

ELEKTRONIKUS JEGYZET

MÉRÉSTECHNIKA

Természettudományi alapoktól az ipari alkalmazásokig

Szalai István

Pannon Egyetem, Mérnöki Kar

Műszaki Tudományok Kutató-Fejlesztő Központ

Veszprém

2020

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	5
2. Mérési, mérés technikai alapelvek, mértékegységek	6
2.1. Alapelvek	6
2.2. Mértékegységek	11
3. Villamos mennyiségek mérése	15
3.1. Elektromos áramerősség mérése	16
3.2. Elektromos feszültség mérése	17
3.3. Ellenállásmérés	18
3.3.1. Ellenállásmérés Ohm törvénye alapján	18
3.3.2. Négyvezetékes ellenállásmérés	18
3.3.3. Kiegyenlített Wheatstone-hidas ellenállásmérés	19
3.3.4. Kiegyenlítetlen Wheatstone-hidas ellenállásmérés	19
3.4. Impedanciamérés	24
4. Elektronikus mérőműszerek felépítése	26
4.1. Digitális multiméterek felépítése	26
4.2. Oszcilloszkópok felépítése	27
4.3. Számítógépes mérőrendszerek felépítése	30
5. Tömeg, erő és forgatónyomaték mérése	32
5.1. Tömeg mérése	32
5.2. Erő mérése	32
5.2.1. Rugós erőmérők	33
5.2.2. Erőmérő cellák	34
5.3. Forgatónyomaték mérése	35
6. Idő, frekvencia és periódusidő mérése	37
6.1. Frekvencia mérése	38
6.2. Periódusidő mérése	39

7. Helyzet-, pozíciómérés és érzékelés	40
7.1. Optikai elmozdulásérzékelés	40
7.2. Potenciométeres elmozdulásmérés	46
7.3. Elmozdulás mérése induktív érzékelőkkel	49
7.4. Elmozdulás mérése kapacitív érzékelőkkel	55
7.5. Elmozdulás mérése mágneses tér érzékelésével	58
7.5.1. Közelítés kapcsolók, végállás érzékelők	59
8. Sebességmérés és érzékelői	62
8.1. Folyadékok áramlása, elektromágneses áramlásmérők	64
8.2. Folyadékok áramlása, ultrahangos áramlásmérők	66
9. Mechanikai feszültség és elmozdulás mérése nyúlásmérő bélyeggel	68
10. Nyomásmérés, nyomásérzékelők	72
10.1. Piezoelektromos nyomásérzékelők	72
10.2. Gyorsulásmérés és érzékelői	75
11. Mechanikai rezgések, zajok vizsgálata	76
12. Hőmérsékletmérés, hőmérsékletérzékelők	78
12.1. Fémek ellenállásváltozásán alapuló hőmérsékletérzékelők	78
12.2. Termisztorok	81
12.3. Termoelemes hőmérsékletérzékelők	82
12.4. Speciális félvezető hőmérsékletérzékelők	84
12.5. Pirométerek	85
13. Optikai, spektroszkópiai mérési módszerek	86
14. Fizikokémiai mennyiségek mérése	92
14.1. Elektródpotenciál, pH mérése	92
14.2. Oldatok fajlagos elektromos vezetőségének mérése	97

15.Viszkozitás mérése	99
15.1. Kapilláris viszkoziméter	100
15.2. Rotációs viszkoziméter	102
16.Függelék	105
16.1. Jelek	105
16.1.1. Determinisztikus analóg jelek	105
16.1.2. Periodikus jelek	106
16.1.3. Sztochasztikus jelek	109
16.1.4. Determinisztikus diszkrét jelek	109
16.2. Csúszóhuzalos Wheatstone-híd mérési hibája	110
16.3. Kondenzátor feltöltése ellenálláson keresztül	111
16.4. Tartály töltése folyadékkal	113
16.5. Hőmérséklet-kiegyenlítődés	115

1. Bevezetés

Ezzel a jegyzettel a különböző mérés technikai kollokviumok anyagának elsajátításához kívánunk segítséget nyújtani. A jegyzet az Irodalomjegyzékben hivatkozott művek alapján készült, az alaposabb ismeretekre vágyóknak elengedhetetlen az idézett könyvek részletesebb tanulmányozása. A jegyzet anyaga nem teljes, így nem helyettesíti az előadásokon elhangzó anyagot. Az SI alapegységek egységeit a szövegben zöld színnel árnyalt egyenletekkel jelöljük. A alapegységekből származtatott fizikai mennyiségek egységeire sárga színnel árnyalt egyenletekben hivatkozunk.

A elektronikus jegyzet anyagát a jövőben fokozatosan bővítjük.

2. Mérési, mérés technikai alapelvek, mértékegységek

2.1. Alapelvek

A mérés olyan tevékenység, amellyel valamely fizikai mennyiség mérőszámát a fizikai mennyiség mértékegységével való összehasonlítás során meghatározzuk [1, 2, 3]. A mérési módszer azoknak az elveknek az összessége, amelyek alapján a méréseket elvégezzük. A mérendő mennyiség meghatározásának módja szerint megkülönböztetünk közvetlen és közvetett méréseket. A közvetlen mérési módszer lényege, hogy a mérendő mennyiséget közvetlenül hasonlítjuk össze a mértékegységet reprezentáló etalonnal.

Közvetett mérésről beszélünk, ha ilyen összehasonlításra nincs lehetőség. Ebben az

Alapmennyiségek	Egysége	Jele
Hosszúság (l)	méter	m
Tömeg (m)	kilogramm	kg
Idő (t)	másodperc	s
Áramerősség (I)	amper	A
Hőmérséklet (T)	kelvin	K
Fényerősség (I_l)	kandela	cd
Anyagmennyiség (N)	mól	mol
Kiegészítő mennyiségek		
Síkszög (α)	radián	rad
Térszög (Ω)	szteradián	sr

2.1. táblázat. SI alap- és kiegészítőegységek.

esetben olyan paramétereket mérünk közvetlen módszerrel, amelyek pontosan definiálható (függvény) kapcsolatban vannak a mérendő mennyiséggel. A mérési eredmények kezelésének és megjelenítésének módja szerint beszélhetünk analóg és digitális mérésekről.

Mérési hiba

A mérés egy jellemző tulajdonsága, hogy a mérendő mennyiség valódi értéke vagy más néven várható értéke teljes biztonsággal nem határozható meg. Egy mérés során arra tö-

rekszünk, hogy megtaláljuk a mérendő mennyiség valódi értékének legjobb becslését, ezt az értéket helyes értéknek (x_h) nevezzük. A mért érték (x_m) és a helyes érték közötti különbséget mérési hibának (H) nevezzük.

$$H = x_m - x_h. \quad (2.1)$$

A mérési hiba és a helyes érték hányadosát relatív hibának nevezzük:

$$h_r = \frac{H}{x_h}, \quad (2.2)$$

amit százalékosan is szokásos megadni

$$h_r[\%] = 100 \frac{H}{x_h}. \quad (2.3)$$

A mérési hibákat három csoportra oszthatjuk: rendszeres hibákra, véletlen hibákra és durva hibákra. A rendszeres hibák olyan hibák, amelyek nagysága és előjele meghatározható. A rendszeres hibák jó részét kellő körütekintéssel, másik részüket pedig megfelelő hitelesítéssel elkerülhetjük. A durva hibák személyi tévedés vagy környezeti hatás következtében keletkező hibák. Forrásuk lehet a rosszul megválasztott mérési modell és mérési elv. Körütekintő tervezéssel és kiértékeléssel kiküszöbölhetők. A véletlen hibák olyan hibák, amelyek időben változó hatást eredményeznek, pontos értéküket nem tudjuk meghatározni. A véletlen hibák nagyságát valószínűségi számítási és matematikai statisztikai módszerekkel becsülhetjük meg. A véletlen hibát egy olyan intervallummal lehet megadni, amelyben előírt valószínűséggel benne van a véletlen hibától mentes valódi (helyes) érték. Ezt az intervallumot megbízhatósági intervallumnak, vagy konfidencia intervallumnak nevezzük. Ennek az intervallumnak a fél-szélességét ε -al jelölve, egy rendszeres hibától mentes mérés esetén

$$x_h = x_i \pm \varepsilon. \quad (2.4)$$

Az ε meghatározása mérési sorozatok elvéhzésével és kiértékelésével lehetséges.

Mérési sorozatok és kiértékelésük

Álljon egy mérési sorozat n darab mérésből. A mért értékek sorozatát jelöljük az alábbiak szerint:

$$x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n.$$

A mérési sorozat átlaga

A mérés várható (valódi) értékének legjobb becslése a sorozat átlaga \bar{x} :

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i. \quad (2.5)$$

Ha csak az átlagot adjuk meg, úgy a mérési sorozatot jellemző információ egy része elvesz. Amennyiben a méréseket azonos körülmények között végeztük és nincsenek rendszeres hibával terhelve, úgy az átlagérték a mérési sorozat legvalószínűbb értékét szolgáltatja. A várható érték legjobb közelítését (elvileg) a mérési sorozat minden határon túli növelésével érhetjük el.

Látszólagos hiba

A mérési sorozat i -edik tagjának és a sorozat várható értékének különbségét látszólagos hibának nevezzük:

$$\delta_i = x_i - \bar{x}. \quad (2.6)$$

A látszólagos hibák különböző értékű előjeles mennyiségek. Definíciójukból következik, hogy összegük zérus:

$$\sum_{i=1}^n \delta_i = 0. \quad (2.7)$$

Ez az állítás egyszerűen belátható, mivel:

$$\sum_{i=1}^n \delta_i = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) = n\bar{x} - n\bar{x} = 0. \quad (2.8)$$

Legkisebb négyzetek módszere mérési sorozat elemeire

Az alábbiak szerint könnyen belátható, hogy az átlag (a várható érték) az a szám, amely biztosítja, hogy a mérési sorozat elemeinek tőle vett különbségeinek négyzetösszege minimális. Ezért nevezik az átlagot a legvalószínűbb értéknek.

Legyenek a mérési sorozat elemei ismét

$$x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n. \quad (2.9)$$

Képezzük a mérési sorozat elemeinek egy tetszőleges α számtól való eltéréseinek négyzetösszegét:

$$s(\alpha) = \sum_{i=1}^n (x_i - \alpha)^2. \quad (2.10)$$

Ahhoz, hogy az $s(\alpha)$ függvénynek szélsőértéke (jelen esetben minimuma) legyen szükséges, hogy

$$\frac{ds}{d\alpha} = 0. \quad (2.11)$$

A differenciálást elvégezve azt kapjuk, hogy:

$$\sum_{i=0}^n (-2x_i + 2\alpha) = -2 \sum_{i=1}^n x_i + 2n\alpha = 0, \quad (2.12)$$

ami alapján

$$\alpha = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i = \bar{x}, \quad (2.13)$$

vagyis az átlagtól való eltérések négyzetösszege minimális. (A minimum feltétele, hogy az s függvény α szerinti második deriváltja pozitív legyen, könnyen belátható, hogy ez is teljesül.)

A mérési eredmények szóródása

Átlagos abszolút eltérés

Az átlagos abszolút eltérés (E) definíciója:

$$E = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\delta_i|, \quad (2.14)$$

ahol

$$\delta_i = x_i - \bar{x}. \quad (2.15)$$

Ebben az esetben a mérési eredményt az alábbi alakban szokás megadni:

$$\bar{x} \pm E.$$

Szórás vagy standard eltérés

A leggyakrabban használt mérőszám az eredmények szóródásának megadására, definíciója:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}. \quad (2.16)$$

Ugyanazon mérési sorozatra nézve s általában nagyobb mint E . Ha $n \gg 1$ akkor a fenti egyenletben az n mellett álló -1 jó közelítéssel elhagyható és

$$s = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}. \quad (2.17)$$

A mérési eredmény megadása ebben az esetben:

$$\bar{x} \pm s. \quad (2.18)$$

Számított eredmények hibája

Legyen p az q_i változók ismert függvénye:

$$p = f(q_1, q_2, \dots, q_k). \quad (2.19)$$

Ahol q_1, q_2, \dots, q_k közvetlen méréssel nyert változók (fizikai mennyiségek), amelyek a függvénykapcsolat révén meghatározzák a p mennyiséget. Tegyük fel, hogy a q_1, q_2, \dots, q_k mérési értékek $\Delta q_1, \Delta q_2, \dots, \Delta q_k$ hibákkal terhelték. Feltételezve, hogy a hibák a mérési értékekhez viszonyítva kicsik, a p mennyiség hibája Δp az f függvény differenciálja alapján becsülhető:

$$\Delta p = \sum_{i=1}^k \frac{\partial f}{\partial q_i} \Delta q_i. \quad (2.20)$$

Ha a mérési eredmények nem függetlenek, akkor a legrosszabb esetre kell a hibát számítani, ebben az esetben

$$\Delta p = \sum_{i=1}^k \left| \frac{\partial f}{\partial q_i} \Delta q_i \right|. \quad (2.21)$$

A továbbiakban néhány alpműveletre bemutatjuk a hibaterjedésnek megfelelő formulákat.

Összeadás, kivonás

$$p = q_1 \pm q_2. \quad (2.22)$$

A hiba:

$$\Delta p = |\Delta q_1| + |\Delta q_2|, \quad (2.23)$$

illetve a relatív hiba

$$\frac{\Delta p}{p} = \frac{|\Delta q_1| + |\Delta q_2|}{q_1 \pm q_2}. \quad (2.24)$$

Szorzás, osztás, hatványozás

$$p = q_1^n q_2^m. \quad (2.25)$$

A megfelelő parciális deriváltak kiszámítása után kapjuk, hogy:

$$\Delta p = |n q_1^{n-1} q_2^m \Delta q_1| + |m q_2^{m-1} q_1^n \Delta q_2|, \quad (2.26)$$

a megfelelő relatív hibák közti összefüggés pedig

$$\frac{\Delta p}{p} = \left| n \frac{\Delta q_1}{q_1} \right| + \left| m \frac{\Delta q_2}{q_2} \right|. \quad (2.27)$$

További alkalmazásként a csúszóhuzalos Wheatstone-hidas ellenállásmérés példáját a Függelékben mutatjuk be.

Mennyiség	Neve	Jele	Törvény, egyenlet	Kifejezése SI egységekkel
Frekvencia	hertz	Hz	$f = 1/T$	1/s
Erő	newton	N	$F = ma$	kg m/s ²
Nyomás	pascal	Pa	$p = F/A$	N/m ²
Energia, munka	joule	J	$W = Fl$	Nm
Teljesítmény	watt	W	$P = W/t$	J/s
Elektromos töltés	coulomb	C	$Q = It$	As
Elektromos feszültség	volt	V	$U = W/Q$	J/(As)
Elektromos ellenállás	ohm	Ω	$R = U/I$	V/A
Elektromos vezeték	siemens	S	$G = I/U$	A/V
Kapacitás	farad	F	$C = Q/U$	As/V
Mágneses indukció	tesla	T	B=	Vs/m ²
Mágneses fluxus	weber	Wb	$\Phi = BA$	Vs
Induktivitás	henry	H	$L = \Phi/I$	Vs/A
Fényáram	lumen	lm	$J = I_l \Omega$	cd sr

2.2. táblázat. Fontosabb (külön nevű) származtatott SI egységek.

2.2. Mértékegységek

A Nemzetközi Mértékegység Rendszer (International System of Units (SI)) az alábbi hét alapegységre és két kiegészítőegységre épül. SI alapmennyiségek a hosszúság, az idő, a tömeg, a (villamos) áramerősség, a hőmérséklet, a fényerősség és az anyagmennyiség (lásd 2.1. táblázat). Az alapegységek a tömeg kivételével anyagok reprodukálható tulajdonságaihoz, illetve fizikai állandókhoz kapcsolódnak. Az mérés technika szempontjából legfontosabb

(külön névvel is rendelkező) származtatott egységeket a 2.2. táblázatban tüntetjük fel. A mértékegységek decimális többszöröseit (vagy részeit) saját névvel a mértékegység neve előtt megnevezett prefixumokkal képezzük (lásd 14.2. táblázat). Régi törekvés, hogy az SI alapegységeket természeti állandók alapján definiáljuk. Ezen törekvések jegyében 2019-től négy további alapegység definíciója újult meg, ezeket a 2.5 táblázatban foglaltuk össze.

Prefixum	Jelölés	Szorzótenyező
Exa	E	10^{18}
Peta	P	10^{15}
Tera	T	10^{12}
Giga	G	10^9
Mega	M	10^6
Kilo	k	10^3
-	-	10^0
Milli	m	10^{-3}
Mikro	μ	10^{-6}
Nano	n	10^{-9}
Piko	p	10^{-12}
Femto	f	10^{-15}
Atto	a	10^{-18}

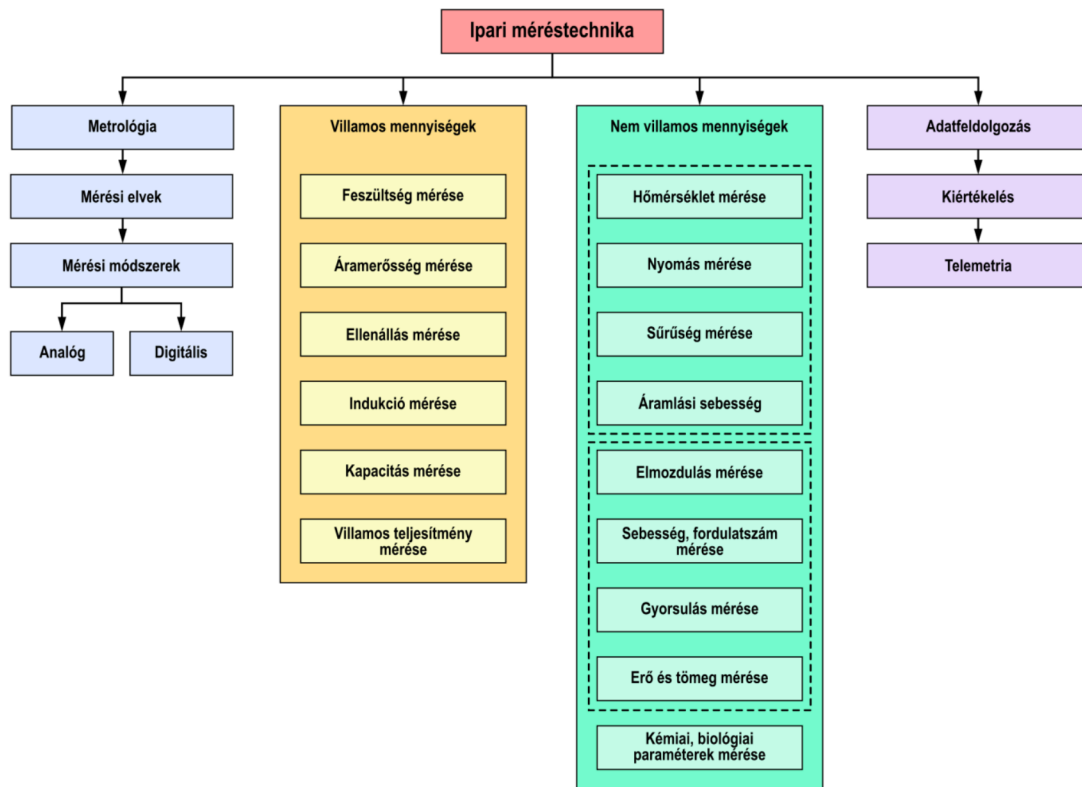
2.3. táblázat. Prefixumok az SI-ben.

Alap-egység	Definíciója	Bevezetés
1 s	A 133 tömegszámú cézium atom alapállapotáának két hiperfinom energiaszintje közötti átmenetnek megfelelő elektromágneses sugárzás periódusidejének 9.192.631.770-szerese.	1997
1 m	Az 1 m meghatározása a fény vákuumbeli terjedési sebessége alapján történik, amely értéke 299 792 458 m/s. Annak az útnak a hossza, amelyet a fény vákuumban 1/(299 792 458) másodperc alatt tesz meg.	1983
1 kg	A Nemzetközi Súly- és Mértékügyi Hivatalban őrzött platina-iridium ötvözetből készült henger tömege.	1899
1 A	Annak az állandó elektromos áramnak az erőssége, amely két párhuzamos, egyenes, végtelen hosszúságú, elhanyagolhatóan kicsiny körkeresztmetszetű, vákuumban egymástól 1 méter távolságban lévő vezetőben áramolva a vezetők között méterenként 2×10^{-7} newton erőt hoz létre.	1948
1 K	A víz hármaspontjának megfelelő termodinamikai hőmérséklet 1/(273,16)-szorososa. (A pontos definícióhoz a víz izotóp összetételét is definiálják.)	2005
1 cd	Olyan fényforrás fényerőssége egy adott irányban, amely 540×10^{12} hertz frekvenciájú monokromatikus fényt bocsát ki. A fényforrás sugár erőssége ebben az irányban 1/(683) watt/szteradián.	1979
1 mol	Annak a rendszernek az anyagmennyisége, amely annyi elemi egységet tartalmaz, mint ahány atom van 0,012 kilogramm tiszta szén-12-ben.	1980

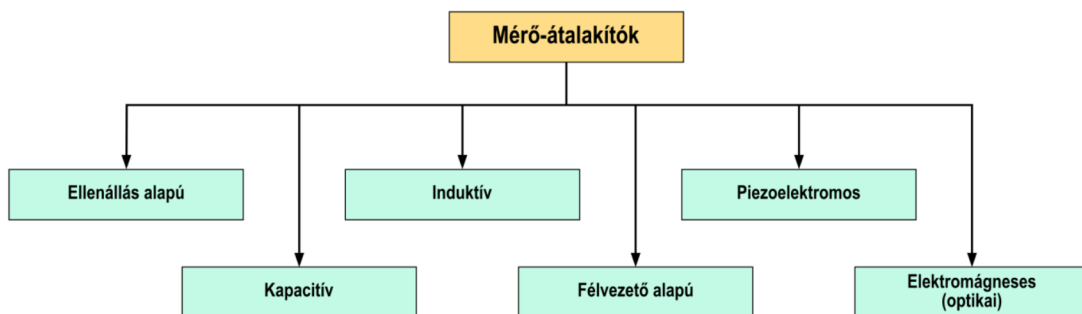
2.4. táblázat. Az SI alapegységek definíciója 2019-ig.

Alap- egy- ség	Definíciója	Bevezetés éve
1 s	A 133 tömegszámú cézium atom alapállapotáának két hiperfinom energiaszintje közötti átmenetnek megfelelő elektromágneses sugárzás periódusidejének 9.192.631.770-szerese.	1997
1 m	Az 1 m meghatározása a fény vákuumbeli terjedési sebessége alapján történik, amely értéke 299 792 458 m/s. Annak az útnak a hossza, amelyet a fény vákuumban 1/(299 792 458) másodperc alatt tesz meg.	1983
1 kg	A kilogramm meghatározása a Planck-állandó (h) értéke alapján történik, úgy, hogy a másodperc és a méter előző definícióit figyelembe véve a Planck-állandó értéke: $h=6,62607015 \cdot 10^{-34}$ Js, ahol $1 \text{ Js} = 1 \text{ kgm}^2\text{s}^{-1}$.	2019
1 A	Az amper meghatározása az elemi töltés (e) értéke alapján történik, úgy, hogy a másodperc előző definícióját figyelembe véve az elemi töltés pontosan: $e=1,602176634 \cdot 10^{-19}$ C, ahol $1 \text{ C} = 1 \text{ As}$.	2019
1 K	A kelvin meghatározása a Boltzmann-állandó (k) alapján történik, úgy, hogy a másodperc, a méter és a kilogramm előző definícióit figyelembe véve a Boltzmann-állandó pontos értéke: $k=1,380649 \cdot 10^{-23}$ JK, ahol $1 \text{ JK} = 1 \text{ kgm}^2\text{s}^{-2}\text{K}$.	2019
1 cd	Olyan fényforrás fényerőssége egy adott irányban, amely 540×10^{12} hertz frekvenciájú monokromatikus fényt bocsát ki. A fényforrás sugár erőssége ebben az irányban 1/(683) watt/szteradián.	1979
1 mol	A mól meghatározása az Avogadro-állandó alapján történik, úgy, hogy az Avogadro-állandó pontos értéke: $N_A=6,0221407610 \cdot 10^{23}$ db/mol.	2019

2.5. táblázat. Az SI alapegységek definíciója 2019-től.



2.1. ábra. Az ipari mérés technika részei.



2.2. ábra. Az ipari mérő-átalakítók csoportosítása.

3. Villamos mennyiségek mérése

A különböző szenzorok, érzékelők többnyire nem villamos mennyiségeket alakítanak át villamos alapmennyiségekké [5, 6, 7, 8, 9]. Napjainkban elvárás az érzékelőkkel szemben, hogy

átalakítás utáni kimenő jelük áramerősséggel, feszültséggel vagy impedanciaváltozással legyen arányos. Így a szenzor kimenő jelének feldolgozása szempontjából kiemelt jelentősége van az áramerősség, a feszültség, az egyenáramú ellenállás és a váltakozóáramú impedancia mérésének.

3.1. Elektromos áramerősség mérése

Az áramerősség SI alapegysége, amelynek alapegysége az *amper*, amit az alábbiak szerint jelölünk:

$$[I] = 1A. \quad (3.1)$$

Az árammérő műszert (ampermérőt) a vizsgált elemmel, alkatrészsel (ellenállással) sorba kapcsoljuk. Az ideális áramerősség mérő műszer belső ellenállása zérus $R_b = 0$. Valóságos műszerek esetén a belső ellenállás leggyakrabban az $0,01 \text{ ohm} < R_b < 10 \text{ ohm}$ intervallumban változik, de ezek nem tekinthetők szigorú határoknak. Ökölszabálynak tekinthetjük, hogy az árammérő műszer belső ellenállása elhanyagolható legyen a vizsgált rendszer ellenállásához képest. Különben az ampermérő beiktatásával megváltoztatjuk az áramkör ellenállását, ami az áramerősség megváltozásával jár, s így már nem az eredeti áramerősséget mérjük. Például, ha az ampermérő belső ellenállása 2-3 nagyságrenddel kisebb a vizsgált rendszer ellenállásánál, akkor a mérési hiba kisebb mint 1%. Az ampermérők méréshatárát a műszerrel párhuzamosan kapcsolt sönt ellenállásokkal terjeszthetjük ki. Amennyiben a méréshatárt n -szeresére kívánjuk kiterjeszteni, úgy a sönt ellenállást az alábbi összefüggés alapján határozhatjuk meg:

$$R_s = \frac{R_b}{n - 1}, \quad (3.2)$$

ami a csomóponti törvény alapján könnyen belátható. A digitális korszak beköszöntése előtt az áramerősséget (analóg) elektromechanikus mérőműszerekkel mérték. Ezek a műszerek az áram mágneses hatása alapján működnek. Egy áramjárta vezetőre (vezetőkeretre) mágneses térben (amit általában egy permanens mágnes hoz létre) erő, illetve forgatónyomaték hat. A forgatónyomaték egy spirál rugó ellenében egy mutató - áramerősséggel arányos - szögelfordulását okozza. A mutató mögötti skálán az áramerősség leolvasható. Egy ilyen elektromechanikus árammérő alpműszert az ábrán mutatunk be.



3.1. ábra. Áramerősség mérő alaplmszer.

3.2. Elektromos feszültség mérése

Az elektromos feszültség egysége a *volt*, amit az alábbiak szerint jelölünk:

$$[U] = 1V. \quad (3.3)$$

Az elektromos feszültség nem SI alapegység ezért a megkülönböztető szín a fenti egyenletben. Az 1V-ot SI alapegységekkel az alábbi gondolatmenet szerint fejezhetjük ki: két pont közti feszültségkülönbség hatásaként egy Q töltésen végzett W munkára igaz, hogy:

$$U = \frac{W}{Q}, \quad (3.4)$$

innét

$$1V = [U] = \frac{[W]}{[Q]} = 1 \frac{J}{As} = 1 \frac{kgm^2s^{-2}}{As} == 1 \frac{kgm^2}{As^3}. \quad (3.5)$$

A feszültségmérő műszert (voltmérőt) párhuzamosan kapcsoljuk a vizsgálandó fogyasztóval, alkatrészsel. Az ideális feszültségmérő műszer belső ellenállása (R_b) végtelen: $R_b = \infty$. A gyakorlatban a feszültségmérő műszerek belső ellenállására igaz, hogy: $1 \text{ Mohm} < R_b < 10 \text{ Gohm}$. Ökölszabályként a feszültségmérésre elmondhatjuk, hogy a feszültségmérő műszer belső ellenállásának 2-3 nagyságrenddel nagyobbak kell lenni, mint a vizsgált rendszer

ellenállása. Ebben az esetben a mérési hiba 1% alatti lesz. A feszültségmérő műszerek mérés-határát előtét-ellenállás alkalmazásával (R_e) terjeszthetjük ki. A Kirchhoff-törvények alkalmazásával beláthatjuk, hogy az n -szeres mérés-határ kiterjesztés esetén igaz, hogy:

$$R_e = (n - 1)R_b \quad (3.6)$$

Az A/D konverterek megjelenése előtt a feszültség mérését legtöbbször áramerősség mérésére vezették vissza, amit a már említett áram – mágneses tér kölcsönhatás alapján elektromechanikus mérőműszerekkel mértek. A modern digitális feszültségmérők A/D konverterei egy belső referencia feszültséggenerátor feszültségével hasonlítják össze a mérendő feszültséget. A váltakozófeszültség mérése diódás egyenirányítás segítségével egyenfeszültség mérésére vezethető vissza.

3.3. Ellenállásmérés

3.3.1. Ellenállásmérés Ohm törvénye alapján

Az elektromos ellenállás egysége az *ohm*, amit Ohm törvénye alapján származtatunk, és az alábbiak szerint jelölünk:

$$[R] = \frac{[U]}{[I]} = 1 \frac{\text{V}}{\text{A}} = 1 \text{ ohm} = 1 \Omega. \quad (3.7)$$

Az ellenállás mérése a legegyszerűbben szintén Ohm törvénye alapján történhet, azaz megmérjük a fogyasztón áthaladó áramerősséget és a fogyasztón eső feszültséget, majd az $R = U/I$ összefüggés alapján kiszámítjuk az ellenállást. A mérés azonban csak közel ideális feszültség- és árammérő műszerek esetén ilyen egyszerű. Pontos mérések esetén mindkét műszer belső ellenállását számításokkal kell figyelembe venni.

3.3.2. Négyvezetékes ellenállásmérés

A négyvezetékes ellenállásmérés alapjainak elsajátításához egy definícióval kell megismerkednünk: Az ideális áramgenerátor egy olyan áramforrás, amely adott nagyságú áramot hoz létre a rákapcsolt terhelésen, annak ellenállásától függetlenül. A gyakorlatban a valós áramgenerátorok olyan elektronikus kapcsolások, amelyek ezt a kritériumot csak egy jól

definiált terhelő ellenállás tartományban tudják megvalósítani. A négyvezetékes ellenállás-mérés során a mérendő ellenállásra (R_0) egy vezetékpárral (két vezeték) egy I_0 erősségű áramot generáló áramgenerátort kapcsolunk. Így az áramkörben a mérővezetékek ellenállásától függetlenül I_0 erősségű áram folyik keresztül az ellenálláson is. Egy másik vezetékpárral (két vezeték) csatlakozunk az ellenállás végeihez, illetve a feszültségmérő műszerhez. Ha a csatlakozó vezeték ellenállása elhanyagolható a vizsgált ellenállás értékéhez képest, úgy a mér U_0 feszültségből az ellenállás értéke:

$$R_0 = \frac{U_0}{I_0}. \quad (3.8)$$

A mérési módszert gyakran alkalmazzák ellenállás-hőmérsékletérzékelők jelének feldolgozására. Belátható, hogy a két vezetékpár egy-egy vezetéke egy közös vezetékkel helyettesíthető, így jutunk a háromvezetékes ellenállásméréshez.

3.3.3. Kiegyenlített Wheatstone-hidas ellenállásmérés

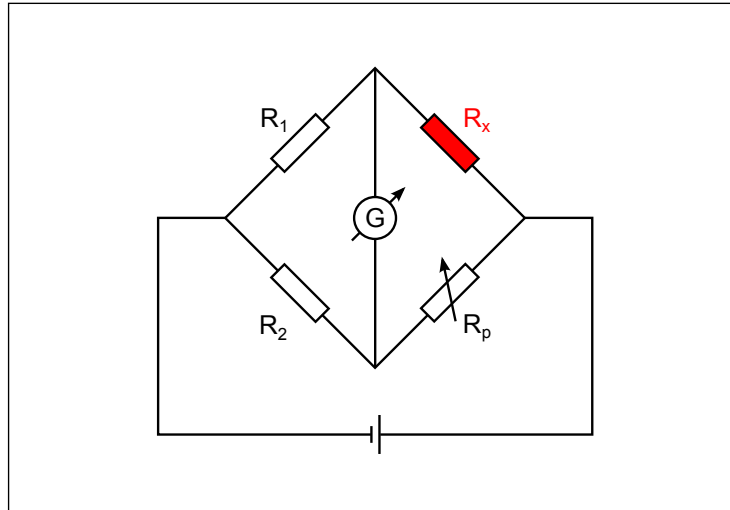
Tekintsük az 3.2. ábrán vázolt Wheatstone-hidas kapcsolást, ahol R_x egy ismeretlen ellenállás, R_1 és R_2 ismert értékű ellenállások, R_p pedig egy változtatható ellenállás (potenciométer), amelynek értéke egy analóg vagy digitális skálán pontosan leolvasható. Amennyiben R_p változtatásával elérjük, hogy a galvanométeren áthaladó áram erőssége $I_G = 0$ legyen, úgy a Kirchhoff törvények alapján beláthatjuk, hogy

$$\frac{R_x}{R_1} = \frac{R_p}{R_2}, \quad (3.9)$$

vagyis az ismeretlen ellenállás kiszámítható, és $R_x = R_p(R_1/R_2)$.

3.3.4. Kiegyenlítettlen Wheatstone-hidas ellenállásmérés

A szenzorok ellenállás-változása a kiegyenlített Wheatstone-hidas méréssel csak körülményesen lenne mérhető, mivel a hidat R_p változtatásával állandóan ki kellene egyenlíteni. Ezért a szenzortechnikában a kiegyenlítettlen Wheatstone-hidas kapcsolást alkalmazzák az érzékelők ellenállás-változásának mérésére. Az 3.3. ábrán látható módon egy adott állapotú szenzor R_s ellenállásával azonos, vagy ahhoz közeli R ellenállásokkal kiegészítve valósítják meg a hídkapcsolást. Így a szenzor ellenállásának változása az A és B pontok



3.2. ábra. Kiegyenlített Wheatstone-hidas kapcsolás.

között U_{AB} feszültséget generál, amelynek nagysága arányos $R_x = R_s$ változásával. A híd feszültségjelét többnyire csak sokszoros erősítés után dolgozzák fel. A kiegyenlítettlen Wheatstone hidas kapcsolásokat az alkalmazott szenzorok száma alapján is osztályozhatjuk:

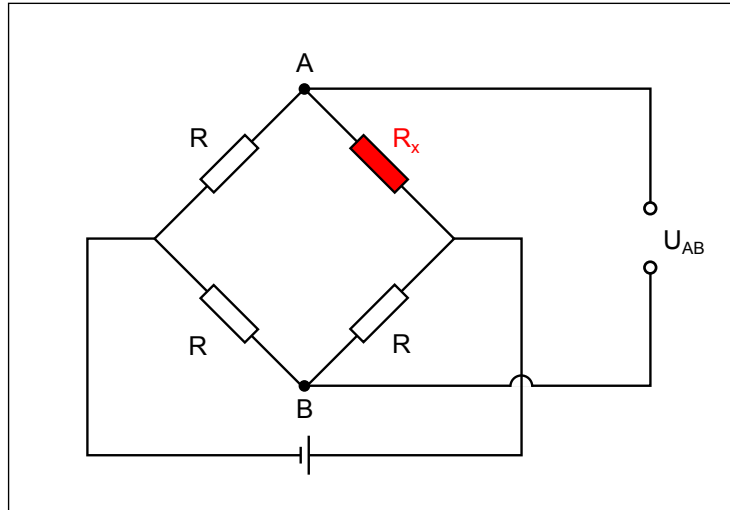
Negyed-hidas kapcsolás

A kapcsolási rajzot a 3.4 ábrán mutatjuk be. A kapcsolás 3 db fix R ellenállást és egy érzékelő ellenállást tartalmaz. Az érzékelő ellenállást $R + \Delta R$ -el jelöljük. Ez lehet pl. egy ellenálláshőmérő vagy egy nyúlásmérő bélyeg is, amelyek alapellenállása R (pl. 100 ohm) a mérendő mennyiség okozta megváltozása pedig ΔR . A továbbiakban megmutatjuk, hogy amennyiben a relatív ellenállás változás kicsi ($\Delta R/R \ll 1$), úgy a híd kimenő feszültsége (U_{ki}) lineáris függvénye a ΔR ellenállás változásnak. Jelöljük a hídra kapcsolt tápfeszültséget U_H -al. Ekkor a híd baloldali ágában folyó I_1 áramerősségre írhatjuk, hogy:

$$I_1 = \frac{U_H}{R + R} = \frac{U_H}{2R}. \quad (3.10)$$

Hasonlóan a jobb oldali ágban folyó I_2 áramerősségre azt kapjuk, hogy:

$$I_2 = \frac{U_H}{R + R + \Delta R} = \frac{U_H}{2R + \Delta R}. \quad (3.11)$$



3.3. ábra. Kiegyenlítetlen Wheatstone-hidas kapcsolás.

Így az U_{ki} kimeneti feszültségre adódik, hogy:

$$U_{ki} = U_1 - U_2 = RI_1 - RI_2 = R \frac{U_H}{2R} - R \frac{U_H}{2R + \Delta R}. \quad (3.12)$$

Az egyenletet egyszerűsítve, átrendezve írhatjuk, hogy:

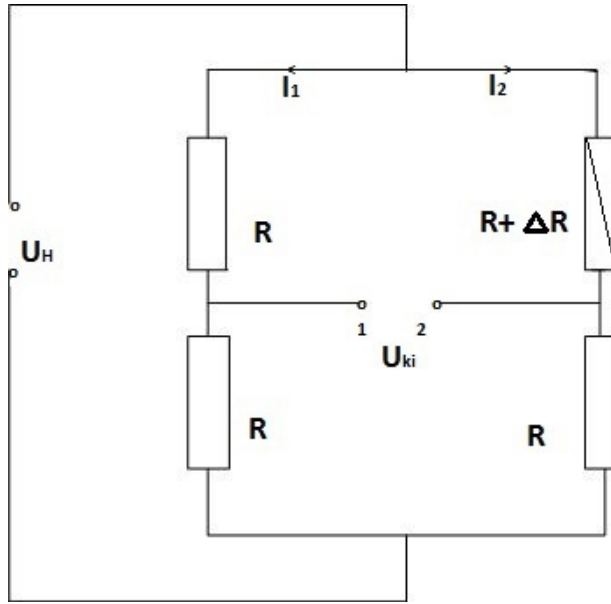
$$U_{ki} = \frac{U_H}{2} \left(1 - \frac{1}{1 + \Delta R/(2R)} \right) \simeq \frac{U_H}{2} (1 - (1 - \Delta R/(2R)) + \dots) = U_H \frac{\Delta R}{4R}, \quad (3.13)$$

ahol felhasználtuk, hogy $\Delta R/R \ll 1$, s az első zárójeles kifejezést geometriai sorának első két tagjával helyettesítettük. Összefoglalva kis relatív ellenállás változásokra a híd kimeneti feszültsége lineáris függvénye az ellenállás változásnak, azaz

$$U_{ki} = U_H \frac{\Delta R}{4R}. \quad (3.14)$$

Fél-hidas kapcsolás

Az előzőekben ismertetett negyed-hidas kapcsolás kiválóan alkalmas pl. az $R = 100 \text{ ohm}$ -os platina ellenállás hőmérséklet érzékelők jelének feldolgozására. Azonban, ha egy nyúlásmérő bélyeg jelét kívánjuk feldolgozni, úgy ez a hídkapcsolás nem tudja elkülöníteni az esetleges hőmérséklet változástól eredő ellenállás változást a bélyeg megnyúlásából származó ellenállás változástól. Ezt az elválasztást, –hőmérséklet kompenzációt– egy fél-hidas



3.4. ábra. Negyed-hidas kapcsolás.

elrendezéssel lehet megvalósítani, amelyben két nyúlásmérő szenzort kell alkalmazni. A bélyegeket úgy kell rögzíteni a deformálódó tárgyon, hogy az egyik bélyeg megnyúlást ($R + \Delta R$) a másik kontrakciót ($R - \Delta R$) szenvedjen. A megfelelő Wheatstone-(fél)hidas elrendezést az 3.5 ábrán mutatjuk be. Megmutatjuk, hogy ebben az esetben is ΔR lineáris függvénye a kimeneti feszültség. Ez előzőekhez hasonlóan a híd baloldali ágában folyó I_1 áramerősségre írhatjuk, hogy:

$$I_1 = \frac{U_H}{2R}. \quad (3.15)$$

Hasonlóan a jobboldali ágban folyó I_2 áramerősség:

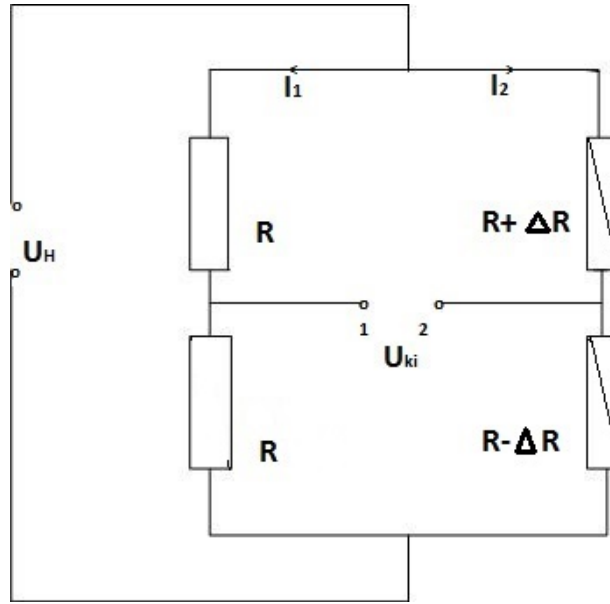
$$I_2 = \frac{U_H}{2R + \Delta R - \Delta R} = \frac{U_H}{2R}. \quad (3.16)$$

Az áramerősségek segítségével felírhatjuk a híd kimenő feszültségét:

$$U_{ki} = U_1 - U_2 = I_1 R - I_2 (R - \Delta R) \quad (3.17)$$

Az áramerősségek megfelelő értékeit behelyettesítve azt kapjuk, hogy:

$$U_{ki} = \frac{U_H}{2R} R - \frac{U_H}{2R} (R - \Delta R) = \frac{U_H}{2R} \Delta R. \quad (3.18)$$



3.5. ábra. Fél-hidas kapcsolás.

Így a már hőmérsékleti kompenzációt is ellátó fél-hidas kapcsolásra azt kaptuk, hogy kétszer érzékenyebb a negyedhidas kapcsolásnál, azaz:

$$U_{ki} = \frac{U_H}{2R} \Delta R. \quad (3.19)$$

Egész-hidas kapcsolás

Négy nyúlásmérő bélyeg segítségével egy a 3.6 ábrán látható egész-hidas kapcsolást állíthatjuk össze. Ebben az esetben is biztosítva van a hőmérséklet kompenzáció a bélyegek azonos hőmérséklete esetén. Az előzőekhez hasonlóan írhatjuk, hogy:

$$I_1 = \frac{U_H}{2R - \Delta R + \Delta R} = \frac{U_H}{2R}, \quad (3.20)$$

illetve

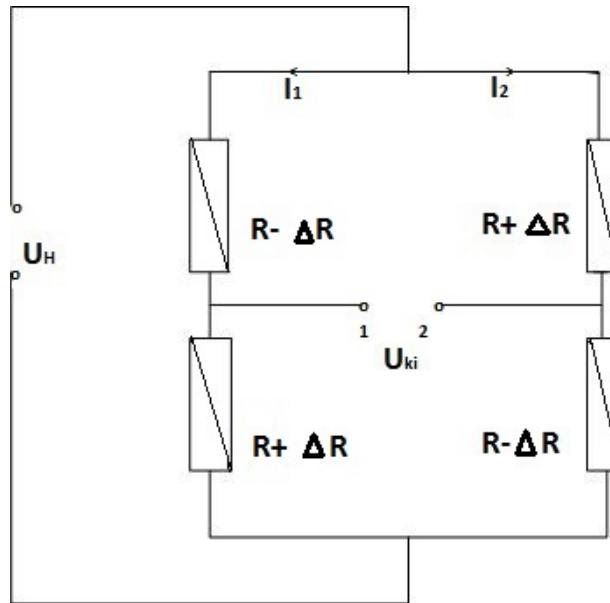
$$I_2 = \frac{U_H}{2R + \Delta R - \Delta R} = \frac{U_H}{2R}. \quad (3.21)$$

Az áramerősségek segítségével a kimeneti feszültségre azt kapjuk, hogy:

$$U_{ki} = U_1 - U_2 = \frac{U_H}{2r} (R + \Delta R) - \frac{U_H}{2R} (R - \Delta R). \quad (3.22)$$

A lehetséges összevonások után a végeredmény:

$$U_{ki} = U_H \frac{\Delta R}{R}, \quad (3.23)$$



3.6. ábra. Egész-hidas kapcsolás.

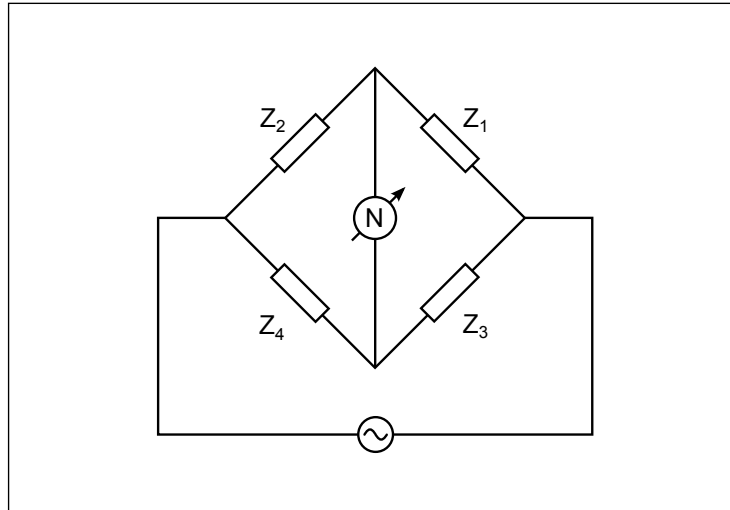
ami azt jelenti, hogy a egész-hidas mérés négyszer érzékenyebb mint a csupán egy szenzort alkalmazó negyed-hidas mérés.

3.4. Impedanciamérés

Impedancián egy passzív kétpóluson eső feszültség komplex amplitúdójának és a két pólus között folyó áram komplex amplitúdójának hányadosát értjük. A definícióból következik, hogy az impedancia komplex mennyiség.

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{U}}{\mathbf{I}}, \quad (3.24)$$

ahol a vastagított betűk a fizikai mennyiségek komplex jellegére utalnak. Az impedancia egysége szintén az 1 ohm. Határesetben előfordulhat, hogy a képzetes vagy a valós összetevője zérus. Ekkor ohmos ellenállásról, illetve ideális kapacitásról vagy ideális induktivitásról beszélünk. Az impedancia mérése során arra törekszünk, hogy azt az ω körfrekvencia függvényében tudjuk megadni. Az impedancia mérésére alkalmas hálózatok (műszerek) többsége szinuszos mérőjellel dolgozik. Egy adott körfrekvencián (frekvencián) két mérési eredményt lehet nyerni, mivel a szinuszos vizsgáló jelnek két független paramétere van



3.7. ábra. Impedanciamérés hídkapcsolással.

(amplitúdója és fázisa). Impedanciamérésre a legtöbb esetben a Wheatstone-féle hídkapcsoláshoz hasonló impedanciamérő hidakat használnak. Ezek sokfélesége miatt részletekbe itt nem bocsátkozunk, a szakirodalomban számos megoldást találhat az olvasó. A 3.7. ábrán látható hídkapcsolás esetén a kiegyenlítés (a nulla indikátor zérus jelzése) feltétele:

$$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \frac{\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_4}. \quad (3.25)$$

Ne feledkezzünk meg arról, hogy ez egy komplex számok közti egyenlőség, aminek két valós egyenlet felel meg. Egyrészt az impedanciák nagysága (abszolút értéke) között teljesülnie kell az alábbi egyenletnek

$$|\mathbf{Z}_1||\mathbf{Z}_4| = |\mathbf{Z}_2||\mathbf{Z}_3|, \quad (3.26)$$

másrészt az impedanciák fázisszögeinek ki kell elégítenie az alábbi egyenletet

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (3.27)$$

Fontos megjegyeznünk, hogy impedanciamérés során fokozott figyelmet kell fordítani a szórt impedanciák kiküszöbölésére, mert azok nagymértékben meghamisíthatják a mérési (számolási) eredményeket.

4. Elektronikus mérőműszerek felépítése

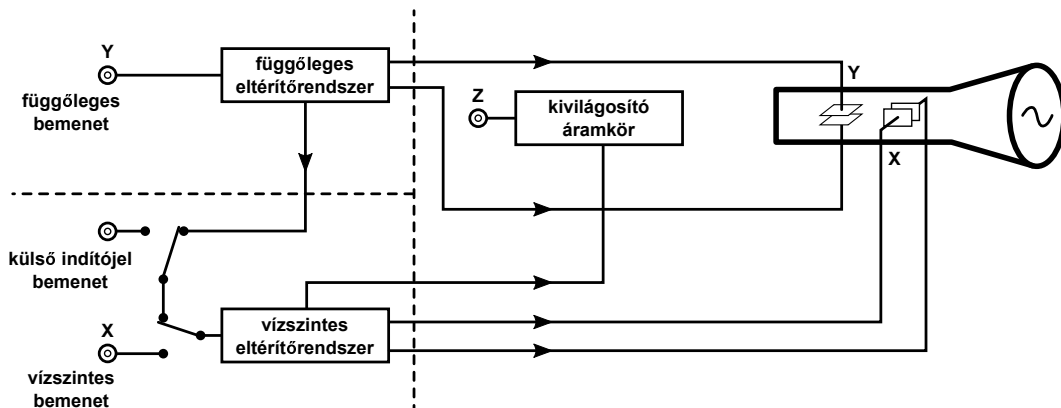
4.1. Digitális multiméterek felépítése

A digitális multiméterek feszültség, áramerősség és ellenállás mérésére alkalmas egyszerű műszerek. Az egyenáramú mérések mellett alkalmasak a szinuszos áram- és feszültségjelek effektív értékének mérésére is. Alap mérési funkciójuk a feszültség mérése. Ennek megfelelően feszültség mérése esetén bemeneti ellenállásuk akár *Gigaohm* nagyságrendű is lehet. Ezt többnyire térvezérlésű tranzisztoros (FET) bemeneti fokozatot tartalmazó műveleti erősítőkkel alakítják ki. Egyenfeszültség mérése esetén a bemeneti fokozat egy jól méretezett, alul áteresztő szűrőt is tartalmaz a zavaró jelek levágására. A bemeneti analóg feszültséget egy analóg-digitális átalakító alakítja át digitális jellé. A digitális multimétereket többnyire lassan változó jelek mérésére használjuk, ezért az A/D konverter konverziós sebessége nem kritikus. A legtöbb multiméterben az ún. kettős-integrálás elvén működő, viszonylag lassú A/D konvertereket (5-50 konverzió/s) alkalmaznak. Ezek az A/D átalakítók akár 18 bites felbontásra is képesek, s nagy elnyomást biztosítanak a hálózati 50 Hz-es zavaró jelekkel szemben. A leggyakrabban alkalmazott multiméterek 3 1/2 (három és fél), illetve 4 1/2 (négy és fél) digitesek. Ez azt jelenti, hogy a három vagy négy alacsonyabb helyiértéken kijelzett teljes értékű (0-9) digiten kívül a legnagyobb helyiértéken is kijelznek, ám ezen a helyiértéken a kijelzett érték csak "1" lehet (vagy ezen a digiten nincs kijelzés), innét származik a fél-digités elnevezés. A feszültség polaritásának kijelzése \pm előjelek megjelenítésével történik. Így a 4 1/2 digités műszer által kijelzett legkisebb érték "-19999", a legnagyobb érték pedig "+19999". A legkisebb méréshatár általában 200,00 mV (pontosabban 199,99 mV), további méréshatárok lehetnek: 2,0000 V, 20,000 V, és 200,00 V. A mért értékek vizuális megjelenítésére általában hétszegmenses kijelzőket használnak. A hálózati tápegységgel ellátott készülékekben általában LED-es, míg a hordozható, telepes készülékekben inkább LCD-s kijelzőket alkalmaznak. (A fényemittáló diódás (LED-es) kijelzők fogyasztása sokkal nagyobb mint a folyadékkristályos (LCD-s) kijelzőké.) A feszültségmérés pontosságát hőmérséklet-kompenzált Zener diódás referenciafeszültség-generátor biztosítja. Ez többnyire az A/D konverter IC-be van beépítve. A 3 1/2 digités LED kijelzős multiméterek leggyakoribb AD konvertere az ICL

7107-es integrált áramkör, ami a hétszegmenses LED-es kijelzők meghajtásáról is gondoskodik. (Telepes működtetésű készülékekben az ICL 7106-os A/D konverter a feszültségjel digitalizálása mellett a 3 1/2 digités LCD kijelző meghajtását is ellátja.) Az áramerősség és az ellenállás mérését a multiméterekben feszültség mérésére vezetik vissza. A váltakozó feszültség és áram mérését effektív érték képző áramkörökkel szintén egyenfeszültség mérésére vezetik vissza. Az igényesebb multiméterek termoelemes hőmérsékletmérésre is alkalmasak. A legtöbb multiméter pnp és npn tranzisztorok paramétereinek (pl. áramerősítési tényező) gyors mérésére is alkalmas.

4.2. Oszilloszkópok felépítése

Bár napjainkban a digitális oszcilloszkópok egyre inkább kiszorítják az analóg oszcilloszkópokat, didaktikai szempontok alapján az analóg, katódsugaras oszcilloszkópok működését ismertetjük részletesebben [10]. Az oszcilloszkópokat leggyakrabban periodikus feszültségjelek időbeli változásának vizuális megjelenítésére, vizsgálatára használjuk. Az oszcilloszkóp a méréstechnika egyik legfontosabb alaplétszere, mivel felhasználásával mérhető a jel amplitúdója, periódusideje, frekvenciája és fázisa. Az analóg oszcilloszkópok a vizsgált (feszültség) jelet katódsugárcsőjük homlokfelületére felvitt fényérzékeny (fluoreszkáló) rétegen fényjelként jelenítik meg. Az oszcilloszkóp elvi felépítését az 4.1. ábrán mutatjuk be. A készülék legfőbb eleme a vizuális megjelenítést szolgáló katódsugárcső, amelyben a közvetett fűtésű katódból kilépő elektronsugarat függőleges (y) és vízszintes (x) irányú eltérítő lemezpárok elektromos terével a fluoreszkáló ernyő egy adott pontjára fókuszálják. A működéshez szükséges kis- és nagyfeszültségű tápfeszültségeket a tápegység állítja elő. Az oszcilloszkóp derékszögű x - y koordináta rendszerben jeleníti meg a vizsgált (feszültség) jelet, ezért a megfelelő jeltáplálást Y csatornának, a hozzá tartozó katódsugar-eltérítő függőleges eltérítőrendszernek nevezzük. A függőleges eltérítő rendszer feladata az ábrázolandó jel olyan mértékű erősítése, hogy az a katódsugárcső függőleges eltérítő lemezpárjára jutva megfelelő képet eredményezzen a katódsugárcső ernyőjén. Az x -tengelyhez tartozó X eltérítőrendszer végzi az elektronsugar vízszintes irányú mozgatását, s ezzel kialakítja az idő-tengelyt. Ennek megfelelően az oszcilloszkóp leggyakrabban használt üzemmódja az $Y - T$ üzemmód, amikor az Y bemenetre adott feszültséget az idő függvényében $y = y(t)$



4.1. ábra. Analóg oszcilloszkóp elvi felépítése.

kirajzoltatjuk a képernyőre. A másik, az ún. $Y - X$ üzemmódban az X és Y bemenetekre adott feszültségekkel az $y = f(x)$ függvénykapcsolatot rajzoltatjuk fel a képernyőre. A vízszintes eltérítőrendszer feladata, hogy a beállított üzemmódtól függően vagy létrehozza az időeltérítést generáló feszültséget ($Y - T$ üzemmód), vagy az X bemenetre kapcsolt feszültséget torzítás mentesen erősítse ($Y - X$ üzemmód). Az időtengelyt egy vízszintes állandó sebességgel haladó fénysugár formájában kell létrehozni. Mivel az elektronsugár által keltett fény csak rövid ideig észlelhető, ezért a folyamatos megjelenítéshez az ábrát az elektronsugárral újból és újból fel kell rajzoltatni. Ehhez az eltérítő feszültségeket megfelelő indítójelekkel szinkronizálni kell. Az idő-tengely kialakítása periodikus fűrészzel történik. A fűrészfeszültség lefutó szakasza alatt az elektronsugár visszaugrik az ábrázolt jel kezdetére. A fűrészel generátor vezérli a kivilágító jelkeltőt is, ami az elektronsugarat a visszafutás idejére kioltja. A vízszintes időeltérítést az eltérítési időalappal – az egységnyi ernyőtávolság megtételéhez szükséges időtartammal – jellemezhetjük, amelynek értéke általában a 5 s/cm és $0,1 \mu\text{s/cm}$ között változtatható. A katódsugárcsövek lehetséges geometriai kialakítása miatt az ilyen oszcilloszkópok átlagos mélysége $40\text{-}50 \text{ cm}$ körüli, ezért viszonylag nagy a helyigényük. Az oszcilloszkóp függőleges erősítőjének sáv szélessége határt szab az ernyőn megjeleníthető jel maximális frekvenciájának. Az átlagos felépítésű katódsugaras oszcilloszkópok esetén $f_{max} \sim 100 \text{ MHz}$ körüli érték. Az oszcilloszkópok X és Y csatornáinak bemeneti impedanciája $1 \text{ M}\Omega$ párhuzamosan kapcsolva $20\text{-}40 \text{ pF}$ közötti

kapacitásértékekkel.

A digitális technika fejlődésével az oszcilloszkópok is átalakultak. Az ún. digitális mintavételező oszcilloszkópok a vizsgált jeltől periódusonként több mintát vesznek, s azokat A/D konverter segítségével digitalizálják. A 4.2. ábrán egy digitális oszcilloszkópot mutatunk be. A mintavételi időközönként kapott konverziók eredményeit (8 bites A/D konvertert



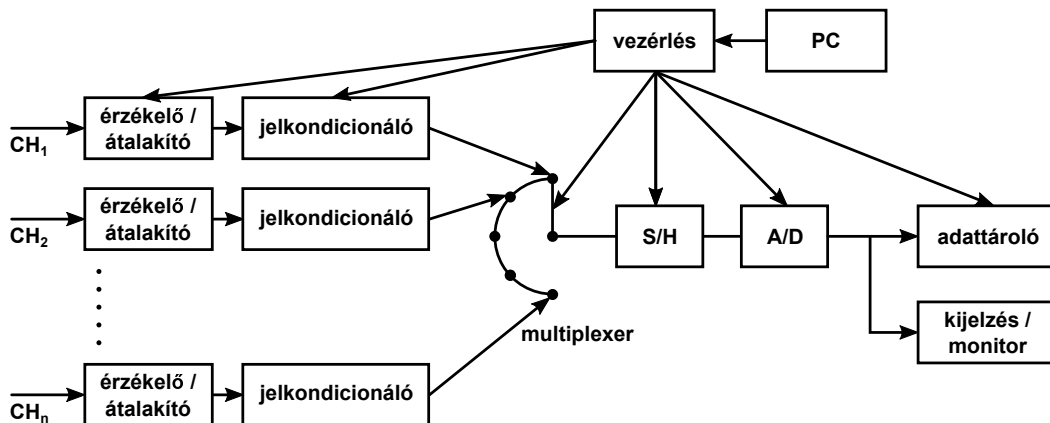
4.2. ábra. Digitális oszcilloszkóp mérőkábelekkel.

feltételezve ez 256 jelszint megkülönböztetését teszi lehetővé) az oszcilloszkóp a memóriájában tárolja. A digitális oszcilloszkóppal alakhűen ábrázolható jelek maximális frekvenciája a Shannon-féle mintavételezési tétel alapján határozható meg. 2 GS/s (GigaSample/sec) mintavételezési gyakoriságot feltételezve a ilyen oszcilloszkópokkal maximum ~ 400 MHz-es frekvenciájú szinuszos jelek vizsgálhatók. Amennyiben a vizsgált jelet katódsugárcsővön kívánjuk megjeleníteni, úgy a digitalizált jelet D/A konverterrel ismét analóg jellé kell konvertálni. Ehelyett célszerű a digitális vezérlésű színes LCD pontmátrix kijelzők használata, amelyek több százezer pixelt tartalmaznak a jel megjelenítésére. A digitális oszcilloszkópok számítógéppel összeköthetők (USB interfész), s így memóriájukban tárolt adatok további feldolgozásra letölthetők. Az alkalmazott 8 bites A/D konverterek sokszor nem nyújtanak az analóg oszcilloszkópokkal azonos felbontást, de az alacsonyabb felbontás nagyobb konverziós sebességet, s így nagyobb határfrekvenciát eredményezhet. Az LCD pontmátrix

kijelzők használatával mára a digitális oszcilloszkópok geometriai mélysége 10 cm körüli értékre csökkent.

4.3. Számítógépes mérőrendszerek felépítése

Mára a számítógépek a mérés technika nélkülözhetetlen eszközeivé váltak, többszörösére növelve annak hatékonyságát. A számítógépek a mérőrendszerekben különböző szerepeket töltenek be: a mérési folyamat vezérlése, műszerekkel, mérőberendezésekkel való kommunikáció, mérési adatok gyűjtése, tárolása, feldolgozása és dokumentálása [11]. A számítógéppel támogatott mérés technikában az adatokat on-line és off-line módon kezelhetjük. Egy kísérlet során on-line vagy real-time adatfeldolgozásról beszélünk, amikor a folytonosan feldolgozott adatok alapján azonnal beavatkozunk a rendszerbe, a feldolgozott adatok alapján a vezérlő módosítja a kísérlet folyamatát. Ha egy adott feladatnál nincs szükség arra, hogy a mért adatok alapján azonnal beavatkozzunk a folyamatba, azaz a mérőrendszer a mérés során csak adatrögzítést végez, s az adatok feldolgozása csak a mérés elvégzése után történik, úgy off-line adatfeldolgozásról beszélünk. A két módszer különböző mérési sebességeket feltételez. A mérőműszerek és az azokat vezérlő számítógép közötti kommunikációra – a mérés technika fejlődésével – különböző párhuzamos, illetve soros adatátviteli protokollokat fejlesztettek ki: pl. IEEE488, LAN, RS232, USB. A 4.3. ábrán egy számítógéppel vezérelt mérőrendszer felépítését mutatjuk be. Az érzékelő/átalakító egység valamilyen fizikai/kémiai, ritkábban biológiai mennyiséget érzékel, s azt az adatgyűjtés számára alkalmas feszültségjellé alakítja. Az esetek többségében az egységnek ehhez valamilyen energiára (többnyire elektromos energiára) van szüksége. Az egység kimeneti feszültsége uni- és bipoláris egyaránt lehet. Amennyiben átalakító analóg feszültségjelet szolgáltat, úgy azt egy jelkondicionáló egységhez célszerű csatlakoztatni, amelyik elvégzi a szükséges zaj-szűrés és feszültségerősítési funkciókat is [12, 13]. Mérőhidas jelátalakítás során a feszültségerősítést differenciálerősítővel kell megoldani. Amennyiben több érzékelő jelét kell feldolgozni, úgy a jelkondicionáló egységek kimenetei egy multiplexer bemenő jelét képezik. A multiplexerek alkalmazását az A/D konverterek viszonylag magas költségei is indokolják. Több jel egyidejű feldolgozásához ugyanis több A/D konvertert kellene alkalmazni. A multiplexer használatával az egyes csatornák jeleit egymás után kapcsoljuk ugyanarra



4.3. ábra. Számítógépes mérőrendszer.

az A/D konverterre. Pontos méréshez az is szükséges, hogy a jelváltozási sebesség kisebb legyen az A/D konverter konverziós idejénél. A jelek tárgyalásánál már említettük, hogy a diszkrét jelek egy csoportja amplitúdóban és időben is kvantált, az időben történő kvantálást a mintavevő/tartó (S/H, sample/hold) áramkör végzi az A/D konverzió amplitúdóban való kvantálása előtt. A S/H áramkörök tartó funkciójára azért is szükség van, hogy az A/D konverzió ideje alatt ne változzon a jel nagysága. Az A/D konverterek alakítják bináris formába a bemenetükre kapcsolt feszültséget. Működési elvük alapján sokfélék lehetnek, itt csak a legfontosabbakat említjük: kettős-integrálás elve és a fokozatos közelítés (successive approximatin) elve alapján működő konvertereket. Az előbbieket konverziós ideje hosszabb (10-50 ms), de nagyobb felbontást (12-18 bit) biztosítanak. Az utóbbiak, a fokozatos közelítés elve alapján működő konverterek néhány mikroszekundumos konverziós idő esetén is 12-16 bit felbontást biztosítanak, ezért az ipari mérés technikában nélkülözhetetlenek. (Extrém nagy felbontást (24-30 bit) és viszonylag gyors konverziót lehet elérni az ún. szigma-delta-átalakítókkal.) A számítógéppel vezérelt mérőrendszerek hatékonysága szempontjából meghatározó lehet a szoftveres háttér is [14]. Napjainkban az adatgyűjtés szervezésére, vezérlésére a LabVIEW a legelterjedtebb szoftver. A LabVIEW Windows és Linux operációs rendszereken egyaránt futtatható grafikus programozási nyelv, ami a programozásban kevésbé jártas szakemberek által is könnyen elsajátítható.

5. Tömeg, erő és forgatónyomaték mérése

5.1. Tömeg mérése

A tömeg SI alapegység, aminek alapegysége a *kilogramm*.

$$[m] = 1 \text{ kg.} \quad (5.1)$$

Mint az első fejezetben láttuk 2019-ig a Nemzetközi Súly- és Mértékügyi Hivatalban őrzött platina-iridium ötvözetből készült henger tömegével definiálták az 1 kg-ot. 2019-től a Planck-féle állandó értékét figyelembe véve definiáljuk a tömeg egységét. Maga a Planck-féle állandó alapján történő tömegmérés a Kibble-mérleg segítségével történik. A Kibble-mérleg alapján áramerősség és feszültség mérésre vezetik vissza a tömeg mérését. A Planck állandó a feszültség mérésen keresztül (Josephson effektus) jelenik meg a módszerben. A gyakorlatban a tömeg mérését Newton II. törvénye alapján erőmérésre vezetjük vissza:

$$\mathbf{F} = m\mathbf{a}, \quad (5.2)$$

ahol \mathbf{F} az m tömegre ható erő \mathbf{a} pedig a tömeg gyorsulása. Az erő származtatott mennyiség, egysége az 1 newton.

$$[F] = 1 \frac{\text{kgm}}{\text{s}^2} = 1\text{N} \quad (5.3)$$

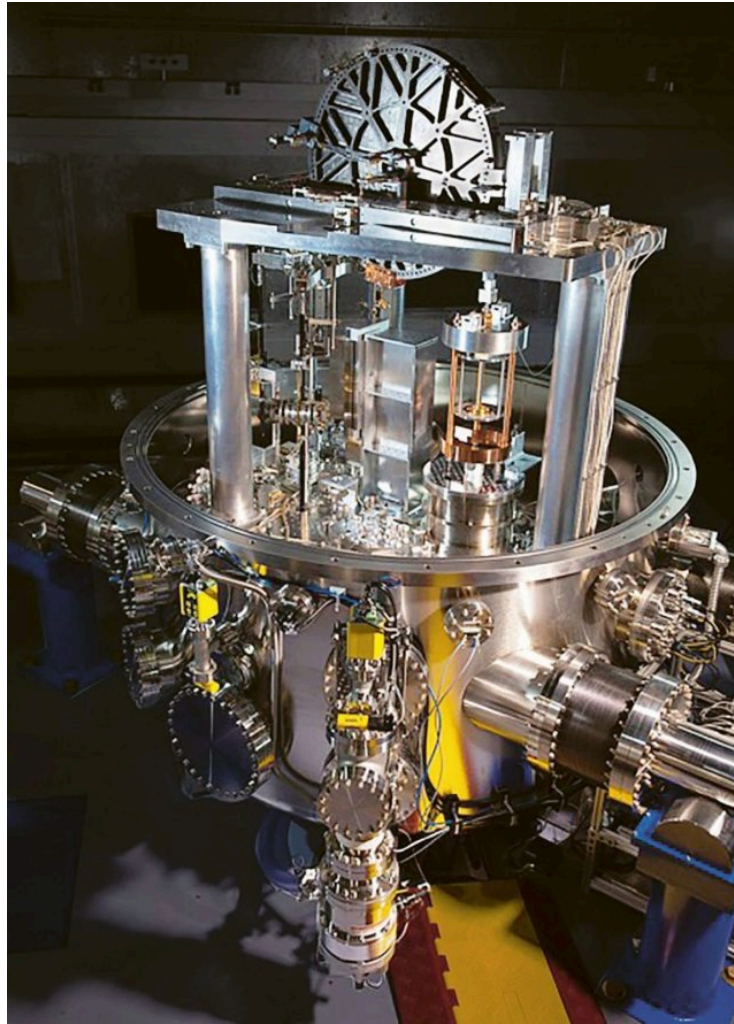
A legtöbb esetben a mérések a súlyerő kiegyenlítésén alapulnak, s így az erő a g nehézségi gyorsulás segítségével az alábbiak szerint adható meg:

$$F = mg, \quad (5.4)$$

ahol F és g egyaránt függőleges irányúak. A súlyerőt pl. egy rugalmas rúd lehajlásakor keletkező rugalmassági erővel egyenlíthetjük ki, amit a rúdra rögzített nyúlásmérő bélyeggel (erőmérő cella) mérhetünk (lásd a nyúlásmérő bélyegekkel foglalkozó fejezetet). A (5.2) dinamikai egyenlet alapján való mérésnek sincs akadálya, de ebben az esetben az erő mellett a gyorsulást is mérnünk kell (lásd gyorsulásérzékelők).

5.2. Erő mérése

Az erőmérést leggyakrabban szilárd testek rugalmas deformációjakor keletkező mechanikai feszültségek, rugalmassági erők meghatározására vezetjük vissza. Ilyen lehet pl. a ru-



5.1. ábra. Kibble mérleg.

duk vagy különböző geometriai alakzatok hajlításakor keletkező kis mértékű deformációk nyúlásmérő bélyeges detektálása (lásd nyúlásmérő bélyegek).

5.2.1. Rugós erőmérők

A legegyszerűbb, s még napjainkban is használt erőmérő egységek a rugós erőmérők. Működésük fizikai alapja az ún. rugótörvény:

$$F = -kx, \quad (5.5)$$

amely értelmében egy egyensúlyi helyzetéhez képest x -el megnyújtott rugóban a megnyúlással ellentétes irányú F rugalmassági erő ébred. Az erő mértékét a k rugóállandó szabja meg. A megnyúlás mértékét a rugós erőmérőkben egy lineáris skála előtt mozgó mutató jelzi. A megnyúlás csak a rugó rugalmassági tartományán belül megengedett. Ennek túllépését mechanikai ütközők akadályozzák meg.

5.2.2. Erőmérő cellák

Az ún. *erőmérő cellák* tartalmazzák a rugalmas alakváltozást szenvedő fémtestet a felületéhez rögzített (ragasztott) nyúlásmérő bélyegekkel együtt. A nagyobb mérőjel és a hőmérséklet kompenzáció érdekében általában több nyúlásmérő bélyeget kell alkalmazni. Az erőmérő cellába beépítik a nyúlásmérő bélyeges mérésekhez szükséges Wheatstone-híd ellenállásait is. Így a cella működéséhez csak tápfeszültséget kell biztosítani, s az máris generálja a terhelő erővel arányos differenciális híd feszültséget. Ezt a feszültséget csak további erősítés után lehet pontosan mérni. A 5.2. ábrán egy nyúlásmérő bélyeges erőmérő cellát mutatunk be. Nagy pontosságú erőmérést tesznek lehetővé a piezoelektromos nyomásérzékelők (lásd a megfelelő fejezetet).



5.2. ábra. Erőmérő cella.

5.3. Forгатónyomaték mérése

A forгатónyomaték mérésének szükségességét a gépjármű-szervokormányok működési példáján [15] keresztül mutatjuk be. Gépjárműveink elektromechanikus szervokormányának működése a forгатónyomaték érzékelése, mérése alapján történik. Az elektromechanikus szervokormány szíve az alkalmazott villanymotor, ami a rásegítő forгатónyomatékot állítja elő. Az ilyen rendszerekben leggyakrabban egyenáramú motorokat, aszinkron motorokat, illetve állandó mágneses szinkron motorokat alkalmaznak. A motor nyomatékát fogasléccel alakítják át a kerekeket elfordító nyomatékká. A fogasléc mozgatásához nagy nyomatékra van szükség, ami a villanymotorban bizonyos kormánymozdulatoknál akár $I = 140$ A-es pillanatnyi áramfelvételt is eredményezhet. A kormányzási nyomatékot egy torziós rúd elcsavarodási szögének érzékelése alapján mérik. Az elcsavarodási szögből az elektronika határozza meg a gépkocsivezető által a kormánykeréken kifejtett forгатónyomatékot. Ha ez a nyomaték meghalad egy küszöbértéket, akkor működésbe lép a rásegítő rendszer. A forгатónyomaték pontos mérésének központi szerepe van a szervo-rendszer megbízható működésében. Az elektromechanikus szervokormány előnye a hagyományos hidraulikus szervokormányhoz szemben, hogy működtetéséhez nem szükségesek csövek, tartályok és hidraulika folyadék. Ez utóbbi a megfelelő környezetvédelmi szempontok alapján is nagy előnyöket jelent. Az energiatakarékosság is az elektromechanikus szervokormány mellett szól: míg a hidraulikus rendszerek átlagosan 1 kW teljesítményt vesznek fel, addig az elektromechanikus rendszerek időben átlagolt teljesítménye 10 W körüli. (A hidraulikus rendszer szivattyúját akkor is működtetni kell, amikor nincs rásegítés, míg a villanymotor csak a rásegítés alatt végez munkát. Az elektromechanikus szervo-rendszer az elektrohidraulikus rendszerhez képest akár 0,4 liter/(100 km) hajtóanyag megtakarítást is eredményezhet [15], mivel csak akkor van lényeges áramfelvétele, amikor a kormányzás történik.) A forгатónyomaték érzékelés a torziós rúd elcsavarodási szögének mérésével történik, amit detektálhatunk:

- a) potenciométerekkel (kettős feszültségosztó érzékeli a torziós rúd elcsavarodási szögét),
- b) optikai enkóderrel (fénykapuk érzékelik az elcsavarodás mértékét),
- c) induktív érzékelővel (differenciálisan kapcsolt tekercsek érzékelik a vasmag elmozdulását).

A 5.3. ábrán egy dinamikus nyomatékérzékelőt mutatunk be. A Burster 8661-5002 tí-



5.3. ábra. Dinamikus nyomatékérzékelő

pusú dinamikus nyomásérzékelő ± 2 Nm-es forgatónyomaték mérését teszi lehetővé. A 8661-es nyomatékmérő szenzorcsalád ideális eszköze a precíziós statikus és dinamikus nyomatékmérésnek. A tápfeszültség és a mért jel érintkezésmentes átvitelének köszönhetően hibamentes működést szolgáltat. A szenzor három fő részegységből áll: a stator, a rotor és az elektromos csatlakozódoboz. A rotor tartalmazza a torziós keresztmetszetre rögzített nyúlásmérő bélyegeket, a mérőerősítőt, a tápfeszültség és mérőjel ki- és becsatlakozásokat, valamint egy inkrementális enkóder tárcsát. A külső forgatónyomaték hatására az érzékelő tengelye – a torziós keresztmetszet – elcsavarodik, ami a nyúlásmérő bélyegekben ellenállás változást eredményez. A bélyegek ellenállása a rugalmassági határon belüli deformációval arányosan változik, a deformáció megszűnése után visszaáll az eredeti értékekre. A torziós keresztmetszeten négy darab nyúlásmérő bélyeg található, amelyek Wheatstone-hidas kapcsolással csatlakoznak egymáshoz. A hídon mért mV nagyságrendű feszültséget több százszorosra erősítik, majd egy 16 bites A/D konverterrel digitalizálják. A soros digitális jelet infravörös LED-es adó közvetíti az állórészhez rögzített vevőnek. Az állórész elektronikája egy 16 bites D/A konverterrel ismét analóg jellé alakítja a nyomatékkal arányos jelet. Ezt $-10 \text{ V} \leq U \leq +10 \text{ V}$ feszültségjellé felerősítve kapjuk az érzékelő kimeneti jelét, amely arányos a mért forgatónyomatékkal. A rotoron helyet foglaló egységek a tápfeszültség-

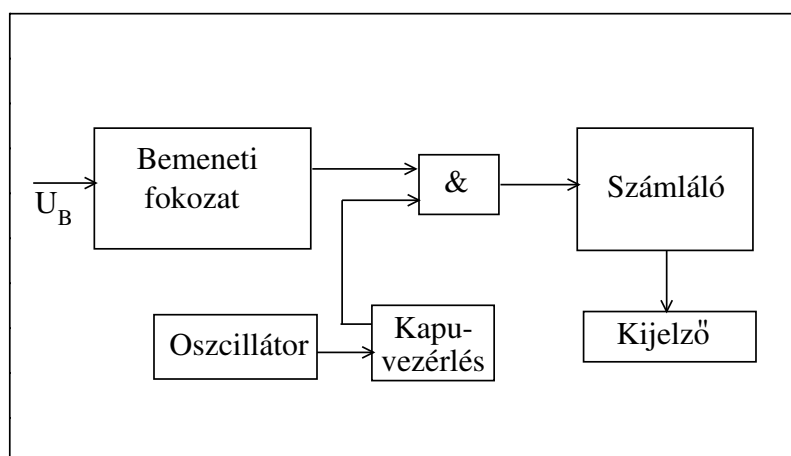
séget a rotoron található tekercs és az állórész tekercsének induktív csatolásával kapják. Az érzékelő tartalmaz egy inkrementális optikai enkódert is, amely 2000 impulzus/ (2π) felbontással méri a fordulatszámot. Az érzékelők adatainak gyűjtése a legegyszerűbben LabVIEW alatt fejlesztett programmal végezhető el.

6. Idő, frekvencia és periódusidő mérése

Az idő SI alapmennyiség, amelynek alapegysége a *secundum*:

$$[t] = 1\text{s.} \quad (6.1)$$

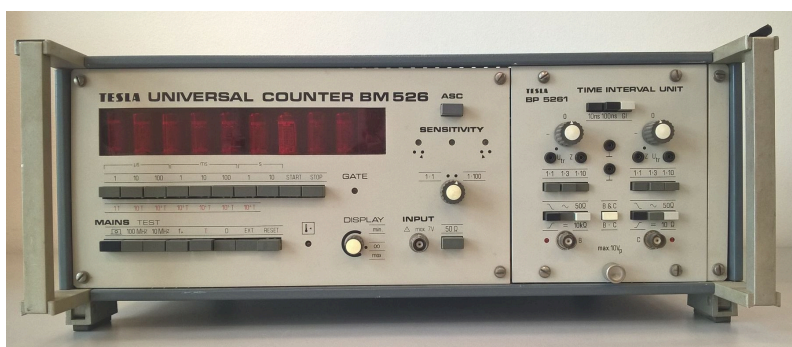
Az idő SI alapegységét a 133 tömegszámú cézium atom által kibocsátott elektromágneses sugárzás periódusidejének többszöröseként definiáltuk (lásd 2.4. és 2.5. táblázatok). A cézium atomórák mellett elterjedtek a kevésbé pontos, de sokkal olcsóbb rubidiummal működő atomórák. Az atomórák jelentősége nem csak az idő egyre pontosabb mérésében van, hanem felhasználhatók pl. a GPS koordináták egyre pontosabb meghatározására is. Gyakori méréstechnikai probléma két esemény között eltelt időintervallum pontos meghatározása. Periodikus jelek esetén ez a periódusidő meghatározásához vezet. A frekvencia meghatározása egy adott időintervallumban detektált impulzusok számlálására vezethető vissza.



6.1. ábra. Frekvenciamérő elvi felépítése

6.1. Frekvencia mérése

Mintegy 60 évvel ezelőtt jelentek meg az első generációs digitális műszerek ezen a területen, s mára teljesen kiszorították a megfelelő analóg berendezéseket. Az elektronikus számlálók többféle üzemmódban is működnek. Frekvenciamérés üzemmódban egy nagy pontossággal előállított referencia időintervallumban megszámlálják a bemenetre kapcsolt feszültségjel periódusait. Ha ez a referencia időintervallum egy másodperc, akkor a szám-



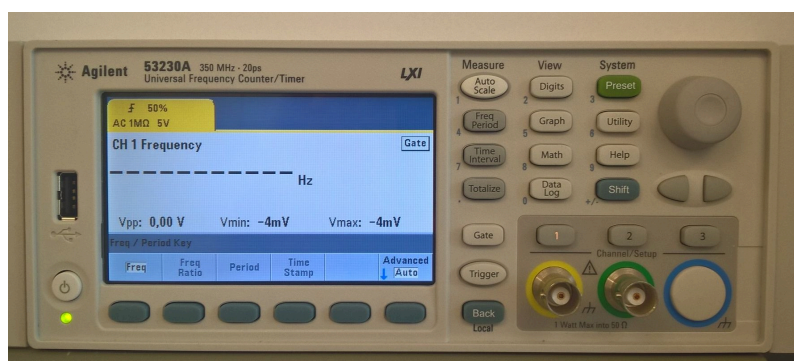
6.2. ábra. Univerzális számláló műszer

láló Hz-ben szolgáltatja az ismeretlen jel frekvenciáját. A referencia időintervallumot nagy pontosságú (termosztált) kvarc oszcillátor jelének leosztásával állítják elő. Egy tipikus frekvenciamérő műszer elvi felépítését az 6.1. ábra mutatja be. A bemeneti fokozat a jel erősítésére, kondicionálására, négyszögjelle alakítására szolgál. A megfelelő "and"-kapu engedi át a referencia időintervallum alatt a számlálandó impulzusokat. A kaszkád számlálók jele a kijelzőre, illetve a megfelelő számítógépes interfészre kerül, megkönnyítve a számítógépes adatgyűjtést és feldolgozást. A frekvenciamérés pontosságát nagyrészt a referencia időintervallum pontossága határozza meg. Termosztált kvarc oszcillátorok segítségével a frekvenciamérés pontossága a mindennapi gyakorlatban is 1 ppm alá szorítható. Speciális időalap generátorokkal (atomórákkal) sokkal nagyobb pontosság is elérhető, de az ipari mérés technikában erre ritkán van szükség. Ipari körülmények között is alkalmazható frekvenciamérőket (számlálókat) a 6.2. és 6.3. ábrákon mutatunk be. A bemutatott műszerekkel megfelelő előosztó áramkörökkel akár 10 GHz-ig is tudunk frekvenciát mérni. Különleges mérés technikai megvalósításokat tesznek lehetővé az úgynevezett "Modulation Domain" analizátorok (6.3. és 6.4. ábrák). Segítségükkel egy oszcillátor feszültségjelének

időbeli gyors változásai is regisztrálhatók, ami pl. váltakozó frekvenciájú jelek tanulmányozását teszi lehetővé [6]. A $10 \mu\text{s}$ - 1 ms időintervallumban történő frekvenciaváltozások feldolgozásához ezeket a műszereket számítógéppel kell összekötni. Az egyes mérés technikai elrendezések vezérlő és adatgyűjtő szoftvereit célszerű LabVIEW programozási nyelven fejleszteni.

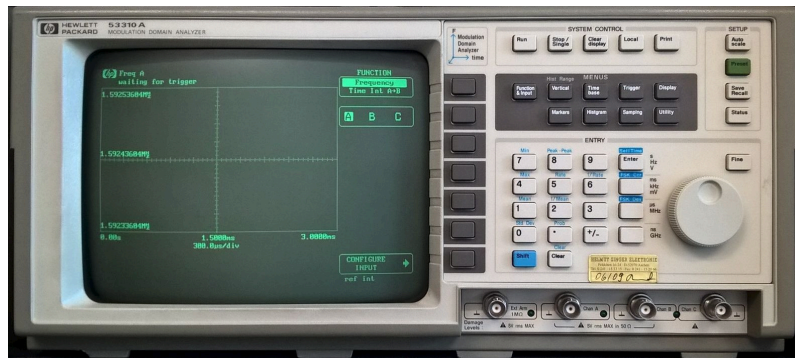
6.2. Periódusidő mérése

Periódusidő mérése során a mérendő jel periódusideje kapuzza a műszer referencia oszcillátor impulzusainak számlálását. Ehhez a bemeneti fokozatban megfelelő sebességű jelkondicionáló áramköröket kell kialakítani. Ilyen technikával nagy pontossággal meghatározhatók pl. a gyakran alkalmazott PWM jelek kitöltési tényezői is. Időintervallum mérési üzemmódban a "START" és "STOP" jelek (felfutó vagy lefutó élek) között történik a számlálás. A mérés annál pontosabb, minél nagyobb az időintervallum és a belső oszcillá-



6.3. ábra. Univerzális számláló, periódusidő mérő műszer

tor periódusideje közötti különbség. Hosszabb időintervallumok mérésére a nagy számban rendelkezésre álló adatgyűjtő kártyák is alkalmasak, egy ilyen kártyát az 6.5. ábrán mutatunk be. Adatgyűjtő kártyák alkalmazása esetén a digitális bemenetekre kell kapcsolni a "START" és "STOP" impulzusokat biztosító áramköröket, a mérést pedig a szoftver úton történő számlálás biztosíthatja.



6.4. ábra. Time Domain Analyzer műszer

7. Helyzet-, pozíciómérés és érzékelés

Az elmozdulás, helyzet, pozíció (s) SI alapegységek, ennek megfelelően egységük SI alapegység a *méter* amit m -el jelölünk:

$$[s] = 1 \text{ m.} \quad (7.1)$$

Egy síkban történő szögelfordulást *radian*-ban mérjük, ami ún. kiegészítő SI alapegység:

$$[\alpha] = 1 \text{ rad.} \quad (7.2)$$

7.1. Optikai elmozdulásérzékelés

Inkrementális enkóderek

Az optikai elven működő forgójeladóknál egy átlátszó műanyagból vagy üvegből készült forgó tárcsára egyenletes eloszlásban világos (átlátszó) és sötét (átlátszatlan) osztásokat visznek fel. Az így kapott sávot a tárcsa egyik oldaláról jól fókuszált, keskeny, a tárcsára merőleges fénynyalábbal világítják át. Fényforrásként általában az infravörös hullámhossz-tartományban üzemelő LED-et vagy lézerdíódát alkalmaznak. A fénynyalábot a tárcsa másik oldalán egy optoelektronikus érzékelő, általában egy fototranzisztor fogadja. (A fényforrás (adó) és a detektor (vevő) együttesét optokapunak is nevezzük.) A tárcsa elfordulása során az osztások a fényutat megszagatják, s azt az optoelektronikai érzékelő feszültségimpulzusokká (leggyakrabban TTL jelsorozattá) alakítja, amit elektronikus

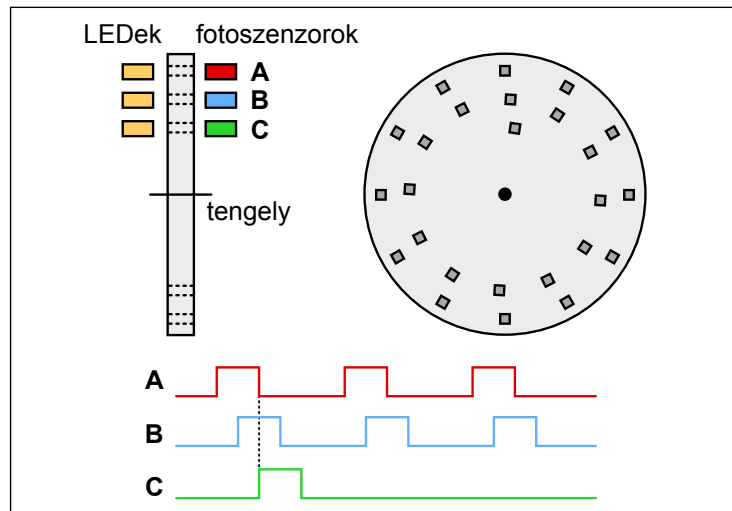


6.5. ábra. Multifunkciós adatgyűjtő kártya USB csatlakozási lehetőséggel

számláló áramkörökkel megszámlálhatunk. Ha a tárcsán egy teljes sávban N_0 sötét osztást alakítottak ki, és a számlálás során N_α impulzust számláltunk, akkor a tárcsa elfordulásának szöge (fokokban kifejezve):

$$\alpha = 360^\circ \frac{N_\alpha}{N_0}. \quad (7.3)$$

A feszültségimpulzusok számlálása alapján a forgásirányt nem lehet megállapítani. A forgásirány meghatározásához a tárcsára egy második sávot is felvisznek, amelynek osztásai 90° -os fáziskülönbséggel helyezkednek el az első sáv osztásaihoz képest. Ezt a második sávot egy újabb LED-del világítják át, illetve egy újabb fototranzisztorral detektálják a fényintenzitást a tárcsa másik oldalán. A 7.1. ábrának megfelelően az első optokapu logikai jelsorozatát A -val, a második optok apuét B -vel jelöltük. Az A és B "csatornák" jelei egymáshoz képest 90° -os fáziskülönbséggel rendelkeznek, amelyek vizsgálatából meghatározható a tárcsa forgásiránya. A tárcsa abszolút pozíciójának detektálásához egy harmadik C csatornát is felvisznek, ami azonban csak egy osztást tartalmaz. A C csatorna jelét index-változónak is hívják. (Természetesen C kiolvasásáról egy harmadik optokapu gondoskodik.) Gyakran nem az A vagy a B jelsorozatot számlálják, hanem A és B jelsorozatból egy EXOR logikai kapu beiktatásával újabb jelsorozatot állítanak elő. Az EXOR kapu kimenetén az A (illetve a B) jelsorozat frekvenciájának duplája jelenik meg, ami egy-



7.1. ábra. Szögelfordulás (szögsebesség) mérése inkrementális optikai enkóderrel.

úttal a tárcsára felvitt osztásoknak megfelelő felbontást megduplázza. A felbontás újabb duplázása érhető el, ha a számlálás során az EXOR kapu minden élénél léptetik a számlálót. (Így elektronikusan megnégyszerezhető az optikai beosztásoknak megfelelő felbontás.) Manapság az üveg vagy műanyag tárcsákon az osztásokat fototechnikai, kémiai eljárásokkal hozzák létre. Tárcsánként az osztásrészek száma $100 \lesssim N_0 \lesssim 10.000$ között változhat, ami $3,6^\circ \lesssim \Delta\alpha \lesssim 0,036^\circ$ szögfelbontású méréseket tesz lehetővé. Az ipari inkrementális enkóderek esetén az A , B és C logikai jeleken kívül azok negáltjait: \bar{A} , \bar{B} és \bar{C} is hozzáférhetővé teszik a felhasználók számára [16, 17]. Az inkrementális enkóderek kedvezőtlen tulajdonsága, hogy segítségükkel abszolút szöghelyzet csak az index ponthoz viszonyítva határozható meg. Ez azt jelenti, hogy egy készülék bekapcsolása után egy forgástengelyhez kapcsolt inkrementális enkóderrel csak az indexpozícióra (referenciapontra) állás után lehet követni a tengely abszolút pozícióját. A 7.2. és 7.3. ábrákon ipari alkalmazásokra gyártott inkrementális enkódereket mutatunk be.

Abszolút enkóderek

Az inkrementális enkóderekkel szemben az abszolút enkódereket úgy tervezték, hogy kiolvasásukkal minden egyes időpillanatban ismert legyen a tárcsa (és így a forgástengely) abszolút pozíciója. Működésük alapelve azonos az inkrementális enkódernél ismertetett

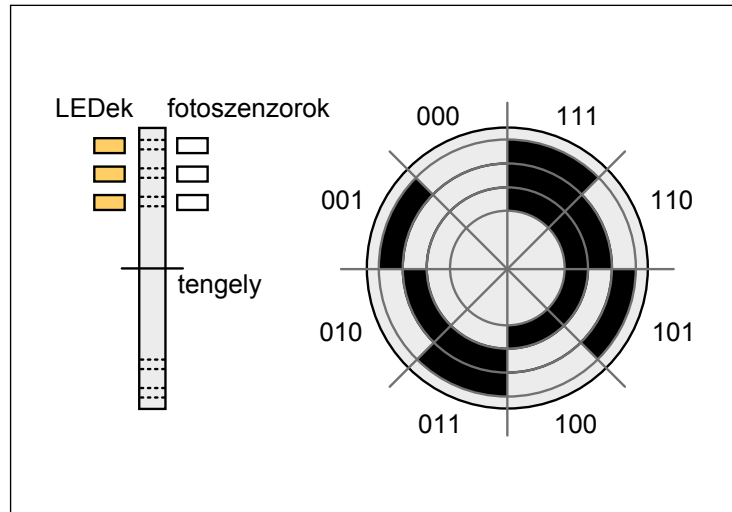


7.2. ábra. Inkrementális enkóder tengelyes csatlakozással.



7.3. ábra. Inkrementális enkóder átmenő furatú tengellyel.

sötét és világos szegmensek optoelektronikai érzékelésével, csak az optokapuk számában és a kódolás módjában van különbség. A forgó tárcsa koncentrikus gyűrűkre van felosztva úgy, hogy a belső körgyűrű két részt, egy sötét és egy világos szegmenst tartalmaz. Ez a belső gyűrű adja a bináris kód legnagyobb helyiértékű bitjét. A sugár mentén kifelé haladva az egymást követő gyűrűk szegmenseinek száma megduplázódik az előzőhöz képest. Ha pl. a tárcsa 10 gyűrűt tartalmaz, akkor a külső gyűrű 1024 szegmenst tartalmaz. A külső gyűrű adja a bináris kód legkisebb helyiértékű bitjét. A gyűrűk kódjának kiolvasása sugárirányban elhelyezett optokapuk segítségével történik. A már említett 10 gyűrű esetén 10 bites abszolút enkóderről beszélünk. Ebben az esetben a sugárirányban elhelyezett optikai



7.4. ábra. Az abszolút enkóder felépítése.

kapuk 1024-féle pozíciót tudnak kiolvasni, ami $\Delta\alpha = 360^\circ/1024 \simeq 0,35^\circ$ szögfelbontást eredményez. (Az egyszerűség kedvéért a 7.4. ábrán egy 3 bites abszolút (bináris) enkódert mutatunk be.) Az ilyen módon kódolt tárcsa esetén egy adott pozícióból a szomszédosba forgatva a tárcsát egyszerre több bit is megváltozik. Egy-egy bit hibás kiolvasása ezért nagy hibát okozhat az abszolút pozíció meghatározása során. Ezért bináris kódolású tárcsákat csak a kis felbontású forgójeladóokban használnak. A kiolvasási hiba csökkentésére vezették be a Gray-kód tárcsákat, amelyek esetén a szomszédos szögpozíciókba való átlépés során a kódban csak egy bit változik. A legtöbb optikai elven működő abszolút enkóderben ezt a kódolási módszert használják. Összehasonlítás céljából az alábbi két táblázatban szemléltetjük a 4 bites bináris és a 4 bites Gray-kódokat.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1. bit (LSB)		■		■		■		■		■		■		■		■
2. bit			■	■			■	■			■	■			■	■
3. bit					■	■	■	■					■	■	■	■
4. bit (MSB)									■	■	■	■	■	■	■	■

7.1. táblázat. 4 bites bináris kód

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1. bit (LSB)		■	■			■	■			■	■			■	■	
2. bit			■	■	■	■					■	■	■	■		
3. bit					■	■	■	■	■	■	■	■				
4. bit (MSB)									■	■	■	■	■	■	■	■

7.2. táblázat. 4 bites Gray-kód

Az 7.1. táblázat 3. oszlopából a 4. oszlopra áttérve látható, hogy három bit is változik. Hasonlóan a 7. oszlopról a 8. oszlopra való áttérés során mind a négy bit megváltozik. Ezzel szemben a 7.2. táblázat szomszédos oszlopaire való áttérés során mindig csak egy bit változik.

Optikai lineáris útmérők

A lineáris mozgás forgó mozgás mechanikai átalakításával is létrehozható. Ilyen átalakítás végezhető pl. a fogaskerék – fogasléc, vagy a golyósorsó – golyósanya párosokkal. Ezen átalakítók közbeiktatásával egy lineáris elmozdulás a megfelelő forgó tengelyre szerelt forgójeladóval (optikai enkóderrel) is mérhető. Az ilyen mérési eljárások során a mechanikai átalakítók holtjátéka, súrlódás általi melegekedése szisztematikus és véletlen hibákat egyaránt okozhat. Ezért a közvetlen (átalakítás nélküli) lineáris mérés pontosabban megvalósítható. A forgójeladókhöz hasonlóan megkülönböztetünk inkrementális lineáris útmérőket és abszolút lineáris útmérőket. Az inkrementális lineáris útmérőkben a periodikus mérőosztásokat üveg- vagy acéllemez felületen alakítják ki. A leggyakrabban alkalmazott osztástávolságok: 5, 10, 20, 50 és 100 μm . Az üveglap és a detektor relatív elmozdulását a korábbiakban már ismertetett transzmissziós optikai kapuval érzékelik. Az átlátszatlan hordozón (pl. acéllemez) kialakított skála és a detektor relatív elmozdulását a reflektált fény detektálásával lehet érzékelni. A mozgásirány eldöntéséhez az inkrementális optikai enkódereknél ismertetett két sávban történő detektálás szükséges. Abszolút lineáris helyzet méréséhez szintén egy referenciapont (index pont) bevezetése szükséges. Az inkrementális lineáris útmérők szintén az A , B és C kimenő jelekkel (valamint ezek negáltjaival: \bar{A} , \bar{B} és \bar{C}) rendelkeznek. Az A és B kimenő jelek pillanatnyi frekvenciájának mérésével a relatív elmozdulás sebessége és gyorsulása is meghatározható. Az abszolút lineáris útmérők esetén

a pillanatnyi pozíció elmozdulás nélkül is kiolvasható. Így egy bekapcsolt készülék aktuális pontjának pozíciója azonnal (referenciapontra állás nélkül) meghatározható. Ehhez az útmérőlc felületén az abszolút enkódereknél látott bináris vagy Gray-kód sávok és a megfelelő optoelektronikai kiolvasó rendszer kialakítása szükséges.

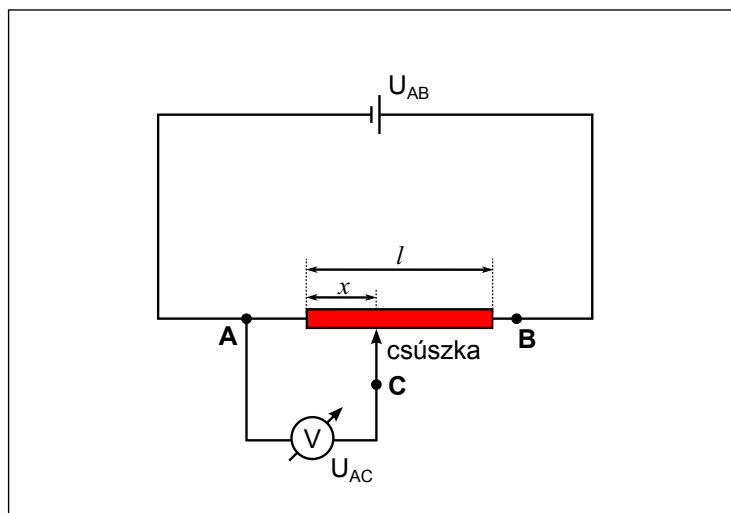
7.2. Potenciométeres elmozdulásmérés

Lineáris huzal potenciométerek

A huzal potenciométerek egy szigetelő anyagból készült hengerre felcsévélte ellenálláshuzalból és az azon elmozdítható csúszkából állnak. A potenciométernek három elektromos kivezetése van: a huzal két vége és a csúszka. Jelöljük a R_{AB} -vel a huzal teljes ellenállását, R_{AC} -vel pedig a huzal A -val jelölt vége és a csúszka érintkezési pontja (C) közötti ellenállást. (Nyilvánvalóan igaz, hogy $R_{AB} = R_{AC} + R_{CB}$.) Amennyiben a csúszka elmozdulása egy $0 \leq x \leq l$ lineáris szakaszra korlátozott, úgy a potenciométer R_{AC} ellenállásából a csúszka pozíciója (elmozdulása) meghatározható:

$$x = l \frac{R_{AC}}{R_{AB}}, \quad (7.4)$$

s így a helyzetérzékelés ellenállásmérésre vezethető vissza. Amennyiben a potenciomé-



7.5. ábra. Pozíció érzékelése potenciométerrel.

tert a 7.5. ábrán látható módon egy feszültségforrásra (U_{AB}) kapcsoljuk, úgy a pozíció

meghatározása az U_{AC} feszültség mérésére vezethető vissza:

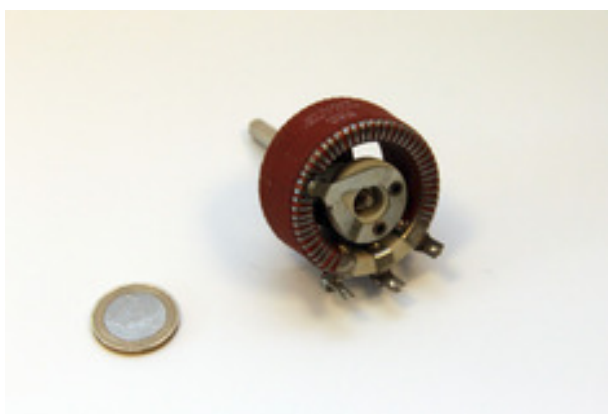
$$x = l \frac{U_{AC}}{U_{AB}}. \quad (7.5)$$

Lineáris réteg-potenciométerek

Manapság elterjedt, hogy a fémes vagy műanyag vezető réteget ragasztással vagy felpárolgatással viszik fel egy szigetelő (műanyag vagy kerámia) lapka felületére. A csúszka mozgatása az előzőekben ismertetett lineáris pályán történhet. A csúszka pozíciója a (7.4) és (7.5) egyenletek alapján számítható. Mivel a réteg-potenciométerek nem tartalmaznak felcsévélte vezetőt, ezért induktivitásuk a legtöbb alkalmazás esetén elhanyagolható.

Körpályás potenciométerek

Amennyiben a vezető réteget egy körív mentén alakítják ki, úgy körpályás potenciométer-



7.6. ábra. Körpályás huzalpotenciométer.

ről beszélünk. Ebben az esetben az elektromos kontaktust biztosító csúszkát a körív középpontján átmenő tengely forgatja az adott körpályán (lásd 7.6. ábra). Így a potenciométer szögelfordulás detektálására alkalmas. A körpályás potenciométereket réteg-potenciométer formában valósítják meg, de még elvétve huzalpotenciométer formában is megtalálhatók. Általában $0 \leq \alpha \leq 300$ fokos szögelfordulások detektálására alkalmasak, a mechanika nem teszi lehetővé a többszöri körülfordulást. Egy α_0 szögtartományú vezetópályát tartalmazó potenciométer esetén a szögelfordulás és a megfelelő ellenállások közötti kapcsolat:

$$\alpha = \alpha_0 \frac{R_{AC}}{R_{AB}}, \quad (7.6)$$

ahol α a potenciométer tengelyének elfordulási szöge.

Helikális huzal potenciométerek

Amennyiben a csúszkát egy csavarmenetes mechanika egy hengeres felületre felcsévélte huzal mentén helikális pályán mozgatja, úgy helikális potenciométerhez jutunk, ami szintén a szögelfordulás mérésére alkalmas (lásd 7.7. ábra). Egy tíz-fordulatú helikális potenciométerrel a $0 \leq \alpha \leq 3600$ fokos szögtartományban mérhetünk elfordulási szöget.

Összefoglalás



7.7. ábra. Helikális potenciométer.

A fentiek alapján elmondhatjuk, hogy mind a lineáris, mind a szögelfordulás mérésére alkalmas potenciométerek lineáris karakterisztikával (lásd (7.4), (7.5) és (7.6) egyenletek) bírnak. Ez azonban csak akkor igaz, ha a csatlakozó huzalok ellenállása elhanyagolható a potenciométer ellenállásához képest. A lineáris karakterisztikához még annak is teljesülnie kell, hogy a potenciométerhez kapcsolódó terhelés (pl. feszültségmérő műszer) ellenállása jóval nagyobb legyen, mint a potenciométer ellenállása. Ellenkező esetben nemlineáris (de továbbra is monoton) működési karakterisztikát kapunk. A potenciométeres útdók, helyzetmérők legnagyobb hátránya, hogy működtetésük során az ellenálláspálya és a súrlódó csúszka között történik az áramátvezetés. A csúszka és az ellenálláspálya kopása, a súrlódás miatt az ilyen érzékelők hiszterézissel rendelkeznek, precíziós mérésekre nem alkalmasak. Huzal-potenciométerek ellenálláspályáját legtöbbször konstantán huzalokból alakítják ki, míg a réteg-potenciométerek ellenálláspálya anyaga a cermet nevű kompozit. A csúszka érintkező elektródját, a minél biztosabb vezetés érdekében, nemesfém ötvözetből

gyártják. A csúszkát mozgató tengelyt a súrlódás csökkentése érdekében csapágyazzák.



7.8. ábra. Ipari útmérő.

7.3. Elmozdulás mérése induktív érzékelőkkel

Egy tekercs légrésében elmozduló vasmag a tekercs önindukciós tényezőjének (L) megváltozását okozza. Két vagy több tekercsben elmozduló közös vasmag a tekercsek kölcsönös indukciós tényezőinek (L_{ij}) változását eredményezi. Az indukciós tényezők változása az induktív ellenállás változásában jelenik meg:

$$X_L = L\omega, \quad (7.7)$$

ahol ω a tekercsen áthaladó váltakozó áram körfrekvenciája.

Pozíciómérés elmozduló vasmaggal

Tekintsünk egy olyan elrendezést, amelyben a vasmag egy mozgó rendszerrel van összekapcsolva. Amennyiben a tekercs egyrétegű, úgy önindukciós tényezője a szolenoidokra levezetett formula alapján számítható:

$$L = \mu_0 \mu_r n^2 V, \quad (7.8)$$

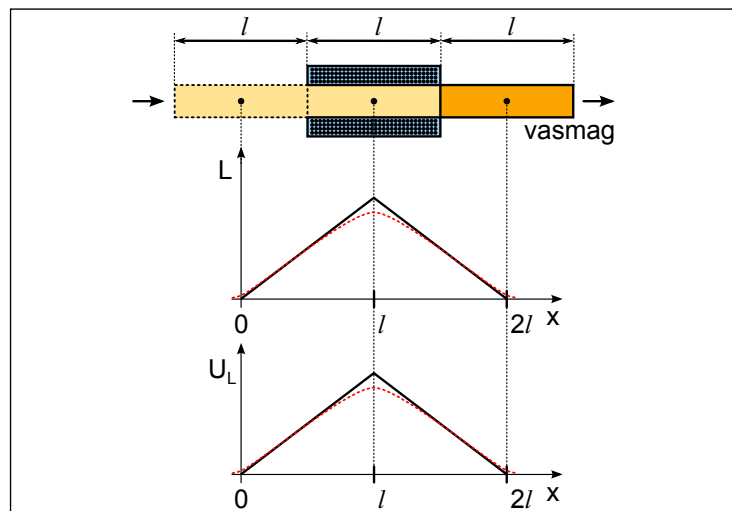
ahol μ_0 a vákuum abszolút permeabilitása, μ_r a tekercs belsejében lévő anyag relatív permeabilitása, n a tekercs egységnyi hosszra jutó menetszáma ($n = N/l$) és V a tekercs menetei által körbezárt térfogat. Amennyiben az l hosszúságú vasmag középpontjának koordinátáját x -el jelöljük, úgy a vasmag tekercsbe való betolása, majd a másik oldalon való kihúzása során x a $[0, 2l]$ intervallumban változik. Ezen mozgatas során az önindukciós tényezőt úgy számíthatjuk ki, hogy a (7.8) egyenletben szereplő μ_r -t egy effektív relatív permeabilitással (μ_r^*) kell helyettesítenünk:

$$\mu_r^* = x\mu_r^{vasmag} + (l-x)\mu_r^{levego} \approx x\mu_r^{vasmag}, \quad \text{ha } 0 \leq x \leq l, \quad (7.9)$$

ahol felhasználtuk, hogy $\mu_r^{levego} \ll \mu_r^{vasmag}$. A vasmag kihúzásának szakaszára pedig írhatjuk, hogy:

$$\mu_r^* = (2l-x)\mu_r^{vasmag} + (x-l)\mu_r^{levego} \approx (2l-x)\mu_r^{vasmag}, \quad \text{ha } l \leq x \leq 2l. \quad (7.10)$$

A 7.9. ábrán látható, hogy a tekercs önindukciós együtthatója kezdetben lineárisan nö-



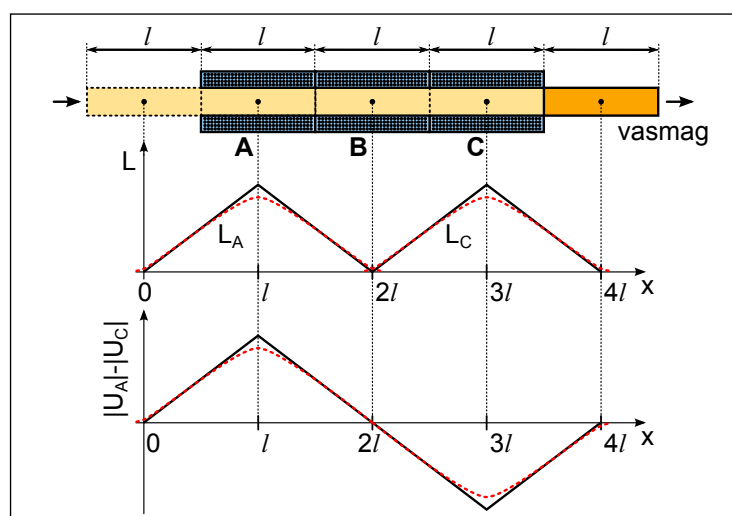
7.9. ábra. Tekercs önindukciós tényezője a vasmag pozíciójának függvényében. (Az ideális tekercs viselkedésére a folytonos vonalak, a reális tekercs viselkedésére pedig a szaggatott vonalak utalnak.) Az ábra alsó részén az áramgenerátorosan meghajtott tekercsen eső feszültség lefutását mutatjuk be.

vekszik, majd lineárisan csökken. (Valóságos, többrétegű tekercs esetén, az erővonalak

szóródását is figyelembe véve belátható, hogy a görbék a 0 , l és $2l$ pontok környezetében eltérnek a lineáris viselkedéstől.) A tekercset AC áramgenerátorosan meghajtva, a tekercsen eső feszültség effektív értéke a vasmag elmozdulásának függvényében szintén az 7.9. ábrán látható lefutást mutatja. Az így kapott görbe – viszonylag rövid lineáris szakasza – jól használható elmozdulás mérésére. Sokkal szélesebb lineáris karakterisztikát kaphatunk az ún. differenciál transzformátoros lineáris érzékelőkkel.

Pozíciómérés differenciál transzformátoros lineáris érzékelőkkel (LVDT)

A lineárisan változtatható differenciál transzformátor LVDT betűszóval való rövidítése a



7.10. ábra. Az LVDT elvi felépítése, a szekunder tekercsek önindukciós tényezőinek változása és a tekercsekben indukálódó feszültségek abszolút értékeinek különbsége. (A vonalak jelentése megegyezik az előző ábránál használtakkal.)

megfelelő angol elnevezésből (Linear Variable Differential Transformer) származik. Egy ilyen eszközhöz jutunk, ha a két tekercset egymás mellett helyezzük el úgy, hogy közös légmagjukban egy szigetelő szárra rögzített vasmag elmozdulhasson. Ezeket a tekercseket szekunder tekercseknek (A és C) nevezzük. A rendszer elektronikus működtetéséhez egy primer tekercs is szükséges (B), amelyet általában a két tekercs között helyeznek el. A három koaxiális tekercs légmagjában elmozduló l hosszúságú vasmag hatására megváltozik a tekercsek önindukciós (és kölcsönös indukciós) együtthatója. Ideális körülményeket feltételezve az előző pontban ismertetteknek megfelelően a 7.10. ábrán feltüntettük az A és

C tekercsek önindukciós tényezőjének változását a vasmag pozíciójának függvényében. (A tekercsek induktív ellenállásának vasmagpozíció függése hasonló lefutást eredményez.) Ha a B primer tekercsen keresztül egy szinuszosan váltakozó feszültséggel tápláljuk az LVDT-t, akkor a szekunder tekercsekben indukálódó feszültségek effektív értéke a vasmagpozíció függvényében a 7.10. ábrához hasonló lefutást eredményez. (A primer tekercs gerjesztéséhez tipikusan néhány kHz-es frekvenciájú szinuszos feszültséget használnak.) Amennyiben az A tekercs U_A feszültségének abszolút értékéből kivonjuk a C tekercs U_C feszültségének abszolút értékét, úgy a 7.10. ábrán látható görbékhez jutunk. Látható, hogy az $l \leq x \leq 3l$ intervallumban az így kapott feszültség az elmozdulás (előjeles) lineáris függvénye. Egy ilyen lineáris abszolút útdóval akár μm -es felbontással is meg lehet határozni a pozíciót. Egy másik jelkondicionálási módszer, hogy a szekunder tekercsek feszültségeit ellenfázisban összeadják (a két váltakozófeszültség különbségét képezik). Ebben az esetben is lineáris összefüggést kapunk a vasmagpozíció és a különbségi feszültség között. Ekkor azonban az elmozdulás irányának megállapításához a primer feszültség és a különbségi feszültség fáziskülönbségének ismeretére is szükség van. Elterjedt tekercselési módszer az is, hogy a primer tekercsre csévélve közvetlenül egymás mellett alakítják ki a két szekunder tekercset. Az LVDT-k szokásos mérési tartománya a néhány mm-es tartománytól az 50 cm-es tartományig terjedhet. Robosztus kialakításukkal a legelterjedtebb ipari útdók közé tartoznak. Elektronikus jeleik feldolgozása nem egyszerű, de erre a célra több gyártó is forgalmaz speciális integrált áramköröket (pl. AD598). A szögelfordulás detektálására kifejlesztett változatukat RVDT-nek nevezzük (Rotary Variable Differential Transformer). Az LVDT-k hátránya, hogy viszonylag drága érzékelők. Előnyük, hogy nagy felbontóképességűek, hosszú élettartamúak, dinamikus mérésekre (vibrációk vizsgálatára) is alkalmasak, abszolút érzékelők, így bekapcsolás után egyből az abszolút pozíciót jelzik. A 7.11. ábrán ipari LVDT érzékelőket mutatunk be.

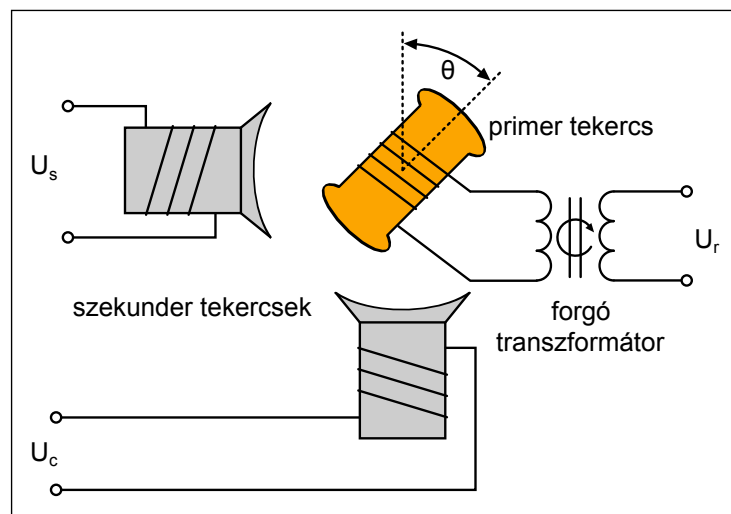
Rezolverek

Az enkóderek mellett a rezolverek a legelterjedtebb abszolút szöghelyzet adók. Míg az enkóderek digitális információt szolgáltatnak a szögelfordulásra, addig a rezolverek a szögelfordulással arányos analóg kimeneti jellel bírnak. Ennek megfelelően leggyakrabban szervomotorokban használatosak. A rezolverek felépítése a váltakozó áramú motorokéhoz hasonló. Álló részük, a 7.12. ábrának megfelelően, két egymásra merőlegesen elhelyezett te-



7.11. ábra. Ipari LVDT mérőfejek.

kercs, amelyek egy transzformátor szekunder tekercseit képezik. A transzformátor primer



7.12. ábra. Rezolverek elvi kapcsolása.

tekercsét a forgórész tekercse adja. A forgórész tengelyét a vizsgálandó rendszer tengelyével kell összekötni. Mivel a primer tekercs a forgórészen helyezkedik el, ezért az adott frekvenciájú tápfeszültségét csúszóérintkezők és kefék segítségével lehet biztosítani. Napjainkban egyre több gyártó forgalmaz ún. forgó transzformátoros rezolvereket, amelyekben a primer tekercs táplálását egy súrlódó kontaktusoktól mentes forgó transzformátor látja

el. A primer oldali gerjesztő jelet referenciajelnek is szokás nevezni. Az állórész szekunder



7.13. ábra. Ipari alkalmazásokra fejlesztett rezolver.

tekercseiben indukálódó feszültségek amplitúdójának modulációja a primer tekercs szög-helyzetének függvénye. A forgó transzformátor által betáplált referenciafeszültséget az alábbiak szerint írjuk fel:

$$U_r = U_0 \sin \omega t, \quad (7.11)$$

ahol U_0 a referenciafeszültség amplitúdója, ω pedig annak körfrekvenciája. Az állórész (mérő)tekercseiben indukálódó feszültségek:

$$\begin{aligned} U_s &= T U_r \sin \alpha \\ U_c &= T U_r \cos \alpha, \end{aligned} \quad (7.12)$$

ahol az U_s feszültség a rotor szögelfordulásának szinuszával, az U_c feszültség pedig a rotor szögelfordulásának koszinuszával arányos feszültségek, T pedig a rezolver mint transzformátor áttételére jellemző szám. A két feszültség hányadosából kiszámítható a rotor pozíciójára jellemző α szög:

$$\alpha = \arctan(U_s/U_c). \quad (7.13)$$

Mivel az U_s és U_c feszültségek a zavaró körülményekre (pl. hőmérséklet változása) hasonlóképpen változnak, a hányadosképzés miatt ezek a változások kiesnek, ami növeli a szögérzékelés pontosságát. A rezolverek referenciajelül általában néhány kHz-es szinuszos

váltakozó feszültséget használnak. Az U_s és U_c jelek feldolgozására célintegrált áramkörök (resolver-to-digital converter) állnak rendelkezésünkre. (Pl. az Analog Devices AD2S1205 integrált áramköre.)

7.4. Elmozdulás mérése kapacitív érzékelőkkel

Egy síkkondenzátor kapacitása az alábbiak szerint számítható ki:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}, \quad (7.14)$$

ahol ϵ_0 a vákuum abszolút permittivitása, A az egyik elektróda (lemez) felülete, d a lemezek távolsága, ϵ_r pedig a lemezek között lévő dielektrikum (szigetelő anyag) relatív permittivitása. Egy síkkondenzátor több módon is alkalmazható elmozdulás detektálására.

Kapacitásváltozás a lemezek relatív elmozdulásával

a) Ha a lemezeket egymással párhuzamosan mozdítjuk el, úgy a hatásos felület csökken, ami A -ban lineáris viselkedést eredményez. Hasonló elv alapján működnek az ún. forgókondenzátorok, amelyek esetén egy forgatható tengelyhez rögzített félkör alakú lemezek a hasonló felépítésű állórész lemezeinek légréseibe fordulnak bele, ami az elfordulási szöggel arányos kapacitásváltozást okoz.

b) Ha a lemezek közti távolságot változtatjuk, akkor a (7.14) egyenlet alapján látható, hogy a kapacitás a távolság növekedésével csökken.

Kapacitásváltozás a dielektrikum mozgásával

Feltételezzük, hogy a kondenzátor lemezei között egy hasáb alakú szilárd halmazállapotú dielektrikum (szigetelő műanyag) helyezkedik el, amelyre $A = ab$. Ha a hasábot az a éllel párhuzamosan úgy mozdítjuk el, hogy abból egy x hosszúságú rész a lemezeken kívülre kerüljön, a megváltozott kapacitást két rész-kondenzátor kapacitásainak összegeként számíthatjuk ki:

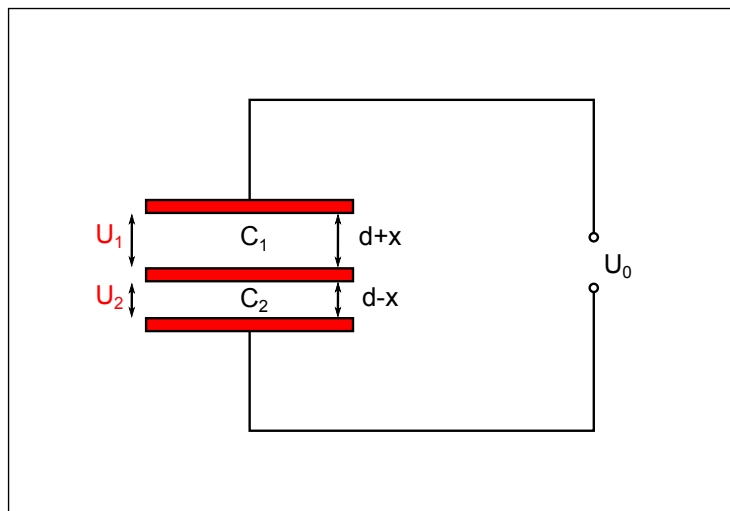
$$C_x = C_1 + C_2 = \epsilon_0 \frac{xb}{d} + \epsilon_0 \epsilon_r \frac{(a-x)b}{d} = \frac{\epsilon_0 b}{d} (x + \epsilon_r (a-x)). \quad (7.15)$$

Az (7.15) egyenlet alapján látható, hogy C_x az x lineáris függvénye. A kondenzátor elektromos terének a lemezek szélein történő szóródása miatt (a szórt kapacitások miatt) ez a

közéltés azonban csak nagyon kicsi d esetén érvényes.

Differenciál kondenzátor kapacitásának változása

A differenciál kondenzátor olyan síkkondenzátor, amelynek két álló és egy köztük szim-



7.14. ábra. Differenciál kondenzátor.

metrikusan elhelyezkedő mozgó elektródája van. A mozgó elektród elmozdulásának iránya a felületekre merőleges irány. A 7.14. ábrának megfelelően tekintsünk egy szimmetrikus felépítésű differenciál kondenzátort. Az elmozdítható fegyverzet legyen középen, azaz legyen d a távolsága mindkét álló elektródától. A mozgó fegyverzet x nagyságú elmozdulása esetén a megfelelő távolságok $d + x$ és $d - x$ lesznek. Ha a két rögzített fegyverzet között U_0 potenciálkülönbséget hozunk létre, akkor a C_1 és a C_2 kondenzátorokon eső U_1 és U_2 feszültségekre nyilvánvalóan igaz, hogy:

$$U_0 = U_1 + U_2 . \quad (7.16)$$

Mivel a kondenzátorlemezek között kialakuló elektromos tér homogén, az egyes feszültségek az alábbiak szerint fejezhetők ki:

$$U_1 = U_0 \frac{d + x}{2d} , \quad (7.17)$$

illetve

$$U_2 = U_0 \frac{d - x}{2d} . \quad (7.18)$$

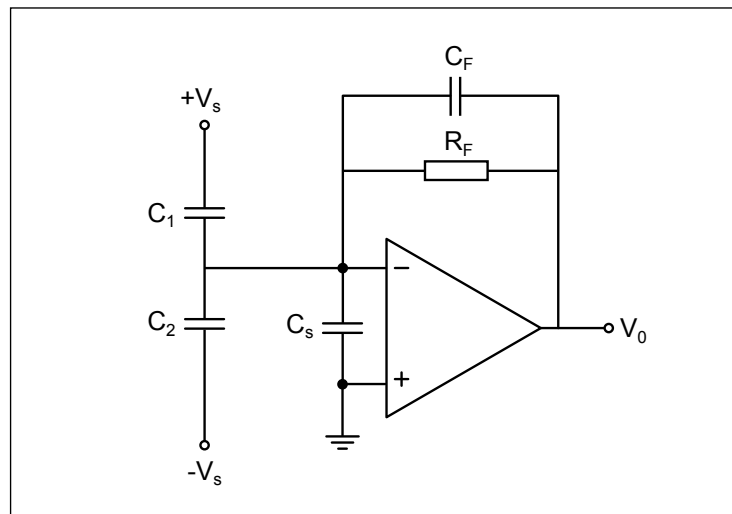
A fegyverzetek közti feszültségkülönbségre pedig írhatjuk, hogy:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \frac{U_0}{d}x, \quad (7.19)$$

ami azt jelenti, hogy ilyen mérési elrendezésben a differenciál kondenzátor lineáris $\Delta U(x)$ karakterisztikával rendelkezik. A feszültség különbségek helyett a részkapacitások különbségére felírva azt kapjuk, hogy:

$$\begin{aligned} \Delta C = C_2 - C_1 &= \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d-x} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d+x} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \left(\frac{1}{1-x/d} - \frac{1}{1+x/d} \right) = \\ &= \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \left(1 + \frac{x}{d} + \frac{x^2}{d^2} + \dots - 1 + \frac{x}{d} - \frac{x^2}{d^2} + \dots \right) \approx \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r A}{d^2}x. \end{aligned} \quad (7.20)$$

Ami azt jelenti, hogy kis elmozdulások esetén a kapacitások különbsége szintén lineáris függvénye az elmozdulásnak. (A (7.20) egyenlet levezetése során kihasználtuk, hogy $x/d \ll 1$, s ezért az $1/(1 \pm x/d)$ kifejezések geometriai sorba fejthetők.) A különbségi kapacitást a 7.15. ábrának megfelelően egy műveleti erősítővel alakíthatjuk a mérendő V feszültséggé. A $+V_s$ és a $-V_s$ pontokba ellentétes fázisú szinuszos feszültséget kell alkal-

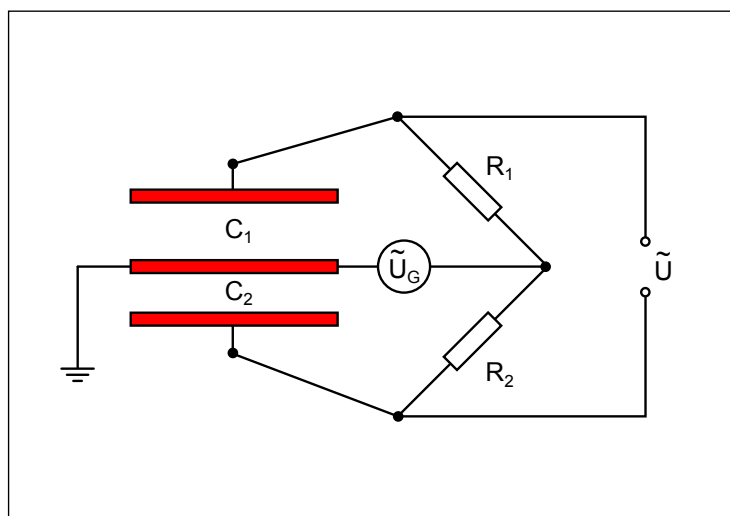


7.15. ábra. Műveleti erősítővel való kapcsolás differenciál kondenzátor jelének feldolgozására.

mazni. Az invertáló bemenetre felírt csomóponti törvény alapján a megfelelő feszültségek effektív értékei között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$V_0 = \frac{C_2 - C_1}{C_F} V_s. \quad (7.21)$$

A kapcsolási rajzon C_s a szórt kapacitásokat reprezentálja. A kapacitásváltozást a Sauty-féle hídkapcsolással is feszültségváltozássá alakíthatjuk, ennek vázlatos kapcsolási rajzát a 7.16. ábrán mutatjuk be. Amennyiben a mozgó elektróda pontosan a két álló fegyverzet között helyezkedik el ($x = 0$), úgy a híd kiegyenlített, s az \tilde{U} váltakozó feszültség effektív értéke zérus. A szimmetria felbomlása ($x \neq 0$) egy $\tilde{U} \neq 0$ feszültség megjelenését eredményezi.



7.16. ábra. Sauty-hidas kapcsolás.

7.5. Elmozdulás mérése mágneses tér érzékelésével

Mágnesszalagos inkrementális lineáris útmérők

Ha az optikai inkrementális lineáris útmérőknél megismert skálázott mérőlécet mágnesszalaggal az optoelektronikai érzékelőt pedig egy mozgatható mágneses érzékelővel (pl. Hall-érzékelővel) helyettesítjük, úgy mágnesszalagos útmérőhöz jutunk. A legegyszerűbb lineáris útmérő egy rögzített mágnesszalagból és egy ahhoz képest elmozdítható mágneses mérőfejből áll. A mágnesszalagot egy hordozó fémszalagra felvitt mágnesezhető réteg alkotja. A mágnesezhető réteget egy periodikusan ismétlődő távolságnak (0,5-5 mm) megfelelően egymást követő északi és déli pólusok szerint felmágnesezik. Az olvasófejben több szenzort is elhelyeznek, hogy a fej mozgatása során a változó mágneses tér érzékelhető

legyen, s a szenzorok a mozgásirány meghatározásához szükséges fázistolást is érzékeljék. Inkrementális mérésről lévén szó, a mágnesszalagon (mágneses) referenciapontok rögzítése is szükséges. A mágnesszalagos inkrementális lineáris útmérők érintkezésmentes mérést tesznek lehetővé, egyszerűen szerelhetők és kevésbé érzékenyek az ipari környezetben megjelenő szennyeződésekre. Nagy előnyük, hogy ívelt felületek mentén is alkalmazhatók. Ugyanílyan elven működnek a szögelfordulás detektálására alkalmas mágneses enkóderek is. Ez utóbbiak egy ipari változatát mutatjuk be a 7.17. ábrán.



7.17. ábra. Szögelfordulás mérésére alkalmas mágneses enkóder.

7.5.1. Közelítés kapcsolók, végállás érzékelők

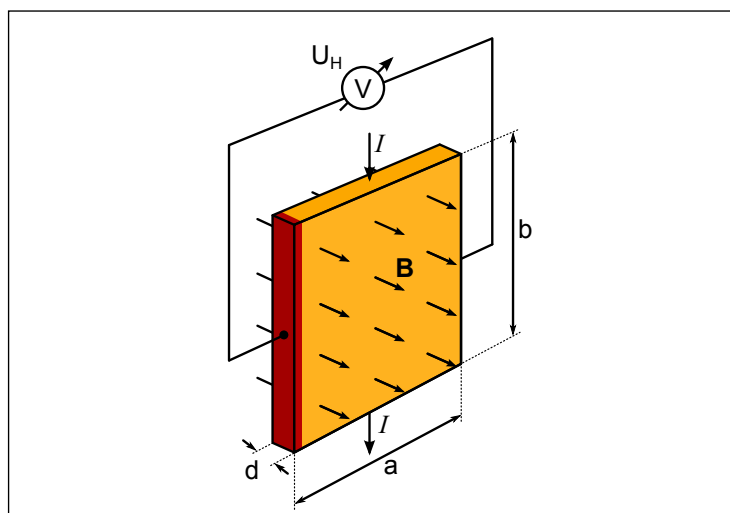
Induktív végállásérzékelők, kapcsolók

Ha egy fémes vezető anyagot (lemezt) egy áramjárta szolenoid egyik végéhez közelítünk, akkor a szolenoidnak megváltozik a mágneses tere. A változás nagysága függ a közelített vezető anyagi minőségétől is. Ferromágneses anyagoknál az effektus nagyobb, mint az egyéb, diamágneses vagy paramágneses vezetőknél, amelyek esetén csak az örvényáramú veszteségeket érzékeli az induktív szenzor. A szenzorban az L önindukciós tényezőjű szolenoid általában egy C kapacitású kondenzátorral párhuzamosan kapcsolva egy LC oszcillátor passzív elemeit képezik. Az érzékelő az oszcillátor frekvencia, illetve jósági tényező változása alapján detektálja a fémes vezető anyag (lemez) pozícióját. Az induktív közelítés-

érzékelők (egy távolság intervallumon belül) a vezető anyag érzékelőtől mért távolságával arányos analóg feszültségjelet adnak. Egyes típusok egy adott távolságnál kapcsolójelet szolgáltatnak. Az induktív közelítéskapcsolók jelentős hiszterézissel rendelkeznek.

Hall-érzékelők

Ha a 7.18. ábrán látható – külső mágneses térben lévő – félvezető lapkán I erősségű staci-



7.18. ábra. Hall-feszültség mérése.

onárius áram halad keresztül, akkor az áram és a tér irányával párhuzamos lemezfelületek között U_H nagyságú feszültség lép fel. Ezt a jelenséget Hall-effektusnak nevezzük. Az U_H ún. Hall-feszültség az alábbiak szerint fejezhető ki:

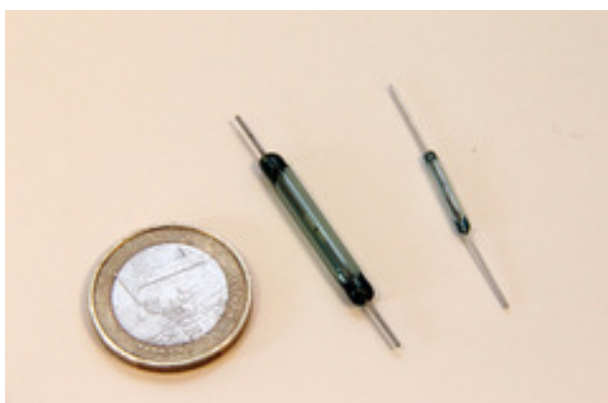
$$U_H = R_H \frac{IB}{d}, \quad (7.22)$$

ahol az R_H arányossági tényezőt Hall-állandónak nevezzük. A (7.22) egyenletben B a mágneses indukciót, d pedig a félvezető lapka B -vel párhuzamos vastagságát jelöli. A Hall-effektus annak következménye, hogy a mágneses térben \mathbf{v} sebességgel mozgó e nagyságú töltésekre a mágneses tér $\mathbf{F} = e\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ erőt gyakorol. Ez az erő a félvezető lapka áramiránnyal és mágneses térrel párhuzamos oldalai mentén különböző nagyságú töltéssűrűségeket eredményez. Ennek következménye a két oldal között mérhető U_H Hall-feszültség. A Hall-effektus a mágneses indukció mérésére, mágneses érzékelők konstrukciójára egyaránt használható. Amennyiben a mágneses indukció iránya az ellenkezőjére változik, úgy a

Hall-feszültség is előjelet vált. (Ugyanez érvényes a stacionárius áram irányának megváltozására.) Közelítésérzékelőkben a Hall-szenzor egy, a szenzorhoz közelített permanens- vagy elektromágnes terét érzékeli, s az indukcióval arányos feszültségjelet ad. Közelítéskapcsolók esetén a mágneses indukció egy adott értékénél az érzékelő kapcsolójelet szolgáltat. Az érzékelők mellé gyakran jelkondicionáló áramköröket is integrálnak, és a szenzort tokozott integrált áramköri formában forgalmazzák, ilyen pl. az SH248-as Hall-kapcsoló. Egy északi és déli pólusokkal rendelkező mágnesgyűrű vagy mágneses fogakkal bíró tárcsa Hall-szenzor előtti elforgatásával a szögelfordulás illetve a fordulatszám is pontosan mérhető. Megbízhatóságuk miatt a gépjárműtechnikában számtalan helyen használnak analóg illetve digitális Hall-szenzorokat. Pl. a gázpedál pozíciójának (szögelfordulásának) detektálására is alkalmasak az analóg Hall-érzékelők.

Reed relés kapcsolók

A reed relé egy védőgázzal töltött zárt üvegcsőből és az üvegcsőbe forrasztott két egymás-



7.19. ábra. Reed relék.

hoz közeli rugalmas elektródából áll (lásd 7.19. ábra). Az elektródák túlnyúlnak egymáson, de alapállapotban nem érintkeznek, s üvegcsövön kívül is hozzáférhetőek. A kapcsoló kontaktusok ferromágneses anyagot is tartalmaznak, így megfelelő irányú és intenzitású külső mágneses tér hatására összezáródnak, s így egy külső áramkör zárását teszik lehetővé. A mágneses tér megszűnésével az elektródák ismét eltávolodnak egymástól, s megszakítják a külső áramkört. Ha egy mozgó rendszerhez kisméretű permanens mágnezt rögzítünk, akkor az a reed reléhez közelítve azt bekapcsolhatja. Szolenoid légrésébe helyezett mikromé-

tű reed reléket integrált áramköri tokozásban is forgalmazznak, amelyekkel galvanikusan elválasztott áramkörök ki-be kapcsolására van lehetőség. Az elektromos kontaktusok a védőgázos izoláció miatt hosszú élettartamúak.

Optokapus végállás kapcsolók

A transzmissziós optokapuk (fénykapuk) egymástól néhány milliméterre, néhány centiméterre elhelyezett fényemittáló diódából (LED) mint adóból és fototranzisztorból mint vevőből állnak. A LED általában 800 nm körüli hullámhosszú fénynyalábot bocsát ki, amit a fototranzisztor detektál, ha nem zárja el a köztük lévő fényutat semmilyen tárgy sem. Ha a fényútba egy, a fénysugarat megszakító lemezt tolunk, az a tranzisztor kollektor-emitter körüli áramának nagyságrendi változásához vezet. A kollektoráram megváltozása egy munkaellenálláson feszültségváltozássá alakítható, ami egy kapcsolási jelet szolgáltat. Reflexiós optokapuk esetén a különböző felületi minőségű anyagokról visszaverődő fénysugarat használjuk kapcsolójel előállítására.

Mechanikai végálláskapcsolók

A mechanikus végálláskapcsolók esetén az érzékelendő test fizikai érintkezésbe kerül az érzékelővel, elmozdítja a kapcsoló mozgó érintkezőjét, s ezáltal elektromos kontaktust hoz létre, vagy elektromos kontaktust szakít meg. Az érintkező elmozdításához erő vagy forgatónyomaték szükséges, csak ott alkalmazhatók, ahol a mechanikai rendszer alkalmas a megfelelő erő vagy nyomaték kifejtésére. A kisméretű mechanikai kapcsolókat mikrokapcsolóknak nevezzük. Az ipari kapcsolóknak élettartamuk alatt több millió kapcsolást kell hibamentesen elvégezni. A mikrokapcsolók előnye az alacsony árak, hátrányuk, hogy működtetésükhöz közvetlen kontaktus szükséges. Idővel az érintkező kontaktusok eloxidálódnak, ami az elektromos kapcsolat bizonytalanságához, a hiszterézis növekedéséhez vezethet.

8. Sebességmérés és érzékelői

A pillanatnyi sebesség leszarmaztatott mennyiség, amit lineáris mozgás esetén az alábbiak szerint definiálunk:

$$v = \frac{dx}{dt}, \quad (8.1)$$

vagyis a sebesség az elmozdulás idő szerinti differenciálhányadosa. A pillanatnyi sebesség jól közelíthető egy Δt időintervallumra vett átlagsebességgel: $\bar{v} = \Delta x / \Delta t$, ha Δt kellően kicsi. Szögelfordulás esetén a lineáris mozgás pillanatnyi sebességének megfelelő mennyiség a szögsebesség, amit az alábbiak szerint definiálunk:

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}. \quad (8.2)$$

Az átlag szögsebesség $\bar{\omega}$ -hez hasonlóan definiálható: $\bar{\omega} = \Delta\alpha / \Delta t$.

Sebesség meghatározása digitális úradók jeleiből

A definíciónak megfelelően a lineáris sebességet pl. az optikai vagy mágneses lineáris inkrementális úradók impulzus jeleinek számlálása alapján lehet meghatározni. Az osztásrészek közötti Δx távolság és a Δt időintervallumban beérkező impulzusok n száma alapján az időintervallumra eső átlagsebesség egyszerűen meghatározható ($\bar{v} = n\Delta x / \Delta t$). Hasonlóan a forgójeladók esetén az átlagos szögsebesség $\bar{\omega} = n\Delta\alpha / \Delta t$.

Tachométerek

A tachométerek a mágneses indukció elvén működő sebesség (szögsebesség, fordulatszám) mérő eszközök. A tachométeres mérési elvet a 8.1. ábrán mutatjuk be. A forgó tengelyhez rögzített tárcsára az ábrán látható módon permanens mágnes korongokat rögzítettek. A mágnesek a forgás során egy induktív érzékelő előtt haladnak el, s abban feszültséget indukálnak. Az indukált feszültségjel jelkondicionáló áramkörökkel impulzussorozattá alakítható. A mágneskorongok számából és az egységnyi idő alatti feszültségimpulzusok számából a tengely fordulatszáma kiszámítható. A tachométer dinamók felépítése megegyezik az egyenáramú mechanikus kommutátorú motorok felépítésével. A permanens mágnesek mágneses terében forgó rotor tekercsében feszültség indukálódik. Az indukált feszültséget egy kommutátor adja át az állórészhez rögzített keféknek. A kommutátor – működéséből adódóan – egyenirányítja a rotorban indukálódó szinuszos feszültséget, így a tachométer dinamó kimeneti kapcsain a fordulatszámmal arányos egyenfeszültség jelenik meg. A forgási irány megváltozásával a tachométer dinamó feszültsége előjelet vált. Így a tachométer dinamók működési elvüket tekintve fordított üzemmódban működő kommutátoros DC motorok. Ennek megfelelően kevésbé igényes (kisebb pontosságú) fordulatszám-mérésre a kisebb teljesítményű kommutátoros DC motorok is alkalmasak, tengelyüket a forgó tengellyel kell összekötni, s így fordulatszámmal arányos elekt-

romotoros erejű feszültséggenerátorként működnek. A tachométer generátorok rotorja permanens mágneset tartalmaz, ami forgása következtében az állórész tekercsében szinuszos feszültséget indukál. Az indukált feszültség amplitúdója arányos a fordulatszámmal. Szögsebesség, fordulatszám mérése stroboszkóppal



8.1. ábra. Tachométer.

A stroboszkópok adott, de változtatható frekvenciával villogó lámpák. A stroboszkóppal meg kell világítani a forgó vagy rezgő testet. Amennyiben a villogás frekvenciája megegyezik a forgó tárgy fordulatszámmal, úgy a tárgy állni látszik. Ebben az esetben a fordulatszám a műszer skáláján leolvasható. A stroboszkópok nagy előnye, hogy kontaktusmentes mérést tesznek lehetővé.

8.1. Folyadékok áramlása, elektromágneses áramlásmérők

Ha egy d hosszúságú vezetőt az 8.2. ábrán látható módon v sebességgel mozgatunk a mozgásirányra merőleges B indukciójú mágneses térben, akkor a vezetőben feszültség indukálódik, amelynek nagysága:

$$U_i = Bvd. \quad (8.3)$$

Ez az indukciós törvény alkalmas arra, hogy mérjük egy csővezetékben áramló elektromosan vezető folyadék áramlási sebességét vagy térfogatáramát. (A térfogatáram (q_v) egy adott

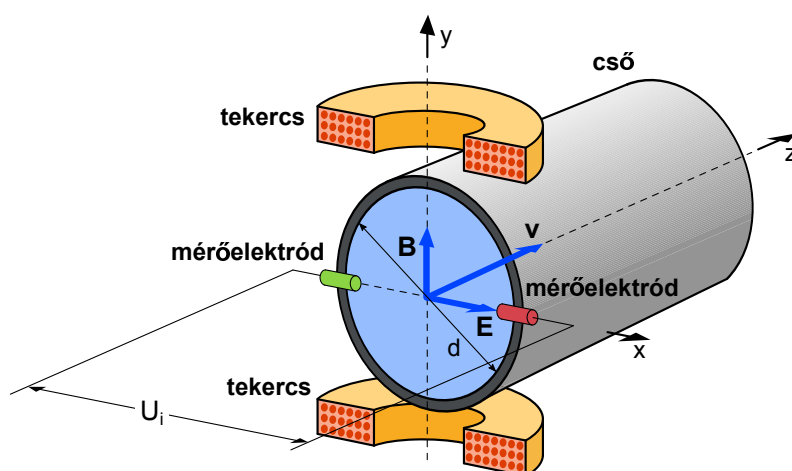
keresztmetszeten időegység alatt átáramló folyadék térfogata.) A térfogatáram kifejezhető a cső A keresztmetszete és a v áramlási sebesség alapján:

$$q_v = Av = \frac{d^2\pi}{4}v. \quad (8.4)$$

A két egyenletnek megfelelően a csővezetékben elhelyezett két elektróda között mérhető (indukált) feszültség arányos a térfogatárammal:

$$U_i \propto q_v. \quad (8.5)$$

Az 8.3. ábrán látható módon a csővezetékben uralkodó mágneses teret külső elektro-



8.2. ábra. Elektromágneses áramlási sebesség mérés.

mágnesekkel állítják elő. A csővezeték mérési szakaszát olyan anyagokból kell készíteni, amelyek nem árnyékolják le a mágneses teret. Erre a legalkalmasabb fémes szerkezeti anyagok az ausztenites acélok. A vezetőből készült mérő-elektrodákat elektromosan el kell szigetelni a vezető csőszakasztól. A fenti fizikai törvényből következik, hogy az áramló közegnek elektromosan vezetőnek kell lennie. Ez a legtöbb vizes közegre, oldatra jól teljesíthető. Megbízható mérésekhez a készülék típusától függően az áramló közeg minimális fajlagos elektromos vezetéseinek $20 \mu\text{S}/\text{cm}$ és $0,05 \mu\text{S}/\text{cm}$ között kell lennie. (Egy tartály folyadékkal való feltöltésével kapcsolatos számítások a Függelékben található.)



8.3. ábra. Ipari induktív áramlásmérők.

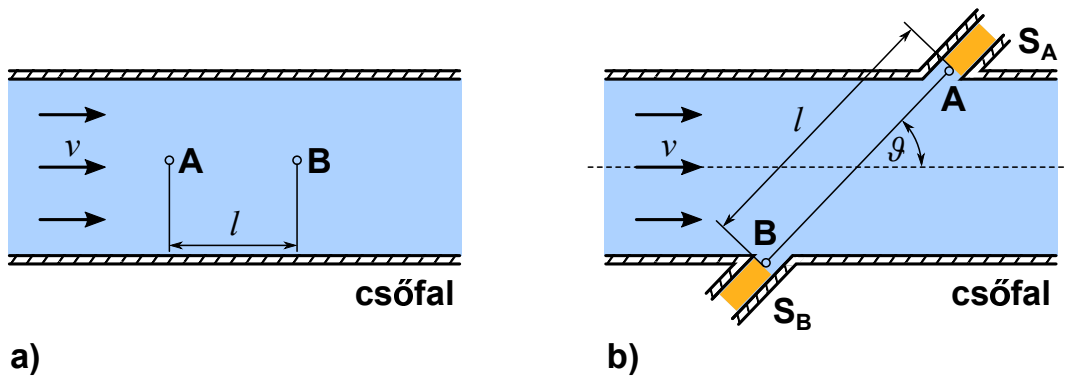
8.2. Folyadékok áramlása, ultrahangos áramlásmérők

Egy közegben a hanghullámok (mechanikai rezgések) terjedési sebessége (c) fontos anyagi jellemző, ami a hőmérséklet és a nyomás függvénye. A $16 \text{ kHz} \lesssim f \lesssim 100 \text{ MHz}$ frekvenciatartományba eső mechanikai rezgéseket ultrahangoknak nevezzük. Ultrahangokat pl. piezoelektromos kristályok (piezoelektromos kerámiák) rezgésbehozatalával lehet kelteni. Ezen mechanikai hullámok c terjedési sebességét legegyszerűbben a terjedési idő (t) mérésével lehet meghatározni:

$$c = \frac{l}{t}, \quad (8.6)$$

ahol l a t idő alatt megtett utat jelöli. Fluidumok áramlási sebességének meghatározására folytonos ultrahang hullámok helyett hullámcsomagokat, un. ultrahang impulzusokat használnak. Egy v sebességgel áramló folyadékban az ultrahang impulzusok terjedési idejének meghatározását az 8.4(a). ábra szemlélteti. Amennyiben az ultrahang impulzusok az áramlás irányába terjednek, úgy az A és B pontok közti l távolságot

$$t_1 = \frac{l}{c + v} \quad (8.7)$$



8.4. ábra. Lamináris áramlás.

idő alatt teszik meg. Az áramlási iránnyal ellentétes irányban a terjedési időre az adódik, hogy

$$t_2 = \frac{l}{c - v}. \quad (8.8)$$

Ebből a két egyenletből c -t kiküszöbölve kiszámíthatjuk a folyadék áramlási sebességét

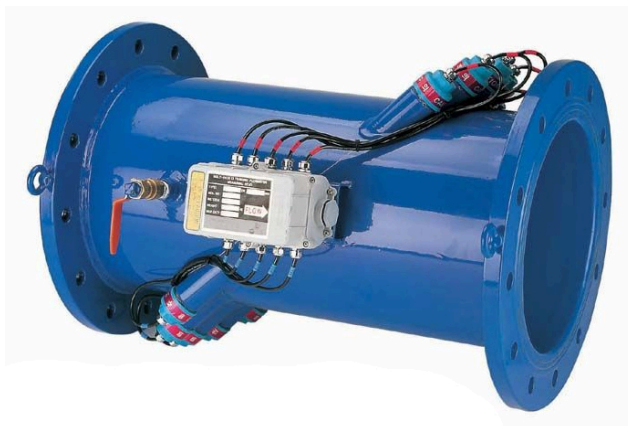
$$v = \frac{l}{2} \left(\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} \right). \quad (8.9)$$

Az ultrahang kibocsátására alkalmas piezoelektromos kristályok az ultrahangok detektálására is megfelelnek, mivel összenyomás hatására piezoelektromos feszültséget szolgáltatnak. Így a 8.4(b). ábrán feltüntetett S_A és S_B szenzorok ultrahang impulzusokat generáló adóként és azokat detektáló vevőként egyaránt működhetnek. Ha ezeket az ábrának megfelelően helyezzük el a csővezetékben, úgy a fenti levezetés továbbra is érvényben marad, csak a v sebesség helyett annak mérőirányba vett $v \cos \theta$ vetületét kell figyelembe vennünk. Így a 8.4(b). ábra szerinti elrendezésben a folyadék áramlási sebességére az adódik, hogy:

$$v = \frac{l}{2 \cos \theta} \left(\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} \right). \quad (8.10)$$

A terjedési idők nagyságrendjének meghatározásához tegyük fel, hogy egy $d = 0,1$ m átmérőjű csőben $\theta = 60$ fokos szögben helyezzük el az S_A és S_B szenzorokat, amelyek adóként és vevőként egyaránt működhetnek. Ha áramló közegként $v = 10$ m/s sebességű vizet feltételezünk, akkor a hang terjedési sebességének ismeretében ($c = 1530$ m/s) a terjedési

időkre $t_1 = 74,6 \mu s$, illetve $t_2 = 75,6 \mu s$ adódnak. Az ilyen nagyságrendű időtartamok méréséhez precíz elektronika szükséges. A 8.5. ábrán az ultrahangos áramlási sebesség mérés egy ipari megvalósítását mutatjuk be.



8.5. ábra. Ipari ultrahangos áramlásmérő.

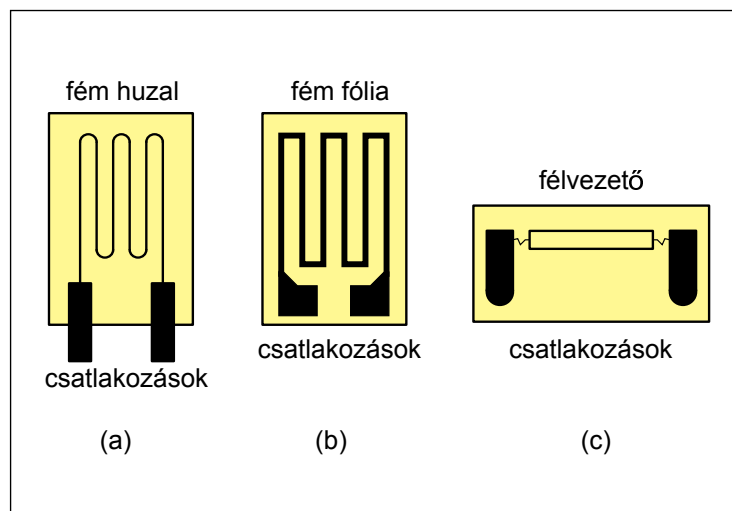
9. Mechanikai feszültség és elmozdulás mérése nyúlásmérő bélyeggel

Az ellenállásváltozáson alapuló szenzorok közé tartoznak a mechanikai feszültség, a megnyúlás érzékelésére konstruált nyúlásmérő bélyegek. Egy l hosszúságú és A keresztmetszetű vezető huzal elektromos ellenállása:

$$R = \rho \frac{l}{A}, \quad (9.1)$$

ahol ρ a vezető anyagának fajlagos ellenállása. Ha a vezetőt a rugalmassági határon belül Δl -el megnyújtjuk, akkor a keresztmetszete ΔA -val csökken, és a fajlagos ellenállása is megváltozhat $\Delta \rho$ -val. A (9.1) egyenlet alapján látható, hogy az első két változás az ellenállás növekedését okozza. Ahhoz, hogy egy ilyen mérőhuzalból megfelelő szenzort készíthessünk, amely egy felület egy pontja körüli deformációt képes érzékelni, a méretet csökkenteni kell. A nyúlásmérő bélyeg eredeti formájában egy szigetelő lapra cikk-cakk alakzatban rögzített (felragasztott) elektromos vezetőből állt. Felületére a külső behatások

megakadályozására egy védőréteget vittek fel. Felhasználása során a nyúlásmérő bélyeget az igénybe vett felület vizsgálandó pontjára ragasztják, és az elektromos csatlakozó lábakon keresztül egy, az ellenállásváltozást detektáló műszerhez kapcsolják. Jelölje ΔR



9.1. ábra. Nyúlásmérő bélyegek

az említett alakváltozások hatására történő ellenállásváltozást. A (9.1) egyenlet alapján az $R(\rho, l, A)$ függvényt Taylor-sorba fejtve és az elsőrendű tagokat megtartva a relatív ellenállásváltozásra azt kapjuk, hogy:

$$\frac{\Delta R}{R} \approx \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta \rho}{\rho}. \quad (9.2)$$

A relatív megnyúlás

$$\epsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad (9.3)$$

segítségével a keresztmetszet megváltozása is kifejezhető:

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\mu\epsilon, \quad (9.4)$$

ahol μ a szilárd testek mechanikájából ismert Poisson-tényező. Így a (9.2) egyenlet alapján a relatív ellenállásváltozás:

$$\frac{\Delta R}{R} \approx (1 + 2\mu)\epsilon + \frac{\Delta \rho}{\rho}. \quad (9.5)$$

A fenti (9.5) egyenletben a $\Delta\rho$ -t tartalmazó tag a legtöbb esetben elhanyagolható. A (9.5) egyenlet gyakorlati számításoknak megfelelőbb alakja:

$$\frac{\Delta R}{R} = G\epsilon, \quad (9.6)$$

ahol G az ún. bélyeg állandó (gauge factor). Manapság a modern nyúlásmérő bélyegek már nyomtatott áramkörtel technikával készülnek, ennek megfelelően nem vezető huzalokat, hanem vezető fóliákat (vékony rétegeket) tartalmaznak. A fémfóliás nyúlásmérő bélyegek általában $G \approx 2 - 2,4$. A fémfóliás nyúlásmérő bélyegek alapellenállása (deformáció nélküli ellenállás) $R = 120 \Omega$. Manapság egyre több nyúlásmérő bélyeg félvezető alapú (lásd 9.1. ábra). A p-típusú félvezetőt tartalmazó bélyegek esetén $G \approx +100... + 200$, míg n-típusú félvezetőt tartalmazó bélyegek esetén $G \approx -50... - 100$. A nyúlásmérő bélyegek szokásos hossza 1-50 mm. A nyúlásmérő bélyegek a mérési irányban nagyságrendekkel érzékenyebbek, mint az arra merőleges irányban. A bélyegeket olyan speciális ragasztókkal kell a vizsgált felülethez ragasztani, amelyek rugalmasak és kellően erősek ahhoz, hogy a felület deformációit átvigyék a bélyegre.

Az ellenállásváltozás mérése

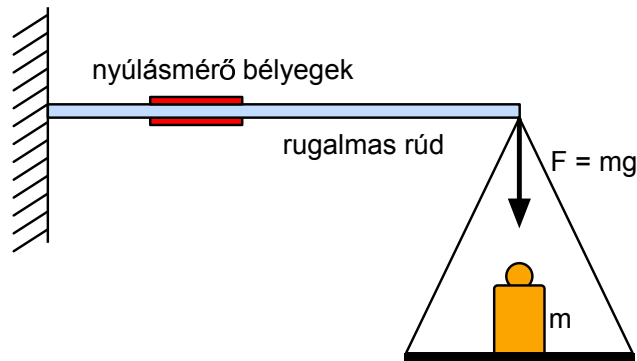
Nyúlásmérő bélyegek esetén az ellenállásváltozást leggyakrabban a már ismertetett Wheatstone hidas módszerrel mérik. Egy hídban több nyúlásmérő bélyeg is elhelyezhető.

A hőmérséklet hatása

Az előzőekben már láttuk, hogy a hőmérséklet változása szintén relatív ellenállás-változással jár. Azért, hogy a deformációból eredő ellenállásváltozást elkülönítsük a hőmérsékletváltozásból adódó ellenállásváltozástól, a nyúlásmérő bélyegeket célszerű olyan ötvözetekből készíteni, amelyek fajlagos ellenállása kevésbé érzékeny a hőmérséklet változásokra. Ilyen pl. a konstantán (54% Cu, 45% Ni, 1% Mn). A hőmérséklet kompenzáció egy másik lehetséges módja, hogy a vizsgálandó felületen a deformáció szempontjából egy aktív és egy passzív (azonos anyagú) bélyeget is elhelyeznek. Elektromos szempontból mindkét bélyeget ugyanahhoz a Wheatstone hídhoz kell kapcsolni. Mivel a két bélyeg hőmérsékleti karakterisztikája azonos, így a hőmérséklet változásából adódó ellenállásváltozást a híd kompenzálja.

Erő, súly mérése nyúlásmérő bélyeggel

Amennyiben a nyúlásmérő bélyeget/bélyegeket a 9.2. ábrán látható módon rugalmasan

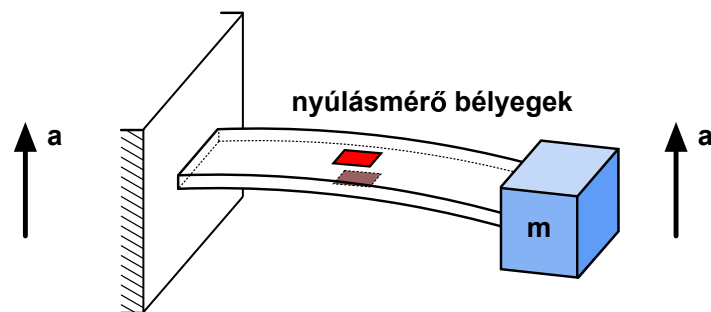


9.2. ábra. Erő (súly) mérése nyúlásmérő bélyeggel.

deformálható testekre rögzítjük, úgy a mérési elrendezések erő, súly mérésére egyaránt alkalmazhatók. Több erőmérő szenzorban nyúlásmérő bélyegeket alkalmaznak az erőhatás következtében fellépő deformáció érzékelésére.

Gyorsulás mérése nyúlásmérő bélyeggel

Ha egy nyúlásmérő bélyegekkel ellátott rugalmas lemezhez m nagyságú tehetetlen töme-



9.3. ábra. Gyorsulás mérése nyúlásmérő bélyeggel.

get rögzítünk, majd azt a 9.3. ábrán látható irányba \mathbf{a} nagyságú gyorsulással mozgatjuk, akkor az

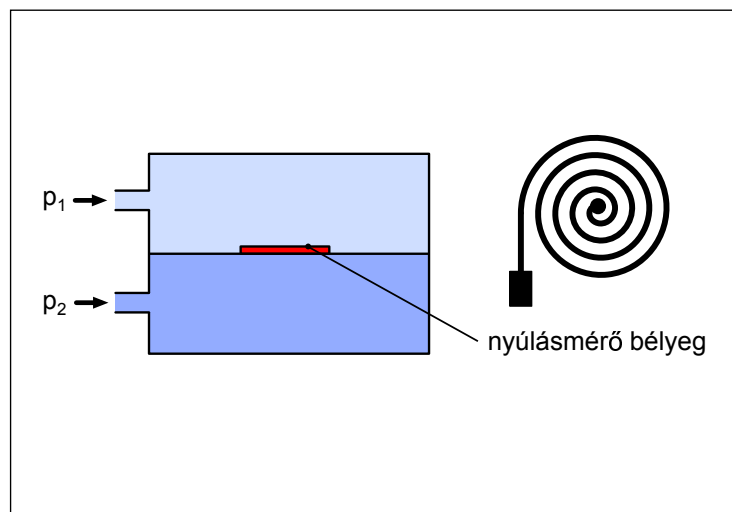
$$\mathbf{F} = m\mathbf{a} \quad (9.7)$$

tehetetlenségi erő meghajlítja a lemezt, ami a nyúlásmérő bélyegek deformációját okozza. Egy ilyen érzékelővel a gyorsulás mérését ellenállásváltozás mérésére vezethetjük vissza.

Három egymásra merőleges irányban kialakított érzékelővel tetszőleges irányú gyorsulás meghatározható.

Gázok nyomásának mérése nyúlásmérő bélyeggel

Gázok nyomáskülönbségének mérésére gyakran membrános differenciál nyomásmérőt használnak. A 9.4. ábrán látható módon a mérés alapja a két különböző nyomású oldalt elválasztó membrán deformációjának detektálása. Amennyiben a membránra egy speciálisan kialakított nyúlásmérő bélyeget rögzítenek, úgy a nyomáskülönbség mérése ellenállás mérésére vezethető vissza. Ha az egyik cellában vákuumot alakítanak ki, úgy az érzékelő abszolút nyomás mérésére is alkalmas.



9.4. ábra. Nyomás (nyomáskülönbség) mérése nyúlásmérő bélyeggel.

10. Nyomásmérés, nyomásérzékelők

10.1. Piezoelektromos nyomásérzékelők

Egyes kristályok határfelületein a kristály deformációja során polarizációs töltések halmozódnak fel. A jelenséget a Curie fivérek 1880-ban turmalin kristályon fedezték fel. A legismertebb piezoelektromos anyag a kvarc egykristály, ami hatszöges rendszerben kristályosodik úgy, hogy a rácspontokon felváltva helyezkednek el a pozitív és negatív parciális

töltéssel bíró szilícium ill. oxigén (2 db) atomok. Ha a kvarc egykristályból alkalmasan ki-metszett lapkát párhuzamos fémlemezok közé helyezzük, majd azokat összenyomjuk, akkor a lemezek között – az összenyomó erővel arányos – feszültségkülönbség mérhető. Az így mért feszültséget piezoelektromos feszültségnek nevezzük. A jelenség az összenyomás hatására megjelenő polarizációs töltésekkel értelmezhető. Az F összenyomó erőre merőleges felületen

$$Q = k_p F \quad (10.1)$$

nagyságú töltés jön létre. A $+Q$ és $-Q$ töltések a kvarc és a fémlemezok alkotta C kapacitású síkkondenzátor lemezei között

$$U = \frac{Q}{C} \quad (10.2)$$

feszültségkülönbséget hoznak létre. A k_p -t a kvarc piezoelektromos állandójának hívjuk ($k_p = 2,3 \cdot 10^{-12} \text{As/N}$). Ha a kvarc lapka felülete A , vastagsága pedig d akkor a megfelelő síkkondenzátor kapacitása

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}, \quad (10.3)$$

ahol $\epsilon_r = 4,5$ a kvarc relatív dielektromos permittivitása. Így a (10.2), (10.1) és (10.3) egyenletek alapján a piezoelektromos feszültségre azt kapjuk, hogy:

$$U = \frac{k_p d}{\epsilon_0 \epsilon_r A} F = \frac{k_p d}{\epsilon_0 \epsilon_r} \frac{F}{A}, \quad (10.4)$$

vagyis a piezoelektromos feszültség egyenesen arányos a felületeket összenyomó erővel, illetve a nyomással, $p = F/A$. (A (10.4) egyenlet egy $d = 4$ mm vastag kvarc lapka esetén $p = 1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa}$ nyomás hatására $U \approx 20 \text{ V}$ piezoelektromos feszültséget eredményez.) Nagyobb feszültségek előállítására több kristályt mechanikusan sorba kell kapcsolni. A feszültségméréshez elektronikus erősítőt kell használni. A legtöbb esetben a piezoelektromos töltést hordozó kondenzátort egy R ellenállással zárják le, amin keresztül a C kapacitású kondenzátor kisül. A kondenzátor kisülését az alábbi exponenciális függvény írja le:

$$U = U_0 e^{-t/\tau}, \quad (10.5)$$

ahol $\tau = RC$ a rendszer időállandója. Ahhoz, hogy egy $C \approx 100 \text{ pF}$ kapacitású érzékelő esetén a mérés ideje alatt lényegesen ne csökkenjen, a mérendő feszültség $R \approx 10^{12}$ ohm nagyságú ellenállást kell használni (ekkor $\tau \approx 100 \text{ s}$). Nagy R ellenállások esetén a

mérés zajos lehet. A modern mérés technikában töltés-erősítővel célszerű feldolgozni a piezoelektromos érzékelők jelét. A piezoelektromos átalakítók legnagyobb előnye, hogy dinamikus mérésekhez is használhatók. Manapság a piezoelektromos egykristályokon kívül egyre több speciális piezoelektromos kerámiát (pl. PZT (polycrystalline lead zirconate titanate)) használnak a megfelelő érzékelőkben. A piezoelektromos hatás fordítottja az elektrostrikió, ami abban nyilvánul meg, hogy a megfelelő egykristály lapokra kapcsolt feszültség hatására alakváltozás jön létre. Ezen elv alapján működnek a kvarckristály alapú elektronikus oszcillátorok, amelyek segítségével a kvarckristály mechanikai rezonancia frekvenciájának megfelelő rendkívül stabil elektromos rezgéseket lehet előállítani. Az elektrostrikió alapján működő aktuátorokat egy későbbi fejezetben fogjuk tárgyalni.

Erőmérés piezoelektromos átalakítókkal

Egy nyomótest közvetítésével a piezoelektromos kristály felületére merőleges erőt gyakorolnak. Az erővel arányos polarizációs töltésmennyiséget vagy a piezoelektromos feszültséget mérik. Gyakran a piezoelektromos kristály mellé integrálják a jelkondicionáló és az erősítő elektronikát is. A mérés érzékenységét több kristály mechanikusan soros, elektromosan párhuzamos kapcsolásával lehet növelni.

Nyomásmérés piezoelektromos átalakítókkal

A nyomást a nyomóerő és a nyomott felület hányadosával definiáljuk ($p = F/A$). Ennek megfelelően az alkalmasan kialakított felületű piezoelektromos érzékelőkkel nyomást is mérhetünk. A gépjárműtechnikában a motor vezérléséhez gyakran alkalmaznak piezoelektromos szenzorokat a hengerben uralkodó nyomás mérésére [19].

Piezoelektromos gyorsulásérzékelők

Amennyiben a piezoelektromos kristály vagy kerámia összenyomását egy m tehetetlen tömeg végzi, úgy Newton II. törvényének értelmében az $F = ma$ egyenlet alapján a piezoelektromos feszültség arányos lesz a gyorsulással. Három egymásra merőlegesen elhelyezett érzékelővel nem csak a gyorsulás nagysága, hanem annak iránya is meghatározható. Gyorsulásérzékelők segítségével egy mechanikai (mechatronikai) rendszer rezgései is tanulmányozhatók [20]. (Jó frekvenciaátviteli karakterisztikájuk miatt a piezoelektromos érzékelők erre kifejezetten alkalmasak.)

Gázelegyek piezoelektromos meggyújtása

A speciális piezoelektromos anyagok hirtelen ütésszerű összenyomásával több ezer voltos

piezoelektromos feszültség is előállítható. Ez a feszültség alkalmas arra, hogy egymástól 2-3 mm-re elhelyezett elektródák között elektromos kisülést (szikrát) eredményezzen. Az ilyen szikrák egy éghető gázkeverék meggyújtására is alkalmasak. Manapság többféle, földgázzal működő készülék automatikus begyújtására alkalmaznak piezoelektromos szikrakeltőket. Egyes gázöngyújtók szintén piezoelektromos anyagokat tartalmaznak.

Ultrahangos távolságérzékelők

Piezoelektromos kerámiák (kristályok) rezgésbe hozatalával ultrahangok (20 kHz-nél nagyobb frekvenciájú mechanikai rezgések) hozhatók létre. A távolságérzékelőkben az adó mellett egy vevőt, egy "mikrofont" is elhelyeznek. A piezoelektromos adók néhány hullámból (impulzusból) álló hullámcsomagot sugároznak ki. Egy adott tárgyról visszaverődő hullámcsomagok vevő általi detektálásával a tárgy távolsága meghatározható. Ehhez csak a hullámcsomag kibocsátása és a visszaverődés utáni detektálása között eltelt időt kell mérni. Az időtartam és a hangsebesség ismeretében a távolság kiszámítható.



10.1. ábra. Piezoelektromos ultrahang adó (vevő) kapszula.

10.2. Gyorsulásmérés és érzékelői

A lineáris mozgás pillanatnyi gyorsulása leszarmaztatott mennyiség, amit az alábbiak szerint definiálunk:

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2}. \quad (10.6)$$

Szögelfordulás esetén a megfelelő szöggyorsulás (β) definíciója az alábbiak szerint írható:

$$\beta = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\alpha}{dt^2}. \quad (10.7)$$

A megfelelő átlagos gyorsulások lineáris mozgásra $\bar{a} = \Delta v / \Delta t$ ill. a szöggyorsulás szögelfordulás esetén $\bar{\beta} = \Delta\omega / \Delta t$.

Gyorsulás meghatározása digitális útdátók jeleiből

Az optikai és mágneses elven működő lineáris inkrementális jeladók impulzusainak számlálásából meg lehet határozni az elmozdulás sebességét, annak változásából pedig az átlagos gyorsulást. A gyorsulás, vagyis az elmozdulás idő szerinti második deriváltjának kiszámítása a differenciahányadosok közelítésére származtatott algoritmusok segítségével történhet. Hasonló igaz a szöggyorsulásra is.

A gyorsulás dinamikai érzékelése

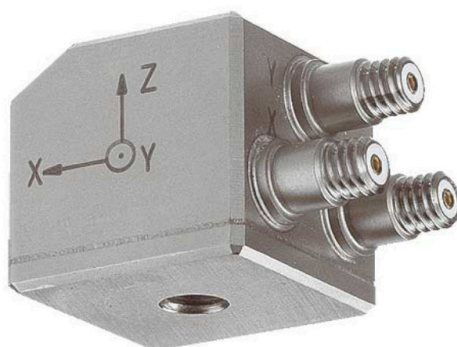
Egy tehetetlen tömeg gyorsításához erő szükséges. A gyorsító erő mérésével, Newton II. törvénye alapján a gyorsulás is meghatározható. Amennyiben a gyorsító erő rugalmas testek deformációját okozza, úgy a deformáció (elmozdulás) mérése történhet nyúlásmérő bélyeggel, LVDT-vel vagy differenciál kondenzátorral is [21]. A piezoelektromos effektussal történő erőmérés szintén alkalmas a gyorsulás meghatározására. A kapacitív és piezoelektromos elven működő gyorsulásérzékelők különösen alkalmasak a miniatürizálásra. Napjainkban a gyorsulásérzékelők nagy része az ún. MEMS (Microelectromechanical Systems) technológiák alapján készül. A 10.2. képen egy piezoelektromos gyorsulásérzékelőt mutatunk be. A 10.3. ábrán egy ipari körülmények között is alkalmazható háromtengelyű gyorsulásérzékelőt mutatunk be.

11. Mechanikai rezgések, zajok vizsgálata

Mechatronikai rendszerek rezgései, az általuk kibocsájtott zajok napjainkban egyre nagyobb környezetvédelmi problémákat jelentenek. A gépjárművekben a kisebb zaj nagyobb komfortot biztosít a vezető részére is. A zajok mérésére alkalmas módszereket két nagy csoportba sorolhatjuk: a kontakt és a kontaktus nélküli mérési módszerek csoportjába. A kontakt mérési módszerek esetén az érzékelőt (legtöbb esetben gyorsulásérzékelőt) fizikai érintkezésbe hozzuk a vizsgált objektummal [9]. A kontaktusmentes mérési módszerek



10.2. ábra. Piezoelektromos gyorsulásérzékelő.



10.3. ábra. Háromtengelyű piezoelektromos gyorsulásérzékelő.

közé tartoznak pl. a lézeres vibrációs mérések, amelyek esetén a rezgéseket végző felületről visszaverődő lézer fénysugár analízisével történik a vibrációk megfigyelése, mérése [18]. A kontakt mérési módszerek közül a legelterjedtebbek a gyorsulásérzékelők segítségével végzett mérések. Erre a célra a legalkalmasabbak a piezoelektromos, a piezorezisztív és a kapacitív gyorsulásérzékelők. Az érzékelő vizsgált felületre való rögzítése során gondosan kell eljárni, kritikus lehet az érzékelők tömege is a rezgő rendszer tömegével való összehasonlításban. Magasabb hőmérsékletű egységek (robbanómotorok) rezgéseinek vizsgálatához speciális 200-600 °C-on működő gyorsulásérzékelőket kell alkalmazni. Vibrációs vizsgálatokra előnyösen alkalmazhatók a 2-3 tengelyű gyorsulásérzékelők. A piezoelektromos érzékelők általában gyorsulással arányos analóg feszültségjelet szolgáltatnak, meg-

lehetősen nagy impedancián. Ezért az adatgyűjtő eszközökhöz való csatlakoztatás előtt megfelelő illesztőáramkörök kialakítása szükséges. Nagyobb frekvenciájú rezgések követéséhez nagyobb sebességű A/D konvertert/konvertereket tartalmazó adatgyűjtő kártyák szükségesek. Kisebb frekvenciájú rezgések analizésére az USB adatgyűjtő kártyák is jól alkalmazhatók. Az alábbi gyorsulásérzékelők viszonylag egyszerűen alkalmazhatók mechanikai rezgések vizsgálatára is: MMA65xx, ADXL202, BMA250.

12. Hőmérsékletmérés, hőmérsékletérzékelők

A hőmérséklet SI alapmennyiség, amit *kelvin*-ben mérünk és K-val jelölünk:

$$[T] = 1 \text{ K.} \quad (12.1)$$

A műszaki gyakorlatban elterjedt még a celsius skálán való hőmérséklet mérés, amelynek egysége az 1 °C. A kelvin és a celsius skála egységnyi növekménye azonos, azonban a két skála egymáshoz képest el van tolva:

$$T_{\text{°C}} = T_{\text{K}} - 273.15 \text{ K} \quad (12.2)$$

Fontos megemlíteni, hogy a kelvin-skála 0-pontjánál alacsonyabb hőmérséklet a termodinamika szerint nem létezik.

12.1. Fémek ellenállásváltozásán alapuló hőmérsékletérzékelők

A fémek fajlagos ellenállása (ρ) a hőmérséklet emelkedésével növekszik. Ez egyben azt is jelenti, hogy egy fémes vezető ellenállása növekvő hőmérséklettel szintén növekszik. Kis hőmérsékletváltozási intervallumokban ez mennyiségileg az alábbiak szerint fogalmazható meg:

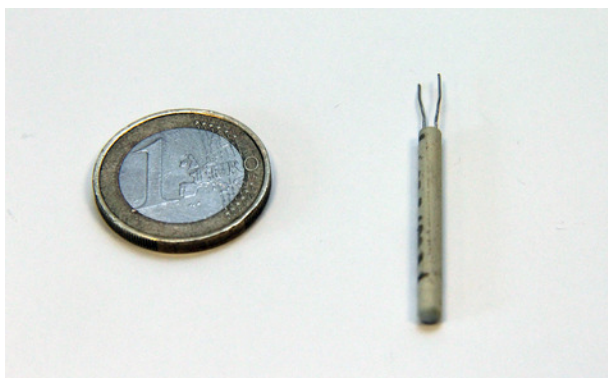
$$\rho_T = \rho_{T_0}(1 + \alpha[T - T_0]), \quad (12.3)$$

ahol α az ellenállás hőmérsékleti tényezője (temperatúra-koefficiense), T_0 pedig egy referencia hőmérséklet. Fémekre α pozitív előjelű. Nagyobb hőmérséklet intervallumokban a lineáris viselkedés nem teljesül. Ahhoz, hogy a fajlagos ellenállás hőmérsékletfüggését

leírjuk, a hőmérséklet magasabb hatványaira is szükségünk van:

$$\rho_T = \rho_{T_0}(1 + \alpha[T - T_0] + \beta[T - T_0]^2 + \gamma[T - T_0]^3), \quad (12.4)$$

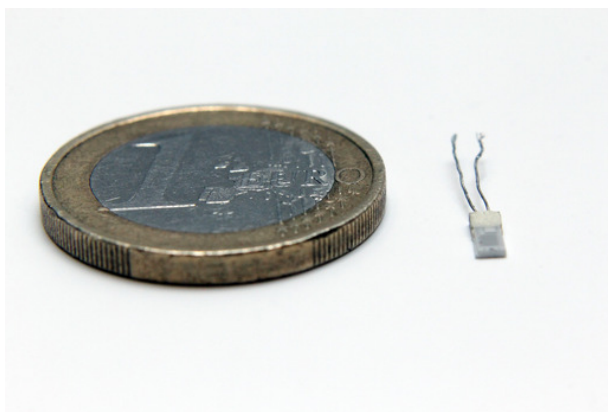
ahol β és γ szintén az anyagi minőségtől is függő állandók. Bár az ellenálláshőmérők bevezetésének idején réz, nikkell és platina ellenállás hőmérsékletérzékelőket egyaránt használtak, mára a főszerep ezen területen egyértelműen a platináé. Manapság az iparban használt ellenállásváltozáson alapuló hőmérséklet érzékelők szinte kizárólag platinából készülnek [22]. Ipari szabványnak fogadták el, hogy platinahuzal szigetelő kerámiára való felcsévélésével, vagy platina réteg felpárolgotatásával 0°C -on $R_0 = 100$ ohm vagy $R_0 = 1000$ ohm értékű hőmérsékletérzékelőket készítenek. A felcsévélte vagy felpárolgotatott Pt-rétegeket egy



12.1. ábra. Platina hőmérsékletérzékelő tömbfázisbeli méréshez.

újabb kerámia réteggel zárják le. Az érzékelők két elektromos csatlakozási pontját vastagabb Pt-huzallal vezetik ki. Más fémekkel szemben a Pt indifferens fém, jól ellenáll a környezeti hatásoknak (pl. levegőn nem oxidálódik). A 12.1. és a 12.2. ábrákon kerámia foglalattal ellátott Pt hőmérséklet érzékelőket láthatunk. A kialakításuktól függően az érzékelők felületi vagy térfogati hőmérsékletérzékelésre alkalmasak. A Pt-érzékelőket a $-100^\circ\text{C} \leq T \leq 500^\circ\text{C}$ intervallumban használhatjuk hőmérsékletmérésre. A hőmérséklet mérése ellenállásmérés alapján történik, a mért ellenállásból (a (12.4) egyenlet alapján) az alábbi egyenlet segítségével számoljuk ki a hőmérsékletet:

$$R_T = R_{T_0}(1 + \alpha[T - T_0] + \beta[T - T_0]^2 + \gamma[T - T_0]^3), \quad (12.5)$$



12.2. ábra. Platina hőmérsékletérzékelő felületi méréshez.



12.3. ábra. Tokozott Pt100-as érzékelő.

ahol 100 ohmos Pt-érzékelő esetén $T_0 = 0^\circ\text{C}$ és $R_0 = 100$ ohm. Az α , β és γ paraméterek a Pt-érzékelő megfelelő állandói. Az ellenállás mérése az ismertetett Wheatstone-hidas kapcsolások bármelyikével történhet. Megjegyezzük, hogy a viszonylag kis ellenállásváltozások miatt a mérési eredményeket az alkalmazott vezetékek ellenállása is befolyásolhatja. Ennek kiküszöbölése 3 ill. 4 vezetékes mérési módszerekkel lehetséges. A Pt-érzékelő ellenállásának változása egy áramgenerátoros meghajtás esetén feszültségváltozássá konvertálható. (Ügyelni kell arra, hogy a Pt-érzékelőn minél kisebb áram folyjon át, mert a nagyobb áramerősség az érzékelő melegedését okozhatja, ami meghamisítja a hőmérsékletmérést.) Manapság olyan célintegrált áramkörök is készülnek, amelyek tartalmazzák a meghajtó áramgenerátort és a feszültségméréshez szükséges nagy felbontású analóg-digitális (A/D)



12.4. ábra. Ipari tokozású Pt hőmérsékletérzékelő.

átalakítót. Pt-érzékelőkkel az említett hőmérséklet intervallumban akár $\Delta T = 0,01^\circ\text{C}$ -os felbontás is elérhető. A 12.3. és 12.4. ábrákon tokozott laboratóriumi és ipari platina ellenállás hőmérőket mutatunk be.

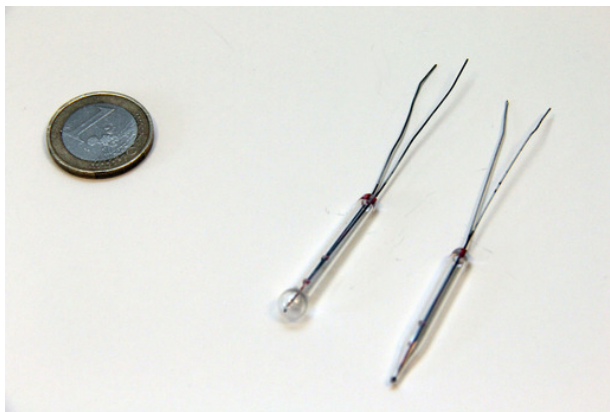
12.2. Termisztorok

A félvezető alapú hőmérsékletérzékelőket termisztoroknak nevezzük. A tiszta félvezetők fajlagos ellenállása a hőmérséklet növekedésével általában csökken. A tiszta félvezetők n ill. p típusú szennyezésével a fémeknél nagyságrendekkel érzékenyebb ellenállás alapú hőmérsékletérzékelőket lehet előállítani. Az olyan (szennyezett) félvezetőket tartalmazó termisztorokat, amelyek fajlagos ellenállása a hőmérséklet emelkedésével csökken, negatív hőmérsékleti koefficiensű termisztoroknak (NTC) hívjuk. Ellenkező esetben pozitív hőmérsékleti koefficiensű (PTC) termisztorokról beszélünk. Mindkét típushoz tartozó érzékelők $R(T)$ hőmérsékleti karakterisztikája erősen nemlineáris, legtöbbször exponenciális függvénnyel közelíthető:

$$R(T) = A \exp(B/T), \quad (12.6)$$

ahol A és B a termisztor anyagára jellemző állandók. Az NTC termisztorok legtöbbször tiszta ill. keverék fém-oxidokból (pl. MnO , NiO) készülnek. Az érzékelők hiszterézisének kiküszöbölésére az elkészült termisztorokat mesterségesen öregítik (többszöri hőmérsékletváltozásnak teszik ki). A 12.5. ábrán fém-oxid alapú gyöngytermisztorokat mutatunk be. Az érzékelő érdekessége, hogy az érzékelő félvezető morzsa tömege csak néhány milligramm,

ami kis hőtehetetlenséget eredményez. A termisztorokkal történő hőmérsékletmérés ellenál-lásmérésre vezethető vissza, ami pl. Wheatstone-hidas elrendezéssel könnyen megoldható. Az áramgenerátoros meghajtás, majd az érzékelőn eső feszültség mérése szintén alkalmazható a termisztorok esetén is. A 12.6. ábrán különböző tokozású termisztorokat mutatunk be.



12.5. ábra. Gyöngytermisztoros hőmérsékletérzékelők.

12.3. Termoelemes hőmérsékletérzékelők

Ha két különböző fémből vagy félvezetőből álló vezetőkör egyik érintkezési (forrasztási) helyét a másik érintkezési (forrasztási) helyhez képest felmelegítjük, akkor a zárt áramkörben áram folyik. Ezt a jelenséget Seebeck-effektusnak nevezzük. A termoelemes hőmérsékletmérés a Seebeck-effektuson alapul. A termoelemes hőmérsékletmérés a 12.7. ábrán látható módon valósítható meg. A két különböző anyagi minőségű fémhuzalból (vas és konstan-tán) két érintkezési (forrasztási) pontot tartalmazó áramkört hozunk létre, amelybe egy feszültségmérő műszert is beiktattunk.

Az egyik érintkezési pontot T_0 állandó hőmérsékleten termosztáljuk (pl. olvadó jég-gel $T_0 = 0^\circ\text{C}$ -on tartjuk), a másik érintkezési ponttal pedig mérjük egy T hőmérsékletű objektum hőmérsékletét. A voltmérő által mért termoelektromos feszültség a $(T - T_0)$ hőmérsékletkülönbség függvénye. A termofeszültség a hőmérsékletkülönbségen kívül függ a két fém anyagi minőségétől, de nem függ az érintkező vagy összeforrasztott felületek



12.6. ábra. Termisztorok különböző tokozással.

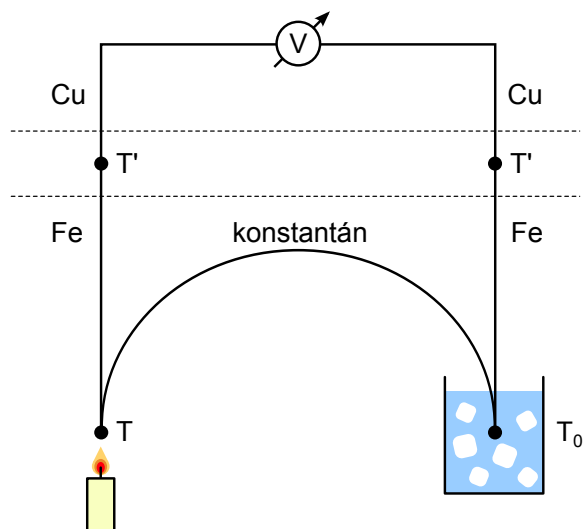
nagyságától és a forrasztásra használt fém anyagi minőségétől. A termoelemek viszonylag széles hőmérséklettartományban alkalmazhatók. Az ipari mérés technikában a platina – platina-ródium ($0 - 1500\text{ }^{\circ}\text{C}$, ún. S-típusú termoelem) a vas – konstantán ($-200 - 800\text{ }^{\circ}\text{C}$, ún. J-típusú termoelem) és a nikkél – nikkél-króm ($-180 - 1200\text{ }^{\circ}\text{C}$, ún. K-típusú) termoelemeket alkalmazzák leggyakrabban. A termoelemek előnye, hogy az érintkezési (forrasztási) pontoknak megfelelően pontszerű hőmérsékletmérést tesznek lehetővé. Hátránynak tűnhet, hogy az egyik érintkezési (forrasztási) pontot egy fix hőmérsékleten kell tartani. Ez azonban egy elektronikus kompenzációval is kiváltható, amire manapság egyes gyártók megfelelő integrált áramköröket készítenek. A termoelemek hőmérsékleti tényezőjének definíciója:

$$\alpha = \left(\frac{d\mathcal{E}}{dT} \right)_{T=T_0}, \quad (12.7)$$

ahol \mathcal{E} a termoelem elektromotoros feszültsége, T_0 pedig a referencia hőmérséklet. Így lineáris közelítésben egy termoelem elektromotoros feszültsége:

$$\mathcal{E} \approx \alpha(T - T_0). \quad (12.8)$$

A leggyakrabban használt termoelemekre az α hőmérsékleti tényező kicsi, néhányszor tíz



12.7. ábra. Termoelemes hőmérsékletmérés elvi kapcsolása.

$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, ezért a termoelektromos feszültséget mérés előtt erősíteni kell. Ezt a gyakorlatban differenciálerősítő áramkörökkel oldják meg. A 12.8. ábrán egy ipari tokozással ellátott termoelemet mutatunk be. A 12.1. táblázatban összefoglaljuk néhány, az iparban is alkalmazott termoelem legfontosabb tulajdonságait. (Egy hőmérő hőmérsékletének időbeli beállításával kapcsolatos számítások a Függelékben találhatóak.)

12.4. Speciális félvezető hőmérsékletérzékelők

A félvezető diódák nyitóirányú feszültségének hőmérsékleti tényezője $\alpha \approx 2\text{ mV}/^\circ\text{C}$. Számos hőmérsékletérzékelő szenzor működik ezen tulajdonság felhasználásával. Mivel a diódán kívül más kompenzáló és erősítő egységekre is szükség van egy ilyen szenzorban, ezért ezeket az érzékelőket eleve integrált áramkörös kivitelben készítik. Ilyen pl. a két terminálú AD590-es hőmérsékletérzékelő integrált áramkör. Az IC lényegében egy $1\mu\text{A}/\text{K}$ hőmérsékleti tényezőjű áramgenerátor, amely megfelelő ellenállással sorba kapcsolva alkalmas a hőmérséklet – feszültség konverzióra. Az IC a $-40^\circ\text{C} - 150^\circ\text{C}$ hőmérséklettartományban alkalmazható, ahol lineáris karakterisztikával rendelkezik.



12.8. ábra. Ipari tokozású termoelem.

Termoelem	Hőmérséklettartomány	Hőmérsékleti tényező	Ipari jelölés
Platina (6%) Ródium – Platina (30%) Ródium	38–1800 °C	7,7 $\mu V/^{\circ}C$	B
Volfrám (5%) Rénius – Volfrám (26%) Rénius	0–2300 °C	16 $\mu V/^{\circ}C$	C
Kromel – Konstantán	0–950 °C	75 $\mu V/^{\circ}C$	E
Vas – Konstantán	0–800 °C	55 $\mu V/^{\circ}C$	J
Kromel–Alumel	-180–1200 °C	39 $\mu V/^{\circ}C$	K
Platina (13%) Ródium – Platina	0–1500 °C	11,7 $\mu V/^{\circ}C$	R
Réz – Konstantán	-180–400 °C	45 $\mu V/^{\circ}C$	T

12.1. táblázat. A leggyakrabban alkalmazott termoelemek.

12.5. Pirométerek

A kontaktusmentes hőmérsékletmérés a testek hőmérsékleti sugárzásának mérése alapján valósítható meg. A hősugárzást érzékelő szenzorokat tartalmazó műszereket pirométereknek nevezzük. Működésük a Stefan-Boltzmann törvényen alapul, amely szerint egy test

összes emisszióképessége (j) az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$j = \epsilon \sigma T^4, \quad (12.9)$$

ahol ϵ a sugárzó test emissziós tényezője, σ pedig a Stefan-Boltzmann állandó. A pirométerek egy része mikrotechnológiával előállított termoelemeket, másik részük pedig az infravörös tartományban érzékeny fotodiódákat tartalmaz detektorként. A félvezető diódás detektorok (kvantumdetektorok) gyorsabb működésűek, mint a termoelemeket tartalmazó detektorok. Működésük során a $\lambda = 1 - 12 \mu\text{m}$ hullámhossztartományba eső infravörös sugárzást detektálják.

13. Optikai, spektroszkópiai mérési módszerek

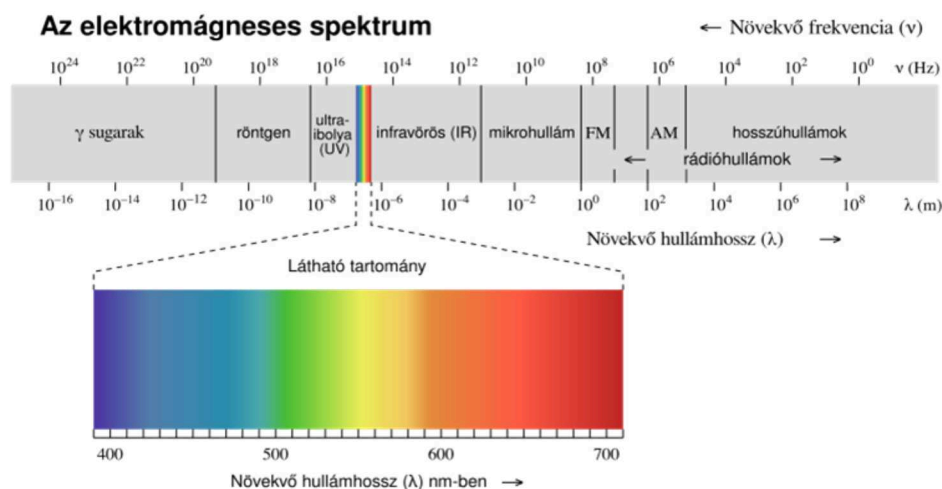
Az elektromágneses tér rezgései a térben elektromágneses hullámok formájában terjednek. Vákuumban a hullámok terjedési sebessége azonos a fénysebességgel (c). A hullámhossz (λ) és a frekvenci (ν) közti összefüggés a

$$c = \lambda \nu \quad (13.1)$$

alakba írható. Az elektromágneses sugárzás kettős természetű, bizonyos jelenségek jobban értelmezhetők egy korpuszkuláris kép alapján. Az elektromágneses tér elemi részecskéi a fotonok, amelyek energiája a frekvencia függvénye

$$E = h\nu, \quad (13.2)$$

ahol h a jól ismert Planck állandó. Az elektromágneses sugárzás spektrumát, – kiemelve a látható fény hullámhossz tartományát – a 13.1. ábrán mutatjuk be. Az elektromágneses sugárzást használó mérési módszereket, a szerint osztályozhatjuk, hogy az kibocsátott, elnyelt, visszavert vagy szórt fényt vizsgál. Az anyag által kibocsátott sugárzást vizsgáló módszerek az emissziós-, az elnyelésen alapuló eljárások az abszorpciós spektroszkópia körébe tartoznak. Mindkét módszer alapján minőségi és mennyiségi meghatározások egyaránt végezhetőek. Az anyag elektromágneses sugárzással kapcsolatos elnyelőképességét a transzmittanciával vagy az abszorbanciával jellemezzük. A transzmittancia (T) az alábbiak szerint fejezhető ki az anyagra eső (I_0) és a rajta áthaladó fény intenzitásával (I), illetve



13.1. ábra. Az elektromágneses sugárzás spektruma

az anyag abszorpciós együtthatója (α) és a fény által az anyagban megtett távolság (l) segítségével:

$$T = \frac{I}{I_0} = 10^{-\alpha l}. \quad (13.3)$$

Az abszorbancia (A) és a transzmittancia közötti kapcsolat az alábbiak szerint írható:

$$A = -\log_{10} T. \quad (13.4)$$

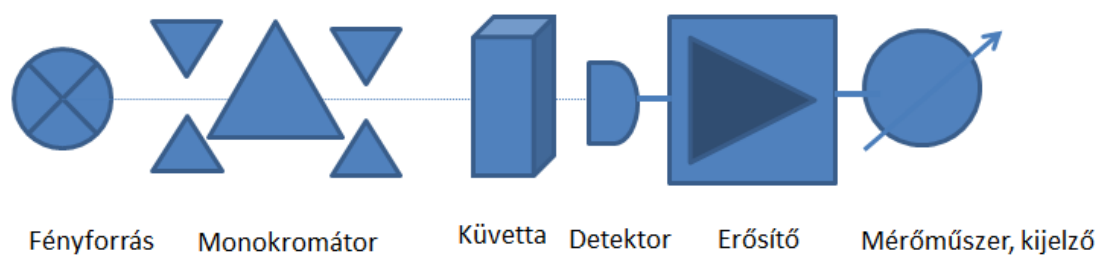
Infravörös spektroszkópia alapjai

Az infravörös spektroszkópia a rezgési spektroszkópia egyik fajtája, az analitikai kémia roncsolás-mentes elemzési módszere, a színképelemzés tárgykörébe tartozik. A módszer lényege, hogy a mintát infravörös tartományú elektromágneses sugárzással besugározzák, majd a mintán átjutó vagy arról visszaverődő, a minta molekuláris tulajdonságai által módosított fény spektrumát vizsgálják. Az infravörös spektroszkópia mind minőségi, mind mennyiségi meghatározásra alkalmas módszer. Az infravörös sugárzást három tartományra oszthatjuk a látható fényhez viszonyított hullámhossza alapján: közeli infravörös (NIR, near infrared), közép-infravörös (MIR, middle infrared) és távoli (FIR, far infrared) tartományokra. Az infravörös spektroszkópiában az alkalmazott sugárzást a hullámhossz helyett általában a hullámszámmal (hullámhossz reciproka) jellemzik. A távoli infravörös sugárzás hullámszám tartománya kb. $400\text{--}10\text{ cm}^{-1}$ ($1000\text{--}30\text{ }\mu\text{m}$) között helyezkedik el, ennek

az elektromágneses sugárzásnak az energiája kicsi, ezért leginkább rotációs spektroszkópiai vizsgálatokra alkalmazható. A távoli infravörös sugárzást használó spektroszkópia leginkább kis kötési energiájú vegyületek azonosítására alkalmazható (pl. szerves és fémorganikus vegyületek). A közép infravörös sugárzás hullámszám tartománya kb. $4000\text{--}400\text{ cm}^{-1}$ ($30\text{--}1,4\text{ }\mu\text{m}$) között helyezkedik el, leginkább a molekulák rotációs és rezgési viszonyainak felderítésére alkalmazható. Mivel a molekularezgések jelentős része ebbe a tartományba esik, ezért ez a tartomány használható leginkább analitikai mérésekre. A közeli infravörös sugárzás hullámszám tartománya kb. $14000\text{--}4000\text{ cm}^{-1}$ ($1,4\text{--}0,8\text{ }\mu\text{m}$) között helyezkedik el, ebben a tartományban a legnagyobb a sugárzás energiája, az itt végzett mérések leginkább gyors azonosításra és mennyiségi meghatározásra használhatók.

Az infravörös spektroszkóp felépítése

Az infravörös spektroszkóp legfontosabb alkotóelemei a fényforrás, a monokromátor, a mintatartó és a detektor. A mérési elrendezés blokkvázlatát az alábbi ábra mutatja. Az



13.2. ábra. Infravörös spektroszkóp felépítése.

egyik legfontosabb alkotórész a folytonos spektrumú fényforrás. Az infravörös sugárzás forrása egy olyan sugárzó kell, hogy legyen, amelynek sugárzása az alkalmazott mérési tartományt teljesen átfogja. Forrásként a közeli infravörös tartományban jól alkalmazható a halogén és a wolfram lámpa. A közép infravörös tartományban pedig a fekete-test sugárzást leginkább megközelítő izzított kerámia vagy szilícium-karbid rudak alkalmazhatók. A távoli infravörös sugárzás forrásaként nagynyomású higanygőz lámpát használnak. A folyadékminták tulajdonságait $0,2\text{--}1\text{ mm}$ rétegvastagságú, két oldalon optikai ablakkal ellátott úgynevezett folyadék-küvetában mérhetjük. Az infravörös tartományban átlátszó anyagból készült optikai ablakok nagy része (NaCl , KBr , CsI) vízben oldódik, ezért vizes

minták IR spektroszkópiás mérése speciális optikai ablakot igényel. A sugárforrásban keletkező kevert hullámhosszú sugárzást csak akkor hasznosíthatjuk, ha hullámhossz szerint fel tudjuk azt bontani. A fény felbontására alkalmas eszközöket monokromátoroknak nevezzük. A monokromátor feladata, hogy a folytonos spektrumból egy adott hullámhosszúságú fényt kiválaszthassunk, amely a mintánk elnyelési sávjába esik (a többi fény hullámhossza csak fölösleges zajt generál a detektor számára). Monokromatikus fényt többféleképpen is elő lehet állítani, pl. interferenciaszűrővel, síkráccsal vagy prizmás monokromátorral. A fény felbontásához prizrát használ pl. a Bunsen-féle vagy a Littrow-prizmás monokromátor, optikai rácsot pedig az Ebert-féle és a Czerny-Turner féle monokromátor alkalmaz. Az infravörös detektorok három általános csoportba sorolhatóak: termikus, piroelektromos és fotovezetékes detektorok. A termikus detektorok az elektromágneses sugárzás által okozott hőmérsékletváltozást tudják detektálni. Ahhoz, hogy kellő pontossággal (néhány ezred °C fok) érzékelhessék a hőmérsékletváltozást miniatűr méretű, nagyon kis hőkapacitású szenzort kell alkalmazni. Ilyen célra jól használhatóak a termoelemek. A termoelemek két különböző, jól megválasztott anyagú fémszálból készülnek, amelyeket az egyik végükön egy kis pontban összehegesztenek (melegpont). A működésének elméleti alapját a fémszálak érintkezési pontjában kialakuló kontaktpotenciálés a Seebeck-effektus adja. A termoelem két szabad vezetőke közt potenciálkülönbség mérhető, amely hőmérsékletfüggő. Ha több ilyen termoelemet kapcsolunk (általában sorba) egymáshoz, akkor termoelem sort (thermopile) kapunk. A termoelem sorok előnye, hogy érzéketlenek az abszolút (környezet) hőmérsékletre, csak a sor egyes hőelemei közötti (relatív) különbségi hőmérsékletet érzékeli. Korszerű infravörös detektorokat piroelektromos tulajdonsággal rendelkező kristályokból is lehet készíteni, ilyen pl. a triglicin-szulfát (TGS) és a deuterált triglicin-szulfát (DTGS). A dielektromos tulajdonságokkal rendelkező anyagokat elektromos térbe helyezve, azokon polarizáció figyelhető meg, viszont a tér kikapcsolásával a polarizációjuk megszűnik. A piroelektromos anyagok polarizációja az elektromos tér megszűnésével is megmarad és ennek mértéke erősen függ a hőmérséklettől. Ezt a tulajdonságot felhasználva hőmérséklet detektor készíthető belőlük. Ha a piroelektromos kristályt két elektród közé helyezzük (amelyek közül az egyik infravörös tartományban áteresztő), akkor egy olyan kondenzátort kapunk, amelynek a kapacitása a hőmérséklettel arányosan változik. A hőmérsékletváltozás hatására bekövetkező kapacitásváltozás egy külső elektronika segítségével könnyen

mérhető és feldolgozható. A piroelektromos detektorokat elsősorban a Fourier transzformációs (FTIR) berendezésekben használják kis válaszidejük miatt. A fotovezetéses detektorok működésének fizikai alapja, hogy a nem vezető vegyérték elektronok infravörös sugárzás hatására a nagyobb energiájú vezetési sávba kerülnek, és így az alkalmazott félvezető detektor elektromos ellenállása csökken. A legelterjedtebb fotovezetéses detektor az MCT (Hg-Cd-Te), amelyet a folyékony nitrogén hőmérsékletén (77 K) üzemeltetnek. Az MCT detektor válaszideje és érzékenysége jobb a piroelektromos detektorokénál.

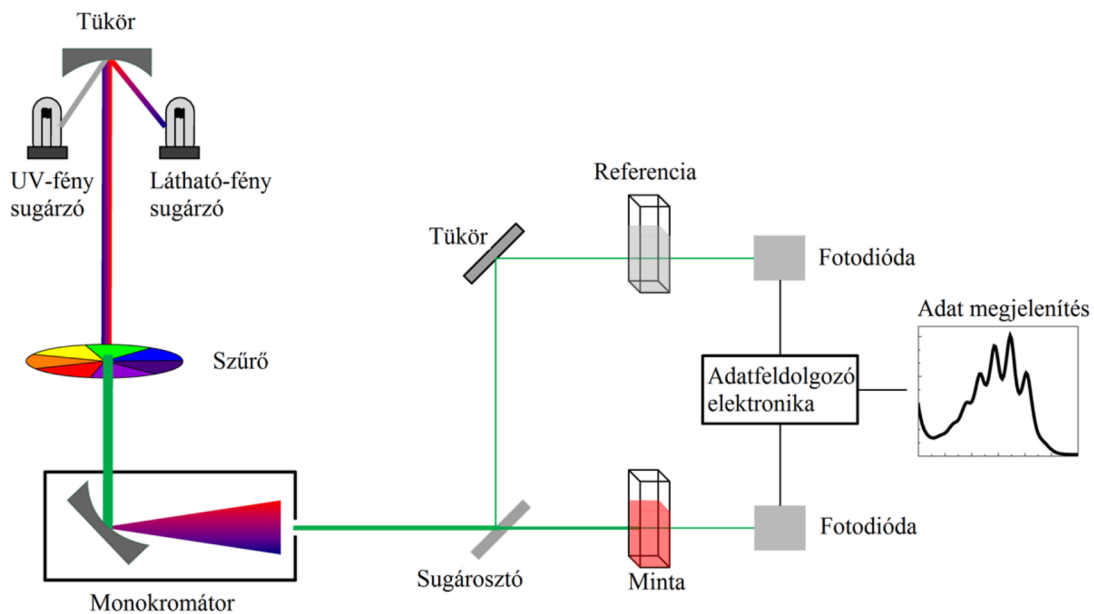
UV-VIS spektroszkópia alapjai

Az ultraibolya és a látható fény tartományába eső elektromágneses sugárzás elnyelése a vizsgált molekula kötőelektronjainak gerjesztését eredményezi. Az abszorpciós sávokhoz rendelhető hullámhossz értékek és a molekulában található kötéstípusok közt összefüggés állapítható meg. Az UV-VIS spektroszkópia segítségével az elnyelő funkciós csoportot tartalmazó vegyület kvantitatív mérése lehetséges.

Az UV-VIS spektroszkópia spektrumát három tartományra lehet osztani: távoli UV-ra (100-200 nm), közeli UV-ra (200-280 nm) és látható tartományra (280-780 nm).

UV-VIS spektroszkóp

Az UV-VIS tartományban használt legmodernebb spektroszkóp az úgynevezett kétfényutas spektroszkópok. A 13.3. ábrán egy elrendezés látható az UV-VIS spektrométer megvalósítására. Itt a mintán és a referencián áthaladó fénysugár nincsen újra egyesítve, hanem azok külön-külön jutnak egy-egy detektorra (félvezető fotodiódákra). A referencián és a mintán áthaladó fénysugár intenzitását egy időben méri egy jelfeldolgozó elektronika. Fényforrásként az UV-VIS spektrométerekben olyan fényforrás alkalmazható, amelyek spektruma széles hullámhossz tartományban folytonos. A legelterjedtebben alkalmazott fényforrás a deutérium-lámpa. A lámpa kisnyomású deutériumot tartalmaz, amely kifestültségű ívkisülés hatására gerjesztődik, majd a gerjesztett molekula két deutérium atomra bomlik UV foton kibocsátás mellett. A deutérium-lámpa folytonos spektruma 160 nm-től egészen a látható fény alsó határáig terjed. Az UV-VIS spektroszkópiában a monokromátor leggyakrabban egy optikai rács. Az infravörös spektroszkópiánál ismertetett prizmás monokromátorokat szinte teljesen kiszorították az optikai rácsok megjelenése. A monokromátor spektrális felbontása a rács forgatásával, azaz a beeső fénysugár szögének változtatásával érhető el. Az Ebert-féle monokromátornál a kollimálás és a leképezés ugyanazon homorú



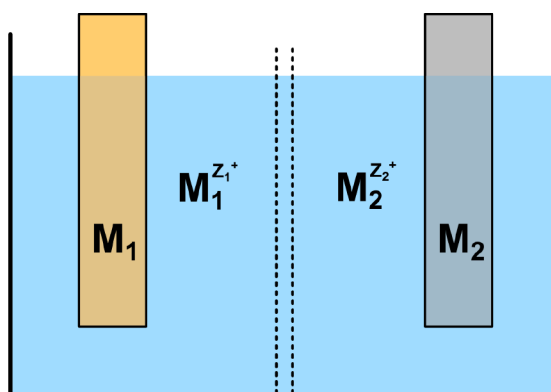
13.3. ábra. Egy UV-VIS spektroszkóp felépítése.

tükör két különböző részén történik. A kilépő fénysugár hullámhossza az optikai rács forogásával változtatható. (A Czerny-Turner féle monokromátor elrendezésben a kollimálás és a leképezés külön-külön homorú tükrökön történik.) Régebben az UV-VIS spektroszkópokban detektorként fotoelektron-sokszorozót használtak, de ezt a technológiát kezdik teljesen felváltani a félvezető alapú detektorok. A fotoelektron-sokszorozó egy törekeny vákuumcső, amely a felhasználótól kellő óvatosságot kívánt, működéséhez nagyfeszültségre volt szükség és ezen eszközök beszerzése költséges volt. A mai modern spektroszkópokban fotodiódákat, fotodióda sorokat, és CCD érzékelőket használnak. Az egy-egy (referencia, minta) fotoelektron-sokszorozót vagy fotodiódát alkalmazó pásztázó spektrométerekben egyszerre csak egy hullámhosszon lehet mérni. A monokromátor mozgatásával változtatható a vizsgált fény hullámhossza, amely a mintán keresztül jut el a detektorba. Ezzel szemben a fotodióda sorokat vagy CCD érzékelőket alkalmazó spektrométerekben fix prizmat használják és a felbontott fény minden összetevőjét egyszerre vetítik a detektorra.

14. Fizikokémiai mennyiségek mérése

14.1. Elektródpotenciál, pH mérése

Ebben a fejezetben az elektródpotenciál különbség (feszültség, üresjárási feszültség) mérésén alapuló laboratóriumi és ipari mérési módszereket és mérés technikákat mutatjuk be. Ehhez először néhány alapfogalommal kell megismerkedni.



14.1. ábra. Elektrokémiai cella.

Azokat a heterogén elektrokémiai rendszereket, amelyekben egy elektronvezető (fém) és egy ionvezető fázis (elektrolit) érintkezik elektródnak nevezzük. Ha két elektród közös, vagy érintkező elektrolitoldatba merül, és külső vezető összeköttetés van közöttük akkor az így kapott rendszert elektrokémiai cellának nevezzük. Amennyiben a cellában spontán kémiai reakció során termelt energia elektromos munkává alakul, akkor galváncelláról beszélünk. Ellenkező esetben –amikor külső elektromos munka befektetésével kémiai reakció játszódik le – az elektrokémiai cellát elektrolizáló cellának hívjuk. Az elektrokémiai cellát celladiagrammal írjuk le, ahol feltüntetjük a cellát felépítő részek halmazállapotát, összetételét, valamint a fázishatárokat is. Az elektrokémiai cella mindkétirányú működése során az elektródok fázishatárán elektron átadásával járó határfelületi reakció, ún. elektródreakció megy végbe:



ahol z a töltésszám. Ha az elektródban egy elektródreakció játszódik le, akkor azt egyszerű elektródnak nevezzük, ha egynél több elektródreakció megy végbe, akkor pedig keverék-

elektrodról beszélünk. Azt az elektródot, amelyen az átfolyó eredő áram pozitív –vagyis a pozitív töltések az elektronvezetőből az elektrolitba áramlanak –anódnak nevezzük. Az anódon végbemenő elektródreakciók kizárólagosan, vagy túlnyomó mértékben oxidációs (elektron leadásával járó) reakciók, amelyeket anódreakcióknak is hívnak. Ha az elektródon átfolyó eredő áram negatív, akkor az elektródot katódnaknevezzük. Az itt lejátszódó elektródreakciók kizárólag, vagy túlnyomó mértékben redukciós (elektron felvételével járó) folyamatok, amelyeket katódreakcióknak is neveznek. Az elektród a benne lejátszódó elektródreakció folytán egyensúlyi állapotba juthat, ekkor az anód-és a katódreakció sebessége megegyezik. Az elektrokémiai cellában az egyes fázisok érintkezésénél keletkező ún. Galvanipotenciál különbségekből adódóan a cellát felépítő elektródok fémes kivezetései között elektromos potenciálkülönbség (E)jön létre. A celladiagram jobb oldalán feltüntetett elektród és a bal oldalon szereplő elektród kivezetései között mérhető potenciálkülönbség határértékét abban az esetben, amikor a cellán nem folyik áram elektromotoros erőnek (EMF) hívjuk. A galváncella mérhető elektromotoros ereje a termodinamikailag definiált cellareakció potenciáljának (E^{cell}) és az érintkező elektrolit oldatok határána különböző ionok eltérő mozgékonyága miatt fellépő diffúziós potenciálnak az összege. Ha a galváncellában keletkező diffúziós potenciált nullára csökkentjük, akkor a mérhető elektromotoros erő megegyezik a cellareakció potenciáljával. A gyakorlatban sok esetben kielégítő pontossággal megszüntethető a diffúziós potenciál, de elviekben sohasem küszöbölhető ki teljes mértékben. Az elektródot felépítő fázisok között fellépő Galvani potenciálkülönbséget nem lehet mérni. Ezért egy adott elektród potenciálját úgy határozzuk meg, hogy a vizsgált elektródból és egy önkényesen kiválasztott, egyensúlyban lévő összehasonlító (referencia) elektródból összeállított galváncella elektromos potenciálkülönbségét mérjük. Az így kapott potenciálkülönbséget nevezzük a vizsgált elektród elektródpotenciáljának (ε). Amennyiben a vizsgált elektród egyensúlyban van, akkor a mért elektródpotenciál az ún. egyensúlyi potenciál (ε_e). Ha az elektród nincs egyensúlyban –például áram folyik rajta –akkor az elektródpotenciál eltér az egyensúlyi potenciáltól. Ezt a potenciálváltozást polarizációnak hívjuk. Az elektródpotenciál termodinamikai szempontból nem kielégítően definiált mennyiség, ami miatt bevezetésre került az adott elektródon végbemenő elektródreakció potenciáljának fogalma. Az elektródreakció potenciálja (ε_r) definíció szerint megegyezik egy olyan galváncellában lejátszódó cellareakció potenciáljával, ami a vizsgált

elektrodból és egystandard hidrogénelektrodból áll. A standard hidrogénelektrodban lezajló elektrodreakció potenciálját önkényesen nullának tekintjük. A standard elektrod alatt olyan 298,15 K hőmérsékletű rendszert értünk, amelyben az elektrodreakcióban részt vevő komponensek aktivitása (gázok esetén fugacitása) egységnyi. Az elektrodreakció potenciálját T hőmérsékleten az ún. Nernst-egyenlet adja meg:

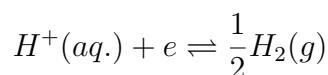
$$\varepsilon_r = \varepsilon^0 + \frac{RT}{nF} \ln a \quad (14.2)$$

ahol ε_0 az elektrodreakció standardpotenciálja, R a moláris gázállandó, F a Faraday-állandó, n az adott elektrod folyamat elektronszám-változása a az oldat aktivitása. A Nernst-egyenletet felírhatjuk aktivitás helyett koncentrációt (c) használva is.

Elektrodok típusai

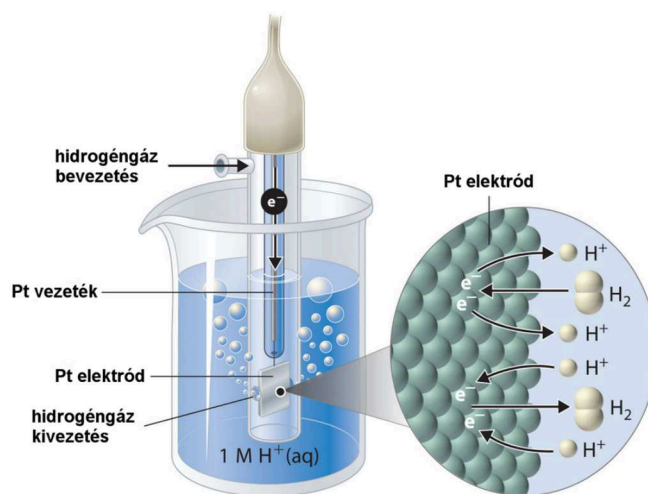
Az elektrodok az anyagi tulajdonságok és a bennük lezajló folyamatok alapján többféleképpen csoportosíthatóak. Az egyszerű elektrodokat (amelyekben egy elektrodreakció megy végbe) három fő csoportba sorolhatjuk: elsőfajú elektrodok, másodfajú elektrodok, valamint redoxielektrodok. Az elsőfajú elektrodokban valamilyen semleges kémiai elem és az abból képződött ionok vesznek részt az elektrodreakcióban. Ezekben az elektrodokban egy határfelület (fém/oldat) van.

Az elsőfajú elektrodok egyik fajtája a fémelektrod, amikor valamilyen M fém merül az M^{z+} ionokat tartalmazó elektrolit oldatba (pl. ezüst-nitrát oldatba merülő ezüst). Az elsőfajú elektrodok másik fontos típusa a gázelektrod, amelyben az elektrodreakcióban gáz halmazállapotú anyag is részt vesz. Ezek közül a gyakorlatban a legfontosabb a hidrogénelektrod, amelynek felépítését 14.2. ábra szemlélteti: A hidrogénelektrod egy hidrogénionokat tartalmazó oldatba merülő inert fémből (rendszerint platina, vagy platinakorommal bevont platina) áll. A fém platina körül atmoszférikus nyomású hidrogéngázt buborékoltatunk, amely adszorbeálódik a fém felületén. A hidrogénelektrodban a



egyensúlyi elektrodreakció játszódik le. Ennek az elektrodreakciónak a potenciálja

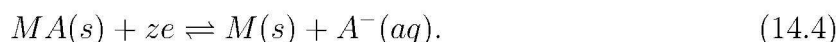
$$\varepsilon_r = \frac{RT}{F} \ln \frac{a_{H^+}}{\sqrt{f}} \quad (14.3)$$



14.2. ábra. Hidrogén elektród.

ahol a_{H^+} hidrogénionok aktivitása, f pedig a hidrogéngáz fugacitása. Híg oldatok esetén az aktivitás a koncentrációval helyettesíthető, míg a fugacitás helyébe jó közelítéssel a hidrogén parciális nyomása írható.

A másodfajú elektródok olyan rendszerek, ahol egy M fém a saját rosszul oldódó, pl. MA összetételű sójával érintkezik, és az A^- -anionokat tartalmazó oldatba merül. Ezek az elektródok két határfelületet tartalmaznak (fém/só és só/oldat). A lejátszódó elektródreakció:



Az elektródreakció potenciálja az anion oldatbeli aktivitásától függ:

$$\varepsilon_r = \varepsilon^0 - \frac{RT}{F} \ln a_{A^-}. \quad (14.5)$$

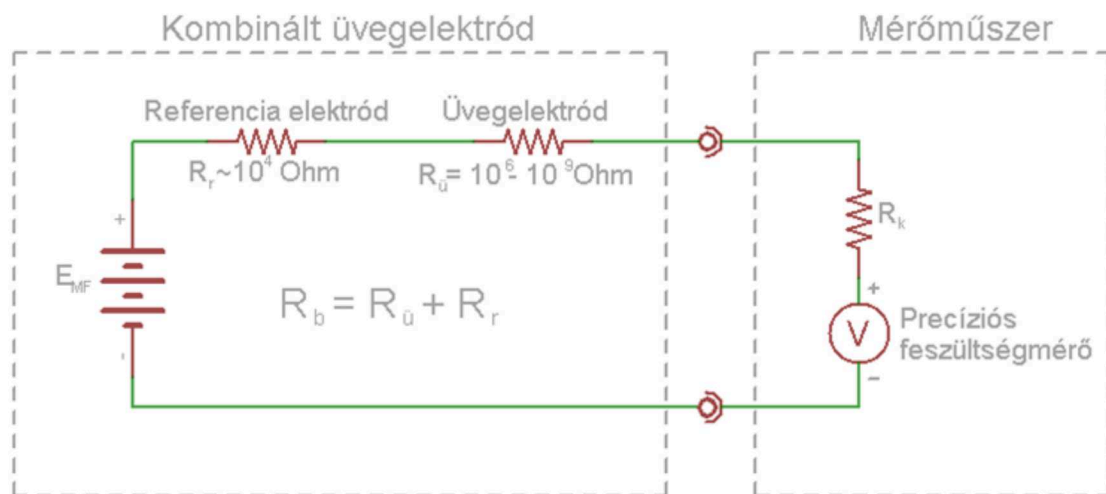
A gyakorlatban leginkább használt másodfajú elektródok az ezüst-klorid elektród ($Cl^-|AgCl|Ag$) és a kalomel elektród ($Cl^-|Hg_2Cl_2|Hg$). Ezek az elektródok csak kis mértékben polarizálhatóak, azaz a potenciáljuk jó közelítéssel állandó. Ez miatt a másodfajú elektródokat általában összehasonlító elektródként (referencia elektródként) alkalmazzák az elektrokémiai mérés technikában.

Az üvegelektrodok elektromos ellenállása átlagosan $10^6 - 10^9 \Omega$ nagyságrendbe esik. Ilyen kis mérendőjelfeszültségek és nagy bemeneti impedanciák esetén csak extrém nagy

Elektród	Elektród reakció	Standard-potenciál (V)
Pt/ F_2/F^-	$F_2(g)+2e^- \rightarrow 2F^-$	+2,87
Pt/ Cl_2/Cl^-	$Cl_2(g)+2e^- \rightarrow 2Cl^-$	+1,359
Pt/ Br_2/Br^-	$Br_2(g)+2e^- \rightarrow 2Br^-$	+1,065
Ag/Ag ⁺	$Ag^++e^- \rightarrow Ag$	+0,7989
Pt/(Fe ²⁺ , Fe ³⁺)		+0,771
Cu/Cu ²⁺	$Cu^{2+} + 2e^- \rightarrow Cu$	+0,337
Pt/Hg/Hg ₂ Cl ₂ /Cl ⁻	$Hg_2Cl_2 + 2e^- \rightarrow 2Cl^- + 2Hg$	+0,2674
Ag/AgCl/Cl ⁻	$AgCl + e^- \rightarrow Ag + Cl^-$	+0,2223
Pt/H ₂ /H ⁺	$2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2$	0,0000
Pb/Pb ²⁺	$Pb^{2+} + 2e^- \rightarrow Pb$	-0,126
Cd/Cd ²⁺	$Cd^{2+} + 2e^- \rightarrow Cd$	-0,403
Fe/Fe ²⁺	$Fe^{2+} + 2e^- \rightarrow Fe$	-0,4400
Zn/Zn ²⁺	$Zn^{2+} + 2e^- \rightarrow Zn$	-0,7626
Mn/Mn ²⁺	$Mn^{2+} + 2e^- \rightarrow Mn$	-1,180
Al/Al ³⁺	$Al^{3+} + 3e^- \rightarrow Al$	-1,662
Na/Na ⁺	$Na^++e^- \rightarrow Na$	-2.714

14.1. táblázat. Néhány elektród standardpotenciálja

bemeneti impedanciájú és különösen nagy érzékenyséű feszültségmérő készülékek jöhetnek szóba a pH mérésre. A 14.3. ábra egy kombináltüvegelektrod elektromos helyettesítő kapcsolását mutatja be, ahol a galváncellán mérhető EMF elektromotoros erőt egy feszültséggenerátor, a cella belső ellenállását (R_b) pedig két sorosankapcsolt ellenállás helyettesíti: R_u az üvegelektrod, R_r pedig a referencia elektród ellenállása. A kombinált üvegelektrodal párhuzamosan kapcsolt feszültségmérő műszer belső ellenállása R_k . Ahhoz, hogy az egyensúlyi potenciált mérhessük($EMF \approx E_k$), az $R_k \gg R_b$ feltételnek kell teljesülnie, azaz ha R_k végtelenhez tart, akkor a cellán átfolyó áram nullához közelít.



14.3. ábra. Hidrogén elektród.

14.2. Oldatok fajlagos elektromos vezetési mérés

A fizikai kémiában az elektrolit oldatok pH-jának mérése mellett talán a fajlagos vezetés (helytelenül vezetőképesség) mérése a legfontosabb. Az elektromos vezetés (G) az ellenállás reciprokaként definiálható:

$$G = \frac{I}{U} = \frac{1}{R}. \quad (14.6)$$

Az (9.1) egyenlet mindkét oldalán a reciprok kifejezéseket véve az elektromos vezetésre azt kapjuk, hogy:

$$G = \frac{1}{\rho} \frac{A}{l} = \kappa \frac{A}{l}, \quad (14.7)$$

<https://www.overleaf.com/project/5fc005a0d405b136d1f51a49> ahol $\kappa = 1/\rho$ a fajlagos elektromos vezetés. Fontos megjegyeznünk, hogy az elektrolit oldatok vezetésének, fajlagos vezetésének mérése az elektromos polarizáció és az elektrolízis elkerülése érdekében váltakozó árammal (AC) történik. Az alkalmazott frekvenciatartomány 40 Hz-től pár kHz-ig terjed. A gyakorlati mérés egy a folyadékot tartalmazó, vagy a folyadékba merülő elektródokból álló mérőcellával történik. Az elektródok indifferent anyagból, legtöbbször platinából készül. A két elektródot egymáshoz képest stabilan rögzítik (a platina lemezek jól forrasztathatók üveg távtartókhoz), és az így kapott cellát a $B_c = l/A$ cellaállandóval jellemzik. Így

a vezetés és a fajlagos vezetés közti kapcsolat a cellaállandóval kifejezve:

$$\kappa = B_c G. \quad (14.8)$$

Megjegyezzük, hogy a B_c elvileg geometriai adatok (l, A) alapján kiszámítható, azonban a számítás ez elektromos erővonalak szóródása miatt nagy hibával terhelt. Ezért a gyakorlatban a cellaállandót ismert fajlagos vezetőségű oldattal való hitelesítés során határozzák meg. Leggyakrabban adott koncentrációjú KCl oldatot használnak a hitelesítés során. Ezzel kapcsolatos adatokat az alábbi táblázatban adunk meg. A cellaállandó meghatározása

KCl koncentráció (mol/l)	Fajlagos vezetés (S/cm)
1.00	10.20×10^{-2}
0.1	11.67×10^{-3}
0.05	60.60×10^{-4}
0.01	12.78×10^{-4}
0.005	65.10×10^{-5}
0.001	13.32×10^{-5}

14.2. táblázat. KCl oldat fajlagos vezetése különböző koncentrációkon 20 °C hőmérsékleten

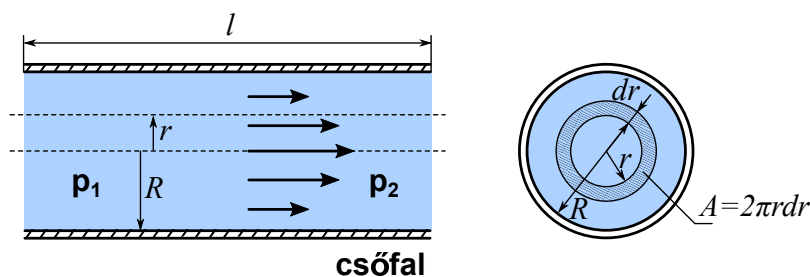
úgy történik, hogy ismert fajlagos vezetőségű (κ) oldatot töltünk a mérőcellába, megmérjük az oldat G vezetését, majd a (14.8) egyenlet alapján kiszámítjuk B_c értékét. A vezetés mérése ma már elektronikusan történik, de az előzőekben ismertetett Wheatstone hidas elrendezések is alkalmasak erre. Megjegyezzük, hogy az elektrolit oldatok fajlagos vezetése hőmérsékletfüggő, így a cellaállandó meghatározása során is fontos az állandó hőmérséklet biztosítása.

15. Viskozitás mérése

A Newton-féle viszkozitási törvény szerint két párhuzamosan áramló folyadék réteg közötti surlódási erő az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$F_x = \eta A \frac{dv_x}{dz}, \quad (15.1)$$

ahol η a folyadék viszkozitása, A az érintkező felületek nagysága, a differenciálhányados



15.1. ábra. Lamináris áramlás csőben.

pedig az érintkező rétegek sebességének az áramlásra merőleges (z) irány szerinti deriváltját fejezi ki. A Newton-egyenlettel leírható áramlást lamináris áramlásnak nevezzük. Bevezetve a (csúsztató) feszültség $\tau = F/A$ és a nyírési sebesség $\dot{\gamma} = dv_x/dz$ definícióját a (15.1) egyenlet az alábbi alakban is felírható:

$$\eta = \frac{\tau}{\dot{\gamma}}. \quad (15.2)$$

15.1. Kapilláris viszkoziméter

Amennyiben a folyadék egy csőben áramlik, úgy a különböző sebességű rétegek koaxiális hengerfelületeket alkotnak, amelyek egymással párhuzamosan haladnak előre. A 15.1. ábrának megfelelően tekintsünk egy R sugarú l hosszúságú csőben laminárisan áramló folyadékot. A cső középpontjától számított r távolságban legyen az áramlási sebesség v . Ebben az esetben az áramlásra merőleges irányba vett derivált az r -szerinti derivált lesz. Így a Newton-egyenlet alapján írhatjuk, hogy:

$$F_x = \eta(2\pi r l) \frac{dv}{dr}, \quad (15.3)$$

ahol felhasználtuk, hogy az érintkező felületekre $A = 2\pi r l$. Az áramlást a $(p_2 - p_1)$ nyomáskülönbség hozza létre, ami

$$F_n = r^2 \pi (p_2 - p_1) \quad (15.4)$$

nyomóerőt képvisel. A két erő stacionárius esetben egyenlő: $F_x = F_n$, ami alapján írhatjuk, hogy:

$$\frac{dv}{dr} = \frac{p_2 - p_1}{2\eta l} r. \quad (15.5)$$

Ebből a differenciálegyenletből a v sebességet r -szerinti integrálással kaphatjuk

$$v = \frac{p_2 - p_1}{4\pi l} r^2 + konstans. \quad (15.6)$$

A *konstans* értékét a peremfeltétel adja. Mivel a cső falánál áll a folyadék, ezért teljesülnie kell, hogy $v(r = R) = 0$, s így

$$v = v(r) = \frac{p_2 - p_1}{4\eta l} (r^2 - R^2). \quad (15.7)$$

Ez egy parabola egyenlete, ami az ún. parabolikus sebességprofil kialakulására utal. A térfogatáramot, vagyis a cső teljes keresztmetszetén időegység alatt átáramló folyadék térfogatát a (15.7) egyenlet teljes keresztmetszetre való integrálásával kaphatjuk meg:

$$\frac{dV}{dt} = \int_A v(r) dA' = 2\pi \int_0^R v(r) r dr. \quad (15.8)$$

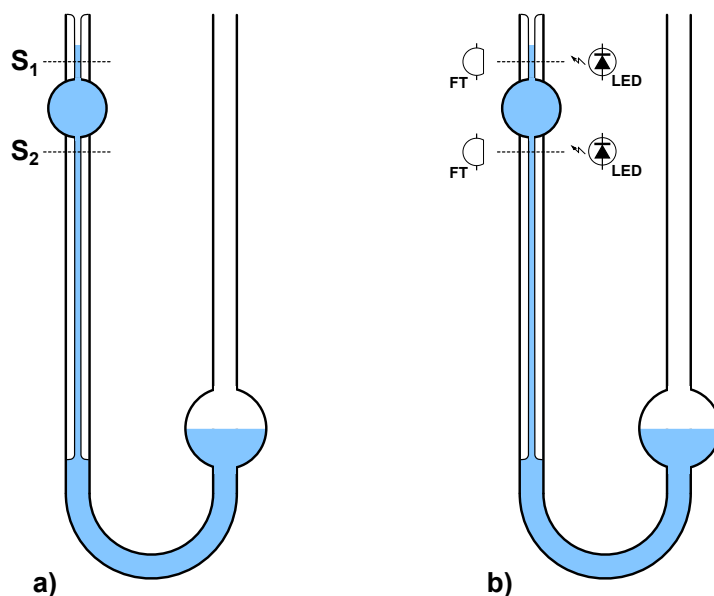
Az integrálást elvégezve a Hagen-Poiseuille-törvényhez jutunk:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{(p_1 - p_2)\pi R^4}{8l\eta}. \quad (15.9)$$

A törvény alkalmas folyadékok viszkozitásának meghatározására is. Amennyiben a $p_1 - p_2$ nyomáskülömbiséget egy h magasságú folyadékoszlop hidrosztatikai nyomása biztosítja

$$p_1 - p_2 = \rho h g, \quad (15.10)$$

ahol ρ a folyadék sűrűsége, g pedig a nehézségi gyorsulás. Így a Hagen-Poiseuille-törvény



15.2. ábra. Ostwald-féle kapilláris viszkoziméter.

az alábbi alakba írható:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{R^4 \pi \rho g h}{8 l \eta}. \quad (15.11)$$

A (15.11) egyenletet egy $(0, t)$ időintervallumra integrálva megkapjuk a csövön (kapilláris csövön) t idő alatt átáramló folyadék V térfogatát:

$$V = \frac{R^4 \pi \rho g h}{8 l \eta} t. \quad (15.12)$$

A 15.2. ábra egy Ostwald-féle kapilláris viszkozimétert mutat be, t idő alatt az S_1 és S_2 jelek közötti V térfogatú folyadék áramlik át az alatta lévő kapillárison. Ha két különböző anyagi minőségű folyadékra megmérjük a t_1 és t_2 átáramlási időket, úgy írhatjuk, hogy:

$$V = k \frac{\rho_1}{\eta_1} t_1, \quad V = k \frac{\rho_2}{\eta_2} t_2. \quad (15.13)$$

A két egyenletet elosztva egymással

$$\frac{\eta_1/\rho_1}{\eta_2/\rho_2} = \frac{t_1}{t_2} \quad (15.14)$$

kiesik a $k = R^4\pi gh/(8l)$ konstans és a V térfogat. Bevezetve a *kinematikai viszkozitás* fogalmát:

$$\nu \equiv \frac{\eta}{\rho}, \quad (15.15)$$

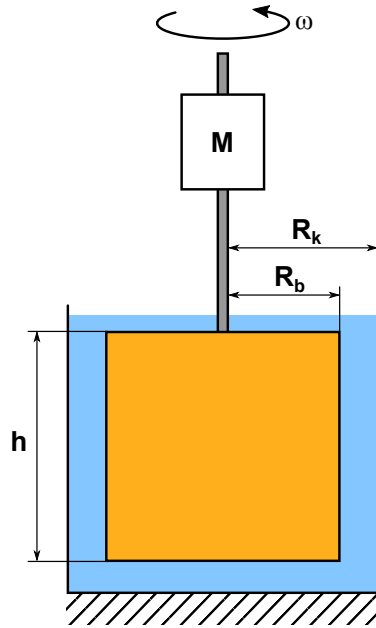
a (15.14) egyenlet alapján írhatjuk, hogy:

$$\frac{\nu_1}{\nu_2} = \frac{t_1}{t_2}. \quad (15.16)$$

Vagyis, ha megmérjük egy ismert ν_1 kinematikus viszkozitású folyadék kapillárison való t_1 átfolyási idejét és egy ismeretlen (ν_2) kinematikus viszkozitású folyadék t_2 átfolyási idejét, úgy az ismeretlen kinematikus viszkozitás a (15.16) egyenlet alapján kiszámítható. Az átfolyási idők elektronikusan nagy pontossággal mérhetők. Ugyanis, ha az S_1 pontba az üvegcső egyik oldalán egy jól fókuszált fényforrást (LED-et), vele szemben pedig egy fotodetektort (fototranzisztort) helyezünk el, akkor detektálhatjuk a folyadékmeniszkusz S_1 ponton történő áthaladását (Innét indítjuk az időmérést.). Ugyanezt kialakítva az S_2 pontban is detektálhatjuk a meniszkusz S_2 ponton történő áthaladását (Itt állítjuk meg az idő mérését.). A kapilláris ismételt feltöltése, s maga a mérés is nehezen automatizálható, ezért a módszer elsősorban laboratóriumi mérésként használatos.

15.2. Rotációs viszkoziméter

A módszer annak a forgatónyomatéknak a mérésén alapul, amely egy folyadékban állandó szögsebességgel forgó rotorra hat. Azokat a folyadékokat, amelyeknek a viszkozitása független a nyírási sebességtől, newtoni folyadékoknak nevezzük. Amennyiben a viszkozitás nyírási sebesség függő, úgy nem-newtoni folyadékokról beszélünk. A rotációs viszkoziméterek mindkét típusú folyadék vizsgálatára alkalmasak. Rotációs viszkoziméterek esetén a nyírási sebesség arányos a rotor forgási szögsebességével. A rotációs viszkozimétereket leggyakrabban az 15.3. ábrán látható koaxiális kettős hengeres viszkoziméterek formájában valósítják meg. A viszkozitás meghatározásához a vizsgálandó folyadékot a belső és a külső hengerek közötti részbe juttatják. Az 15.3. ábrán látható módon a viszkozitás mérése



15.3. ábra. A rotációs viszkozitásmérés elve.

a belső henger forgatásával (ω) és a forgatáshoz szükséges forgatónyomaték (M) mérésével lehetséges. Be lehet látni, hogy az r sugárhoz tartozó ($R_b \leq r \leq R_k$) folyadék rétegre a nyírási sebesség

$$\dot{\gamma} = \frac{dv_\theta}{dr} - \frac{v_\theta}{r}, \quad (15.17)$$

ahol v_θ a tangenciális sebesség. Felhasználva az alábbi differenciálási összefüggést

$$\frac{d\omega}{dr} = \frac{d}{dr} \left(\frac{v_\theta}{r} \right) = \frac{1}{r} \left(\frac{dv_\theta}{dr} - \frac{v_\theta}{r} \right), \quad (15.18)$$

a (15.17) egyenlet alapján írhatjuk, hogy:

$$\frac{d\omega}{dr} = \frac{\dot{\gamma}}{r}. \quad (15.19)$$

Mivel az r sugarú hengerre a felület $A = 2r\pi h$, a megfelelő nyírási feszültség:

$$\tau = \frac{F}{A} = \frac{F}{2r\pi h} = \frac{Fr}{2r\pi hr} = \frac{M}{2r^2\pi h}. \quad (15.20)$$

A (15.19), (15.20) és a (15.2) egyenletek alapján írhatjuk, hogy

$$\frac{d\omega}{dr} = \frac{M}{2h\pi\eta} \frac{1}{r^3}. \quad (15.21)$$

Ezt az egyenletet R_b -től R_k -ig intergrálva, majd a viszkozitást kifejezve jutunk az ún. Margules egyenlethez:

$$\eta = \frac{M}{4\pi\omega h} \left(\frac{1}{R_b^2} - \frac{1}{R_k^2} \right), \quad (15.22)$$

ahol R_b a belső, R_k pedig a külső henger sugara, h pedig a belső henger merülési mélysége a vizsgált folyadékban. Az ilyen rendszerű viszkozimétereket, amelyekben a belső hengerek forognak, Searle típusú viszkozimétereknek nevezzük. A külső henger forgatása esetén Couette típusú viszkoziméterekről beszélünk. A forgatónyomaték mérése pl. egy torziós rúd rugalmas deformációjának nyúlásmérő bélyeges követésével történhet. Gyakran a henger forgatását végző villanymotor áramfelvételéből következtetnek a forgatónyomaték nagyságára. A 15.4. ábrán egy ipari rotációs viszkozimétert mutatunk be.

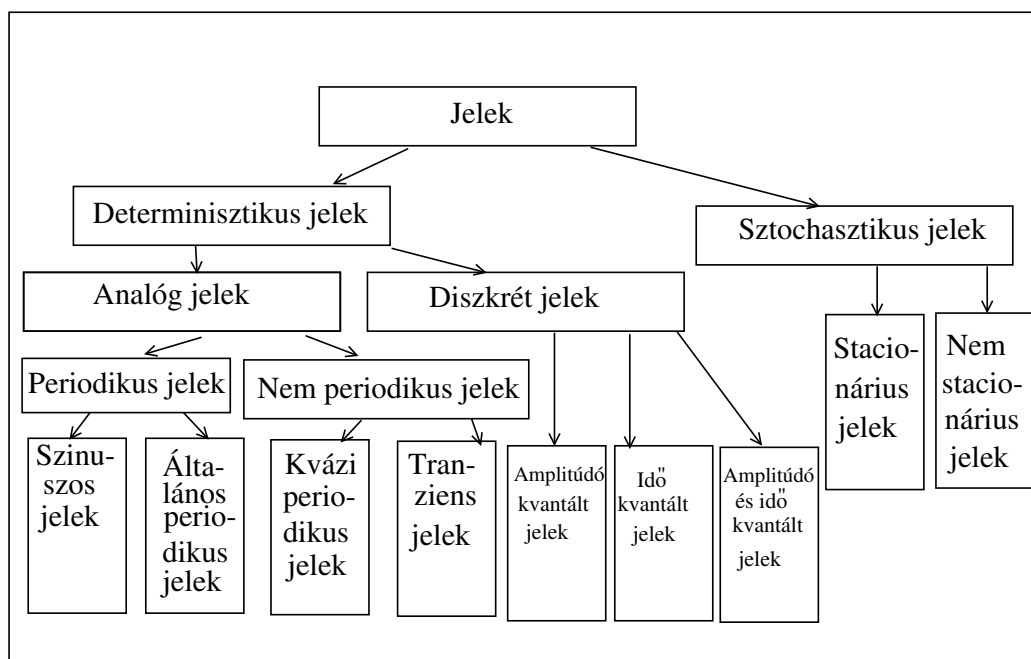


15.4. ábra. Ipari rotációs viszkozitás érzékelő.

16. Függelék

16.1. Jelek

A fizikai, kémiai és műszaki folyamatok mérhető időfüggvényeit jeleknek nevezzük. A jelek szakirodalomban elfogadott csoportosítása a 16.1. ábra alapján foglalható össze. Mérés-technikai alkalmazások során a jelek leggyakrabban feszültség-, illetve áramjelek formájában állnak rendelkezésünkre.



16.1. ábra. Jelek felosztása.

16.1.1. Determinisztikus analóg jelek

A determinisztikus jelek időfüggvénye matematikailag leírható, a jel értéke tetszőleges időpontban megadható.

16.1.2. Periodikus jelek

Az $x(t)$ periodikus jel, ha van olyan T , amelyre

$$x(t + nT) = x(t), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (16.1)$$

ahol T a jel periódusideje. Az időben periodikus feszültségjelek oszcilloszkóp segítségével könnyen megjeleníthetők. Periodikus jelek effektív értékét az alábbiak szerint definiáljuk:

$$x_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t) dt}. \quad (16.2)$$

A periodikus jelek igen általános matematikai feltételek mellett Fourier-sorba fejthetők:

$$x(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)) = \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (16.3)$$

ahol az ún. Fourier együtthatókat az alábbiak szerint számíthatjuk ki:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt, \quad (16.4)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(n\omega t) dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (16.5)$$

valamint

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(n\omega t) dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (16.6)$$

A Fourier együtthatók számításánál felhasználjuk, hogy $\omega = 2\pi/T$. Teljesül továbbá, hogy:

$$X_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad (16.7)$$

és

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{B_n}{A_n}\right). \quad (16.8)$$

A legkisebb frekvenciájú összetevőt $n = 1$, $f_1 = 1/T = \omega/(2\pi)$ alapharmonikusnak nevezzük. Az $f_n = nf = n/T = n\omega/(2\pi)$ frekvenciájú összetevőt n -dik harmonikusnak nevezzük. Felharmonikusokról beszélünk, ha $n > 1$. A periodikus jel effektív értékét az alábbiak szerint definiáljuk:

$$x_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t) dt} = \sqrt{\frac{X_0^2 + X_1^2 + X_2^2 + \dots}{2}}. \quad (16.9)$$

A periodikus jel torzítási tényezője:

$$k = \sqrt{\frac{X_2^2 + X_3^2 + \dots}{X_1^2}}. \quad (16.10)$$

A torzítási tényező a nem tisztán szinuszos függvények jellemzésére szolgál. Megadja a felharmonikusok "teljesítményét" az alap harmonikus teljesítményéhez viszonyítva. Megjegyezzük, hogy a Fourier együtthatók számolásánál ((16.4)-(16.6) egyenletek) az integrálokat a $(0, T)$ időintervallumra definiáltuk, a jelek periodikussága miatt azonban ezek az integrálok tetszőleges T -hosszúságú (t_0, t_0+T) időintervallumokra definiálhatók. A Fourier-soros leírásban szereplő paraméterek összességét a periodikus jel spektrumának nevezzük. A spektrumot a frekvencia függvényében ábrázolva ún. vonalas spektrumot kapunk.

Szinuszos jelek

Olyan jelek, amelyek időfüggése az alábbi formula szerint adható meg:

$$x(t) = A \sin(\omega t + \phi), \quad (16.11)$$

ahol x_0 a jel csúcserőértéke (amplitúdója), $\omega = 2\pi/T$ a körfrekvenciája ϕ pedig a jel kezdőfázisa. A szinusz és a koszinusz függvények közti matematikai relációnak megfelelően szinuszos jelek a koszinusz függvény segítségével is megadhatók. Könnyen belátható, hogy a szinuszos jelek effektív értékére igaz, hogy:

$$x_e = \frac{A}{\sqrt{2}}. \quad (16.12)$$

Általános periodikus jelek

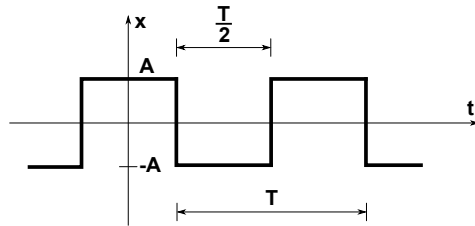
A mérés technikában leggyakrabban előforduló nem-szinuszos periodikus jelek a szimmetrikus négyszögjel (lásd 16.2. ábra), a szimmetrikus háromszögjel (lásd 16.3. ábra) és a fűrészjel (lásd 16.4. ábra). A Fourier együtthatók kiszámítása után ezekre a jelekre az alábbi spektrális felbontást kapjuk.

Szimmetrikus négyszögjel:

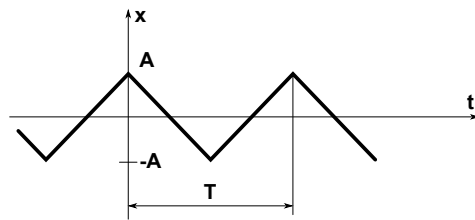
$$x(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \cos[(2n-1)\omega t], \quad (16.13)$$

amelynek spektruma csak páratlan harmonikusokat tartalmaz, effektív értékére pedig igaz, hogy $x_e = A$.

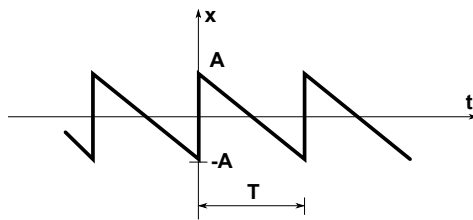
Szimmetrikus háromszögjel:



16.2. ábra. Szimmetrikus négyzetjel.



16.3. ábra. Szimmetrikus háromszögjel.



16.4. ábra. Fűrészjel.

$$x(t) = \frac{8A}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} \cos[(2n-1)\omega t] , , \quad (16.14)$$

amelynek spektruma szintén csak a páratlan harmonikusokat tartalmazza, effektív értékére pedig igaz, hogy $x_e = A/\sqrt{3}$.

Fűrészjel:

$$x(t) = \frac{2A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin[n\omega t] , \quad (16.15)$$

amelynek spektruma páros és páratlan harmonikusokat egyaránt tartalmaz, effektív értéke pedig $x_e = A/\sqrt{3}$. (Különböző alakú periodikus jeleknek megegyezhet az effektív értéke.)

Kváziperiodikus jelek

A kváziperiodikus jelek nem rendelkeznek véges periódusidővel. Spektrumuk diszkrét vonalás, de a spektrumvonalak nem egy adott alapfrekvencia egész számú többszöröseinél helyezkednek el. Kváziperiodikus jel pl. két szinuszos jel összege, ha a frekvenciák hányadosa irracionális szám:

$$x(t) = C_1 \sin \omega_1 t + C_2 \sin \omega_2 t, \quad (16.16)$$

ahol $\omega_2/\omega_1 = \sqrt{2}$.

Tranziens jelek

Olyan determinisztikus jelek, amelyek az előző csoportokba nem sorolhatók, ezek a jelek általában különböző rendszerek átmeneti jelenségei közben keletkeznek. Tipikus példája a tranziens jeleknek a reaktáns körök be-ki kapcsolásakor keletkező áramjelek. Tranziens jeleknek létezik a Fourier-transzformáltjuk:

$$X(\omega) = F\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt, \quad (16.17)$$

illetve a megfelelő inverz Fourier-transzformált

$$x(t) = F^{-1}\{X(\omega)\} = \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{i\omega t} d\omega. \quad (16.18)$$

A fenti egyenleteknek megfelelően a tranziens jelek spektruma folytonos.

16.1.3. Sztochasztikus jelek

A sztochasztikus jelek időfüggése nem adható meg egzakt függvények formájában, ezek csak a valószínűségi számítás módszereivel tanulmányozhatók. A legtöbb sztochasztikus folyamatban a valószínűségi változó szerepét az idő játssza.

16.1.4. Determinisztikus diszkrét jelek

A determinisztikus diszkrét jelek csak meghatározott szinten és/vagy meghatározott időpillanatban vehetnek fel értékeket. A szint szerinti beosztást amplitúdó kvantálásnak, az idő szerinti beosztást idő kvantálásnak (mintavételezésnek) nevezzük. A megfelelő mintavételező (és tartó) áramkörökkel ellátott analóg-digitális konverterek (ADC) amplitúdó

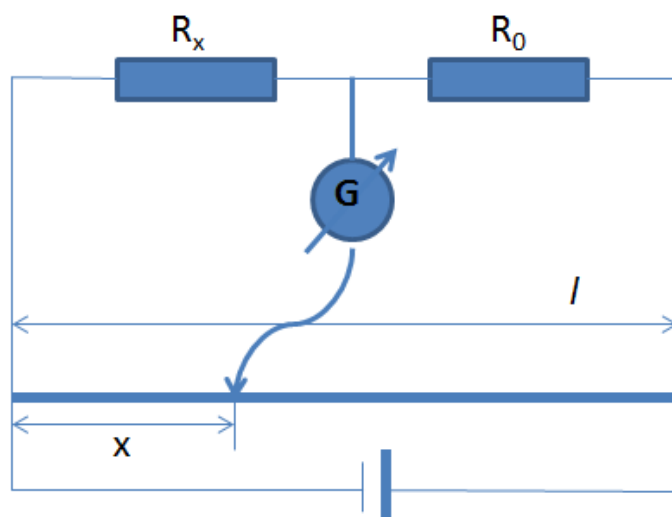
és idő kvantált jeleket állítanak elő. A mintavételezett jelek vagy impulzussorozatok szintén Fourier-transzformálhatók. A Shannon-féle mintavételezési szabály kimondja, hogy a mintavételezés frekvenciája legyen legalább kétszerese a vizsgált jel maximális frekvenciájú összetevőjének megfelelő frekvenciának. A mérés technikai gyakorlatban legalább tízszeres szorzót alkalmaznak [4].

16.2. Csúszóhuzalos Wheatstone-híd mérési hibája

Az 16.5. ábrán látható csúszóhuzalos Wheatstone-hidas ellenállásmérés esetén az ismeretlen ellenállásra (R_x) írhatjuk, hogy:

$$R_x = R_0 \frac{x}{l - x}, \quad (16.19)$$

ahol R_0 egy ismert nagyságú ellenállás, l a csúszóhuzal hossza, x a csúszka pozícióját jellemző távolság. Tegyük fel, hogy a csúszka-helyzet leolvasási hibája (leolvasási bizonytalansága) függetlenül annak helyzetétől Δx . Vizsgáljuk meg, hogy az ellenállásmérés relatív hibája ($\Delta R_x / R_x$) hogyan függ a leolvasási bizonytalanságtól. Az R_x hibájára írhatjuk,



16.5. ábra. Csúszóhuzalos Wheatstone-híd mérési elve.

hogy:

$$\Delta R_x = \frac{dR_x}{dx} \Delta x. \quad (16.20)$$

A differenciálhányadost kiszámítva azt kapjuk, hogy:

$$\Delta R_x = R_0 \frac{l}{(l-x)^2} \Delta x. \quad (16.21)$$

A (16.21) egyenletet a (16.19) egyenlettel elosztva a relatív hibára azt kapjuk, hogy:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{l}{l-x} \frac{\Delta x}{x}. \quad (16.22)$$

Tehát az ellenállásmérés $\Delta R_x/R_x$ relatív hibája a $\Delta x/x$ relatív leolvasási hiba $l/(l-x)$ -szerese. Bevezetve a csuszka pozíciójára jellemző $\xi = x/l$ dimenziómentes pozíciót a fenti egyenlet az alábbiak szerint írható:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = f(\xi) \frac{\Delta x}{l}, \quad (16.23)$$

ahol

$$f(\xi) = \frac{1}{\xi(1-\xi)}. \quad (16.24)$$

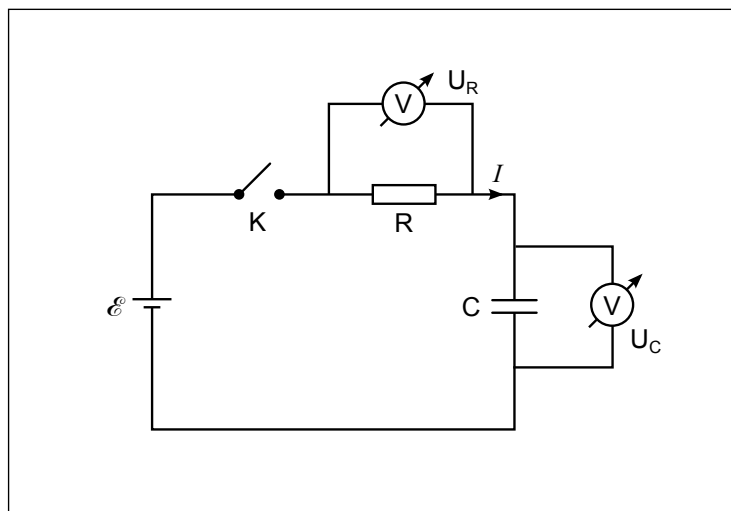
A függvény ($0 < \xi < 1$) intervallumban való vizsgálata alapján belátható, hogy $\xi = 1/2$ -nél, vagyis a csúszóhuzal közepénél a ellenállásmérés relatív hibájának minimuma van, míg a csúszóhuzal végeihez közelítve a relatív hiba erősen növekszik (matematikai szempontból divergál). Ezért a híddal célszerű úgy mérni, hogy kiegyenlítéskor a csuszka lehetőleg a csúszóhuzal középső részén legyen.

16.3. Kondenzátor feltöltése ellenálláson keresztül

A 16.6. ábrán látható módon egy R nagyságú ellenálláson keresztül a $t = 0$ időpontban bekapcsolt \mathcal{E} elektromotoros erejű feszültségforrás segítségével töltünk fel egy C kapacitású kondenzátort. A feltöltési folyamat minden időpillanatában érvényes Kirchhoff II. törvénye (a huroktörvény), vagyis írhatjuk, hogy az ellenálláson és a kondenzátoron eső feszültségek összege egyenlő a hurokban lévő feszültségforrás elektromotoros erejével:

$$U_R(t) + U_C(t) = \mathcal{E}. \quad (16.25)$$

Nilvánvaló, hogy $U_R(t) = RI(t)$ és $U_C(t) = Q(t)/C$, ahol $Q(t)$ a kondenzátor töltését, $I(t)$ pedig az ellenálláson átfolyó áram erősségét jelöli. Az áramerősség és a töltés nem



16.6. ábra. Kondenzátor feltöltése ellenálláson keresztül.

függetlenek egymástól, hanem:

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt}. \quad (16.26)$$

Így a (16.25) egyenlet alapján írhatjuk, hogy:

$$R \frac{dQ}{dt} + \frac{1}{C} Q = \mathcal{E}, \quad (16.27)$$

ahol az időfüggés jelölését az egyszerűség kedvéért elhagytuk. Mivel a töltést a $t = 0$ -ban kezdtük, nyilvánvaló, hogy teljesül a $Q(t = 0) = 0$ kezdeti feltétel. A fentiek alapján a feltöltést leíró differenciálegyenlet, a megfelelő kezdeti értékkel:

$$\begin{aligned} \frac{dQ}{dt} + \frac{1}{RC} Q &= \frac{\mathcal{E}}{R}, \\ Q(t = 0) &= 0. \end{aligned} \quad (16.28)$$

A rendszert tehát egy elsőrendű inhomogén differenciálegyenlet írja le. Az ilyen egyenletek általános megoldását a homogén egyenlet általános megoldása és az inhomogén egyenlet egy partikuláris megoldásának összege adja. A megfelelő homogén egyenlet:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{1}{\tau} Q = 0, \quad (16.29)$$

ahol bevezettük a $\tau = RC$ jelölést, τ -t a rendszer időállandójának hívjuk. A (16.29) egyenlet szeparálható, formális integrálással írhatjuk, hogy:

$$\int \frac{dQ}{Q} = - \int \frac{dt}{\tau}, \quad (16.30)$$

vagyis

$$\ln Q = -\frac{t}{\tau} + \text{const}, \quad (16.31)$$

ahol const egy integrációs állandó. Ebből a töltést kifejezve, azt kapjuk, hogy

$$Q = Ae^{-t/\tau}, \quad (16.32)$$

ahol A egy konstans ($A = e^{\text{const}}$), amit majd a kezdeti feltétel alapján határozunk meg. Könnyen (az egyenletbe való behelyettesítéssel) belátható, hogy a (16.28) inhomogén egyenletnek a $Q = C\mathcal{E}$ egyenlet megoldása, s így az inhomogén egyenlet általános megoldása:

$$Q = Ae^{-t/\tau} + C\mathcal{E}. \quad (16.33)$$

A kezdeti feltétel ($Q(t=0) = 0$) alapján a (16.33) egyenletből A -ra azt kapjuk, hogy:

$$0 = A + C\mathcal{E}, \quad (16.34)$$

vagyis $A = -C\mathcal{E}$, amit a (16.33) egyenletbe visszahelyettesítve adódik a (16.28) kezdeti érték probléma megoldása:

$$Q(t) = \mathcal{E}C(1 - e^{-t/\tau}). \quad (16.35)$$

A töltőáram időfüggését a (16.26) egyenlet alapján határozhatjuk meg:

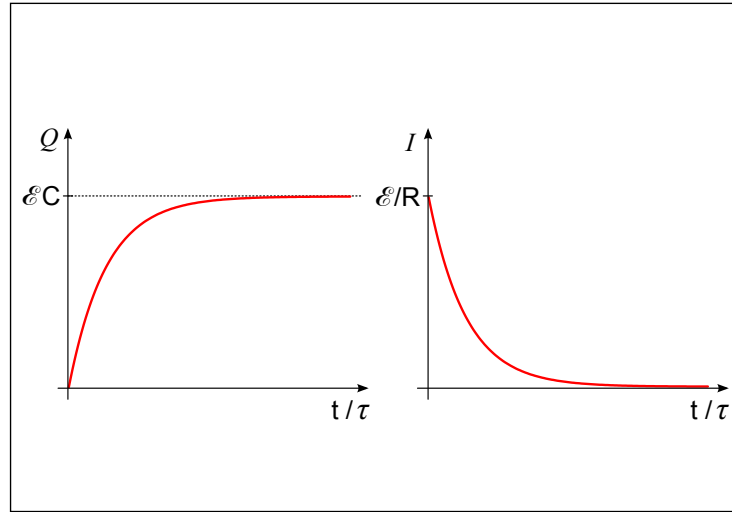
$$I(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{\mathcal{E}}{R}e^{-t/\tau}. \quad (16.36)$$

A kondenzátor töltésének időbeli változását és a töltőáram időfüggését a (16.35) és a (16.36) egyenletek alapján a 16.7. ábrán mutatjuk be. Látható, hogy $t \rightarrow \infty$ esetén a kondenzátor eléri a $Q = C\mathcal{E}$ formulának megfelelő egyensúlyi értéket, s ebben az esetben a töltőáram zérushoz tart. A fenti modellt egy elsőrendű differenciálegyenlet írta le, ezért a rendszert elsőrendű rendszernek nevezzük. (Másképpen is megfogalmazhatjuk: a rendszer egy energiatároló elemet, egy kondenzátort tartalmaz, ezért elsőrendűnek nevezzük.)

16.4. Tartály töltése folyadékkal

Tekintsük a 16.8. ábrán bemutatott rendszert: q_1 jelölje az A keresztmetszetű tartályba befolyó folyadék térfogatáramát, q_2 pedig a kifolyó folyadék térfogatáramát. Lamináris áramlást feltételezve igaz, hogy:

$$q_1 - q_2 = C\frac{dp}{dt}, \quad (16.37)$$



16.7. ábra. A kondenzátor töltésének és az ellenálláson átfolyó elektromos áram erősségének alakulása az idő függvényében.

ahol C a tartály hidraulikus kapacitása, p pedig a folyadék nyomása. (A hidraulikus kapacitás $C = A/(\rho g)$, ahol ρ a folyadék sűrűsége, g pedig a nehézségi gyorsulás.) A kifolyó folyadék térfogatáramát az alsó csap hidraulikus ellenállása (R) határozza meg:

$$Rq_2 = p_1 - p_2. \quad (16.38)$$

Figyelembe véve, hogy a $(p_1 - p_2)$ nyomáskülönbséget a h magasságú folyadékoszlop hidrosztatikai nyomása okozza, azaz

$$p_1 - p_2 = \rho gh. \quad (16.39)$$

Így $q_2 = \rho hg/R$, és a (16.37) egyenlet alapján azt kapjuk, hogy

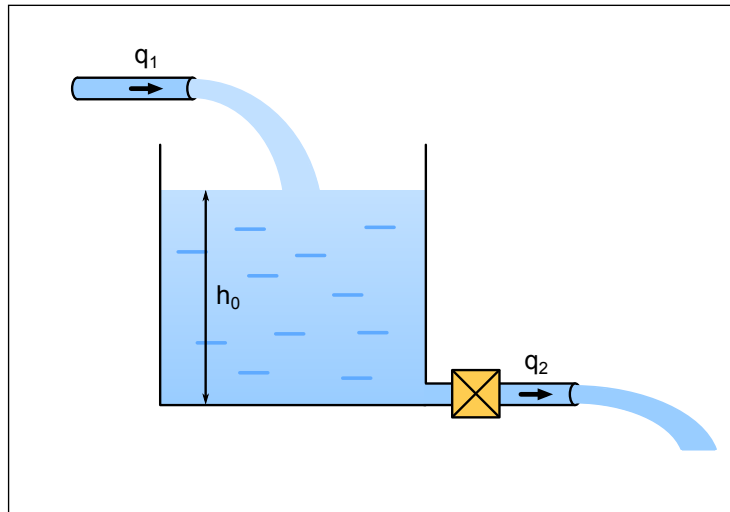
$$q_1 - \frac{h\rho g}{R} = C \frac{d(hg\rho)}{dt}. \quad (16.40)$$

Az egyenletet átrendezve

$$A \frac{dh}{dt} + \frac{g\rho}{R} h = q_1, \quad (16.41)$$

amit a megfelelő kezdeti feltétellel kiegészítve

$$\begin{aligned} \frac{dh(t)}{dt} + \frac{g\rho}{AR} h(t) &= \frac{q_1}{A} \\ h(t=0) &= h_0 \end{aligned} \quad (16.42)$$



16.8. ábra. Tartályból kiáramló folyadék térfogatáramának számítása.

a (16.28) egyenlettel analóg egyenlethez jutunk. Tehát a folyadékoszlop magasságát a tartályban egy elsőrendű differenciálegyenlet írja le. Megállapíthatjuk, hogy egy elfolyót is tartalmazó tartály töltése szintén elsőrendű rendszerként modellezhető.

16.5. Hőmérséklet-kiegyenlítőds

A folyadék térfogati áramok közti (16.37) összefüggést hőáramok (energia áramok) között is fel lehet írni:

$$q_1 - q_2 = C \frac{dT}{dt}, \quad (16.43)$$

ahol q_i a hőáramokat, C a rendszer hőkapacitását, T pedig a pillanatnyi hőmérsékletet jelöli. A hőkapacitás $C = mc$ a rendszer tömegének (m) és fajhőjének (c) szorzata. (Gázok esetén meg kell különböztetnünk az állandó nyomáson ill. állandó térfogaton vett fajhőket, szilárd-, és folyadékfázisok esetében a kettő lényegében egyenlő.) A (16.43) egyenlet lényegében az energia megmaradását fejezi ki. Amennyiben egy T hőmérsékletű hőmérőt egy T_f hőmérsékletű folyadékba helyezünk, úgy a hőmérő és a folyadék közti hőáramra írhatjuk, hogy:

$$q = \frac{T_f - T}{R}, \quad (16.44)$$

ahol R a hőmérő és a folyadék közötti termikus ellenállás. Jelen esetben $q_1 = q$ és $q_2 = 0$. Mindezt felhasználva a (16.43) egyenletben, a hőmérő által érzékelt T hőmérsékletre az alábbi differenciálegyenletet kapjuk:

$$\begin{aligned} RC \frac{dT}{dt} + T &= T_f, \\ T(t=0) &= T_0, \end{aligned} \tag{16.45}$$

ahol a kezdeti feltételt is rögzítettük. Matematikai szempontból a (16.28), (16.42) és (16.45) differenciálegyenletek megegyeznek, ún. elsőrendű rendszerek időbeli viselkedését írják le. A kondenzátor feltöltésénél részletezett megoldási módszer az utóbbi két esetben is alkalmazható, és a kezdeti értékektől függő, de hasonló alakú megoldásokhoz vezet.

Hivatkozások

- [1] D. Hofmann: Az ipari mérés technika, Műszaki Könyvkiadó, Budapest (1982).
- [2] Korányi Gyula, Nagy Ferenc, Reguly Zoltán: Mérés technika, Tankönyvkiadó, (Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar) Budapest (1989).
- [3] Schnell László: Jelek és rendszerek mérés technikája, Műszaki Könyvkiadó, Budapest (1985).
- [4] Huba Antal, Lipovszki György: Mérés elmélet, BME MOGI, Budapest (2014).
- [5] Budó Ágoston: Kísérleti Fizika II., Tankönyvkiadó, Budapest (2002).
- [6] Hevesi Imre: Elektromosság tan, Nemzeti Tankönyvkiadó, Budapest (1998).
- [7] Simonyi Károly: Villamosság tan, Akadémiai Kiadó, Budapest (1983).
- [8] Lampert Miklós: Szenzorok: elmélet és gyakorlat, Invest Marketing Bt., Budapest (2006).
- [9] William Bolton: Mechatronics: Electronic control systems in mechanical and electrical engineering, Pearson Education Limited, Edinburgh Gate (2003).
- [10] Kiss Ernő: Elektronikus műszerek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest (1984).
- [11] Nemes József: Mérés technika, Nyugat-magyarországi Egyetem, Sopron (2012).
- [12] Hank Zumbahlen (Editor): Basic Linear Design, Analog Devices (2007).
- [13] U. Tietze, Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök, Műszaki Könyvkiadó, Budapest (1990).
- [14] Dan Neculescu: Mechatronics, Prentice Hall, New Jersey (2001).
- [15] Kőfalusi Pál: Futómű rendszerek mechatronikája, 7. fejezet: Elektromechanikus szervokormány, BME MOGI (2014).
- [16] Zsuffa Attila: Lineáris útmérők. Magyar Elektronika 10, 60 (2005).

- [17] Zsuffa Attila: Lineáris útmérők 2. Magyar Elektronika 11, 17 (2005).
- [18] Manasi P. Joshi, E. Ramachandran, N. V. Karanth: AdMet 2012, Paper No. VN 003, 1-10.
- [19] Pordán Mihály: Nyomásérzékelés a hengerfejtömítésben. Autótechnika 9, 30 (2004).
- [20] Ferdinand Grave: Nemvillamos mennyiségek villamos mérése. Műszaki Könyvkiadó, Budapest (1968).
- [21] Godfrey C. Onwubolu: Mechatronics Principles and Applications, Elsevier Butterworth Heinemann, Amsterdam (2005).
- [22] Bánlaki Pál, Lovas Antal: Szenzorika és anyagai. TYPOTEX, Budapest (2012).