v oblasti Geiger-Müllerova impulzního detektoru. V této oblasti již lavinovitá nárazová ionizace nezávisí na druhu a energii ionizující částice neb kvanta záření (křivky a, b se spojují). V určitém rozmezí napětí U (oblast zvaná plateau) je indikovaný počet impulzů za čas nezávislý na hodnotě napětí. Nárazovou ionizací je nutno u Geiger-Müllerových detektorů buď uměle přerušit poklesem napětí na elektrodách, nebo častěji umožnit přerušeni výboje samovolným vytvořením prostorového náboje kolem anody. Tento náboj vznikne prostřednictvím těžkých molekul organických látek nebo halogenů v plyné náplni. Důležitým parametrem detektoru je mrtvá doba, tj. doba trvání impulzu, po kterou je detektor necitlivý na dopad dalších částic.

Poslední pracovní oblast (VI) na obr. 7.2 je oblast samovolného koronového výboje. Pro měření se prakticky nevyužívá.

7.3 SCINTILAČNÍ DETEKTORY (SCINTILÁTORY)

Scintilátory transformují absorbovanou energii ionizujícího záření na energii vyzářených fotonů ve viditelné nebo ultrafialové oblasti elektromagnetického vlnění. Scintilátor je obvykle spojen s fotonásobičem (případně s fotodiodou), který emitované fotony převede na elektrický impulzní signál. Fyzikální proces ve scintilátoru se označuje jako **luminiscence**.

Spojení scintilátoru s fotonásobičem tvoří scintilační detekční jednotku. Fotonásobič sestavený z fotokatody a dynodového násobiče je stále nenahraditelná vakuová součástka, protože fotodiody mají pro oblast krátkovlnného viditelného a ultrafialového spektra malou citlivost. Činnost fotonásobiče je založena na vnějším fotoelektrickém jevu, při němž jsou z fotokatody emitovány elektrony do vakua. Fotokatodu tvoří vstupní okénko, které má napařenou vrstvu vhodnou pro luminiscenční spektra (350 nm až 500 nm) běžných scintilátorů. Pro emisi elektronů z fotokatody je nutné, aby energie fotonu byla větší než vazební energie elektronu ve vrstvě napařené na fotokatodě. Obvyklými materiály jsou Sb-Cs, Cs-K-Sb, Cs-Rb-Sb aj. Vlastní fotonásobič lze realizovat v různém geometrickém uspořádání. Jako příklad uveďme lineární fokusované uspořádání dle obr. 7.5.



Obr. 7.5 Scintilační detekční jednotka s optickým světlovodem (SC - scintilátor, SV - světlovod, F - fotokatoda, D₁-D₄ - dynody, A - anoda)

Zesilovací efekt fotonásobiče spočívá v sekundární emisi z jednotlivých dynod, jejichž počet se pohybuje v rozmezí 10–14. Podmínkou zesilovacího jevu je, aby vždy dopadající primární elektron na dynodu vyrazil více než jeden sekundární elektron. Při povlaku dynody z SbCs nebo BeO na substrátu Be-Cu lze získat zesílení fotonásobiče až 10^8 . Je třeba připomenout, že přes svůj název fotonásobič násobí elektrony!

7.4 POLOVODIČOVÉ DETEKTORY

Polovodičové detektory ionizujícího záření jsou srovnatelné s ionizačními komorami s tím rozdílem, že místo plynné náplně je použit polovodič. Účinkem ionizujícího záření částic nebo fotonového záření dochází v polovodiči ke generaci párů elektron-díra a tím i k získání informace o energetickém spektru záření.

Výhodou polovodičových detektorů je malá šíře zakázaného pásu, takže střední energie potřebná pro vznik jednoho páru elektron-díra je 2,96 eV u Si a 3,66 eV u Ge. Tato hodnota je přibližně o řád nižší než energie potřebná k uvolnění iontového páru u plynové náplně komory. V porovnání se scintilačními detektory je u polovodičových detektorů zapotřebí pouze 1/50 energie.

Další předností polovodičových detektorů je malý dosah dopadajících nebo uvolněných elektronů v závislosti na jejich energii, takže k úplnému zabrzdění detekovaných částic postačí detektor o značně menších rozměrech. Nevýhodou polovodičových detektorů je závislost jejich parametrů na teplotě. Germaniové detektory musí navíc být provozovány za nízkých teplot (za pokojových teplot by byl závěrný proud příliš velký, u některých typů by navíc docházelo

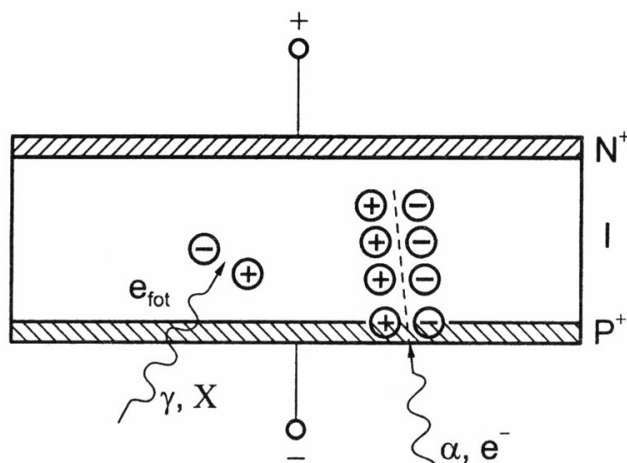
k difuzi příměsí a tedy k rychlé degradaci senzoru). V porovnání s proporcionálními detektory mají polovodičové detektory podstatně menší a výrobně omezenou velikost účinné plochy.

Co se týká energetické rozlišovací schopnosti, vykazují polovodičové detektory vynikající spektrometrické vlastnosti.

Pro detektory ionizujícího záření nelze přímo použít vlastní (intrinsický) polovodič. Kdybychom na tento polovodič prostřednictvím elektrod přiložili elektrické napětí, byl by tepelně stimulovaný proud o několik řádů větší než proud odpovídající dopadajícímu záření a detektor by byl nepoužitelný i při podchlazení. Potřebné snížení tepelně stimulovaného proudu je možné pouze využitím závěrně polarizovaného PN přechodu.

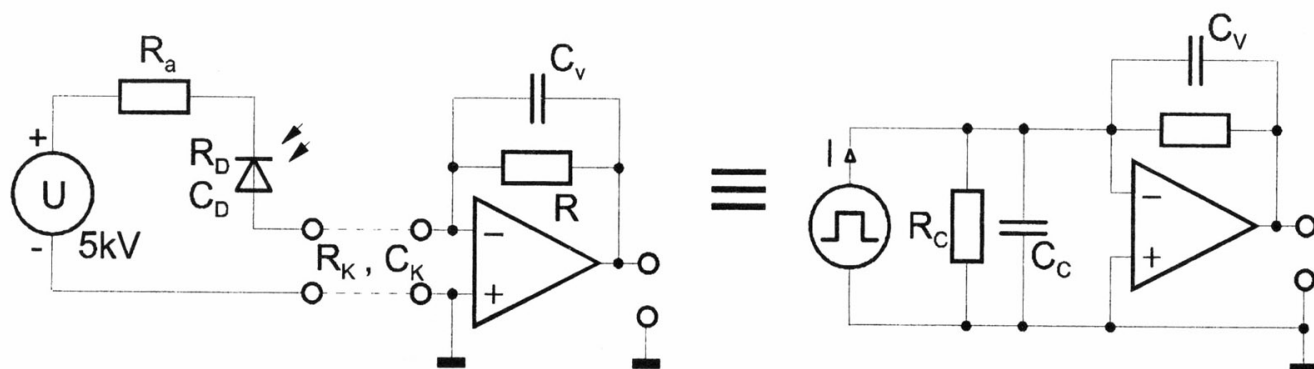
Používá se několika typů polovodičových detektorů. Jako příklad uvedeme detektory typu PIN.

Planární PIN detektory se používají pro spektrometrii. PIN detektor je v podstatě velkoplošná dioda s intrinsickou vrstvou dle obr. 7.6.



Obr. 7.6 Struktura PIN detektoru ionizujícího záření

Intrinsická vrstva je buď z vysoce čistého germania (HPGe), nebo je nahrazena tzv. kompenzovaným vysokoodporovým polovodičem. Pro kompenzaci, tj. vyrovnání donorů a akceptorů, se používá atomů lithia. Způsob vyhodnocení proudových impulzů nábojovým zesilovačem je na obr. 7.7.



Obr. 7.7 Principiální zapojení a náhradní schéma zapojení PIN detektoru ionizujícího záření

Některé typy polovodičových detektorů založené na technice PSD umožňují určit i místo dopadu částice. V tzv. balistických detektorech dochází v silném elektrickém poli k multiplikativnímu efektu podobnému jako v plynových detektorech.

8. CHEMICKÉ SENZORY A BIOSENZORY

8.1 ZÁKLADNÍ POJMY A JEDNOTKY

Chemický senzor poskytuje informaci o koncentraci dané látky v analyzovaném vzorku. Biosenzory jsou citlivé na biologický materiál (např. enzym). Chemické senzory s příslušnými elektronickými obvody vytvářejí měřicí systémy označované jako analyzátoři, monitory aj.

Klasická laboratorní technika pro laboratorní analýzu je velmi dokonalá, ale pro velké rozměry, náročnou obsluhu a vysokou pořizovací cenu není vhodná pro přímé nasazení do průmyslových aplikací. V poslední době je snahou analyzátoři miniaturizovat technologií MEMS. Tyto mikro-systémy označované jako lab-on-a-chip (laborať na čipu) nebo μ TAS (micro total analysis) obsahují mikrofluidické kanály, reakční komůrky, mikročerpádky a optické prvky vyráběné mikroobráběním.

V této kapitole se budeme zabývat převážně principy masově vyráběných senzorů. Miniaturní senzory vzhledem k vysoké citlivosti a nízké ceně nacházejí široké pole působnosti jako senzory mezních hodnot přípustné koncentrace plynů, látek obsažených v atmosféře a v různých plynných nebo kapalných směsích. Jejich využití je v prostředích s hrozícím výskytem výbušných plynů, při monitorování emisí při ochraně ovzduší, při analýze užitkové a odpadní vody, při analýze výfukových plynů apod. Biosenzory se používají v potravinářském průmyslu, k detekci biologických bojových látek a v lékařské technice.

Vybrané pojmy:

Adsorpce plynů je jev, při kterém se na povrchu tuhé látky zachycuje (tj. adsorbuje) určité množství molekul plynu v závislosti na fyzikálních podmínkách a na vlastnostech a struktuře povrchu tuhé látky. Pokud adsorbovaná látka proniká do vnitřku tuhé látky, hovoříme o *absorbci plynu*.

Koncentrace i - té složky v plynu nebo roztoku:

$$\text{Látková koncentrace} \quad c_i = \frac{n_i}{V} \quad (8.1)$$

$$\text{Hmotnostní koncentrace} \quad c_{m,i} = \frac{m_i}{V} \quad m_i [\%] = \frac{m_i}{m} \cdot 100 \quad (8.2)$$

$$\text{Objemová koncentrace} \quad \delta_i = \frac{V_i}{V} \quad V_i [\%] = \frac{V_i}{V} \cdot 100 \quad (8.3)$$

$$\text{Aktivita iontů} \quad a_i = f_i \cdot c_i \quad (8.4)$$

$$\text{Koncentrace vodíkových iontů} \quad pH = -\log(f cH^+) = -\log aH^+ \quad (8.5)$$

kde n_i [mol], m_i [g], V_i [m³]
 V [m³]
 m [kg]
 $f_i \leq 1$ je součinitel aktivity (korekce vzájemného působení iontů),
jsou podíly látkového množství látky,
je objem směsi,
je hmotnost směsi,

Pozn.: Procentní vyjádření koncentrací se obvykle udává v jednotkách ppm, což je zkratka pro parts per million, neboli 1 ppm = 1/10⁶ = 10⁻⁴ %. Pro koncentrace vysoce jedovatých látek se používá i jednotky 1 ppb (parts per billion neboli 10⁻⁹).

Selektivita je základní vlastnost senzoru charakterizující schopnost analyzovat jmenovitou složku směsi bez ovlivnění ostatními složkami ve směsi.

Principy chemických senzorů dle vzájemného působení senzoru a měřené látky:

Fyzikální princip je princip, při kterém je vzájemné působení molekul měřené látky a senzoru čistě kinetické, tj. nedochází k chemickým změnám analyzované látky. Fyzikální princip využívá celé řady fyzikálních veličin (hustoty, tepelné vodivosti, konduktivity, magnetické susceptibility, adiabatického exponentu, indexu lomu a absorpce elektromagnetického záření, rychlosti zvuku aj.), které mají funkční závislost na koncentraci měřené složky. Senzory založené na fyzikálním

principu jsou velmi rozšířené, ale jejich základními nevýhodami jsou velmi špatná selektivita a vlivy okolního prostředí (teplota, tlak aj). Z těchto důvodů jsou tyto senzory použitelné jen pro binární až terciální roztoky. Kladem těchto senzorů je malá časová konstanta.

Fyzikálně-chemický princip je princip, při kterém dochází ke vzájemnému působení látky a povrchu čidla senzoru (interakce a výměny elektronů v molekulách obou materiálů) vedoucí k chemické proměně molekul. V průběhu uvedené chemické reakce se měří určitá fyzikální veličina. Vhodnou chemickou reakcí lze ovlivňovat selektivitu senzoru na sledovanou složku. Výhodou senzorů řešených na fyzikálně-chemickém principu je vyhovující selektivita, nevýhodou je delší dopravní zpoždění a časová konstanta.

Optický a optoelektronický princip je založen na vzájemném působení mezi absorbujícím elektromagnetickým vlněním a molekulami měřené látky. K vybuzení vnitřních stavů elektronového systému dochází v ultrafialovém, viditelném, infračerveném a mikrovlnném spektru. U uvedeného principu se docílí největší selektivity, neboť absorpční spektra jsou pro určité složky látky (zvláště u plynů) jednoznačná.

8.2 SENZORY NA FYZIKÁLNÍM PRINCIPU

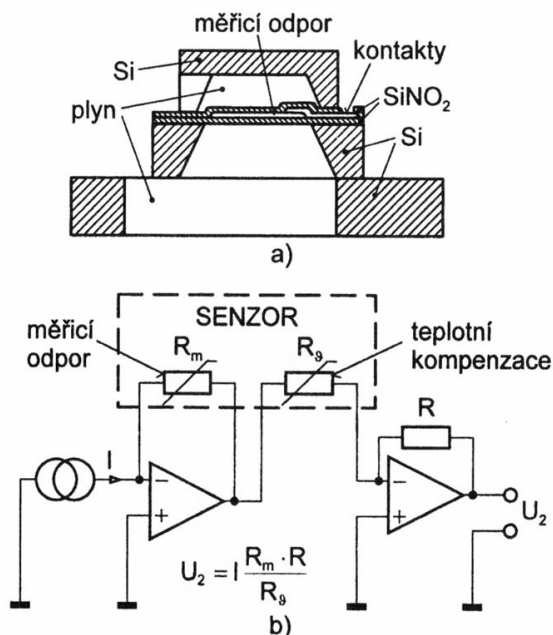
8.2.1 Rezonanční piezoelektrické senzory

Existují dva principy využití piezoelektrického jevu pro analýzu. V první řadě je to piezoelektrický element (převážně krystalový výbrus) zapojený v oscilátoru. Povrch křemenného krystalu je opatřen chemicky citlivou adsorpční vrstvou. Při adsorpci analyzované látky dochází k nárůstu hmotnosti senzoru a tím i ke změně vlastní frekvence. Tento typ senzorů se označuje jako QCM (resonant Quartz Crystal Microbalance = rezonanční krystalové mikrováhy). Je vhodný pro analýzu plynů, není ale přímo použitelný pro kapaliny, protože rezonanční kmitočet krystalu by byl příliš ovlivněn viskozitou. Využívá se ale principu, kdy je senzor na okamžik ponořen do zkoumané kapaliny a odměr se provede po zaschnutí. Princip krystalové mikrováhy je v poslední době využíván i pro biosenzory detekující viry a bakterie.

Druhý způsob aplikace piezoelektrického jevu je princip chemického senzoru využívající zpořádkovací vedení SAW (s postupnou povrchovou akustickou vlnou – Surface Acoustic Wave).

8.2.2 Tepelně vodivostní senzory

Teplotně vodivostní senzory se používají zejména pro analýzu některých binárních směsí plynů (např. metan – CO₂ nebo vodík – vzduch). Vyrábějí se i v mikroelektronickém provedení na bázi Si technologie dle obr. 8.1. Zdroj tepla a současně měřicí odpor je tvořen tenkovrstvým niklovým odporovým senzorem umístěným na tenkostěnné SiNO₂ membráně s extrémně malou tepelnou kapacitou. Analyzovaný plyn vniká difúzí štěrbinou mezi membránou a Si krytem. Na stejném Si substrátu, ale ne na membráně, je umístěn další tenkovrstvý Ni senzor pro měření teploty. Prostřednictvím tohoto druhého teplotního senzoru je dle obr. 8.1b kompenzováno kolísání teploty substrátu a tím i teploty plynu. Příkon senzoru je 5 mW, teplotní časová konstanta je < 5 ms a časová konstanta výměny plynu je kolem 100 ms. Vzhledem k malé teplotní časové konstantě lze teplotu modulovat a měřit tepelnou vodivost sekvenčně pro dvě různé teploty.



Obr. 8.1 Mikroelektronický Si tepelně-vodivostní senzor (a - řez senzorem, b - zjednodušené schéma části měřicího řetězce)

S využitím modulace teploty lze pak analyzovat ternární plyny. Senzor se používá např. pro analýzu CO₂.

8.2.3 Paramagnetické senzory kyslíku

Kyslík má ze všech plynů největší kladnou magnetickou susceptibilitu a na rozdíl od většiny plynů je tedy kyslík látka paramagnetická. Analyzátoři kyslíku využívající uvedené vlastnosti pracují na

- principu magnetomechanickém,
- principu termomagnetickém.

Magnetomechanický princip využívá síly, která působí na diamagnetické tělísko objemu V v paramagnetickém plynu (obr. 8.2).

Termomagnetický analyzátor využívá ztráty paramagnetických vlastností kyslíku při ohřátí nad Curieovu teplotu. Studený kyslík je vtahován do nehomogenního magnetického pole měřicí komůrky a po zahřátí topnou spirálou je z komůrky opět vytlačován. Proudění (tzv. magnetický vítr) se měří anemometrem.

8.2.4 Senzory konduktivity

Konduktometrie, založená na měření elektrolytické (iontové) vodivosti roztoků, je i přes špatnou selektivitu oblíbenou metodou pro analýzu kapalin. Roztoky kyselin, solí a zásad, které vedou elektrický proud, se nazývají elektrolyty. Vodivost roztoků je podmíněna existencí iontů rozpuštěné látky nebo silných polárních vazeb a velké hodnoty permitivity rozpouštědla (např. voda). Jednotkou elektrolytické vodivosti je stejně jako u vodičů konduktivita γ [S.m⁻¹]. V praxi se používají jednotky S·cm⁻¹, mS·cm⁻¹, μ S·cm⁻¹.

Platí

$$\gamma = c\Lambda \quad (8.6)$$

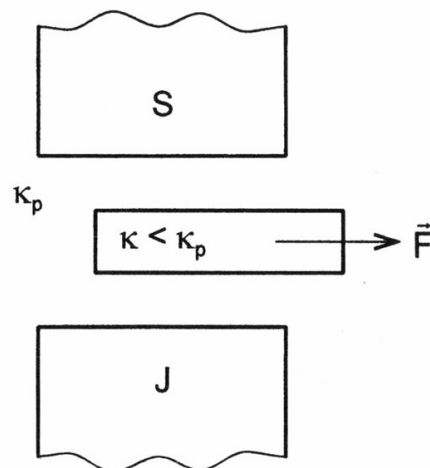
kde c je látková koncentrace elektrolytu,
 Λ molární konduktivita elektrolytu.

Pro velmi zředěné roztoky je Λ konstantní, pro koncentrované roztoky je funkcí koncentrace. Závislost konduktivity na koncentraci elektrolytu je pro vybrané roztoky zobrazena na obr. 8.3. Při měření je nutno respektovat teplotní závislost konduktivity dle vztahu

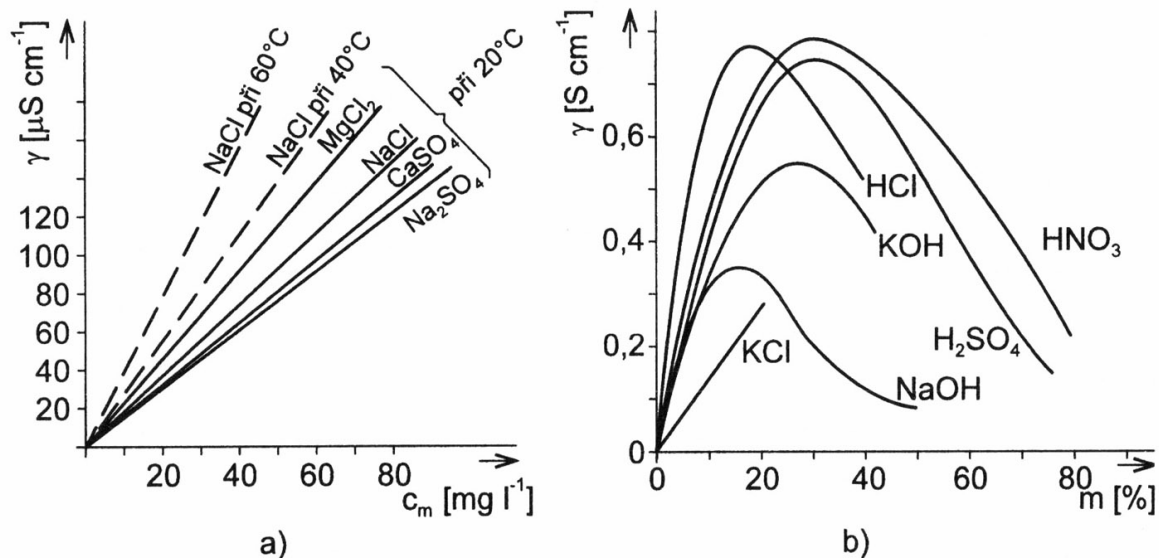
$$\gamma = \gamma_r [1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_r)] \quad (8.7)$$

kde γ_r , ϑ_r jsou referenční hodnoty konduktivity a teploty.

Elektroodové senzory vyhodnocují konduktivitu měřením odporu roztoku mezi dvěma elektrodami (dále konduktometrická sonda). Platí



Obr. 8.2 Síla působící na diamagnetické těleso v nehomogenním magnetickém poli



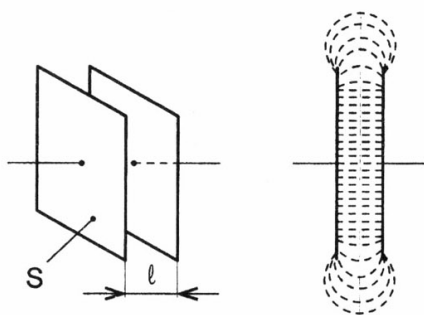
Obr. 8.3 Konduktivita roztoků v závislosti na koncentraci a teplotě (a - slabé roztoky, b - silné roztoky)

$$\gamma = G \int_0^l \frac{dl}{S} = GK = \frac{1}{R}K \quad (8.8)$$

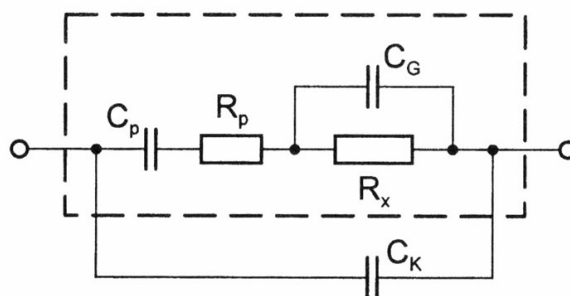
kde G je vodivost roztoku (resp. R je odpor roztoku),
 l vzdálenost elektrod,
 S plocha elektrody,
 K elektrodová konstanta.

Elektrody mají tvar planární, válcový nebo tyčový. Vyrábějí se obvykle z platiny s vrstvou platinové černi, nerez oceli s vrstvou TiC nebo z grafitu. Nejčastější je provedení planární dle obr. 8.4. Vyrábějí se i planární konduktometrické sondy s elektrodami ve tvaru hřebenu (interdigitální elektrody).

Elektrodovou konstantu nelze vzhledem k existenci okrajových jevů v rozložení elektrického



Obr. 8.4 Planární senzor elektrolytické konduktivity a odpovídající elektrické pole

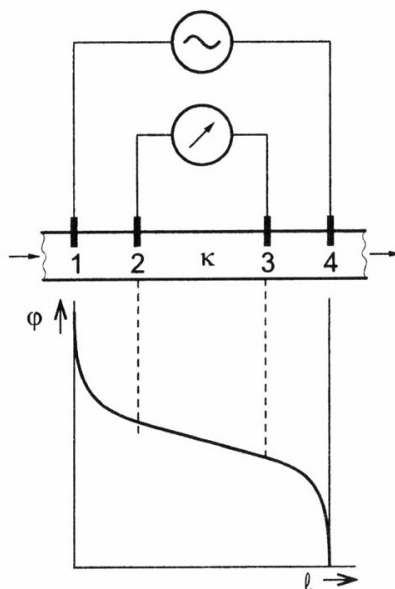


Obr. 8.5 Náhradní schéma elektrodového senzoru (R_x - odpor elektrolytu, C_g - geometrická kapacita sondy, C_p - polarizační kapacita, R_p polarizační odpor, C_K - kapacita kabelu)

pole vypočítat. Konstanta se zjišťuje měřením vodivosti v normovaném roztoku. Při přiložení elektrického napětí (stejnoseměrného i střídavého) na elektrody ponořené v elektrolytu vznikne na vnitřní straně elektrod dvojvrstva nábojů (náboj na elektrodě kompenzován nábojem iontů v roztoku). Tato dvojvrstva je způsobena řadou jevů, které lze sloučit do pojmu *polarizace elektrod*. Polarizaci elektrod lze v náhradním schématu sondy (obr. 8.5) vyjádřit sériovou kombinací kapacity C_p a odporu R_p .

Polarizační jev se uplatňuje nejvíce u velmi vodivých roztoků a při napájení nízkým kmitočtem. Obě složky polarizační impedance jsou frekvenčně závislé. Všeobecně platí, že při kmitočtu napájení do 5 kHz se pohybuje hodnota C_p od 10 μF do 100 μF , čemuž odpovídá reaktance

mezi $0,3 \Omega$ až 3Ω . Hodnoty R_p jsou mezi $10 \text{ m}\Omega$ až 10Ω . Obvyklá hodnota geometrické kapacity (daná permitivitou roztoku) je mezi 10 pF až 100 pF , neboli odpovídající reaktance je v rozmezí $2 \cdot 10^7 \Omega$ až $2 \cdot 10^8 \Omega$. Aby vyhodnocení odporu R_x nebylo zatíženo systematickou chybou způsobenou parazitními prvky dle náhradního schématu (tj. aby výsledná impedance sondy $Z = R_x$), je nutno zvolit dle konduktivity roztoku geometrii, materiál sondy a kmitočet.



Obr. 8.6 Čtyřelektrová konduktometrická sonda s průběhem elektrického potenciálu (1,4 – proudové elektrody, 2,3 – napěťové elektrody)

Pro R_x obvykle platí ($10^2 < R_x < 10^5$). Měřicí řetězec pro vyhodnocení odporu R_x obvykle bývá založen na klasickém Wheatstoneově můstku nebo transformátorovém můstku. Kompenzace teplotní závislosti konduktivity se řeší u mikroprocesorem řízených přístrojů numericky.

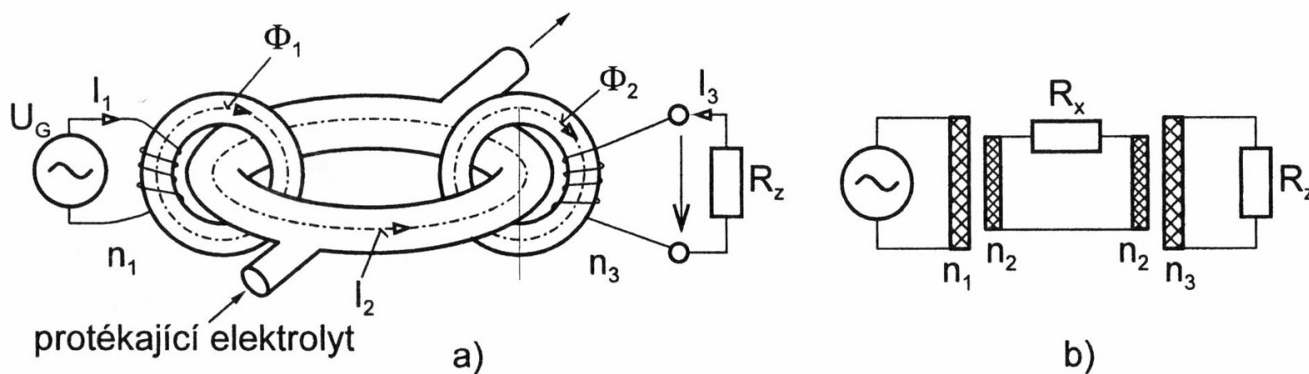
Kromě klasického dvuelektrového provedení sondy se vyrábějí speciální sondy, a to

- čtyřelektrová sonda,
- bezkontaktní indukční senzor,
- bezkontaktní vysofrekvenční senzory.

Čtyřelektrová sonda odstraňuje vliv polarizačních jevů. Uspořádání sondy je na obr. 8.6.

Mezi proudovými elektrodami leží lineární pásmo závislosti potenciálu na vzdálenosti elektrod, ve kterém je napěťový úbytek nezávislý na stavu elektrod, tj. jak na polarizačních impedancích, tak na částečném znečištění elektrod.

Bezdotkový indukční senzor je na obr. 8.7



Obr. 8.7 Bezdotkový indukční senzor konduktivity (a - princip, b - náhradní schéma)

Senzor sestává ze dvou toroidních transformátorů. Primární vinutí n_1 transformátoru 1 je napájeno ze stabilizovaného zdroje střídavého napětí. Jednozávitové vinutí n_2 (sekundární vinutí transformátoru 1 a primární vinutí transformátoru 2) tvoří elektrolyt. Pro zkratový proud druhého transformátoru (tj. pro $R_z = 0$) platí

$$I_3 = -\frac{U_G}{n_1 n_3} G \quad (8.9)$$

kde G je elektrická vodivost elektrolytu.

První transformátor (n_1/n_2) tedy pracuje v režimu napěťového transformátoru zatíženého odporem R_x , druhý transformátor (n_2/n_3) pracuje v režimu proudového transformátoru.

Bezkontaktní vysokofrekvenční kapacitní senzory mají na vnější straně nekovové trubice umístěny dvě kovové elektrody. Výsledná impedance mezi elektrodami je dána kapacitami stěn trubice, kapacitou a odporem analyzovaného elektrolytu. Odporová složka a tedy konduktance se zjišťuje rozkladem fázoru impedance při kmitočtech od 1 MHz do 100 MHz. Vzhledem k vysokým kmitočtům se neuplatní polarizační kapacita.

8.2.5 Iontové spektrometry

Hmotnostní spektrometry jsou založeny na měření dráhy iontu v magnetickém poli. Poloměr zakřivení dráhy je totiž závislý na hmotnosti iontu. Plyny se ionisují radioaktivním zdrojem nebo UV lampou. Hmotnostní spektrometry jsou obvykle složité a rozměrné přístroje. Senzory založené na **měření pohyblivosti iontů** (IMS – Ion Mobility Spectrometry) se však používají i v přenosných detektorech. Ionizované atomy měřeného plynu jsou přivedeny do tzv. driftové komory do blízkosti jedné ze dvou elektrod. Přiložením napětí 1 až 10 kV mezi elektrody jsou ionty impulsně urychleny. Na vzdálenější elektrodě se měří zpoždění proudového impulzu a jeho tvar, který je závislý na náboji, hmotnosti a tvaru iontů. Na tomto principu se vyrábějí detektory nejrůznějších organických látek včetně bojových plynů a stop výbušnin.

8.3 SENZORY PRACUJÍCÍ NA FYZIKÁLNĚ-CHEMICKÉM PRINCIPU

8.3.1 Polovodičové senzory plynů

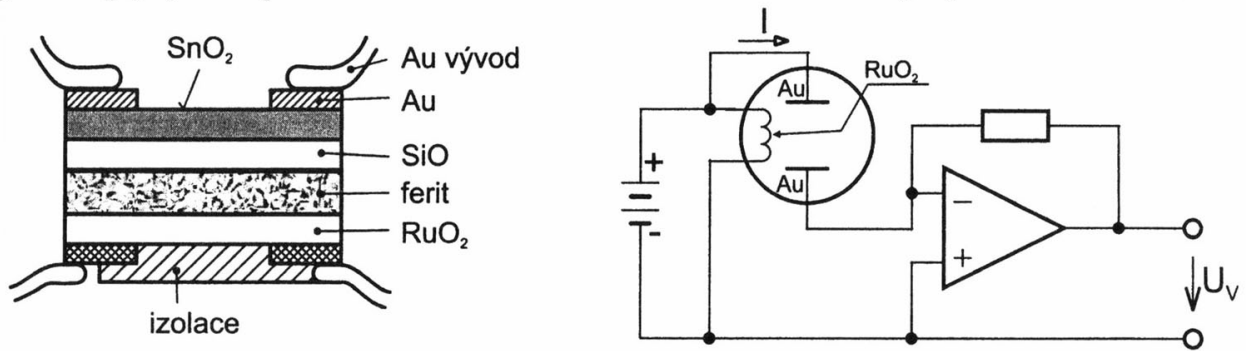
Polovodičové senzory (tzv. oxidační) jsou určeny pro detekci oxidačních nebo redukčních plynů. Lze je dále dělit na senzory s povrchovou (adsorpční) a objemovou (absorbční) detekcí.

Senzory s povrchovou detekcí (označované jako MOS – Metal Oxide Semiconductor) jsou založeny na výměně elektronů mezi vodivostní a valenční slupkou atomu způsobené adsorpcí plynu ve vrstvě kysličníku. Redukční plyny se chovají jako donátory elektronů a při adsorpci způsobí zvětšení konduktivity povrchové citlivé vrstvy senzoru. Naopak oxidační plyny (akceptory) způsobí pokles konduktivity. Selektivity senzoru se docílí volbou složení citlivé vrstvy a volbou provozní teploty (200 °C až 450 °C). Pro odfiltrování rušivých složek plynu se někdy používá filtrační vrstva. Jako adsorpční polovodiče se nejčastěji používají SnO_2 a ZnO . Jedná se o polovodiče typu n, jejichž odpor povrchové vrstvy se u redukčních plynů typu H_2 , CO , CH_4 , H_2S , izobutan, etanol aj. zmenšuje a u oxidačních plynů O_2 , NO_2 , Cl_2 zvětšuje. Jako substrát se používá Al_2O_3 , keramika, SiO_2 nebo ferit. Příklad tlustovrstvého senzoru je na obr. 8.8. Vyhodnocení proměnné vodivosti se provádí při konstantním střídavém nebo stejnosměrném napájení z relativní změny $\Delta I / I$. Tradičním výrobcem těchto senzorů je firma Figaro.

Senzory s objemovou detekcí se vyrábějí z kysličníků TiO_2 , BaTiO_3 , SrTiO_3 aj. U těchto materiálů se při vysoké teplotě (např. 900 °C) mění stechiometrická struktura a tedy i vodivost v závislosti na parciálním tlaku měřeného plynu.

Polovodičové senzory plynů mají obvykle nízkou selektivitu a nelineární charakteristiku, jsou však malé a levné. Nízká selektivita někdy nemusí být na závadu: některé senzory jsou citlivé na skupinu hořlavých nebo výbušných plynů. Firma Applied Sensor vyrábí senzor pro monitorování

kvality vzduchu nasávaného do klimatizace automobilů. Sensor je citlivý na CO, NO₂ i některé organické plyny. Při špatné kvalitě nasávaného vzduchu klimatizace přepíná na vnitřní cirkulaci.



Obr. 8.8 Řez polovodičovým senzorem a způsob vyhodnocení vodivosti polovodiče (RuO₂ - topný meandr zhotovený technologií tlusté vrstvy)

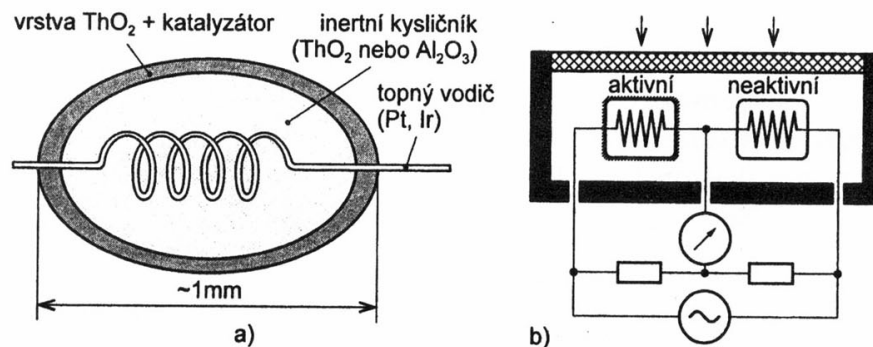
8.3.2 CHEMFET senzory

CHEMFET (Chemically Sensitive Field Effect Transistor) senzory využívají princip MOSFET, tj. tranzistorů se strukturou kov-izolant (SiO₂, TiO₂ nebo ZnO) - polovodič. U těchto tranzistorů se příčným elektrickým polem řídí vodivost kanálu v substrátu mezi elektrodami (kolektorem a emitorem). Toto pole je dáno potenciálním rozdílem mezi hradlem (kovová řídicí elektroda) a substrátem (základní polovodičový materiál typu n nebo p). Potenciální rozdíl je u běžné aplikace způsoben přivedením napětí na řídicí elektrodu. U CHEMFET senzorů je řízení hradla způsobeno elektrickou dvojvrstvou v závislosti na adsorpci některých plynů. Do skupiny CHEMFETů se někdy zařazují i rozšířenější tranzistory ISFET, používané zejména na přibližné měření pH kapalin.

8.3.3 Termokatalytické senzory (Pellistory)

Tyto senzory jsou založeny na měření reakčního tepla při katalytickém spalování hořlavých a výbušných složek ve vzduchu (metan, butan, propan, CO aj.). Změnu teploty způsobenou reakčním teplem lze měřit termoelektrickým článkem nebo odporovým kovovým senzorem teploty. Tato teplotní změna je pak funkcí koncentrace (resp. parciálního tlaku) analyzované složky plyné směsi. Ve funkci katalyzátoru se obvykle používají kovy na bázi Pt.

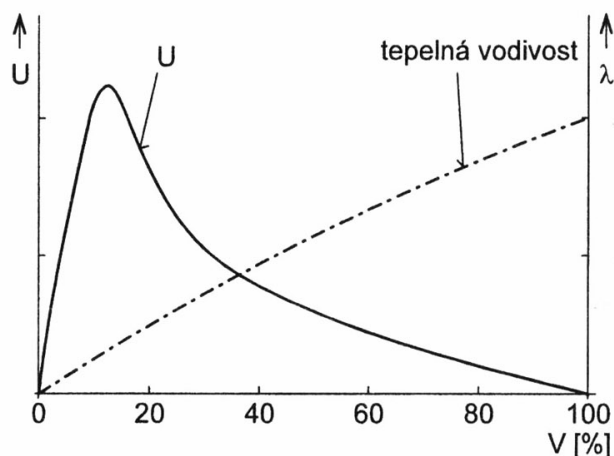
Analyzovaný plyn difunduje k citlivé části senzoru přes vrstvu slinutého kovu, tvořícího současně ochranu před přímým ohněm. Ke katalytickému spalování dochází při teplotě do 500 °C. Topný Pt drátek slouží současně jako odporový senzor teploty. Aby se potlačily chyby způsobené teplotou, vlhkostí a tepelnou vodivostí prostředí, používá se kompenzační můstkové zapojení dle obr. 8.9b.



Obr. 8.9 Termokatalytický senzor - Pellistor (a - uspořádání, b - kompletní můstkové uspořádání)

Druhý senzor je stejným způsobem vyhříván, ale je bez katalytické vrstvy a tudíž na něm nedochází k zapálení a uvolnění reakčního tepla. Nevýhodou principu je dvojznačnost výsledků u vysokých koncentrací složky dle obr. 8.10. Jednoznačnost výsledků lze docílit současným mě-

řením tepelné vodivosti plynu. Nevýhodou Pellistoru je nebezpečí jeho zničení tzv. katalytickými jedy.



Obr. 8.10 Napětí na můstku dle obr. 8.9a - závislost tepelné vodivosti směsi plynu

8.3.4 Elektrochemické senzory

Základní princip této skupiny senzorů je dán elektrochemickými reakcemi, které nastávají na určité elektrodě v daném elektrolytu. K těmto reakcím dochází na třech fázových rozhraních mezi analyzovanou kapalinou (resp. plynem), kovovou elektrodou a elektrolytem v tekuté nebo tuhé fázi. U elektrody dochází buď k anodické oxidaci resp. katodické redukci (tj. k přijímání resp. odevzdávání elektronů). Reakci lze ovlivnit volbou elektrody, elektrolytu a případně elektrodovým potenciálem. Je-li elektroda ponořena do roztoku elektrolytu, který obsahuje ionty kovu, z něhož je zhotovena, vytváří se mezi ní a roztokem elektrický potenciál, který závisí na aktivitě a tedy na koncentraci iontů kovu v roztoku. Je-li elektroda z neušlechtilého kovu, kationty z elektrody pronikají do elektrolytu a na elektrodě vzniká kladný potenciál vůči roztoku; naopak je-li elektroda z kovu ušlechtilého, část kationtů z elektrolytu se vyloučí na povrch elektrody a potenciál bude záporný. Dle způsobu vyhodnocování potenciálu elektrody existují dvě metody:

- a) potenciometrie,
- b) ampérometrie.

Potenciometrie je založena na bezproudovém měření rozdílového potenciálu mezi měřicí a srovnávací (referenční) elektrodou, jejíž potenciál na styku s roztokem elektrolytu je nezávislý na koncentraci iontů. Potenciál měřicí elektrody je dán *Nernstovou rovnicí*:

$$\varphi = \varphi_0 \pm \frac{RT}{nF} \ln \alpha_i = \varphi_0 \pm \frac{2,303RT}{nF} \log \alpha_i \quad (8.10)$$

- kde
- φ je potenciál měřicí elektrody,
 - φ_0 standardní potenciál (při aktivitě $\alpha = 1$),
 - R plynová konstanta $R = 8,3144 \text{ J} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{mol}^{-1}$,
 - T termodynamická teplota [K],
 - n valence (oxidační číslo) iontů,
 - F Faradayova konstanta $F = 9,64870 \cdot 10^4 \text{ C} \cdot \text{mol}^{-1}$,
 - α_i aktivita iontů; kladné znaménko platí pro kationty, záporné pro anionty.

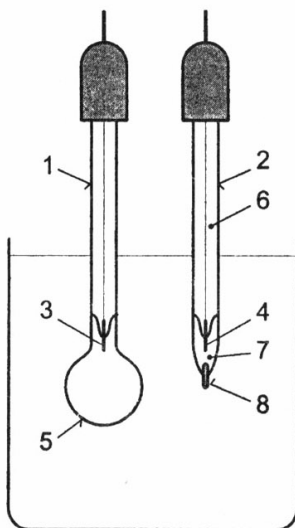
Měřicí a srovnávací elektroda vytvářejí při ponoření do elektrolytu elektrický článek, jehož napětí je dané rozdílem potenciálů na obou elektrodách. Při měření napětí musí být proudové zatížení článku $I < 10^{-12} \text{ A}$, čemuž odpovídá požadavek na vnitřní odpor zesilovače $R_i > 10^{12} \Omega$. Potenciometrické metody se dále dělí dle toho, zdali se měří hodnota pH, redoxní potenciál nebo koncentrace iontů.

Potenciometrické měření pH se používá k analýze kyselosti nebo zásaditosti roztoků. Voda se ionizuje dle vzorce $\text{H}_2\text{O} \rightarrow \text{H}^+ + \text{OH}^-$. Molekuly čisté vody mají stejný počet vodíkových

a hydroxidových iontů, přičemž platí pro disociační konstantu $K_v = c_{H^+} \cdot c_{OH^-} = 1,008 \cdot 10^{-14}$. Hodnota pH je dána v rozsahu od 0 do 14 vztahem (8.5). Destilovaná voda má $pH = 7$, roztoky s $pH > 7$ jsou zásadité, s $pH < 7$ jsou kyselé. Schématické uspořádání elektrod pro měření pH je na obr. 8.11.

Měřicí elektroda je vyrobena ze poretzního skla, propustného pro vodíkové ionty, a naplněna elektrolytem, jehož potenciál vůči měřenému médiu je závislý na měřeném pH. Referenční elektroda je naopak naplněna elektrolytem, jehož potenciál je na pH měřené kapaliny nezávislý. Jediným účelem referenční elektrody je tedy vytvořit druhý kontakt pro měření napětí.

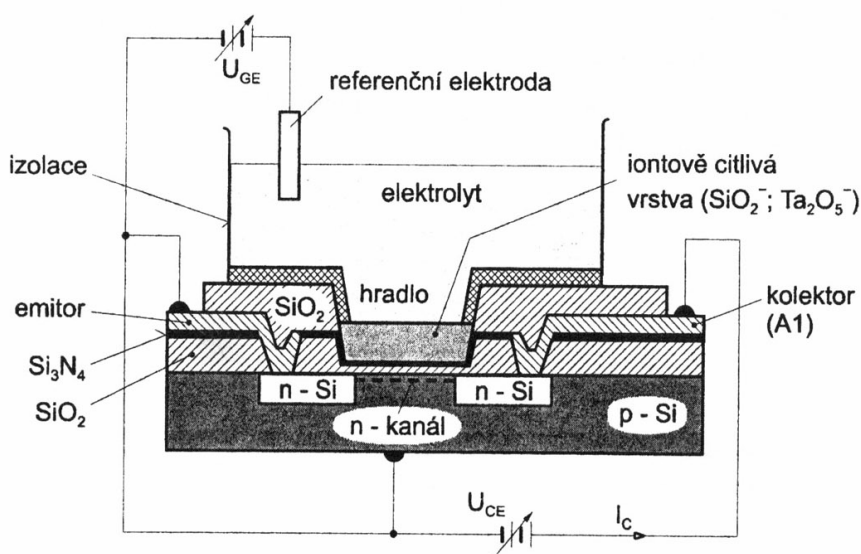
V současné době se obě elektrody vyrábějí v jediném skleněném pouzdru. Vzhledem k teplotní závislosti potenciálu na teplotě (8.10) je nutno měřicí řetězec doplnit senzorem teploty.



Obr. 8.11 Princip měření pH [1 – měřicí skleněná elektroda, 2 – srovnávací kalomelová elektroda, 3,4 – vnitřní elektrody (platinové drátky), 5 – pH citlivá membrána z křemičitého skla, 6 – roztok (pufer) s pevně definovanou hodnotou pH, 7 – nasycený roztok KCl, 8 – diafragma (iontově propustné spojení s analyzovaným roztokem elektrolytu)]

Iontově selektivní elektrody. Kromě pH skleněných elektrod existuje řada elektrod, včetně polovodičových, citlivých na různé ionty (Na^+ , Ca^{2+} , K^+ , Cl^- , NH_4^+ , NO_3^-). Základem těchto elektrod jsou iontově selektivní membrány a elektrolyty tvořící jejich náplň.

Miniaturním potenciometrickým senzorem je **ISFET** (Ion Sensitive Field Effect Transistor) dle obr. 8.12.



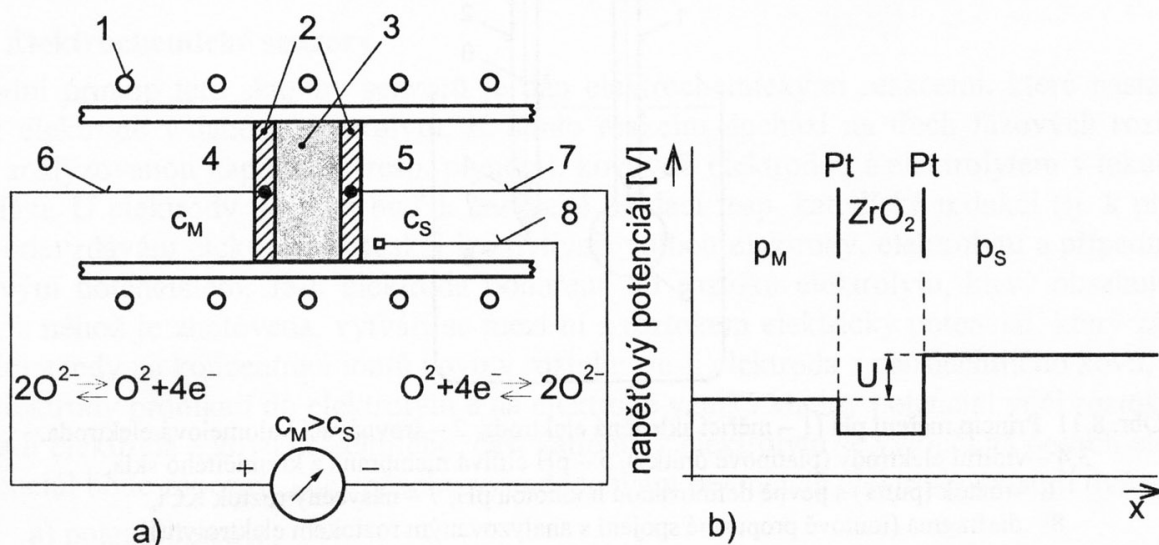
Obr. 8.12 Elektrochemický ISFET senzor (struktura senzoru)

Funkční částí ISFET senzoru je hradlová oblast vytvořená na přechodu elektrolytu a iontově citlivé vrstvy, v níž dochází k elektrochemické reakci měřených iontů. Činnost ISFET senzoru ovládáme srovnávací elektrodou vloženou spolu se senzorem do elektrolytu. Volbou citlivé vrstvy hradla lze dosáhnout selektivity na určitý iont nebo molekulu. Selektivitu lze dále zlepšit nanesením selektivně propustné membrány, která propouští k vrstvě oxidů pouze vybraný druh iontů. Nejčastější aplikací ISFET senzorů je senzor pH s iontově citlivou vrstvou z SiO_2^- , nebo Si_3N_4^- , nebo Ta_2O_5^- . Pro potenciál iontově citlivé vrstvy opět platí Nernstova rovnice (8.10). Pro řídicí napětí hradla platí

$$U_G = U_R + \varphi_R + \varphi_0 + \frac{RT}{nF} \ln a_i \quad (8.11)$$

kde φ_R je potenciál srovnávací elektrody.

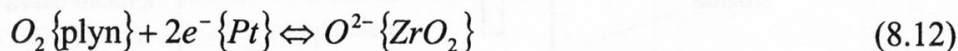
Změny hradlového napětí způsobené elektrochemickým potenciálem se zde měří nepřímo vyhodnocováním kanálového proudu. Tranzistory ISFET nedosahují přesnosti ani trvanlivosti klasických potenciometrických senzorů, jejich výhodou jsou však malé rozměry.



Obr. 8.13 Potenciometrický Lambda-senzor O_2 na bázi ZrO_2 a) schéma (1 – topení, 2 – porézní Pt elektrody, 3 – tuhý elektrolyt $\text{Y}_2\text{O}_3/\text{ZrO}_2$, 4 – měřicí komora, 5 – srovnávací komora, 6 – anoda, 7 – katoda, 8 – detektor teploty), b) potenciál na elektrodách

Potenciometrie s tuhým elektrolytem se využívá u senzoru kyslíku. Pohyb iontů je možný nejen v kapalných elektrolytech, ale i v elektrolytech tuhých. Na rozdíl od kapalných elektrolytů je u tuhých možný přenos jen jednoho druhu iontů, tedy buď kationtů, nebo aniontů. Pro analýzu kyslíku se používá elektrolyt ZrO_2 dotovaný Y_2O_3 , ohřátý na teplotu v rozmezí $650\text{ }^\circ\text{C}$ až $950\text{ }^\circ\text{C}$ a umístěný mezi porézními Pt elektrodami (obr. 8.13).

Elektrolyt ZrO_2 vykazuje optimální konduktivitu dvojmocných iontů O^{2-} . Umístíme-li elektrolyt mezi dvě Pt elektrody, dochází k elektrochemické reakci:



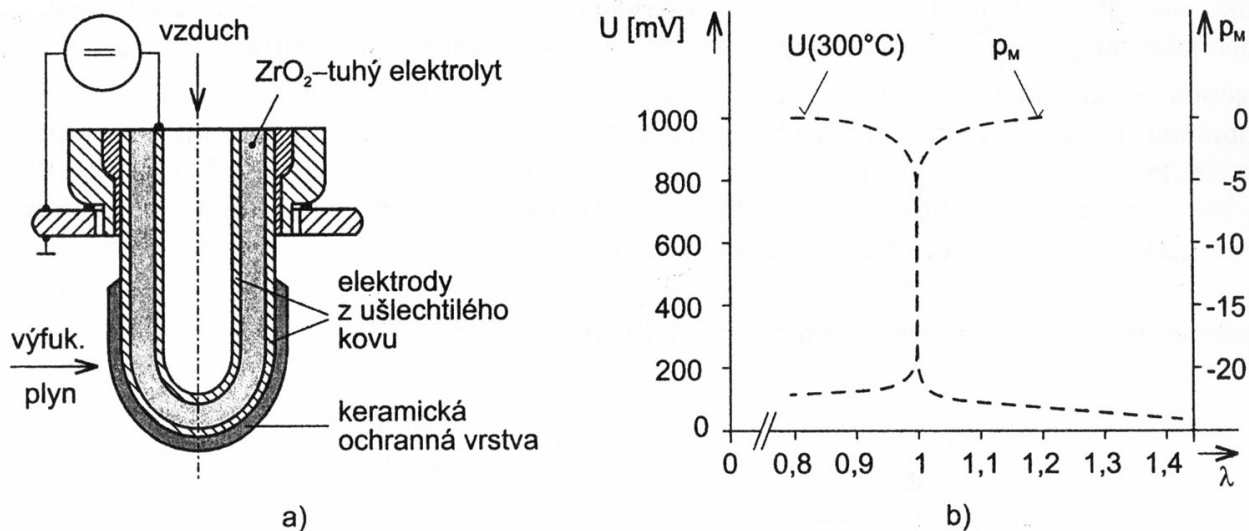
Potenciometricky vyhodnocené napětí na Pt elektrodách je dáno rozdílem potenciálů dle upravené Nernstovy rovnice

$$|U| = \frac{RT}{4F} \ln \frac{p_M}{p_S} \quad (8.13)$$

kde p_M je parciální tlak O_2 v měřeném plynu,
 p_S parciální tlak O_2 ve srovnávacím plynu (obvykle ve vzduchu).

Při rovnosti tlaků analyzovaného a srovnávacího plynu lze ve vztahu (8.13) poměr tlaků p_M/p_S nahradit poměrem koncentrací kyslíku c_M/c_S .

Uvedený princip se používá u tzv. **Lambda-senzoru** (obr. 8.14). Lambda-senzor kyslíku se využívá např. pro měření obsahu zbytkového O_2 ve výfukových plynech pro nastavení optimální palivové směsi. Konstrukční řešení Lambda-senzoru pro přímé umístění ve výfuku je na obr. 8.14.



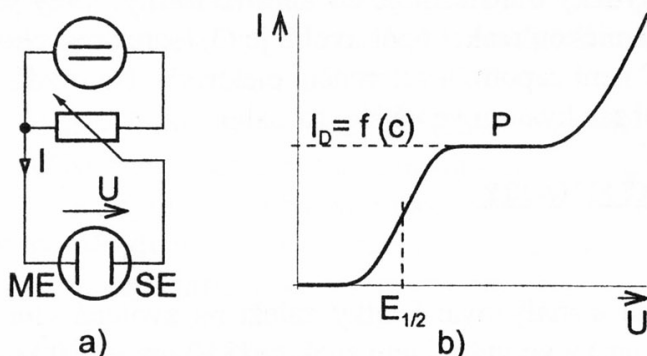
Obr. 8.14 Lambda-senzor (a - uspořádání, b - závislost napětí naprázdno na λ)

Označení "Lambda" je dáno symbolem pro označení poměru

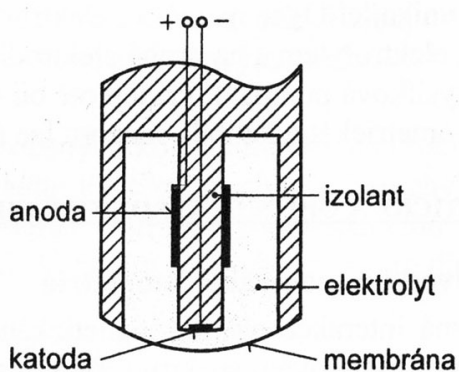
$$\lambda = \frac{V}{V_t} \quad (8.14)$$

kde V je objem přivedeného kyslíku do spalovacího procesu,
 V_t teoreticky potřebný objem kyslíku ke spálení směsi.

Amperometrie je založena na měření proudu procházejícího mezi dvěma elektrodami ponořenými do roztoku elektrolytu, přičemž je obvykle do měřicího obvodu zapojen zdroj stejnosměrného napětí dle obr. 8.15. Jedna z elektrod (označovaná jako elektroda pracovní, měřicí nebo jako katoda) je polarizovatelná (např. z Pt, Au), druhá elektroda (označovaná jako vztažná nebo jako anoda) je nepolarizovatelná (Pb, Ag/AgCl, Zn aj.). Jsou-li elektrody ponořené do roztoku, který obsahuje danou analyzovanou látku, vytvoří se chemickou reakcí na rozhraní roztoku a měřicí elektrody depolarizátor.



Obr. 8.15 Amperometrický měřicí řetězec a závislost $I = f(U, c)$
 (ME - měřicí elektroda, SE - srovnávací elektroda)



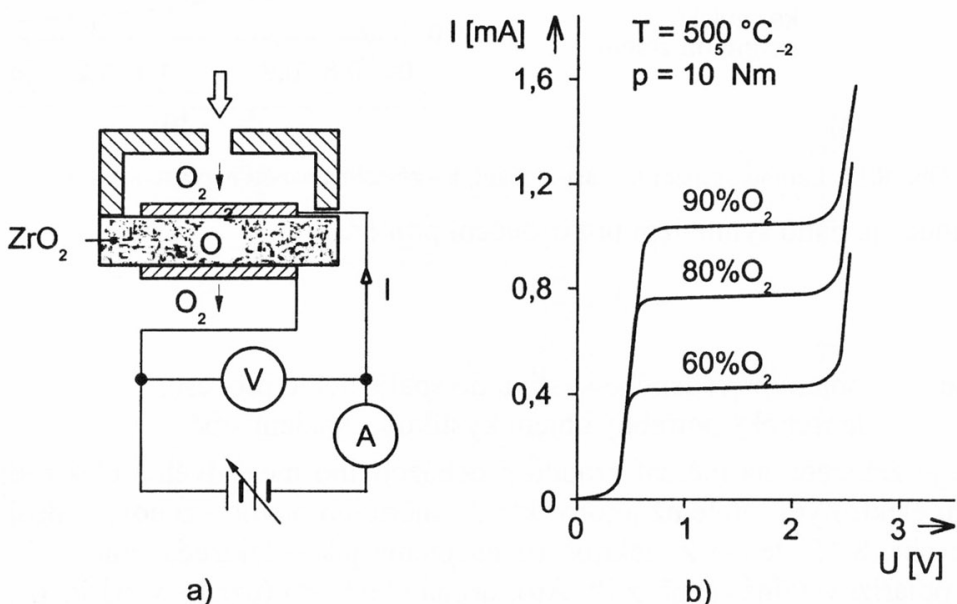
Obr. 8.16 Clarkův senzor pro elektrochemickou analýzu plynů

V počátku funkce $I = f(U, c)$ dochází při přiložení stejnosměrného napětí k polarizaci měřicí elektrody a obvodem elektrod prakticky neprotéká proud. Při zvětšování napětí se po překonání energetické bariéry elektroda/roztok začne projevovat difúze částic depolarizátoru, vzniká difúzní vrstva s proměnným gradientem koncentrace a proud obvodem narůstá dle obr. 8.15b. V závislosti $I = f(U, c)$ se při dalším zvyšování napětí objeví napěťově nezávislý úsek proudu

"plateau". Elektrochemická reakce probíhá v tomto úseku tak rychle, že se všechny částice přivedené na povrch elektrody stačí transformovat na depolarizátor. Příslušná hodnota proudu se označuje I_D (difúzní proud) a je měronosnou veličinou měřené koncentrace c_i . Pokud není "plateau" rovné, je nutno pracovat ve velmi úzkém pásmu napětí na měřicí elektrodě. Používá se tříelektrodový systém s pomocnou referenční elektrodou, na které neprobíhají žádné chemické reakce, ale jejíž potenciál se pomocí tzv. potenciostatu udržuje na konstantní hodnotě. V chemické analýze se používá i komplikovaných metod pulsní amperometrie.

Potřebnou selektivitu ampérometrických senzorů lze dosáhnout přidáním selektivní organické membrány oddělující měřicí elektrodu od měřeného roztoku tenkou vrstvou vnitřního pomocného elektrolytu. Uvedený princip používá jak pro analýzu roztoků, tak plynů (O_2 , CO , H_2S , SO_2 , NO_2), systém Clark dle obr. 8.16. **Elektrochemické senzory plynů** na tomto principu jsou vysoce selektivní, mají však odezvu až několik minut.

Amperometrický senzor kyslíku s pevným elektrolytem (obr. 8.17)



Obr. 8.17 Amperometrický senzor kyslíku: a - uspořádání, b - závislost $I = f(U, \%O_2)$

Difúzí vnikající O_2 se na měřicí elektrodě katalyticky transformuje do iontové formy. Ionty procházejí elektrolytem a na druhé elektrodě se chemickou reakcí opět uvolňuje O_2 (senzor se chová jako "kyslíková pumpa"). Při teplotě od 400 °C není zapotřebí referenční elektroda. Na rozdíl od potenciometrického lambda senzoru lze měřit obsah kyslíku ve větším rozsahu.

8.4 OPTICKÉ A OPTOELEKTRONICKÉ CHEMICKÉ SENZORY

8.4.1 Úvod do spektrální fotometrie

Vzájemná interakce elektromagnetického vlnění a analyzované látky závisí na zvolené vlnové délce. V ultrafialovém spektru (200 nm až 350 nm) a ve viditelném spektru (350 nm až 800 nm) dochází při absorpci záření k elektronovým energetickým přechodům. Uvedená spektrální oblast je zvláště vhodná pro analýzy organických kapalin, zjišťování dusičnanů ve vodě a některé plyny. V blízkém infračerveném spektru (800 nm až $2,5\text{ }\mu\text{m}$) dochází od intermolekulárního kmitání mezi atomy až k rotačním kmitům molekul. Oblast je vhodná pro některé kapaliny (roztoky ve vodě a organické kapaliny). Infračervené spektrum ($2,5\text{ }\mu\text{m}$ až $15\text{ }\mu\text{m}$) působí rotaci lehkých molekul a kmitání těžkých molekul. U plynů dochází k těmto jevům pouze u molekul se dvěma a více druhy atomů.

Základem spektrální fotometrie je Lambert-Beerův zákon

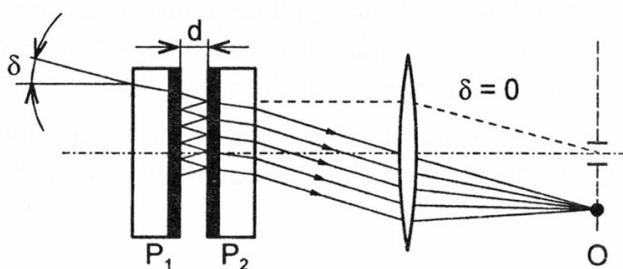
$$\Phi = \Phi_0 e^{-\varepsilon cd} \quad (8.15)$$

kde Φ je tok záření vstupující do měřicí (resp. srovnávací) kyvety,
 Φ_0 tok vystupující z měřicí (resp. srovnávací) kyvety,
 ε molární absorpční koeficient [cm^2/mol],
 c látková koncentrace [mol/cm^3],
 d délka kyvety [cm].

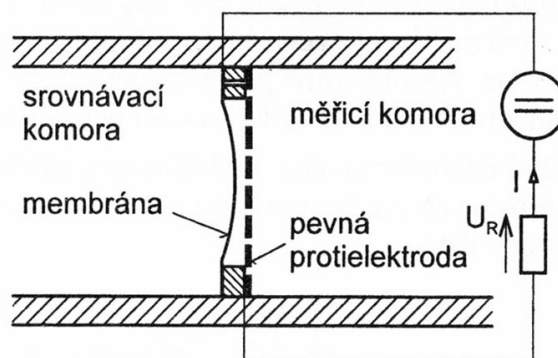
Jako zdroje záření se dle požadované vlnové délky používají výbojky, žárovky a laserové diody.

Modulaci lze realizovat rotační clonou, rotačně umístěnými dvěma filtry, pulsním provozem zdroje záření nebo proměnným tlakem v kyvetě.

Filtrace záření se realizuje plynovými širokopásmovými filtry, interferenčními optickými úzkopásmovými filtry, monochromatickými filtry (hranoly, mřížky). Interferenční filtry jsou realizovány Fabryho-Pérotovým uspořádáním dle obr. 8.18. Vlnová délka prostupnosti filtru je dána vztahem $z \cdot \lambda = 2 \cdot n \cdot d$, kde z je celé číslo a n je index lomu desek. (Pozn.: stejného principu lze využít k měření tloušťky d , nebo průhybu membrány v miniaturních senzorech tlaku).



Obr. 8.18 Interferenční optický filtr (P_1, P_2 - planparalelní transparentní desky pokryté vrstvou s vysokou odrazivostí, O - ohnisková rovina)



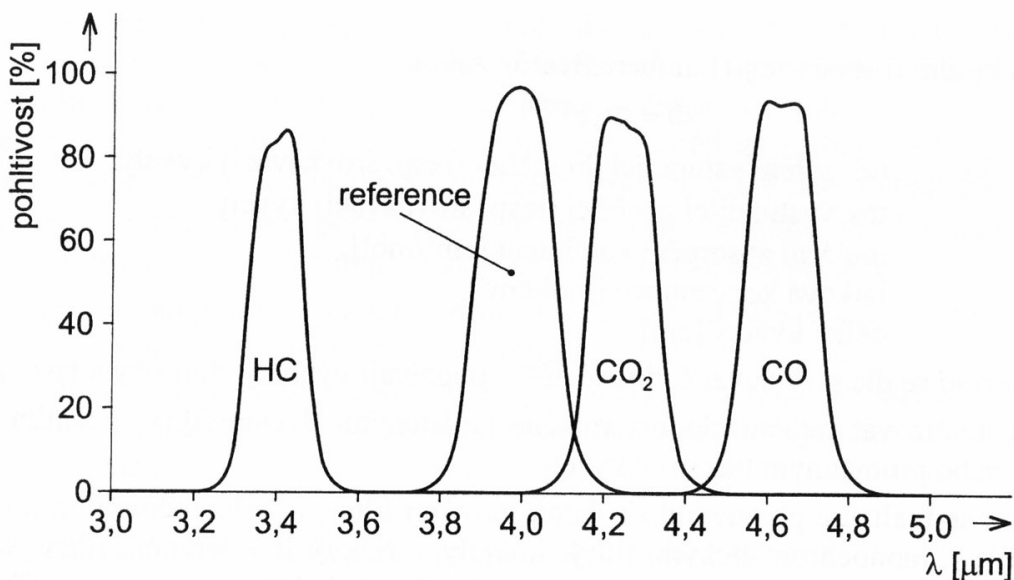
Obr. 8.19 Kondenzátorový mikrofon jako senzor rozdílných tlaků ve dvou stejných komorách plněných stejným plynem

Jako detektorů se používá bolometrických senzorů, pyroelektrických senzorů, fotoodporů a tepelně-pneumatických diferenčních detektorů záření s kondenzátorovým mikrofonem dle obr. 8.19.

Jednoduchý fotometr má řadu systematických chyb, způsobených kolísáním zářivého toku zářiče, znečištěním transparentních ploch, zrcadel, vlivem prachu v měřeném plynu. Tyto chyby lze potlačit různými způsoby srovnávacích uspořádání měřicího řetězce, vyhodnocujícího rozdíl nebo poměr dvou zářivých toků z jediného zdroje záření. V dalším výkladu se soustředíme na nejpoužívanější infračervené analyzátoři plynu.

8.4.2 Infračervené (IR) analyzátoři plynu

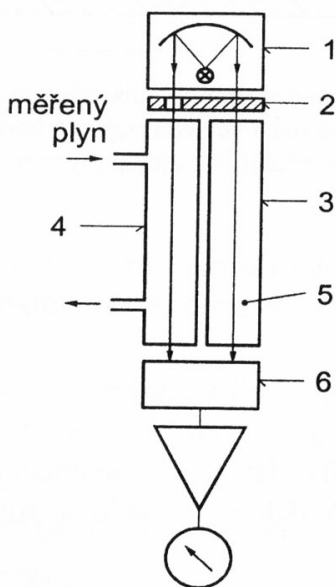
Početné anorganické a organické plyny a páry absorbují elektromagnetické vlnění v IR spektru, přičemž absorpční spektra vykazují průběhy dle obr. 8.20. Referenční filtr je nastaven na vlnovou délku, na které nedochází k absorpci - používá se ke kompenzaci systematických chyb.



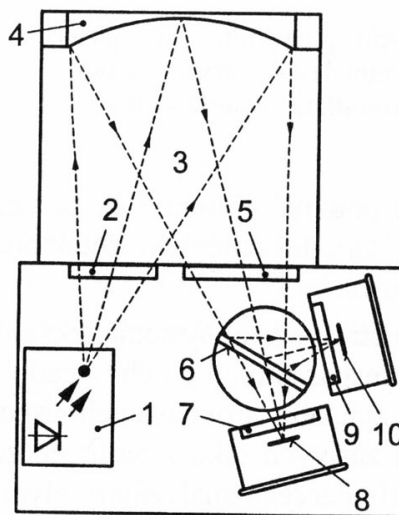
Obr. 8.20 Absorpční spektra některých plynů a charakteristika referenčního interferenčního filtru

Tepelně-pneumatický detektor (tzv. Golayův pneumatický detektor) se skládá ze shodných komor – obr. 8.21. Jedna polovina detektoru absorbuje záření procházející měřicí kyvetou, druhá absorbuje záření procházející srovnávací kyvetou plněnou např. vzduchem nebo dusíkem, který neabsorbuje IR záření. Obě komory kondenzátorového mikrofonu (propojené úzkým průchodem pro vyrovnání statického klidového tlaku) jsou naplněny čistým plynem, jehož koncentraci analyzujeme. Absorbované přerušované záření v komorách detektoru způsobí periodické oteplování plynu a tím i tlakové vlny působící periodický průhyb membrány v kapacitním mikrofonu.

Příklad úzkopásmového analyzátoru s interferenčními filtry je na obr. 8.22. Jednodušší typy úzkopásmových analyzátorů používají monochromatické zdroje (např. laserovou diodu), nepotřebují tedy filtry.



Obr. 8.21 Uspořádání klasického typu IR analyzátoru (1 – IR zdroj, 2 – rotační clona, 3 – srovnávací kyveta, 4 – měřicí kyveta, 5 – srovnávací plyn, 6 – kondenzátorový mikrofon)



Obr. 8.22 Uspořádání úzkopásmového IR analyzátoru firmy Dräger (1 – pulzní IR zdroj; 2,5 – transparentní okna; 3 – měřicí kyveta; 4 – zrcadlo; 6 – polopropustný dělič záření; 7,9 – interferenční filtry; 8,10 – pyroelektrické detektory s integrovaným zesilovačem)

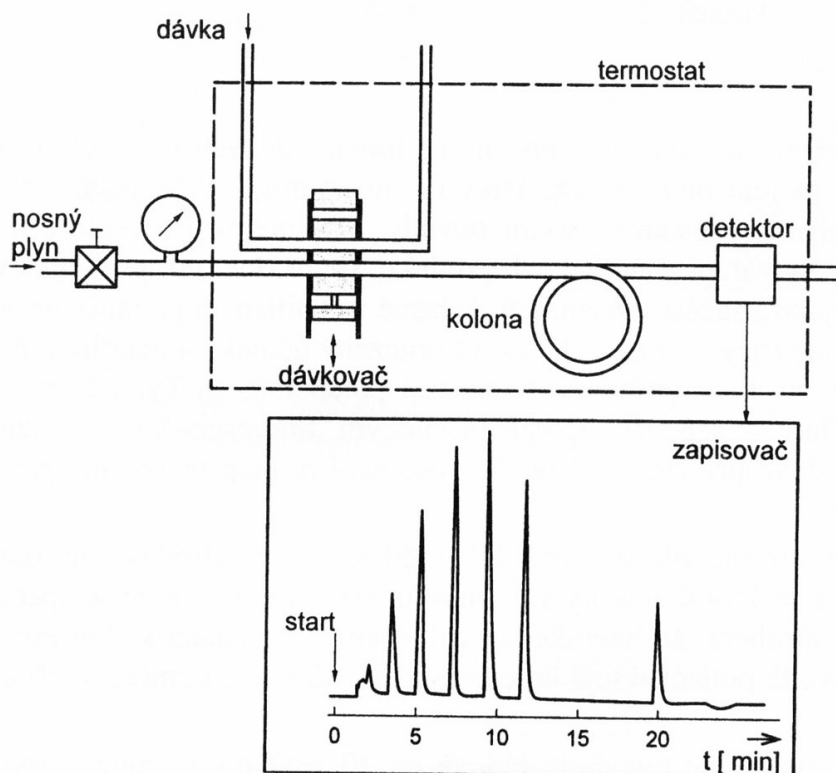
Nejvíce používané jsou IR senzory CO_2 používané mj. v klimatizační technice. Pro CO_2 totiž neexistují vhodné MOS senzory a elektrochemické senzory mají omezenou životnost. Jako zdroje IR záření se používá laserové diody nebo levnější bleskové výbojky. Výrobce je např. firma AMR.

IR senzory tzv. otevřeného typu se vzdáleným odražečem paprsku mohou měřit koncentraci plynů na vzdálenosti až několik desítek metrů.

8.4.3 Senzory pro chromatografickou analýzu

Základní pojmy z chromatografie

Chromatografie je fyzikální dělicí proces na principu postupného vytváření rovnovážných stavů dělených látek mezi pohyblivou a nepohyblivou fází. Přesná dávka analyzovaného média se vnese na počátek chromatografické kolony, jejíž náplň je látka (nepohyblivá fáze) se schopností zadržovat jednotlivé složky dávky. Klasické chromatografické kolony jsou buď z nerezového kovu, nebo ze skla. Délka kolon se pohybuje od jednoho do několika metrů. Poté se do kolony přivádí určitou rychlostí plyn nebo kapalina (pohyblivá fáze), která z kolony, tj. z nepohyblivé fáze, postupně vymývá jednotlivé složky a transportuje je k vhodnému detektoru. Detektor pak z binární směsi analyzované složky a pohyblivé fáze stanoví koncentraci složky. Dle pohyblivé fáze se chromatografie dělí na plynovou a kapalinovou. Je-li pohyblivou fází plyn (tzv. nosný plyn), používá se nejčastěji vodík, dusík, ale také vzduch, argon aj. Analyzovanou látkou může být plyn, kapalina a i tuhá látka, kterou lze před dávkováním převést do plynného stavu, což se často používá i pro kapaliny. Speciální skupinu tvoří iontová chromatografie založená na měnících iontů mezi oběma fázemi. Při dělení jednotlivých složek se uplatňují tyto fyzikální děje: rozpouštění, adsorpce a výměna iontů. Příklad uspořádání plynového chromatografu a chromatogram je na obr. 8.23. V případě dokonalého dělení odpovídá každý vrchol grafu určité složce, přičemž výška vrcholu nebo odpovídající plocha křivky je mírou koncentrace složky.



Obr. 8.23 Princip plynového chromatografu

Rozdělení chromatografických senzorů:

Pro plynovou chromatografii:

tepelně vodivostní senzory, ionizační senzory, radioaktivní senzory (ECD) a další.

Pro kapalinovou chromatografii:

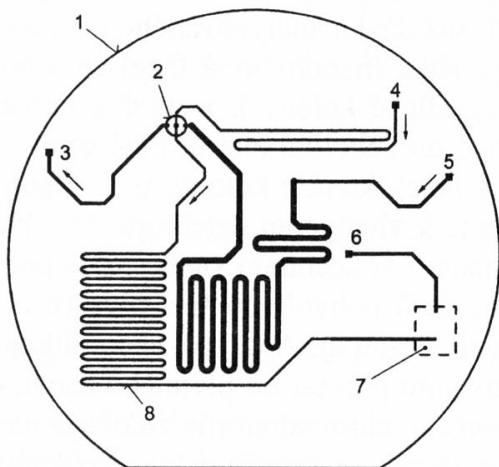
ultrafialové fotometrické senzory, fluorescenční detektory, detektory na principu měření indexu lomu, a další.

Pro iontovou chromatografii:

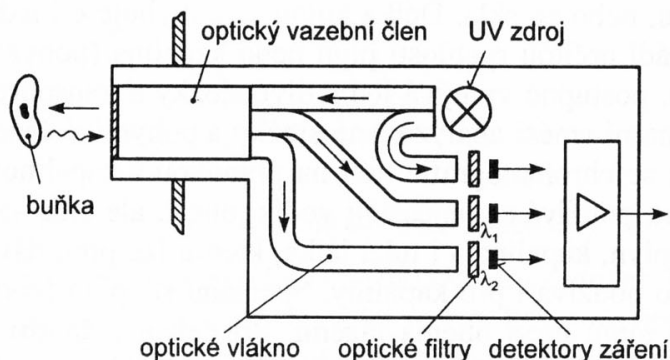
amperometrické senzory, senzory konduktivity aj.

Integrovaný plynový chromatograf vytvořený technologií mikromechanického leptání na křemíkovém substrátu včetně tepelně-vodivostního senzoru je na obr. 8.24.

Pro detekci narkotik a výbušnin z jejich stopových výparů se mj. používají rychlé plynové chromatografy s detektory na principu rezonančního piezoelektrického senzoru (QCM nebo SAW, viz kap. 8.2.1). Chromatografická trubice je ve formě kapiláry, doba analýzy je pod 10 s. Elektronické nosy na tomto principu se rutinně používají při bezpečnostních kontrolách.



Obr. 8.24 Si - chromatograf (1 - Si substrát, 2 - ventil, 3 - výpušť, 4 - nosný plyn, 5 - analyzovaný plyn, 6 - výstup směsi, 7 - čip tepelně-vodivostního senzoru, 8 - kolona)



Obr. 8.25 Fluorescenční biosenzor

8.5 BIOSENZORY

Biosenzory jsou chemické senzory založené na biochemických reakcích. U těchto senzorů dochází k přímému spojení biochemické látky (tj. receptoru), jakou jsou např. enzymy, bakterie a jiné mikroorganismy, s elektronickými obvody. Při interakci receptoru a analyzované látky dochází nejprve k vytváření specifických produktů (např. lektinů, protilátek apod.). Použití enzymů, které jsou jako součást biosenzorů dočasně imobilizovány, zajišťuje vysokou selektivitu analýzy. Imobilizace enzymů má však časově omezený účinek na několik dnů až týdnů. Fyzikálně-chemické přeměny receptorů se vyhodnocují potenciometrickými a ampermetrickými elektrodami (např. Clark - senzor), optoelektronickým fluorescenčním senzorem nebo iontově citlivými senzory. Jako příklad uvedme fluorescenční princip využívaný pro analýzu žijící biomasy dle obr. 8.25.

Zářivý tok z ultrafialového zdroje záření UV (360 nm) je prostřednictvím optického vlákna přiváděn do chemické reaktivní komory s biomasou. UV záření reaguje se specifickými molekulami biomasy tím způsobem, že interakcí záření s hmotou dochází k fluorescenci. Fluorescenční zářivý tok se z důvodů potlačení teplotních chyb vyhodnocuje poměrově při dvou různých vlnových délkách.

Doba odezvy biosenzorů se pohybuje řádově od 10 s až do 10 minut. Využití biosenzorů je v biochemické výrobě (např. při výrobě penicilinu), v potravinářství, při kontrole životního prostředí, při detekci biologických bojových látek, v lékařské technice a pod.

8.6 SENZORY VLHKOSTI PLYNU

K vyjádření vlhkosti plynu je možno použít absolutních jednotek (absolutní vlhkost nebo směšovací poměr) nebo jednotek relativních (rosný bod nebo relativní vlhkost). Rosný bod se mění s tlakem, relativní vlhkost i s teplotou měřeného plynu. Kromě vzduchu se vlhkost měří i např. u technických plynů. Pro vzájemné přepočty mezi jednotlivými vlhkostními veličinami lze při normálním tlaku plynu s chybou kolem 1 % používat stavovou rovnici ideálního plynu. Pro od-

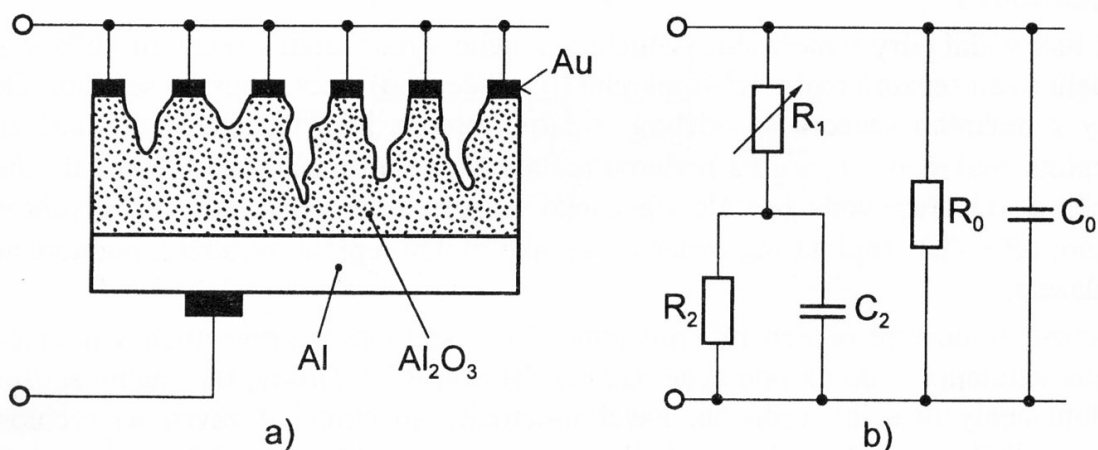
lišné tlaky vznikají přídavné chyby a je nutné používat vztahy obsahující kompresibilní faktory reálného plynu. Podrobnější přehled jednotek vlhkosti je uveden ve skriptech na cvičení [1].

8.6.1 Sorpční senzory vlhkosti

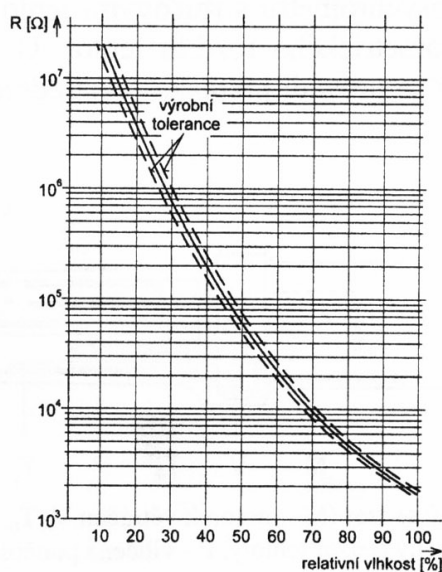
Jsou založeny na změně fyzikálně-chemických vlastností materiálů v závislosti na rovnovážném stavu adsorpce a desorpce molekul vody z vodní páry. Do této skupiny patří např. známé vlasové vlhkoměry a dále senzory odporové a kapacitní.

Kapacitní resp. odporové senzory vlhkosti jsou založeny na závislosti impedance sorpčního materiálu na vlhkosti okolního plynu. Dle toho, která impedanční složka má větší citlivost na měřenou veličinu, dělíme tyto senzory na odporové a kapacitní. Jako příklad uveďme senzor Al_2O_3 na obr. 8.26. Na hliníkové elektrodě je několik μm silná vrstvička kysličníku Al_2O_3 . Tato vrstva je překryta extrémně tenkou a vodní páru propouštějící zlatou vrstvou, která vytváří druhou elektrodu. Odpor R_1 na obr. 8.26b závisí na množství vody v porézním materiálu neboli na absolutní vlhkosti a tedy teplotě rosného bodu. Senzor je citlivý i v oblasti rosných bodů pod 0°C a to až do stopové měrné vlhkosti $0,5 \cdot 10^{-6} \text{ kg/kg}$.

Firma General Eastern vyrábí odporový senzor vyrobený z polymeru. K adsorpci dochází v celém objemu (tzv. bulk effect). Výhodou této technologie je menší závislost na znečištění povrchu senzoru. Typická charakteristika tohoto senzoru je na obr. 8.27.

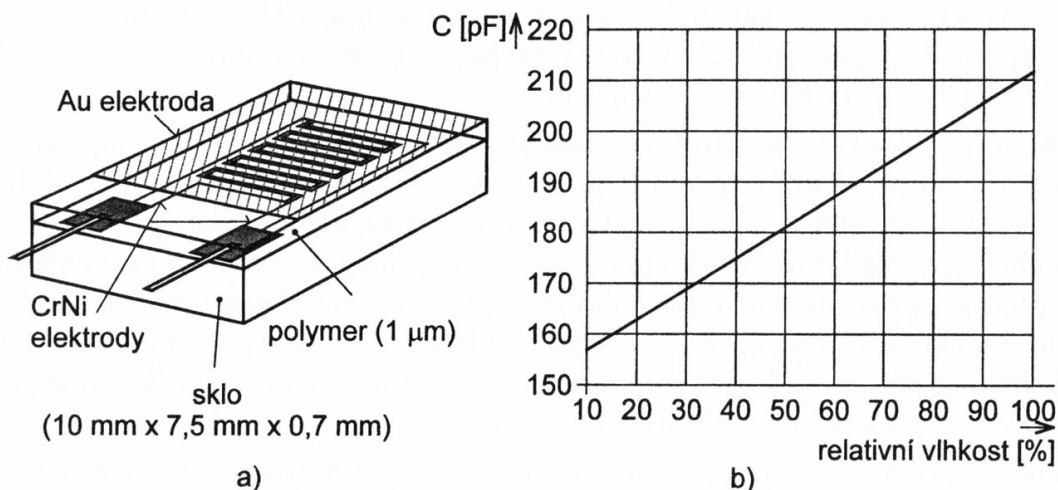


Obr. 8.26 Odporový senzor vlhkosti (a - struktura, b - náhradní schéma), C_0 resp. R_0 je kapacita resp. základní svodový odpor mezi elektrodami, C_2 resp. R_2 je odpor resp. kapacita od dna pórů k Al elektrodě, R_1 je odpor stěny pórů mezi Au elektrodou a dnem pórů.



Obr. 8.27 Charakteristika odporového senzoru vlhkosti ("bulk" senzor)

Na obr. 8.28 je kapacitní senzor vyráběný firmou Vaisala. Senzor je tvořen kondenzátorem, jehož dielektrikum je z hygroskopického polymeru. Kapacita senzoru je dána sorpční rovnováhou s prostředím a je funkcí relativní vlhkosti. Senzor se vyrábí tenkovrstvou technologií.



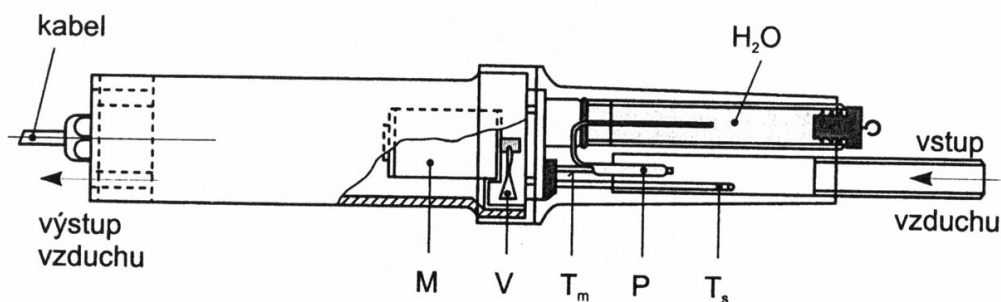
Obr. 8.28 Kapacitní senzor vlhkosti (a - struktura, b - typická charakteristika)

8.6.2 Psychrometr

Parciální tlak vodní páry v měřeném vzduchu a z něho vypočitatelná relativní vlhkost se stanovuje z údajů dvou senzorů teplot tzv. mokrého (tj. vlhčeného) a tzv. suchého senzoru. Odpařováním vody z mokrého senzoru se odebrá výparné teplo z jeho těsného okolí, což způsobuje pokles teploty mokrého senzoru na hodnotu teploty ϑ_m . Čím menší bude relativní vlhkost, tím intenzivněji se odpařuje voda ze stále vlhčeného senzoru a tím větší bude tzv. psychrometrický rozdíl teplot ($\vartheta - \vartheta_m$). Teplota ϑ_m , označovaná jako mokrá teplota, se blíží k hodnotě adiabatického ochlazení.

Mokřý senzor teploty je obalen mokrou punčoškou, která je u provozních vlhkoměrů trvale ovlhčována vzlínající vodou z pomocné nádoby dle obr. 8.29. Druhý, tzv. suchý senzor teploty měří teplotu analyzovaného vzduchu. Psychrometrický součinitel A závisí na rychlosti, tlaku a teplotě proudícího vzduchu kolem mokrého senzoru. Pro rychlost $w > 2,5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ je součinitel již nezávislý na rychlosti proudění vzduchu.

Konstantní rychlost proudění vzduchu je udržována regulací otáček motorku. Přepočtení na relativní vlhkost se u laboratorních psychrometrů s rtuťovými teploměry provádí z psychrometrických tabulek na základě psychrometrického rozdílu teplot. U číslicových psychrometrů s Pt senzory teploty nebo s termistory se provádí přepočtení prostřednictvím zabudovaného mikroprocesorového systému.

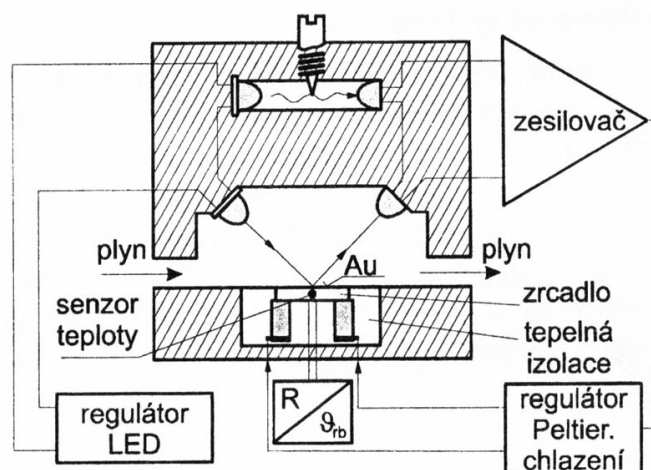


Obr. 8.29 Psychrometrický senzor (M - motorek větráčku V, T_m - mokřý senzor teploty, T_s - suchý senzor teploty, P - vlhčená punčoška)

8.6.3 Zrcadlové senzory teploty rosného bodu

Funkce senzoru je patrná z obr. 8.30. Zrcadlo (Au) o průměru několika mm je chlazeno studenou stranou Peltierova chladicího článku. Podchlazením zrcadla při teplotách plynu nad $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ dochází k orosení (při záporných teplotách k ojínění) zrcadla. Prostřednictvím optického systému a prostřednictvím uzavřené zpětné vazby regulátoru proudu je proud do Peltierova článku udržován tak, aby na zrcadle byla konstantní teplota orosení, tj. teplota rosného bodu. Tato teplota se měří miniaturním odporovým nebo polovodičovým senzorem těsně pod středem odrazné plochy zrcadla. Chybu těchto senzorů působí znečišťování zrcadla. Tento problém je řešen vzduchovými filtry a periodickou kalibrací optického přenosu. Někdy se používá i ofukování zrcátka stlačeným vzduchem. V každém případě jsou moderní přístroje vybaveny indikací hraničního znečištění způsobujícího překročení povolené chyby. Místo optické detekce používají některé senzory krystalových mikrováh.

Pro měření vlhkosti plynů se dále používá IR spektrometrie, měřičů teplotní vodivosti a dalších principů.



Obr. 8.30 Uspořádání zrcadlového senzoru teploty rosného bodu

9. PRŮMYSLOVÉ SYSTÉMY PRO MĚŘENÍ A SBĚR DAT

Nejprve budeme definovat výše uvedený pojem. Jedná se o systém skládající se obvykle z většího počtu senzorů (ať již „inteligentních“ nebo běžných) a jedné nebo více měřicích ústřednů, tedy jednotek, které přijímají, zpracovávají a případně ukládají hodnoty měřených fyzikálních veličin. Takovýto systém lze zobecnit jeho rozšířením o akční členy a doplněním funkcí měřicí ústředny o výpočet algoritmů řízení a regulace, čímž získá charakteristiky typického průmyslového řídicího systému. Jednotlivé prvky systému jsou vzájemně propojeny komunikačními kanály, a to fyzickými (např. dvojice vodičů vedoucí od koncového spínače na číslicový vstup počítače) nebo virtuálními (tataž informace o stavu koncového spínače předaná prostřednictvím služeb počítačové sítě).

Pojmy „senzor“ a inteligentní senzor již byly vysvětleny v úvodní kapitole, stejně jako pojmy „distribuovaný“ a „centralizovaný“ systém, jejichž typickým vlastnostem je věnována následující podkapitola.

Centralizované a distribuované systémy

Výše uvedené pojmy jsou primárně vztaženy na způsob zpracování naměřených dat v systému. Centralizovaný systém obvykle zpracovává všechna měřená data na jediném místě, do kterého jsou nejprve přenesena. V případě řídicího systému jsou v tomto místě také vypočteny regulační zásahy a ty opět přeneseny k akčním členům. Distribuovaný systém se pak vyznačuje především **neexistencí** takového centrálního bodu, hodnoty měřených fyzikálních veličin jsou zpracovávány v různých uzlech systému stejně jako případné regulační zásahy. Všechny další charakteristiky obou zmíněných typů systémů, které budou uvedeny níže, jsou pro jednotlivé typy systémů pouze (více či méně) typické a nepatří k jejich určujícím charakteristikám.

Centralizované systémy

obvykle:

- vystačí s jednoduchými (neinteligentními) senzory a akčními členy
Senzor se obvykle skládá pouze z čidla a základního převodníku, zajišťujícího podmínky pro správnou funkci čidla. Často je kompenzován vliv teploty a linearizována převodní charakteristika. Další úpravy a vyhodnocování je prováděno centrální jednotkou systému. Výhodou je relativně nízká cena.
- využívají elektrické napětí nebo proud jako měronosné veličiny
Jsou využívány standardní rozsahy napětí (0 – 10 V) a proudů (0 – 20 mA, 4 – 20 mA), nezdědka jsou však použity i podstatně nižší napěťové či proudové rozsahy. Analogová přenosová cesta je citlivá na vnější rušení, které může ovlivnit měřené hodnoty.
- mají hvězdicovou topologii kabeláže
Každý senzor či akční člen je k centrální jednotce připojen vyhrazeným kabelem. Nevýhodou je nízká flexibilita; přidání nového prvku vyžaduje přidání dalšího kabelu (a jeho instalace třeba i přes celou výrobní halu). Výhodou analogového přenosu a vyhrazené kabeláže je neustálá dostupnost hodnot měřených veličin i možnost okamžitého nastavení akčních členů.

Distribuované systémy

obvykle:

- využívají inteligentní senzory a akční členy
Senzory jsou vybaveny lokální „inteligencí“ (typicky mikroprocesorem s příslušným programem), která je využita jak pro zajištění optimálních podmínek funkce samotného čidla, digitalizaci, teplotní a další korekce, linearizaci, filtraci užitečných složek signálu apod.

- přenášejí měřené hodnoty číslicově

Číslicový přenos obvykle rozlišuje pouze dvě úrovně signálu – log.0 a log.1, odolnost vůči rušení je tedy podstatně vyšší. Navíc jsou datové přenosy většinou zabezpečeny vůči chybám, které jsou s vysokou pravděpodobností detekovány, a příslušný přenos se poté opakuje. Možnost (v daném kontextu chybné) reakce na chybně přenesená data je tak výrazně snížena.

- mají sběrníkovou, stromovou nebo kruhovou topologii kabeláže

Výhodou je úspora nákladů na kabeláž, která je sdílena větším počtem senzorů a akčních členů. Další výhodou je vysoká flexibilita, neboť přidání dalšího prvku vyžaduje pouze minimální (pokud vůbec nějaký) zásah do existující struktury, případně pouze „prodloužení“ dosahu existujícího systému. Nevýhodou sdílené kabeláže a číslicové komunikace je diskrétní dostupnost hodnot měřených fyzikálních veličin v čase (analogicky i v čase diskrétní možnost nastavení výstupů akčních členů).

Průmyslové systémy byly zpočátku budovány pouze jako centralizované a teprve masový nástup mikroelektroniky umožnil realizaci cenově konkurenceschopných distribuovaných systémů. V praxi se tyto systémy začaly prosazovat až v 90. letech minulého století, a to především ve fyzicky rozlehlých průmyslových aplikacích, kde jejich výhody významně převažují. V dalším textu této kapitoly se již budeme věnovat výhradně systémům distribuovaným.

9.1 MODEL ISO/OSI

Vrstvový model OSI (*Open System Interconnection*) představuje základní doporučení, na jehož základě jsou budovány prakticky všechny průmyslové distribuované systémy (dále jen PDS). Komunikační protokoly jsou rozděleny do sedmi vrstev (viz obr. 9.1), z nichž každá plní specifické funkce.

Jak bude brzy zřejmé, funkce jednotlivých vrstev na sebe navazují takovým způsobem, že daná vrstva vždy využívá služeb vrstvy těsně nižší a poskytuje služby vrstvě těsně vyšší. Model sám byl definován tak, aby pokryl potřeby prakticky jakéhokoliv distribuovaného systému – z tohoto důvodu je pro požadavky kladené na PDS příliš komplikovaný a služby poskytované některými vrstvami jsou nadbytečné. PDS obvykle implementují pouze služby vrstev, které jsou na obr. 9.1 zvýrazněny, tedy fyzické, linkové a aplikační. Pokud jsou třeba některé ze služeb obvykle implementovaných v dalších vrstvách, jsou zahrnuty do linkové či aplikační vrstvy protokolu PDS.



Obr. 9.1 Model OSI

Protokoly fyzické vrstvy

Protokoly fyzické vrstvy definují přenosové médium (metalické vedení, optické vlákno, rádiový kanál) a jeho parametry, konektory, úrovně signálů pro přenos a způsob kódování logických hodnot do nich, přenosové rychlosti, fyzická a logická topologie (bude vysvětleno níže) včetně omezení délek segmentů systému, počet opakovačů, umožňujících rozšířit dosah systému a další.

Mezi základní topologie, jejich základní varianty jsou uvedeny na obr. 9.2, patří sběrnice (a), hvězda (c), kruh (b) a strom (d). U pojmů fyzické a logické topologie se krátce zastavíme, neboť tyto termíny vyžadují jednoznačnou definici. Fyzickou topologií rozumíme způsob, jakým jsou uspořádána fyzická média (obvykle kabely), propojující jednotlivé uzly PDS mezi sebou. Logická topologie naproti tomu respektuje elektrické chování fyzického média bez ohledu na to, jak je

fyzicky uspořááno. Obvykle je fyzická i logická topologie PDS shodná, existují ale výjimky. Asi nejznámějším příkladem mimo oblast PDS je běžná strukturovaná kabeláž síť Ethernet 100Base-TX, jejíž fyzická topologie je vždy stromová, logická topologie však může být buď sběrnice (pokud mají centrální prvky funkci opakovačů – *hub*), nebo také stromová (jsou-li v roli centrálních prvků přepínače – *switch*).

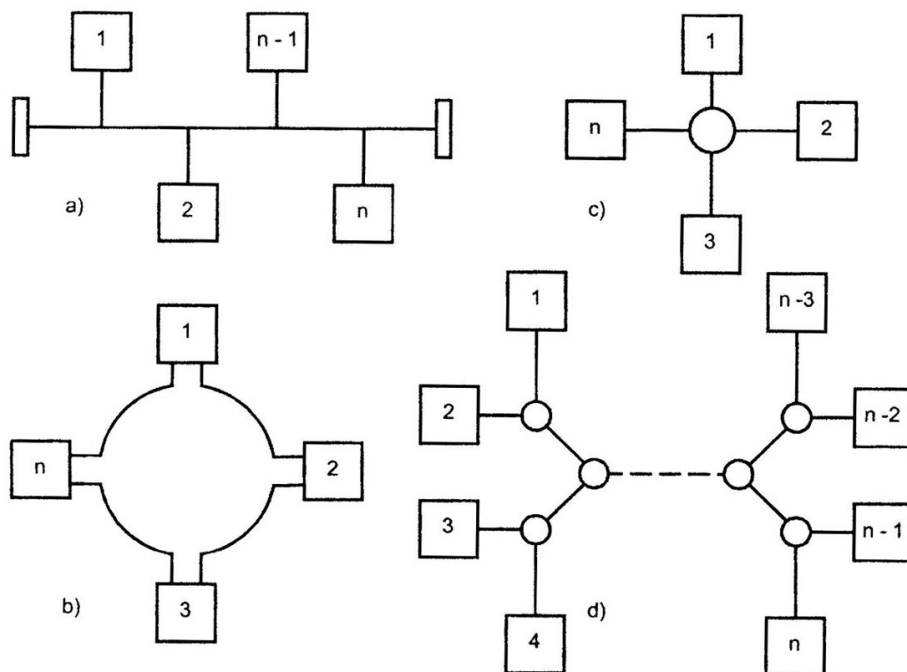
Fyzické vrstvy některých PDS využívají např. standardy RS-485 nebo proudovou smyčku dle IEC 61158-2 (Profibus, P-Net, Foundation Fieldbus ...), jiné definují své vlastní protokoly fyzické vrstvy (např. CAN, AS-I, M-Bus ...), které lépe vyhovují požadavkům na ně kladeným.

Protokoly linkové vrstvy

Protokoly linkové vrstvy definují formát rámců a způsob jejich předávání v rámci PDS. Funkce této vrstvy se obvykle dělí do dvou podvrstev, obvykle označovaných LLC (*Logical Link Control*) a MAC (*Medium Access Control*).

Podvrstva MAC slouží k synchronizaci přístupu uzlů PDS ke sdílenému komunikačnímu kanálu (např. sběrnici). V případě nejběžnějšího časového sdílení je třeba zajistit, aby v daný okamžik vysílal pouze jediný uzel a aby všechny uzly měly postupně možnost vyslat požadovaná data. Mezi nejpoužívanější algoritmy řízení přístupu k médiu patří *Master – Slave* (uzel typu *Master* periodicky povoluje vysílání uzlům typu *Slave*), *Token Passing* (uzly si postupně předávají pověření k vysílání – *token*; pouze jeho vlastník má právo vysílat) nebo varianty CSMA (*Carrier Sense Multiple Access*, kdy uzly poslouchají, zda je médium obsazeno a pokud není, zahájí vysílání). Např. varianta CSMA/CD je použita pro řízení přístupu v sítích Ethernet.

Zprávy jsou přenášeny ve formě dat v rámcích definovaných podvrstvou LLC. Rámec obvykle vzniká doplněním dat o záhlaví, adresaci a zabezpečení detekčním kódem. Běžně se setkáváme se dvěma způsoby adresace. Obsahuje-li vysílaný rámec adresy odesílatele i příjemce, jedná se o adresaci uzlů (např. Profibus), pokud adresa uvedená v rámci identifikuje jeho datový obsah, jedná se o adresaci zpráv (např. CAN). Podvrstva LLC dále poskytuje potvrzovací mechanismy, jejichž prostřednictvím je zajištěno správné doručení zprávy příjemci (příjemcům) a uvědomění odesílatele o přijetí zprávy. Podvrstva LLC může také provádět některý druh kanálového kódování, pokud ho parametry použité fyzické vrstvy vyžadují.



Obr. 9.2 Topologie fyzické vrstvy: sběrnice (a), hvězda (c), kruh (b) a strom (d)

Vlastnosti protokolů linkové vrstvy rozhodujícím způsobem ovlivňují chování distribuovaného systému. Definují, zda je komunikace časově deterministická nebo stochastická, definují reakce

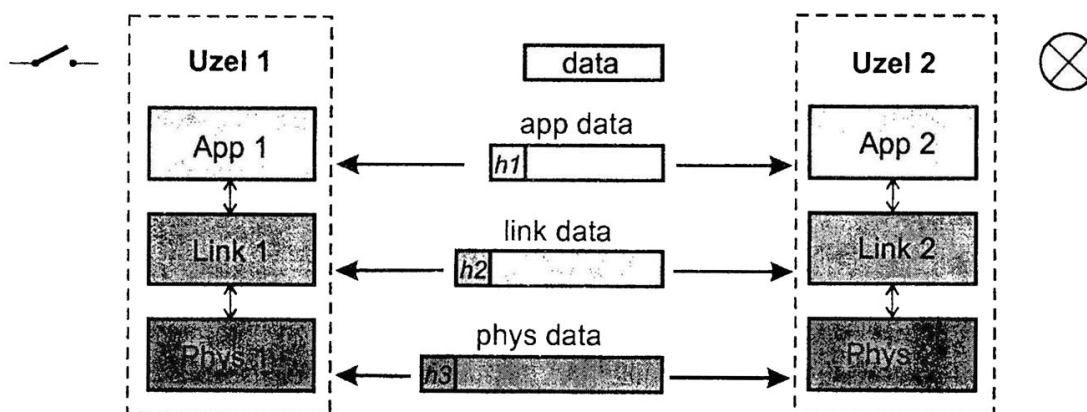
na výskyt chybových stavů a dobu zotavení se z nich a mnoho dalších parametrů, které pak (spolu s parametry fyzické vrstvy, především přenosovou rychlostí) ovlivňují vhodnost či nevhodnost nasazení daného standardu PDS v určité aplikační oblasti.

Aplikační protokoly

Aplikační protokoly jednotlivých standardů se funkčně poměrně shodují, a to zejména, jsou-li tyto standardy určeny pro shodné nebo obdobné aplikační oblasti. U nejrozšířenějších standardů, určených pro běžné úlohy průmyslového řízení a automatizace, jsou často inspirovány standardem MMS (*Manufacturing Message Specification*), který implementují v určité zjednodušené podobě. Např. u standardu Profibus se jeden z aplikačních protokolů nazývá FMS (*Fieldbus Message Specification*), u standardu CANopen je aplikační protokol označen zkratkou CMS (*CAN Message Specification*). V jejich rámci je obvykle definován jakýsi adresář objektů, které jsou implementovány v jednotlivých uzlech, a služby, které k těmto objektům umožňují přístup (např. zápis nebo čtení). V některých případech (např. u standardu M-Bus) jsou aplikační protokoly úzce specializovány podle aplikačního zaměření standardu – v tomto konkrétním případě na sběr dat z měřičů odběru vody, tepla, elektrické energie apod.

9.2 PŘENOS DAT V RÁMCI PDS

Aby byla zcela zřejmá funkce protokolů jednotlivých vrstev, předvedeme si ji na zjednodušeném myšlenkovém experimentu, který je ilustrován na obr. 9.3. Koncový spínač, připojený k Uzlu 1, slouží k ovládání varovného světla, připojeného k Uzlu 2.



Obr.9.3 Fyzická a virtuální komunikace v PDS

Pokud aplikační program v Uzlu 1 detekuje sepnutí spínače, vznikne požadavek zapsat novou hodnotu do proměnné, která fyzicky leží v Uzlu 2. Podle hodnoty této proměnné pak aplikační program Uzlu 2 buď sepne nebo rozepne varovné světlo. Požadavek na zápis hodnoty proměnné je v Uzlu 1 transformován na volání služby aplikační vrstvy „zápis proměnné“, parametrem tohoto volání je identifikace proměnné a nová hodnota, na obr. označená jako **data**. Aplikační protokol přidá k těmto datům hlavičku **h1**, která definuje, co (zápis) a kde (v Uzlu 2) se s daty bude provádět. Výsledkem je datová struktura označená jako **app data**, která je následně předána linkové vrstvě k odeslání do Uzlu 2. Linková vrstva (resp. podvrstva LLC) doplní informaci o adrese odesílatele a příjemce a informaci pro detekci chyb při přenosu (na obrázku označeno jako **h2**) a podvrstva MAC dá ve vhodný okamžik pokyn k odeslání těchto dat (**link data**) fyzické vrstvě. Ta může doplnit např. úvodní synchronizační posloupnost (označeno **h3**) a poté data (označená jako **phys data**) vyslat. Fyzická vrstva Uzlu 2 tato data přijme, odstraní **h3** a předá je už jako **link data** linkové vrstvě. Protokol linkové vrstvy zkontroluje správnost přijatých dat. Pokud je v datech chyba, je linkovému protokolu v Uzlu 1 odeslána prostřednictvím fyzické vrstvy Uzlu 2 žádost o opakované vyslání dat. Jsou-li opakovaná data přijata správně, linkový protokol Uzlu 2 odstraní informaci **h2** a aplikační protokol Uzlu 2 obdrží **app data**, která obsahují žádost o zápis nové hodnoty příslušné proměnné. Aplikační protokol tento zápis provede a případně upozorní

aplikační program, že došlo k aktualizaci hodnoty. Aplikační program načte obsah proměnné a podle její hodnoty rozsvítí nebo zhasne varovné světlo.

Z výše uvedeného průběhu komunikace je zřejmé, že původně odesílaná data (zde vlastně 1bitová informace) postupně procházejí jednotlivými protokolovými vrstvami, přičemž každá je rozšíří o informaci, která stejné vrstvě ve druhém uzlu umožňuje vykonat požadovanou činnost. Aplikační vrstva tedy přidá požadavek na zápis hodnoty konkrétní proměnné, linková vrstva zajistí jeho odeslání do správného uzlu a správnost jeho přijetí a fyzická vrstva realizuje vlastní vyslání na straně jedné a příjem na straně druhé. Povšimněte si, že mezi odpovídajícími protokolovými vrstvami vlastně vznikají virtuální komunikační kanály, v nichž komunikace probíhá autonomně a bez vědomí vyšších vrstev – např. o opakování přenosu z důvodu chyby, které zařídil linkový protokol, aplikační vrstva „neví“.

9.3 STANDARDY PDS

Standardů PDS existuje mnoho desítek, pouze málo (cca 10 – 15) z nich však dosahuje významného rozšíření. My se zaměříme na ty z nich, které jsou využívány pro připojování a komunikaci s inteligentními senzory (často jsou proto souhrnně označovány termínem sensorové sběrnice). Kromě označení PDS je v české literatuře užíván také ekvivalentní termín „*fieldbus*“, který pochází z angličtiny.

Profibus (*Process Fieldbus*)

Pod označením Profibus se skrývá skupina standardů, která je určena pro obecné úlohy procesní automatizace. Pro propojování inteligentních senzorů a akčních členů je nejvýznamnější varianta Profibus DP (*Distributed Peripherals*). Na úrovni fyzické vrstvy je nejčastěji použit standard RS-485, přenosová rychlost dosahuje až 12 Mb/s. Linková vrstva využívá metodu řízení přístupu *Master – Slave*, aplikační protokoly poskytují běžné typy služeb. Standard je hojně rozšířen, zejména v Evropě.

CAN (*Controller Area Network*)

Standard CAN definuje pouze linkovou vrstvu protokolu, která má velmi specifické vlastnosti (řízení přístupu CSMA/CR, adresace zpráv), pro něž je v některých aplikacích velmi žádaná. Existuje několik variant fyzických vrstev (většina se používá zejména ve vozidlech, odkud standard pochází) a stejně tak i několik variant aplikačních protokolů. K nejrozšířenějším z nich, určeným opět pro oblast průmyslové automatizace, patří standardy CANopen a DeviceNet. Nevýhodou standardů na bázi CANu je omezení délky sběrnice (cca 40 m při 1 Mb/s, platí pro fyzickou vrstvu dle ISO 11898-1).

AS-I (*Actuator Sensor Interface*)

Tento standard je specificky určen pro komunikaci s jednoduchými (zejména binárními) senzory a akčními členy. Využívá zcela specifickou fyzickou vrstvu, kdy po téměř páru vodičů uzly jednak komunikují a jednak jsou jeho prostřednictvím napájeny. Její výhodou je při dodržení daných pravidel prakticky libovolná topologie. Rámce linkové vrstvy jsou velmi krátké a protokoly jednoduché, takže je dosahováno velmi krátkých reakčních dob.

Interbus

Velmi zajímavý standard s fyzickou vrstvou dle RS-485, kruhovou topologií a řízením přístupu *Master – Slave*. Využívá jediný dlouhý rámec, který je vyslán uzlem *Master* a obsahuje data pro všechny uzly *Slave*. Každý uzel *Slave* si z tohoto rámce vyzvedne svá data a nahradí je svou odpovědí. Během jednoho oběhu rámce tak *Master* komunikuje se všemi uzly typu *Slave*, díky čemuž je opět dosaženo velmi krátké reakční doby.

HART (*Highway Addressable Remote Transducer*)

Tento standard je oblíben zejména pro svoji kompatibilitu s měřicími ústřednami s proudovými vstupy, protože rozšiřuje klasickou proudovou smyčku 4 – 20 mA o obousměrnou číslicovou

komunikaci (modem Bell 202), která je superponována na stejnosměrném analogovém signálu. Používá se zejména pro sběr dat z inteligentních senzorů takových fyzikálních veličin, kde se nepředpokládají jejich rychlé změny (teplota, tlak, výška hladiny apod.).

M-Bus (*Meter Bus*)

Jedná se o standard určený zejména pro dálkový sběr dat z měřičů různých energií (elektroměry, měřiče tepla) a médií (vodoměry, plynoměry). Využívá pro něj specifickou fyzickou vrstvu, kdy tentýž pár vodičů slouží pro napájení uzlů i pro komunikaci na vzdálenost až několika km. Na linkové vrstvě protokolu je celkem logicky použito řízení *Master – Slave*, je definován jednoduchý potvrzovací mechanismus. Aplikační protokoly jsou zcela přizpůsobeny účelu standardu, a to včetně šifrování přenášených dat. To je nezbytné, aby byla chráněna vůči nežádoucím modifikacím „pokročilejšími“ odběrateli, neboť jsou přímo využívána pro fakturaci.

LITERATURA

- [1] Platil A., Ripka, P.: Senzory a převodníky - laboratorní cvičení, Skripta ČVUT, 2004
- [2] Ďaďo, S., Kreidl, M.: Senzory a měřicí obvody, ČVUT Praha, 1996
- [3] Martínek, R.: Senzory v průmyslové praxi, BEN Praha, 2004
- [4] Kreidl, M.: Senzory, skripta ČVUT, Praha 1995
- [5] Jenčík J., Volf J., a kol.: Technická měření, Fakulta strojní ČVUT, 2003
- [6] Bejček, L.: Měření neelektrických veličin, skripta, VUT Brno, 1987.
- [7] Kreidl M.: Měření teploty, BEN 2004.
- [8] Ripka, P., Típek, A. (eds.): Modular Courses on Modern Sensors, BEN, Praha, ISBN 80-7300-129-2, 2003.
- [9] Fraden, J.: Handbook of modern sensors, 2nd edition, AIP/Springer, 1996.
- [10] Webster J.G.: Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook, Chapman&Hall/CRC, 1999.
- [11] Kocourek, P., Novák, J.: Přenos informace, Skripta ČVUT, Praha 2004
- [12] Haasz V., Sedláček, M.: Elektrická měření, Vydavatelství ČVUT, 2003
- [13] Haasz V., Roztočil J., Novák, J.: Číslicové měřicí systémy, Vyd. ČVUT, 2000
- [14] Kreidl, M.: Diagnostické systémy, ČVUT Praha, 2001.
- [15] Ripka, P. (ed.): Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech, Boston, 2001.
- [16] Bau, H.H., Rooij, N.F., Kloeck B.: Sensors a Comprehensive Survey - Volume 7, Mechanical Sensors. VCH Weinheim, 1994
- [17] Göpel, W., Hesse, J., Zemel, J. N.: Sensors, Thermal Sensors. Volume 4, VCH, Germany, 1990
- [18] Omega Complete Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia. Omega Engineering, www.omega.com
- [19] Zehnula, K.: Čidla robotů. SNTL, Praha 1990
- [20] Gerndt, J.: Detektory ionizujícího záření. Skripta ČVUT, Praha 1994
- [21] Göpel, W., Hesse, J., Zemel, J. N.: Sensors, Chemical and Biochemical Sensors. Volume 2, VCH, Germany, 1991

firemní literatura firem

Grant, Vasala, Figaro, Hottinger-Baldwin, Omega, Schlumberger, Honeywell, Motorola, Druck, Kistler, Thales, Lucas, Hewlett-Packard, Krohne, Analog Device, Burr-Brown, Microsensor Systems a dalších

Časopisy

IEEE Sensors Journal, Sensors, Sensors and Actuators, Automa, Automatizace, Sdělovací technika, MST News a další