

Túrós László-Zsolt
Székely Gyula

Érzékelők és mérőhálózatok

Túros László-Zsolt
Székely Gyula

Érzékelők és mérőhálózatok

Túrós László-Zsolt
Székely Gyula

Érzékelők és mérőhálózatok

Scientia Kiadó
Kolozsvár·2022

sapientia
tankönyvek

műszaki tudományok



Felelős kiadó:

Sorbán Angella

Lektorálta:

Molnár László (Marosvásárhely)

Borítóterv:

Tipotéka Kft.

Kiadói koordinátor:

Szabó Beáta

Első magyar nyelvű kiadás: 2022

©Scientia 2022

Minden jog fenntartva, beleértve a sokszorosítás, a nyilvános előadás, a rádió- és televízióadás, valamint a fordítás jogát, az egyes fejezeteket illetően is.

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României

TÚRÓS, LÁSZLÓ-ZSOLT

Érzékelők és mérőhálózatok / Túrós László-Zsolt, Székely Gyula.

- Cluj-Napoca : Scientia, 2022

Conține bibliografie

ISBN 978-606-975-060-5

I. Székely, Gyula

004

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó	23
I. ÉRZÉKELŐK	
1. Érzékelők általános jellemzése	27
1.1. Az érzékelők statikus és dinamikus tulajdonságai	28
1.2. Az érzékelők osztályozása	33
2. Parametrikus érzékelők	37
2.1. Villamos ellenállás alapú érzékelők	37
2.1.1. Ellenállás-változást felhasználó hőérzékelők	37
2.1.1.1. Ellenállás fémhőérzékelők	37
2.1.1.2. Termisztorok	44
2.1.1.3. Félvezető p-n átmeneten alapuló hőérzékelő	48
2.1.1.4. PTAT hőérzékelő	49
2.1.2. Nyúlásmérő ellenállás-érzékelők	51
2.2. Induktív érzékelők	59
2.2.1. Nyitott mágneskörű induktív elmozdulásmérő érzékelők	59
2.2.2. Zárt mágneskörű induktív elmozdulásmérő érzékelők	63
2.2.3. Magnetoellasztikus induktív érzékelők	64
2.3. Kapacitív érzékelők	68
2.3.1. Geometriai változáson alapuló kapacitív érzékelők	69
2.3.2. Szigetelő dielektrikumváltozáson alapuló kapacitív érzékelők	71
3. Elektromotoros feszültséget generáló érzékelők	73
3.1. Termoelektromos érzékelők. Hőelemek	73
3.2. Piezoelektromos érzékelők	78
3.3. Fotovoltaikus érzékelők	87
4. Ultrahangot felhasználó érzékelők	97
4.1. A magnetosztriktív generátor és magnetoellasztikus vevő	98
4.2. Piezoelektromos generátor és vevő	100
4.3. Az ultrahang tulajdonságai	101

4.4. Az ultrahang alkalmazásai	105
4.4.1. Ekográfok	105
4.4.2. Ultrahangos szintmérők	106
4.4.3. Ultrahangos folyadékhozam-mérő	107
5. Elektromágneses hullámokat felhasználó érzékelők	110
5.1. Mikrohullámmal működő érzékelők	110
5.1.1. Doppler-hatás alkalmazása sebesség mérésére	114
5.1.2. RADAR	115
5.1.3. Reflexió és elnyelés felhasználása mikrohullámok esetén	117
5.2. Infravörös érzékelők	117
5.3. Radioaktív sugárzást felhasználó érzékelők	122
5.3.1. Radioaktív sugárzásforrás	123
5.3.2. Radioaktív sugárzásmérők	125
5.4. Lézer alapú érzékelők	129
6. Digitális elmozdulás- és helyzetmérő érzékelők	133
6.1. Inkrementális érzékelők	133
6.2. Abszolút kódolású helyzetmérő érzékelők	139
6.2.1. Természetes bináris kódolású abszolút helyzetmérő érzékelők	140
6.2.2. Gray-kódolású abszolút helyzetmérő érzékelők	142
II. MENNYISÉGEK MÉRÉSE ÉRZÉKELŐKKEL	
7. Fordulatszám mérése	149
7.1. Optikai korong és olvasó	152
7.2. Elektromágneses olvasó	152
7.3. Hall-érzékelős olvasók	153
7.3.1. Mágneses csapágytömítő-gyűrűs vagy póluskerék Hall-fordulatszám-mérő	155
7.3.2. Fogaskerék vagy ferromágneses fogastárcsa és külső állandó mágnessel rendelkező Hall-érzékelő	156
7.4. Magnetorezisztív érzékelős olvasók	157
7.4.1. AMR magnetorezisztív érzékelők	158
7.4.2. Magnetorezisztív fordulatszám-mérők	159
7.5. Fordulatszám mérése sztroboszkóppal	161

8. Gyorsulás és mechanikai rezgések mérése	165
8.1. Gyorsulásmérési alapelvek	165
8.1.1. Gyorsulásmérés közvetlen erőméréssel	166
8.1.2. Gyorsulásmérés közvetett erőméréssel	167
8.2. A mechanikai rezgésmérés alapjai	168
8.3. Gyorsulásmérő és rezgésmérő érzékelők típusai	171
8.3.1. Piezoelektromos gyorsulásmérők	171
8.3.2. Piezorezisztív és nyúlásérzékelős gyorsulásmérők	172
8.3.3. Kapacitív gyorsulásmérők	175
8.3.4. Elektromágneses gyorsulásmérők	178
8.3.5. Optikai rezgésmérők	180
8.3.6. Többdimenziós gyorsulásmérők	182
9. Erő és nyomaték mérése	185
9.1. Erő mérése	185
9.1.1. Rugalmas alakváltozáson alapuló erőmérés	186
9.1.2. Elektronikus mérlegek	189
9.1.2.1. Analitikus mérlegek	192
9.1.2.2. Általános mérlegek	193
9.1.2.3. Hídmérlegek	193
9.1.3. Tapintásérzékelők	194
9.1.3.1. Ellenállás-változáson alapuló tapintásérzékelők	195
9.1.3.2. Kapacitív tapintásérzékelők	197
9.1.3.3. Optikai tapintásérzékelők	198
9.2. Nyomaték mérése	200
9.2.1. Nyomatékmérő modulok	201
9.2.2. Fékpadok	207
10. Giroszkópok	211
10.1. Forgó giroszkópok	211
10.2. Rezgő giroszkópok	214
10.3. Optikai giroszkópok	216
11. Nyomás és hozammérés	219
11.1. Nyomás mérése	219
11.2. Hozam mérése	223
11.2.1. Fojtócsöves áramlásmérő	225
11.2.2. Termikus áramlásmérő	226

11.2.3. Elektromágneses áramlásmérő	226
11.2.4. Ultrahangos áramlásmérők	228
12. Környezeti paraméterek mérése	233
12.1. Nedvesség és páratartalom	233
12.2. Csapadék	236
12.3. Szélirány	239
12.4. Szélsébség	242
12.5. Légnyomás	244
13. Akusztikai zaj mérése	249
13.1. Akusztikai alapismeretek	249
13.2. Akusztikai mérőeszközök	254
14. Kémiai érzékelők	259
14.1. Elektroanalitikai módszerek	261
14.2. Tömegváltozáson alapuló kémiai érzékelők	265
14.2.1. BAW érzékelő – kvarc-mikromérleg	265
14.2.2. SAW érzékelő	266
14.3. Ionszelektív érzékelők	267
14.3.1. Folyadékok pH-mérése	267
14.3.2. Gázérezékelés. Lambdaszonda	270
III. INTELLIGENS ÉRZÉKELŐK ÉS MÉRŐHÁLÓZATOK	
15. Mikro-, nano- és intelligens érzékelők	275
15.1. Mikro-elektromechanikus rendszerek (MEMS)	275
15.1.1. MEMS tervezése és modellezése	277
15.1.2. Mikrobeavatkozók	280
15.1.2.1. Elektrotermikus mikrobeavatkozók	280
15.1.2.2. Elektrosztatikus mikrobeavatkozók	281
15.1.2.3. Elektromágneses mikrobeavatkozók	283
15.1.2.4. Piezoelektromos mikrobeavatkozók	283
15.1.3. Mikroérezékelő struktúrák	285
15.2. Intelligens érezékelők	286
16. Vezetékes mérőinterfészek	293
16.1. I ² C	293

16.2. SPI	297
17. Vezeték nélküli mérőinterfészek	303
17.1. Bluetooth	304
17.2. RFID, NFC	310
18. Vezeték nélküli érzékelőhálózatok	315
18.1. WSN hálózatok felépítése és tulajdonságai	315
18.2. Útválasztás a WSN hálózatokban	321
18.2.1. Adatközpontú útválasztó protokollok	321
18.2.2. Hierarchikus útválasztó protokollok	324
18.2.3. Helyalapú útválasztó protokollok	325
18.3. Érzékelők és WSN hálózatok integrációja az IoT világába	328
Irodalomjegyzék	331
Abstract	339
Rezumat	341
A szerzőkről	343

CONTENTS

I. SENSORS

1. General characterization of sensors	27
1.1. Static and dynamic properties of sensors	28
1.2. Classification of sensors	33
2. Parametric sensors	37
2.1. Electrical resistance-based sensors	37
2.1.1. Resistance-change-based temperature sensors	37
2.1.2. Strain gauge resistance sensors	51
2.2. Inductive sensors	59
2.2.1. Inductive displacement sensors with open magnetic circuit	59
2.2.2. Inductive displacement sensors with closed magnetic circuit	63
2.2.3. Magnetoelastic inductive sensors	64
2.3. Capacitive sensors	68
2.3.1. Capacitive sensors based on geometric change	69
2.3.2. Capacitive sensors based on insulating dielectric change	71
3. Sensors generating electromotive voltage	73
3.1. Thermoelectric sensors. Thermocouples	73
3.2. Piezoelectric sensors	78
3.3. Photovoltaic sensors	87
4. Ultrasonic sensors	97
4.1. The magnetostrictive generator and magnetoelastic receiver	98
4.2. Piezoelectric generator and receiver	100
4.3. Properties of ultrasound	101
4.4. Ultrasound applications	105
4.4.1. Echographs	105
4.4.2. Ultrasonic level gauges	106
4.4.3. Ultrasonic liquid flow meter	107

5. Sensors using electromagnetic waves	110
5.1. Microwave sensors	110
5.1.1. Application of Doppler effect to measure velocity	114
5.1.2. RADAR	115
5.1.3. Use of reflection and absorption in microwaves	117
5.2. Infrared sensors	117
5.3. Sensors using radioactive radiation	122
5.3.1. Radioactive source	123
5.3.2. Radioactive radiation meters	125
5.4. Laser-based sensors	129
6. Digital displacement and position sensors	133
6.1. Incremental sensors	133
6.2. Absolute coded position sensors	139
6.2.1. Natural binary coded absolute position sensors	140
6.2.2. Gray coded absolute position sensors	142
II. MEASUREMENT OF QUANTITIES WITH SENSORS	
7. Angular velocity measurement	149
7.1. Optical disc and reader	152
7.2. Electromagnetic reader	152
7.3. Hall-sensor-based readers	153
7.3.1. Magnetic bearing seal ring or pole wheel Hall tachometer	155
7.3.2. Gear or ferromagnetic gear and Hall sensor with external permanent magnet	156
7.4. Readers with magnetoresistive sensors	157
7.4.1. AMR magnetoresistive sensors	158
7.4.2. Magnetoresistive tachometers	159
7.5. Revolution measurement with a stroboscope	161
8. Measurement of acceleration and mechanical vibrations	165
8.1. Principles of acceleration measurement	165
8.1.1. Acceleration measurement with direct force measurement	166
8.1.2. Acceleration measurement with indirect force measurement	167

8.2. Basics of mechanical vibration measurement	168
8.3. Types of accelerometers and vibration sensors	171
8.3.1. Piezoelectric accelerometers	171
8.3.2. Piezoresistive and strain-gauge-based accelerometers	172
8.3.3. Capacitive accelerometers	175
8.3.4. Electromagnetic accelerometers	178
8.3.5. Optical vibration meters	180
8.3.6. Multidimensional accelerometers	182
9. Force and torque measurement	185
9.1. Force measurement	185
9.1.1. Force measurement based on flexible deformation	186
9.1.2. Electronic scales	189
9.1.3. Touch sensors	194
9.2. Torque measurement	200
9.2.1. Torque-measuring modules	201
9.2.2. Brake pads	207
10. Gyroscopes	211
10.1. Rotating gyroscopes	211
10.2. Vibratory gyroscopes	214
10.3. Optical gyroscopes	216
11. Pressure and flow measurement	219
11.1. Pressure measurement	219
11.2. Flow measurement	223
11.2.1. Throttling flowmeter	225
11.2.2. Thermal mass flow meter	226
11.2.3. Electromagnetic flow meter	226
11.2.4. Ultrasound-based flow meters	228
12. Measurement of environmental parameters	233
12.1. Moisture and humidity	233
12.2. Precipitation	236
12.3. Wind direction	239
12.4. Wind speed	242
12.5. Barometric pressure	244

13. Acoustic noise measurement	249
13.1. Basics of acoustics	249
13.2. Acoustic measuring instruments	254
14. Chemical sensors	259
14.1. Electroanalytical methods	261
14.2. Chemical sensors based on mass change	265
14.2.1. BAW sensor—quartz microscale	265
14.2.2. SAW sensor	266
14.3. Ion-selective sensors	267
14.3.1. pH measurement of liquids	267
14.3.2. Gas detection. Lambda probe	270
III.SMART SENSORS AND MEASURING NETWORKS	
15. Micro-, nano- and intelligent sensors	275
15.1. Microelectromechanical systems (MEMS)	275
15.1.1. Design and modelling of MEMS	277
15.1.2. Microactuators	280
15.1.3. Microsensor structures	285
15.2. Smart sensors	286
16. Wired measuring interfaces	293
16.1. I ² C	293
16.2. SPI	297
17. Wireless measuring interfaces	303
17.1. Bluetooth	304
17.2. RFID, NFC	310
18. Wireless Sensor Networks	315
18.1. Structure and properties of WSN networks	315
18.2. Routing in WSN networks	321
18.2.1. Data-centric routing protocols	321
18.2.2. Hierarchical routing protocols	324
18.2.3. Location-based routing protocols	325
18.3. Integration of sensors and WSN networks into the world of IoT	328

Contents	15
References	331
Abstract	339
About the Authors	343

CUPRINS

I. SENZORI

1. Caracterizarea generală a senzorilor	27
1.1. Proprietățile statice și dinamice ale senzorilor	28
1.2. Clasificarea senzorilor	33
2. Senzori parametrici	37
2.1. Senzori pe bază de rezistență electrică	37
2.1.1. Senzori de temperatură bazați pe modificarea rezistenței electrice	37
2.1.2. Senzori rezistivi de alungire mecanică	51
2.2. Senzori inductivi	59
2.2.1. Senzori inductivi de deplasare cu circuit magnetic deschis	59
2.2.2. Senzori inductivi de deplasare cu circuit magnetic închis	63
2.2.3. Senzori inductivi magnetoelastici	64
2.3. Senzori capacitivi	68
2.3.1. Senzori capacitivi bazați pe modificare geometrică	69
2.3.2. Senzori capacitivi cu modificarea dielectricului izolator	71
3. Senzori generatori de tensiune electromotoare	73
3.1. Senzori termoelectrice. Termocuple	73
3.2. Senzori piezoelectrice	78
3.3. Senzori fotovoltaici	87
4. Senzori care utilizează ultrasunete	97
4.1. Generator magnetostrictiv și receptor magnetoelastic	98
4.2. Generator și receptor piezoelectric	100
4.3. Proprietățile ultrasunetelor	101
4.4. Aplicații ale ultrasunetelor	105
4.4.1. Ecografe	105
4.4.2. Nivelmetre cu ultrasunete	106
4.4.3. Debitmetru pentru lichide cu ultrasunete	107

5. Senzori care utilizează unde electromagnetice	110
5.1. Senzori cu microunde	110
5.1.1. Utilizarea efectului Doppler pentru măsura vitezei	114
5.1.2. RADAR	115
5.1.3. Utilizarea reflexiei și a absorbției la microunde	117
5.2. Senzori cu radiație infraroșie	117
5.3. Senzori care utilizează radiații nucleare	122
5.3.1. Surse de radiații nucleare	123
5.3.2. Dispozitive de măsurare a radiației nucleare	125
5.4. Senzori cu laser	129
6. Senzori digitali pentru măsurarea deplasării și a poziției	133
6.1. Senzori incrementali	133
6.2. Senzori de măsurare a poziției cu codificare absolută	139
6.2.1. Senzori de măsurare a poziției în cod binar natural	140
6.2.2. Senzori de măsurare a poziției în cod Gray	142
II. MĂSURAREA MĂRIMILOR CU SENZORI	
7. Măsurarea turației	149
7.1. Disc și cititor optic	152
7.2. Cititor electromagnetic	152
7.3. Cititoare cu senzori Hall	153
7.3.1. Măsurarea Hall a turației cu inel de rulmenți magnetizat sau roată dințată cu poli magnetici	155
7.3.2. Măsurarea Hall a turației cu roată dințată sau disc cu poli feromagnetici	156
7.4. Cititori cu senzori magnetorezistivi	157
7.4.1. Senzori magnetorezistivi AMR	158
7.4.2. Turometre magnetorezistive	159
7.5. Măsurarea turației cu stroboscop	161
8. Măsurarea accelerației și a vibrațiilor mecanice	165
8.1. Principii de măsurare a accelerației	165
8.1.1. Măsurarea accelerației cu măsurarea directă a forței	166
8.1.2. Măsurarea accelerației cu măsurarea indirectă a forței	167
8.2. Bazele măsurării vibrațiilor mecanice	168

8.3. Tipuri de senzori de măsurare a accelerației și a vibrațiilor mecanice	171
8.3.1. Accelerometre piezoelectrice	171
8.3.2. Accelerometre piezorezistive și cu senzori de alungire mecanică	172
8.3.3. Accelerometre capacitive	175
8.3.4. Accelerometre electromagnetice	178
8.3.5. Accelerometre optice	180
8.3.6. Accelerometre multidimensionale	182
9. Măsurarea forței și a momentului	185
9.1. Măsurarea forței	185
9.1.1. Măsurarea forței pe baza deformării elastice	186
9.1.2. Cântare electronice	189
9.1.3. Senzori tactili	194
9.2. Măsurarea cuplului	200
9.2.1. Module de măsurare a cuplului	201
9.2.2. Bancuri de frânare	207
10. Giroscopae	211
10.1. Giroscopae rotative	211
10.2. Giroscopae oscilante	214
10.3. Giroscopae optice	216
11. Măsurarea presiunii și a debitului	219
11.1. Măsurarea presiunii	219
11.2. Măsurarea debitului	223
11.2.1. Debitmetru cu strangulare	225
11.2.2. Debitmetre termice	226
11.2.3. Debitmetre electromagnetice	226
11.2.4. Debitmetre cu ultrasunete	228
12. Măsurarea parametrilor de mediu	233
12.1. Umiditate și conținut de vapori	233
12.2. Precipitații	236
12.3. Direcția vântului	239
12.4. Viteza vântului	242
12.5. Presiunea atmosferică	244

13. Măsurarea zgomotului acustic	249
13.1. Cunoștințe acustice de bază	249
13.2. Mijloace de măsurare acustice	254
14. Senzori chimici	259
14.1. Metode electroanalitice	261
14.2. Senzori chimici bazați pe modificarea masei	265
14.2.1. Senzori BAW – microcântare cu cuarț	265
14.2.2. Senzori SAW	266
14.3. Senzori ion selectivi	267
14.3.1. Măsurarea pH la lichide	267
14.3.2. Senzori de gaz. Sonda lambda	270
III.SENZORI INTELIGENȚI ȘI REȚELE DE MĂSURARE	
15. Senzori micro, -nano și -inteligenți	275
15.1. Sisteme microelectromecanice (MEMS)	275
15.1.1. Proiectarea și modelarea MEMS	277
15.1.2. Microactuatori	280
15.1.3. Structuri de microsenzori	285
15.2. Senzori inteligenți	286
16. Interfețe de măsurare cu fir	293
16.1. I ² C	293
16.2. SPI	297
17. Interfețe de măsurare fără fir	303
17.1. Bluetooth	304
17.2. RFID, NFC	310
18. Rețele de senzori fără fir	315
18.1. Structura și proprietățile rețelelor WSN	315
18.2. Rutare în rețele WSN	321
18.2.1. Protocoale de rutare centrate pe date	321
18.2.2. Protocoale ierarhice de rutare	324
18.2.3. Protocoale de rutare bazate pe locație	325
18.3. Integrarea senzorilor și a rețelelor WSN în lumea IoT	328

Cuprins	21
Bibliografie	331
Rezumat	341
Despre autori	343

ELŐSZÓ

Korábbi kötetünkben (Székely Gyula–Túros László-Zsolt: *Villamos, elektronikus és virtuális mérések*, Scientia Kiadó, Kolozsvár, 2020) tárgyaltuk a villamos és mágneses mennyiségek mérési lehetőségeit klasszikus módszerekkel és a mai bonyolult elektronikai műszerekkel, illetve számítástechnikai, távközlési és informatikai rendszerekkel. Ez megalapozta azt a tudományos hátteret, amely szükséges a környező világunk, az általunk alkotott mesterséges műszaki létesítmények és az élő világ bonyolult tulajdonságainak, paramétereinek a villamos energiahordozó segítségével való mérések megértéséhez. Ma bármely jelenség (fizikai, vegyi, biológiai) átalakítható elektromos jellé, amely egyszerűbb vagy nagyon bonyolult jelfeldolgozás során hasznos, tárolható, kijelezhető, visszacsatolható információvá válik. E kötetünkben az **érzékelőről**, a mérési lánc első eleméről tárgyalunk, valamint az érzékelőt követő jelfeldolgozási lehetőségekről.

Érzékelő alatt ebben a könyvben olyan rendszerbeli elemet értünk, amelynek kimenő jele valamilyen villamos mennyiség, és eleget tesz a metrológia követelményeinek: pontosság, ismételhetőség, felbontó képesség, szavatossági idő, környezeti hatásokkal szembeni immunitás. Az érzékelőket több szempontból lehet osztályozni: működési elvük alapján, a bemenő mennyiségek természete és típusa, illetve a kimenő elektromos jelek természete szerint. Ezt a bonyodalmat úgy hidaltuk át, hogy könyvünket három részre osztottuk fel: az érzékelők bemutatása működési elveik alapján, az érzékelők felhasználásával létrehozható módszerek és műszerek bizonyos jelenségkategóriák mérésére és a mikrostruktúrákat felhasználó okos érzékelők, illetve mérőhálózatok. Ezekre részletesebben az alábbiakban hivatkozunk.

Ez a tárgyalási mód azért volt szükséges, mert a mérendő jelenségek (tulajdonságok) és az érzékelő eszközök sokoldalú átfedést mutatnak. Például piezoelektromos érzékelőt használhatunk az erő, nyomás, gyorsulás, szögsebesség, zajszint, vegyi összetétel mérésére. Másfelől egy bizonyos mennyiség érzékelése/mérése lehetséges sokféle érzékelővel. Például az elmozdulás, helyzet mérése lehetséges induktív, kapacitív, inkrementális, abszolút kódolású érzékelőkkel. Ebben a „zűrzavarban” próbáltunk tisztább képet alkotni.

Az **első rész** (*Érzékelők*) elején az érzékelőket jellemezzük mind statikus, mind dinamikus szempontból, majd bemutatjuk az osztályozásuk egyik lehetőségét. Következnek a jelenségen alapuló érzékelőosztályozások:

parametrikus érzékelők, amelyek segéd-energiaforrást igényelnek a működésükhöz (ellenállás-, induktívitás- és kapacitásváltozáson alapuló érzékelők) és az aktív érzékelők, amelyek energiaforrások is (termoelektromos, piezoelektromos, fotovoltaikus érzékelők), valamint a közvetlenül digitális mérőléccel/koronggal rendelkező érzékelők. A következőkben már olyan jelenségcsaládokat elemzünk, amelyek érzékelők működését teszik lehetővé. Ilyenek az ultrahang, illetve az elektromágneses sugárzás (mikrohullám, infravörös, lézer, radioaktív sugárzás).

A **második részben** (*Mennyiségek mérése érzékelőkkel*) a könyvünk célcsoportját érdeklő legfontosabb mennyiségeket mérő eszközök, eljárások bemutatásával foglalkozunk, ahol már hivatkozunk az első részben bemutatott érzékelőkre. A fejezetek a következő mennyiségeket mérő eszközöket tárgyalják: fordulatszám, gyorsulás és mechanikai rezgések, erő és nyomaték, szögsebesség giroszkópokkal, nyomás és hozam, környezeti paraméterek, akusztikai zaj és kémiai mennyiségek. Mivel a mérési területek nagyon eltérőek, mindenik mérendő mennyiségnél az elején leszögezzük a fő tulajdonságokat, jellemzőket, mértékegységeket, hogy egyértelműek legyenek a következőkben bemutatott elvi és gyakorlati megoldások. A megoldások sokaságából kiragadtuk azokat, amelyeket a mai műszaki színvonalon viteleznek ki.

A **harmadik rész** (*Intelligens érzékelők és mérőhálózatok*) a mikro- és nanotechnológiák segítségével létrehozott MEMS/NEMS (Micro/Nano ElectroMechanical Systems) struktúrákkal kezdődik, amelyek segítségével megvalósíthatók MEMS/NEMS beavatkozók, amelyek aztán kombinálva a mikroelektronikával (ugyazon a félvezető elemen) az intelligens érzékelőhöz vezetnek (Smart Sensor). A digitális interfészek létrehozzák azt a lehetőséget, hogy az érzékelőket, mérőelemeket hálózatba köthessük, aminek érdekében bemutatunk néhány vezetékes és vezeték nélküli (wireless) interfészt, a mérőhálózatok felépítését, útválasztási lehetőségeit.

Tankönyvünk a Sapientia Erdélyi Magyar Tudományegyetem Marosvásárhelyi Karán működő villamosmérnöki és gépészmérnöki alapképzésen és mesterképzésen részt vevő diákoknak szól, de értelemszerűen az elméleti színvonal, valamint a részletesség túlmutat a tantervek szigorú keretein, így hasznos információt tartalmaz számos területen tevékenykedő szakember számára is.

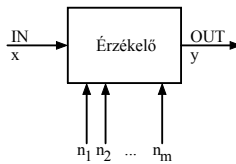
I. rész

ÉRZÉKELŐK

1. fejezet

Érzékelők általános jellemzése

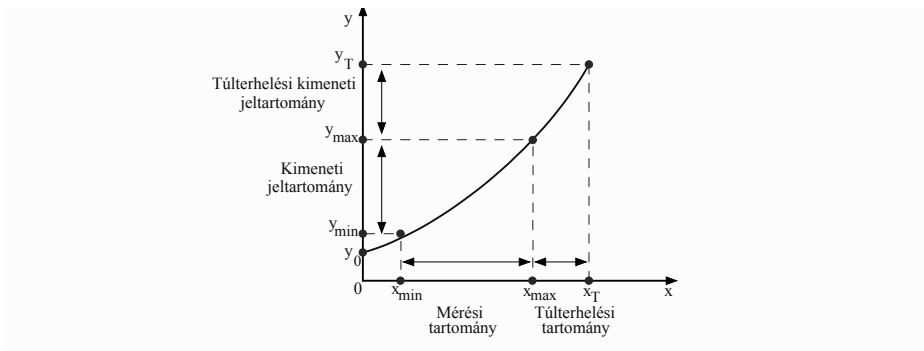
Olyannyira általánossá vált a bármely jelenség tulajdonságainak villamos mennyiséggé való átalakítása, hogy **érzékelő (szenzor)** elnevezéssel illetünk minden olyan műszaki mérési eszközt, amely bemenetén nem villamos mennyiség, kimenetén pedig villamos mennyiség található. A mérési folyamatban felhasznált érzékelők mindegyikének kimeneti jele (output – y) több bemeneti mennyiségnek a függvénye. A bemeneti mennyiségek közül a mérendőn kívül (input – x) a többi zavaró jelnek (n_k – noise) tekintjük, amelyeknek a hatását a mérés során igyekszünk csökkenteni (1.1. ábra).



1.1. ábra. Érzékelő bemeneti, kimeneti és zavaró jelei

1.1. Az érzékelők statikus és dinamikus tulajdonságai

A statikus karakterisztika meghatározásához feltétel, hogy az $y(x)$ összefüggés felállításánál a zavaró paraméterek n_k állandó (referencia) értéken maradjanak. Ekkor a bemeneti mennyiség időben állandó értékeire meghatározhatjuk a kimenet állandósult értékeit. **A kimeneti és bemeneti mennyiségek között így nyerhető $y(x)$ összefüggés a statikus karakterisztika** (1.2. ábra). A statikus karakterisztika meghatározható mérések alapján



1.2. ábra. Érzékelő statikus karakterisztikája

vagy pontos, illetve megközelítéssel matematikai képlettel fejezhető ki. A statikus karakterisztika alapján fontos érzékelőre jellemző mennyiségeket határozunk meg:

- **Mérési tartomány** $[x_{min}, x_{max}]$, amelyben teljesülnek az érzékelőre megadott specifikációk.
- **Kimeneti jeltartomány** $[y_{min}, y_{max}]$, amely intervallumban található a kimeneti jel értékei, amikor x az egész mérési tartományon végighalad.
- **Túlterhelési tartomány** az a bemenő jel $[x_{max}, x_T]$ értékintervallum, amelyben az érzékelő még működőképes, de az előírt specifikációkat már nem teljesíti. Fontos, hogy a túlterhelési tartományból visszatérve a mérési tartományba az érzékelő az eredeti statikus karakterisztika alapján működjön. Ha az $x > x_T$, akkor az érzékelő működésképtelenné válhat (x_T – törési határ).
- **Érzékenység** (sensitivity) az adott M munkapontban kiszámított differenciálhányados. Ennek kétféle meghatározása van:

- **abszolút érzékenység** – S_a , ami a kimenet és a bemenet változásának aránya, kifejezi az érzékelő kimenetének a változását a bemenet egységnyi változásához képest:

$$S_a = \left. \frac{\Delta y}{\Delta x} \right|_M \left[\frac{\dim y}{\dim x} \right]; \quad (1.1)$$

- **relatív érzékenység** – S_r , ami az érzékelő relatív kimeneti és relatív bemeneti változásának az arányát képezi:

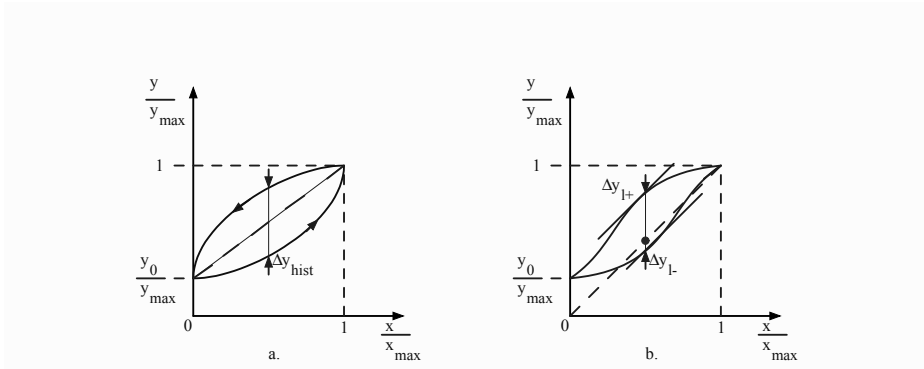
$$S_r = \left. \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\frac{\Delta x}{x}} \right|_M \left[\% \text{ vagy relatív érték} \right]. \quad (1.2)$$

Adjunk példát e két érzékenységtípusra: kromel-alumel hőelemnél $S_a = 40,6 \mu V/K$ (a statikus karakterisztika az $U_e = S_a(T - T_0)$ képlettel fejezhető ki); konstantán nyúlásmérő ellenállás-érzékelőknél $S_r = 2$ (a statikus karakterisztika a $\Delta R/R = S_r \cdot \varepsilon = S_r \cdot (\Delta l/l)$ képlettel fejezhető ki).

- **Ofszet:** az $x = 0$ értéknél az érzékelő kimenetén a jel $y = y_0$ nem nulla értékű (csak ott értelmezhető, ahol az alapkarakterisztikában $x = 0$ értékre $y = 0$ kellene legyen).
- **Ismétlőképesség:** azonos körülmények és referenciafeltételek mellett az érzékelő bemeneti mennyiségének azonos értékénél, hosszabb időtartamon belül többször megmérve, a különböző mérési ciklusokban mért kimeneti értékek csak meghatározott korlátan belül térnek el egymástól.
- **Hiszterézishiba:** egy mérési ciklusban az azonos x bemeneti mennyiséghez tartozó kimeneti y értékek különbsége, amelyeket a monoton növekvő és monoton csökkenő bemeneti jeleknél mértünk. A hiszterézishibát a teljes mérési ciklusban mérhető maximális Δy_{hist} eltéréssel jellemezzük (1.3.a. ábra).
- **Linearitási hiba:** általános értelmezésben a mért statikus karakterisztikának az ideális (lineáris) statikus karakterisztikától mért maximális eltérése. Az 1.3.b. ábrán látható hiszterézises karakterisztikánál a karakterisztika alsó ágánál a linearitási hibája Δy_{l-} , míg a felső ágánál Δy_{l+} . A hiszterézissel rendelkező karakterisztika (egészében) végpontokra vonatkozó linearitási hibája:

$$\Delta y_l = \frac{\Delta y_{l+} + \Delta y_{l-}}{2}. \quad (1.3)$$

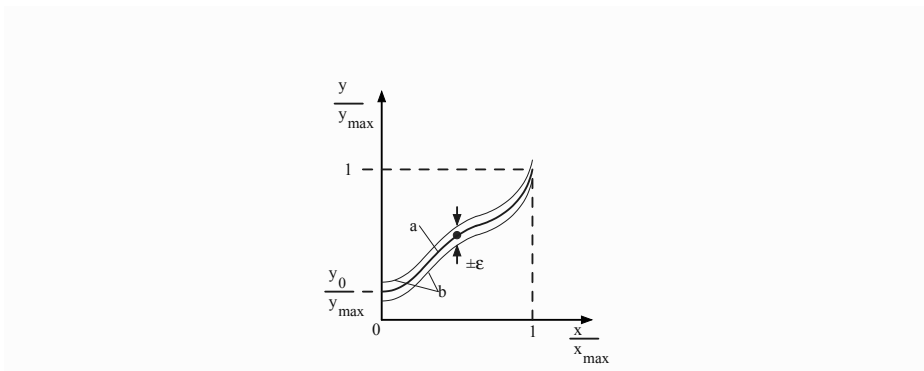
- **Felbontó képesség** (resolution): az a bemeneti mennyiség változás, amely a kimeneten érzékelhető (mennyiségileg értékelhető) változást



1.3. ábra. a. Hiszterézishiba; b. Linearitási hiba

hoz létre. Ha az érzékelő kimenete digitális, akkor a felbontóképesség egyenlő a legkevesbé fontos bit (digit) értékével. Például ha egy digitális hőmérő kijelzője $0,1^\circ\text{C}$ különbségeket tud megjeleníteni, akkor az érzékelő felbontóképessége $r = 0,1^\circ\text{C}$. A felbontóképességhez nagyon közel álló fogalom a **küszöbérték**, amelynek meghatározása hasonló, mint a felbontóképességé.

- **Hibasáv:** olyan hibamegadási mód, amikor az egész mérési tartományra megadnak egy maximális hibát, amelyet úgy jelölnek ki, hogy a mért hibával terhelt karakterisztika ezen belül maradjon. Egy általános nemlineáris elméleti statikus karakterisztikát a több



1.4. ábra. Nemlineáris statikus karakterisztika és hibasávja

ciklusban felvett kimeneti jelek átlagából határozzák meg (1.4. ábra

a. görbe). A valós karakterisztika egy $\pm\varepsilon$ végértékre vonatkoztatott hibasávban található (a határkarakteristikák az 1.4. ábra b. görbéi).

- **Környezeti hatások** befolyásolják az érzékelő statikus karakteristikáját, mind működés közben, mind működésen kívüli állapotban (pl. tárolás, szállítás). A gyakori környezeti hatások közé tartozik a hőmérséklet, nedvesség, nyomás, elektromágneses erőterek.

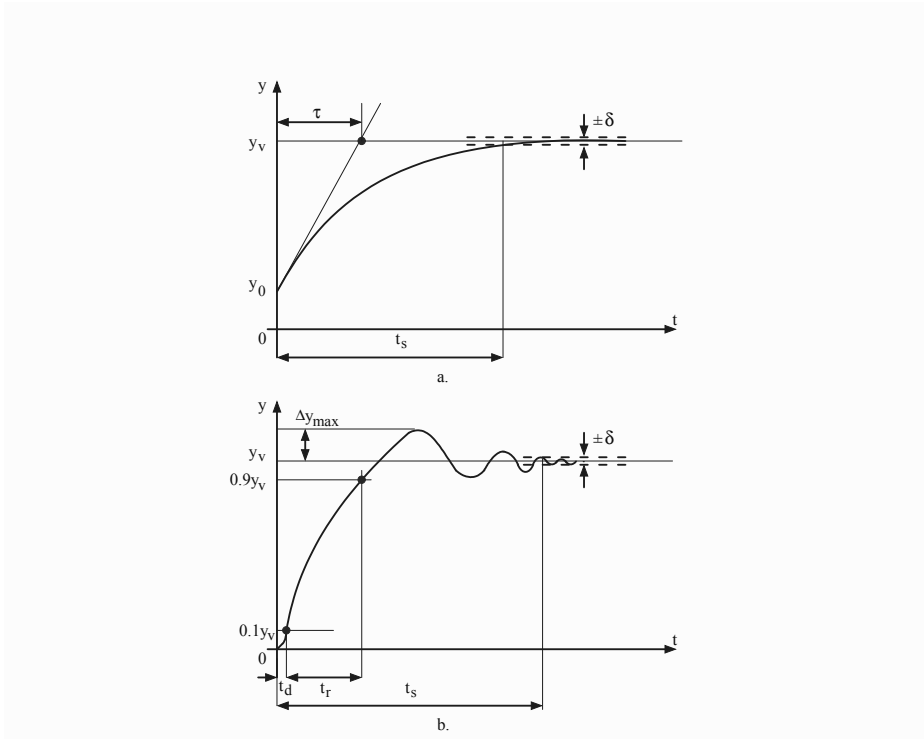
Mint minden terméknél, az érzékelőknél is a gyártó pontosítja a **működési környezeti feltételeket**, amelyek az érzékelő működését befolyásoló hatások azon tartománya, amelyen belül az érzékelő működőképességét még megtartja.

- **Visszahatás:** mivel az érzékelők a mérés helyéről energiát vonnak el, ez befolyásolja a mérendő mennyiségek nagyságát. Például az érintkezéssel hőmérsékletnél egy nagy hőkapacitású érzékelő befolyásolja a mérendő testet, a nagy tömegű rezgésmérő a mérendő rendszerre helyezve megváltoztatja annak frekvenciakarakteristikáját. Igen fontos tervezési és alkalmazástechnikai feladat a visszahatásmentes mérés kialakítása.

- **Dinamikus időkarakteristikák:** ha a bemeneti x mérendő mennyiség időben változik, akkor a bemeneti mennyiség értékeihez minden időpillanatban meghatározható a kimeneti mennyiség pillanatnyi értéke. A kimeneti és bemeneti mennyiség pillanati értékei között az érzékelő időfüggő differenciálegyenlete adja meg a kapcsolatot, általában ezt nevezzük az érzékelő **dinamikus karakterisztikájának**. A dinamikus karakterisztika **jellemzőit** a differenciálegyenlet speciális vizsgálójelekre (bemenőjelek) történő megoldásain definiáljuk. A dinamikus időkarakterisztika jellemzőket a bemenetre lépcsős ugrásszerű bemenő jel kapcsolásával határozzuk meg (1.5. ábra) Ha az érzékelőt **elsőfokú**, lineáris, állandó együtthatós differenciálegyenlettel írhatjuk le, akkor a dinamikus jellemzői (1.5.a. ábra):

- **időállandó** – τ : a bemenő jel ugrásszerű változásának pillanatában ($t=0$) a görbéhez húzott érintő metszéspontja a kimenő jel y_v végső (állandósult) értékének a vonalán.
- **beállási idő** (settling time) – t_s : a bemenő jel ugrásszerű változása ($t=0$) és a kimenő jelnek az y_v végső értéke körüli $\pm\delta$ megengedett eltérési sávjába illeszkedésének pillanata közötti idő.

Ha az érzékelőt **másodfokú** vagy magasabb fokú differenciálegyenlettel írhatjuk le, akkor az érzékelő dinamikus jellemzői a következők (1.5.b. ábra, $t = 0$ a bemenő jel ugrásszerű változásának pillanata):



1.5. ábra. Elsőfokú (a) és magasabb fokú (b) rendszerek kimeneti jelei ugrásszerű bemenő jelekre

- **holtidő** (death time) – t_d : a kimenő jel $t = 0$ és a $0,1y_v$ értéket elérő pillanatok közötti idő;
- **növekedési idő** (rise time) – t_r : a kimenő jel $0,1y_v$ és a $0,9y_v$ értékek közötti idő;
- **beállási idő** (settling time) – t_s : a $t = 0$ és az oszcilláló kimenő jelnek az y_v végső, állandósult értékét kevesebb mint $\pm\delta$ eltéréssel megközelítésének első pillanata közötti idő;
- **túllövés** – Δy_{max} : a kimenő jel első oszcillációjának amplitúdója az y_v állandósult értékhez viszonyítva.
- **Dinamikus frekvenciakarakterisztikák**: ha az érzékelő bemenő jele állandó amplitúdójú, változó frekvenciájú szinuszos gerjesztés,

akkor a differenciálegyenlet megoldásából kiszámítható a frekvenciakarakterisztika, az amplitúdó- és fáziskarakterisztika, valamint a Bode-diagram.

- **Sodródás** (drift): ha a kimeneti jel lassan megváltozik a mért tulajdonságtól függetlenül, akkor azt sodródásnak nevezzük. A hosszú távú sodródást hónapok vagy évek időközökben mérik, melyet az érzékelő belső fizikai paramétereinek megváltozásai okoznak.

1.2. Az érzékelők osztályozása

Az érzékelők közvetlen kapcsolatban vannak a mérni kívánt fizikai, kémiai, biológiai mennyiségekkel, azokat olyan jelekké alakítják át, amelyek a további jelfeldolgozást teszik lehetővé. A bemeneti jelek nagy száma, az érzékelők működésének, felépítésének a sokrétősége miatt egységes csoportosítást bonyolult felállítani. Egyes csoportosítások a működési elv, mások a bemeneti mennyiségek szerint igyekeznek rendet teremteni ezen a területen.

Talán a legcélszerűbb csoportosítás az érzékelő belsejében végbemenő folyamatokat, az energiaáramlást veszi figyelembe. Az érzékelő mindig két rendszert kapcsol össze, és a bemenetére jutó teljesítményt kimeneti teljesítménnyé alakítja át, amelyet általában egy „erő” és egy „áram” jellemez. Általánosan felírhatjuk a teljesítmény általános kifejezését:

$$P(t) = \sum_j f_j(t) \cdot h_j(t), \quad (1.4)$$

ahol j az energia fajtáját, f_j egy általános erőt, h_j egy általános áramot jelöl. Egy közismert besorolás szerint az energiafajták (j) **hatfélék**: sugárzási (rad), mechanikai (mech), villamos (el), termikus (therm), mágneses (mag) és kémiai (chem). A sugárzási energiafajtákba tartoznak a fény-, röntgen- és maghasadási ionizáló sugárzási energiák is, míg a mechanikai energiánál nem tesznek különbséget a potenciális, kinetikai és hidromechanikai energiák között. Az 1.1. táblázatban bemutatunk néhány általános erő–áram párost.

A hat energiafajta alapján áttekinthető csoportosítást lehet bevezetni (x) bemeneti, (y) kimeneti és (z) segédenergiák szerint egy (x, y, z) koordináta-rendszerben. Például (mech, el, el) érzékelő a nyúlásmérő ellenállás-érzékelőt jellemzi, mert a bemeneti mennyiség a mechanikai megnyúlás (ε), a kimeneti mennyiség egy villamos ellenállás változás (ΔR),

Energiafajta (j)		f_j		h_j	
Villamos		Feszültség	u	Áramerősség	i
Mechanikai	Transzlációs	Erő	F	Sebesség	v
	Rotációs	Forgatónyomaték	M	Szögsebesség	ω
	Áramlási	Nyomás	p	Hozam	Q_v
Termikus		Hőmérséklet	T	Entrópiaáram	dS/dt

1.1. táblázat.

amelyet egyenáramú híd segítségével mérhetünk (villamos tápforrást vesz igénybe). Az (x, y, z) hármast Miller-indexnek nevezik. A hat energiafajta összes kombinációja $6 \cdot 6 \cdot 7 = 252$ féle elméleti osztályt ad, ahol a hetes szám az $(x, y, 0)$ érzékelő kategóriát veszi számításba, ahol nincs szükség segédenegíára (pl. hőelem, piezoelektromos érzékelők).

Tankönyvünkben csak azokkal az érzékelőkkel foglalkozunk, amelyek kimenetén villamos (el) mennyiséget állítanak elő, tehát az (x, el, el) vagy $(x, el, 0)$ típusúakkal. Az (x, el, el) érzékelőket **passzív** nevezzük (pl. R, L, C kimenet), amelyeknél segédenegia szükséges (általában ez is villamos, tehát $z = el$), míg az $(x, el, 0)$ érzékelők **aktív** (energiát generálnak).

A bemenő jelekről (x) megállapítható, hogy számuk egyik energiafajtanál sem véges, mivel minden valószínűség szerint a jövőben szükségessé váló újabb és újabb mérési feladat újabb és újabb mérendő mennyiséget fog generálni. Próbáljunk felsorolni néhány bemeneti jelet energiafajta szerint (x) :

- **mechanikai bemeneti jelek:** idő (t), helyzet (x), elmozdulás (l, d), transzlációs sebesség (v) és gyorsulás (a), szögelfordulás (α) és szögsebesség (ω), nyúlás (ε), erő (F), forgatónyomaték (M), nyomás (p), áramlási sebesség (v), térfogat- és tömegáram (hozam, Q_v, Q_m), folyadékszint stb.;
- **sugárzási bemeneti jelek:** sugárzási teljesítmény, dózis, fényerősség, fényáram, megvilágítás stb.;
- **termikus bemeneti jelek:** hőmérséklet, hőáram, hőmennyiség stb.;
- **kémiai bemeneti jelek:** folyadékok ionkoncentrációja (pH), gázösszetétel, koncentráció, páratartalom stb.;
- **mágneses bemeneti jelek:** térerősség (H), indukció (B), fluxus (Φ) stb.

Amint említettük, ebben a tankönyvben csak a villamos kimenő jelekkel (y) rendelkező érzékelőket mutatjuk be. A villamos jelek a következők: feszültség (u), áramerősség (i), töltés (q), ellenállás (R), induktivitás (L, M), kapacitás (C), fázisszög (φ), frekvencia (f).

A **működést leíró hatások** szerint az (x, el, el) és $(x, el, 0)$ érzékelőket a következőképpen csoportosíthatjuk:

- **elektromechanikai hatások:** elektromágneses indukció, piezoelektromos, villamos ellenállás függése a mechanikai feszültségtől, induktivitások változása elmozdulás vagy erő hatására, kapacitásváltozás, rezonanciafrekvencia mechanikai feszültségfüggése, hőleadás áramlási sebességfüggése;
- **termikus-villamos hatások:** termoelektromos, piroelektromos, villamos ellenállás hőfüggése, félvezetők és átmenetek hőfüggése, kvarc-kristályok rezonanciafrekvenciájának hőfüggése;
- **sugárzási-villamos hatások:** külső és belső fotoelektromos, fotokonduktív, rádióaktív sugárzások ionizáló hatása, fluoreszcencia;
- **kémiai-villamos hatások:** elektrokémiai potenciál keletkezése határrétegen, elektrolitok vezetőképességének ionkoncentráció függése, gázok hővezető képességeinek koncentrációfüggése, szilárdtest–elektrolit oxigén–ion vezetőképessége, gázok fényabszorpciójának koncentrációfüggése;
- **biológiai-villamos hatások:** élő szervezetekben végbemenő enzimreakciók, szelektív kémiai megkötődések, villamos biopotenciálok a bőr felszínén.

Mivel ugyanazon bemeneti jeleket gyakran sokféle működési hatások alapján előállított érzékelőkkel lehet mérni, gyakori a bemeneti jel szerinti csoportosítás is, amely az előbb leírtak szerint történik (x bemeneti jel szerinti felsorolás). Ebből kifolyólag tankönyvünkben e kettősség fényében tárgyaljuk az érzékelőket:

- előbb a működési elvek szerint, amelyben bemutatjuk a jelenségeket és az ezek alapján létrehozható hasznos kimeneti jel előállítási eljárásokat;
- utóbb néhány gyakran előforduló, bemeneti jel szerint, amelyek felhasználják a már bemutatott működési elveket, de bemutatunk más elvekre alapuló, bemeneti jel specifikus érzékelőt is.

2. fejezet

Parametrikus érzékelők

2.1. Villamos ellenállás alapú érzékelők

Számos mennyiség befolyásolja a fémek és/vagy félvezetők ellenállását. Az ellenállás-változást felhasználó érzékelők a következők: mechanikai elmozdulást mérő ellenállások (potenciométer érzékelők), hőmérsékletmérő érzékelők, fotokonduktív érzékelők, nyomásmérő ellenállás érzékelők – piezoellenállások, nyúlásmérő ellenállás-érzékelők. Tankönyvünk korlátja végett ezen ellenállás-változásra alapuló érzékelők közül csak a két leggyakrabban használt érzékelőcsaláddal foglalkozunk: hőmérséklet- és nyúlásmérő érzékelők.

2.1.1. Ellenállás-változást felhasználó hőérzékelők

Az egyik legelterjedtebb hőmérséklet-érzékelési módszerek közé tartoznak azok, ahol az anyag tulajdonságai megváltoznak a hőmérséklet függvényében.

2.1.1.1. Ellenállás fémhőérzékelők

Általánosan az ellenállás fémhőérzékelők (**R**esistance **T**emperature **D**etector) ellenállásának a hőfüggését a (2.1) képlettel adjuk meg:

$$R_t = R_0(1 + \alpha(t - t_0) + \beta(t - t_0)^2 + \dots), \quad (2.1)$$

ahol R_t és R_0 az ellenállás értéke t , illetve t_0 hőmérsékleten, $\alpha(K^{-1})$ és $\beta(K^{-2})$ az ellenállás hőfüggési tényezője. A 2.1. táblázatban néhány példát adunk gyakran használt hőellenállásokra:

Fém	$\alpha(K^{-1})$	$\beta(K^{-2})$	Mérési határok
Pt (platina)	$3.85 \cdot 10^{-3}$	$0.588 \cdot 10^{-6}$	$-196... + 600^\circ\text{C}$
Cu (réz)	$4 \cdot 10^{-3}$	0	$-30... + 150^\circ\text{C}$
Ni (Nickel)	$6,1..6,9 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-6}$	$-100... + 300^\circ\text{C}$

2.1. táblázat.

- **Tiszta fém hőellenállások.** Az ellenállás és a hőmérséklet közötti kapcsolat ismert és jól ismételt eredményeket szolgáltat. Leginkább három fő kategóriájú ismert (melyeket az iparban is széles körben használnak), ezek a vékony film (thin-film), huzal-tekerceselt (wire-wound) és tekerceselt (coiled) típusúak. A legpontosabb érzékelőtípus platinából készül (gyakran referenciának vehetjük), mivel stabil, nem reaktív fém, finom huzalokat lehet készíteni, de nem túl puha anyag. A platina alapú ellenállás-hőmérők hosszú platinaszálból készülnek, melyet egy kerámia vagy üvegből készült szigetelő anyag köré tekernek, vagy kerámia alapra helyeznek. A Ni alapú hőérzékelő érzékeny, de nemlineáris. Ezek az érzékelők általában ipari célt szolgálnak, vegyi védettséget adó burokkal, ezért nagy az időállandójuk ($\tau = 30s..120s$). A platina alapú hőmérő esetében (PRT – Platinum Resistance Thermometer) az IEC 60751 szabvány a Callendar–Van-Deuson-egyenletek segítségével határozza meg a hőmérsékletfüggést, különböző hőmérséklet-tartományok esetében:
 - $-200^\circ\text{C} \dots 0^\circ\text{C}$

$$R_t = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100)t^3]; \quad (2.2)$$

- $0^\circ\text{C} \dots 850^\circ\text{C}$

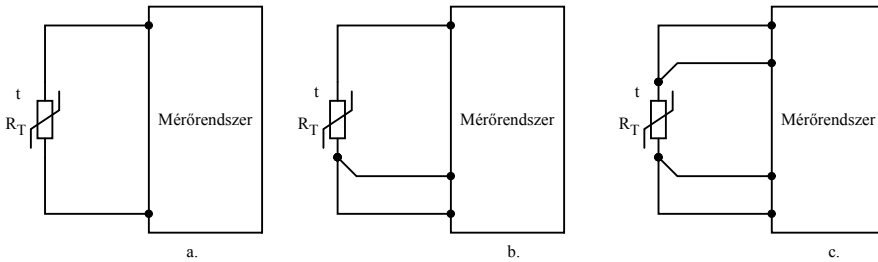
$$R_t = R_0[1 + At + Bt^2], \quad (2.3)$$

ahol $A = 3.9083 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $B = -5.775 \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$ és $C = -4.183 \cdot 10^{-12} \text{ }^\circ\text{C}^{-3}$ kísérleti úton meghatározott paraméterek.

Az iparban leginkább használatosak a PT100 ($R_t = R_0 = 100 \text{ } \Omega$, $t = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ -on) és PT1000 ($R_t = R_0 = 1000 \text{ } \Omega$, $t = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ -on) értékűek.

- **Vékonyréteg ötvözet hőellenállások** – stabil érzékenységű miniatűr, ötvözet anyagok. Használt: AuPd és AgPd ötvözetek (Pd – Palladium) 10-20 μm vastag réteg; $R_0 = 100\Omega \dots 1000\Omega$ 0°C hőmérsékleten, $\alpha = 4 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$; τ szekundum nagyságrendű.

Az érzékelő lehetséges bekötési módja háromféle, melyet a 2.1. ábrán mutatunk be. A hőellenállásokat rézhuzallal kötik a mérőműszerekhez



2.1. ábra. RTD érzékelő bekötése a. 2 vezetékes b. 3 vezetékes c. 4 vezetékes

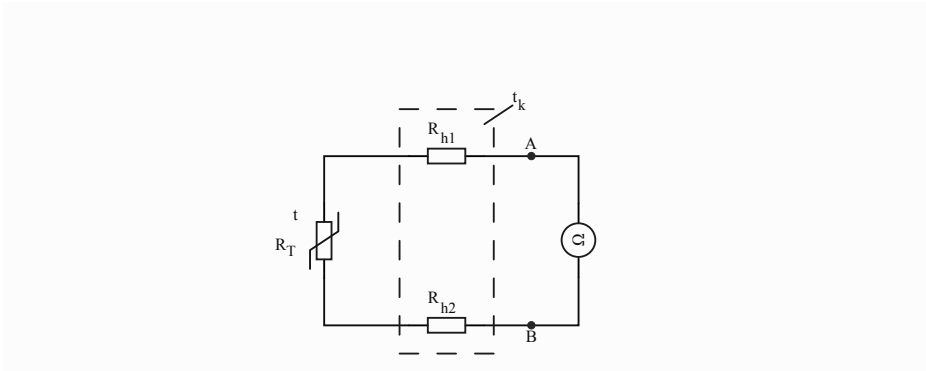
(vagy erősítőhöz), amelyek a t_k környezeti, nem állandó hőmérséklettől függenek. A hőellenállás a t mérendő hőmérsékletet méri, a t_k hőmérséklet egy zavaró tényező, melyet ki kell küszöbölni.

Kétvezetékes bekötési mód

A kétvezetékes módszer esetében mindkét mérővezeték sorba kerül a mérendő ellenállás értékével, és ez hibát visz be a mérésbe (2.2. ábra). A mérés eredménye az A és B pontok között mért ellenállás értéke lesz, melyet a (2.4) egyenlet határoz meg:

$$R_{AB} = R_{h1} + R_T + R_{h2} \quad (2.4)$$

Látható, hogy a mérőhuzalok ellenállása R_{h1} és R_{h2} hozzáadódik az R_T értékéhez, így egy t_k környezeti hőmérséklettől függő adalékos hiba jelenik meg. Az érzékelő vezetékeinek ellenállása nagymértékben befolyásolja a mért értéket, emiatt ez a kapcsolás PT100 esetén nem ajánlott, mivel a 100 Ω -os ellenállás érték viszonylag kicsi. Rövid, kisebb mint 250 mm vezetékek esetén használatos, ezáltal csökkentve a huzalok ellenállása által bevitt hibát. A kapcsolás inkább a PT1000 típusú érzékelőknél használatos, ahol



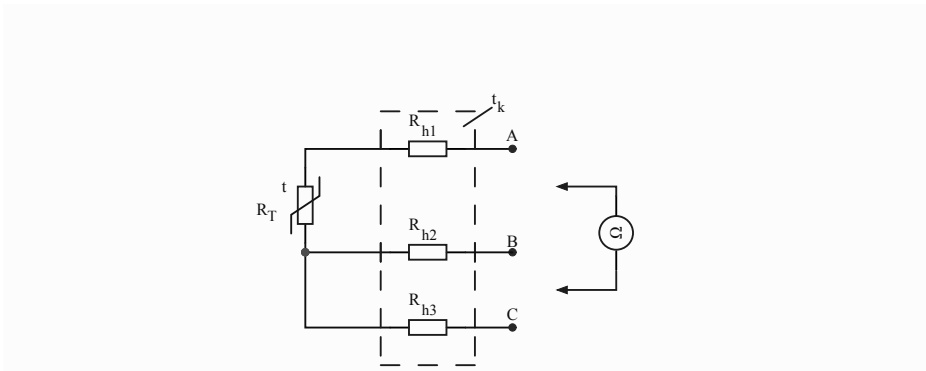
2.2. ábra. RTD érzékelő 2 vezetékes módszerrel

az ellenállás értéke egy nagyságrenddel nagyobb. A huzalok ellenállását lehet kompenzálni kalibrációval, de ezt csak egyetlen hőmérsékleten, ami általában a szobahőmérséklet. Így a (2.4) képlet alapján a (2.5) képletet kapjuk:

$$R_T = R_{AB} - R_{h1} - R_{h2} \quad (2.5)$$

Háromvezetékes bekötési mód

Ebben az esetben a vezetékek hatása kompenzálva van a harmadik szál segítségével, 30 m-ig használatos (2.3. ábra). Ebben az esetben két egy-



2.3. ábra. RTD érzékelő 3 vezetékes módszerrel

más utáni mérést végzünk az ohmmérővel az A-B, illetve B-C csatlakozások

között:

$$\begin{aligned} R_{AB} &= R_{h1} + R_T + R_{h2} \\ R_{BC} &= R_{h2} + R_{h3}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Felhasználva az (2.6) egyenletet kivonjuk a két mérés eredményét:

$$R_{AB} - R_{BC} = R_{h1} + R_T - R_{h3}, \quad (2.7)$$

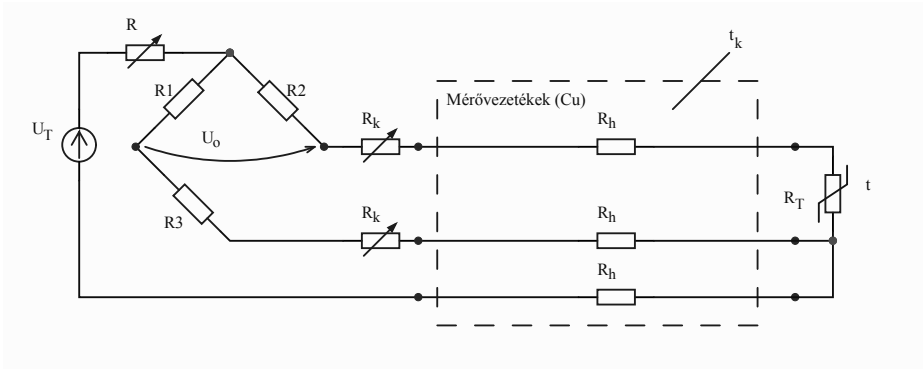
majd kifejezzük az R_T értékét:

$$R_T = R_{AB} - R_{BC} - R_{h1} + R_{h3}. \quad (2.8)$$

Ha az R_{h1} és R_{h3} azonos hosszúságúak, azonos anyagból vannak, és azonos t_k környezeti hőmérsékleten, akkor a két ellenállás értékét egyformának tekinthetjük ($R_{h1} = R_{h3}$), és a (2.8) képlet leegyszerűsödik, és a huzalok ellenállásából adódó hibát kompenzáltuk, de ez nem mindig tökéletesen kivitelezhető. Innen az R_T ellenállás értéke:

$$R_T = R_{AB} - R_{BC}. \quad (2.9)$$

Egy másik használatos 3 vezetékes módszer, amikor a Wheatstone-hídkapcsolást használják (2.4. ábra).



2.4. ábra. RTD érzékelő 3 vezetékes módszerrel, Wheatstone-híddal

A híd fontos tulajdonságai:

- **szomszédos** hídágak hatásai **kivonódnak** egymásból,
- **szemben** fekvő hídágak hatásai **összeadódnak** egymással.

A hidat U_T feszültséggel tápláljuk be. A t mérendő hőmérsékletet R_T hőellenállással mérjük, a t_k környező hőmérséklet pedig egy zavaró tényezőként jelenik meg, amit ki szeretnénk küszöbölni. Az R áramkorlátozó ellenállás, az R_k pedig kompenzáló ellenállás, úgyhogy $R_k + R_h = 10 \Omega$ vagy 20Ω , abban az esetben, ha az U_0 kimenő feszültséget kis ellenállású millivoltmérővel mérjük. A híd ágai: $R_1; R_2; R_k + R_h + R_T; R_3 + R_k + R_h$. A hőellenállás hőfüggése $R_T = R_{T0}(1 + \alpha(t - t_0))$. Vegyük $t_0 = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ -nak, t szintén $^\circ\text{C}$ -ban, akkor

$$R_T = R_{T0}(1 + \alpha t). \quad (2.10)$$

A $t = t_0 = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ hőmérsékleten a híd egyensúlyban van:

$$R_1(R_{T0} + R_{h0} + R_k) = R_2(R_3 + R_k + R_{h0}) \quad (2.11)$$

A $t \neq t_0$ és $t_k \neq t_{k0} = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ körülmények között, a Wheatstone-híd kiegyensúlyozatlan üzemmódban van:

$$U_o = \frac{U_T}{N} \{R_1[R_{T0}(1 + \alpha t) + R_{h0}((1 + \alpha_h t_k) + R_k)] - R_2[R_3 + R_{h0}(1 + \alpha_h t_k) + R_k]\}, \quad (2.12)$$

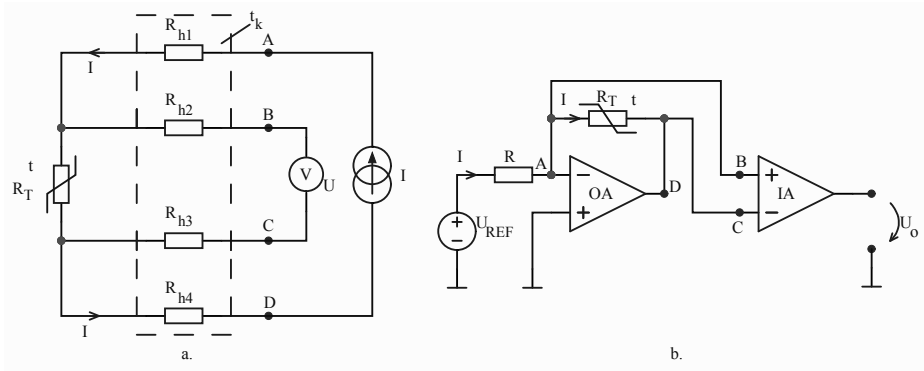
ahol N egy állandó nevező. Ha $R_1 = R_2$, akkor az $R_{h0}(1 + \alpha_h t_k) + R_k$ tényezők kiesnek, és figyelembe véve a (2.11) kezdeti feltételt:

$$U_o = \frac{U_T}{N} R_1 R_{T0} \alpha t = K_T \cdot t, \quad (2.13)$$

vagyis a környezeti hőmérsékletet kiküszöbölve, és U_o egyenesen arányos a mérendő t hőmérséklettel (K_T – állandó, ha U_T és N állandóak), tehát a kapcsolat egy **lineáris hőmérő**.

Négyvezetékes bekötési mód

A csatlakozó vezetékek hatása a mérési eredményre szinte teljes mértékben megszűnik, mivel a vezeték-ellenállás aszimmetriái szintén kompenzáltak. A 4 vezetékes csatlakozás használható akár 2 vagy 3 vezetékesként is, ha a felesleges csatlakozásokat nem használjuk. Ez a mérési módszer akár 1000 méterig is használható, és a legpontosabb mérési eredményeket lehet elérni vele. A 4 vezetékes kapcsolást (2.5.a. ábra) elsősorban akkor alkalmazzák, amikor nagy pontosság szükséges. A mérés menete a következő: az érzékelőn egy pontos, ismert I referencia áramot vezetnek át, mely az R_T ellenállású hőérzékelőn egy feszültségesést hoz létre, melyet egy feszültségmérővel mérünk. Mivel az R_{h1} , R_{h4} huzalellenállások sorban vannak az R_T hőérzékelővel, az áram értékét nem befolyásolják. A feszültséget



2.5. ábra. RTD érzékelő 4 vezetékes módszerrel a. elvi rajz b. lehetséges megvalósítás

a B és C pontok között mérjük, de mivel az R_{h2}, R_{h3} ellenállások értéke nagyságrendekkel kisebb, mint a voltmérő belső ellenállása, emiatt ezeken az ellenállásokon folyó áram és feszültségesés elhanyagolható, így a V voltmérő az R_T ellenálláson eső feszültséget fogja mérni, Ohm törvénye segítségével pedig megkapjuk az R_T értékét.

$$R_T = \frac{U}{I}. \quad (2.14)$$

Egy lehetséges megvalósítást látunk a 2.5.b. ábrán, ahol az I áramgenerátort egy pontos U_{REF} feszültségforrás és nagy értékű R ellenállás segítségével hozzuk létre. A gyakorlatban ez általában mA nagyságrendű. Mivel az OA műveleti erősítő negatív visszacsatolásban működik, az A pont virtuálisan földpotenciálón van, emiatt ugyanaz az I áram fog az R_T ellenálláson is folyni az A és D pontok között:

$$\frac{U_{REF}}{R} = \frac{U_{BC}}{R_T} \quad (2.15)$$

Az IA műszererősítő segítségével, ha szükséges, felerősítjük a jelet, és megkapjuk a kimeneti U_o feszültséget.

$$U_o = G \cdot U_{BC} = G \cdot \frac{R_T}{R} \cdot U_{REF}, \quad (2.16)$$

ahol G a műszererősítő erősítése. Ha az állandó tagokat helyettesítjük egy k konstanssal, kapunk egy egyenes arányos összefüggést a mért feszültség

és az R_T ellenállás értéke között.

$$U_o = k \cdot R_T. \quad (2.17)$$

2.1.1.2. Termisztorok

A termisztorok olyan félvezető eszközök, amelyeket nagy nyomás alatti tömörítéssel (szinterizálás) állítanak elő nehéz fénoxidokból, só kötőanyagokkal. Gyakori oxidok a MgO , $MgAl_2O_4$, Mn_2O_3 , Fe_3O_4 , NiO , illetve kötősók a $ZnTiO_4$ és a $BaTiO_3$. A termisztoroknak két típusát különböztetjük meg: a negatív hőmérsékleti együtthatójú (NTC – Negative Temperature Coefficient) és a pozitív hőmérsékleti együtthatójú (PTC – Positive Temperature Coefficient) termisztorokat. A termisztor hőfüggésének legjobb megközelítését a Steinhart–Hart-egyenlet adja meg, melyet 1968-ban publikáltak:

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R + c(\ln R)^3, \quad (2.18)$$

ahol a , b és c a Steinhart–Hart-együtthatók, melyeket minden termisztorra külön definiálnak, T a hőmérséklet kelvinben kifejezve és R a termisztor ellenállása ohmban kifejezve. A Steinhart–Hart-egyenlet segítségével tipikusan ± 0.15 °C pontosságot lehet elérni -50 °C ... 150 °C tartományban. Adatlapokban ugyanakkor táblázatos formában is szokás megadni a hőmérséklet és ellenállás értékpárokat (általában 5 °C-onként), a köztes értékeket pedig interpolációval határozzák meg.

NTC típusú termisztor

Az NTC típusú termisztorok esetén a félvezető hőmérsékletének növekedésével növekszik az aktív töltéshordozók száma, az anyag jobban vezet, tehát a hőmérséklet növekedésével az ellenállás értéke csökken. Felhasználva ezt a tulajdonságát hőmérséklet-érezékelőként is, de ugyanakkor tranzienst áramkorlátozó elemként is használják. Mivel sorba kötik a megvédendő áramkörrel, a kezdeti betápláláskor még egy kezdeti, általában szoba-hőmérsékleten van, az ellenállás értéke nagy, és korlátozza a bemenő áramot. A rajta áthaladó áram hatására ugyanakkor felmelegedik az NTC, ezáltal lecsökken az ellenállása, és az áramkör állandósult állapotban kis veszteséggel működik, az NTC-n eső feszültség lecsökken. Az NTC termisztor karakterisztikája megközelíthető a B paraméteres egyenlettel is, mely lényegében a Steinhart-egyenlet specifikus változata, és az a , b , c

paramétereket a (2.19) segítségével határozzuk meg:

$$\begin{aligned} a &= \frac{1}{T_0} - \frac{1}{B} \ln R_0 \\ b &= \frac{1}{B} \\ c &= 0, \end{aligned} \quad (2.19)$$

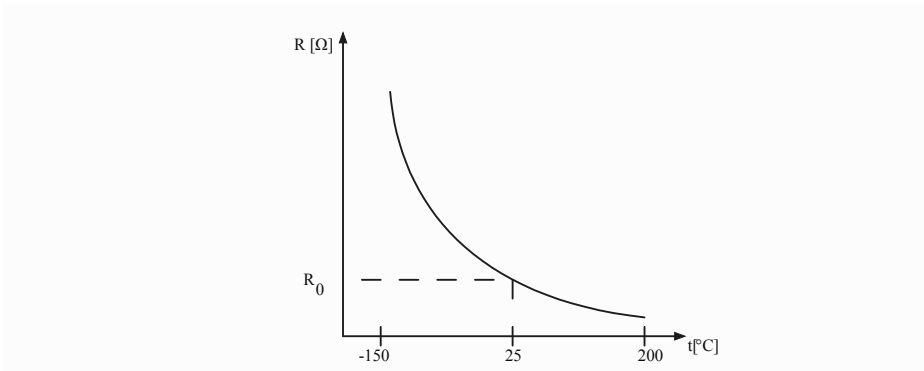
ahol B anyagfüggő állandó és R_0 az ellenállás értéke T_0 (298,15 K \sim 25 °C) hőmérsékleten kelvinben kifejezve. Behelyettesítve az a , b , c paramétereket a (2.18) egyenletbe kapjuk:

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{T_0} + \frac{1}{B} \ln \frac{R}{R_0} \quad (2.20)$$

majd, innen kifejezve az R értékét, kapjuk:

$$R = R_0 \cdot e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}. \quad (2.21)$$

Az NTC termisztor egy tipikus hőmérsékletfüggését a 2.6-os ábrán szemlélhetjük. A B paraméter értéke meghatározható mérések alapján is két



2.6. ábra. NTC termisztor átviteli karakterisztikája

pontos kalibrációval, vagyis megmérjük a termisztor ellenállását (R_1 , R_2) két egymástól különböző (T_1 , T_2) hőmérsékleten. A B paraméter értéke 3000 és 4500 érték között mozog. Behelyettesítve az értékpárokat a (2.21) egyenletbe és kifejezve a B paraméter értékét kapjuk:

$$B = \frac{\ln \frac{R_1}{R_2}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}. \quad (2.22)$$

A kalibrációt tipikusan 25 °C ($T_0 = 298,15\text{K}$) és 85 °C vagy 25 °C és 100 °C értékeken végzik el. Az ellenállás hőfüggési tényezőjét a (2.23) fejezi ki:

$$\alpha = \frac{dR/R}{dT} = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{1}{R} \cdot R_0 \cdot e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \cdot \frac{d\left(B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right)}{dT} \quad (2.23)$$

Felhasználva a (2.21) képletet és elvégezve a deriválást kapjuk:

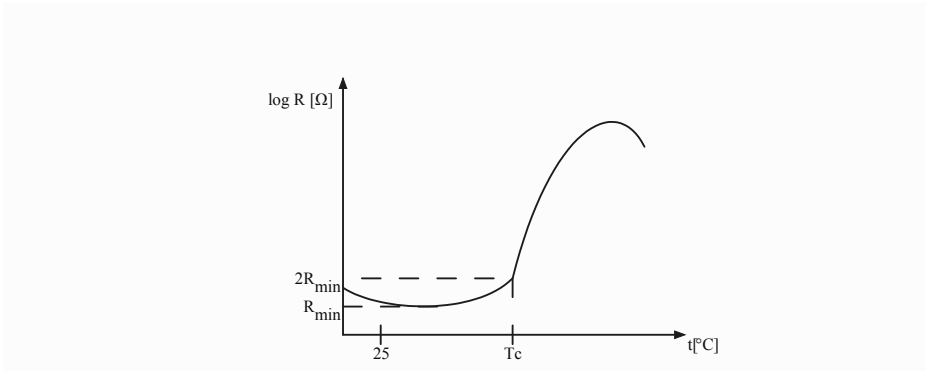
$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot R \cdot \left(-\frac{B}{T^2}\right) = -\frac{B}{T^2}, \quad (2.24)$$

vagyis az érzékelő hőfüggése rohamosan csökken (T^2 -el) a hőmérséklet növekedésével, emiatt (továbbá félvezető mivoltáért) -50 °C...150 °C tartományban használják a hőmérséklet érzékelésére, mérésére.

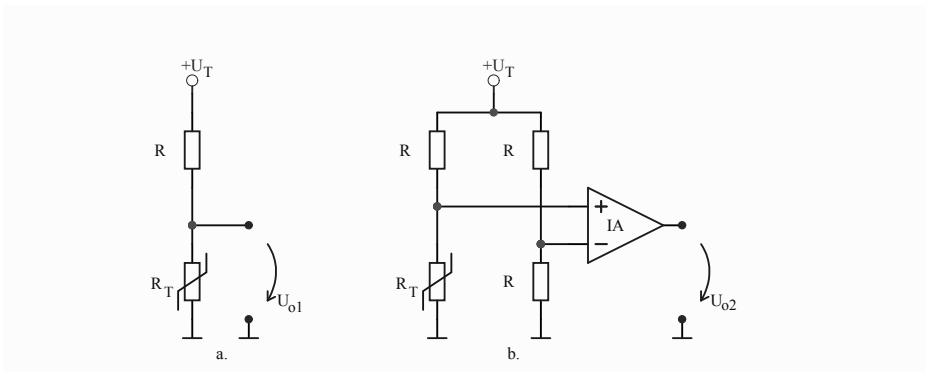
PTC típusú termisztor

A PTC típusú termisztorok polikristály kerámia anyagokból készülnek, nagy ellenállással bírnak, és adalékanyagok hozzáadásával félvezetővé válnak. Leginkább önszabályzó melegítőként vagy regenerálódó biztosítékként használják. Legfontosabb tulajdonsága, hogy a hőmérséklet növekedésével rohamosan nő az ellenállásának az értéke. Felhasználva ezt a tulajdonságát regenerálódó biztosítékként túláramvédelemre használják, sorba kötik a megvédendő áramkörrel, így ha az áram értéke megnövekszik egy rövidzárlat vagy az áramkör meghibásodása esetén, a PTC-n áthaladó áram hatására felmelegszik, ezáltal az ellenállása megnövekszik, tehát lecsökken az áram (visszaszabályozza az áram értékét), emiatt majd újra kezd lehűlni, míg beáll egy állandósult hőegyensúlyi állapot egy kis áramértéken. Ez mindaddig így marad, míg a hiba forrását el nem távolítjuk (rövidzárlat, meghibásodás). A PTC hőmérséklet függését a 2.7-es ábrán szemléltetjük. A PTC termisztor ellenállásának nominális értékét tipikusan 25 °C-on határozzák meg. Az R_{min} érték az a legkisebb ellenállásérték, melyet mérhetünk a PTC termisztoron, ez a pont után a karakterisztikán a hőmérsékleti együttható pozitívvá válik, majd a T_c kritikus hőmérséklettől kezdődően, melyet az R_{min} kétszeres értékeként határoznak meg, a PTC ellenállás értéke rohamosan növekszik.

A termisztorokat érzékelőként általában egy feszültségosztó alsó vagy felső ágába kötik (2.8.a. ábra), és mérik a feszültségosztó kimenetét, vagy pedig pontosabb mérés esetén hídba (2.8.b. ábra) kötik a hőmérséklet mérésére. A feszültségosztó használata (2.8.a. ábra) esetén a mért kimeneti



2.7. ábra. PTC termisztor átviteli karakterisztikája



2.8. ábra. Hőmérsékletmérés megvalósítása NTC vagy PTC termisztorral

feszültség a (2.22) egyenlet szerint alakul:

$$U_{o1} = +U_T \frac{R_T}{R + R_T} \quad (2.25)$$

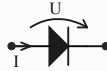
Ha $R = R_T$, a kimeneten pont a tápfeszültség felét fogjuk kapni, ezért az R ellenállás értékét érdemes a termisztor 25 °C-os nominális értékére választani. A hídba kapcsolás (2.8.b. ábra) esetén a mért kimeneti feszültség a (2.26) egyenlet szerint alakul:

$$U_{o2} = +U_T \cdot G \cdot \left(\frac{R_T}{R + R_T} - \frac{R}{R + R} \right) = +U_T \cdot G \cdot \left(\frac{R_T}{R + R_T} - \frac{1}{2} \right), \quad (2.26)$$

ahol G az IA műszererősítő erősítési tényezője. Itt ha $R = R_T$, a kimeneti feszültség $0V$ értéket vesz fel.

2.1.1.3. Félvezető p-n átmeneten alapuló hőérzékelő

A p-n átmeneten alapuló félvezetők hőmérsékletfüggők. A p-n átmenet (2.9. ábra) áram-feszültség függését a (2.27) egyenlet írja le:



2.9. ábra. Dióda mint félvezető és a rajta eső feszültség és áram iránya

$$I = I_o \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (2.27)$$

ahol I_o a reziduális telítési áram, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}C$ az elektron töltése, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}J/K$ a Boltzmann-állandó. Az összefüggés hőmérsékletfüggő is. Látható a képletből, hogy a T hőmérséklet méréséhez vagy a feszültséget, vagy az áramot állandó értéken kell tartani, emiatt a mérést kétféleképpen lehet megoldani.

$$\begin{aligned} U = \text{állandó} &\rightarrow I = f(T) \\ I = \text{állandó} &\rightarrow U = f(T). \end{aligned} \quad (2.28)$$

A második megoldás a gyakorlatban előnyösebb megoldás. Tehát ha I állandó, akkor:

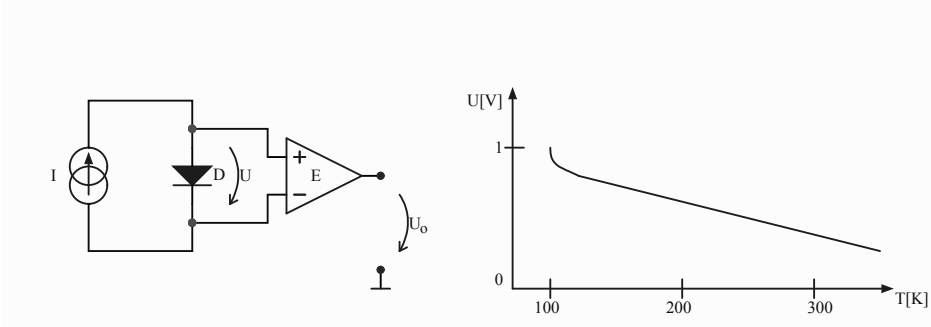
$$U = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_o} + 1 \right). \quad (2.29)$$

De általában $I \gg I_o$; $I/I_o \gg 1$, akkor:

$$U \simeq \left(\frac{k}{q} \cdot \ln \frac{I}{I_o} \right) \cdot T \quad (2.30)$$

Első ránézésre ez a képlet arra enged következtetni, hogy állandó I áram mellett a hőmérséklet növekedésével a mért U feszültség is növekedni fog.

Viszont a valóságban ez másképp viselkedik, mivel a hőmérséklet növekedésével az I_0 telítési áram növekedik, és ez a hatás dominál. Tehát amint a dióda felforrósodik, az U feszültség (adott I áram esetén) csökken, így a hőfüggést a 2.10. ábra mutatja.



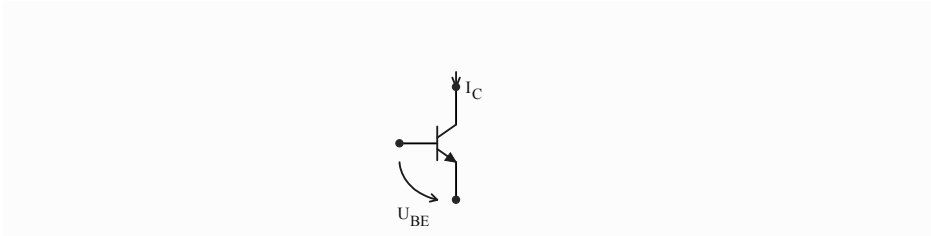
2.10. ábra. Mérőkapcsolás (a) és a p-n átmeneten mért feszültség hőfüggése (b)

A hőfüggési állandó a (2.30) képlet alapján:

$$\alpha_T = \frac{dU}{dT} = \frac{k}{q} \ln \frac{I}{I_0} \simeq -2 \left[\frac{mV}{K} \right] \quad (2.31)$$

2.1.1.4. PTAT hőérzékelő

Egy kétátmenetű tranzisztornál (2.11. ábra) fennáll a



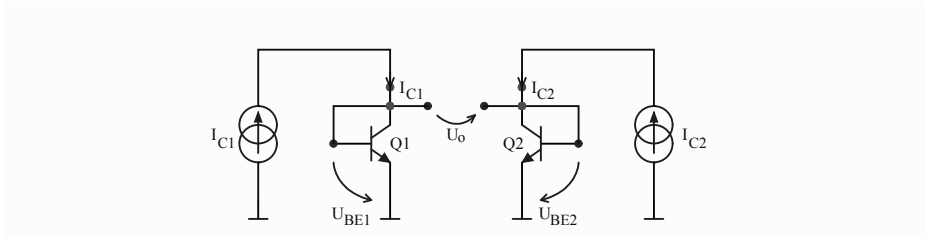
2.11. ábra. NPN típusú két átmenetű tranzisztor

$$I_C = I_{C_0} e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} \quad (2.32)$$

összefüggés, ahol I_{C_0} az $U_{BE} = 0$ állapotban a kollektor áram. Innen:

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{C_0}}. \quad (2.33)$$

Ha a két tranzisztoron keresztül ismert I_{C_1} és I_{C_2} kollektor áramokat biztosítunk az áramgenerátorok segítségével, akkor a 2.12. ábrán látható kapcsolást kaphatjuk. A Q_1 és Q_2 tranzisztorok azonos típusúak ($I_{C_{01}} = I_{C_{02}}$)



2.12. ábra. PTAT hőmérséklet érzékelő elvi rajza

és ugyanazon a mérendő T abszolút hőmérsékleten vannak. Felírhatjuk:

$$\begin{aligned} U_{BE_1} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_0}}; \\ U_{BE_2} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C_2}}{I_{C_0}}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

A kimeneti feszültséget kifejezve és behelyettesítve a (2.34) kifejezéseket kapjuk:

$$U_o = U_{BE_1} - U_{BE_2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}}. \quad (2.35)$$

Ha $I_{C_2} = I$ és $I_{C_1} = 2^n I$, akkor

$$U_o = \frac{kT}{q} \ln 2^n = \left(\frac{nk}{q} \ln 2 \right) \cdot T = K_T \cdot T. \quad (2.36)$$

Tehát a kapcsolás K_T állandóval a T abszolút hőmérsékletet méri és $K_T > 0$. Ezért az elnevezés: **P**roportional **T**o **A**bsolute **T**emperature szenzor. Ha

$$n = 2 \rightarrow K_T = 0.12 \text{ mV/K};$$

$$n = 4 \rightarrow K_T = 0.24 \text{ mV/K};$$

$$n = 8 \rightarrow K_T = 0.48 \text{ mV/K}.$$

Például $n = 4$ esetén $K_T = 0.24 \text{ mV/K}$,

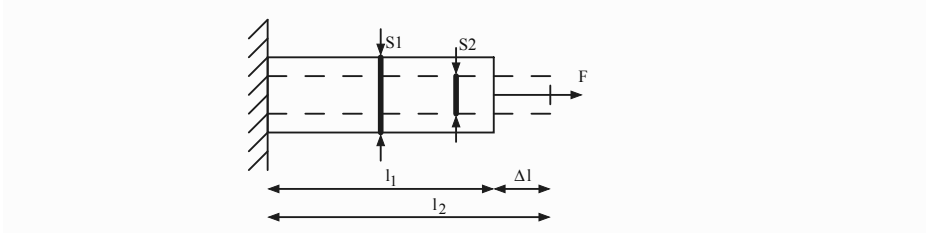
$$t = -50 \text{ }^\circ\text{C} \rightarrow T = 223 \text{ K} \rightarrow U_0 = 53.52 \text{ mV},$$

$$t = +150 \text{ }^\circ\text{C} \rightarrow T = 423 \text{ K} \rightarrow U_0 = 101.52 \text{ mV},$$

melyek már kényelmesen mérhető értékek.

2.1.2. Nyúlásmérő ellenállás-érzékelők

A nyúlásmérő érzékelőket mechanikai nyúlások, rövidülések mérésére használjuk, amelyeknél alakváltozás következtében az érzékelő villamos ellenállásának értéke megváltozik. A szilárdságtan alapjaiból ismert, hogy ha egy rudat külső F erővel terhelünk, mechanikai feszültség jön létre, mely mechanikai alakváltozást eredményez, melyet a 2.13. ábrán szemléltetünk. A rúd húzóerő hatására a kezdeti $l = l_1$ hosszról l_2 hosszra nyúlik meg, egy $\Delta l = l_2 - l_1$ megnyúlást szenvedve, ugyanakkor a kezdeti S_1 keresztmetszete lecsökken S_2 keresztmetszetre. A rúd megnyúlás utáni állapotát szaggatott vonallal jelöltük. Hooke törvénye alapján:



2.13. ábra. Rúd alakváltozásának szemléltetése erő hatására

$$\sigma = \varepsilon \cdot E, \quad (2.37)$$

ahol

$$\sigma = \frac{F}{S} \left[\frac{N}{m^2} \right] \text{ a hosszanti mechanikai feszültség,}$$

$$E \left[\frac{N}{m^2} \right] \text{ a Young-féle rugalmassági modulusz,}$$

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \text{ a rúd relatív megnyúlása.}$$

Hooke képlete érvényes a szilárd test rugalmassági tartományában. Ha a rúd helyett **fémhuzalt** veszünk (azonos jelölésekkel), akkor felírjuk a huzal ellenállását:

$$R = \frac{\rho l}{S}, \quad (2.38)$$

ahol $\rho[\Omega m]$ a fajlagos ellenállás. Kiszámítjuk az ellenállás változását:

$$dR = \frac{\partial R}{\partial l} \cdot dl + \frac{\partial R}{\partial S} \cdot dS + \frac{\partial R}{\partial \rho} \cdot d\rho. \quad (2.39)$$

Behelyettesítve a (2.38) képletet a (2.39)-be kapjuk:

$$dR = \frac{\rho}{S} \cdot dl - \frac{\rho l}{S^2} \cdot dS + \frac{l}{S} \cdot d\rho. \quad (2.40)$$

Innen:

$$dR = \frac{\rho l}{S} \left(\frac{dl}{l} - \frac{dS}{S} + \frac{d\rho}{\rho} \right) \quad (2.41)$$

Majd felhasználva a (2.38) képletet és áttérve differenciálról véges növekedésre kapjuk:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho}. \quad (2.42)$$

Viszont $\frac{\Delta l}{l} = \varepsilon$ relatív megnyúlás, $\frac{\Delta S}{S} = -2\nu\varepsilon$, ahol ν a Poisson-együttható (fémeknél $\nu \simeq 0.3$) és mérések alapján kijelenthető, hogy $\frac{\Delta \rho}{\rho} = k_\rho \cdot \varepsilon$. Így a (2.42) képlet átalakul:

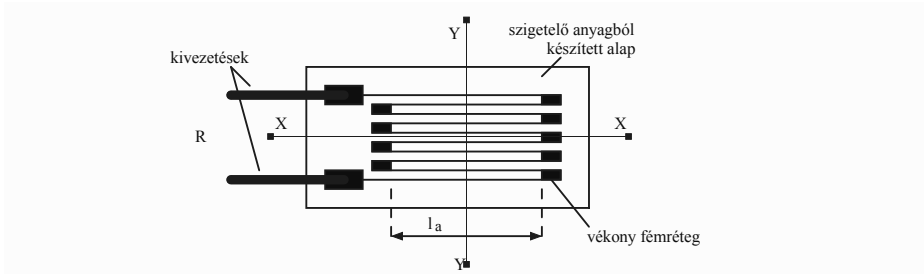
$$\frac{\Delta R}{R} = \varepsilon(1 + 2\nu + k_\rho) = GF \cdot \varepsilon, \quad (2.43)$$

ahol GF-el az érzékenységet (magnyúlási tényezőt – **G**auge **F**actor) jelöltük, mely állandó értékű. Tehát egy fémhuzal relatív ellenállás-változása

$$\frac{\Delta R}{R} = GF \cdot \varepsilon, \quad (2.44)$$

felhasználható a mechanikai megnyúlás mérésére.

Nyilván a nagyobb ΔR abszolút ellenállásérték-változás eléréséhez nagyobb R értékű ellenállás érték kell, amit az l hossz növelésével és az S keresztmetszet csökkentésével lehet elérni. A gyakorlati kivitelezések **vékony réteg** fémmel kivitelezett változatok (2.14. ábra). A kivitelezés (szigetelő alapon vékony fémréteg) egy postai bélyegre emlékeztet, ezért gyakori az érzékelőnek a **nyúlásmérő bélyeg** (strain gauge) elnevezése. Az érzékelő



2.14. ábra. Nyúlásmérő bélyeg tipikus kivitelezése

X-X **hosszanti** irányában az R ellenállás kisebb keresztmetszetű, míg Y-Y **keresztirányban** nagy keresztmetszetű. Emiatt a nyúlásmérő bélyeg ellenállását gyakorlatilag az X-X irányú l_a (**aktív hossz**) szakaszok adják. A bélyeg érzékenysége X-X irányban GF , míg Y-Y irányban $GF_y \simeq (0,1 \dots 0,5\%)S$.

A nyúlásmérő bélyeget szigorú szabályok szerint ragasztják fel azon szilárd felszínre (felületre) – fém, fa, beton, műanyag – amely megnyúlását akarjuk mérni. Tehát ha mérjük ε -t, akkor Hooke törvénye alapján lényegében a σ mechanikai hosszanti feszültséget határozzuk meg: $\sigma = \varepsilon \cdot E$.

Gyakran használt fém a konstantán ötvözet (54% Cu, 45% Ni, 1% Mn), amelynek érzékenysége $GF = 2 \dots 2,1$ és nyugalmi helyzetben $R_0 = 100 \Omega \dots 1000 \Omega$ ellenállás értékű, vagy az Elinvar-ötvözet, melynek érzékenysége $GF = 3,5 \dots 5$ stb. Az abszolút ellenállás-változás ΔR mérése céljából Wheatstone-hidat alkalmazunk, mert ez a kapcsolás képes az érzékelőt a hídba kötő huzaloknak és az érzékelőnek a hőfüggését kiküszöbölni (itt ε a hasznos mennyiség, a $t[^\circ\text{C}]$ hőmérséklet zavaró zaj.) A réz (Cu) fajlagos ellenállás hőváltozási tényezője $\alpha_{Cu} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, a konstantáné pedig $\alpha_{\text{Konst}} = -0,03 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Vizsgáljuk meg, milyen abszolút ellenállásérték-változást (ΔR) von maga után egy közepes értékű megnyúlás (vegyük $R_0 = 1000 \Omega$ nyugalmi helyzetű, $\varepsilon = 0$, nyúlásmérő bélyeg értéket). $\varepsilon = 10^{-4} = 100 [\mu\text{m}/\text{m}]$ esetén:

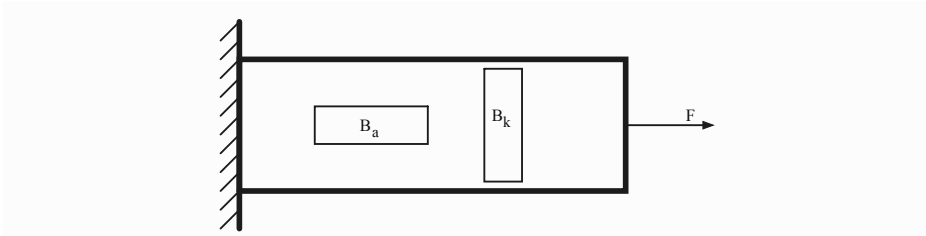
$$\Delta R_\varepsilon = R_0 \cdot \varepsilon \cdot GF = 10^3 \cdot 10^{-4} \cdot 2 = 0,2 \Omega$$

Egy $\Delta t = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ hőmérséklet-változás függvényében az ellenállásváltozás értéke pedig:

$$\Delta R_t = R_0 \cdot \alpha_{\text{Konst}} \cdot \Delta t = 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-5} \cdot 50 = 1,5 \Omega.$$

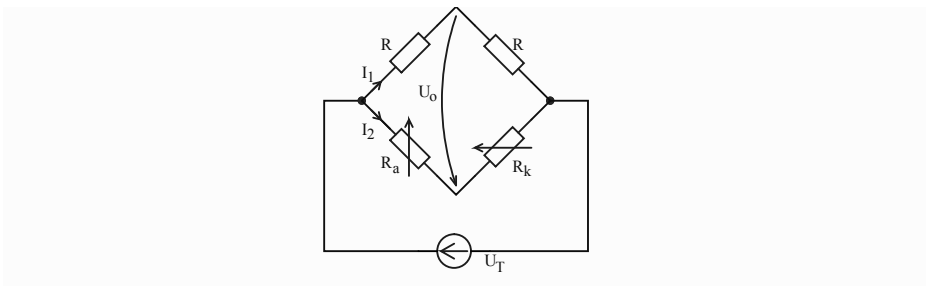
Látható a példából is, hogy a ΔR_t hőmérséklet-változás által okozott ellenállás-változás akár nagyobb is lehet a hasznos ΔR_ϵ változáshoz képest, melyet Wheatstone-híddal küszöbölünk ki.

Tekintsük a legegyszerűbb mechanikai terhelést (egy rúd megnyúlása), melyet a 2.15. ábrán szemléltetünk:



2.15. ábra. Rúd megnyúlása egy aktív B_a és egy kompenzáló B_k mérőbéllyel

A rúdra a B_a aktív mérőbéllyet ragasztjuk a mérendő mechanikai megnyúlás irányába, de szükséges egy hőkompenzáló B_k keresztben ragasztott (Y-Y irányban) béllye is (2.15. ábra). Ezeket a 2.16. ábrán látható hídkapcsolásba tesszük. A kimeneti U_o feszültséget végtelen kimeneti ellenállás



2.16. ábra. Aktív és kompenzáló béllye Wheatstone-hídba kötése

esetén számoljuk ki (pl. egy erősítő bemenete, elhanyagolva az erősítő bemenete felé elfolyó áramot). Felírva Ohm és Kirchoff törvényeit a hídban kapjuk:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{U_T}{2R} \\
 I_2 &= \frac{U_T}{R_a + R_k} \\
 U_o + RI_1 - R_a I_2 &= 0
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

Kifejezve az U_o -t és behelyettesítve az I_1 és I_2 tagokat a (2.45) alapján kapjuk:

$$U_o = U_T \cdot \frac{R_a - R_k}{2 \cdot (R_a + R_k)}. \tag{2.46}$$

Tekintetbe véve az R_a és R_k megnyúlás (ε) és hőmérséklet (t) függését (mindkét bélégy ugyanazon t környezeti hőmérsékleten van) felírhatjuk:

$$\begin{aligned}
 R_a &= R_o \cdot (1 + GF \cdot \varepsilon) \cdot (1 + \alpha \Delta t) \\
 R_k &= R_o \cdot (1 + GF_k \cdot \varepsilon) \cdot (1 + \alpha \Delta t)
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Behelyettesítve a (2.47) kifejezéseket a (2.46) képletbe kapjuk:

$$\begin{aligned}
 U_o &= U_T \cdot \frac{R_o(1 + GF \cdot \varepsilon)(1 + \alpha \cdot \Delta t) - R_o(1 + GF_k \cdot \varepsilon)(1 + \alpha \cdot \Delta t)}{2 \cdot [R_o(1 + GF \cdot \varepsilon)(1 + \alpha \cdot \Delta t) + R_o(1 + GF_k \cdot \varepsilon)(1 + \alpha \cdot \Delta t)]} = \\
 &= \frac{U_T}{2} \cdot \frac{(GF - GF_k) \cdot \varepsilon}{2 + (GF + GF_k) \cdot \varepsilon}
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

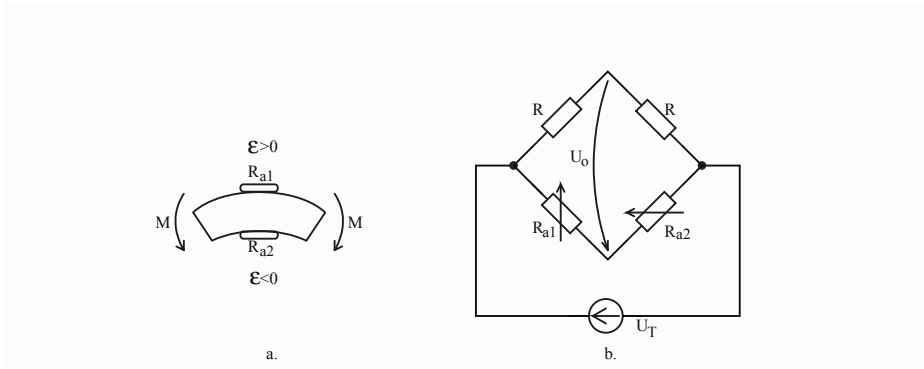
De $GF_k \simeq (0, 1..0, 5)\%GF$, $GF_k \ll GF$ és $(GF + GF_k)\varepsilon \ll 2$, az elhanyagolásokat elvégezve kapjuk:

$$U_o = \frac{U_T}{4} \cdot GF \cdot \varepsilon. \tag{2.49}$$

Tehát U_T állandó (stabilizált feszültségforrás) értékre U_o egyenesen arányos az ε megnyúlással. Megjegyzés: a nyúlásmérő bélyegeket mindig páros számban és a szomszédos ágakba kell a Wheatstone-hídba kötni. Így három különböző bekötési változat lehetséges:

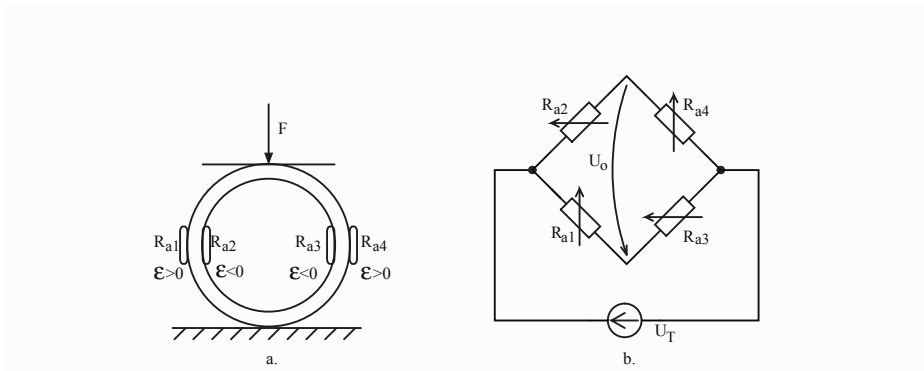
- egy aktív érzékelő és egy hőkompenzáló (az előbbi példa);
- két aktív érzékelő (pl. egy meghajlított rúd a 2.17.a. ábrán), ahol az R_{a1} megnyúlást szenved ($\varepsilon > 0$), R_{a2} pedig összenyomást ($\varepsilon < 0$). Ebben az esetben a híd (2.17.b. ábra) kimeneti feszültsége:

$$U_o = \frac{U_T}{2} \cdot GF \cdot \varepsilon; \tag{2.50}$$



2.17. ábra. a. Meghajlított rúd két aktív mérőbéllyel b. Hídba kötése

- négy aktív érzékelő (pl. erőt mérő acélgyűrű a 2.18.a. ábrán), ahol R_{a1} , R_{a4} megnyúlást szenved ($\varepsilon > 0$), R_{a2} , R_{a3} pedig összenyomást ($\varepsilon < 0$). Emiatt R_{a1} és R_{a4} a hídban (2.18.b. ábra) egymással

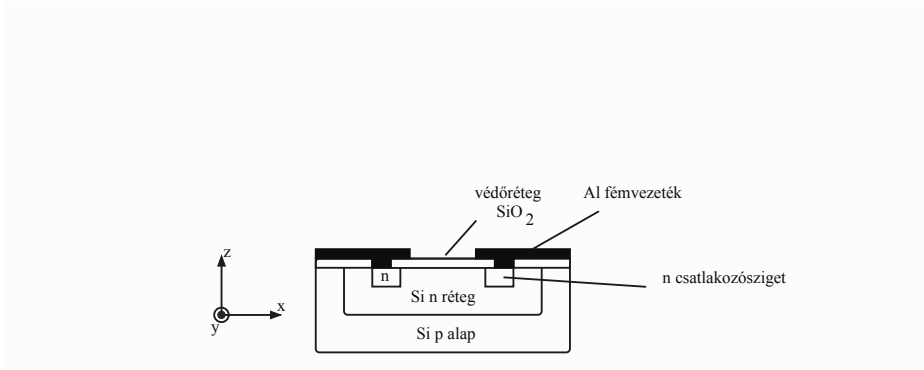


2.18. ábra. a. Erőt mérő acélgyűrű 4 aktív mérőbéllyel b. Hídba kötése

szemben lesznek (hatások összeadódnak). és R_{a2} , illetve R_{a3} szintén egymással szemben. De mivel azonos érzékelők vannak a szomszédos ágakban ugyanolyan hőmérsékleten, a hőmérséklet hatása itt is kiküszöbölődik, csakúgy, mint az előző esetekben, és kapjuk:

$$U_o = U_T \cdot GF \cdot \varepsilon. \quad (2.51)$$

Az ε megnyúlás mérésére kifejlesztettek félvezető érzékelőket, amelyek a **piezorezisztív** hatást hasznosítják (2.19. ábra). Első alkalmazásakor szilícium



2.19. ábra. Piezorezisztív érzékelő felépítése

csíkot ragasztottak a mérendő felületre (mint a fém nyúlásmérő bélyeget), de ma kizárólag mikroérzékelőkbe van beépítve (piezorezisztív nyomásmérők, gyorsulásmérők).

A piezorezisztív érzékelő p vagy n szennyezett (a 2.19. ábrán n szennyezett szilícium) félvezető csík (csatorna), amely ellenállása a (2.38) képlet szerinti. Félvezetőkben a fajlagos ellenállás képlete:

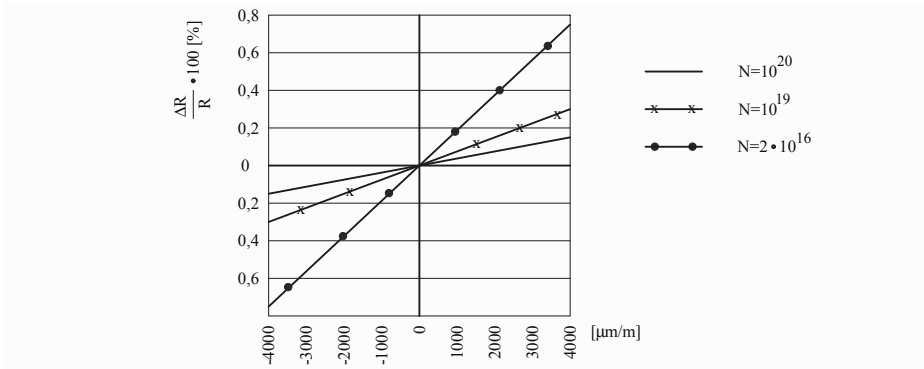
$$\rho = \frac{1}{e \cdot N \cdot \mu}, \quad (2.52)$$

ahol e az elektron töltése, N a szennyezettségi koncentráció (szilíciumnál $N = 10^{16} \dots 10^{20}$ atom/cm³) és μ a töltéshordozó mobilitása. Mechanikai megnyúlás hatására változik N és μ , aminek eredményeként a piezorezisztív ellenállás változása:

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t = GF \cdot \varepsilon, \quad (2.53)$$

ahol π_l és π_t a hosszanti (longitudinális – x irány), ill. keresztirányú (transzverzális y és z irány) piezorezisztív együttható, σ_l , σ_t a megfelelő irányú mechanikai feszültségek és GF (Gauge Factor) az érzékelő egyenértékű érzékenysége. Ha a fém nyúlásmérő bélyegeknél a keresztirányú érzékenység kis értékű (0,1...0,5%), a félvezetőnél ennek az értéke sokkal nagyobb (4...5%), de megfelelően az érzékenység (GF) két nagyságrenddel nagyobb (Si esetében $GF = 200 \dots 210$).

A GF érzékenység függ a félvezető alapanyagától és a töltéshordozók koncentrációjától (N), amit a 2.20. ábrán érzékeltetünk Si monokristály n



2.20. ábra. Piezorezisztív érzékelő érzékenysége

szennyezettség esetében. A görbékből láthatjuk, hogy a kisebb szennyezettség nagyobb ellenállás-változáshoz vezet.

A piezorezisztív érzékelők beépülnek rugalmas mikromechanikai szerkezetekbe, mint diafragmák, konzolok. Általában négy piezoellenállást helyeznek el (kettő megnyúlik, kettő rövidül) a 2.18.b. ábra szerinti hídkapcsolásba. A piezorezisztív érzékelők nagyon hőfüggőek, ezt általában a híd kimenő átlójába sorba kötött termisztorral küszöbölik ki, így az U_o kimeneti feszültség már hőmérséklet-kompenzált.

Piezoellenállásokat különböző félvezetőkből alakítanak ki, a működési hőmérsékletkorlátok miatt, amelyek közül hármat a 2.2. táblázatban ismertetünk. A táblázatban feltüntettük a Young rugalmassági moduluszt

Félvezető	Hőmérséklet korlátok [°C]	Érzékenység GF	Young-modulusz E (N/m ²)
Si	-50...200	120...210	(1,3...1,8)·10 ⁷
SiC	0...450	15...32	(3...5)·10 ⁷
GaN	0...700	100...170	(2...3)·10 ⁷

2.2. táblázat.

összehasonlításként az acéléval, amelynél $E = (2...2,2) \cdot 10^7$ N/m². Újabban nanotechnológiával kifejlesztettek SWNT (Single Walled Carbon Nanotube) anyagokat, amelyek nyúlási érzékenysége (GF) akár 2000 is lehet.

2.2. Induktív érzékelők

Egy tekercs öninduktivitása képletesen a következő kifejezéssel számolható ki:

$$L = K_f \cdot N^2 \cdot \frac{\mu S}{l}, \quad (2.54)$$

ahol K_f a tekercs alakjától függő formaállandó, N a menetszám, S , l a tekercs keresztmetszeti felülete, illetve a tekercs hossza és $\mu = \mu_0 \mu_r$ a tekercs magjának a permeabilitása ($\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ – a légtér abszolút permeabilitása, μ_r – relatív permeabilitás). Ebből kiindulva bármely olyan eszközt, amely egy tekercs (tekercs hálózat) induktivitását meghatározott, megismételhető módon befolyásolja és mérés céljából van kivitelezve, **induktív érzékelőnek** nevezünk.

A (2.54) képlet alapján kétféle lehetőség származik:

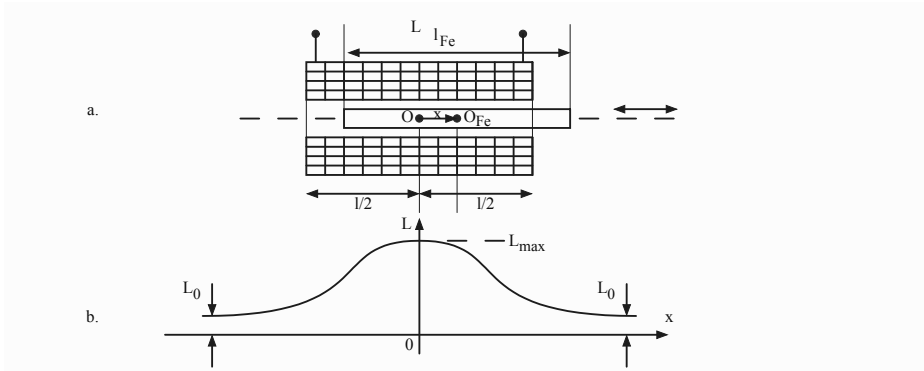
- A tekercs **geometriájának** (inkább a mágneskör geometriája) a változásán (S , l) alapuló induktív érzékelők. Ezek többnyire az l mágneskör hosszat befolyásolják, így általában elmozdulás (x , l) mérő érzékelők készülnek.
- A tekercs **mágneskörének** a μ_r permeabilitását befolyásoló mennyiség mérésére kialakított induktív érzékelő. A legismertebb a **magne-toellasztikus** induktív érzékelő.

2.2.1. Nyitott mágneskörű induktív elmozdulásmérő érzékelők

Ebben az esetben a tekercs egy hosszú szolenoid. A szolenoid (2.21.a. ábra) tekercsből, egy mozgatható armatúrából (henger alakú ferromágneses vasmag) és egy védőburokból (ház) álló eszköz. A tekercs (melynek hossza l) belsejében tengelyhosszban a ferromágneses vasmag elmozdul. A vasmag hossza l_{Fe} , de általában $l \simeq l_{Fe}$ közeli értékűek. Az x elmozdulást a tekercs O hosszanti középpontja és az O_{Fe} vasmag hosszanti középpontja között határozzuk meg. A tekercs L induktivitásának függése az x elmozdulástól grafikus alakban adható meg, ahol L_{max} a tekercs maximális induktivitása, amikor O és O_{Fe} egybeesik ($x = 0$), illetve L_0 a tekercs induktivitása vasmag nélkül.

A statikus karakterisztika (2.21.b. ábra) megközelítően matematikailag is leírható:

$$L \simeq (L_{max} - L_0) \cdot e^{-k(\frac{x}{l})^2} + L_0, \quad (2.55)$$



2.21. ábra. a. Szolenoid érzékelő b. Statikus karakterisztika

ahol k egy állandó. Ez az $L(x)$ karakterisztika erősen nemlineáris, mégis használható x mérésére (cm és m nagyságrendben) az $x \in [0, \pm l/2]$ tartományban.

Az induktív érzékelő **linearizálását** a **differenciál** induktív érzékelő kivitelezésével lehet megvalósítani, ami két azonos felépítésű, közös tengelyű szolenoid induktív érzékelőből áll (2.22.a. ábra), a statikus karakterisztikája pedig a 2.22.b. ábrán látható. A két egymáshoz illesztett (koaxiális) szolenoidban egy közös vasmag mozdul el. Az x elmozdulását két szolenoid találkozási felülete (0) és a vasmag közepe (O_{Fe}) között mérjük.

Az L_1 és L_2 induktanciájú tekercseket Maxwell-hídba kötjük (2.23. ábra). Kifejezzük a tekercsek impedanciáit:

$$\begin{aligned} Z_1 &= r + j\omega(L_1 + M) \\ Z_2 &= r + j\omega(L_2 + M), \end{aligned} \quad (2.56)$$

ahol M a két tekercs közötti kölcsönös induktivitása és r a tekercs saját ellenállása. A (2.46) képlet alapján hasonlóképpen kapjuk:

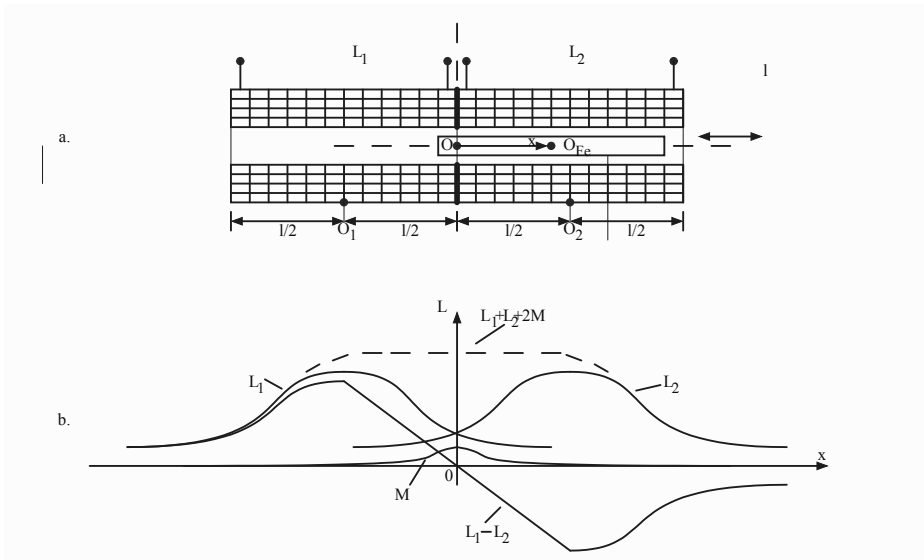
$$\underline{U}_o = \frac{\underline{U}_T}{2} \cdot \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.57)$$

Behelyettesítve a (2.56) kifejezéseket a (2.57) képletbe kapjuk:

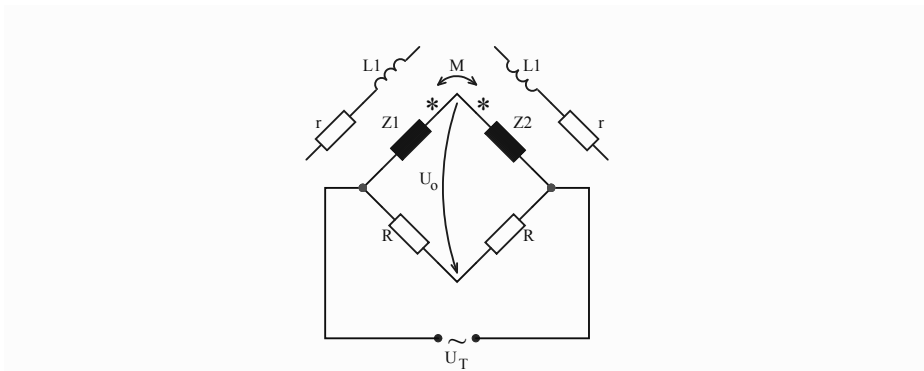
$$\underline{U}_o = \frac{\underline{U}_T}{2} \cdot \frac{j\omega(L_1 - L_2)}{2r + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)}. \quad (2.58)$$

Felépítésből $\frac{2r}{\omega} \ll (L_1 + L_2 + 2M)$, így kapjuk:

$$\underline{U}_o = \frac{\underline{U}_T}{2} \cdot \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2 + 2M}. \quad (2.59)$$



2.22. ábra. a. Differenciál szolenoid érzékelő b. Statikus karakterisztika



2.23. ábra. A két tekercs Maxwell-hídba kötve

A (2.59) képlet számlálóját és nevezőjét grafikus kivonás és összeadás alakjában tanulmányozhatjuk kényelmesen. Ennek alapján az $x \in [-l/2; +l/2]$ intervallumban:

$$\begin{aligned}
 L_1 - L_2 &= k_1 x \\
 L_1 + L_2 + 2M &= k_2 \text{ állandó.}
 \end{aligned}
 \tag{2.60}$$

Behelyettesítve a (2.60) kifejezéseket a (2.59) egyenletbe kapjuk:

$$\underline{U}_o = \frac{\underline{U}_T}{2} \cdot \frac{k_1 \cdot x}{k_2} = \underline{K}_L \cdot x. \quad (2.61)$$

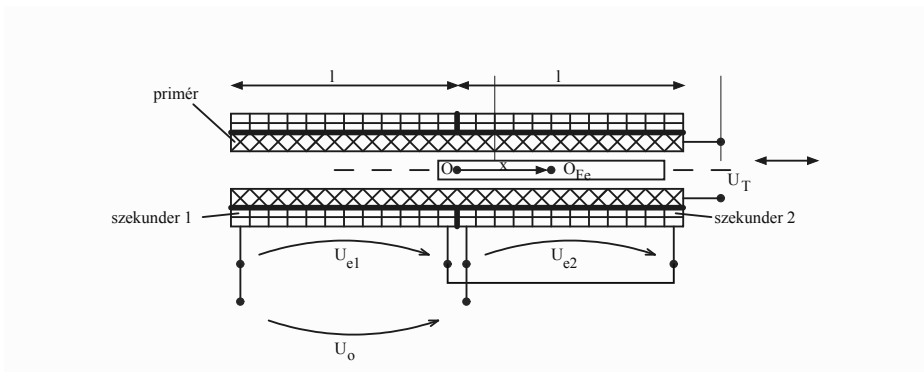
Tehát az $x \in [-l/2; +l/2]$ elmozdulás tartományban a kimeneti \underline{U}_o feszültség lineárisan változik az x elmozdulás függvényében. Mivel x lehet pozitív vagy negatív, az \underline{U}_o kimeneti- és \underline{U}_T tápfeszültségek között a fáziseltolás:

$$\begin{aligned} x \in \left[0, +\frac{l}{2}\right]; \quad & (\widehat{\underline{U}_o}, \widehat{\underline{U}_T}) = 0 \\ x \in \left[-\frac{l}{2}, 0\right]; \quad & (\widehat{\underline{U}_o}, \widehat{\underline{U}_T}) = \pi. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Ezt az adalékos információt fázisérzékeny (szinkron) egyenirányítóval felhasználjuk az x elmozdulás érték mellett az elmozdulás irányának is a meghatározására.

A váltóáramú hidat (1-5) kHz frekvencián, $U_T = (5 - 10)V$ effektív értékű feszültséggel táplálják. A differenciál induktív érzékelők mérési tartománya (mm...cm) nagyságrendű, az érzékenysége akár $1 \mu m$ is lehet. Ezért gyakori a gépgyártásban a fém megmunkált darabok méretellenőrzésére (mikrométerek).

A szolenoid típusú induktív érzékelőnek másik változata a **differenciál transzformátor**, melyet a 2.24. ábrán mutatunk be. A $2l$ hosszúságú, belül



2.24. ábra. Differenciál transzformátor

elhelyezkedő primér szolenoid tekercsre két azonos szekunder tekercs kerül. A tengely mentén szintén közös vasmag mozdul el. Az \underline{U}_T váltóáramú

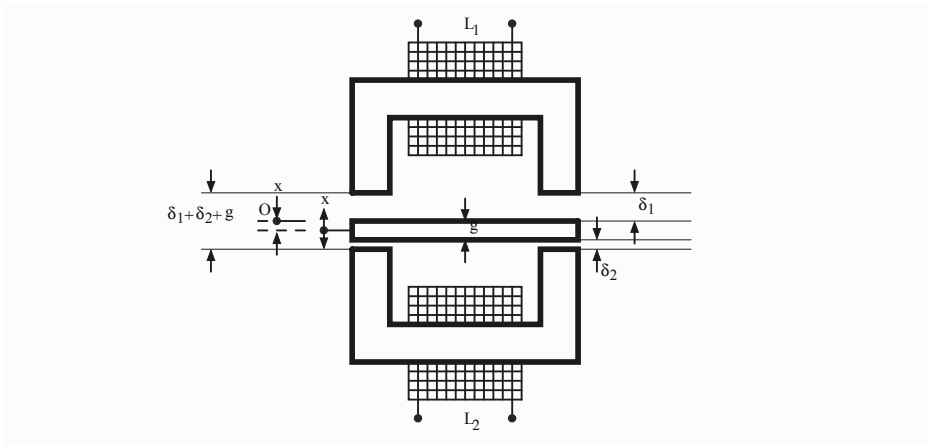
tápfeszültség a két szekunderbe U_{e1} és U_{e2} feszültségeket indukál. A két szekundert soros differenciálba kötjük, így a kimenő feszültség:

$$\underline{U}_o = \underline{U}_{e1} - \underline{U}_{e2} = \underline{U}_T \cdot K \cdot x, \quad (2.63)$$

vagyis hasonló a differenciál induktív érzékelőhöz. A lineáris mérési tartomány $x \in [-l/2; +l/2]$, mikrométerek elkészítésére használják.

2.2.2. Zárt mágneskörű induktív elmozdulásmérő érzékelők

Szintén elmozdulásmérő induktív érzékelőt gyártanak **zárt mágneskörű** kivitelezésben is. Ennek a differenciál változatát a 2.23. ábrán mutatjuk be. A két U alakú elektromágnes közé g vastagságú vasmag kerül, amely



2.25. ábra. Differenciál transzformátor

elmozdulhat (lefele/felfele). A vasmag középső, szimmetrikus helyzetében a két vasmag elektromágnes légrés (δ_0) egyenlő. A vasmag elmozdulásakor a légrések δ_1 és δ_2 lesznek, viszont fennáll a (2.64) egyenlőség:

$$\delta_1 + \delta_2 = 2\delta_0. \quad (2.64)$$

Az x elmozdulás, amit mér az érzékelő, az O szimmetriaközpont (a g vastagságú vasmag közepe a semleges helyzetben) és az aktuális helyzete között mérendő. Ugyanakkor felírhatjuk a (2.65) összefüggéseket.

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \delta_0 + x \\ \delta_2 &= \delta_0 - x. \end{aligned} \quad (2.65)$$

A két tekercset (L_1 és L_2 induktivitás) szintén Maxwell-hídba kötjük. Itt matematikailag levezethető, hogy a híd kimenő feszültsége

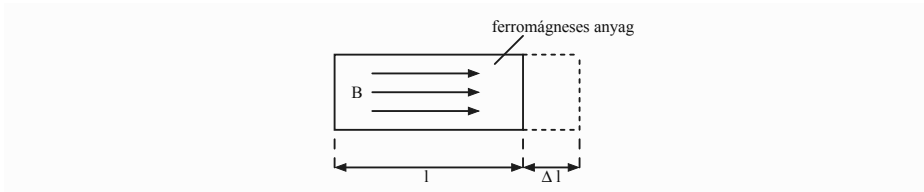
$$\underline{U}_o = \underline{U}_T \cdot k \cdot x, \quad (2.66)$$

ahol k állandó, tehát lineáris statikus karakterisztikát kapunk. Az elméleti mérési tartomány $x \in [-\delta_0; +\delta_0]$, és ezen érzékelőket szintén mikrométerek kivitelezésére használják.

2.2.3. Magnetoelasztikus induktív érzékelők

A **magnetoelasztikus** érzékelő az anyag mágneses tulajdonságának megváltozásán alapszik, mely egy mechanikai igénybevétel hatására következik be. Általában egy váltakozó áramú jelforrás egy tekercs vasmagjában mágneses teret hoz létre, amelyet egy F erő hatására keletkező σ mechanikai feszültség eltorzít, ily módon a ferromágneses anyagban a μ mágneses permeabilitás változását idézi elő. Ennek következtében megváltozik az L induktivitás, vagyis az érzékelő kimenete. Felhasználva a magnetoelasztikus jelenséget erőmérő érzékelőket lehet kivitelezni.

Ez a jelenség megfordítható (reverzibilis), mely esetben a B mágneses indukció hatására a ferromágneses szilárd test mechanikai alakváltozást szenved. Ezt nevezzük **magnosztrikciós jelenségnek** (2.26. ábra). A mag-

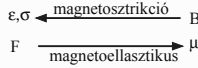


2.26. ábra. Magnosztrikciós jelenség

netosztrikció elmélete szerint:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{tel}} = \left(\frac{B}{B_{tel}} \right)^2, \quad (2.67)$$

ahol $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$ a létrejövő relatív megnyúlás B mágneses indukció jelenléte esetén és ε_{tel} a B_{tel} telítési mágneses indukció esetén létrejövő megnyúlás. A magnosztrikciós jelenséget ultrahang generátorok építésére használják. A magnetoelasztikus és magnosztrikciós jelenség hatását a 2.27. ábrán



2.27. ábra. A magnetoelasztikus és magnetosztrikciós jelenségek hatása

szemléltetjük. Továbbá elemezzük a magnetoelasztikus érzékelőt. A ferromágneses anyagban az alakváltozási **mechanikai energiasűrűség**:

$$\Delta W_{mech} = \sigma \cdot \varepsilon \left[\frac{J}{m^3} \right] \quad (2.68)$$

Ugyanazon anyagban a **mágneses tér** energiasűrűsége:

$$W_{mág} = \frac{BH}{2} \left[\frac{J}{m^3} \right], \quad (2.69)$$

ahol $B[T]$ a mágneses indukció és $H \left[\frac{A}{m} \right]$ a mágneses térerősség:

$$\begin{aligned} B &= \mu \cdot H \\ \mu &= \mu_0 \cdot \mu_r \end{aligned} \quad (2.70)$$

A mágneses tér hatására az anyagban mechanikai deformáció jön létre, amelynek az energiasűrűsége (2.69) képlet szerinti. A mechanikai energia megtalálható a mágneses tér $\Delta W_{mág}$ energiaváltozásában. Állandó H mágneses térerősség esetén, a (2.70) képletek figyelembevételével, a mágneses tér energiaváltozása:

$$\Delta W_{mág} = \frac{H \cdot \Delta B}{2} = \frac{H^2}{2} \Delta \mu. \quad (2.71)$$

A mechanikai energiasűrűség a mágneses tér energiasűrűségének változásával egyenlő:

$$\Delta W_{mech} = \Delta W_{mág} \quad (2.72)$$

Behelyettesítve a (2.68) és (2.71) kifejezéseket a (2.72) egyenletbe kapjuk:

$$\sigma \varepsilon = \frac{1}{2} H^2 \cdot \Delta \mu. \quad (2.73)$$

Majd behelyettesítve a mágneses térerősség kifejezését a (2.70) kifejezés alapján, illetve felhasználva a magnetosztrikció elméletét ((2.67) képlet) kapjuk:

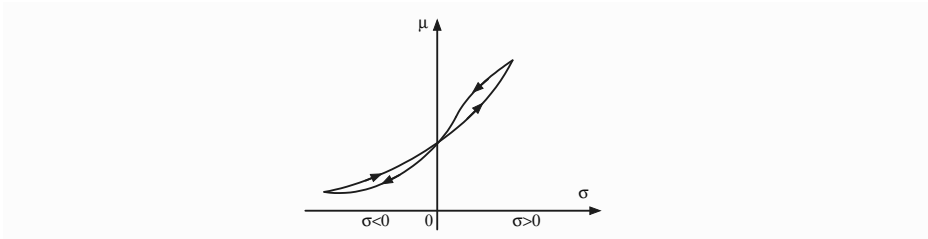
$$\sigma \varepsilon = \frac{1}{2} \left(\frac{B}{\mu} \right)^2 \cdot \Delta \mu = \frac{1}{2\mu^2} \cdot \Delta \mu \cdot \frac{B_{tel}^2}{\varepsilon_{tel}} \cdot \varepsilon. \quad (2.74)$$

Átcsoportosítva a (2.75) egyenletet kapjuk:

$$\frac{\Delta \mu}{\mu} = \mu \frac{2\varepsilon_{tel}}{B_{tel}^2} \cdot \sigma. \quad (2.75)$$

A (2.75) képlet kifejezi a magnetosztrikciós jeleség anizotrópiáját: az anyag megnyúlásával ($\sigma > 0$) nő a permeabilitás értéke, míg az anyag tömörítésével ($\sigma < 0$) csökken a permeabilitás értéke.

A magnetoelasztikus jelenség statikus karakterisztikáját a 2.28. ábrán szemléltetjük, ahol észlelhető az anizotrópia hatása és a jelenség hiszterézise.

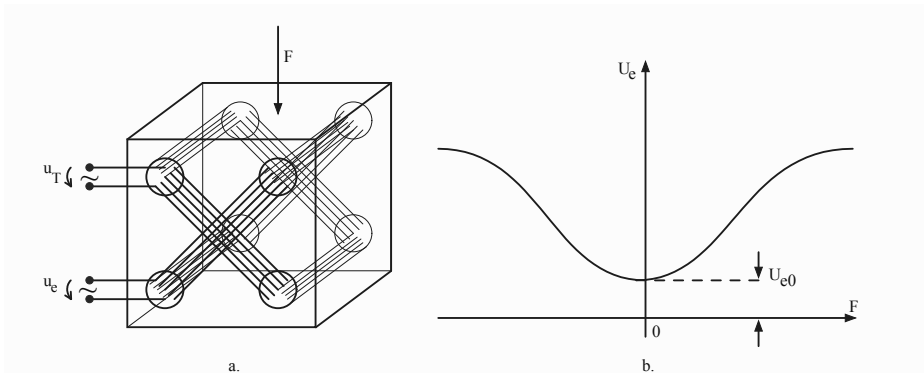


2.28. ábra. A magnetoelasztikus jelenség statikus karakterisztikája

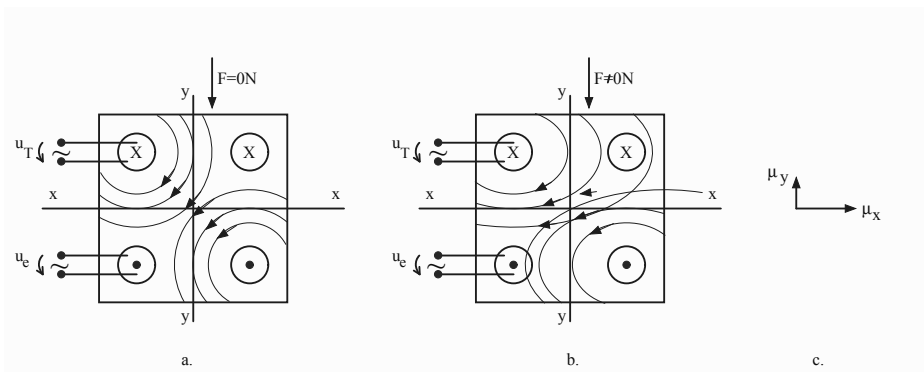
Magnetoelasztikus tulajdonsággal rendelkező ferromágneses anyagok:

- **fém és ötvözetek:** Ni és Fe+Ni különböző változatai (ezek nagyobb méretűek, lemez alakjában kivitelezett, 20...50 kHz frekvencián használható);
- **ferrit anyagok:** szintén Ni és Fe alapúak, ezek kis méretű végezt nagyobb frekvencián működhetnek.

A magnetoelasztikus érzékelők egyik jól ismert és elterjedt változata a **preszduktor** (2.29.a. ábra). A preszduktor egy jó magnetoelasztikus tulajdonsággal rendelkező ferromágneses anyagból készül, négy furat van az anyagban, a furatpárok síkjai 90° -os szöget zárnak be. Az átlósan szembe levő furatokba egy-egy tekercset illesztnek (huzalvarrással). Az egyik tekercs primer szerepet játszik, u_T váltóáramú feszültséggel tápláljuk. A másik tekercs szekunder szerepet játszik, amelybe elektromotoros u_e feszültség indukálódik. A preszduktor működési elve:



2.29. ábra. a. Preszduktor b. Preszduktor statikus karakterisztikája



2.30. ábra. Preszduktor működési elve

- **erő hiányában** ($F = 0 \text{ N}$, 2.30.a. ábra) az x és y tengely szerint a permeabilitások egyenlőek ($\mu_x = \mu_y$), ebből adódóan a primer által létrehozott mágneses erőter vonalak elvileg kör alakúak. Mivel az erővonalak a szekunder tekercs felületén egyforma értékben és szögben érkeznek és távoznak, így kioltják egymást, és az eredő mágneses fluxus $\Phi_{eredő} = 0$. Ideálisan a szekunderbe indukált feszültség zérós értékű:

$$u_e = \frac{d\Phi_{eredő}}{dt} = 0; \quad (2.76)$$

- **erő hatása alatt** ($F \neq 0 \text{ N}$, 2.30.b. ábra) a primer feszültség által létrehozott mágneses tér erővonalai a nagyobb μ irányában nyúlnak meg (x - x), míg a másik irányban rövidülnek (y - y). A (2.73) képlet

alapján ha $\sigma_x > 0$ akkor $\Delta\mu_x > 0$ és ha $\sigma_x < 0$ akkor $\Delta\mu_x < 0$, tehát $\mu_x > \mu_y$ és megváltozik a permeabilitás értéke (2.30.c. ábra). Így a szekunder tekercs felületén (u_e) nullától különböző eredő mágneses fluxus jön létre, ezáltal:

$$u_e = \frac{d\Phi_{eredő}}{dt} \neq 0. \quad (2.77)$$

Természetesen az u_e értéke az F erő értékével nő, melyet a preszduktor statikus karakterisztikája szemléltet a 2.29.b. ábrán. Látható, hogy a karakterisztika nagyobb erőnél már nem lineáris, és az érzékelő érzékenysége csökken (a kimeneti U_e feszültség kevésbé változik az erő változására).

Az $F = 0$ értéknél létezik egy remanens (maradék) $U_{e0} \neq 0$ indukált feszültség, ami a ferromágneses anyag véges méretének tulajdonítható (ha ∞ lenne az anyag mérete, akkor ténylegesen $u_e = 0$ V feszültség indukálna $F = 0$ N erő esetén).

A preszduktor érzékelőt kivitelezik:

- **kis erők mérésére** (1 N...100 N) nagyságrend, ferrit anyaggal, miniatűr kivitelezésben, pl. robotok érintésérzékelő „tenyerének” a létrehozására (preszduktorok mátrixa);
- **nagy erők mérésére** egészen $2 \cdot 10^{10}$ N értékig.

2.3. Kapacitív érzékelők

Olyan eszközöket, amelyek nemvillamos mennyiség hatására egy kondenzátor pontosan megismételhető értékváltozását idézik elő, **kapacitív érzékelők**nek nevezünk. Kapacitív érzékelőket használnak közelség, nyomás, helyzet, elmozdulás, nedvesség, folyadékszint, gyorsulás mérésére, ugyanakkor a napjainkban szinte mindenki által használt érintőképernyős eszközök (okostelefon, táblagép) is kapacitív technológia alapúak. A kondenzátorok (klasszikus értelmezésben) különböző alakúak, félépítésűek lehetnek. Lényegében létre kell jöjjön két fegyverzet (sík, henger, gömb alakú) és egy szigetelő dielektrikum. A kapacitás értéke általánosan leírható:

$$C = \varepsilon \cdot f(d, S), \quad (2.78)$$

ahol $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ az abszolút permittivitás ($\varepsilon_0 = \frac{1}{9 \cdot 4\pi \cdot 10^9} [\frac{F}{m}]$) a légüres tér abszolút permittivitása, ε_r a szigetelő közeg relatív permittivitása ($\varepsilon_r = 1 \dots 2000$). Az $f(d, S)$ méretfüggő (távolság, felület, vastagság) tényező. A (2.78) általános képlet alapján kétféle kapacitív érzékelőt tudunk megkülönböztetni:

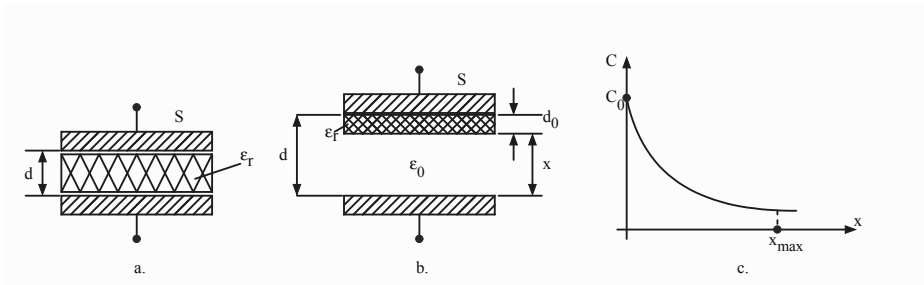
- **geometriai** változáson alapuló kapacitív érzékelők, ahol akár a d távolság, akár az S felület változhat,
- **permittivitás** változáson alapuló kapacitív érzékelők, ahol a dielektikum permittivitás értéke változik meg.

2.3.1. Geometriai változáson alapuló kapacitív érzékelők

A leggyakoribb változat a síkkondenzátor fegyverzetei közötti x távolság/elmozdulás függvényének mérése. A síkkondenzátor elvi rajzát a 2.31.a. ábrán mutatjuk be, a kapacitás értéke pedig a (2.79) képlet alapján fejezhető ki:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}. \quad (2.79)$$

Az egyszerű síkkondenzátor alapú érzékelőben (2.31.b. ábra) létezik egy d_0



2.31. ábra. a. Síkkondenzátor b. Egyszerű síkkondenzátor alapú érzékelő c. Az érzékelő statikus karakterisztikája

vastagságú biztonsági szigetelő réteg, aminek célja, hogy megakadályozza a fegyverzetek érintkezését x lehetséges változásával a fegyverzetek közötti rövidzárlat elkerülése érdekében. Ebben az esetben az egyik fegyverzet a másik fegyverzethez képest relatívan elmozdul, a távolság függvényében pedig megváltozik a kapacitás értéke. A kialakult két kondenzátor ebben az esetben:

$$\begin{aligned} C_1 &= \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d_0} \\ C_2 &= \varepsilon_0 \frac{S}{x} \end{aligned} \quad (2.80)$$

Az eredő C kapacitás két kondenzátor soros kapcsolásaként számítható ki, és felhasználva a (2.80) képleteket kapjuk:

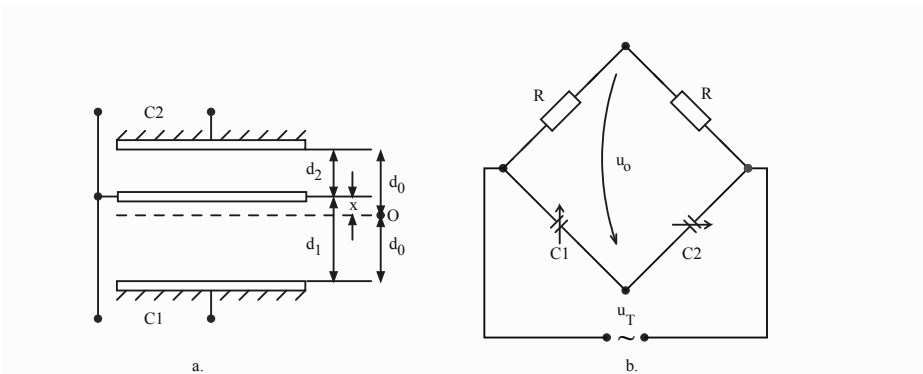
$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{d_0}{S\varepsilon_0\varepsilon_r} + \frac{x}{\varepsilon_0 S} = \frac{1}{\varepsilon_0 S} \left(\frac{d_0}{\varepsilon_r} + x \right), \quad (2.81)$$

ahol $\frac{d_0}{\varepsilon_r}$ állandó értékű. Tehát C az x elmozdulással fordított arányban változik, ami nyilván nemlineáris $C(x)$ statikus karakterisztikát eredményez (2.31.c. ábra), a legnagyobb kapacitásérték

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_r S}{d_0} = C_1,$$

amit mérhetünk, amikor a távolság $d = d_0$, tehát $x = 0$ értékű. A karakterisztikából észrevehető, hogy a hasznos érzékelési tartomány $x \in [0, x_{Max}]$ tartomány, mivel egy adott távolság fölött az érzékelő érzékenysége nagyon lecsökken, és a kapacitásváltozás nehezen mérhetővé válik a jel-zaj viszony (SNR – Signal to Noise Ratio) miatt.

A síkkondenzátor érzékelő linearizálását a differenciál érzékelő kivitelezéssel lehet elérni (2.32.a. ábra). Ebben az esetben is két kapacitásértéket mérünk, melyek egy rögzített és egy közös mozgó fegyverzet között alakulnak ki. A két kondenzátort Sauty-hídba (2.32.b. ábra) kötjük és



2.32. ábra. a. Differenciál érzékelő b. Sauty-híd

50kHz...1MHz értékű váltóáramú tápfeszültséggel tápláljuk. Mikor a mozgó fegyverzet egyenlő d_0 távolságra van a két rögzített fegyverzettől, a híd kimeneti feszültsége 0V értékű lesz, a mért távolság pedig $x = 0$. Elmozduláskor $d_1 = d_0 + x$ és $d_2 = d_0 - x$. A kapacitásértékek kifejezhetők a (2.82)

képlet alapján:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{\varepsilon_0 S}{d_1} = \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 + x} \\ C_2 &= \frac{\varepsilon_0 S}{d_2} = \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 - x} \end{aligned} \quad (2.82)$$

A híd kimeneti feszültsége kifejezhető:

$$\underline{U}_o = \frac{U_T \underline{Z}_1 - \underline{Z}_2}{2 \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{U_T \frac{1}{j\omega C_1} - \frac{1}{j\omega C_2}}{2 \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{U_T C_2 - C_1}{2 C_2 + C_1} = \frac{U_T \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 - x} - \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 + x}}{2 \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 - x} + \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 + x}}, \quad (2.83)$$

vagyis

$$\underline{U}_o = \frac{U_T}{2d_0} \cdot x \quad (2.84)$$

lineáris statikus karakterisztikát kapunk. Hasonlóan az induktív elmozdulás érzékelőkhöz, az x pozitív, illetve negatív értékétől függően a kimeneti \underline{U}_o és a tápfeszültség fázisviszonya 0 vagy π , ami fázisérzékeny egyenirányítóval lehetővé teszi az x elmozdulás értékével egy időben az elmozdulás irányát is meghatározni. Mikrométerek kialakítására alkalmasak.

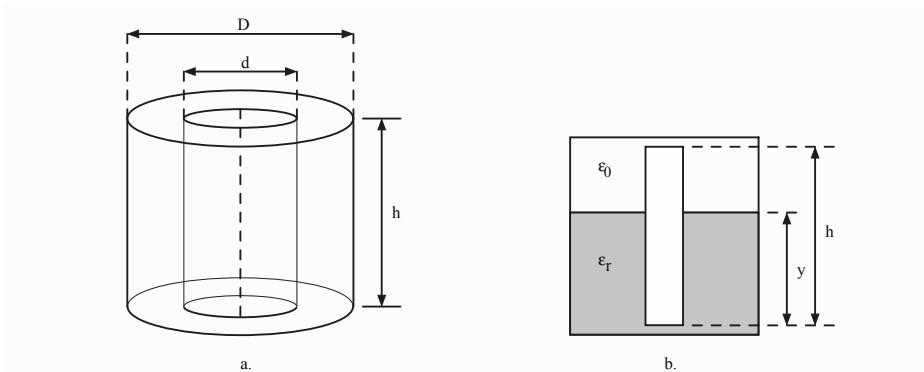
Gyakori alkalmazása a síkkondenzátoros érzékelőnek az, amikor a mozgó fegyverzet egy rugalmas membrán. Mechanikai nyomásra (a leggyakoribb a hang, ultrahang nyomás) a membrán alakot változtat (gömb/paraboloid felületváltozás), amely által a mozgó és rögzített fegyverzetek közötti távolság változik, így a C kapacitás (differenciál változatban \underline{U}_o) a nyomás függvénye. Ilyen működési elven alapulnak a **kapacitív mikrofonok**. Ilyenkor a kapacitást rezgő elektronikai áramkörökbe iktatják, amellyel megfelelő hangdinamikát valósítanak meg.

2.3.2. Szigetelő dielektrikumváltozáson alapuló kapacitív érzékelők

A legerterjedtebb ilyen fajta érzékelő **hengerkondenzátorban** (2.33. ábra) található szigetelő folyadék (olaj, üzemanyag) vagy szilárd anyag (por, gabona) relatív **permeabilitásának** a változását érzékeli. Egy külső és egy belső koncentrikus hengerből álló kondenzátor kapacitása (2.33.a. ábra)

$$C = \frac{2\pi\varepsilon h}{\ln \frac{D}{d}}. \quad (2.85)$$

Az ε tartalmazza az $\varepsilon_0\varepsilon_r$ tényezőt, tehát a szigetelő közeg relatív (ε_r) permeabilitását. Egyik gyakori felhasználása a kapacitív szintmérő érzékelő (2.31.b. ábra), amelyben a két henger között található szigetelő



2.33. ábra. a. Hengerkondenzátor b. Szigetelő dielektrikumváltozáson alapuló érzékelő

anyag y szintig tölti ki a hengerközt, míg $(h - y)$ hosszban levegő van ($\varepsilon_r = 1,00059 \simeq 1 = \varepsilon_0$).

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r y}{\ln \frac{D}{d}} \quad (2.86)$$

$$C_2 = \frac{2\pi\varepsilon_0(h - y)}{\ln \frac{D}{d}},$$

ahol C_1 az ε_r permittivitású folyadékkal kitöltött hengerkondenzátor kapacitása és C_2 a levegővel kitöltött hengerkondenzátor kapacitása. A C kapacitást két hengerkondenzátor párhuzamba kapcsolásából számítjuk ki:

$$C = C_1 + C_2 = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln \frac{D}{d}} (\varepsilon_r y + h - y), \quad (2.87)$$

tehát

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln \frac{D}{d}} [(\varepsilon_r - 1)y + h], \quad (2.88)$$

ahol a C kapacitás értéke és a folyadék magassága (y) között lineáris összefüggés található. Hosszú ideig ezzel a módszerrel mérték a silók, üzemanyagtartályok stb. szintjét. Mostanában viszont egyre inkább elterjedt az ultrahang alapú szintmérés.

3. fejezet

Elektromotoros feszültséget generáló érzékelők

Az elektromotoros erő (**E**lectro**M**otive **F**orce – EMF) kifejezés Alessandro Volta nevéhez kötődik, aki az első galvánelem feltalálója. Eredetileg egy erőre utalt, melynek hatására a pozitív és negatív töltések szétválnak, és így egy elektromos feszültség jött létre. Különböző szerzők különbözőképpen értelmezik az EMF fogalmát mint egy áramforrás vagy bármely kétpólusú eszköz üresjáratú feszültségét. Az elektromotoros feszültség fogalma lényegében annyit jelent, hogy **nem villamos energia** valamilyen fizikai vagy vegyi folyamat során **villamos energiává** alakul át. Ilyen eszközök (jelenségek):

- forgó generátorok: mechanikai kinetikai energia → villamos energia;
- termoelektromos: hőenergia → villamos energia;
- piezoelektromos: mechanikai energia (erő hatására) → villamos energia;
- fotoelektromos: fényenergia (elektromágneses sugárzás) → villamos energia.

3.1. Termoelektromos érzékelők. Hőelemek

Thomas Johann Seebeck fizikus 1821-ben felfedezte, hogy ha platina (Pt) fém és egy másik fém eltérő hőmérsékleten tartott illesztései (melegpont – t_1) találkoznak, akkor a fémek másik (szabad) végein (hidegpont – t_2)

potenciálkülönbség érzékelhető:

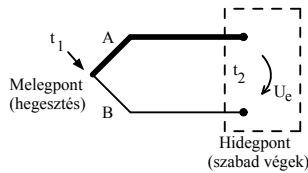
$$U_e = P_S(t_1 - t_2), \quad (3.1)$$

ahol P_S a Seebeck-együttható nevet viseli. A 3.1. táblázatban feltüntetjük néhány fém Seebeck-együtthatóját.

Csoport	Fém	$P_S[\mu V/^\circ C]$
A	Kromel	+29,8
	Pt 13% Rh	+7,35
	Cu	+9,15
	Fe	+17,7
	Pt	0
B	Alumel	-10,85
	Ni	-15,50
	Konstantán	-37,25

3.1. táblázat.

Ha a fémeket nem platinával, hanem egy másik fémmel érintjük össze, akkor nagyobb feszültséget kaphatunk, növelve a termoelektromos érzékelő érzékenységet (S). Így jön létre a hőelem (Thermocouple), melyet a 3.1. ábrán mutatunk be, és az általa generált elektromotoros feszültség a (3.2)



3.1. ábra. Hőelem

képlet szerint alakul:

$$U_e = (P_A - P_B) \cdot (t_1 - t_2) = S \cdot (t_1 - t_2), \quad (3.2)$$

ahol S a hőelem érzékenysége (állandója). Ha például kromel ($P_A = 29,8 \mu V/^\circ C$) fémeket alumel ($P_B = -10,85 \mu V/^\circ C$) fémmel hegesztünk egyik végén, akkor létrejön a kromel–alumel-hőelem, amely érzékenysége

$$S = P_A - P_B = 29,8 - (-10,85) = 40,65 \mu V/^\circ C.$$

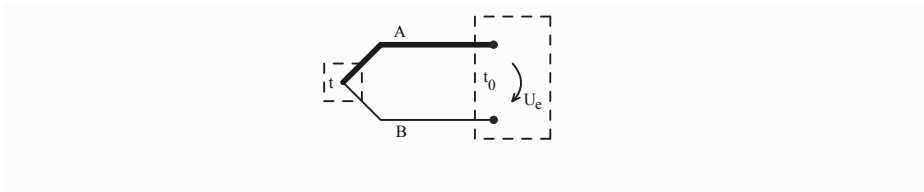
A hőelemek annyira elterjedtek hőmérséklet mérésére, hogy bizonyos hőelemeket szabványosítottak, az IEC 60584-1 szabvány szerint három pontossági osztályba sorolhatók, amelyekből a legelterjedtebbeket a 3.2. táblázatban mutatjuk be. Az egyik leghasználtabb a *K* típusú kromel–alumel-hőelem. Észrevehető, hogy a legkevésbé érzékenyek a *B*, *R*, *S* jelzésűek, viszont ezek használhatóak leginkább nagyon magas hőmérsékletek mérésére, és referencia hőelemeknek is tekintjük nagy pontosságuk miatt. A termoelektromos feszültség millivolt nagyságrendű. Például egy *K* típusú hőelem 300 °C különbségre 12,3 mV feszültséget állít elő.

Hőelem jelzés	Pozitív fém	Negatív fém	$S[\mu V/^{\circ}C]$	Hőmérséklet [$^{\circ}C$]
E	Kromel	Konstantán	68	-50 ... 740
J	Fe	Konstantán	50	-40 ... 750
K	Kromel	Alumel	41	-200 ... 1350
N	Nicrosil	Nisil	39	-270 ... 1300
T	Cu	Konstantán	43	-200 ... 350
B	70%Pt 30%Rh	94%Pt 6%Rh	5	50 ... 1800
R	87%Pt 13%Rh	Pt	11	0 ... 1600
S	90%Pt 10%Rh	Pt	10	0 ... 1600

3.2. táblázat.

Amennyiben a hőelemmel a t melegpont hőmérsékletét szeretnénk mérni, a fennálló probléma a t_0 hidegponti hőmérséklet (3.2. ábra) állandó és ismert értéken való tartása:

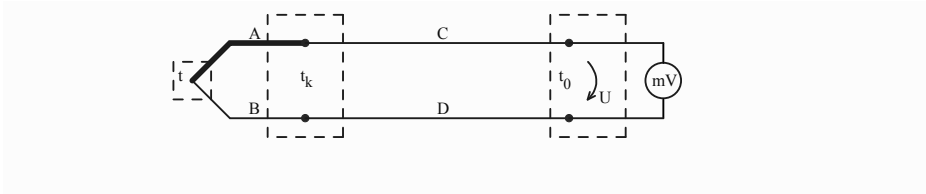
$$U_e = S_{AB}(t - t_0). \quad (3.3)$$



3.2. ábra. Hőelem működése

A probléma kiküszöbölésére a következő megoldásokat használják.

- a) **A hőelem hidegpontjának meghosszabbítása** aránylag állandó hőmérsékleti helyre (3.3. ábra). Az AB hőelem elég rövid fémszálat



3.3. ábra. Hőelem hidegpontjának meghosszabbítása

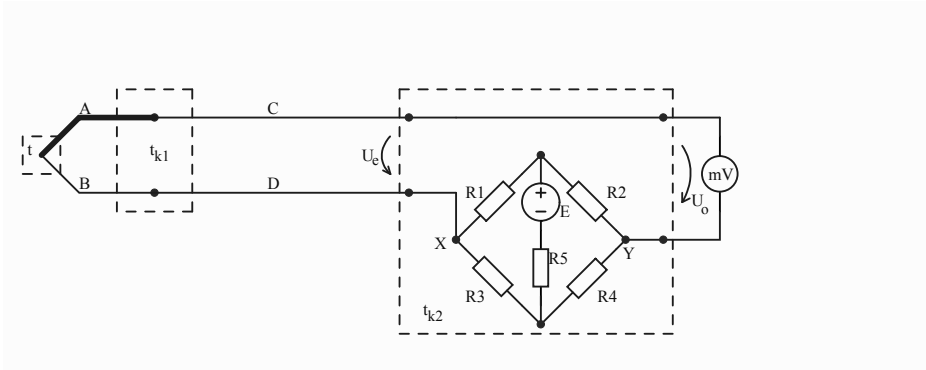
tartalmaz (cm), így a közvetlen közelében a melegpont t hőmérséklete befolyásolja a hidegpont t_k hőmérsékletét. Ezért egy CD fémpárból álló hosszabbító kábelt kötnek a t_k nem állandó hőmérsékletű és a t_0 aránylag állandó hőmérsékletű (pl. műszerterem légkondicionáló berendezéssel) pontok közé. Ha a CD és az AB fémpár érzékenysége **azonos** ($S_{AB} = S_{CD}$), akkor a t_0 pontban mért elektromotoros feszültség értékét a (3.3) egyenlet határozza meg, ahol immár $t_0 \simeq$ állandó.

A CD fémpárt **kompenzációs** kábelnek nevezik. A nem nemes hőelemeknél $C \equiv A$ és $D \equiv B$ (tehát azonos fémpárok), míg a Pt hőelemnél külön fémpárt csatolnak C, D kompenzációs kábelnek, úgy, hogy $S_{AB} = S_{CD}$.

- b) **Ha $t_0 \simeq$ állandó állapot nem tartható**, akkor a gyakorlatban nagyon elterjedt **automatikus** hidegpont-kompenzálást (stabilizálást) használják: Ha a $t_{k1} \neq$ állandó, illetve a Wheatstone-híd környezeti hőmérséklete sem állandó ($t_{k2} \neq$ állandó), akkor a CD kompenzáló kábel végén ($S_{AB} = S_{CD}$) az elektromotoros feszültség:

$$U_e = S_{AB}(t - t_{k2}). \quad (3.4)$$

A Wheatstone-hidat úgy tervezik meg, hogy a t_k környezeti hőmérséklet függő legyen. Az E feszültségforrással sorba kötnek egy R_5 ellenállást, ezáltal egy áramforrást hoznak létre. Továbbá az R_1 és R_4 (szemben fekvő ellenállások) rézből (Cu) vannak, amelyek hőfüggők ($\alpha_{Cu} = 4 \cdot 10^{-3} K^{-1}$), míg az R_2 és R_3 ellenállások mangánból vannak felépítve ($\alpha_{manganin} \simeq 0$), és hőfüggetlenek. Így a híd U_{XY} kimeneti feszültsége hőfüggő lesz. A híd tervezésekor pl. $t_0 = 0^\circ C$ referencia-hőmérsékletet szögeznek le, míg E , R_i ($i = \overline{1, 5}$) értéket úgy tervezik meg, hogy U_{XY} olyan feszültséget állítson elő, mint



3.4. ábra. Hőelem automatikus hidegpont-kompenzációja

az AB hőeleme azonos hőmérséklet-különbségek esetében:

$$U_{XY} = S_{AB}(t_{k2} - t_0). \quad (3.5)$$

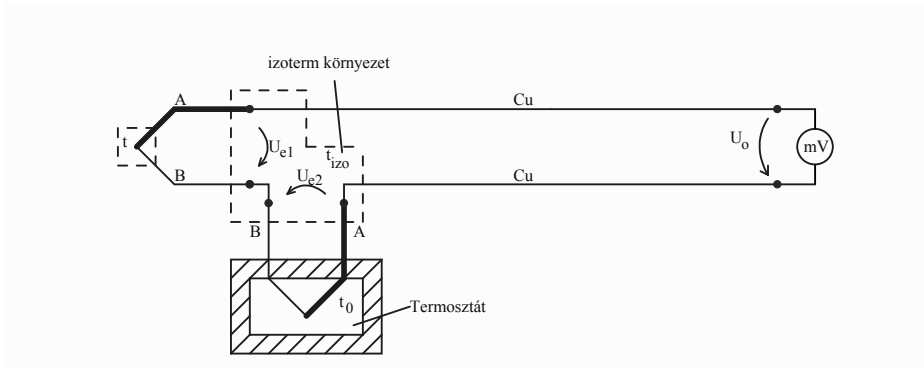
Felhasználva a (3.4) és (3.5) összefüggéseket az U_0 kimenőfeszültség a (3.6) szerint alakul:

$$U_0 = U_e + U_{XY} = S_{AB}(t - t_{k2}) + S_{AB}(t_{k2} - t_0) = S_{AB}(t - t_0). \quad (3.6)$$

Tehát a t_0 referencia hőmérséklet **tervezési értéként** nagyon pontos és állandó. Ez a leggyakoribb ipari megoldás.

- c) **Termosztátos hidegpont-hőmérséklet rögzítése.** Ipari megoldás is, de főleg laboratóriumi körülmények között alkalmazott megoldás, amikor egy pontos t_0 hőmérsékleten tartott **termosztátos** rendszerbe egy AB hőelemet helyezünk referencia végett. A referencia t_0 hőmérséklet lehet $t_0 = 0 \text{ °C}$ (olvadó jég) vagy $t_0 = 50 \text{ °C}$ (forró olaj). A t hőmérsékletet mérő AB hőelemmel soros ellenkapcsolásba tesszük a kompenzáló t_0 -n tartott melegpontú hőelemet. Mindkét hőelem hidegpontja ugyanazon a t_{izo} hőmérsékleten van (izoterm), illetve nincs kompenzáló kábel. A kimeneti feszültség a (3.7) szerint alakul:

$$U_0 = U_{e1} - U_{e2} = S_{AB}(t - t_{izo}) - S_{AB}(t_0 - t_{izo}) = S_{AB}(t - t_0). \quad (3.7)$$



3.5. ábra. Termosztátos hidegpont-hőmérséklet rögzítése

3.2. Piezoelektromos érzékelők

A piezoelektromos jelenség rég ismert, ennek leírására és alkalmazásaira gazdag irodalom áll rendelkezésünkre. A jelenség felhasználása sokrétű, nagyon sok elektronikai eszköz tartalmaz ilyen elemet.

Piezoelektromos jelenségen azt értjük, amikor mechanikai erő (nyomás) hatására bizonyos szilárd anyagok meghatározott felületeken elektromos töltéseket hoznak létre:

$$F, p \rightarrow q.$$

Ha a piezo szigetelőanyagot kondenzátor fegyverzetei közé tesszük, akkor a létrejött C kapacitáson mérhető és feldolgozható feszültség jelenik meg:

$$U = \frac{q}{C}.$$

Fordított (inverz) piezoelektromos jelenség: ha a piezoelektromos tulajdonságú szilárd test bizonyos felületeire villamos töltéseket viszünk fel, akkor az anyag mechanikai alakváltozást (mechanikai feszültséget) szenved:

$$U, q \rightarrow \varepsilon, \sigma.$$

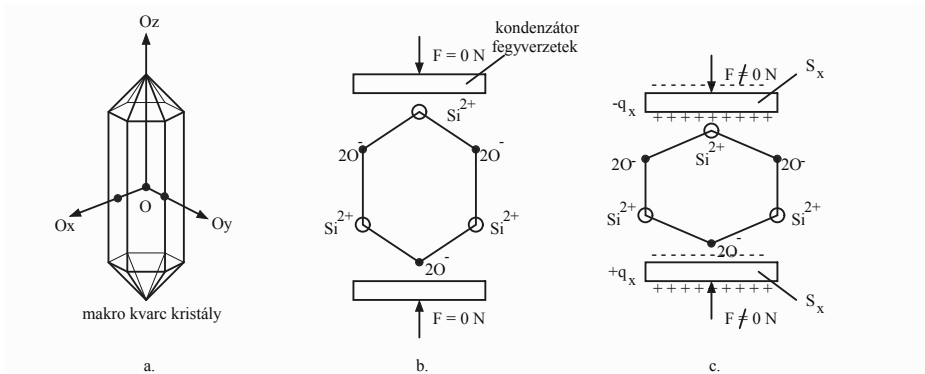
Fontos megjegyezni, hogy a két jelenség megfordítható, vagyis ugyanazon a piezoelektromos anyagon mindkét irányú hatást elő lehet idézni.

A piezoelektromos hatás elemzése

Piezoelektromos tulajdonsággal a következő anyagok rendelkeznek:

- egykristályok: kvarc (SiO_2), Seignette só;
- polikristály kerámiák: ólomcirkonát-titanát ($\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$ – közismert néven PZT, bárium-titanát (BaTiO_3), ólom-titanát (PbTiO_3);
- félvezető/félszigetelő ionos kristályok: cink-oxid (ZnO), kadmium-szulfid (CdS);
- húzott-polarizált amorf műanyag: polivinilidén fluorid (PVDF).

Klasszikus példa a piezoelektromos jelenségre a hatszögű kristályt alkotó kvarc esete (3.6.a. ábra), ahol jól szemléltethető a jelenség. A makrokristályon belül a mikroszerkezet szintén hatszögű molekulák elrendeződésén alapszik. Ha a SiO_2 kristály nincs alávetve mechanikai erőnek ($F = 0$),



3.6. ábra. a. Kvarckristály szerkezet b. Kvarckristály mechanikai feszültség nélkül c. Kvarckristály erő hatása alatt

akkor a Si pozitív és O negatív ionok villamos egyensúlyban vannak, és a fegyverzeten $q_x = 0$. Ha a kristály erőnek (pl. nyomóerő) van kitéve ($F \neq 0$), akkor a kristályhatszög alakot vált (rugalmassági tartomány), és a deformáció eredményeként:

- a felső fegyverzetre a 2O^- negatív többlettöltést hoz létre;
- az alsó fegyverzetre a Si^{2+} pozitív többlettöltést hoz létre.

Összegzésképpen elmondhatjuk, hogy F erő hatására az S_x fegyverzetek között egy P_x villamos polarizáció jön létre:

$$P_x = \frac{q_x}{S_x} \left[\frac{\text{C}}{\text{m}^2} \right]. \quad (3.8)$$

Ha figyelembe vesszük, hogy a létrehozott töltés egyenesen arányos a kristályra ható erővel, és a felület adott, tehát állandónak tekinthetjük, akkor

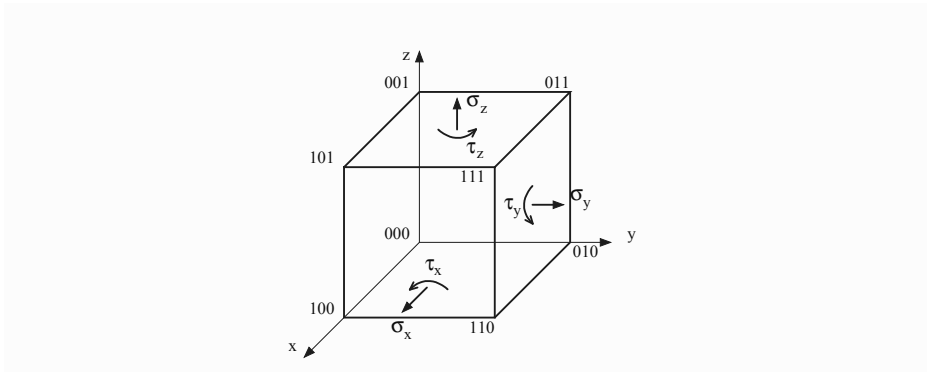
felhasználva a (3.8) összefüggést kapjuk:

$$P_x = K \cdot F, \quad (3.9)$$

ahol K egy állandó. A kvarcnál három tengelyt határoznak meg:

- Ox – **elektromos** (villamos) tengely: csak az erre merőleges S_x felületeken jönnek létre töltések;
- Oy – **mechanikai** tengely: ha az S_x felületre villamos töltést visznek fel, a kristály Oy irányban változtat alakot;
- Oz – **optikai** tengely: fénytani szempontból számos eszközt hoznak létre: prizma (hasáb), lencse stb.

Sokkal általánosabb elemzést lehet elvégezni (ez érvényes bármely anyagra, nem csak a kvarckristályra), ha ezt egy elemi szilárdtest kockán (3.7. ábra) végezzük el. Az elemi kockára a következő mechanikai feszültségek



3.7. ábra. Elemi szilárdtest kocka és a rá ható mechanikai feszültségek

hathatnak:

- $\sigma_{x,y,z} [N/m^2]$ – a megfelelő tengelyek menti **merőleges** (hosszanti) mechanikai feszültség,
- $\tau_{x,y,z} [N/m^2]$ – a megfelelő tengelyek körüli **nyíró** mechanikai feszültségek.

Megjegyezzük, hogy a kvarcra érvényes O_x , O_y , O_z tengelyek erre az anyagra is érvényesek maradnak. Ha

$$P_x = \frac{q_x}{S_x}; \quad P_y = \frac{q_y}{S_y}; \quad P_z = \frac{q_z}{S_z}$$

az O_x , O_y és O_z tengelyekre merőleges felületeken kialakítható töltések (q_x , q_y , q_z) hatására létrejött villamos polarizációk, akkor a **piezoelektromos**

jelenséget elektromos térerő hiányában a következő egyenletek írják le:

$$\begin{aligned} P_x &= d_{11}\sigma_x + d_{12}\sigma_y + d_{13}\sigma_z + d_{14}\tau_x + d_{15}\tau_y + d_{16}\tau_z \\ P_y &= d_{21}\sigma_x + d_{22}\sigma_y + d_{23}\sigma_z + d_{24}\tau_x + d_{25}\tau_y + d_{26}\tau_z \\ P_z &= d_{31}\sigma_x + d_{32}\sigma_y + d_{33}\sigma_z + d_{34}\tau_x + d_{35}\tau_y + d_{36}\tau_z \end{aligned} \quad (3.10)$$

A d_{ij} tényezőket **piezomoduloknak** nevezzük, értékeiket gyakorlati mérések alapján határozzák meg. A piezomodulok hatását néhány példán keresztül szemléltetjük, mely

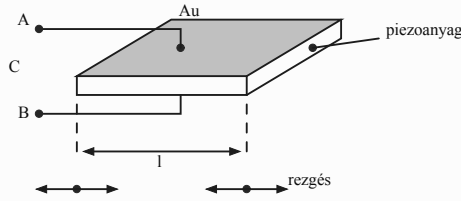
- kvarc esetén:
 - $d_{11} = -d_{12} = 2,3 \text{ pC/N}$;
 - $d_{14} = -d_{25} = 0,67 \text{ pC/N}$;
 - $d_{26} = -4,6 \text{ pC/N}$;
 - a többi piezomodul értéke nulla;
- ZnO esetén pedig:
 - $d_{15} = d_{24} = -11.34 \text{ pC/N}$;
 - $d_{31} = d_{32} = -5.43 \text{ pC/N}$;
 - $d_{33} = 11.37 \text{ pC/N}$;
 - a többi piezomodul értéke nulla.

Mit is láthatunk ezen értékekből? Nem bármely mechanikai feszültség hoz létre villamos töltést, például tekintsük a ZnO esetét:

- $d_{15} = -11.34 \text{ pC/N}$: τ_y nyírófeszültség hoz létre töltést az S_x felületen;
- $d_{24} = -11.34 \text{ pC/N}$ τ_x nyírófeszültség hoz létre töltést az S_y felületen;
- $d_{31} = -5.43 \text{ pC/N}$ σ_x merőleges mechanikai feszültség hoz létre töltéseket az S_z felületen;
- $d_{32} = -5.43 \text{ pC/N}$ σ_y merőleges mechanikai feszültség hoz létre töltéseket az S_z felületen;
- $d_{33} = 11.37 \text{ pC/N}$ σ_z merőleges mechanikai feszültség hoz létre töltéseket az S_z felületen.

A piezoelektromos jelenség érdekes **villamos-mechanikai** jelenség koha-bitációt tartalmaz. A jelenség felhasználásával (3.8. ábra) mechanikai hullámokat lehet gerjeszteni. Egy l hosszúságú piezoanyagon, ha a C kondenzátor fegyverzeteire váltófeszültséget kapcsolunk, a rendszeres polarizációváltás hatására a piezoanyag l irányában folyamatosan tágul és összehúzódik, ezáltal mechanikai hullám jön létre. Ha a

$$n \cdot \frac{\lambda}{2} = l, n \in N \quad (3.11)$$



3.8. ábra. Mechanikai hullámok gerjesztése piezoanyag segítségével

feltétel teljesül, ahol n egy természetes szám és λ a rezgés hullámhossza, akkor a piezoanyag mechanikai rezonanciában van. A hullámhossz értéke kifejezhető mint

$$\lambda = v \cdot T = \frac{v}{f}, \quad (3.12)$$

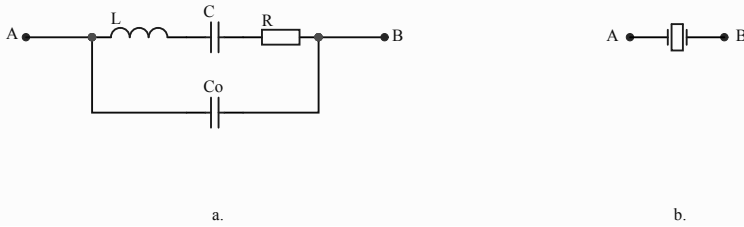
ahol T a rezgés periódusa, v a hullám terjedési sebessége és f a rezgés frekvenciája. Kifejezve a λ értékét a (3.11)-, illetve az f frekvenciát a (3.12) összefüggésből és behelyettesítve a hullámhossz értékét kapjuk a soros rezonanciafrekvencia összefüggését, a (3.13) képletet:

$$f_s = \frac{v}{\lambda} = \frac{nv}{2l}. \quad (3.13)$$

Fontos megjegyezni, hogy ezek a mechanikai hullámok nagyon kis veszteségűek (nagy jósági tényező), ezért a rezonancia az f_s frekvencia nagyon szűk értékeire áll fenn. Könnyen kivehető, hogy ha l és v stabilan állandóak (pl. termosztatált környezet), akkor f_s nagyon pontos. Ez a piezoelektromos elemet tartalmazó oszcillátorok és szűrők szempontjából nagyon fontos, mely minden mikrovezérlős rendszer alapeleme.

A piezoelemet tartalmazó kondenzátor helyettesítő villamos képe a villamos és mechanikai rezgés kölcsönhatásában álló elemeket (3.9. ábra) tartalmaz. Az L , C , R soros rezgőkör a rezgő mechanikai rendszer villamos oldalra leképezhető képe, ahol a mechanika-villamos megfeleltetés:

- L - a piezoelem tömege,
- C - a piezoelem rugalmassága (szilárdsága),
- R - a piezoelem energiavesztessége (csillapítás),
- C_0 - a villamos kapacitás értéke.



3.9. ábra. Piezoelem. a. Villamos helyettesítő képe b. Piezokondenzátor szimbóluma

Ily módon az RLC soros áramkör **rezonanciafrekvenciája**:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (3.14)$$

Rezonancia esetén az RLC impedanciája csak R lesz, mivel az induktív és kapacitív tagok kioltják egymást. Viszont létezik egy ellenrezonanciafrekvencia is, amely esetén a C_0 sorba kerül az RLC -vel. Ilyenkor a (3.15) összefüggések lépnek érvénybe:

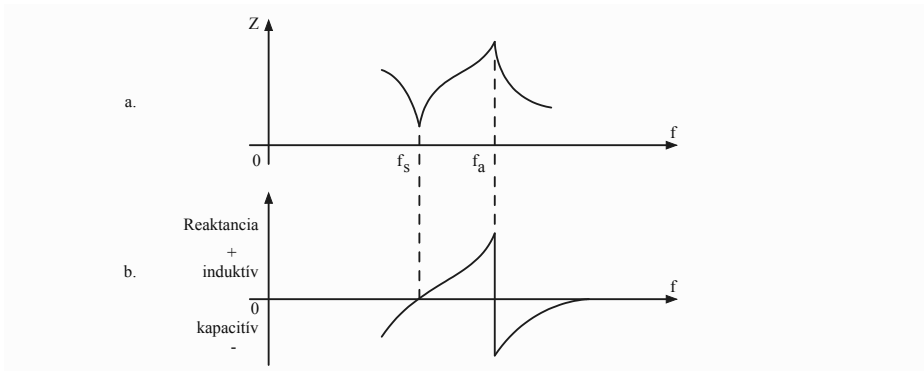
$$\begin{aligned} f_a &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}}; \\ \frac{1}{C'} &= \frac{1}{C} + \frac{1}{C_0}; \\ f_a &> f_s. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Például egy $f_s = 1 \text{ MHz}$ frekvenciájú piezoelemnél $f_a = 1,005 \text{ MHz}$, vagyis nagyon szoros közelségben. Az A és B kapcsok között a Z impedancia a 3.10.a. ábra szerint alakul, a reaktanciája pedig a 3.10.b. ábra alapján változik.

Fontos megemlíteni, hogy a soros rezgés frekvencián (f_s) az AB kapcsok közötti impedancia csak az R ellenállásra redukálódik:

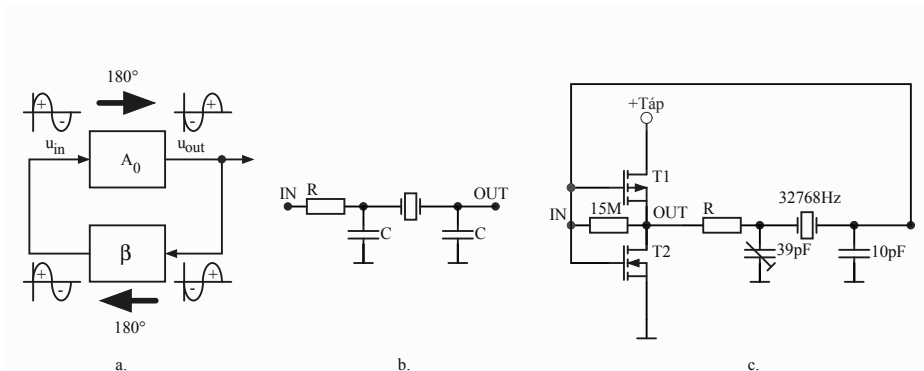
$$Z_{AB} = R, \text{ ha } f = f_s \quad (3.16)$$

A (3.16) összefüggés nagyon fontos oszcillátorok szempontjából, hisz amennyiben a piezoelem **mértani méretei állandóak**, annyiban az oszcillátor frekvenciája is nagy pontossággal állandó. Így jönnek létre a piezooszcillátorok (gyakran csak kvarcoszcillátornak nevezzük), amelyek frekvenciapontossága kiváló: $10^{-6} \dots 10^{-4}$.



3.10. ábra. A piezoelem impedanciájának (a.) és reaktanciájának (b.) a frekvenciamenete

Példának vegyük egy két MOSFET (Metal-Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor) tranzisztoros oszcillátort. Általánosan az oszcillátorok olyan elektronikus áramkörök, amelyek egyenárammal táplálva egy periodikusan váltakozó feszültséget állítanak elő. Alapfeltétel, hogy oszcilláció esetén pozitív visszacsatolás jöjjön létre. Tekintsük az oszcillátor tömbvázlatát (3.11.a. ábra), mely rendszer erősítése zárt hurokban a (3.17) szerint



3.11. ábra. a. Oszcillátor tömbvázlata b. π alakú visszacsatolás c. Óraszerkezet piezooszcillátora

alakul:

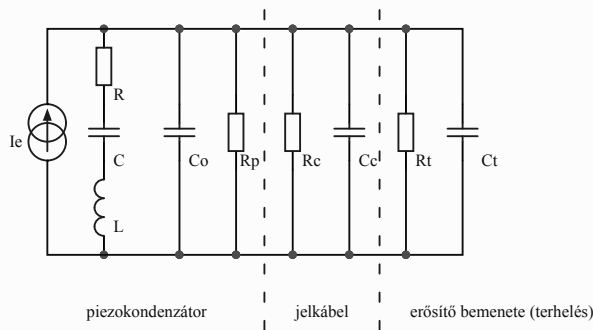
$$\underline{A} = \frac{A_0}{1 - \underline{\beta}A_0}. \quad (3.17)$$

Az oszcilláció beállása a Barkhausen-feltétellel (3.18) teljesül:

$$\begin{aligned} |\underline{\beta} \cdot \underline{A}_0| &= 1 \\ \widehat{\beta A_0} &= 2k\pi, k \in 0, 1, 2, \dots, \end{aligned} \quad (3.18)$$

ahol \underline{A}_0 a rendszer erősítésének értéke nyílt hurokban, $\underline{\beta}$ a visszacsatolási áramkör erősítése. Példánkban egy π alakú visszacsatolási áramkört alkalmazunk (3.11.b. ábra). Amikor a piezokondenzátor rezonanciában van, az impedanciája (f_s frekvencián) R_0 értékű lesz, ekkor $(\underline{U}_{OUT}, \underline{U}_{IN}) = 180^\circ = \pi$. A 3.11.c. ábrán levő kapcsolás egy óraszerkezet piezooszcillátorát mutatja be a $T1$ p - és $T2$ n -csatornás térvezérlésű MOS tranzisztorok segítségével. A kvarckristály soros rezgőfrekvenciája $f_s = 2^{15} = 32768$ Hz. Az erősítő IN bemenetétől az OUT kimenetéig 180° fáziseltolást hoz létre. Az OUT -tól a π visszacsatoláson keresztül pontosan f_s rezonanciafrekvencián a fáziseltolás újból 180° lesz, így a visszacsatoló jel $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ értékű lesz, tehát létrejön a Barkhausen-feltétel, és az erősítő oszcillálni kezd. A soros rezgőkör frekvenciája nem véletlenül van erre az értékre megválasztva, mivelhogy a $32768 = 2^{15}$ Hz érték egy 2^{15} osztóval a frekvencia pontosan 1 Hz-re osztódik le, ebből alakul ki a másodperces nagyon pontos órajel (clock).

A piezo dielektromos szigetelőt tartalmazó kondenzátor általános villamos helyettesítő képe a 3.12. ábrán látható, ahol a kondenzátoron létrejövő töltésmennyiség (feszültség) egy erősítő bemenetére kapcsolódik jelkábel segítségével. A piezokondenzátor feszültségforrása maga a piezoelektromos

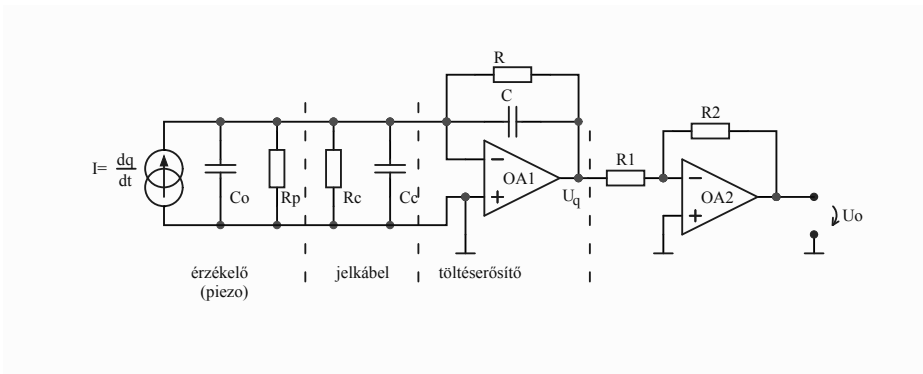


3.12. ábra. Piezokondenzátor helyettesítő képe és bekötése

jelenség (villamos energiát termel), R , L , C a mechanikai visszahatás villamos helyettesítő képe, amiről már volt szó, C_0 a piezokondenzátor nyugalmi

kapacitása, R_p a piezoanyag ohmikus ellenállása, R_c , C_c a jelkábel egyenértékű kapacitása és ellenállása, R_t , C_t az erősítő bemenetének (terhelés) az ellenállása és kapacitása.

Ha a piezoelemet **érzékelőnek akarjuk** használni (a bemeneti mennyiség mechanikai erő, nyomás), akkor a mechanikai mennyiségek változási frekvenciája messze a rezonanciafrekvencia alatt van, erre pedig az R , L , C ág impedanciája gyakorlatilag végtelen. Így az **érzékelőként használt** piezoelem helyettesítő képe egyszerűsödik. Ugyanakkor megfelelő elektronikus erősítővel kell ellátni a jelkimenetet, amely hatékonyan átviszi a generált q töltésmennyiséget. Egy ilyen érzékelős elrendezés látható a 3.13. ábrán. A



3.13. ábra. Piezoelem érzékelő töltéserősítővel

töltéserősítő Miller-hatást használva dinamikusan rövidre zárja a töltésgeneráló érzékelőt, kényszerítve a töltések átadását az $OA1$ visszacsatolásban található C kondenzátorra, ugyanis az átviteli függvény:

$$U_q = -\frac{q}{C} \cdot \frac{sRC}{1 + sRC}, \quad (3.19)$$

amely egy felüláteresztő szűrőt jellemez. Ha $RC \rightarrow \infty$ akkor $U_q \rightarrow -\frac{q}{C}$. Ezt az $OA2$ erősítő kimenetén

$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} U_q = \frac{R_2}{R_1 C} \cdot q \quad (3.20)$$

feszültségként kapjuk meg, tehát a kimeneti feszültség értéke egyenesen arányos az érzékelő által termelt töltésmennyiséggel, mivel R_1 , R_2 , C állandó értékűek.

Észrevétel: mérhet-e a piezoelektromos érzékelő állandó értékű erőt, nyomást? Ha csak az érzékelőt vesszük tekintetbe (töltésforrás, R_p , C_0), és F állandó erővel hatunk a piezoelektromos elemre, a létrejött töltések a piezodielektrikum saját R_p ellenállásán idővel kisülnek (q nem termelődik újra). Tehát a piezoérzékelővel **nem lehet állandó erőt, nyomást mérni** (pl. mérleg). A piezoelektromos érzékelőkkel **csak dinamikus** mechanikai terheléseket lehet mérni, amelyek frekvenciája $f \geq 20$ Hz. Ezt a tulajdonságát felhasználva piezoelektromos érzékelő segítségével jó minőségű mikrofonokat lehet felépíteni a hang/ultrahang vételére.

Érdekes alkalmazása a piezojelenséggel rendelkező anyagoknak, hogy ezekkel egyrészt ultrahangot lehet előállítani (MHz nagyságú frekvencia) a **fordított piezoelektromos jelenség** felhasználásával (váltófeszültséggel táplált, rezonanciafrekvencián mechanikai hullámokat gerjesztő forrás). Ugyanazt a piezoelektromos elemet fel lehet használni az ultrahang-kibocsátási szünetekben, a visszavert ultrahang vételére. Ilyen elven működnek az orvosi ekográfok, amelyek segítségével az élő szöveteket, szerveket lehet elemezni, vizualizálni (terhesség, szív, hasüreg, máj, csontok stb. elemzése).

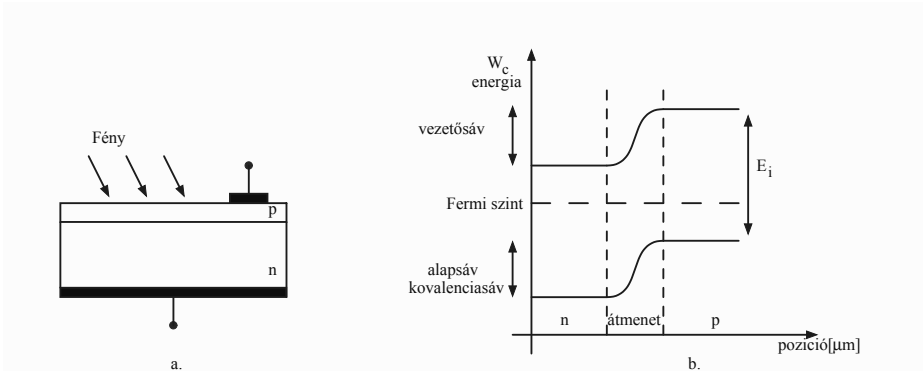
3.3. Fotovoltaikus érzékelők

A **fotovoltaikus jelenség** által félvezető szerkezetre beeső fényenergia közvetlenül átalakul villamos energiává (a generált mennyiség fotovoltaikus elektromotoros feszültség). A jelenséget legelőször Becquerel mutatta ki, míg az első mai értelemben vett napelemet 1883-ban állította elő Charles Fritts (szelénium félvezetőre aranyréteget vitt fel, így keletkezett egy félvezető p-n átmenet). Az első, gyakorlatban is használható fotovoltaikus elemet a Bell Laboratories állította elő 1954-ben.

A jelenség félvezető p-n átmeneten jön létre. A magyarázat elején tekintsük a vékony p-rétegű (fény áthatol rajta) és vastagabb n-rétegű szerkezetet (3.14.a. ábra). A fény duális természetéből adódóan (elektromágneses hullám és korpuszkuláris) a foton mozgási energiája:

$$W_c = \frac{mv^2}{2} = h\nu, \quad (3.21)$$

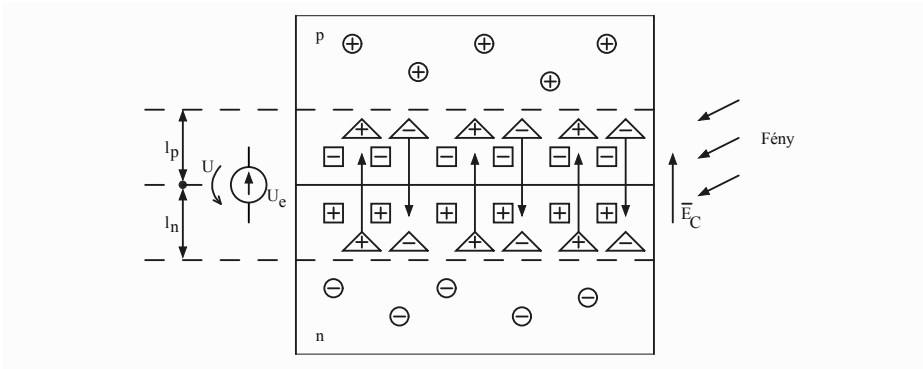
ahol m – a foton tömege, v – sebessége (korpuszkuláris), $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Js a Planck-állandó, ν – az elektromágneses hullám frekvenciája. Az alap energiasávot és a vezető energiasávot az E_i tiltott energiasáv választja el. Ahhoz, hogy az n félvezetőben szabad elektron jöjjön létre, egy $\Delta W_c >$



3.14. ábra. a. Fotovoltaikus elem b. Energiasávok és p-n átmenet

E_i energiaugrás (bevitel) szükséges (3.14.b. ábra). Hasonló az eset a p félvezetőben új, szabad lyukak létrejöttére.

Ha a 3.14.a. ábrán látható vékony p rétegen áthatoló fény (elektromágneses sugárzás) a p-n átmenetre jut, elegendő $h\nu > E_i$ energiával, a p-n átmenetben **új, szabad** elektron-lyuk töltéspárok jelennek meg (tehát átjutnak a vezető energiasávba). A fentebbiek ismeretében vizsgáljuk meg a fotovoltaikus hatást (3.15. ábra), ahol a bekarikázott $+$, $-$ a p és n réte-



3.15. ábra. Fotovoltaikus hatás

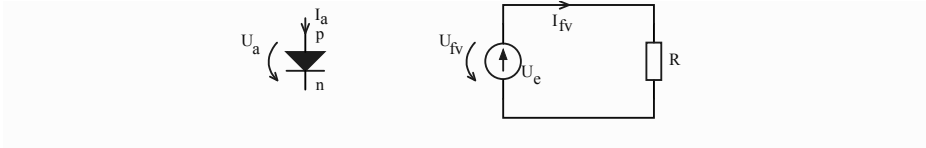
gekben a többségi lyuk és elektron töltések, a négyzetes keretben lévő $+$, $-$ a p-n átmenetben létrejövő töltésdiffúzió, mely által a $+$ lyukak behatolnak n rétegbe l_n mélységig, illetve a $-$ elektronok a p rétegbe l_p mélységig. Ez

alapján a következő összefüggést írhatjuk fel:

$$l_n \cdot c_n = l_p \cdot c_p, \quad (3.22)$$

ahol c_n , c_p a megfelelő rétegek szennyezési foka. Így az $l_p + l_n$ p-n átmenetben + és – tértöltések alakulnak ki, amely E_C elektrosztatikus villamos teret hoz létre, amely fékezi a diffúziót, megállapodva az l_p és l_n diffúzióhosszban.

A háromszöggel körülvett +, – lyuk-elektron párok (szabad), amelyek a beeső $h\nu$ fény hatására jönnek létre a p-n átmenetben. A már létező E_C Coulomb térerő a szabad + lyukakat a p réteg felé mozgatja (elektrosztatikus erő: $\vec{F} = q \cdot \vec{E}_C$), míg a szabad – elektronokat az n réteg felé mozgatja. Ezáltal a p-n átmeneten egy $U_{fv} = U_e$ **elektromotoros feszültségforrás** jön létre (fotovoltaikus elektromotoros feszültség), amelyet U kapocsfeszültségként is érzékelhetünk (3.16. ábra).



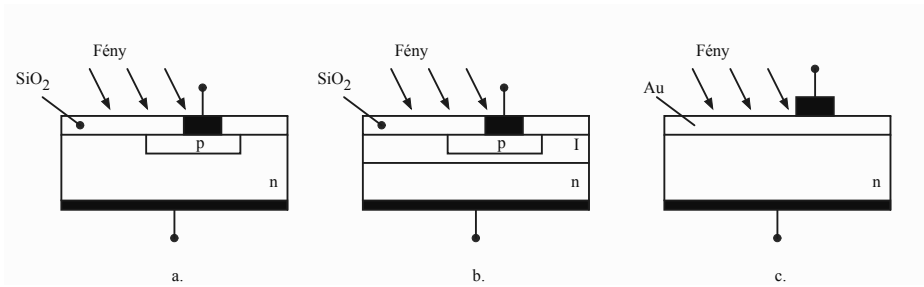
3.16. ábra. Fotovoltaikus elektromotoros feszültség létrejötte a p-n átmeneten

A hagyományos p-n átmenet ábrázoláson (dióda), a szokványos U_a , I_a anódfeszültség és anódaáram jelölése mellett jól kivehető, hogy a fotovoltaikus jelenség gerjesztette elektromotoros feszültségforrást jellemző mennyiségek iránya:

$$\begin{aligned} U_{fv} &= +U_a \\ I_{fv} &= -I_a \end{aligned} \quad (3.23)$$

Példaként a 3.17. ábrán bemutatunk néhány fotovoltaikus kivitelezést (érzékelő felépítést):

- **planáris diffúziós** fényelem (3.17.a. ábra): ahol a p réteg fölött SiO_2 szigetelő réteg van, a $p + SiO_2$ réteg a fény részére áthatolható, a $p - n$ átmenet kapacitása miatt elég kis frekvencián tud működni;
- **PIN fotoelem** (P-Insulator-N): a p és n rétegek közé egy I szigetelő réteget tesznek (3.17.b. ábra), miáltal csökken a $p - n$ átmeneti kapacitás, ezáltal a működési frekvencia jelentősen növekszik;

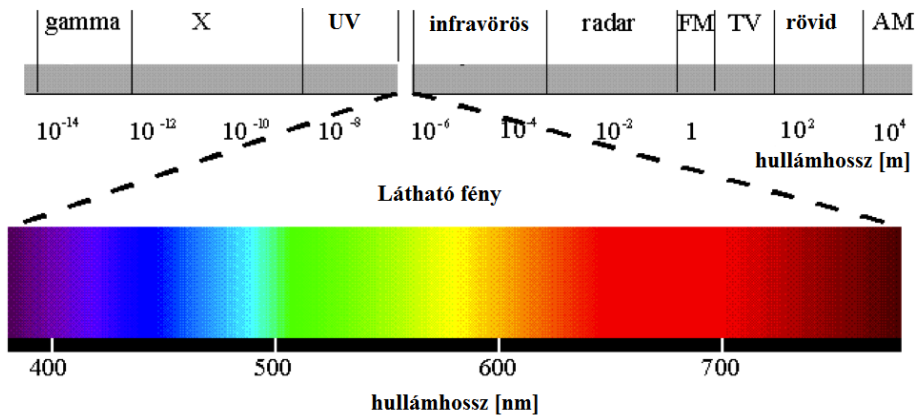


3.17. ábra. a. Planáris diffúziós fényelem (FE) b. PIN fotoelem c. Schottky-fotoelem

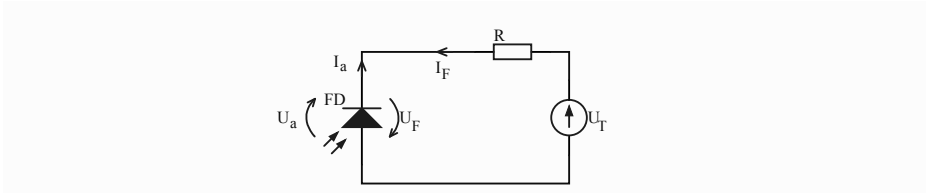
- **Schottky-fotoelem:** az arany (Au)- n érintkezési felület $p - n$ átmenetet képez (3.17.c. ábra) Schottky-hatással. Mivel az átmenet nagyon közel van a felülethez, a fotoelem nagy fényérzékenységgű (főleg ibolyántúli UV tartományban).

A fotovoltaiikus elemek fényérzékenysége

Bármely érzékelő bizonyos frekvenciasávban a legérzékenyebb. A 3.18. ábrán az emberi szemmel látható hullámhossztartományt és ennek a környezetét ábrázoljuk: a látható tartomány a $\lambda \in (380 \text{ nm} \dots 760 \text{ nm})$ intervallumba



3.18. ábra. Elektromágneses hullámok spektruma a látható tartományban és környezetében.



3.20. ábra. Fotodióda polarizációja

alapján felírhatjuk Kirchhoff törvényét:

$$U_T = I_F R + U_F = -I_a R - U_a, \quad (3.24)$$

ahol I_F , U_F – a fotodióda fényérzékeny árama és feszültsége; nyilván $I_F = -I_a$, tehát a diódán átfolyó áram negatív értékű.

A munkaegyenes meghatározása végett vizsgáljuk meg a két tengelymetszetet:

$$\begin{aligned} I_F = -I_a = 0 &\implies U_F = U_T; U_a = -U_T \\ U_F = -U_a = 0 &\implies I_F = -I_a = \frac{U_T}{R}; I_a = -\frac{U_T}{R}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Így megkapjuk az AB munkaegyeneset (3.20. ábra). A fotodióda M_{FD} munkapontja az egyenes és a statikus karakterisztikacsalád metszésénél található. $U_T =$ állandó érték mellett az I_F fotodióda áram gyakorlatilag lineárisan függ a Φ_l fényfluxustól:

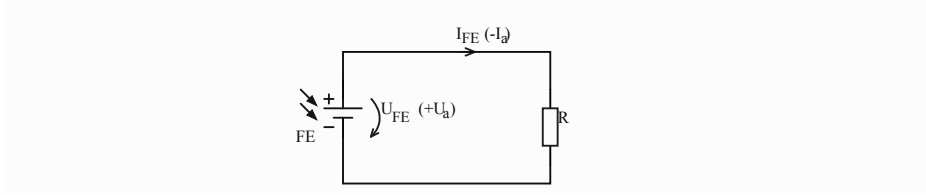
$$I_F = k_\Phi \cdot \Phi_l. \quad (3.26)$$

Tehát a fotodióda kitűnően használható fényfluxus (lm) vagy megvilágítás ($lx = lm/m^2$) mérésére egészen magas (MHz nagyságrendű) frekvenciákig.

b) **Fotoelem**: mivel a fotovoltaiikus hatással a fényenergia közvetlenül alakul át villamos energiává, a felhasználásakor **nem igényel** külső tápforrást (IV. negyed, 3.21. ábra: $U_a > 0$; $I_a < 0$). Megfigyelhető, hogy a IV. negyedben $U_{FE} = U_a$ pozitív anódfeszültség, az $I_{FE} = -I_a$ pedig negatív áramot jelent, **a teljesítmény** a fotoelemen pedig $P_{FE} = U_{FE} \cdot I_{FE} < 0$ szintén **negatív**, ami azt jelenti, hogy a fotoelem generátorként viselkedik. Az áramkör egyenlete:

$$U_{FE} = R \cdot I_{FE}; U_a = -R \cdot I_a, \quad (3.27)$$

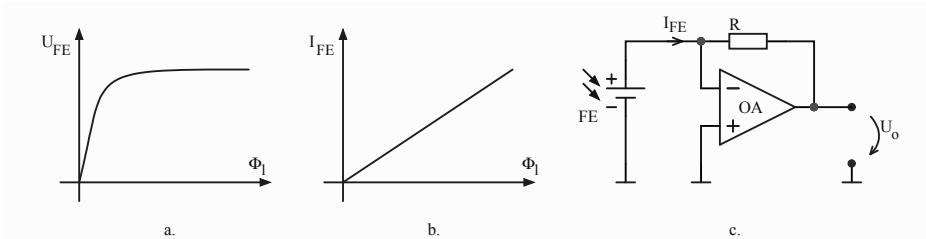
mely a IV. negyedben egy origón áthaladó egyenes egyenlete. Az egyenes metszése a statikus karakterisztika családdal Φ_{li} függő M_{FE} munkapontot ad. Mérés szempontjából két szélső eset érdekes:



3.21. ábra. Fotoelem mint fotovoltaikus elektromotoros feszültség létrehozója

- FE fotoelem **üresjáratban** (3.22.a. ábra): $I_{FE} = -I_a = 0$, tehát az OU_a tengely menti pontok halmaza, mely egy kezdeti lineáris szakasz után az $U_{FE}(\Phi_l)$ függés telítődik, tehát a Φ_l mérésére nem alkalmas;
- FE fotoelem **rövidzártban** (3.22.b. ábra): $U_{FE} = U_a = 0$, ez az OI_a tengely menti pontok összessége, mely egy majdnem teljesen lineáris viszony, ami Φ_l mérésére kitűnő:

$$I_{FE} = k \cdot \Phi_l$$

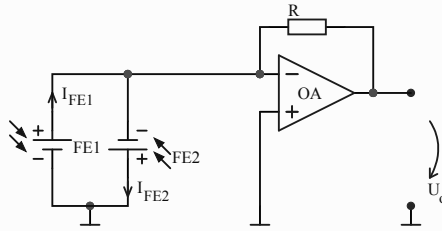


3.22. ábra. a. Fotoelem üresjáratban b. Fotoelem rövidzártban c. Megvilágítás mérésére alkalmas gyakorlati kapcsolás

A 3.22.c. ábrán látható egy gyakorlati kivitelezés a fotoelemet fényérzékelőként használva, ahol egy kis értékű R ellenállást használva az I_{FE} majdnem rövidzár áram lesz. Az áramkör kimeneti feszültsége a következő összefüggés szerint alakul:

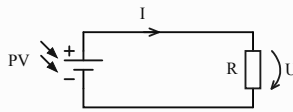
$$U_o = -R \cdot I_{FE}.$$

Megvilágítás különbségének mérésére gyakran használatos a 3.23. ábrán látható kapcsolás, mely megoldást az inkrementális elmozdulásmérők optikai olvasóinál alkalmaznak.



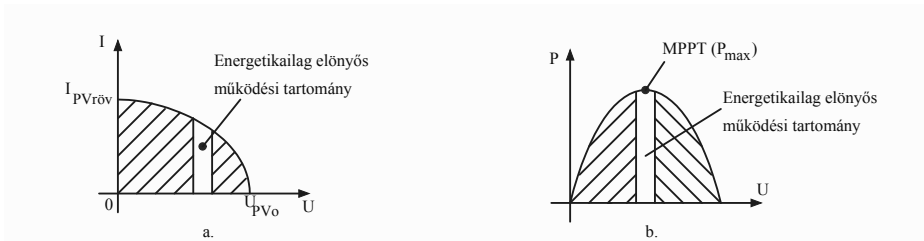
3.23. ábra. Megvilágítás különbségének mérése

Kissé kilépvé az érzékelők és mérés technika korlátaiból, érdemes röviden elidőzni és néhány ismeretet közölni a fotovoltaikus jelenségen alapuló nap-elemekkel kapcsolatban. Ezeket a napenergia közvetlenül villamos energiává alakító eszközöket PV – PhotoVoltaic cell néven ismerik. Az üresjárat és rövidzár üzemmódok között (melyeket már bemutattunk) van a PV cella energialeadó (termelő) munkáüzemmódja (3.24. ábra), Az energiatérme-



3.24. ábra. PV cella mint energiatermelő

lés szempontjából a PV cellának van egy optimális munkapontja, ahol a legnagyobb teljesítményt (P_{max}) tudja leadni, a termelésben ezt próbálják megközelíteni minél pontosabban az ún. MPPT (Maximum Power Point Tracking) algoritmusok segítségével. A könnyebb megértéshez a statikus feszültség-áram (3.25.a ábra), illetve feszültség-teljesítmény (3.25.b ábra) statikus karakterisztikákat mutatjuk be, ahol $I_{PVröv}$ – a PV cella rövidzár árama, U_{PVo} – a PV cella üresjáratú feszültsége. A PV cellákat cella, modul, panel és rendszerbe kapcsolják, hogy felhasználásra érdemes áramot és feszültséget érjenek el (több cella soros, illetve párhuzamos kapcsolással növelik a feszültséget, illetve a leadható áramot, ezáltal az elérhető teljesítményt is). Az alap a cella, több cella soros-párhuzamos kapcsolásból lesz PV modul, több modulból a panel. Példaként megemlíthetjük a Q6LMXP3-G3 szilícium monokristályos felépítésű cellát, mely 15,6 cm × 15,6 cm méretű. A PV cella adatlapjában megtaláljuk a szükséges információkat

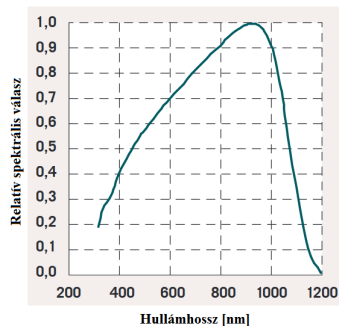


3.25. ábra. a. PV cella feszültség-áram karakterisztika b. PV cella feszültség-teljesítmény karakterisztika

a felhasználásukhoz. A főbb paraméterek a nominális teljesítmény (~ 4.5 W), a rövidzár-áram (~ 9 A), a nyitott áramkörü feszültség (~ 640 mV) és a hatásfok ($\sim 19\%$), melyet a következő egyenlettel jellemezhetünk:

$$\eta = \frac{P_{max}}{E \cdot A_c}, \quad (3.28)$$

ahol $E \left[\frac{W}{m^2} \right]$ – a napsugárzás felületi teljesítménysűrűsége, $A_c [m^2]$ – a napelem felülete. A szilícium napelemek a látható spektrumon a legérzékenyebbek $\lambda \in (0, 4 \dots 1) \mu m$, hatásfokuk 20% körüli, a gallium-arszenid (GaAs) hatásfoka 28%. Az előbb bemutatott példa relatív spektrális válasza látható a 3.26. ábrán. A hatásfok-növekedést célpontként kitűzve különös PV



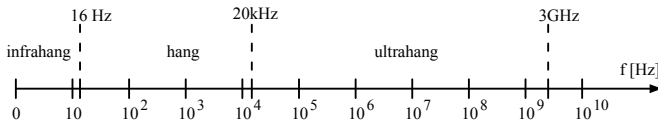
3.26. ábra. A Q6LMXP3-G3 cella relatív spektrális válasza (érzékenysége a fény különböző hullámhosszára)

struktúrákat alakítottak ki. Például 2015-ben bemutatták a 4 átmenetes PV cellát, amelynek hatásfoka akár 46%. Az összetevő félvezető rétegek: GaIn/GaAs/GaInAsP/GaInAs.

4. fejezet

Ultrahangot felhasználó érzékelők

Az ultrahang (UH) rugalmas közegben terjedő hosszanti mechanikai rezgéshullám, amelynek frekvenciája az emberi fül hallóképessége fölött van ($f \geq 20$ kHz). Habár az emberek számára nem érzékelhető, bizonyos élőlények, például denevér és a delfin, képesek ultrahangokat előállítani és tájékozódási célokra ezt felhasználni. Az ultrahangos érzékelő rendszerek kontaktusmentes, nem invazív rendszerek, ami miatt sokféle alkalmazásuk született a beépített érzékelőkhöz képest. A hangszerű rugalmas hullámok frekvenciatartomány szerinti osztályozását a 4.1. ábrán láthatjuk.



4.1. ábra. Hangszerű hullámok spektruma

Tehát ultrahangról beszélhetünk 20 kHz és 3 GHz közötti rugalmas hullámoknál. Mint rugalmas, hosszanti hullám, a terjedési sebessége

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad \left[\frac{m}{s} \right], \quad (4.1)$$

ahol E a Young-féle rugalmassági modulusz (N/m^2), ρ a közeg sűrűsége (kg/m^3).

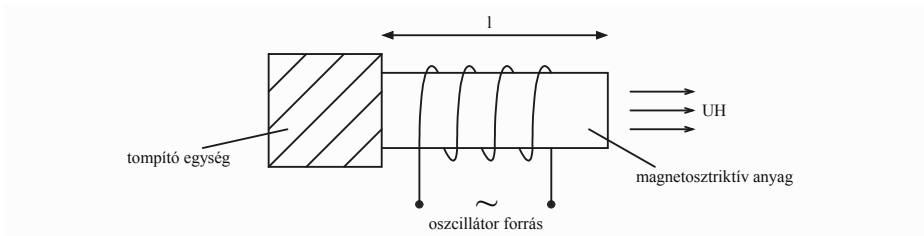
Az ultrahangok terjednek gázban, folyadékban, szilárd testben. Említsünk néhány közeget és ebben az UH sebességét:

- levegő: 330m/s;
- vér, agy, zsiradék, izom: 1550 m/s körül;
- csontok: 2500...4700 m/s;
- víz: 1500 m/s;
- alumínium: 6400 m/s;
- kvarc: 5700 m/s.

Az UH-érzékelők fő összetevői az UH-generátor, az UH-vevő és a jelfeldolgozó egység. Az ultrahang-generátor és -vevő két, a 2. fejezetben már bemutatott, reverzibilis jelenséget használ fel.

4.1. A magnetostriktív generátor és magnetoellasztikus vevő

Az ultrahangos generátor elvi felépítése a 4.2. ábrán látható. Jó magne-



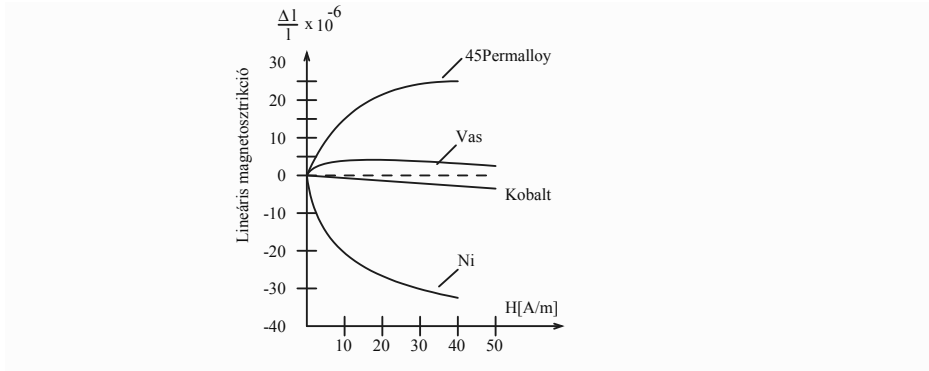
4.2. ábra. Ultrahang generátor felépítése

tosztrikciós tulajdonságú ferromágneses anyagnál mágneses tér hatására az l hosszúságú anyag Δl megnyúlást hoz létre. Amint említettük, a legjobb magnetostriktív tulajdonsággal a Ni alapú vasötvözetek rendelkeznek (4.3. ábra).

A magnetostriktív anyag rezonanciában van, ha

$$l = n \frac{\lambda}{2}, \quad n \in \mathbb{N}, \quad (4.2)$$

ahol λ a rezgés (hosszanti hullám) hullámhossza. A hullámhosszt kifejezhetjük ugyanakkor a hullámterjedési sebessége (c) és a periódus (T) vagy



4.3. ábra. Magnetosztrikció polikristályos anyagok esetén

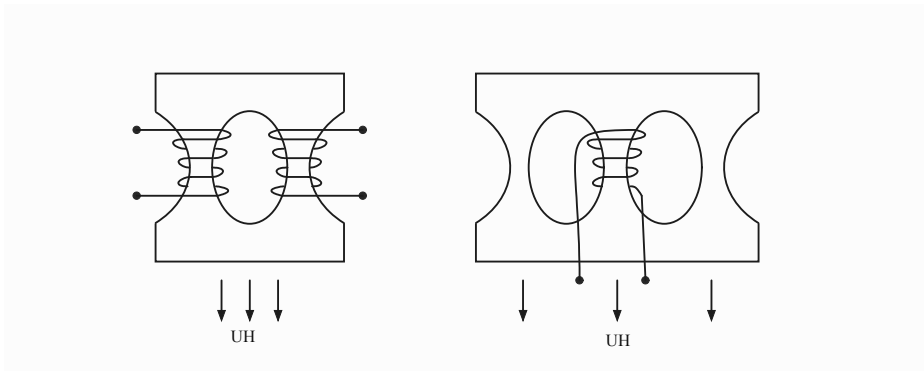
frekvencia (f) függvényében is.

$$\lambda = c \cdot T = \frac{c}{f}. \quad (4.3)$$

Figyelembe véve az UH sebességét, megkapjuk az UH frekvenciáját, amikor az l rúd (anyag) rezonanciában van, amit a magnetosztriktív vasmagú tekercs oszcillátor kapcsolásba való helyezésével biztosítanak:

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}. \quad (4.4)$$

Ahhoz, hogy az UH-hullám adott irányba haladjon egy külső közeg felé (4.2. ábra), az ellenkező oldalon nagy tömegű testet rögzítenek: ez a tompító egység. A gyakorlatban kivitelezett UH-generátorokban zárt mágnesköröket alkalmaznak (4.4. ábra). Ezen típusú UH-generátorok többnyire kisméretűek (20...50 kHz), nagy teljesítményű alkalmazásaik között említhető az UH öntött alkatrészek tisztítása, nem vegyülő folyadékok mesterséges vegyítése (víz/olaj), és mérés céljából a defektoszkópiát említhetnénk (szilárd testekben – beton, öntött fém), amely során a szilárd test belső inhomogenitását határozzák meg (idegen test, levegőüregek jelenléte, hegesztő varratok épsége). Ezen esetekben a generátor egyúttal UH-vevő is lesz, felhasználva a magnetoelasztikus inverz jelenséget. Kis teljesítményű alkalmazásként megemlíthetjük a kutyasípot, mely a kedvencek idomítására, hívására alkalmas (hatótávolságuk tipikusan 250 m).



4.4. ábra. UH-generátorok zárt mágneskörű kivitelezései

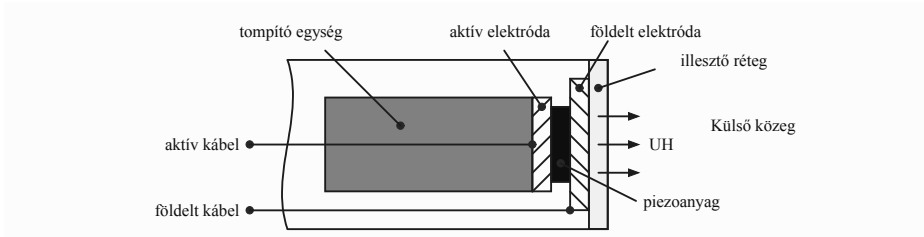
4.2. Piezoelektromos generátor és vevő

A piezoelektromos jelenség szintén reverzibilis tulajdonságú, melyet a 3. fejezetben mutattunk be:

- piezoelektromos: $F, p \rightarrow q, U$.
- inverz piezoelektromos: $U, q \rightarrow \varepsilon, \sigma$.

A piezoelem kis mérete végett magasabb frekvenciás UH-generátorokat építenek (1...10 MHz) a legkülönbözőbb mérési eljárás kialakításához (érzékelő), de léteznek akár 1-3 GHz frekvenciás UH-generátorok is, pl. a SAW (Surface Acoustic Wave) típusú alkalmazások az elektronikában, folyadékok sebességének mérésénél. A SAW jelenséget 1885-ben Lord Rayleigh magyarázta meg. A felfedezőjükről elnevezett Rayleigh-hullámoknak van egy hosszanti és egy keresztirányú nyíró komponense, amely bármilyen, a felülettel érintkező közeghez csatolódik. Ez a kapcsolat erősen befolyásolja a hullám amplitúdóját és sebességét, lehetővé téve a SAW érzékelők számára a tömeg és a mechanikai tulajdonságok közvetlen érzékelését.

A 4.5. ábrán egy orvosi/ipari célokat szolgáló piezoelektromos UH-generátor/vevő felépítését láthatjuk. A piezoelektromos anyag (korong) vastagsága (UH irányú mérete) $l = n \cdot \frac{\lambda}{2}$, mivel a piezoanyag rezonancián fog működni (oszillátor kapcsolásba illesztve). Ez két fémkorong (elektróda) közé kerül, így kialakul a piezoelektromos dielektrikumú síkkondenzátor. A piezoelem mechanikai rezgései egyik oldalon a tompító egységbe ütköznek, míg a másik oldalon szabadon terjedhetnek a külső közegbe. Visszaverődési gondok végett a földelt elektróda és a külső közeg közé **illesztő réteget** helyeznek el.



4.5. ábra. Orvosi/ipari piezoelektromos UH-generátor

Ugyanaz a piezoelektromos fej vevőként is felhasználható a visszavert (reflektált) UH-hullámok intenzitásának mérésére.

4.3. Az ultrahang tulajdonságai

Ha az UH hullámhossza kisebb az UH fizikai elemek méreteihez képest, akkor számos, az optikában ismert tulajdonságot tudunk meghatározni. Példaként számítsuk ki az izomban ($c = 1600$ m/s) terjedő, $f = 1$ MHz frekvenciájú UH hullámhosszát:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1600}{10^6} = 1,6\text{mm},$$

ami jóval kisebb, mint az alkotóelemek méretei.

Felsoroljuk az UH főbb tulajdonságait.

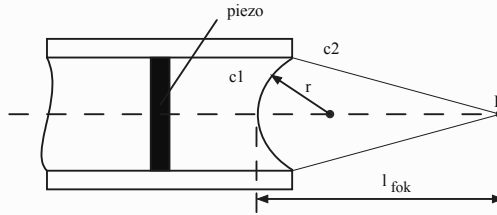
- **Fókuszálás:** legyen r a konkáv formára kialakított illesztőréteg sugara és c_1 az UH-hullám érzékelőben/generátorban és c_2 az anyagban való terjedési sebessége. Ha $r \gg \lambda$, akkor a fókusz távolság:

$$l_{fok} = \frac{r}{1 - \frac{c_1}{c_2}}, \quad (4.5)$$

tehát az ultrahang-nyaláb egy F pontba összpontosítható (4.6 ábra).

- **Akusztikai impedancia:** mely az anyag fizikai tulajdonságától függ, és leírja, hogy az UH-hullám mekkora ellenállással találkozik, amikor áthalad az adott anyagon. Ezt az ellenállást a 4.6 képlet fejezi ki:

$$Z = \rho \cdot c = \sqrt{E \cdot \rho} \quad [kg/(m^2 \cdot s)], \quad (4.6)$$



4.6. ábra. Ultrahang fókuszálás

ahol ρ [kg/m³] az anyag sűrűsége és E [N/m²] a Young-féle rugalmassági modulusz.

- **Az UH erőssége (intenzitása):**

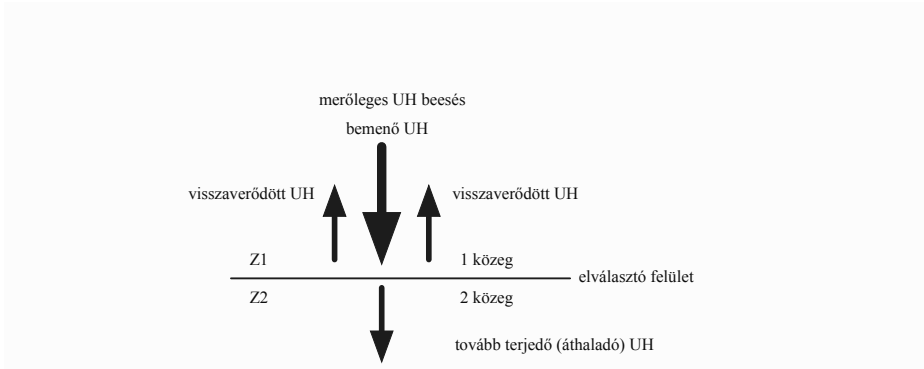
$$I = \frac{P}{S} = \frac{p^2}{Z} \left[\frac{W}{m^2} \right], \quad (4.7)$$

ahol P az UH teljesítménye, amely S [m²] felületre esik be, Z az akusztikai impedancia és p [N/m²] az UH nyomása.

- **Az UH visszaverődése:** az UH-hullám visszaverődése akkor következik be, amikor a hullám két különböző akusztikai impedanciával rendelkező közeg között halad át, ilyenkor a hullám egy része továbbhalad, egy része pedig visszaverődik (4.7. ábra). Ez képezi az ultrahangos képalkotás egyik fő elvét, mivel az UH-szonda ezeket a visszavert hullámokat detektálja a kívánt kép kialakításához. A különböző közegek találkozásánál különböző méretű reflexiók alakulnak ki, melyeket az amplitúdó reflexiók tényezője fejez ki:

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad (4.8)$$

ahol Z_1 az (1) közeg (érkező UH-hullám), illetve Z_2 a (2) közeg (továbbhaladó UH-hullám) akusztikus ellenállásai, ugyanis a határfelületen az érkező hullám egy része továbbhalad, másik része visszaverődik. Ennek meghatározó szerepe van a legtöbb UH mérés-technikai alkalmazásánál. Mivel sok orvosi alkalmazás létezik, megadjuk a több közeg közötti R reflexiók tényezőt a 4.1. táblázatban.



4.7. ábra. Ultrahang visszaverődése

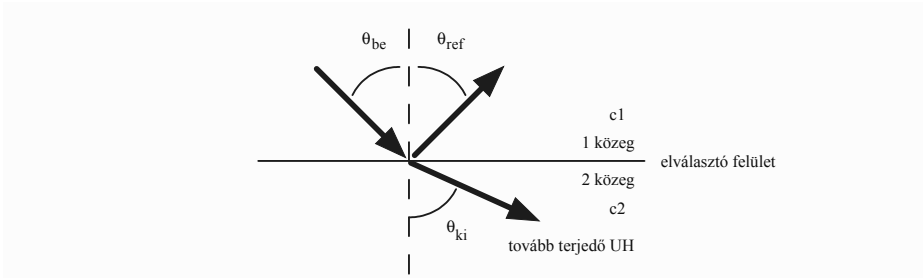
Határfelület	R
izom/vér	0,0009
zsír/máj	0,006
zsír/izom	0,01
csont/izom	0,41
csont/zsír	0,48
lágyszövet/levegő	0,99

4.1. táblázat. UH-reflexiós tényezők

Megjegyzés:

- a) a lágyszövet/levegő határfelület reflexiós tényezője hasonló a folyadék/levegő határfelületéhez, vagyis az UH-hullám visszaverődése majdnem teljes (tükör). Ezt használják ki a különböző folyadékszintmérő UH-eszközök;
- b) ha $Z_1 = Z_2$, akkor $R = 0$, tehát nincs UH-visszaverődés. Ezt a határfelületet **illesztésnek** nevezzük, és fontos ezt létrehozni az érzékelős alkalmazásoknál.
- **Hullámtörés (refrakció)**, melyet a 4.8. ábrán mutatunk be. A Θ_{be} bemenő UH-hullám részben reflektálódik, és $\Theta_{ref} = \Theta_{be}$ szög alatt visszatér az 1 közegbe, míg egy része továbbterjed a 2 közegbe, Θ_{ki} szög alatt:

$$\sin(\Theta_{ki}) = \frac{c_2}{c_1} \cdot \sin(\Theta_{be}) \quad (4.9)$$



4.8. ábra. Hullámtörés

- **Hullámelnyelés (abszorpció).** Mint bármely hullámterjedésnél, a rugalmas közeg szerre elnyeli (felveszi, felhasználja) a hullám energiáját, ezáltal csökkentve a hullámerőséget (I). Megjegyezzük, hogy az alacsonyabb frekvenciájú UH-hullámok mélyebbre hatolnak ugyanabba a közegbe, mint a magas frekvenciájú UH-hullámok.
- **Doppler-hatás.** A Doppler-hatás jól ismert a mechanikában: egy f frekvenciájú hangforrás ha mozgó ($v \neq 0$, ahol v a sebesség) testen található, a helyben álló megfigyelő kissé más frekvenciájú hangot érzékel:

- ha a test **közeledik** a megfigyelő felé, akkor

$$f_{vétel} = f + f_D,$$

magasabb hangot érzékel.

- ha a test **távolodik** a megfigyelőtől, akkor

$$f_{vétel} = f - f_D,$$

mélyebb hangot érzékel,

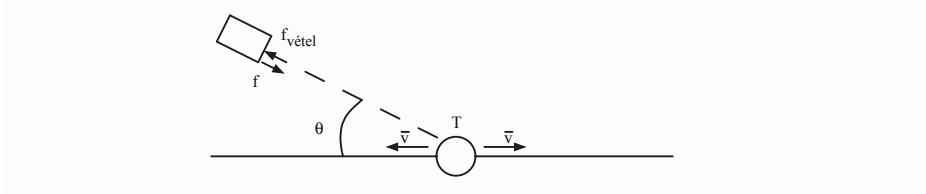
ahol f_D a Doppler-frekvencia:

$$f_D = \frac{v}{c} \cdot f, \quad (4.10)$$

ha az érzékelő a mozgó test által leírt egyenesen van (kollineáris). Ha az UH-forrás (vevő) nem kollineáris a T test mozgási egyenesével (4.9. ábra), akkor a test által visszavert UH-hullám frekvenciája

$$f_{vétel} = f \pm \frac{2v}{c} f \cdot \cos \Theta, \quad (4.11)$$

nyilván ha a test közeledik, a vételezett frekvencia értéke nő, ha pedig a test távolodik az UH-forrástól, a vételezett frekvencia értéke csökken.

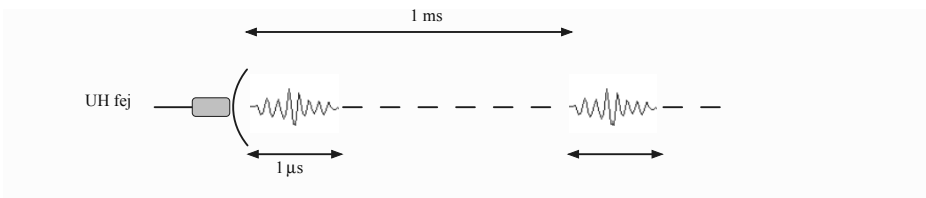


4.9. ábra. UH-forrás (vevő) nem kollineáris a T test mozgási egyenesével

4.4. Az ultrahang alkalmazásai

4.4.1. Ekográfok

Az ekográfok orvosi imagisztikában, képalkotó berendezésekben használt eszközök, amelyek 1...10 MHz frekvenciájú UH-kibocsátáson/vételen alapulnak. Az UH-generátorfejet géllal illesztik impedancia szempontjából a bőrhöz a zavaró hullámreflexiók elkerülése végett. Az UH-generátorfej rövid, csillapított rezgécsomagokat bocsát ki (kb. 1 μ s tartamú, lásd 4.10. ábra). Az ismétlési időközben (szünet, kb. 1 ms) a kibocsátott UH visszaverődik a szervezet belsejéből, és a visszaverődési jelből (Δt idő; elnyelési fok; jelerősség) felépül (pontról pontra) az elemezett belső szervek struktúrája (képe). A visszaverődött hullám és a beeső hullám intenzitásainak arányát



4.10. ábra. Ekográf UH-jelforrás

az alábbi visszaverődési tényező adja meg:

$$\frac{I_{\text{visszavert}}}{I_{\text{beeső}}} = R^2 = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2. \quad (4.12)$$

Az UH **behatolási** mélysége a testbe frekvenciafüggő, és fordítottan arányos a frekvenciával (minél nagyobb a frekvencia, annál kevésbé mélyen hatol be a testbe).

f [MHz]	2...15
λ [mm]	0,78...0,1
Behatolási mélység [cm]	12...0,4

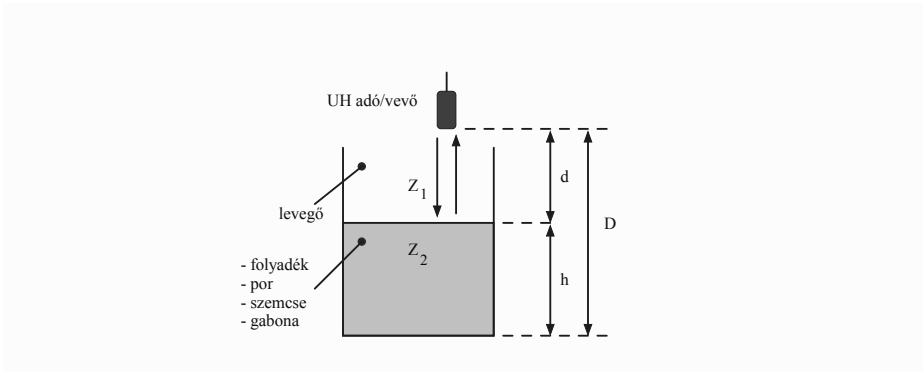
4.2. táblázat. UH behatolási mélysége a testbe

Általában használt jelerősség $I = 10 \left[\frac{mW}{cm^2} \right]$.

A vérkeringés és szív diagnosztikájában modern módszer a Doppler-ekográfia. Itt az UH visszaverődéseiből az eddigi adatokon kívül plusz információt ad a vér folyási sebességéről a vérerekben és a folyási irányáról (Doppler-hatás).

4.4.2. Ultrahangos szintmérők

Az UH-adó/vevőt egy D távolságra rögzítjük az edény/tartály aljától. A szintmérő elvi rajza a 4.11. ábrán látható. A piezoelektromos UH-adó



4.11. ábra. Ultrahangos szintmérő

kibocsátja a hullámmyalábot, mely a felszíntől majdnem teljes mértékben visszaverődik. A kibocsátás pillanata és a visszavert beérkezett hullám pillanata között Δt idő telik el, mialatt a visszavert hullám $2d$ távolságot tesz meg. Tudva, hogy az első közegben a UH-hullám terjedési sebessége c_1 értékű, meghatározható az adó-vevő egység és a folyadék szintje közötti d távolság:

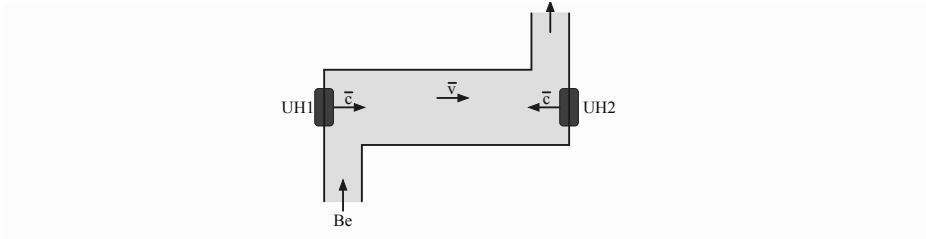
$$d = \frac{c_1 \cdot \Delta t}{2}. \quad (4.13)$$

Innen már a h szintet könnyűszerrel kiszámíthatjuk:

$$h = D - d = D - \frac{c_1 \cdot \Delta t}{2}. \quad (4.14)$$

4.4.3. Ultrahangos folyadékhozam-mérő

A hozammérő érzékelőben két adó/vevő ultrahang elem van (UH1 és UH2), amelyek d távolságra vannak egymástól (4.12. ábra). Mivel az UH mechanikai hullám, a c terjedési sebessége függ az S keresztmetszetű hengerben (csőben) v sebességgel folyó folyadék közegmozdításától. Így UH1 \rightarrow UH2 irányba az UH terjedési sebessége $(c + v)$; UH2 \rightarrow UH1 irányba az UH terjedési sebessége $(c - v)$. UH1 kibocsátja az UH hullámnyalábot, ez



4.12. ábra. Ultrahangos folyadékhozam-mérő

t_{1-2} alatt ér az UH2-höz:

$$t_{1-2} = \frac{d}{c + v}, \quad (4.15)$$

UH2 kibocsátja az UH hullámnyalábot, ez

$$t_{2-1} = \frac{d}{c - v} \quad (4.16)$$

idő alatt ér UH1-hez. Kiszámolva az idők különbségét az előbbi két összefüggést felhasználva kapjuk:

$$\Delta t = t_{2-1} - t_{1-2} = \frac{d}{c - v} - \frac{d}{c + v} = \frac{2dv}{c^2 - v^2}. \quad (4.17)$$

De $c \gg v$, így v^2 elhanyagolható c^2 -hez képest, tehát:

$$\Delta t = \frac{2d}{c^2} \cdot v. \quad (4.18)$$

A folyadék térfogathozama $Q_v = S \cdot v$ [m³/s], és kifejezve a v sebességet és behelyettesítve kapjuk:

$$Q_v = S \cdot v = \frac{Sc^2}{2d} \cdot \Delta t = k_Q \cdot \Delta t. \quad (4.19)$$

Tehát van egy lineáris összefüggésünk, mérve a Δt időkülönbséget meghatározhatjuk a hozamot.

5. fejezet

Elektromágneses hullámokat felhasználó érzékelők

A 3. fejezetben bemutattuk az elektromágneses hullám spektrumát (3.18. ábra), ahol csak a látható fény spektrumában és annak közelében található sugárzás mérésével, érzékelésével foglalkoztunk (fotovoltaikus érzékelők, fényelemek). A továbbiakban a mikrohullámmal működő és infravörös (IR – InfraRed) érzékelőkkel foglalkozunk. A nukleáris érzékelőket külön tárgyaljuk, mivel a γ sugárzáson kívül α és β korpuszkuális sugárzás is hozzátartozik.

5.1. Mikrohullámmal működő érzékelők

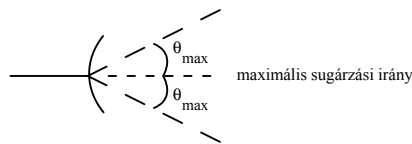
Mikrohullámoknak nevezzük az 1 GHz és 500 GHz közötti hullámhosszúságú elektromágneses hullámokat. Frekvenciasávonként lehet jellemezni a mikrohullámokat:

- $f = 1 \text{ GHz} \dots 4 \text{ GHz}$:
 - előnyök: olcsó műszaki eszközök;
 - hátrányok: csökkent direktivitás, nagy antennák, kis Doppler-frekvenciák;
- $f = 5 \text{ GHz} \dots 18 \text{ GHz}$:
 - előnyök: jó direktivitás, jól érzékelhető Doppler-frekvenciák, kis légköri csillapítás (hullámenyelés);
 - hátrányok: komoly mikrohullámú műszaki eszközök szükségesek;
- $f > 20 \text{ GHz}$:

- előnyök: nagyon jó direktivitás, kis méretű összetevő alkatrészek, a falak elnyelik a hullámokat;
- hátrányok: gazdaságilag nagyon költségesek, a hullámnyelés komoly értékű a légkörben.

Egy mikrohullámú rendszer összetevői:

a) **Mikrohullámú antennák:** olyan reciprok passzív áramköri elemek, amelyek adásban és vételben is közvetlen szerepet játszanak (5.1. ábra).

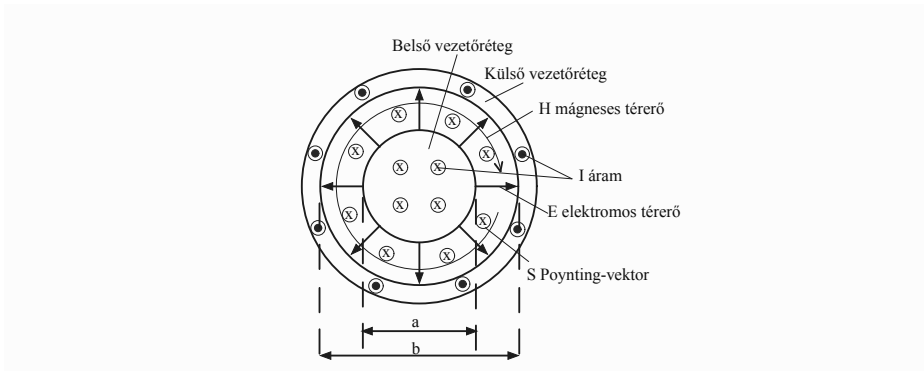


5.1. ábra. Mikrohullám-sugárzás

Főbb jellemzői:

- **a sugárnyaláb szélessége:** az a legnagyobb θ_{max} szög, amely a maximális sugárzási irányban mért és a legtöbb 3 dB értékkel kisebb elektromágneses térerővel rendelkező sugárzás iránya között van;
 - **az antenna nyeresége:** a valós antenna maximális elektromágneses térerősségű irányba mérhető térerő és az azonos teljesítményű izotróp antenna térereje között mért arány decibelben kifejezve. Az izotróp antenna gömbszerű térerőt bocsájt ki, azonos E , H értékkel minden irányba.
- b) **A mikrohullámot vezető vonalak** kétfélék lehetnek: koaxiális, illetve mikrostrip / sztripline hullámvonalak.
- **koaxiális** hullámvonal (5.2. ábra): ha villamos áramot képzelünk el a vezetékben, akkor ez sugárirányú \vec{E} elektromos erőteret hoz létre maga körül, az ϵ_r dielektrikumban, valamint körszerű erővonalak mentén \vec{H} mágneses teret hoz létre. Az \vec{E} [V/m] és \vec{H} [A/m] erőterek vektor szorzata adja a Poynting-vektort, melyet John Henry Poyntingről neveztek el:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad \left[\frac{W}{m^2} \right], \quad (5.1)$$



5.2. ábra. Koaxiális hullám

amely az ε_r permittivitású dielektrikumban, a hullámvonal tengelye irányába mutat. Így a mikrohullámú energia (teljesítmény) majdnem kizárólag a két vezető henger közötti dielektrikumban szállítódik. A hullámvonalat a **hullámimpedancia** jellemzi, amely:

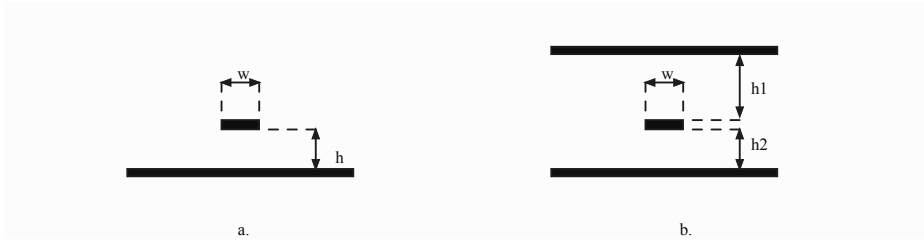
$$Z_0 = \frac{Feszültség\hullám}{Áram\hullám}. \quad (5.2)$$

Kör alakú koncentrikus henger alakú hullámvonal esetében:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right). \quad (5.3)$$

A hullámvonalakat kör, négyzet vagy téglalap alakú keresztmetszettel gyártják.

- **mikrosztrip** és **stripline** hullámvonal: ha a koaxiális hullámvonalnál $b \rightarrow \infty$, vagyis a külső henger végtelen síkká alakul, míg a belső henger vékony fémlémezzé változik (w szélességű; $a \rightarrow w$), akkor mikrosztrip hullámvonalat kapunk (5.3.a. ábra). A két fémlémez h távolságra van egymástól. A mikrohullámú energia (teljesítmény) a két fémlap közötti térben terjed a keskeny fémlap hosszában. Ha a belső jelet két párhuzamos sík között vezetjük, kapjuk a stripline (5.3.b. ábra) elhelyezést. Ezeket a struktúrákat főképpen nagy sebességű vonalvezetésekhez (pl. USB – Universal Serial Bus) használják nyomtatott áramkörök tervezésénél impedancia illesztések megvalósításához. Ezek részleteire könyvünkben nem térünk ki.



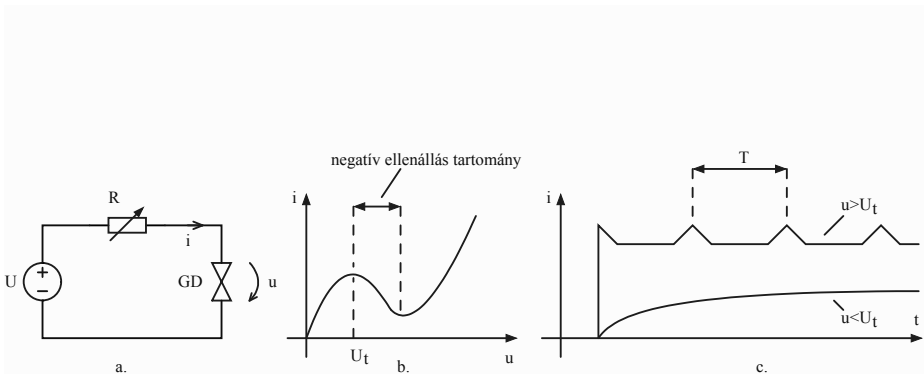
5.3. ábra. a. Mikrosztríp hullámvonal b. Stripline hullámvonal

c) Mikrohullám generátorok

Alapeleme egy mikrohullám generátornak a **rezonátor**, amely egy olyan zárt fémkeretű üres tér, amelyben a bevitt elektromágneses energia bizonyos frekvenciákon rezonál, kis veszteséggel, hosszú ideig a rezgés periódusához viszonyítva.

A rezonátort a **jósági tényezővel** jellemzik, amely a felhalmozott elektromágneses energia és a rezonátorban előálló energiaveszteség közötti arány. Ha a rezonátorba bizonyos szilárd anyagot juttatunk (például finom menettű fémcsavar), akkor a rezonátor frekvenciája és jósági tényezője jelentős mértékben befolyásolható.

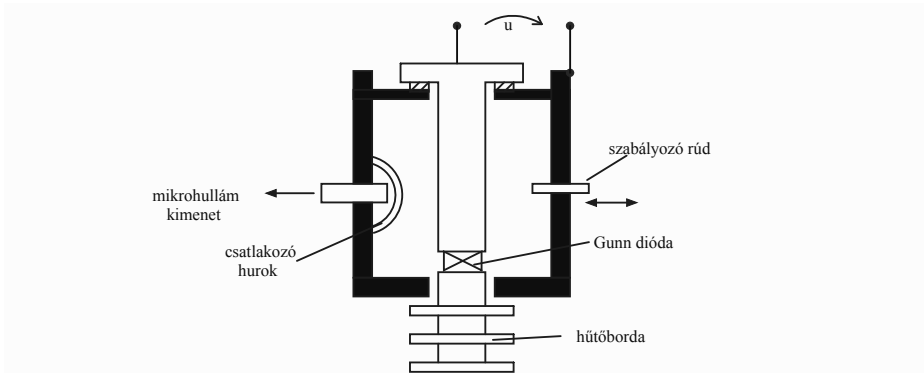
Mikrohullám előállítására IMPATT (**IMP**act ionization **Avalanche Transit-Time**) vagy Gunn-diódát használnak. Tekintsük meg a Gunn-diódás mikrohullám generátort (5.4.a. ábra).



5.4. ábra. a. Mikrohullám generátor kapcsolása b. Gunn-dióda statikus karakterisztikája c. Mikrohullám generátor áram jelformája

Ha a dióda kapcsain az u feszültség kisebb egy $U_t \simeq 8,5 \text{ V}$ (t-threshold) küszöbfeszültségnél, akkor a GD Gunn-diódán egyszerű diódaként viselkedik. Ha $u > U_t$, akkor az i áram T periódussal rezgésbe kerül ($T \sim 10^{-9} \text{ s}$) a Gunn-dióda statikus karakterisztikája (5.4.b. ábra) miatt, ahol negatív ellenállásként fog viselkedni. Az áram idődiagramja a 5.4.c. ábrán látható.

Egy Gunn-diódás mikrohullám generátor felépítését láthatjuk a 5.5. ábrán. A rezonátor fémüregben található a Gunn-dióda. A rezonátor



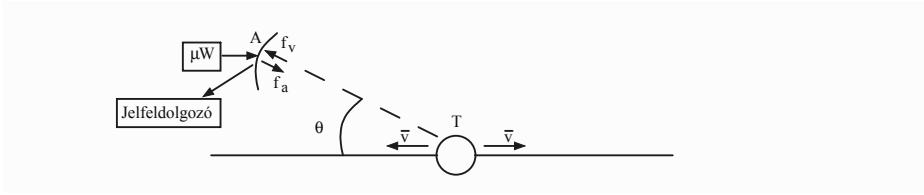
5.5. ábra. Mikrohullám generátor felépítése

frekvenciáját és jósági tényezőjét egy szabályozó rúd kinnebb/bennebb tolásával állítják be, míg a gerjesztett mikrohullámú energiát (elektromágneses hullám) egy csatlakozó hurok választja le a rezonátor belsejéből, és egy hullámvonalra csatolja.

A mikrohullámmal működő érzékelőkben/mérőrendszerekben a mérendő mennyiséget az antennából kibocsájtott elektromágneses hullám és a visszaverődött (reflektált) mikrohullámú jel (ezt is az antenna veszi) időkülönbségéből határozzák meg. A továbbiakban adunk néhány példát mikrohullámú érzékelőre.

5.1.1. Doppler-hatás alkalmazása sebesség mérésére

A mikrohullám terjedési sebessége levegőben (szabad tér) kb. a fény sebességével ($c = 3 \cdot 10^8 \text{ [m/s]}$) azonos nagyságrendű. Az A antenna f_a (adó) frekvencián bocsájtja ki a mikrohullámokat (rövid hullámcsomagok), a T testről visszaverődő hullám frekvenciája f_v (vételezett), melyet a 5.6. ábrán mutatunk be. A kettő közötti frekvenciakülönbség a Doppler-frekvencia:



5.6. ábra. Doppler-hatásra alapozott mikrohullámú mérési eljárás

$$f_D = f_a - f_v = \frac{2v}{c} f_a \cdot \cos \Theta \quad (5.4)$$

Az antenna által kibocsájtott/vett frekvenciakülönbségből (f_D) a jelfeldolgozó egység meghatározza a v sebességet. Általában θ kis értéken van (vagyis az antenna majdnem a mozgó testtel egy egyenesen van, így $\cos \theta \simeq 1$), tehát az (5.4) a következőképpen alakul:

$$f_D = \frac{2v}{c} \cdot f_a. \quad (5.5)$$

Mivel $f_v = f_a \pm f_D$, a Doppler-frekvencia előjele meghatározza a mozgás irányát is, mely pozitív előjel esetén a közeledő testet (növekvő f_v vételezett frekvencia), negatív előjel esetén pedig a távolodó testet jelenti (csökkenő f_v vételezett frekvencia).

Ezen az elven működnek a forgalomban lévő eszközök (pl. autók) sebességmérői. Ha $f = 10$ GHz és $v = 10$ m/s...40 m/s (36 km/h...144 km/h) sebességintervallumot tekintjük, akkor a Doppler-frekvencia:

$$f_D = \frac{2 \cdot 10^{10}}{3 \cdot 10^8} (10 \dots 40) = (0,66 \dots 2,66) \text{ kHz},$$

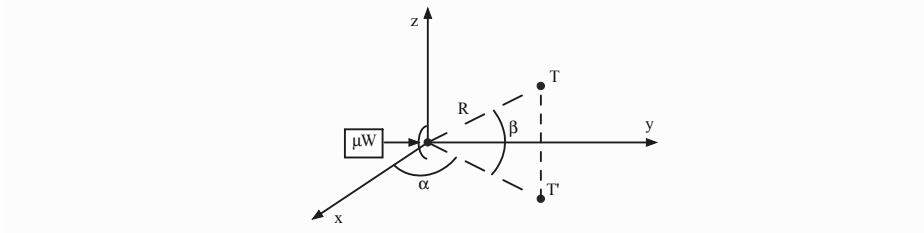
amit elektronikus eszközökkel nagy pontossággal mérhetünk.

A közlekedési eszközökön kívül csövekben áramló anyagok sebességének mérésére is használják a mikrohullám Doppler-hatását.

5.1.2. RADAR

A RADAR (**R**adio **D**etection **A**nd **R**anging) elnevezést 1939-ben az Egyesült Államok Haditengerészetének tulajdonítják, miután az 1934–1939 közötti időszakban több országban folytak egymástól független kutatás-fejlesztések repülő tárgyak térbeli helyének meghatározására. A háború

éveiben sikeresen használták az ellenséges repülőgépek és repülőbombák fel-fedezésére, bemérésére. Ezen technikát ma egyetemesen használják a légi repülésben, hajózásban és számos más területen. Ez az eljárás a mikro-hullámok egyik legismertebb alkalmazása mérések elvégzésére (5.7. ábra).



5.7. ábra. RADAR elve

Az elv a következő: a mikrohullám-antenna (μW adó és vevő) a gömbkoordináta-rendszer O középpontjában található. Egy térben található T test helyzetét az α , β és R koordinátákkal jellemezzük:

- α a vízszintes síkban a T vetületén mért Ox iránnyal bezárt szög. Ha Ox irány az É – észak, akkor α elnevezése **azimut**.
- β az O és T-ket összekötő egyenes vízszintes síkú felületével bezárt szög ($T\hat{O}T'$), ezt **eleváció**nak nevezik.
 α és β értékeit a mikrohullám-kibocsájtó antenna beállításából határozzák meg.
- R – a T test távolsága az O origótól (Range). Ezt az antenna által kibocsájtott mikrohullám OT távolságot kétszer megtevő elektromágneses hullám időkülönbségéből határozzák meg.

Így a T test térbeli koordinátái (α , β , R) pontosan meghatározhatók. A RADAR maximális távolságát az

$$R_{max} = \sqrt[4]{\sigma \cdot \frac{P_{ki}}{P_{vmin}}} \cdot \sqrt{\frac{G \cdot \lambda}{4\pi}} \quad (5.6)$$

képlettel határozhatjuk meg, ahol:

- σ – a T test effektív hullámvisszaverő felülete;
- P_{ki} – a kibocsájtott mikrohullám teljesítménye;
- P_{vmin} – a vételhez szükséges minimális teljesítmény;
- G – az adó/vevő-antenna nyeressége;
- λ – a mikrohullám hullámhossza.

A RADAR minimális hatótávolságát az antennán kibocsájtott mikrohullám-csomagok hossza korlátozza (túl kis távolságban nem elkülöníthető az adott/vett jel).

5.1.3. Reflexió és elnyelés felhasználása mikrohullámok esetén

Mindhárom (szilárd, folyékony, gáz) halmazállapotú anyag a mikrohullám típusú elektromágneses hullámokat visszaveri és/vagy elnyeli. A dielektromos anyag komplex permitivitása:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'', \quad (5.7)$$

ahol $\varepsilon' = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ a statikus abszolút permitivitás, ε'' a dielektromos veszteségeket jellemző permitivitás ($\varepsilon'' \ll \varepsilon'$).

Az anyagok paramétereinek elemzésére két információra van szükség:

- a mikrohullám amplitúdója (a reflektált és átvitt μH);
- a mikrohullám fázisa (szintén a reflektált és átvitt μH).

Mindkét paramétert elég bonyolult megmérni, ezért a μH anyagjellemzők mérési területei elég korlátozottak:

- nedvesség mérése ($\mu_r \simeq 1$ permeabilitású anyagok);
- gázok detektálása;
- oldatok koncentrációjának mérése;
- hőmérséklet mérése.

5.2. Infravörös érzékelők

Amint az elektromágneses hullámok spektrumosztályozásából láttuk, a $\lambda = 0,78 \mu\text{m}$ (vörös) hullámhossznál nagyobb értékű hullámokat infravörös (IR – **I**nfr**a**Red) hullámoknak nevezzük. Az IR felső hullámhossz határa $\lambda = 900 \mu\text{m}$. Ez a sugárzás emberi szemmel nem látható. Gyakorlatilag minden zéró abszolút hőmérséklet feletti test bocsájt ki IR-sugárzást, vagyis IR egyenértékű a termikus sugárzással. Az IR-sugárzásnak megvannak a sajátos tulajdonságai: üvegen áthatol, de bizonyos gázrétegeken (CO_2 , freon, CH_4) nem hatol át (lásd a Föld felmelegedése).

Az IR-sugárzást mérve (sugárzásérősség, hullámhosszelemzés, sugárzás-elnyelés/áteresztés) nagyon sok felhasználási területen alkalmazható: ipar, mezőgazdaság, orvosi célok, kémia, távérzékelés, kommunikáció. A mérhető mennyiségek szintén sokfélék: hőmérséklet, IR-látás, termográfia, nedvesség, mozgásérzékelés, gázanalízis.

Az IR-sugárzás mérésére alkalmazott elvek, anyagok és típusok az 5.1. táblázatban láthatók, ahol TGS – triglicerín-szulfát

Típus	Működési elv	Anyag	D^* [$\text{cm}\cdot\text{Hz}^{1/2}/\text{W}$]	Működési hőmérséklet [K]
Kvantum	Fotokonduktív	PbS	10^9	300
		PbSe	10^8	300
		HgCdTe	$2 \cdot 10^{10}$	77
Kvantum	Fotovoltaikus	Ge	10^{10}	300
		InAs	10^{10}	77
		InSb	$2 \cdot 10^{10}$	77
Termikus	Piroelektromos	LiTaO3	$2 \cdot 10^8$	300
		TGS	$2 \cdot 10^8$	300

5.1. táblázat. IR-sugárzás mérésére alkalmas anyagok és nyomérzékenységei

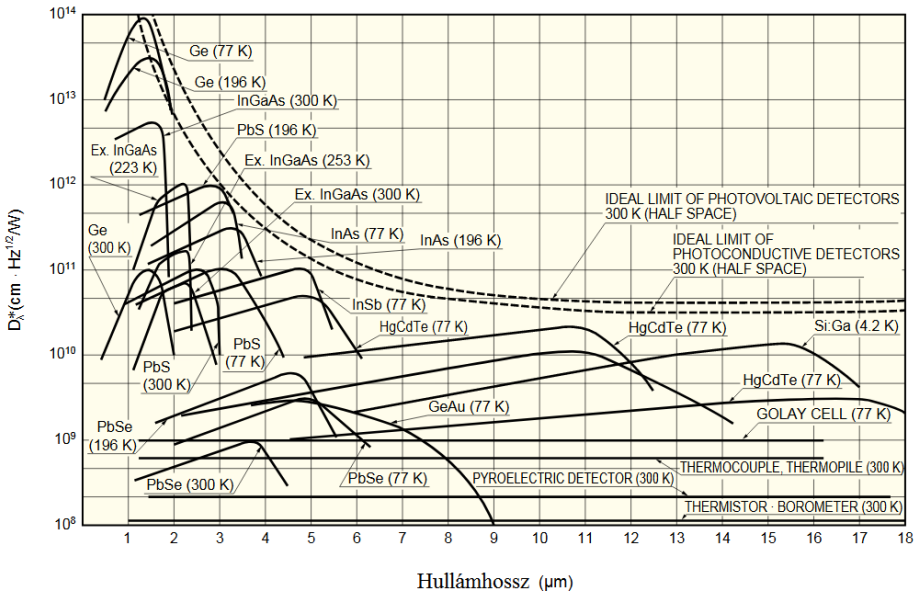
$(\text{NH}_2\text{CH}_2\text{COOH})_3\text{H}_2\text{SO}_4$, a működési hőmérséklet pedig azon értéket jelenti, amelyen az érzékelőt kell tartani. A 300 K – szobahőmérséklet ($\sim 25^\circ\text{C}$); 77 K – a nitrogén (N_2) fővási pontja (-196°C). A **termikus** típusú érzékelők az IR energiát hőként érzékelik, így hullámhossztól függetlenek, viszont a válaszidejük lassú, és kevésbé érzékenyek. A **kvantum** típusú érzékelők gyors válaszidővel rendelkeznek, de az érzékenyséjük hullámhosszfüggő.

Az IR-érzékelők sugárzásmérési képességét a D^* IR **nyomérzékenységgel** (detectivity) jellemzik:

$$D^* = \frac{V_s}{V_n} \cdot \frac{\sqrt{(\Delta f)}}{E_s \cdot \sqrt{A}} \left[\frac{\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}} \right], \quad (5.8)$$

ahol Δf az IR sugárzás sáv szélessége, A az érzékelő felülete, V_s az érzékelő hasznos jele, V_n az érzékelő zajértéke, E_s az érzékelőbe beeső (érkező) energiafluxus. Minél nagyobb a D^* értéke, annál jobb a detekciós képessége.

Az IR nyomérzékenység hullámhosszfüggő. Néhány IR-érzékelő spektrális értékváltozását az 5.8. ábrán láthatjuk. A HgCdTe (MCT) széles IR-skálán jó érzékenységet mutat, de folyékony nitrogénbe kell helyezni. A TGS (triglicerín-szulfát) előnye a széles IR hullámhossz skálán való kvázi állandó érzékenysége, ezért ezt használják piroelektromos érzékelők, valamint IR-kamrák gyártására. Ezenkívül az IR-érzékelőknek még számos alkalmazási területe van, használják pl. a gáz, tűz, nedvesség érzékelésére is.

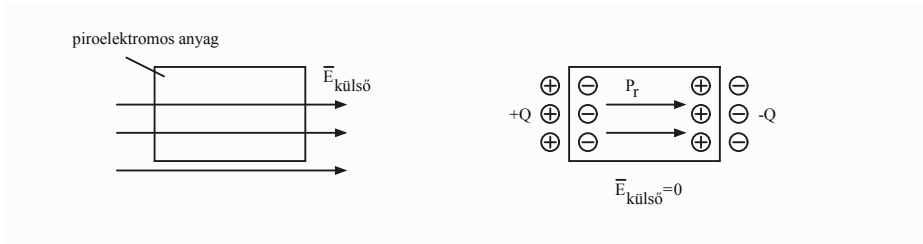


5.8. ábra. IR érzékelők spektrális válasza.

Forrás: http://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/infrared_kird9001e.pdf

A **piroelektromos jelenséget** legelőször i. e. 314-ben Theophrastus görög filozófus írta le. Észrevette, hogy a kőfestéket (ásványi turmalin) ha felmelegítik, feltöltődik, és fűrészpont és szalmadarabokat vonz magához. A 18. század elején J. G. Schmidt a holland drágakővágók tapasztalatait írta le, miszerint a turmalin nemcsak a hamut vonzza a meleg parázsból (mint a mágnes a vasat), hanem újra és újra el is taszítja. Ez a két megfigyelés leírja a piroelektromos anyagok alapvető viselkedését, miszerint a hőáramlásra reagálva a hőmérséklet változásakor villamos töltés keletkezését eredményezi, amely szabad töltéseket vonzhat környezetéből (ionok, elektronok, por stb.). Ha a hőmérséklet állandó szinten marad, a spontán polarizáció (feszültség) fokozatosan eltűnik, kiegyenlítődnek a belső töltések a környezetben lévő szabad töltésekkel.

Léteznek olyan szigetelő (dielektromos) anyagok, amelyek külső elektromos tér hatására állandó polarizációval maradnak. Általában a dielektrikum polarizálása magas hőmérsékleten történik. Kihűlés után az anyagban állandó, remanens P_r polarizáció marad (5.9. ábra). Az elv hasonló az állandó



5.9. ábra. Piroelektromos anyag remanens polarizációja

mágnes remanens indukciós jelenségéhez, amikor egy nagy remanens indukcióval rendelkező anyagot erős külső mágneses térbe helyezünk, akkor a külső mágneses tér megszűnése után a vasmag remanens mágneses indukcióval marad, így állandó mágnessé válik.

A remanens polarizáció hőfüggő, vagyis függ a bemenő IR-sugárzástól. A PIR (**P**iroelectrical **I**nfra**R**ed) érzékelő működését a lítium-tantalát (LiTaO_3) példáján keresztül mutatjuk be (5.10. ábra). A piroelektromos anyagban a belső remanens polarizáció csökken a hőmérséklet (IR-sugárzás) növekedésével, és fordítva (nő a hőmérséklet csökkenésével). A piroelektromos dielektrikum (LiTaO_3) egy kondenzátor lemezei közé van illesztve, így a villamos töltéstöbblet minden pillanatban a kondenzátor fegyverzetei közötti feszültségként érzékelhető, dolgozható fel:

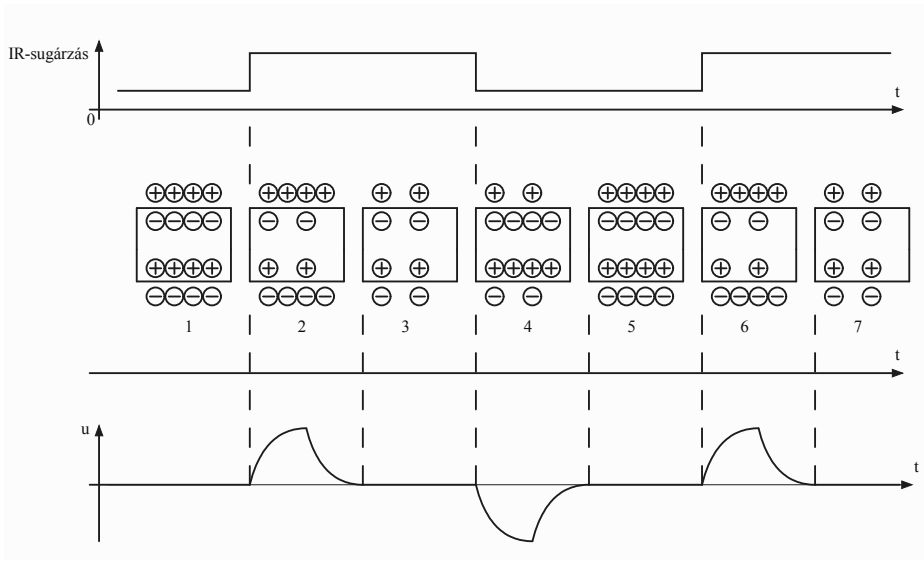
$$u = \frac{q}{C}. \quad (5.9)$$

A kondenzátort töltő/sütő áramot pedig felírhatjuk mint

$$i = \frac{dq}{dt} = S \frac{dP_r}{dt}, \quad (5.10)$$

ahol S az érzékelő felülete és P_r a remanens polarizáció.

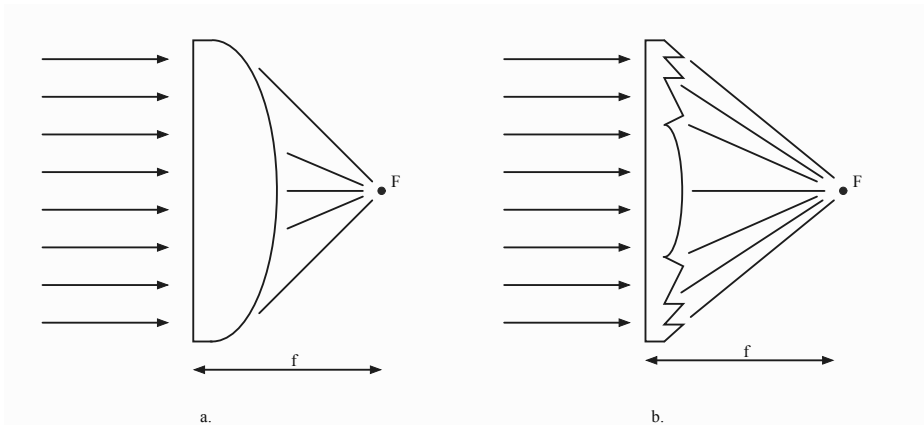
Egyensúlyi állapotban a piroelektromos polarizáció belső értékére a kondenzátorlemezre a levegőben található ionok vonzása folytán az utóbbiak kiegyensúlyozzák a töltéskülönbséget, így a fegyverzetek töltése zéró, tehát az U feszültség is nulla értékű (1, 3, 5, 7 állapotok). Ha gyengébb IR-sugárzást erősebb IR-sugárzás követ (1 \rightarrow 2), a belső polarizáció erre reagál (P_r csökken), így az IR változást követően rövid ideig $\Sigma q \neq 0$ töltés jelenik meg a fegyverzeteken, ami nyilván $i \neq 0$ áramot eredményez, mely elkezdi feltölteni a kondenzátort. Rövid idő alatt a levegőben található ionok



5.10. ábra. Piroelektromos érzékelő működése

kiegyensúlyozzák az új állapotú töltéseket, a kondenzátor kisül, és beáll az újabb egyensúlyi állapot ($\Sigma q = 0$).

A 5.10. ábra alapján, illetve az (5.10) képletből is látszik, hogy az időben állandó IR-sugárzás nem eredményez kimenő áramot/feszültséget, emiatt csak változó IR-sugárzásforrás hozhat létre mérhető feszültséget. Erre a megállapításra alapozva építették meg a PIR mozgásérzékelőt. De egy lassan mozgó meleg test hogyan hozzon létre elektronikusan feldolgozható, kHz nagyságrendű feszültségváltozást? A megoldást az optikában ismert **Fresnel**-lencse (5.11.b. ábra) biztosítja. A Fresnel-lencsét tipikusan üvegből vagy műanyagból készítik, és a hagyományos domború optikai lencse (5.11.a. ábra) ívelt felületét koncentrikus barázdák sorozatával helyettesíti. Ezek egyedi módon megtörik a párhuzamos fénysugarakat, és közös fókuszpontba gyűjtik őket. Ezáltal míg az 5.11.a. ábrán bemutatott lencsére eső lassú IR-sugárzásváltozás ugyanolyan lassú fókuszpontba gyűjtött sugárzásváltozást hoz létre, addig a Fresnel-lencse ugyanolyan lassú IR-sugárzásváltozásra szaggatott (chopped) sugárzássorozat esik az F fókuszpontba, amely sorozat frekvenciája jóval nagyobb a meleg test elmozdulási frekvenciájánál. A PIR mozgásérzékelő esetén a két piroelektromos érzékelőt ellen-sorba kötik (5.12.b. ábra), ezáltal megvalósítják a hőmérséklet, napfény és más fényforrások okozta zajok kiküszöbölését.



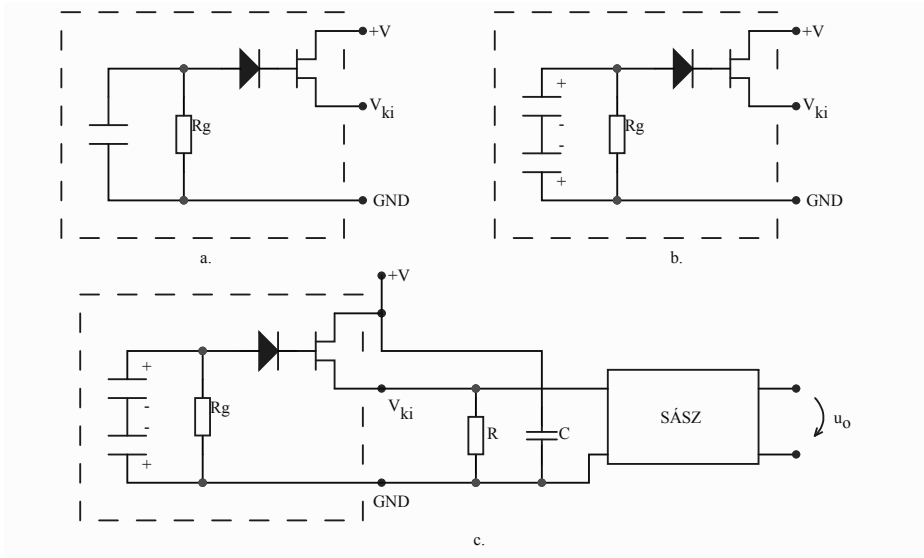
5.11. ábra. a. Domború (konvex) lencse b. Fresnel-lencse

Hőmérséklet mérésére (infra thermometer) egyetlenegy piroelektromos érzékelőt használnak (5.12.a. ábra), kombinálva egy optikai „chopper”-el, ezáltal szagatják a beérkező IR-sugárzást így álló objektumok hőmérsékletét is képesek megmérni. Hasonló az elv, mint ahogy az 5.10. ábrán bemutattuk a változó IR-sugárzásra az érzékelő választát.

Egy PIR mozgásérzékelő (5.12.c. ábra) jelfeldolgozó része tartalmazza a PIR elektromos érzékelő elemet, amely egy térvezérlésű JFET tranzisztort is tartalmaz, továbbá egy SÁSZ sáváteresztő szűrőt. Ilyen elrendezésben csak akkor lesz kimeneti feszültség, ha a bemenő IR-sugárzásforrás elég gyorsan mozdul el. A PIR mozgásérzékelők jelen vannak minden mozgásérzékelő rendszerben, jelezve a térségben elmozduló meleg test bármely mozgását.

5.3. Radioaktív sugárzást felhasználó érzékelők

A radioaktivitás instabil atomokból keletkezett semleges vagy töltött részecskék, illetve elektromágneses sugárzás kibocsátásának a jelensége. A radioaktivitást Henri Becquerel fedezte fel először 1896-ban. Tanítványa, Marie Curie és férje, Pierre Curie elsőként kémiaiilag szétválasztotta a polónium és a rádium radioaktív elemeket. Becquerel és a Curie család, úttörő munkásságukért, 1903-ban megkapták a fizikai Nobel-díjat. A radioaktív sugárzásnak kétféle típusát különböztetjük meg:



5.12. ábra. a. Egyelemes PIR érzékelő b. Kételemes PIR érzékelő c. PIR mozgásérzékelő

- penetráns elektromágneses sugárzás (hullámok): X (Röntgen) sugarak $\lambda \in (10^{-12}, 10^{-8})$ m, γ sugárzás $\lambda \in (10^{-14}, 10^{-11})$ m;
- korpuszkuláris sugárzás:
 - elemi részecskék sugárzása (elektron, neutron, proton),
 - atommag sugárzás (deuteron, helion),
 - ionizált, mozgásban lévő atomok (He^+ , Li^+).

A radioaktív érzékelőknek két fő összetevőjük van: a sugárzásforrás és a sugárzásmérő (detektor), ugyanezen elgondolás mentén külön tárgyaljuk a sugárzás forrására, illetve elnyelésére vonatkozó mértékegységeket is.

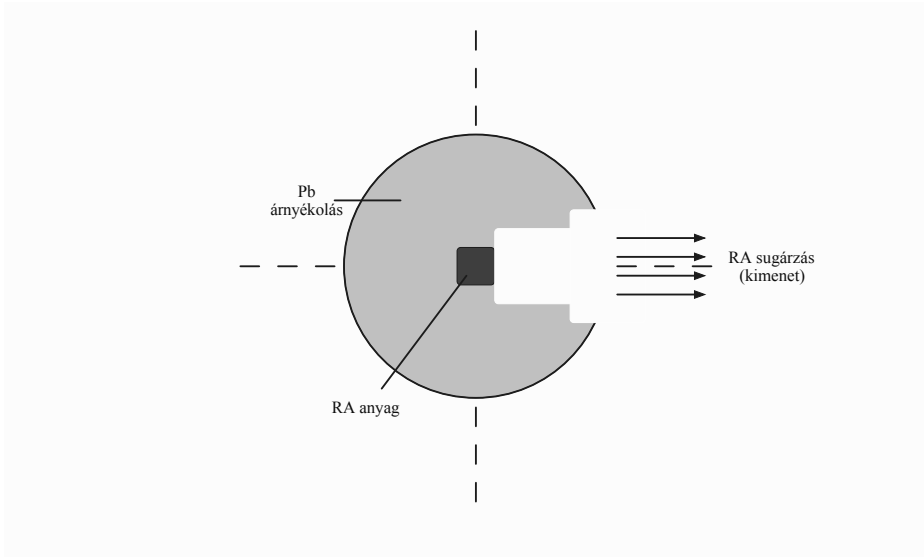
5.3.1. Radioaktív sugárzásforrás

A radioaktív (RA) anyagot egy furat mélyébe helyezik el (5.13. ábra), mely egy sugárzáselnyelő közegben található (ólomköpeny árnyékolás).

A RA anyagot több mennyiséggel jellemzik.

- A sugárzási forrás erősségét az **aktivitás** fejezi ki:

$$A = \frac{dN}{dt} [Bq], \quad (5.11)$$



5.13. ábra. Radioaktív sugárzásforrás

mely az egységnyi idő alatt felbomló atommagok számát (N) jelenti, mértékegysége a becquerel (Bq):

$$1 \text{ Bq} = 1 \text{ bomlás/s}.$$

A becquerel egy nagyon kis egységet jelent, ezért az aktivitást még curie (Ci)-ban is szokták mérni:

$$1 \text{ Ci} = 3,7 \cdot 10^{10} \text{ bomlás/s} = 3,7 \cdot 10^{10} \text{ Bq} = 37 \text{ GBq}.$$

- A **dezintegrációs állandó** (λ), amely egy atommag felbomlásának időegységben történő valószínűségét adja meg (mértékegysége s^{-1}). A felbomlás törvénye:

$$N(t) = N_0 \cdot e^{-\lambda \cdot t}, \quad (5.12)$$

ahol N_0 a $t = 0$ időpontban meglévő ép atommagok száma.

- **Felezési idő:** az az időintervallum, amely alatt a felbomlatlan atommagok száma felére csökken. Ha az (5.12) felbomlás törvényének képletébe behelyettesítjük a kezdeti ép atommagok felét:

$$N(T) = \frac{N_0}{2}, \quad (5.13)$$

majd átrendezve a képletet megkapjuk a felezési időt:

$$T = \frac{\ln(2)}{\lambda}. \quad (5.14)$$

Néhány anyag jellegzetes radioaktív tulajdonságait az 5.2. táblázatban szemléltetjük.

RA anyag	Vegyjel	Felezési idő	RA sugárzás	Sugárzás energiája
Kobalt 60	Co	5,27 év	γ	1,17...1,33 MeV
Sztroncium 90	Sr	2,7 év	β	0,61...2,78 MeV
Polónium 210	Po	138 nap	α	5,3 MeV

5.2. táblázat. Radioaktív izotópok

5.3.2. Radioaktív sugárzásmérők

A radioaktív sugárzások mérése, érzékelése, elnyelése szempontjából a következő jellemzőket tekinthetjük:

- **Sugárzásmennyiség:**

$$Q = \frac{W}{S} \quad \left[\frac{J}{m^2} \right], \quad (5.15)$$

ahol W a sugárzásnyaláb energiája és S a sugárzásra merőleges felület.

- A **sugárzás erőssége (intenzitása)** γ és X sugárzásra:

$$I = \frac{W}{S \cdot t} \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (5.16)$$

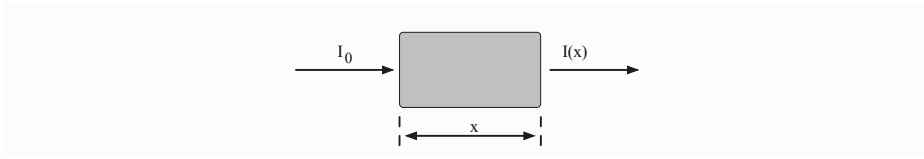
az időegység alatti sugárzásmennyiség.

- α és β sugárzásra a **részecske erősség:**

$$J = \frac{N}{A \cdot t} \quad \left[\frac{\text{részecske}}{m^2 \cdot s} \right], \quad (5.17)$$

ahol N a sugárzásból származó részecskék száma.

A radioaktív sugárzás egy anyagra kétféleképpen fejti ki hatását: ionizálás és az anyag atomjainak gerjesztése. Mindkét esetben a bemenő sugárzás energiát veszít el, az atomokkal való kölcsönhatás során energiát ad át a közegnek, amelyen a sugárzás áthalad (5.14. ábra). Az elnyelés törvénye:



5.14. ábra. Elnyelés törvénye

$$I(x) = I_0 \cdot e^{-\mu x}, \quad (5.18)$$

ahol I_0 közvetlenül a sugárzott közeggel való kölcsönhatás előtti kezdeti sugárzás intenzitása, x a közeg hossza, amelyen a sugárzás áthatol, és μ az elnyelés lineáris együtthatója. A közeg egységnyi tömegével közölt energia a **dózis**. Az **elnyelt dózis** az egységnyi tömegnek az ionizáló részecskék által átadott energia, amely mértékegysége L. H. Gray fizikus nevéhez fűződik:

$$1 \text{ Gy} = 1 \frac{\text{J}}{\text{kg}}$$

Ugyanakkor a sugárzás biológiai (élettani) hatását a **dózisegyenértékkel** jellemzik, melyet Sievert svéd fizikusról neveztek el, és az elnyelt dózison kívül még függ a sugárzás típusától:

$$H = Q \cdot D \quad [\text{Sv}], \quad (5.19)$$

ahol D az elnyelt dózis és Q minőségi tényező (sugárzásfüggő). A dózisegyenérték mértékegysége a sievert:

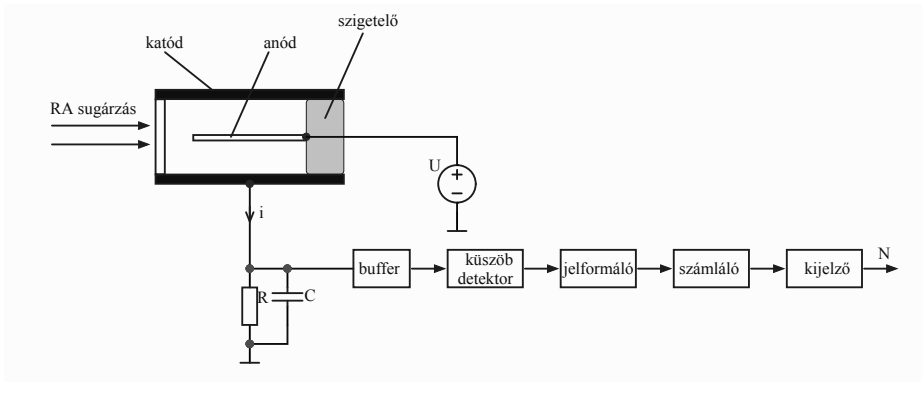
$$1 \text{ Sv} = 1 \frac{\text{J}}{\text{kg}}.$$

Ionizációs radioaktív sugármérő eszközök

A radioaktív érzékelés egyik alapja a gázban történő ionizáció, mely a RA sugárzás hatására keletkezik. Az ilyen gáz alapú detektorok lehetnek az ionizációs kamrák, Geiger–Müller-számlálók (henger) és a különböző proporcionális számlálók. A különbség a gerjesztő elektromos tér és a kimeneti jel jellegében van. Ezek közül az egyik legelterjedtebb a Geiger–Müller-számláló.

- **Geiger–Müller-számláló** (5.15. ábra)

A hermetikusan zárt fémhengerbe (vagy a henger belső fala valamilyen vezető réteg) nemes gázt tesznek, alacsony (0,1 atm) nyomáson:



5.15. ábra. Geiger–Müller-számláló

Ar, Kr, Ne, Xe, He. Az ablak, amelyen a RA sugárzás a henger belsőjébe jut, csillám vagy nylon (α sugárzásra), ill. fémablak β , γ és X sugárzásra. Az U tápfeszültség értéke több száz volt értékű.

RA sugárzás hiányában az ionizált i áram értéke nulla. RA sugárzás hatására a gázok atomjai a sugárzás erősségével (I) arányosan ionizálódnak, és pozitív töltésű ionokat és szabad elektronokat hoznak létre a gázban. Az elektródákon levő magas feszültség hatására létrejött erős elektromos tér felgyorsítja a pozitív ionokat a katód, míg az elektronokat az anód felé. Az elektromos térerősség az anód közelében exponenciálisan növekszik, a szabad elektronok elegendő energiát nyernek, hogy ütközés útján további gázmolekulákat ionizáljanak, és lavinaeffektust hoznak létre, mely által a kimeneten jelentős impulzus jelenik meg. A kisülést a lavinák által létrehozott pozitív ionok kollektív hatása szünteti meg. Ezeknek az ionoknak a tömege nagyobb, mint a szabad elektronoké, lassabban mozognak, ezáltal ellensúlyozza az elektromos teret, amely szükséges a lavina folyamatos generálásához. Az időegység alatt megszámlolt impulzusok száma (N) arányos lesz a sugárzás erősségével (I).

$$N \sim I.$$

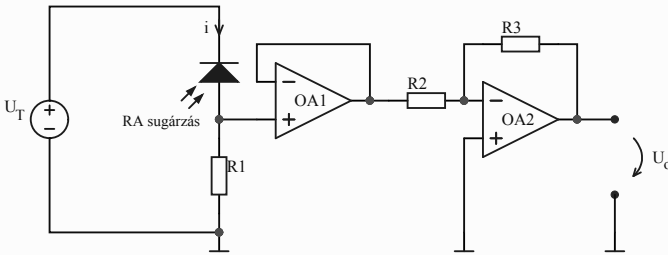
– Szcintillációs detektor (villanásmérő)

A szcintillátorok olyan anyagok, amelyek képesek nagy energiájú sugárzást (pl. gammasugárzás) átalakítani a látható vagy a közeli látható elektromágneses spektrum tartományába. A detektor összetevői egy szcintillátor kristály, mely a bejövő RA sugárzás hatására

fényimpulzusokat bocsájt ki, egy fényszorozó (photomultiplier), mely által a bejövő gyenge fényfluxust felerősíti, és már kényelmesen mérhető elektromos áramot kapunk. A szcintillátor anyagok lehetnek szervesek (hidrokarbonátok) vagy szervetlenek. Ezek alkáli anyagok, amelyekben aktiváló szennyezéseket helyeznek el: NaI (Tl – talliumszennyezés); KI (Tl); CsI (Tl); ZnS (Ag).

– **Félvezető RA sugármérő**

A fotodiódához hasonlóan, fordítva polarizálunk egy, a sugárzás hullámhosszára érzékeny, p-n átmenetet (5.16. ábra). A beérkező



5.16. ábra. Radioaktív sugármérő félvezetővel

sugárzás növekedésével a sugárzásérzékeny p-n átmeneten áthaladó i áram arányosan növekedik, mely az R_1 ellenálláson egy feszültségesést eredményez. Az OA1 műveleti erősítővel kialakított követő erősítő szerepe, hogy magas bemeneti impedanciát szolgáltatson, ezáltal szinte ugyanaz az i áram halad át az R_1 ellenálláson, mint ami a p-n átmeneten (a különbség elhanyagolható). Az OA2-vel kialakított kapcsolás segítségével pedig a kapott jelet felerősítjük.

$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot R_1 \cdot i \sim K \cdot I, \quad (5.20)$$

ahol K egy konstans, mely az ellenállásértékektől függ, és I a sugárzás erőssége, mivel az i inverz anódáram értéke arányos a bemenő RA sugárzással.

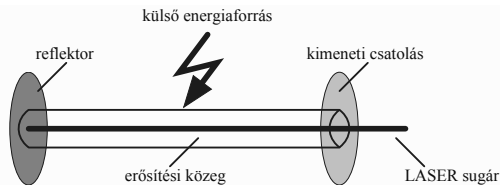
Miután bemutattuk a radioaktív sugárzással működő érzékelőrendszerek sugárzásforrásait és mérőeszközeit, tegyük említést néhány olyan érzékelőről (mérési felhasználásáról), amelyek RA sugárzás alapon működnek:

- anyagrétegek vastagságának a mérése: lemezvastagság, fedőrétegvastagság;

- gázhozamok mérése;
- anyagok szintje tárolóegységekben;
- defektoszkópia: hegesztési varratok szerkezetének ellenőrzése, idegentest elemek jelenléte szilárd anyagok belsejében;
- vegyi összetétel mérése.

5.4. Lézer alapú érzékelők

A lézer kifejezés az angol LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) rövidítésből származik, és Gordon Gould nevéhez fűződik. Egy olyan eszközt jelent, mely az elektromágneses sugárzás stimulált emisszióján alapul, és a kibocsátott koherens fény optikai erősítési folyamaton megy keresztül. Az első lézert 1960-ban Theodore H. Maiman készítette. Míg az ember számára érzékelhető tipikus fényforrásoktól (csillagok, lámpatestek) érkező fény különböző hullámhosszú elektromágneses hullámokból tevődik össze, a lézer fényforrás mesterségesen előállított monokromatikus nagyon keskeny sávú fénysugárnyalábot hoz létre, melynek hullámhosszai közel vannak egymáshoz (mHz eltéréssel akár), és egy adott pontba fókuszálható, emiatt nagy távolságokat is megtehetnek. A lézer sugárforrás felépítését az 5.17. ábrán szemléltetjük. Az erősítő közeg olyan



5.17. ábra. Lézerforrás felépítése

anyag, amelynek tulajdonságai lehetővé teszik a fény erősítését a stimulált emisszió révén. Ahhoz, hogy az erősítő közeg felerősítse a fényt, energiával kell ellátni, ez lehet elektromos vagy más hullámhosszú fényforrás által szolgáltatott energia.

A lézereket precíziós szerszámok elkészítésére, vágásokhoz, műtétekhez, ugyanakkor telekommunikációs célokra is használják. A lézer alapú érzékelőket megtaláljuk a vonalkódolvasókban, CD-, DVD-olvasó egységekben. A CD-, DVD-író egységek esetében nagyobb teljesítményű lézer félvezető

diódákat használnak az írás céljára, és megolvasztják bizonyos helyeken a lemez fémötvözetét, ezáltal hozva létre a kívánt bináris adatot. Bizonyos egységek automatikusan szabályozzák a dióda által kibocsátott fény teljesítményét. Az adatok érzékeléséhez fotodiódákat használnak.

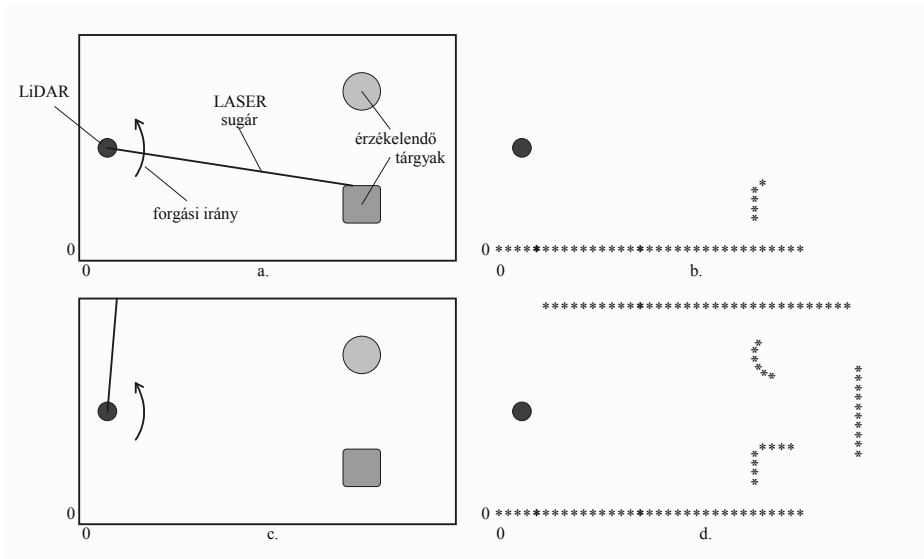
LiDAR

A lézertechnológiát ugyanakkor nagyon nagy felbontású térképek elkészítésére is használják, ilyen például a MOLA (Mars Orbiter Laser Altimeter). Napjainkban az intelligens robotporszívók a **LiDAR** (Light Detection And Ranging) technológiát alkalmazva feltérképezik a ház minden apró részletét, és emberi beavatkozás nélkül elvégzik a porszívózás, felmosás feladatokat, az önműködő autók esetén is sikerrel használják. A LASER-es távolságmérés elve hasonló a RADAR elvéhez, amelyet már bemutattunk, viszont LASER fényhullámokat használ mikrohullámok helyett. A kibocsátott és visszavert lézerhullám visszatérési idejének, illetve hullámhosszának különbségei felhasználhatóak a célpont nagyon pontos két- vagy háromdimenziós ábrázolására.

Egy kétdimenziós LiDAR rendszert mutatunk be az 5.18.a. ábrán, mely magában foglal egy lézeres távolságmérőt, amelyet egy forgó tükörrel üzemeltetünk, így egy teljes 360 fokos fordulat során kétdimenziós digitalizált képet lehet meghatározni.

Kezdeti pillanatban a LASER-es távolságmérés a (0,0) origóból indul. A tükör egy jól meghatározott szögsebességgel forog trigonometriai irányban, miközben a LiDAR rendszer mintavételezi a távolságértékeket. Az 5.18.a. ábrának megfelelő digitalizált kép látható az 5.18.b. ábrán, ahol látszik, hogy a négyzet alakú tárgy meghatározása van éppen folyamatban. Egy későbbi állapotot mutat (miután 180 fokos elfordulás történt az origóhoz képest) az 5.18.c. ábrájú állapotnak megfelelő 5.18.d. ábrán látható digitalizált kép, ahol már mindkét tárgy digitalizálása megtörtént.

A LiDAR rendszerek nézhetnek lefele (altiméterek), felfele a zenitre (atmoszférikus detektorok) vagy oldalra, mint a robotporszívók vagy az autókban használt CAS (Collision Avoidance System) esetében. A jelenlegi LiDAR rendszerek forgó hatszögletű tükröket használnak, amelyek szétosztják a lézersugarat. A felső hármat a jármű és az előtte álló akadályok, az alsó hármat pedig a sávjelzések és az út jellemzőinek észlelésére használják. A robotporszívó esetén is hasonló az elv, így érik el a szoba teljes pásztázását, miközben a robotporszívó is halad.



5.18. ábra. LiDAR rendszer

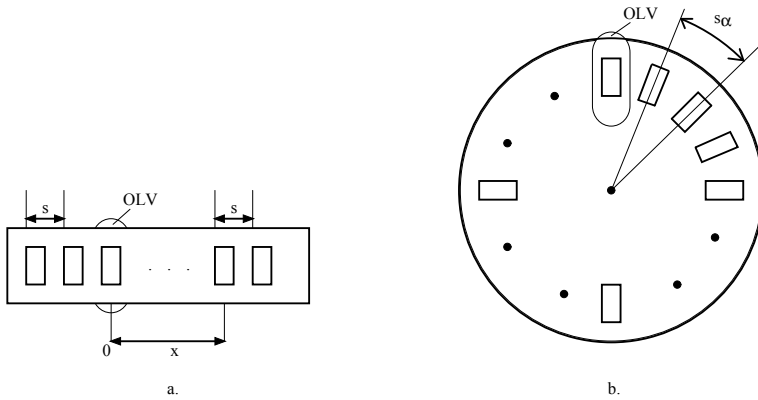
6. fejezet

Digitális elmozdulás- és helyzetmérő érzékelők

Az elmozdulás- és helyzetmérő érzékelőket egy adott tárgy és egy referenciapozíció közötti távolság mérésére (ami lehet lineáris vagy szögelmозdulás), illetve a mérendő objektum magasságának, vastagságának, szélességének mérésére használják. A működési elvüket tekintve ezek lehetnek mechanikai, mágneses vagy optikai típusúak. Lineáris vagy szögelmозdulás mérése céljából, ennek digitálisan vezérelt gépek (pl. CNC – Computer Numerical Control) programozása és vezérlése végett a visszacsatolási hurokban kétféle digitális eszközt fejlesztettek ki: inkrementális és abszolút kódú digitális elmozdulásmérőt.

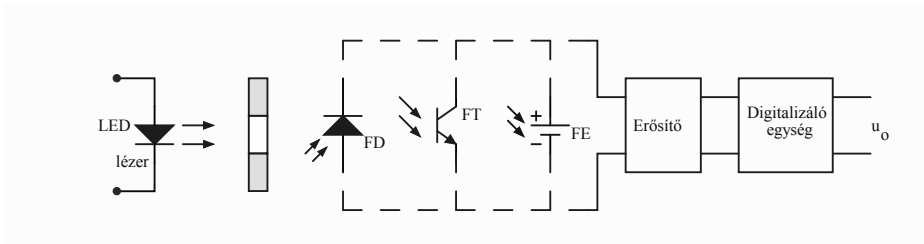
6.1. Inkrementális érzékelők

Az inkrementális érzékelők két fő elemet tartalmaznak: a mérőléc (6.1.a. ábra), illetve mérőkorong (6.1.b. ábra) és az olvasó (OLV). A mérőléc és mérőkorong nagyon pontos fényáteresztő réshalmazt tartalmaz fényt nem áteresztő alapanyagban. A rések pontos s (step) lépésre vannak egymástól (a lécs esetében), illetve s_α – a korongnál. Leggyakrabban korongot gyártanak, és a lineáris mozgást fogaskerék-átvitellel forgó mozgássá alakítják, így bármely elmozdulás végül a korong szögelmозdulását eredményezi. Igényes kivitelezési technikával $\Phi 24 \dots \Phi 180$ mm átmérőjű korongokat használnak, melyek akár 80 000 ppr (pulse per revolution) impulzust adnak fordulatonként.



6.1. ábra. a. Mérőléc b. Mérőkorong

Az olvasó egy fényforrásból (LED, lézer) és egy fényérzékeny érzékelőből (fotovoltaikus fotoelem – FE, fotódióda – FD vagy fototranzisztor – FT) áll, amely az erősítés után a digitalizáló egység (Schmitt-trigger) után u_o logikai szinteken változó kimenő feszültséget ad, amelyet immár bevihetünk egy digitális rendszerbe feldolgozás céljából (6.2. ábra). A működés leírását

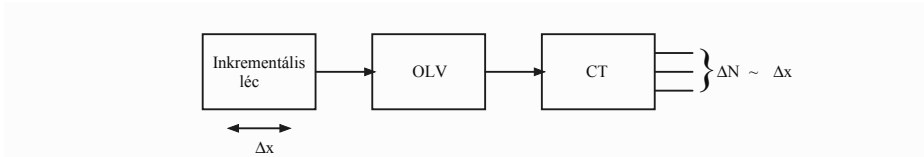


6.2. ábra. A mérőléc/mérőkorong optikai olvasók tömbvázlata

(6.3. ábra), elemzését, tökéletesítését a lineáris mérőlécen mutatjuk be, de mindez áttehető a mérőkorongra.

Az alpmérési esetben az IL inkrementális léccel egy x_0 kiinduló helyzetben van. A CT bináris számláló kimeneti számértéke N_0 . Ha az IL mérőléc elmozdul, ezalatt $\Delta N = N - N_0$ rést számol a CT számláló, akkor az elmozdulás

$$\Delta x = s \cdot (N - N_0) = s \cdot \Delta N. \quad (6.1)$$



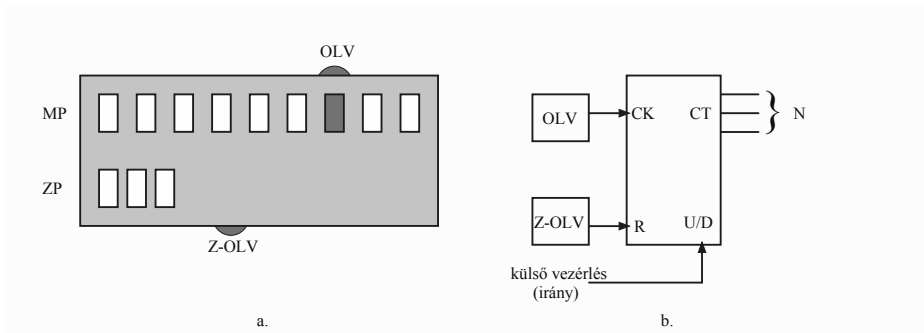
6.3. ábra. Relatív elmozdulás mérése inkrementális mérőléccel

A Δx mérési pontossága

$$\varepsilon_x = \pm \frac{s}{2}. \quad (6.2)$$

Tehát alapeljáráásban a mérőrendszer Δx **relatív elmozdulást** mér (x -t x_0 -hoz viszonyítva).

A relatív elmozdulást **abszolút** elmozdulássá (Ox koordináta) lehet alakítani, ha a mérőléccen az MP mérőpályán kívül (s lépésű résrendszer), amelyet az OLV optikai olvasó olvas le, a lécre feltesznek egy második ZP zérópályát néhány réssel, amelyet a Z-OLV (zéró olvasó) olvas le (6.4. ábra). A rendszer működése számítógéphez kötött. A géphez kötött mérőléc indításkor a



6.4. ábra. Abszolút elmozdulás mérése inkrementális mérőléccel

lécet elmozdítja a zérus pálya réseihez, amikor a Z-OLV kimenő jele nullázza (R – reset) a CT számlálót. Ezáltal a geometriai $x = 0$ értéknek a CT számláló $N_0 = 0$ értéke felel meg (más szóval egybeesik az elektronikai nulla érték az elmozdulás nulla koordinátájával, vagyis a két origót egymásra hozták). Innen kezdve a folyamat számítógép-vezérelt:

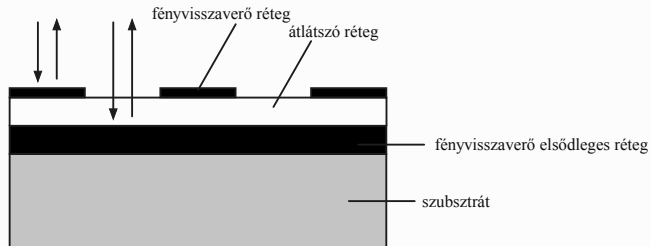
- a mérőléc jobbra elmozdulásakor a CT számláló U/D bemenetén az U (Up) parancs lesz érvényben, és a számláló felfele számol (a kimeneti N érték növekszik),

- a mérőléc balra elmozdulásakor a CT számláló U/D bemenetén a D (Down) parancs lesz érvényben, és a számláló lefele számol (a kimeneti N érték csökken).

Ezzel a mérőléc térbeli helyzetét (koordináta) a CT kimenetén lévő N szám pontosan tükrözi.

Amint láttuk, a mérés lényege digitális (logikai) impulzusok számlálása. Ha egy CT számláló felfele (UP) számol, akkor a CT kimenetén a szám minden impulzusnál 1 LSB-vel nő, vagyis a tartalmát inkrementáljuk. Nyilván, visszaszámlálásnál (DOWN) a kimenő szám minden impulzusra 1 LSB-vel csökken, vagyis a számlálót dekrementáljuk. Az inkrementálás-dekrementálás szavakból ered az **inkrementális érzékelő** elnevezés.

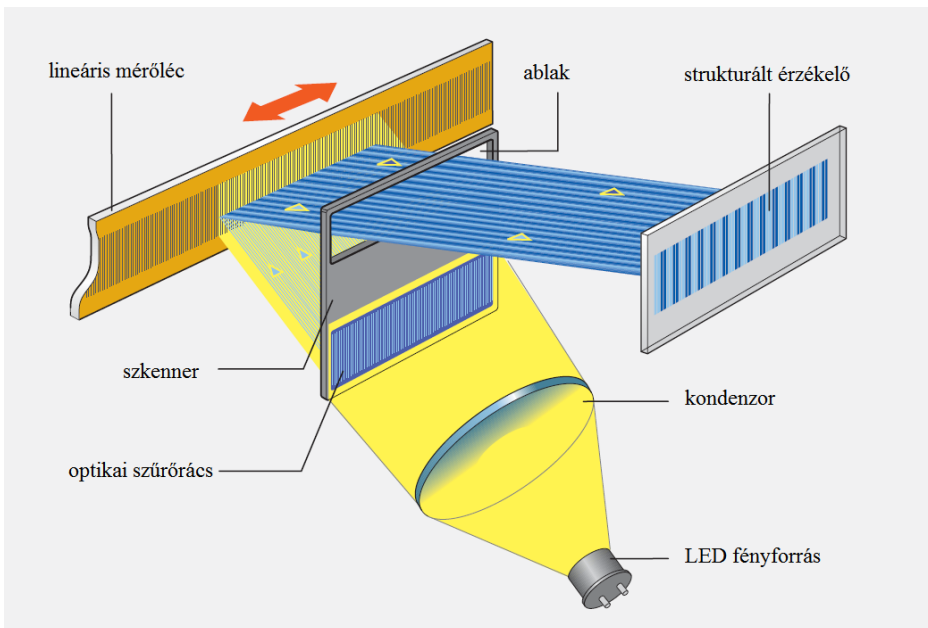
Az alapkivitelezéses inkrementális lécz/korong esetén egy bit pályával és egy optikai olvasóval a mérés felbontása $\pm \frac{s}{2}$, illetve $\pm \frac{s\alpha}{2}$. Modern fotolitográfiai eljárásokkal (ilyen a HEIDENHAIN német cég által kifejlesztett DIADUR, AURODUR és SUPRADUR eljárások) már nagyon nagy felbontóképességet is el tudnak érni ($1\mu\text{m} \dots 40\mu\text{m}$), lásd 6.5. ábra. Például a SUPRADUR folyamatban egy vékony átlátszó réteget visznek az elsődleges fényvisszaverő rétegre. Aztán egy rendkívül vékony, kemény króm réteget alkalmaznak a rácsréttegnek, így nagyon érzéketlen a szennyezésre, a rétegződés alacsony magassága miatt, gyakorlatilag nincs por-, szennyeződés- vagy vízrészecske, ami felhalmozódhat a két visszaverő réteg között.



6.5. ábra. SUPRADUR eljárás inkrementális lécek kivitelezésére

A nagy felbontású fotolitografált rácsotat szkennelési módszerrel érzékelik (olvassák). A kimeneti jelek egyetlen szkennelésből származnak. A nagy pásztázó mező, a finom rácsszerkezetű optikai szűrés szerkezete és a fotóérzékelő konstans jelminőséget generál a teljes tartományon belül. Mivel egyszerre több rést világít meg, így robusztusabb, és nagyon alacsony

hibát és jel-zaj viszonyt tud biztosítani. A képképzés a vetített fény segítségével működik. A kondenzor optikai lencse a pontszerű fényforrás divergens fénysugaraiból egy párhuzamos sugárforrást hoz létre, mely az optikai szűrőrácson halad át. A két egyenlő módon beosztott rácsszerkezet (lineárisan skálázott mérőléc és optikai szűrőrács) relatívan elmozdul egymáshoz képest. Az optikai szűrő anyaga transzparens, míg a lécszerkezet lehet transzparens vagy visszaverő felület. Amikor a párhuzamos fényhullámok áthaladnak az optikai szűrőn, a fénycsíkok (a sötét és megvilágított felületek) egy jól meghatározott s lépésre lesznek egymástól. Amikor a két rács elmozdul egymáshoz viszonyítva, a beeső fény intenzitása modulálva lesz, ha a hézagok teljesen igazodnak egymáshoz, akkor a megvilágítás értéke maximális, a fény áthalad, ha a lécvonalai egybeesnek az optikai szűrő réseivel, akkor a fény egyáltalán nem halad át. A speciálisan kialakított szkennelő rácsszerkezet oly módon szűri a fényt, hogy kvázi szinuszos jelet produkál. A fotóérzékelő ezeket a fényjeleket elektromos jellé alakítja át, mely későbbi feldolgozásra kerül.

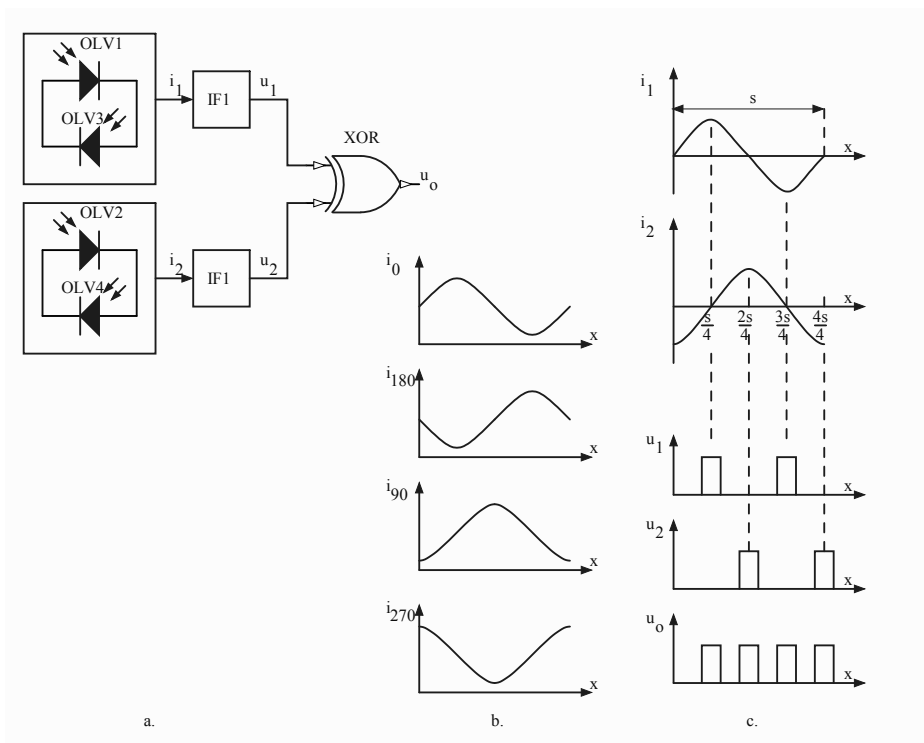


6.6. ábra. Fotoelektromos szkennel felépítése

Az érzékelők (OLV1, OLV3), illetve (OLV2, OLV4) kettőnként antipárhuzamosan kapcsolódnak (6.7.a. ábra), és négy szinte szinuszos formájú jelet generálnak (6.7.b. ábra), melyek 90 fokos fáziseltolásban vannak egymástól ($i_0, i_{90}, i_{180}, i_{270}$). Az antipárhuzamos kapcsolás következtében az általuk létrehozott elektromos jelek (áramok) páronként kivonódnak egymásból, és két, az Ox tengelyre szimmetrikus szinuszos i_1 és i_2 hullámalakot hoznak létre (6.7.c. ábra), melyek 90 fokos fáziseltolásban vannak:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_0 - i_{180} \\ i_2 &= i_{90} - i_{270} \end{aligned} \quad (6.3)$$

A szinuszos jelekből az IF1 és IF2 impulzusformáló egységek impulzusokat



6.7. ábra. Fotelektromos szkennert működése

formálnak, melynek u_1 és u_2 kimeneteit egy XOR digitális kapuba kötjük, melynek u_o kimenetén megkapjuk a jelet, amelynek impulzusait ha megszámláljuk, arányos lesz az elmozdulás értékével egy nagyon jó felbontással.

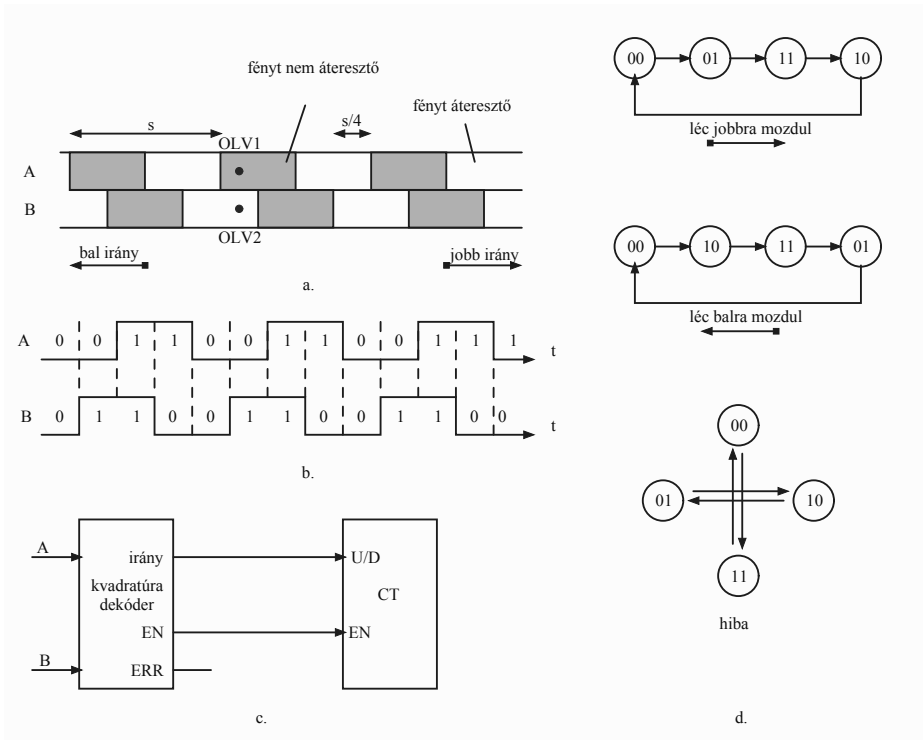
Látható, hogy az impulzusok közötti lépés nem s , hanem $s/4$, vagyis az olvasás felbontása négyszer javult (olvasási hiba $\pm s/2/4 = \pm s/8$). További finomítást **interpolációval** oldanak meg, mely által két egymást követő u_o impulzus közé további n számú impulzust generálnak, ezáltal a felbontás n -szer javul, így az elért felbontóképesség $\pm s/8n$.

Van megoldás arra is, hogy az inkrementális lécc elmozdulási irányát meghatározzuk, még akkor is, ha az elmozdulás folyamatát nem a számítógép vagy egy más egység vezérli, melynek adataihoz nem férünk hozzá. Erre a célra egy réses pálya helyett két réspályát készítenek a mérőlécre (vagy korongra) $s/4$ téreltolással és két egy vonalban helyezkedő rögzített optikai olvasóval (6.8.a. ábra). Az OLV1 és OLV2 olvasók logikai 0-t olvasnak, amikor fényt nem érzékelnek, és logikai 1-et, amikor fényt érzékelnek. A 6.8.b. ábrán a két digitális jel idődiagramját látjuk, amikor a lécc jobbra mozdul el állandó sebességgel. Az (AB) sorozat balra vagy jobbra mozduláskor négyenként ismétlődik, ez látható a 6.8.d. ábrán bemutatott véges automata állapotain keresztül (tipikus implementációja a **kvadratúra dekódernek**), ugyanakkor az illegális hiba eset is látható, amikor mindkét A és B bit értéke egyszerre változik meg. A kvadratúra dekódert szokták használni a számláló irány (U/D) és engedélyező (EN) jeleinek kigenerálására (6.8.c. ábra), melyet a véges automata állapotváltozásainak segítségével határoz meg. A detektált irány függvényében a dekóder megváltoztatja az irány kimenetét, ezáltal a számláló is megváltoztatja a számolási irányát. Azonos megoldást jelent az is, ha egyetlen réses pálya marad, és az olvasók vannak eltolva $s/4$ lépéssel.

6.2. Abszolút kódolású helyzetmérő érzékelők

Amint láttuk, az inkrementális érzékelő csak akkor mér abszolút koordinátát, ha a lécc (korong) elmozdulási iránya szinkronizált a bináris számláló előre/vissza számlálási parancsával. Természetesen kezdetben egyeztetni kell a lécc (korong) és a számláló nulla pontját (értékét). Építenek és használnak olyan digitális mérőléceket (főleg korongokat), amelyek egy bit helyett n bites kódot tartalmaznak (n bitpálya). Itt is az optikai olvasóvonal (amelyen elhelyezkedik az n bit olvasója) rögzített (ez a koordináta origója), és a lécc/korong mozdul el.

Az abszolút kódolású érzékelőket a használt kód típusa szerint osztályozzuk: eszerint léteznek természetes bináris, illetve Gray-kódú típusúak.



6.8. ábra. Elmozdulás irányának meghatározása

Minden abszolút kódolású érzékelő a geometriai maszkolást használja a kódok előállításához.

6.2.1. Természetes bináris kódolású abszolút helyzetmérő érzékelők

A természetes bináris kód egy természetesen súlyozott kód, ahol egy szám n bitből áll (egész, pozitív szám):

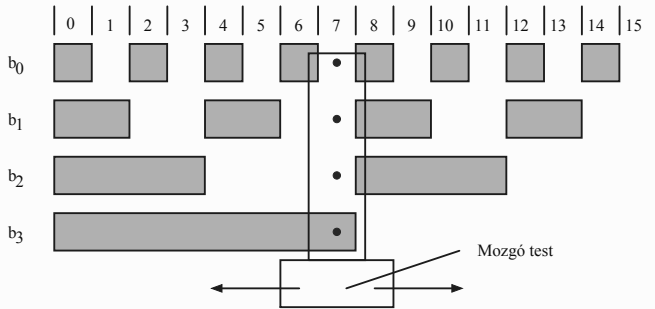
$$N_2 = b_{n-1}b_{n-2}b_{n-3}\dots b_2b_1b_0,$$

ahol a b_k bitek súlya 2^k . Tehát az N_2 bináris számot tízes alapú értéké alakítva:

$$N_2 \rightarrow N_{10} = b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + \dots b_22^2 + b_12^1 + b_0. \quad (6.4)$$

Egy tisztán természetes bináris kódolású lécs 4 bites felépítését mutatjuk be a 6.9. ábrán, ahol a mozgó test a tízes alapú 7-es (természetes bináris

0111) pozícióban található (a szürke részek 0 bitértékűek, a színtelen részek 1 biteket jelentenek). A léceosztáson látható a felső részén beírt tízes



6.9. ábra. Természetes bináris kódolású 4 bites helyzetmérő

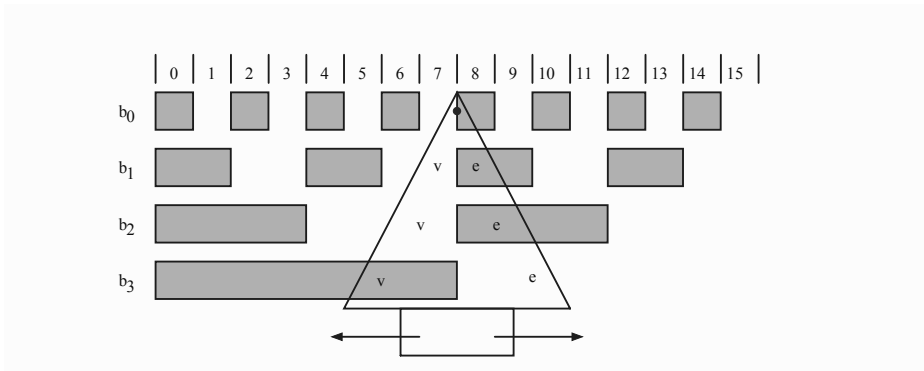
számrendszerű értéke a megfelelő bináris számnak. Például a 13-as értéknél a $b_3b_2b_1b_0$ bitek értéke 1101. Mivel egy bit x térbeli hossza a lépés (s), egy adott helyzetben (az elmozdult lécc) a lécc koordinátája

$$x = N \cdot s, \quad (6.5)$$

ahol N a leolvasott ($\dots b_3b_2b_1b_0$) szám. A rajzon látható helyzetben az olvasó értékei 0111, ami a tízes számrendszerben a 7-es számnak felel meg, tehát a lécc helyzete:

$$x = 7 \cdot s.$$

A most leírt kódkonfiguráció nem alkalmas gyakorlati használatra, mert egyes átmenetek megkövetelik, hogy két vagy több bitérték egyszerre változzon meg. Például a 7-es pozíciótól a 8-as pozícióig minden bitérték megváltozik (0111 \rightarrow 1000). Hacsak a változás nem egyidejű, a pozíció helytelen beolvasása következik be. Ezt a problémát a **V típusú** olvasóval (6.10. ábra) vagy a Gray-kódolással (6.11. ábra) küszöbölik ki. Ez annyit jelent, hogy a b_0 pályán egy olvasó marad, a többi b_k pályán az olvasóvonal-tól szimmetrikusan, 2^{k-1} távolságra egymástól két-két olvasót helyeznek el: az egyik az **előremutató** bitet olvassa (b_{ke}), a másik a **visszamaradó** bitet olvassa (b_{kv}). Rajzunkon (6.10. ábra) az előremutató bitek olvasására használt érzékelőket e-vel, a visszamaradó bitekét pedig v-vel jelöltük. A b_{ke} és b_{kv} bitek egyszerű logikai művelettel adják a b_k bitek értékeit, melyeket a



6.10. ábra. Természetes bináris kódolású 4 bites helyzetmérő V olvasóval

(6.6) egyenletekkel adunk meg:

$$\begin{aligned}
 b_0 &= b_0, \\
 b_1 &= \bar{b}_0 b_{1e} + b_0 b_{1v}, \\
 b_2 &= \bar{b}_1 b_{2e} + b_1 b_{2v}, \\
 b_3 &= \bar{b}_2 b_{3e} + b_2 b_{3v}.
 \end{aligned}
 \tag{6.6}$$

Ezáltal egy n bites abszolút kódoló lécz/korong $(2n-1)$ olvasóval rendelkezik. Ezek térbeli pontos elhelyezése bonyolult, ezért azt a megoldást találták, hogy a b_0 pálya marad változatlanul, míg a b_1, b_2, \dots stb. pályákat két-két pályára osztják, és úgy építik a kódoló korongot/léchet, hogy a b_{ke} előremutatató pálya 2^{k-2} lépéssel tolódik balra, míg a visszamaradó b_{kv} pálya 2^{k-2} lépéssel tolódik jobbra. Ezáltal az összes olvasó ($b_0, b_{1e}, b_{1v}, b_{2e}, b_{2v}, \dots$) a b_0 olvasó függőleges tengelyéhez képest szimmetrikusan helyezkedik el. Ezt nevezik **vonalmonti V olvasásnak**.

6.2.2. Gray-kódolású abszolút helyzetmérő érzékelők

A Gray-kódot arra a célra alakították ki, hogy két szomszédos bináris szám **csak egy bitben** különbözzön. Az átalakítás szabályának követésére írjuk fel ugyanazon értékű számot természetes bináris és Gray-kódban:

$$\begin{aligned}
 N_2 &= b_{n-1} b_{n-2} b_{n-3} \dots b_3 b_2 b_1 b_0 \\
 N_G &= G_{n-1} G_{n-2} G_{n-3} \dots G_3 G_2 G_1 G_0.
 \end{aligned}$$

Az n bites $(G_{n-1}G_{n-2}\dots G_1G_0)$ Gray-kód átalakítása a szokványos tízes rendszerbe a következő képlet szerint végezhető el:

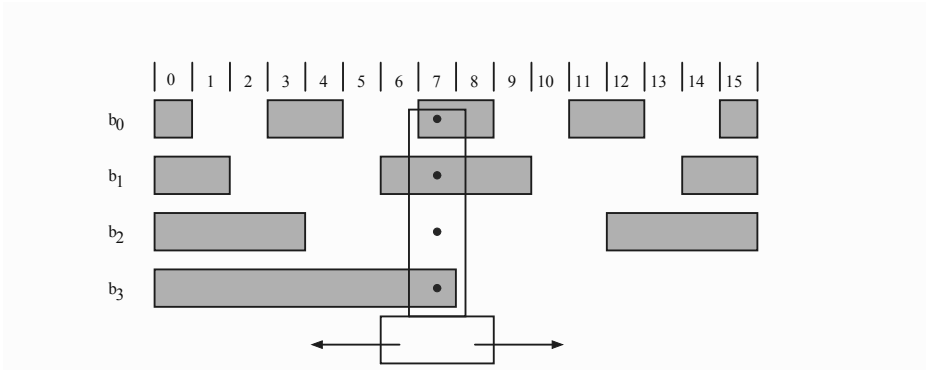
$$N_{10} = G_{n-1}(2^n - 1) \pm G_{n-2}(2^{n-1} - 1) \pm \dots \pm G_1(2^2 - 1) \pm G_0(2^1 - 1),$$

ahol a $+$ és $-$ előjelek bizonyos szabály szerint alakulnak.

Természetes bináris kódból Gray-kódba a (6.7) szerint alakítunk át:

$$\begin{aligned} G_{n-1} &= b_{n-1} \\ G_{n-2} &= b_{n-1} \oplus b_{n-2} \\ G_{n-3} &= b_{n-2} \oplus b_{n-3} \\ &\dots \\ G_0 &= b_1 \oplus b_0. \end{aligned} \tag{6.7}$$

képlettel történik, kizáró-vagy (XOR) művelet segítségével. Például a tízes számrendszerű 9-es (természetes bináris 1001) átalakítása Gray-kódba 1101-et eredményez. A Gray-kódú n pályás mérőléc/korong bitjeit egy olvasóvonallal mentén olvassák le (n olvasó, ezek adják a $G_{n-1}G_{n-2}G_{n-3}\dots G_3G_2G_1G_0$ biteket). Egy 4 bites Gray-kódolású abszolút helyzetmérő érzékelőt mutatunk be a 6.11. ábrán, ahol észrevehető, hogy elmozduláskor mindig csak egyetlenegy helyértéken változik a beolvasott bit értéke. Az ábrán a tízes



6.11. ábra. Gray-kódolású 4 bites abszolút helyzetmérő

számrendszeri 7-es pozícióban található mozgó test Gray-kódban 0100-nak felel meg.

Gray-kódból természetes bináris kódba már ismert az eljárás:

$$\begin{aligned}
 b_{n-1} &= G_{n-1} \\
 b_{n-2} &= b_{n-1} \oplus G_{n-2} \\
 b_{n-3} &= b_{n-2} \oplus G_{n-3} \\
 &\dots \\
 b_0 &= b_1 \oplus G_0
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

kizáró-vagy (XOR) művelet segítségével.

Következtetések:

- az abszolút kódolású mérőlécek/korongok az olvasóvonalhoz viszonyított elmozdulási koordinátát mérik (x vagy α);
- mivel a bitbeosztás hossza s (s_α), a mérés pontatlansága $\pm s/2$ ($\pm s_\alpha/2$), illetve a bemutatott eljárásokkal a felbontást akár százszor is lehet növelni;
- gyakorlatilag inkább mérőkorongokat építenek mind természetes bináris, mind Gray-kóddal, 10...17 bittel. Ezek felbontóképessége megfelelően 10'...5", míg a korong forgási sebessége szintén megfelelően 3000 ford/min...57 ford/min.

II. rész

**MENNYISÉGEK MÉRÉSE
ÉRZÉKELŐKKEL**

7. fejezet

Fordulatszám mérése

Forgómozgást végző test szögelfordulása α [rad]; szögsebessége ω [rad/s], szöggyorsulása ε [rad/s²]. De a leggyakrabban mért mennyiség a fordulatszám (n), amely a forgó test által egy perc alatt megtett fordulatok számát mutatja [ford/min; rot/min]. Lényegében ez a forgásfrekvencia [1/sec; ford/sec]. A leghatékonyabb mérési módszer egy korongon található körön egyenletesen elhelyezett z számú jel (lyuk, fog) olvasása:

- 1 fordulat alatt z impulzust kapunk;
- ν fordulati frekvencián [ford/sec] $z \cdot \nu$ impulzust kapunk [imp/sec].

Az így előállított impulzusok frekvenciája:

$$f = \nu \cdot z = \frac{n}{60} \cdot z, \quad (7.1)$$

ahol n [ford/min] a szokványos fordulatszám. Vagyis az n fordulatszám méréséhez egy frekvenciát kell mérnünk, ami digitális bináris számlálóval egyszerű, szokványos eljárás, ugyanis ha egy CT számláló bemenetére τ idő alatt f frekvenciájú impulzusokat küldünk, akkor a számlált N impulzus-szám (a CT kimeneti értéke):

$$N = f \cdot \tau. \quad (7.2)$$

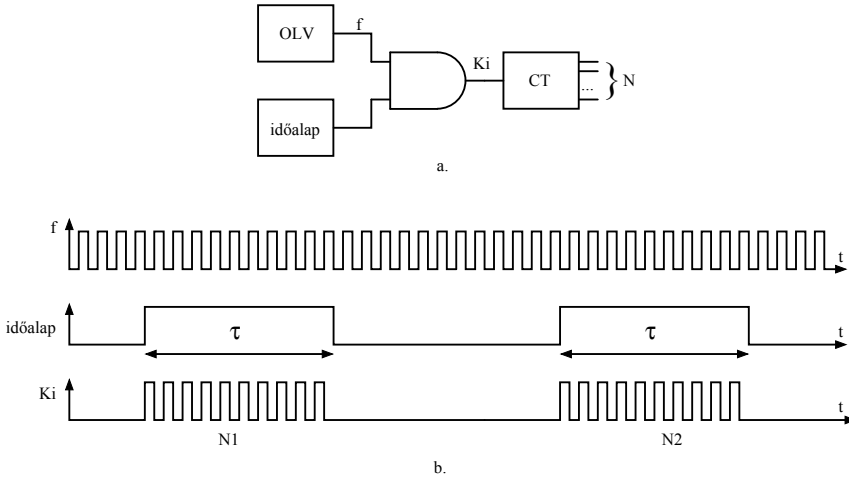
Ha figyelembe vesszük az f , n , és z közötti (7.1) összefüggést, akkor

$$N = \tau \cdot \frac{n \cdot z}{60}. \quad (7.3)$$

Majd innen kifejezzük az n fordulatszámot:

$$n = \frac{60}{\tau \cdot z} \cdot N = k_n \cdot N \quad \left[\frac{\text{ford}}{\text{min}} \right], \quad (7.4)$$

ahol a k_n állandó értékű. Az $n = k_n \cdot N$ méréssel lényegében a forgó test τ idő alatti **fordulatszámát (közéérték)** határozzuk meg a 7.1. ábra szerinti kapcsolás szerint. Ez a megoldás megfelel a folyamatos, egyirányú forgású



7.1. ábra. Fordulatszám közéértékének mérése

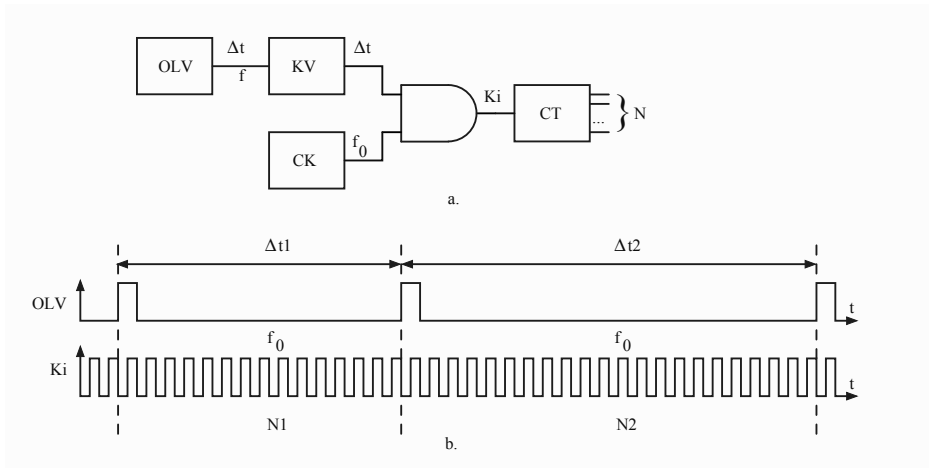
testek fordulatszám-mérésének igényéhez (pl. motor/generátor fordulatszáma, az autók bütykös tengelyének a fordulatszáma).

Kis fordulatszám vagy gyakran változó forgó sebesség esetén érdekel a „pillanatnyi” fordulatszám értéke, sőt gyakran a forgás iránya is. A módszer lényege két szomszédos referenciajel (lyuk, fogaskerék, fogköz) megtételéhez szükséges idő mérése, amit a 7.2. ábra kapcsolása szerint érhetünk el. A CK jelgenerátor $f_0 \gg f$ frekvenciájú impulzusokat küld a logikai ÉS kapuhoz. A CT számláló Δt idő alatt számlálhatja az f_0 frekvenciájú impulzusokat. A két szomszédos lyuk/fog útjának a megtételéhez szükséges idő:

$$\Delta t = \frac{s_\alpha}{\omega}, \quad (7.5)$$

ahol $s_\alpha = \frac{2\pi}{z}$ a korongon mért szöglépés. Behelyettesítve az s_α szöglépést és kifejezve az ω szögsebességet a frekvencia függvényében kapjuk:

$$\Delta t = \frac{2\pi}{z \cdot 2\pi f} = \frac{1}{z \cdot f} = \frac{60}{z \cdot n}, \quad (7.6)$$



7.2. ábra. Fordulatszám pillanatnyi értékének mérése

A CT számláló kimenetén az impulzusok száma:

$$N = f_0 \cdot \Delta t = f_0 \cdot \frac{60}{n \cdot z}, \quad (7.7)$$

tehát a Δt idő alatti fordulatszám (a forgó test részére gyakorlatilag a **pil-
lanatnyi fordulatszám**):

$$n = 60 \cdot \frac{f_0}{z} \frac{1}{N}, \quad (7.8)$$

vagyis n a CT számlálta N szám fordítottjával arányos.

Látható, hogy ha a CT számlálási kapacitása N_{max} , akkor van egy mi-
nimális fordulatszám, amíg ilyen mérést lehet eszközölni:

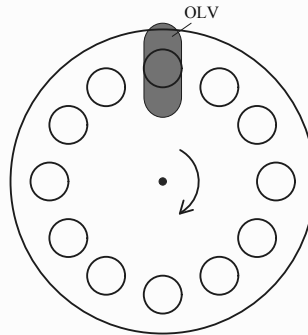
$$n_{min} = 60 \cdot \frac{f_0}{z} \frac{1}{N_{max}}, \quad (7.9)$$

tehát n_{min} alatt a rendszer nem méri a fordulatszámot (pl. ABS rendsze-
reknél).

Tekintsünk át néhány gyakrabban használt megoldást a forgó test se-
bességének érzékelésére.

7.1. Optikai korong és olvasó

Az OLV optikai olvasó rögzített, míg a z lyukakkal ellátott korong forog, n fordulatszámmal (7.3. ábra). Az optikai olvasós megoldás igen kényelmes,

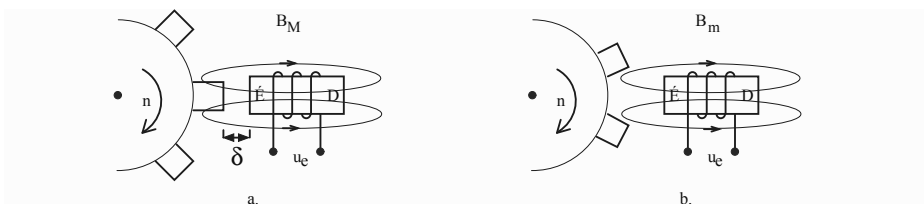


7.3. ábra. Fordulatszámérés optikai koronggal

de csak tiszta környezetben működtethető. Por, olaj, más szennyező anyagot tartalmazó közeg esetén az optikai korong/olvasó kevésbé használható.

7.2. Elektromágneses olvasó

Ez egy forgó ferromágneses (acél) fogaskerékhez közel elhelyezett ($\delta = 2 \dots 4$ mm) tekercselt állandómágnes-olvasót jelent (7.4. ábra). Az É-D állan-



7.4. ábra. Fordulatszámérés állandómágnes-olvasóval

dómágnes keresztmetszete S felületű, a tekercs N menetszámú. A mágnes két szélső helyzet között helyezkedhet el a forgó fogaskerékhez képest:

- ha a mágnes fogközében van (7.4.a. ábra), akkor a mágneses indukció maximális (B_M), így a tekercsben a mágneses fluxus is: $\Phi_M = B_M \cdot S$;
- ha a mágnes két fog közötti üreg (7.4.b. ábra) előtt van (fogköz), ekkor az indukció minimum értéken van (B_m), úgyszintén a fluxus is: $\Phi_m = B_m \cdot S$.

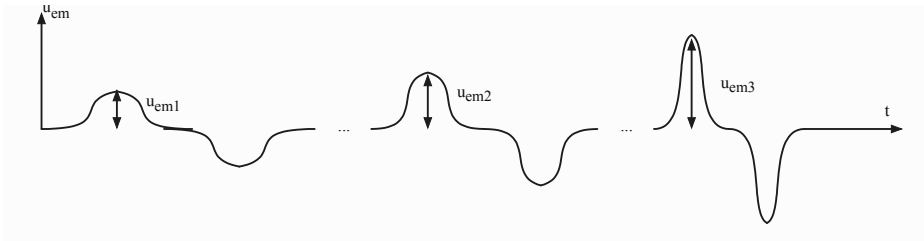
A mágneses fluxusváltozás elektromotoros indukált feszültséget hoz létre:

$$u_e = -N \frac{d\Phi}{dt} \simeq -N \frac{\Phi_M - \Phi_m}{\Delta t} \quad (7.10)$$

Behelyettesítve a (7.6) összefüggést a (7.10) egyenletbe kapjuk:

$$u_e \simeq -N \frac{\Phi_M - \Phi_m}{60} \cdot z \cdot n, \quad (7.11)$$

tehát a képletből is látható, hogy u_e értéke az n fordulatszámmal arányosan változik. Nagyobb n értékre korlátozni kell a maximális elektromotoros



7.5. ábra. Indukált elektromotoros feszültségek a fordulatszám függvényében

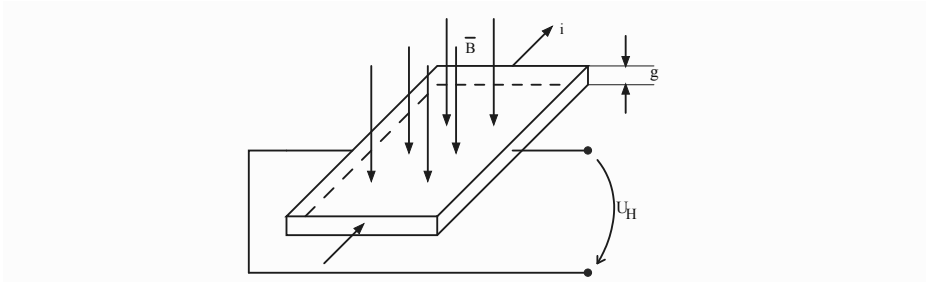
feszültség értékét, n kisebb értékére akár az elektronikai egység érzékenységi határa alá eshet u_e amplitúdója.

Ezen fordulatszám-érzékelőt (olvasót) az amplitúdó fordulatfüggése miatt elég visszafogottan alkalmazzák.

7.3. Hall-érzékelős olvasók

A Hall-jelenség bizonyos félvezetőből kialakított vékony rétegben érzékelhető (7.6. ábra). A félvezetőn i villamos áramot vezetünk keresztül, a lapot erre merőleges B indukciójú mágneses térbe helyezük, és a téglatest harmadik felületpárján U_H Hall-feszültséget mérünk:

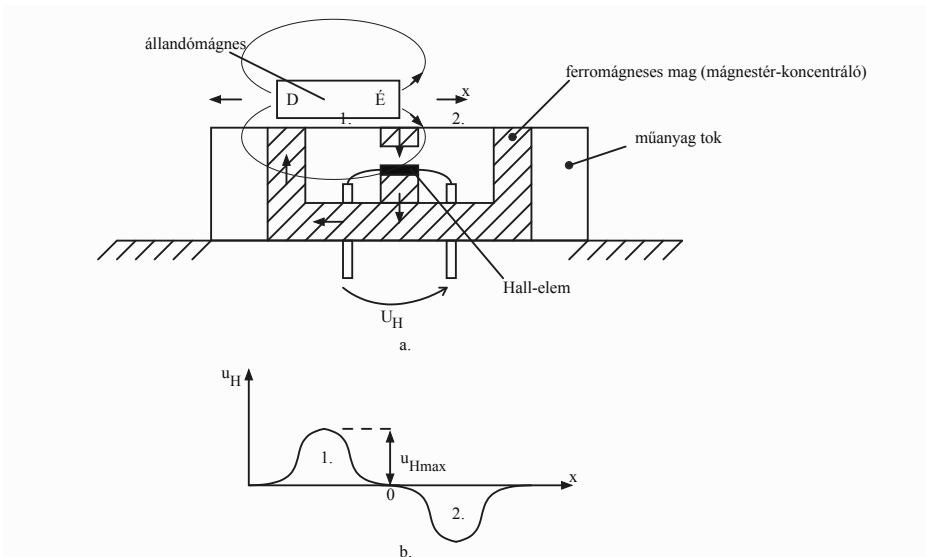
$$U_H = K_H \cdot B \cdot i, \quad (7.12)$$



7.6. ábra. Hall-érzékelő elvi felépítése

ahol K_H anyagállandó. A (7.12) képlet a (\vec{B}, i) szög $\pi/2$ értékére igaz, másképp ez beszorozódik $\sin \alpha$ -val, ahol $\alpha = (\vec{B}, i)$.

Fordulatszám-mérő olvasónál $i = \text{állandó}$ áramot juttatunk a Hall-elembe, így az U_H feszültség kizárólag a B mágneses indukciótól függ. Gyakori Hall-elem félvezetők az InSb, GaAs, InAs, InP. Egy Hall-elemes olvasó felépítését mutatjuk be a 7.7.a. ábrán. Rögzített tokban mágnes-tér-



7.7. ábra. a. Hall-elemes olvasó b. Generált feszültség

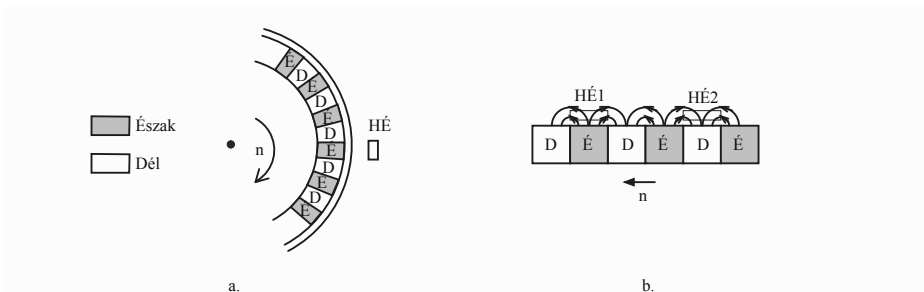
koncentráció vasmag található. A központi légrésben van elhelyezve a Hall-elem. A műanyag tok előtt egy állandó mágnes mozdulhat el. A rajzon

látható 1. helyzetben az észak pólusból kiinduló mágneses erőter a Hall-elemen fentről lefele hatol át és egy $+U_H$ értéket gerjeszt (7.7.b. ábra). Amikor az állandómágnes a 2. helyzetben lesz (elmozdul az x tengely mentén), a Hall-elemen a szintén észak pólusból kiinduló B mágneses indukció az előbbivel ellentétes (lentől felfele) irányban halad át a Hall-elemen, és ez $-U_H$ feszültséget gerjeszt. Fontos megjegyeznünk, hogy a képződött Hall-feszültség csúcserkéke (U_{Hmax}) független az állandó mágnes mozgási sebességétől.

A következőkben bemutatunk két, gyakran használt Hall-érzékelős, fordulatszám mérésére alkalmazott megoldást.

7.3.1. Mágneses csapágytömítő-gyűrűs vagy póluskerék Hall-fordulatszám-mérő

A forgó testre (pl. belső égésű motor főtengelye, az autó kereke, kapcsolószekrény egyik tengelye) állandó mágnesekből kialakított tárcsát (csapágytömítő) vagy póluskeréket csatolnak, amelynek az n fordulatszámát kell mérni (7.8.a. ábra). A Hall-érzékelő (HÉ) 0,5...3 mm távolságra van az É-D váltakozást létrehozó tárcsától. Ha a Hall-érzékelő HÉ1 helyzetben



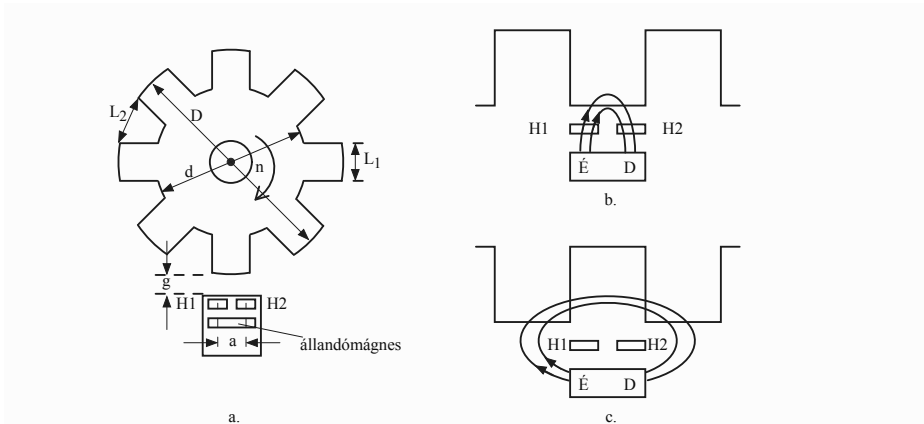
7.8. ábra. Fordulatszám-mérés póluskerékkel a. Kivitelezés b. Működési elv

van, akkor az **észak pólusból kiinduló** B mágneses indukciójú erővonalak lentől felfele hatolnak a Hall-elembe, míg a HÉ2 helyzetben a **dél pólusba torkolló** mágneses erővonalak fentről lefele hatolnak, ami nyilvánvalóan a Hall-feszültség két ellentétes félhullámát hozza létre.

Tehát a Hall-érzékelő lapka, lényegében, párhuzamosan van elhelyezve a tárcsa (póluskerék) felületéhez viszonyítva (7.8.b. ábra).

7.3.2. Fogaskerék vagy ferromágneses fogastárca és külső állandó mágnessel rendelkező Hall-érzékelő

A még gyakoribb megoldás, hogy egy olvasófejbe elhelyezett rögzített állandómágnes előtt halad a mérendő tengelyre rögzített fogaskerék. Ez lehet a kapcsolószekrény egyik fogaskereke, amely aktív része a kapcsolószerkezetnek, vagy egy kis koercivitású ferromágneses fogazott tárcsa.



7.9. ábra. Fordulatszám-mérés fogazott tárcsával a. Kivitelezése b. Olvasás fogközében c. Érzékelés fogárokkal szemben

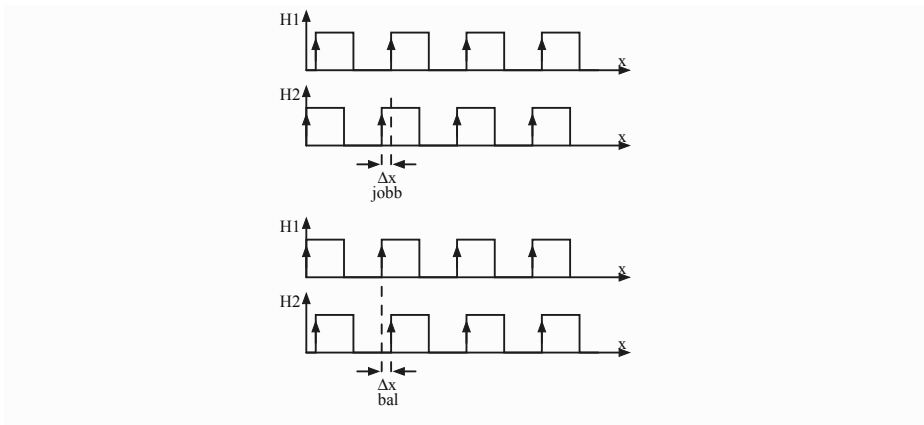
A 7.9.a. ábra a fordulatszám-mérésre kialakított fogazott tárcsát mutatja be: a fogak külső átmérője D , a fogárok átmérője d , L_1 foghossz, L_2 fogárokhossz. A H_1 és H_2 Hall-érzékelők a távolságra vannak elhelyezve egy állandó mágnes és a fogazott tárcsa közé. A g légrés $0,5 \dots 3$ mm lehet.

A továbbiakban bemutatjuk a két szélső helyzetet:

- ha az olvasófej a **foggal szemben található** (7.9.b. ábra), akkor az állandómágnes erővonalai a H_1 és H_2 érzékelőkön haladnak át, megfelelő feszültséget állítva elő (u_{H1} és u_{H2}).
- ha az olvasófej a **fogárokkal szemben van** (7.9.c. ábra), akkor az állandómágnes erőtervonalai igyekeznek a mágneses anyagban haladni, így elkerülik a H_1 és H_2 Hall-érzékelőt, tehát $u_{H1} = u_{H2} = 0$.

Nyilván a fordulatszám mérésére elegendő lett volna csak egy Hall-érzékelő. Azért van két érzékelő, hogy az u_{H1} és u_{H2} feszültségek fázisviszonyából ki lehessen venni egy új, fontos adatot: a forgás (mozgás) irányát. A forgás irányát a két Hall-érzékelő kimenő jelének digitális impulzussá alakítása

alapján határozzák meg. A 7.10. ábrán x a fogazott tárcsa kerületének az



7.10. ábra. Forgás irányának meghatározása

elmozdulása. A $H1$ és $H2$ négyszögjelek lépése (periódusa) $L = L_1 + L_2$. Amint látható, a forgás irányától függően (bal/jobb) az érzékelők jelei más-képp vannak eltolva (Δx). Ezt a fáziskülönbséget (Δx , de végül időpillanat különbség) dekódozzák, hogy meghatározzák a forgás irányát. Ez fontos olyan alkalmazásoknál, mint az ABS (Anti-lock Braking System) és a HHF (Hill Holder Function) – a lejtőn való elindulást segítő rendszereknek a járművek felépítésében (akadályozza a hátra mozdulást).

7.4. Magnetorezisztív érzékelős olvasók

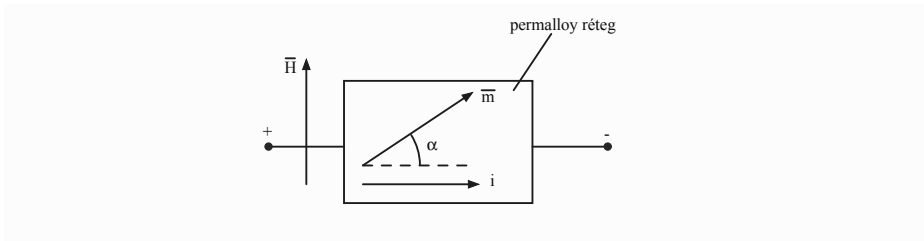
A magnetorezisztív jelenséget már Lord Kelvin fedezte fel 1857-ben, amikor észrevette a vasdarab elektromos ellenállásának a változását külső mágneses tér hatására. Több mint száz év múlva, 1970-ben R. P. Hunt jegyezte találmányát, az első magnetorezisztív érzékelőt. A jelenségnek két fő változata van:

- AMR (Anisotrope MagnetoResistance): **anizotróp** jelenség, amely irányfüggő, és az ellenállás-változás mértéke néhány százalék nagyságrendű. Az AMR-t használják érzékelők (mágneses térerősség mérése) felépítésében;
- GMR (Giant MagnetoResistance): **óriás** mágnesellenállás, amelyet 1988-ban fedezett fel és ezért 2007-ben fizikai Nobel-díjat kapott

Peter Grünberg és Albert Fert. A GMR jelenség lehetővé tette a merevlemezek tárolókapacitásának rohamos fejlődését. A GMR a tudomány egy új ágába sorolható: ez a spin-elektronika, röviden spin-tronika.

7.4.1. AMR magnetorezisztív érzékelők

A magnetorezisztív (MR) érzékelők mágneses vékonyrétegből készült keskeny mágneses csíkokból épülnek fel. Egyik legalkalmazottabb anyag a permalloy, egy vas-nikkel ötvözet (15% Fe, 80% Ni, 5% Mo). Az MR jelenséget a 7.11.a. ábrán mutatjuk be: a mágneses vékonyréteg \bar{m} állandó



7.11. ábra. Magnetorezisztív jelenség

mágnesességgel rendelkezik, ami az anyag elektron spinjeiből jön létre. Külső mágneses tér hiányában az \bar{m} magnetizáció a fémcsík hosszában helyezkedik el, mely megegyezik az i áram irányával, amelyet a fémcsíkba vezetünk. Ha a fémcsíkra külső \bar{H} , az \bar{m} nyugalmi irányára merőleges, mágneses tér hat, ez az \bar{m} mágnesességgel α szöggel való elfordulásához vezet. Az \bar{m} -re ható forgatónyomaték:

$$\bar{M} = \bar{m} \times \bar{B} = \bar{m} \times (\mu\bar{H}),$$

ami a fémcsík ellenállásának ΔR -rel való módosulását okozza:

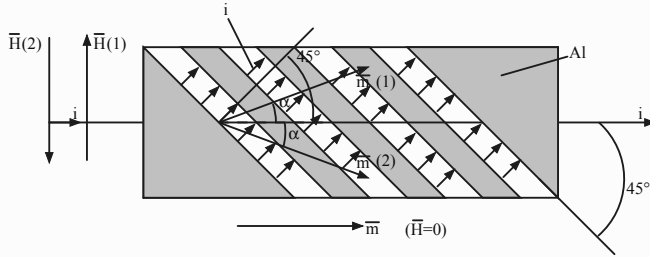
$$R = R_0 + \Delta R_0 \cdot \cos^2 \alpha \quad (7.13)$$

Az α szög értéke a

$$\sin \alpha = \frac{H}{H_s} \quad (7.14)$$

képlet szerinti, ahol H_s a mágneses anyagra jellemző állandó (permalloynál $H_s = 1000 \dots 2000$ A/m); valamint $H < H_s$. Permalloy esetében $\Delta R_0/R_0$

értéke (1,5...3)%. A (7.13) összefüggés erősen nemlineáris függőséget fejez ki ΔR_0 és H között, és a jelenség alig érzékelhető kis mágneses térerősségek esetén. Lineáris érzékelőkarakterisztikát és nagyobb érzékenységet a Barber-pole felépítéssel érünk el (7.12. ábra). A mágneses vékonyrétegből



7.12. ábra. Barber-pole magnetorezisztív érzékelő

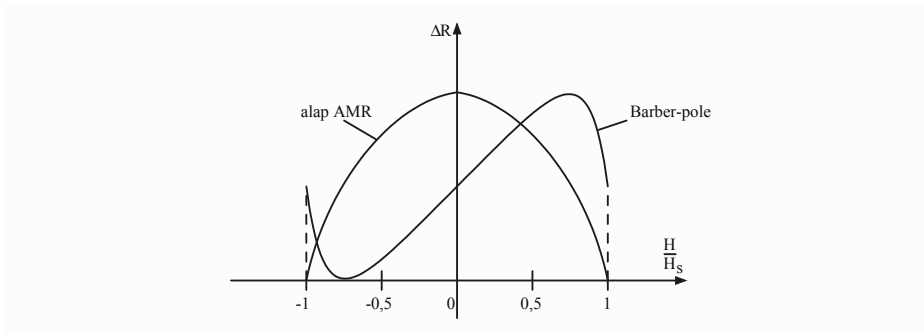
hosszú keskeny csík ($H = 0$ esetén az \bar{m} mágnesezettség a csík hosszába irányul) felületére 45° dőlésirányba alumíniumréteg csíkokat párologtatnak fel. Az i áram a nagy vezetőképességű Al-csíkok között az ezekre merőleges irányba folyik (minimális ellenállás a mágneses rétegben). Az ábrán feltüntettük, hogy a H (1) irányára az \bar{m} magnetizáció a nulla irányhoz képest felfele tér ki α szöggel, (2) irányra lefele. Így az i és \bar{m} közötti szög értéke (a (7.13) képletben szereplő α helyett) $\frac{\pi}{4} \mp \alpha$. Ezzel a (7.13) képletben szereplő ΔR_0 ellenállást tartalmazó tag a (7.15) szerint alakul:

$$\Delta R = \Delta R_0 \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{4} \mp \alpha\right) = \frac{\Delta R_0}{2} (\cos(\alpha) \pm \sin(\alpha))^2 = \frac{\Delta R_0}{2} (1 \pm \sin(2\alpha)). \quad (7.15)$$

A (7.15) képletből látható, hogy a H (1) irányára az ellenállás nő, míg (2) irányra csökken. A ΔR függése a külső H mágneses térerősségtől, tekintetbe véve a (7.13), (7.14) és (7.15) képleteket, a 7.13. ábrán látható (a görbéknek kísérleti tartozékuk van, hisz mind ΔR_0 , mind α a H -tól függenek).

7.4.2. Magnetorezisztív fordulatszámérők

A magnetorezisztív ellenállásokat négyesével építik be az olvasófejbe (Wheatstone-híd fésűs elrendezésű magnetorezisztív anyagú négy ellenállás hálózat), olyan irányítással, hogy a két-két egymással szembe kötött ellenállásnak ugyanolyan ΔR változása legyen, míg a szomszédos ellenállások ellenkező irányba változzanak.



7.13. ábra. Barber-pole magnetorezisztív érzékelő statikus karakterisztikája

A kerékforgás magnetorezisztív érzékelőket alapvetően két változatban építik meg:

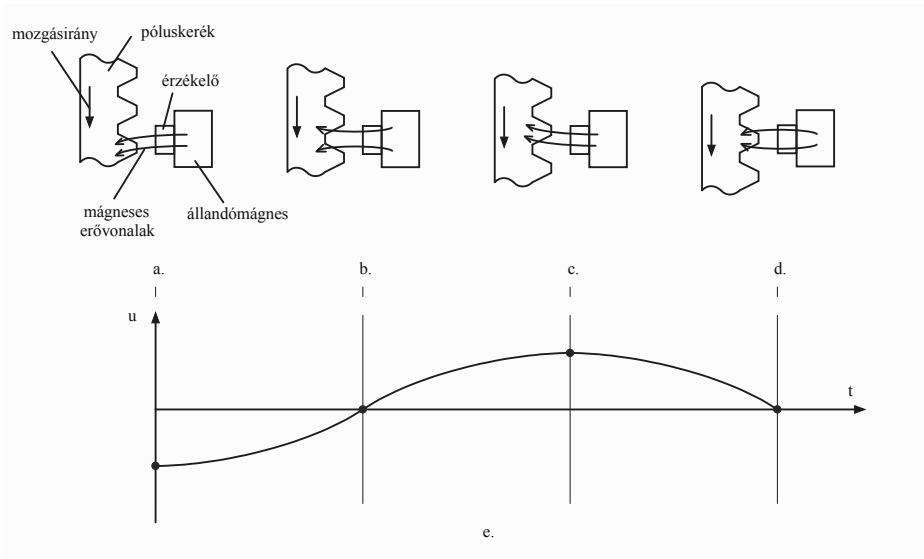
- póluskerék (ferromágneses) mint jeladó tárcsa (mint az elektromágneses olvasónál);
- kerékcsapágy tömörítőgyűrűjére integrált észak-dél pólusokkal ellátott tárcsa.

Az első esetben az olvasófejnek kell tartalmaznia az állandómágnest, az MR érzékelőhidat és a jelfeldolgozó áramköröket. Egy ilyen MR olvasó rendszer működése a 7.14. ábrán látható. Az olvasófejbe állandómágnes van építve, amely póluskerék felé eső részén van az északi pólus. Az olvasófej és a póluskerék helyzetétől függően négy szélső helyzetet mutat be az ábra:

- a. és c. állapotoknál a mágneses erővonalak a fogárok két falánál ellenkező irányba ferdülnek el, amely hatására a magnetorezisztív híd ellenállásai ellentétes irányba változtatják értékeiket, aminek hatására, negatív, illetve pozitív félhullám csúcsot érünk el;
- b. és d. állapotoknál a mágneses erővonalak egyformán haladnak át az ellenállásokon (mind a négy MR ellenálláson i és \bar{m} által bezárt szögek egyenlőek), és a Wheatstone-híd kimenetén nulla feszültség keletkezik.

Nyilván a hullám periódusa alapján mérni lehet a kimenő u jel frekvenciáját, tehát a fordulatszám középértékét a (7.4) képlet szerint, vagy a fordulatszám pillanatnyi értékét a (7.8) képlet szerint.

A kerék forgásirányát meg lehetne határozni, ha egy fog és fogárok távolságnyin belül két Wheatstone-hidat helyeznénk el (mint a H1 és H2 Hall-érzékelős olvasók a 7.10. ábra), és meghatároznánk a két híd kimenő jeleinek fázishelyzetét.



7.14. ábra. Magnetorezisztív kerékforgás-érzékelő (a., b., c., d.) és a Wheatstone-híd kimenő feszültsége (e.)

A gyakorlatban a Wheatstone-híd tervezői a hidat „megfelezték”, azaz egy tokon belül két egymástól független magnetorezisztív ellenállás-hálózatot hoztak létre. A két kimenőjéből meghatározható:

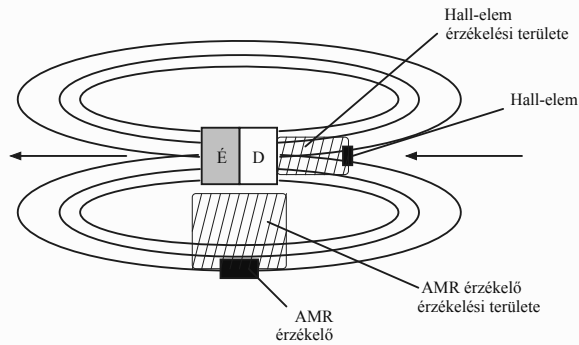
- a fáziskülönbségből a forgás iránya;
- a jel amplitúdójából a jeladókerék és a magnetorezisztív érzékelő közötti távolság, ami jó működési feltétel mellett 0,5...3 mm.

Megjegyzés:

Összegezve a Hall- és magnetorezisztív érzékelők felhasználását, fordulatszám mérésre a 7.15. ábrán feltüntetjük az É-D állandómágnes erővonalaihoz viszonyított érzékelő elhelyezését.

7.5. Fordulatszám mérése sztroboszkóppal

A **sztroboszkóp** olyan műszer, amely periodikusan ismétlődő fényvillanást bocsát ki a mérendő mozgó testre. Ha a forgó (rezgő) test frekvenciája



7.15. ábra. Hall és AMR magnetorezisztív érzékelők elhelyezése a mágneses térben

bizonyos arányban van a flash-fény frekvenciájával, akkor a forgó test helyben állónak tűnik, mivel minden villanáskor a test ugyanazon pontját éri megvilágítás.








A jelenséget 1832-ben fedezte fel Simon Ritter von Stampfer, akinek köszönhető a sztroboszkóp elnevezés is (a görög „sztrobosz” = örvény és „szkopein” = látni szavakból). A sztroboszkópot felhasználják mind forgótestek forgássebességének, mind rezgések (mechanikai, hang) frekvenciájának mérésére. A sztroboszkóp egy szabályozható és mérhető frekvenciájú generátorból, valamint flash fényforrásból áll. Gyakran használt flash fényforrások:

- neon, LED fényforrás gyengébb megvilágításhoz;
- xenon, HeNe lézer fényforrás közepes és erős megvilágításhoz.

A flash fényforrás villanásainak a frekvenciáját Hz-ben vagy FPM-ben (Flashes Per Minute) fejezik ki.

Itt csak a forgássebesség (fordulatszám – ford/perc, rot/min, RPM – Rotation Per Minute) mérésével foglalkozunk, amit a forgórész rögzített, optikailag követhető jelének (festett, ragasztott, alkatrész részlet) az elhelyezése szerint különböztetünk meg.

a.) A forgó test valamely **tengely hosszában** való forgórészre lehet elhelyezni egy optikai jelt (vonal, pont stb.) Az 7.16. ábrán a forgótengelyorsó végére rögzített sugárirányú vonalat festünk, és ennek a villanófényben, különböző frekvenciákon látható álló képeit. Az első képen az álló helyzetben észlelhető vonalat látjuk. Ha a flash-fény frekvenciája kisebb, mint a tengely

Pl. $n = 3000$ rot/min fordulatszám						
						
	$n/3$	$n/2$	n	$2n$	$3n$	$4n$
FPM	1000	1500	3000	6000	9000	12000
$n=0$	FPM $\leq n$			FPM $>n$		

7.16. ábra. Sztroboszkópminták fordulatszám mérésére

fordulatszáma, és az $FPM = \frac{n}{k}$, $k \in \mathbb{N}$ számbeli összefüggés érvényes, a szemünk szintén álló vonalat lát. Ha $k = 1$, akkor $FPM = n$. Ha a flash-fény frekvenciája egész többszöröse a fordulatszámnak ($FPM = j \cdot n$, $j \in \mathbb{N}$), akkor az állókép a vonal a körfelületen j egyenlő távolságra található vonalcsokorból áll.

Tehát az n fordulatszámot az álló ábrától függően a flash-fény FPM frekvenciájából határozzuk meg. A gyakorlati eljárásban a FPM frekvenciát az n -nél magasabb értéknél kezdik folyamatosan változtatni (csökkenteni), míg be nem áll az első egyvonalas kép. Ilyenkor:

$$n = FPM \quad (7.16)$$

b.) A forgóttest tengelyhosszában nincs elérhető rész, ekkor a forgóttest valamely **kerületi felületére** rögzítünk egy jelt (ez lehet akár fényvisszaverő felület a mérés automatikus lefolyásához). Az n fordulatszámot az $FPM \gg n$ frekvenciákról indulva lehet mérni. Az FPM frekvenciát folytonosan csökkentve, amikor először látunk álló képet, akkor $FPM1 = k \cdot n$, majd a további frekvenciacsökkentés nyomán a közvetlen első új álló képnél $FPM2 = (k - 1) \cdot n$. Kiküszöbölve k -t megkapjuk a test fordulatszámát:

$$n = FPM1 - FPM2. \quad (7.17)$$

A gyártók ma olyan sztroboszkópokat gyártanak, amelyben képérzékelő van beépítve, és az előbb leírt mérési folyamatot automatikusan végzik el: nagyobb FPM frekvenciáról kiindulva, folyamatos frekvenciacsökkentés mellett a műszer rögzíti az egymást követő frekvenciákat, és a (7.17) szerint meghatározza, illetve kijelzi a fordulatszámot.

8. fejezet

Gyorsulás és mechanikai rezgések mérése

Egyenesvonalú mozgás úttörvénye $x(t)$, a sebesség $v = dx/dt$ és a gyorsulás $a = d^2x/dt^2$. Mivel az integrálás és a deriválás elektronikus eszközökkel könnyen kivitelezhető, a gyorsulás méréséhez elegendő bármelyik mozgásváltozó (x , v , a) mérése. A gyorsulásmérő-érzékelőket két fő paraméterrel jellemzik:

- a gyorsulás amplitúdójának alsó és felső határa g -ben kifejezve ($g = 9,81 \text{ m/s}^2$ a Föld gravitációs gyorsulása). Például egy piezoelektromos gyorsulásérzékelő 1g...500g gyorsulási határok között mérhet.
- a gyorsulás időbeli változásának (rezgés) az alsó és felső frekvenciahatára (pl. 20 Hz... 10 kHz).

A gyorsulás nagyon nagy értékét **sokknak** (lökés impulzus) nevezzük, értéke akár 10^5 g is lehet.

8.1. Gyorsulásmérési alapelvek

A gyorsulásmérésnek két alapelve van:

- m tömegű testre ható $F = m \cdot a$ **tehetetlenségi erő mérése** (inerciális módszer) közvetlen (pl. piezoelektromos) vagy közvetett (rugalmas anyag alakváltozásának a mérése) módon.

- mozgásban lévő felület vagy pont **kilengésének (x) a mérése**, általában optikai lézer eszközzel, amiből kétszeri deriválással megkapjuk a gyorsulást.

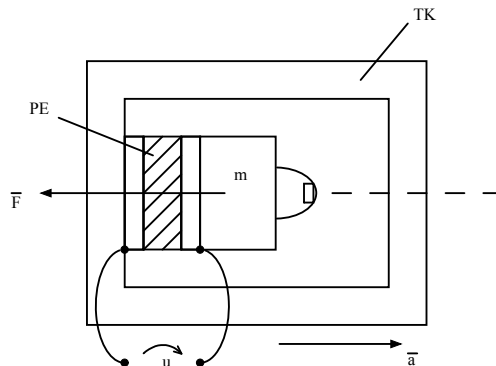
A gyorsulásérzékelők a mozgást mérik (x , v , a), aminek le kell szögeznünk a referenciapontját (origóját). A mozgás referenciája szerint ezt a következőképpen nevezzük:

- **abszolút rezgés**, ha a mozgás origóját a mozgó test valamely pontjához kötjük. Az inerciális gyorsulásmérők mind abszolút gyorsulást (rezgést) mérnek.
- **relatív rezgés**, ha a mozgás origója a mozgó testen kívül található, általában rögzített pont. Ilyen módon mérünk az optikai módszerekkel.

A tehetetlenségi erő mérésén alapuló gyorsulásmérők, amint említettük, az erő közvetlen vagy közvetett mérésén alapszik.

8.1.1. Gyorsulásmérés közvetlen erőméréssel

A közvetlen erőmérést a 8.1. ábrán követhetjük. A TK tokban PE pi-



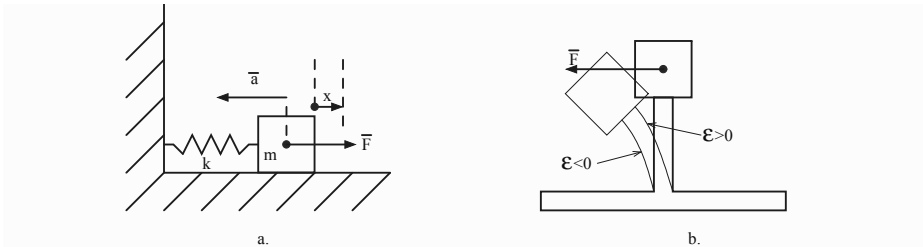
8.1. ábra. Gyorsulás mérése közvetlen erőméréssel

ezelektromos anyagot helyezünk két kondenzátor síklap közé, amelyre az m tömegű testet egy előfeszítő csavarral rögzítjük a tokhoz. Az \vec{a} gyorsulás hatására létrejön az $\vec{F} = -m \cdot \vec{a}$ tehetetlenségi erő, amely hatására a piezoelektromos érzékelő u feszültséget állít elő, ami az F erővel arányos. Mivel a PE előfeszített, a piezoelektromos érzékelő az \vec{a} gyorsulás minkét irányában mér.

8.1.2. Gyorsulásmérés közvetett erőméréssel

A közvetett erőmérési eljárásoknál valamely rugalmas anyagra rögzített m tömegű test F erő hatására való elmozdulását mérik:

a. Ha az m tömeg lineáris k rugóállandójú rugóra van kötve, amelynek másik vége rögzített (8.2.a. ábra), az \bar{a} gyorsulás hatására a test x elmozdulást ér el:



8.2. ábra. a. Lineáris elmozdulás b. Konzol elhajlása

$$F = m \cdot a = k \cdot x. \quad (8.1)$$

Innen kifejezhető a gyorsulás:

$$a = \frac{k}{m} \cdot x, \quad (8.2)$$

vagyis ha mérjük az x elmozdulást, akkor tulajdonképpen a gyorsulást mérjük.

Az x elmozdulást potenciométerrel, induktív vagy kapacitív elmozdulásérzékelővel mérhetjük. Ezek közül a legelterjedtebb a kapacitív gyorsulásmérő. De említsük meg az elektromágneses gyorsulásmérőt is, amely az F erő hatására történő x elmozdulás sebességét méri.

b. Ha az m tömegű testet egy rugalmas konzolra erősítjük (8.2.b. ábra), az \bar{a} gyorsulás, illetve az $\bar{F} = -m \cdot \bar{a}$ tehetetlenségi erő hatására a konzol rugalmasan eltér. A konzol felületén a $\pm \varepsilon$ megnyúlás mérhető piezorezisztív vagy nyúlásmérő bélyeg segítségével. Tehát ε méréssel végeredményként az a gyorsulás értékét kapjuk meg.

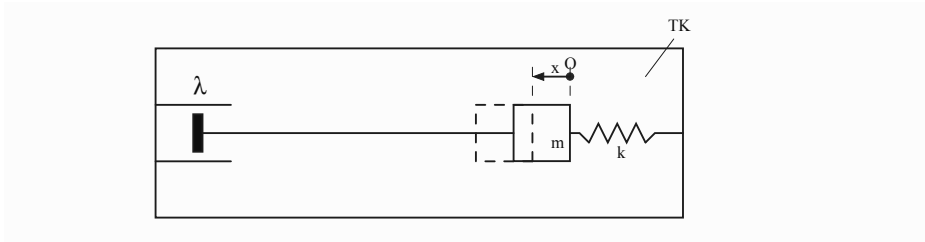
Tekintsünk néhány jelenséget, eseményt és az ezekkel járó gyorsulási értékeket:

- 1 g a Föld gravitációs gyorsulása;

- 0...2 g emberi mozgások;
- 5 g...30 g gépjármű mozgása;
- 100 g...2000 g nagyobb közlekedési baleset;
- 5000 g...100000 g sokk (pl. rakétabecsapódás).

8.2. A mechanikai rezgésmérés alapjai

A gyorsulás mérése szorosan kapcsolódik a mechanikai rezgésekhez, amiből kifolyólag elemezzük a **másodfokú rezgő rendszert**, erőltetett külső rezgőmozgás hatása alatt. A 8.3. ábrán látható TK tokban egy mechanikai lengőrendszer található: m tömegű tehetetlen test, rugó k rugóállandóval és lengéscsillapító elem λ csillapítási együtthatóval. A tokra F külső erő hat.



8.3. ábra. Mechanikai rezgésmérés elve

Az m tömegű test mozgását **abszolút koordináta-rendszerben** elemezzük, a mozgás O origója a tokhoz rögzített pont. Ha $F = 0$, akkor a test elmozdulása $x = 0$. Ha $F \neq 0$, akkor az x elmozdulás a következő egyenlettel fejezhető ki:

$$F = m \frac{d^2 x}{dt^2} + \lambda \frac{dx}{dt} + kx. \quad (8.3)$$

Az egyenletet elosztva m tömeggel kapjuk:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{\lambda}{m} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{k}{m} \cdot x = \frac{F}{m}. \quad (8.4)$$

Bevezetjük a szokásos jelöléseket:

$$\omega_0^2 = \frac{k}{m}, \text{ tehát } \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

a rezgőrendszer **saját** szögfrekvenciája;

$$2\beta\omega_0 = \frac{\lambda}{m}; \quad \beta = \frac{\lambda}{2m\omega_0} = \frac{\lambda}{2\sqrt{m \cdot k}}$$

a rendszer **csillapítási tényezője**. A (8.4) egyenlet a

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\beta\omega_0 \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{F}{m} \quad (8.5)$$

alakúvá válik. A külső mechanikai rezgést (amit mérni akarunk) az F erő jellemzi. Tekintsük az alapesetet, amelyben a külső erő szinuszos:

$$F = F_{max} \sin(\omega t), \quad (8.6)$$

ahol ω a külső erő szögfrekvenciája. A (8.5) egyenlet átalakul:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\beta\omega_0 \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{F_{max}}{m} \cdot \sin(\omega t) \quad (8.7)$$

egyenletté. A differenciálegyenlet szerint az m test elmozdulása

$$x = X_{max} \sin(\omega t - \varphi) \quad (8.8)$$

szerint történik, amely X_{max} amplitúdója függ az ω/ω_0 frekvencia aránytól. Az m test gyorsulása a (8.8) egyenlet kétszeres időbeli deriválásával kapható meg:

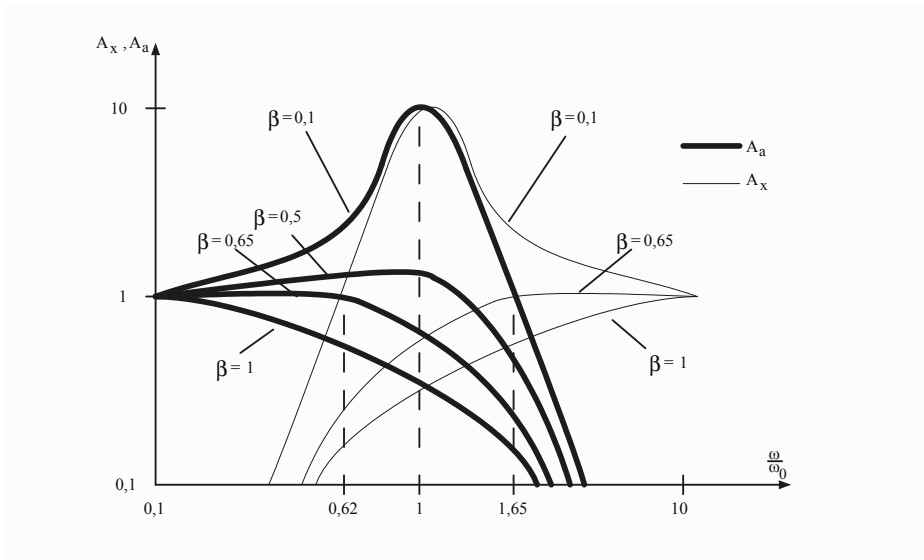
$$a = -\omega^2 X_{max} \sin(\omega t - \varphi), \quad (8.9)$$

ahol a gyorsulás amplitúdóját jelöljük $A_{max} = \omega^2 X_{max}$.

Ha bevezetjük az elmozdulás és gyorsulás relatív kifejezéseit:

$$A_x = \frac{X_{max}}{\frac{F_{max}}{m\omega_0^2}}; \quad A_a = \frac{A_{max}}{m}, \quad (8.10)$$

akkor a 8.4. ábrán látható egyetemes görbecsaládot lehet felrajzolni. Ahol a relatív amplitúdó értéke egység értékű, ott az m tömegű test mozgástörvénye azonos a külső F erő változásával (vagyis a rezgés mozgástörvényével). Az ábrán látható, hogy β kis értékeire az $\omega = \omega_0$ frekvencián fellép a mechanikai rezonancia jelensége. Mérés szempontjából az a kritikus β csillapítású tényező értéke a legfontosabb, amelynél az A_a , ill. A_x a legszélesebb frekvenciasávban egyenlő az egységgel. A görbecsaládon feltüntettük a kritikus pontokat:



8.4. ábra. Gyorsulás és elmozdulás amplitúdói a rezgés- és a sajátfrekvencia függvényében

- $\beta = 0,65$ értékeire és $\frac{\omega}{\omega_0} < 0,62$ frekvenciatartományban $A_a = 1$, vagyis az m test gyorsulása követi híven az F erő változási törvényét. Tehát az $\omega \in (0; 0,62] \omega_0$ intervallumban az m tömeg **a gyorsulását** kell mérni. Ezt piezoelektromos, piezorezisztív, kapacitív érzékelőkkel lehet kivitelezni. Ezen érzékelők $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$ saját frekvenciája nagy értékű (10 kHz...200 kHz), amit **kis m tömeggel** érhetünk el. Így, a külső rezgés (F) mérhető frekvenciatartománya nullától akár 150 kHz-ig terjedhet.
- $\beta = 0,65$ értékeire és $\frac{\omega}{\omega_0} > 1,65$ frekvenciatartományban $A_x = 1$, vagyis az m tömeg x kitérése követi a külső rezgést. Itt az **x elmozdulást** célszerű mérni. Induktív vagy potenciométer érzékelőket lenne célszerű használni, de ez nem alkalmazott a gyakorlatban. De a mérés kivitelezhető az elektromágneses gyorsulásmérővel. Itt az $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$ saját frekvencia kis értékű (0,5 Hz...100 Hz), amit nagy tömeggel érnek el.

A $\beta = \frac{\lambda}{2\sqrt{m \cdot k}}$ értéket a gyártó állítja be a λ , m és k mennyiségek megfelelő kiválasztásával.

8.3. Gyorsulásmérő és rezgésmérő érzékelők típusai

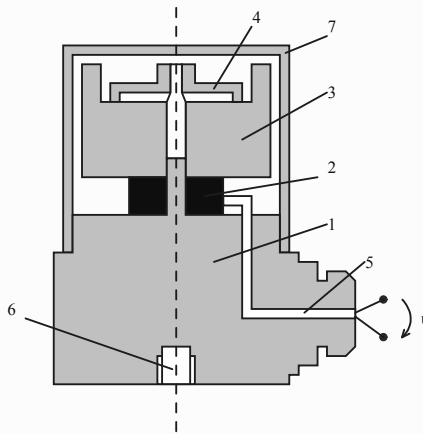
A gyorsulás- és rezgésmérő eszközök legnagyobb része inerciális típusú, vagyis a gyorsulás mérése egy m tömegű test tehetetlenségi erejének mérésén keresztül valósul meg közvetlen vagy közvetett úton:

- közvetlen erőméréssel működnek a piezoelektromos gyorsulásmérők;
- közvetett erőmérést hasznosítanak a piezorezisztív, nyúlásmérő ellenállásos, kapacitív és a szervo-elektromágneses gyorsulásmérők.

Külön kategóriát képeznek az elektromágneses és az optikai (lézeres) rezgésmérők.

8.3.1. Piezoelektromos gyorsulásmérők

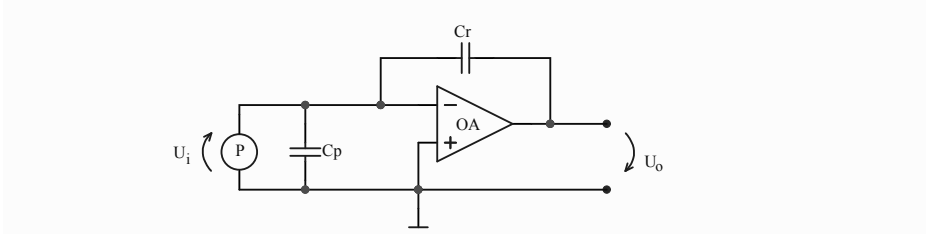
A piezoelektromos gyorsulásmérőket másodfokú lengőrendszerként alakítják ki, amely tartalmazza az m , λ és k elemeket. A 8.5. ábrán látható



8.5. ábra. Piezoelektromos gyorsulásmérő

központilag előfeszített gyorsulásmérő érzékelő (1) alaptestét a mérendő rezgő testre rögzítik a (6) csavarmentes furattal (más változatban ragasztással). Az érzékelő rész a (2) piezoelektromos testből, az m tehetetlen tömegből (3) és a k membránrugóból (4) áll. A λ csillapítást az érzékelőbe zárt levegő biztosítja, amely rezgőmozgásnál a (3) test és a (7) érzékelőház között áramlik. A piezoelektromos kondenzátoron kialakuló töltések az (5) kábelcsatornán

keresztül jutnak el a feldolgozó egységhez. A piezoelektromos gyorsulás-érzékelő belső impedanciája kapacitív, ezért töltéstranszfer erősítést kell alkalmazni (8.6. ábra).



8.6. ábra. Töltéstranszfer erősítő

Erő hatására a P piezoelektromos elemen q villamos töltés jön létre, amely az érzékelő C_p kapacitáson $\frac{q}{C_p}$ feszültséggel érzékelhető. Az erősítő kimenő feszültsége:

$$U_o = \frac{C_p}{C_r} \cdot U_i = \frac{q}{C_r}, \quad (8.11)$$

vagyis a q töltés teljesen átment a C_r kondenzátorra.

Piezoelektromos anyagnak használják a kvarcot is, de sokkal előnyösebb a PZT (ólom-zirkónium-titanát) alkalmazása, amelynél a piezomodulok 150-szer nagyobbak a kvarcénál. Mikroérzékelőkben a PZT-t vékonyréteggként vitezlik ki, míg az inerciális tömeg akár mikrogram nagyságú lehet.

A 8.5. ábrán bemutatott gyorsulásérzékelőnél a jelkábelen gyenge jel van, és ez komoly árnyékolást igényel. Egy sokkal jobb megoldást az IEPE (Integral Electronics Piezo Electric) változat kínál, amelynél a 8.6. ábrán látható töltéserősítőt és más elektronikai áramköröket az 1 alaptestbe építik be (8.5. ábra), ezáltal a jelátvitel és az elektronika tápellátását kétszálás kábelrel oldják meg, és BNC csatlakozót használhatnak.

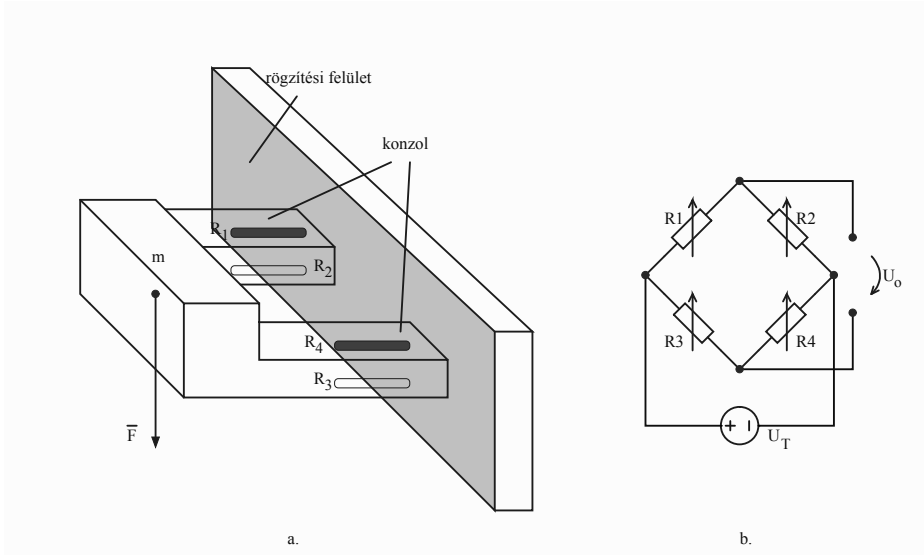
Megjegyzés. A 3.2. alfejezetben bemutattuk, hogy a piezoelektromos érzékelők nem mérnek állandó erőt (tehát gyorsulást), csak időben változót.

8.3.2. Piezorezisztív és nyúlásérzékelős gyorsulásmérők

Piezorezisztív jelenségen alapuló gyorsulásmérőket mikroérzékelőkben alakítanak ki, mivel a piezorezisztív jelenség szennyezett félvezető ellenállásban jelentős (2.1.3. alfejezet). A piezorezisztív gyorsulásmérők lényegében

felfüggesztett tömeg (pl. konzolra – tartóelemre) erő hatására történő elmozdulását mérik a felfüggesztési elemben fellépő mechanikai megnyúlás segítségével.

A 8.7.a. ábrán egy konzolfelfüggesztésű tömeggel megvalósított piezorezisztív gyorsulásmérő vázlatja látható. Az érzékelő szerkezetében az



8.7. ábra. a. Piezorezisztív konzolos gyorsulásmérő b. Mérés Wheatstone-híddal

m tömeget rugalmas konzolokra függesztik. Gyorsulás hatására az $F = m \cdot a$ tehetetlenségi erő meghajlítja a konzolokat. A konzolba beépítik az R_1 , R_2 , R_3 , R_4 piezoellenállásokat. Az erő hatására az R_1 és R_4 ellenállásoknál megnyúlás lép fel ($R_1 = R_4 = R_0(1 + GF \cdot \varepsilon)$), míg a konzol másik oldalán található R_2 és R_3 ellenállások rövidülnek, így $R_2 = R_3 = R_0(1 - GF \cdot \varepsilon)$, ahol GF a piezorezisztív érzékenység:

$$GF = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon}$$

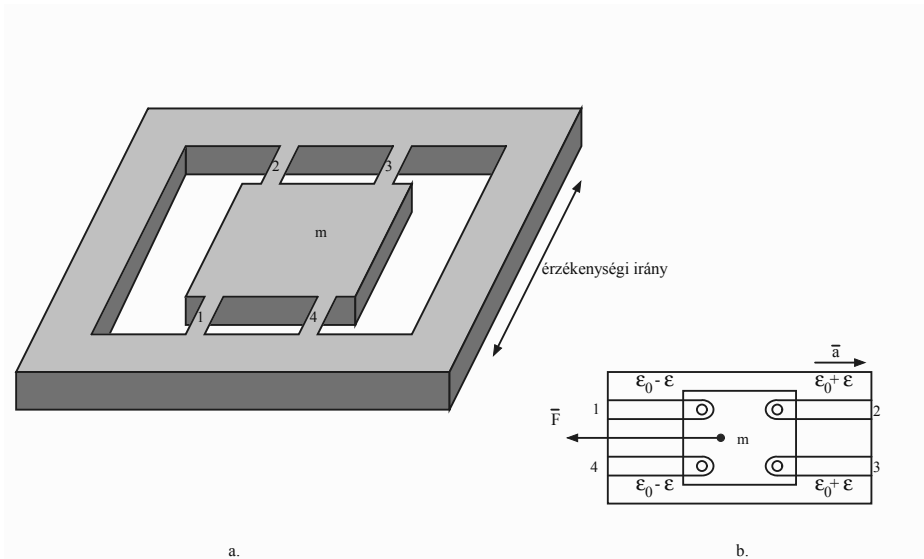
és ε a relatív megnyúlás. Láthatjuk, hogy jelen van az m tömeg és a k rugó. A konzolos struktúrát olajba merítik (folyadékkal töltik ki az érzékelő belső üregét), ezáltal biztosított a rezgő mozgás csillapítása (λ). A négy piezoellenállást Wheatstone-hídba kötik (8.7.b. ábra), amely kimenő feszültsége a

(2.51) képlet szerint:

$$U_o = U_T \cdot GF \cdot \varepsilon. \quad (8.12)$$

Az U_T tápfeszültség állandó, de a változó ε megnyúlás miatt az $u_o(t)$ kimenő feszültség időfüggő lesz.

A piezorezisztív gyorsulásérzékelő másik, szintén mikrostruktúrában kivitelezett változata a felfüggesztett m tömeg elmozdulásán alapszik (8.8.a. ábra). A felfüggesztési négy híd rugalmas közegként hat, és ezekbe építik



8.8. ábra. Piezorezisztív gyorsulásmérő mikrostruktúrában kialakítva

be a nyúlást mérő négy piezoellenállást, amelyek ε_0 megnyúlásra vannak előfeszítve. A struktúra belső üregét folyadékkal töltik meg, biztosítva a rezgő mozgás csillapítását. Ha az érzékenységi irányban \bar{a} gyorsulás hat, akkor az $\bar{F} = -m \cdot \bar{a}$ erő $\varepsilon = \Delta l / l$ megnyúlást hoz létre:

$$F = m \cdot a = k \cdot \Delta l; \text{ ahonnan } \Delta l = \frac{m}{l} \cdot a = \frac{a}{\omega_0^2},$$

tehát

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{a}{\omega_0^2 \cdot l}. \quad (8.13)$$

A felfüggesztési négy hídiban a megnyúlások $\varepsilon_0 - \varepsilon$ (R_1 és R_4), illetve $\varepsilon_0 + \varepsilon$ (R_2 és R_3). Az ellenállások a 8.7.c. ábra szerinti Wheatstone-híd kapcsolatba vannak kötve, így a kimenő feszültség a (8.12) szerint:

$$u_0 = \frac{U_T \cdot S}{\omega_0^2 \cdot l} \cdot a. \quad (8.14)$$

Ha a mechanikai hídágakat a gyorsulásmérő teljes mérési tartományában előfeszítésben akarjuk tartani, akkor a maximális megnyúlás $\varepsilon_{max} = \varepsilon_0/2$, vagyis:

$$\varepsilon_{max} = \frac{a_{max}}{\omega_0^2 \cdot l} = \frac{\varepsilon_0}{2}, \text{ ahonnan}$$

a maximálisan mérhető gyorsulás értéke:

$$a_{max} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \omega_0^2 \cdot l}{2}. \quad (8.15)$$

A képletben ω_0 a rezgő rendszer sajátfrekvenciája és l a piezoelektromos érzékelők hossza ε_0 megnyúlásnál.

Ha az ε megnyúlást a 8.7.a. és 8.8.a. ábrákon bemutatott gyorsulásmérőkben a rugalmas **rúd**ba **beépített** piezoellenállások helyett a **rúd felületére** helyeznek el fém- vagy félvezető nyúlásmérő réteget, akkor az említett érzékelők **nyúlásmérős** gyorsulásmérők lesznek.

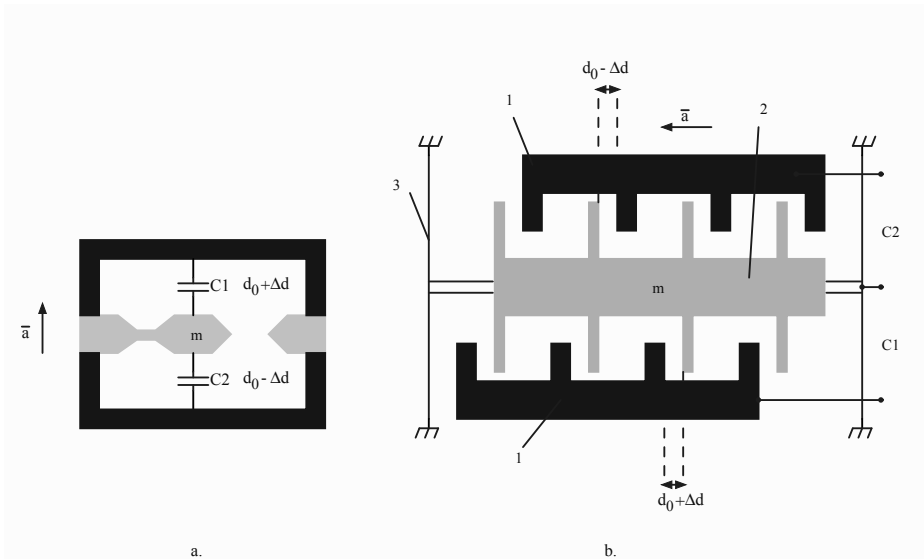
8.3.3. Kapacitív gyorsulásmérők

A 8.2.a. ábrán látható elvi gyorsulásmérésnél az x elmozdulást, amit az a gyorsulás hoz létre ((8.2) képlet), leggyakrabban kapacitív érzékelőkkel hasznosítanak. A 8.9. ábrán két típusú kapacitív gyorsulásmérő mikroérzékelőt mutatunk be. A 8.9.a. ábrán egy konzolra rögzített m tömegű testet látunk, amely a struktúra felső felületével C_1 , míg az alsó felével C_2 síkkondenzátorokat alkot. Az a gyorsulás hatására az m tömeg kileng, amely a C_1 -nél d_0 nyugalmi távolságot Δd -vel növeli, míg C_2 -nél Δd -vel csökkenti.

A 8.9.b. ábrán két rugalmas membránra (3) felfüggesztik a fésűs bordázatú m tömeget (2), amely a rögzített, szintén fésűs bordázatú testekkel (1) C_1 és C_2 kapacitású kondenzátorokat alkot. Az érzékelőre ható a gyorsulás a membránokat alakváltozásra kényszeríti, és így, egyszerűsítve, a síkkondenzátorok fegyverzeteti közötti távolságok $\pm \Delta d$ -vel módosulnak.

A síkkondenzátor kapacitása

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot S}{d}, \quad (8.16)$$

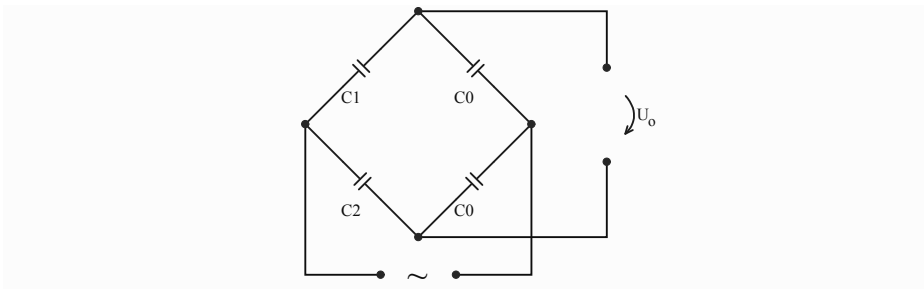


8.9. ábra. a. Konzolos gyorsulásmérő b. Fésűs gyorsulásmérő

ahol ε_0 a légüres tér abszolút és ε_r a dielektrikum relatív permittivitása. Mindkét kapacitív gyorsulásmérőnél a számlálóban megjelenő mennyiségek állandóak ($K = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot S$), így

$$C = \frac{K}{d}.$$

A C_1 és C_2 kapacitásokat Sauty-váltóáramú hídba kapcsoljuk (8.10. ábra), ahol C_0 állandó értékű kapacitás. A híd kimenő feszültsége:



8.10. ábra. Gyorsulás mérése Sauty-híddal

$$\underline{U}_0 = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1}. \quad (8.17)$$

A kapacitások értékei a tehetetlen test elmozdulása miatt:

$$C_1 = \frac{K}{d_0 + \Delta d}; \quad C_2 = \frac{K}{d_0 - \Delta d}, \quad (8.18)$$

ahol

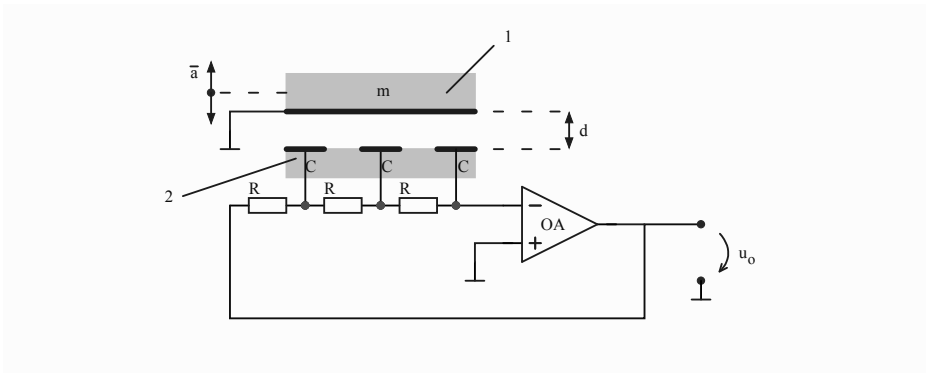
$$\Delta d = \frac{m}{k} \cdot a = \frac{a}{\omega_0^2}$$

a (8.2) képlet alapján. A (8.17) és (8.18) képletekből következik a kimenő feszültség:

$$\underline{U}_0 = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{\frac{K}{d_0 - \Delta d} - \frac{K}{d_0 + \Delta d}}{\frac{K}{d_0 - \Delta d} + \frac{K}{d_0 + \Delta d}} = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{\Delta d}{d_0} = \frac{U_T}{2d_0\omega_0^2} \cdot a, \quad (8.19)$$

tehát a kapacitív érzékelők közvetlenül a külső rezgés a gyorsulását mérik.

Létezik olyan kapacitív gyorsulásmérő érzékelő, amely a gyorsulást egy elektronikus oszcillátor frekvenciájából határozza meg. Egy ilyen érzékelőt és az áramkörti kapcsolást a 8.11. ábrán mutatunk be (ez nem mikroérzékelő). Az alsó kondenzátor fegyverzetsor rögzített, míg a felső, közös



8.11. ábra. Kapacitív gyorsulásmérő elektronikus oszcillátor segítségével

fegyverzete az m tömegű mozgó testre van rögzítve. Egy kapacitást a (8.16) és (8.17) képletekkel fejezhetünk ki, így:

$$C = \frac{K}{d_0 + \Delta d} = \frac{K}{d_0 + \frac{a}{\omega_0^2}}.$$

A három RC egység egy oszcillátor visszacsatolásába van kötve. Az oszcillátor rezgési frekvenciája:

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi R} \cdot \frac{d_0 + \frac{a}{\omega_0^2}}{K}. \quad (8.20)$$

A (8.20) kifejezésben jelöljük $A = \frac{\sqrt{6}}{2\pi R \cdot K}$ -val állandó részt, így ezt felírhatjuk mint:

$$f = A \cdot d_0 + A \cdot \frac{a}{\omega_0^2} = f_0 + f_a. \quad (8.21)$$

Tehát az oszcillátor f frekvenciája egy állandó f_0 és egy gyorsulásfüggő f_a összege. Az \bar{a} gyorsulás irányától függően $f > f_0$ vagy $f < f_0$. Az f_a mérésével oldjuk meg a gyorsulás mérését.

8.3.4. Elektromágneses gyorsulásmérők

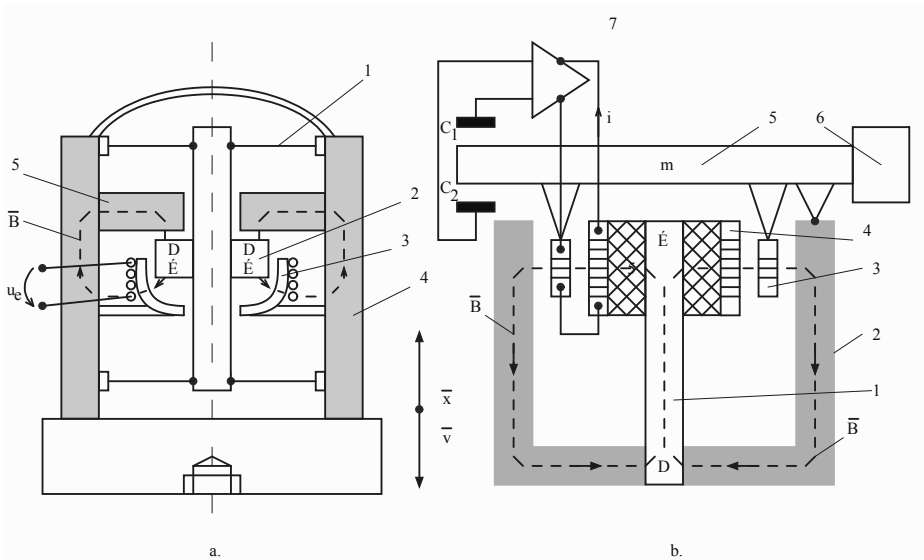
Az előbbieken bemutatott gyorsulásérzékelők általában kis tehetetlen tömegű testet tartalmaznak, ezért az $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$ sajátfrekvencia magas értékű (akár 200 kHz). A mérendő mechanikai rezgések lehetnek akár nagyon kis értékűek, kivéve a piezoelektromos érzékelőket, amelyek nem mérnek állandó vagy nagyon kis frekvenciás rezgéseket. Főleg kisfrekvenciás rezgéseknél néha szükséges ezek pontos mérése. Erre alkalmasak a nagy m tehetetlen tömegű rezgésérzékelők ($m=20$ g...500 g). Erre a frekvenciatartományra építették meg az elektromágneses érzékelőket, amit két fő változatban találhatunk meg:

- elektromágneses indukciós érzékelő, amely nyílt hurokban az m test sebességét méri (8.12.a. ábra);
- szervo erőkiegyenlítésű elektromágneses érzékelő, amely az m test gyorsulását méri (8.12.b. ábra).

Mindkét érzékelőtípusnál tekercsben mágneses fluxus változása által indukált villamos feszültség adja az információt a mérendő rezgőmozgásról.

Az **indukciós érzékelőnél** (8.12.a. ábra) két rugalmas membrán (1) közé egy tengelyirányú rúdra állandó mágnes (2) helyeznek el. Az állandó értékű mágneses erővonalak egy lágyvasból készült hengeren (4) és korongon (5) keresztül záródnak be. Az állandómágnes és a henger közötti részben a B indukciójú mágneses erővonalak metszik egy rögzített nemmágneses pohárra (3) elhelyezett tekercs meneteit.

Az állandómágnes és a rúd m tömege adja a tehetetlen test tömegét, a membránok adják a rugalmas erőt (k), míg a levegő áramlása a mágnes



8.12. ábra. a. Elektromágneses indukációs érzékelő b. Szervo erőkiegyenlítésű elektromágneses érzékelő

mozgása közben biztosítja a csillapítást. Amikor a mágnes mozgásban van a külső rezgés hatása alatt, az álló tekercs meneteiben az $u_e = \int (\bar{v} \times \bar{B}) \cdot d\bar{l}$ elektromotoros feszültség indukálódik, amit a szimmetria végett lehet $u_e = K_v \cdot v$ formában felírni, ahol K_v egy állandó és v a mágnes sebessége az álló részhez (pl. a 4-es henger) viszonyítva. Amint a 8.4. ábrán láttuk, ha $\omega > 1,65\omega_0$, akkor az m test a külső erő kilengésével (x) azonos mozgást követ.

Az indukált u_e feszültség a rezgés v sebességével arányos, így u_e deriválásával az a gyorsulást, míg az integrálásával az x elmozdulást (kilengést) kapjuk.

Az **elektromágneses szervo erőkiegyenlítésű érzékelő** (8.12.b. ábra) szintén hengeres kialakítású. Az állandómágnes (1) mágneses erővonalai egy hengeres lágyvas-testen keresztül (2) zárulnak be. A mágnes és a lágyvas henger közötti légrézben (a B indukció sugárirányú) két rend hengeres tekercset helyeznek el: a (3) mozgó tekercs, amely az (5) rúddal együtt alkotja az m tömegű tehetetlen testet, és a (4) rögzített kompenzáló tekercset.

A tartórúd egyensúlyban van (nyugalmi helyzetben) egy nehéz ellensúly (6) segítségével. Amikor az a gyorsulás hatására a (3) mozgótekerics elmozdul, akkor ebben $u_e = \int (\bar{v} \times \bar{B}) \cdot d\bar{l}$ feszültség indukálódik.

Az elmozduló kar (5) C_1 és C_2 kapacitív érzékelők által a (7) szervorendszer aktiválja, ami által a kart nyugalmi állapotába igyekszik visszaállítani. Ezt úgy éri el, hogy i áramot hoz létre, amely átfolyik a mozgó- és kompenzálótekericsben. Az i áram kölcsönhatása a B mágneses térrel $\bar{F} = \int i d\bar{l} \times \bar{B}$ erőt eredményez, amely a rezgési elmozdulással ellentétes irányú. Lényegében a szervorendszer igyekszik a mozgó tekerics (egyúttal a billenő rudat is) eredeti, nyugalmi helyzetébe hozni.

Ha egyszerűsítve írjuk fel az F erőt:

$$F = \alpha_F \cdot B \cdot l \cdot i = m \cdot a,$$

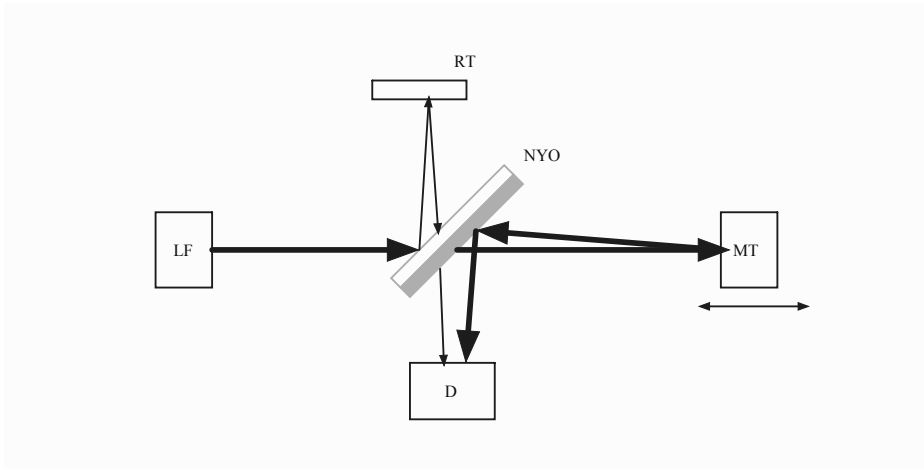
ahol α_F formatényező állandó, akkor látható, hogy az i áram szolgáltatja a rezgés a gyorsulási törvényét:

$$i = \frac{m}{\alpha_F \cdot B \cdot l} \cdot a. \quad (8.22)$$

8.3.5. Optikai rezgémérők

Fényvisszaverő pontok és felületek rezgésének mérése lehetséges optikai eszközökkel és eljárásokkal. Mivel az optikai eszköz a rezgő felülettől távol van, és nyugalmi helyhez rögzített, a módszer relatív rezgésmérésre alkalmas. A mérés lényege kibocsátott és visszavert lézersugár visszatérési idejének, illetve hullámhosszának a különbségéből a célpont távolságának mérése. Ha a lézersugarat feldolgozó egység elég gyors, akkor mérhető a célpont mechanikai rezgésének (kilengés $- x$) a mérése.

Az optikai vibrométerek alap jelfeldolgozó egysége az interferométer, amelynek elvi rajza a 8.13. ábrán látható. A lézerforrásból (LF) kibocsátott sugarat a nyalábosztó (NYO) kétfelé irányítja: egyiket visszaverődéssel az RT referenciatükör felé, a másikat sugáráteresztéssel (a NYO hátoldala félig fényáteresztő tükör) az MT mérendő tárgy felé. Az RT és MT felületekről visszaverődő nyalábok a D detektor előtt újra egyesülnek. A két nyaláb által megtett utak különbsége fáziskülönbséget eredményez, amely interferenciamintázatot hoz létre, amelyet a detektor észlel. Az interferencia mértékének ismeretében az interferométer igen pontos távolságmérést



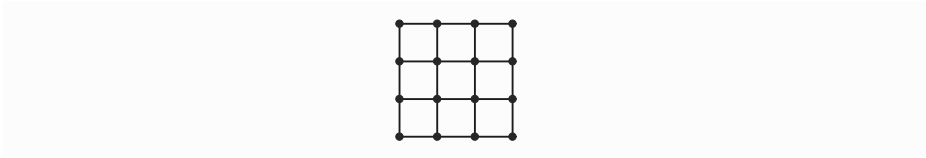
8.13. ábra. Interferométer

tesz lehetővé, hiszen a hullámhossz 50-ed részének megfelelő távolságváltozás minden nehézség nélkül mérhető. Például a zöld fény hullámhossza $0,5 \mu\text{m}$, így akár $0,01 \mu\text{m}$ távolságváltozás is mérhető.

Korszerű optikai rezgésmérők képességeinek érzékelésére adjunk néhány termékadatot:

a. Egyetlen pont rezgésmérő lézer Doppler-vibrométer, amely lézerforrást, interferométert és digitális jelfeldolgozást (DSP) tartalmaz. A lézerforrás lehet hélium-neon lézer (a monokromatikus nyaláb hullámhosszai $0,633 \mu\text{m}$ –látható, $1,15 \mu\text{m}$ és $3,39 \mu\text{m}$ –infravörös, IR, sugárzás). Az IR lézersugár előnye, hogy látható fényt elnyelő felületeket is mérhet, mint például sötét színű vagy durva felületek, illetve élő szövetek. Nagy mintavételű sebességgel ($\leq 160 \text{ Msp}$) 35 kHz frekvenciáig és $0,5 \text{ nm} \dots 25 \text{ mm}$ amplitúdójú rezgéseket is tud mérni, akár 200 m távolságból.

b. Szkenelő lézer Doppler rezgésmérő egy pont rezgésmérőből, HD videokamerával és megfelelő szoftverrel működik. A kiválasztott felületen, amely pontjai különféleképpen vibrálnak, a lézersugarat szkennelik, és max. 30 pontos rácshálózatban (8.14. ábra) határozza meg az egyedi rezgésparamétereket (kilengés, sebesség, gyorsulás). A maximális rezgéssebesség 25 m/s , a kilengés felbontóképeség 50 fm , méréstávolság maximum 100 m , szkennelési szög $50^\circ \times 40^\circ$.

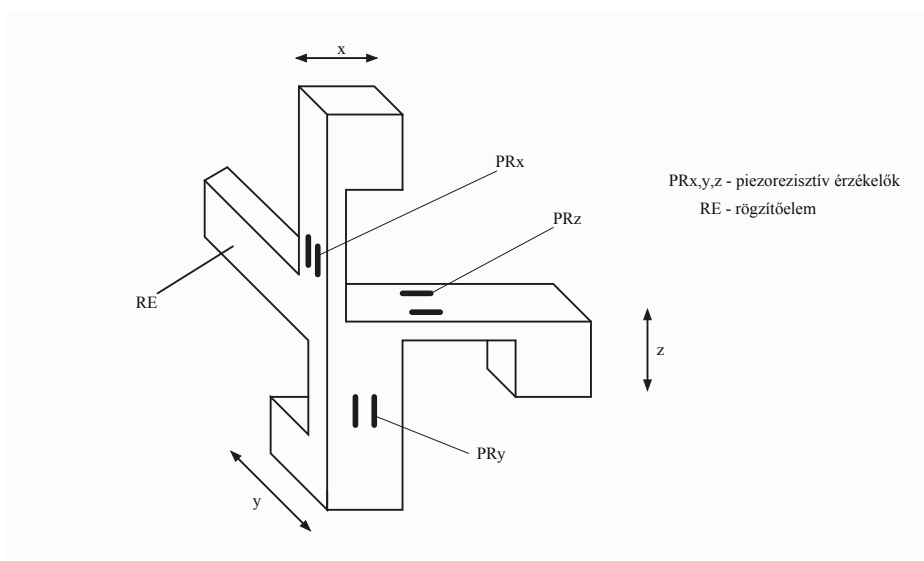


8.14. ábra. Szkennelő lézer Doppler-rezgésmérő rácshálózata

8.3.6. Többdimenziós gyorsulásmérők

Az eddig bemutatott gyorsulás- és mechanikai rezgésérzékelők egyetlen irányban (ezt x iránynak jelöltük) mérnek. Gyakori az igény a 3D gyorsulásmérésére, amire a következő megoldások használhatóak:

- Három A/D érzékelőt rögzítenek az x , y és z irányba, amelyek a megfelelő irányban mérnek. Gyakorlati alkalmazási nehézséget jelent a három irány pontos beállítása.
- Egy érzékelőhálózaton belül elhelyeznek, pontos irányítással, három 1D gyorsulásérzékelőt, valamelyik típusból (piezoelektromos, kapacitív, piezorezisztív), így az 3D gyorsulásérzékelőként működik.
- Mikroérzékelőkben integrálnak egyetlen szilárd struktúrába három 1D gyorsulásérzékelőt (kapacitív, piezorezisztív) a háromdimenziós $Oxyz$ tengelyrendszer szerint, vagy 3D közvetlen gyorsulásmérő struktúrát alakítanak ki. Utóbbira a 8.15. ábrán bemutatunk egy piezorezisztív 3D gyorsulásmérő mikroérzékelőt. A három egymásra merőleges irányba egy-egy konzolt alakítanak ki, mindeniken tehetetlen tömeg van, és a rugalmas konzolra négy piezoellenállást helyeznek el (2-2 a konzol két szembenfekvő oldalán) kialakítva tengelyenként a négy ellenállásos Wheatstone-híd struktúrát. A tehetetlen testek szabadon kell mozogjanak (megfelelő csillapítás mellett), így a 3D mérőelemeket egy RE rögzítőelemre építik rá. Nyilván az RE elem szorosan kötődik a rezgést/gyorsulást mérendő tárgyhoz.



8.15. ábra. Piezorezisztív 3D gyorsulásmérő

9. fejezet

Erő és nyomaték mérése

Az **erő** egy vektormennyiség, amely hatására egy testre gyorsulással ($\vec{F} = m \cdot \vec{a}$) vagy alakváltozással (pl. rugalmas alakváltozás $F/S = E \cdot \varepsilon$ – Hooke törvénye) hat. A mechanikai nyomaték erő hatására jön létre:

$$\vec{M}_O = \vec{r} \times \vec{F},$$

ahol a vektorszorzatban \vec{r} az O pontra vonatkoztatott erőhatáspont helyzetvektora. Az erő mértékegysége SI-ben a newton (N), míg a nyomatéké newton-méter (Nm). A fejezetben tárgyaljuk az erő és nyomaték mérési lehetőségeit, valamint a robottechnikában egyre fontosabb tapintásérzékelőket.

9.1. Erő mérése

Az erő mérésének a következő módozatait említjük meg:

- a mérendő erőt emelőrendszerrel ismert erőhöz hasonlítjuk, amelyet elektromágneses rendszer hoz létre;
- ismert tömeg gyorsulásának a mérése;
- az erő hatására valamely test alakváltozását vagy mechanikai feszültségét mérjük;
- az erőt folyadékban nyomássá alakítjuk át, amelyet mérünk.

A könyv első felében már részletesen bemutatunk olyan érzékelőket, amelyek az erő mérésére közvetlenül alkalmasak:

- **magnetoelasztikus** érzékelők (2.2.3. fejezet), amelyek váltóáramban működnek, felhasználva egyes ferromágneses anyag azon tulajdonságait, hogy erő hatására anizotropikus mágneses permeabilitás változás keletkezik;
- **piezoelektromos** érzékelők (3.2. fejezet), amelyek erő hatására villamos töltéseket hoznak létre (generálnak), amit villamos feszültségként mérhetünk. A piezoelektromos érzékelők nem alkalmasak állandó erő mérésére.

A következőkben néhány erő mérésére alkalmas, az említett két jelenségtől eltérő módszert mutatunk be.

9.1.1. Rugalmas alakváltozáson alapuló erőmérés

A rugalmas mechanikai feszültségtartományban megépített erőmérő tesztek (cellák) olyan alakzatok, amelyek hatékony megnyúlást biztosítanak, amit aztán fém nyúlásmérő, piezorezisztív, piezoelektromos, kapacitív vagy induktív érzékelőkkel mérnek. A rugalmas tesztek általában különleges acélból készülnek, amelyet hőkezeléssel, feszültségcsökkentéssel, öregítéssel az alakváltozást stabilá, pontosan megismételhetővé teszik.

Az erőmérő elemeket oszlop-, gyűrű- vagy csapcellaként vitelezik ki, a célnak megfelelően tervezve (pl. erő nagysága, húzó-nyomó erő). A 9.1. ábrán néhány nyúlásmérő bélyeggel ellátott erőmérő cellát mutatunk be.

Aránylag nagy erők mérésére tömör hasáb (9.1.a. ábra) vagy henger (9.1.b. ábra) alakú acélból készül az erőt érzékelő rugalmas test. Mivel egyetlen mechanikai feszültség lép fel ($\sigma = F/S$, ahol S a keresztmetszet), az ε megnyúlást mérő bélyegeket (R_a) a test hosszában, míg a hőkompenzáló bélyegeket (R_k) keresztbe kell elhelyezni. Az ellenállásokat a 2.16. ábra szerint kell Wheatstone-hídba kapcsolni, amely kimenő feszültsége (2.49) képlet szerint:

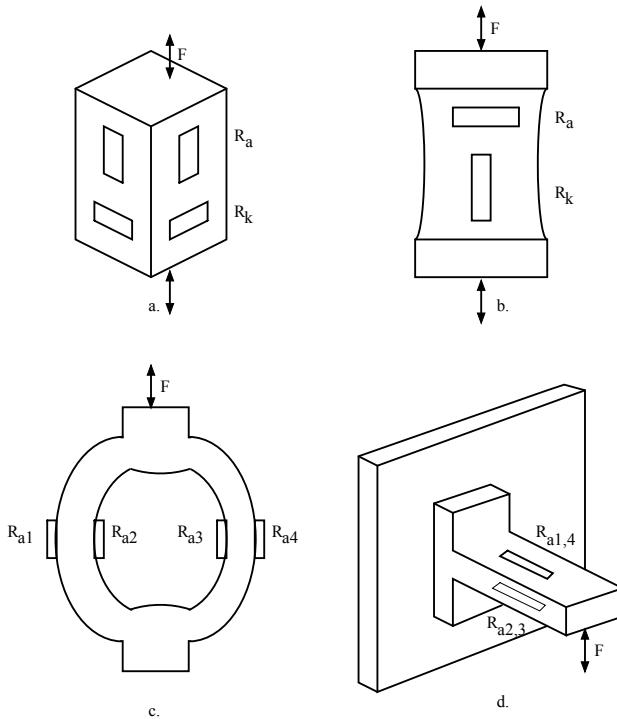
$$U_o = \frac{U_T}{4} \cdot GF \cdot \varepsilon, \quad (9.1)$$

ahol U_T a tápfeszültség és GF a nyúlásbélyeg állandója (Gauge Factor). Hooke törvénye szerint

$$\sigma = \frac{F}{S} = E \cdot \varepsilon, \quad (9.2)$$

innen kifejezzük a kimenő feszültséget:

$$U_o = \frac{U_T}{4} \cdot GF \frac{F}{S \cdot E} = U_T \cdot C \cdot \frac{F}{F_n}, \quad (9.3)$$



9.1. ábra. Erőmérő cellák a. Hasáb. b. Henger. c. Gyűrű. d. Csap.

ahol $F_n = S \cdot E$ az erőmérő cella névleges terhelése, vagyis az a maximális erő, amelyre a cella készült, valamint $C = GF/4$ a cellatényező.

A gyűrű (9.1.c. ábra) és csap (9.1.d. ábra) erőmérő celláknál az R_{a1} és R_{a4} aktív nyúlásmérő bélyegek azonos megnyúlást, míg az R_{a2} és R_{a3} bélyegek azonos, de ellentétes irányú megnyúlást érzékelnek. A négy aktív bélyeget a 2.18. ábra szerint kapcsoljuk a Wheatstone-hídba, így a kimenő feszültség a (2.51) képlet szerint kapható meg:

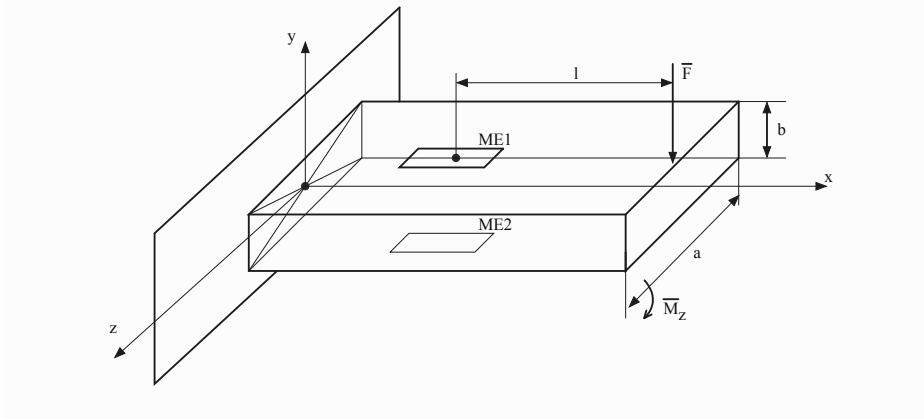
$$U_o = U_T \cdot GF \cdot \varepsilon. \quad (9.4)$$

Az U_o értéke az F erő függvényében a (9.3) képlet utolsó kifejezése szerint fejezhető ki, ahol a cellatényező $C = GF$.

A 9.1. ábrán bemutatott erőmérő cellák húzó és nyomó erőre egyaránt alkalmasak. A cellák általában 150%-ig terhelhetők ($F \leq 1,5F_n$), ezután maradandó alakváltozás következik be. Az erőmérő beépítésénél ügyelni kell

a mérőcella és a terhelés tengelyének egybeesésére. Dinamikus terhelésnél figyelembe kell venni a cella rugóállandóját.

A csap mérőelem (konzol) gyakran alkalmazott a mikroérzékelőknél, ezért elemezzünk egy ilyen erőmérő érzékelőt (9.2. ábra). Az F erő l távol-



9.2. ábra. Csap erőmérő elem

ságban $M_z = F \cdot l$ nyomatékot hoz létre (l az ME mérőelem közepéig mért távolság). Ez a nyomaték y és z irányban nem hoz létre feszültséget, csak az yz síkra merőlegesen, x irányába van feszültség, amely függ y -tól:

$$\sigma_x(y) = \frac{M_z}{I_z} \cdot y,$$

amely az ME ragasztási felületén a legnagyobb ($y = \frac{b}{2}$):

$$\sigma_x\left(\frac{b}{2}\right) = \frac{M_z}{I_z} \cdot \frac{b}{2}. \quad (9.5)$$

Itt I_z a rúd z tengelyre vonatkoztatott inercianyomatéka:

$$I_z = \frac{a \cdot b^3}{12}. \quad (9.6)$$

A rúdra két mérőelemet rögzítenek: ME1 megnyúlást, ME2 ugyanakkor rövidülést mér (a rúd alsó felén). Tekintettel Hooke törvényére ($\varepsilon = \frac{\sigma_x}{E}$) a (9.5) és (9.6) képletek alapján a mérőelemek közepén a megnyúlás:

$$\varepsilon = \frac{6l}{E \cdot a \cdot b^2} \cdot F, \quad (9.7)$$

A két mérőbéllyeget a 2.17. ábra szerint kötjük Wheatstone-hídba, így a mérhető, kimenő feszültség

$$U_o = \frac{U_T}{2} \cdot GF \cdot \varepsilon.$$

Ha az ME mérőelem **piezoelektromos** érzékelő (3.2. fejezet), akkor ME egy t vastagságú piezoelem, amely síkkondenzátor dielektrikumát képezi, melynek kapacitása:

$$C = \frac{\varepsilon_{\text{diel}} \cdot S_z}{t}. \quad (9.8)$$

Példának tekintsük a ZnO piezoelektromos anyagot, amely σ_x mechanikai feszültségre a $d_{31} = -5,43$ pC/N piezomodul által P_z polarizációt hoz létre. A (3.10) egyenletrendszerből:

$$P_z = \frac{Q_z}{S_z} = d_{31} \cdot \sigma_x. \quad (9.9)$$

A piezoelektromos hatás által létrejövő Q_z töltés a C kapacitáson

$$U = \frac{Q_z}{C} = \frac{Q_z z \cdot t}{\varepsilon_{\text{diel}} \cdot S_z} \quad (9.10)$$

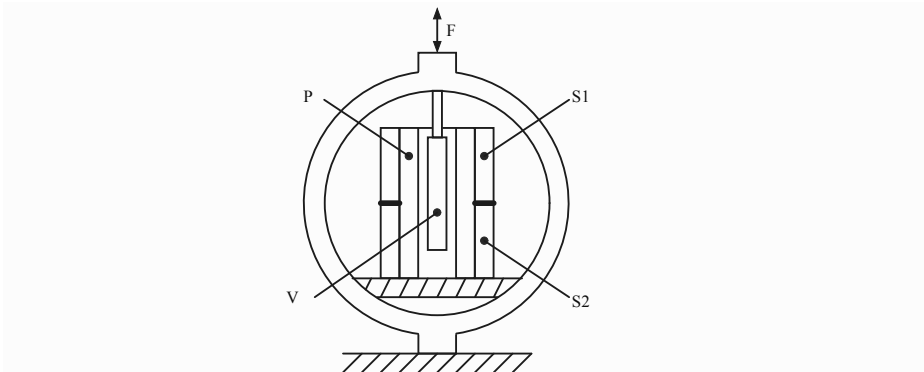
feszültséget hoz létre. Felhasználva a (9.5), (9.6), (9.9) és (9.10) képleteket a piezokondenzátoron a létrejött (generált) feszültség:

$$U = \frac{6t \cdot d_{31} \cdot y}{\varepsilon_{\text{diel}} \cdot a \cdot b^2} \cdot F. \quad (9.11)$$

A rugalmas acél alakváltozását lehet mérni kapacitív vagy induktív érzékelővel is. A 9.3. ábrán bemutatott erőmérő cella rugalmas acélgyűrű F erő hatására (húzó/nyomó) való függőleges alakváltozását differenciál transzformátorral (2.24. ábra) mérjük. A P primer és S1, S2 szekunder tekercsekből álló szolenoid rendszer a gyűrű alsó részéhez, míg a V vasmag a gyűrű felső részéhez rögzített. A primer tekercset váltóáramban tápláljuk, a két szekundert differenciál sorba kötjük. A szekundereken eredő feszültség lineárisan függ a vasmag elmozdulásától, ami a gyűrű megfelelő tervezésével az F erővel lehet arányos.

9.1.2. Elektronikus mérlegek

A tömeg alapvető mennyiség a mechanikában. Minden testnek tömege van, amely két fő hatás által jellemezhető:



9.3. ábra. Differenciál transzformátoros gyűrű erőmérő cella

- Newton második törvénye szerint

$$m = \frac{F}{a}, \quad (9.12)$$

vagyis a testre ható erő és az általa létrehozott gyorsulás aránya;

- az általános tömegvonzás törvénye szerint két m_1 és m_2 tömegű testre gravitációs erő hat:

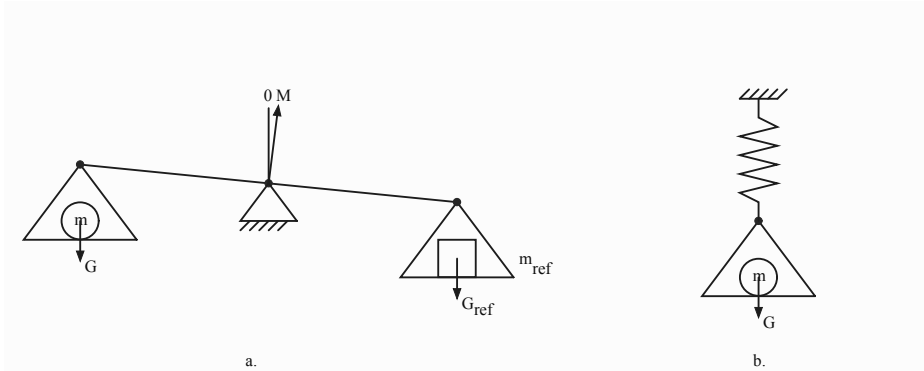
$$F = K \frac{m_1 \cdot m_2}{r^2}, \quad (9.13)$$

ahol r a két test súlypontja közötti távolság és K az egyetemes tömegvonzási állandó, $K = 6,67 \cdot 10^{-11} \text{Nm}^2/\text{kg}^2$.

A tömeg mértékegysége az SI rendszerben a kilogramm (kg) és ennek al-, illetve többszörösei. Birodalmi mértékegységrendszerben használatosak a font (1 lb = 0,45359237 kg), uncia (1 oz = 28,35g), karátus (1c = 200mg) stb.

A tömeg mérésére mérlegeket használnak, amelyek vagy közvetlenül az m **tömeget** (pl. emelőkaros, összehasonlításra alapuló mérlegek), vagy a test **súlyát** ($G = m \cdot g$, g a gravitációs gyorsulás, ez erő) mérik.

A **klasszikus** (nem elektronikus) **mérlegek** általában **tömeget mérnek**, mivel kétkarú vagy bonyolult sok karú emelővel (emelő és áttét rendszerrel) a mérendő tömeget ismert tömeggel hasonlítják össze. Például a legegyszerűbb kétkarú emelő mérlegnél (9.4.a. ábra) a mérendő tömeget (m) az egyik, míg az ismert (m_{ref}) tömeget a másik serpenyőbe helyezik. A mérési folyamat során az M mutatót a függőleges O null pontba kell hozni, az m_{ref}



9.4. ábra. a. Kétkarú egyszerű mérleg b. Rugós mérleg

adagolásával/illesztésével. Az emelő egyensúlyi helyzetében felírható:

$$G \cdot l_1 = G_{\text{ref}} \cdot l_2; \quad m \cdot g \cdot l_1 = m_{\text{ref}} \cdot g \cdot l_2,$$

ahonnan

$$m = \frac{l_1}{l_2} \cdot m_{\text{ref}}, \quad (9.14)$$

vagyis a g gravitációs gyorsulás nem befolyásolja a mérést.

A másik mérési elv a rugalmas testek alakváltozására alapszik. A 9.4.b. ábra szerint a k rugóállandójú rugóra akasztott m tömeg $G = m \cdot g$ súlyt fejt ki, aminek hatására a rugó x hosszal nyúlik meg (ez mérhető), így felírhatjuk:

$$G = k \cdot x, \quad m = \frac{k}{g} \cdot x, \quad (9.15)$$

vagyis a tömegmérés függ a gravitációs gyorsulástól.

A Földön található testekre ható gravitációs gyorsulás a Föld és az adott test közötti egyetemes tömegvonzásból ((9.13) képlet) ered. A Földön 45° földrajzi szélességen, tengerszinten $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$. A gravitációs gyorsulás kismértékben változik a földrajzi szélességgel és a tengerszint feletti magassággal. A WGS-84 (World Geodetic System) képlet szerint a gravitációs gyorsulás:

$$g = g_{45} - \frac{1}{2}(g_{\text{pólus}} - g_{\text{egyenlítő}}) \cos\left(2\varphi \frac{\pi}{180}\right), \quad (9.16)$$

ahol $g_{45} = 9,80665 \text{ m/s}^2$; $g_{\text{pólus}} = 9,832 \text{ m/s}^2$ (a Föld pólusain a g értéke), $g_{\text{egyenlítő}} = 9,780 \text{ m/s}^2$ (g az egyenlítőnél) és φ a szélességi fok -90°

és $+90^\circ$ között. A képlet figyelembe veszi a tengerszint feletti magasságot is a \cos függvényvel, amely a centrifugális erőt veszi figyelembe. A g pontos értékének a figyelembevétele csak nagyon pontos analitikai mérlegeknél fontos.

Az **elektronikus mérlegek** félig vagy teljesen automata mérést végeznek:

- a félautomata mérésnél a tömeg mérlegre tétele és levevése kézzel történik, a mérési folyamat automatikus;
- az automata mérésnél a tömeget is automatikusan teszik/veszik (pl. szállítószalag).

Az elektronikus mérlegeket gyakorlatilag három osztályba sorolhatjuk: analitikus mérlegek, szokványos tömegeket mérő eszközök és nagy mérlegek. Mindenik osztálynál tekintsük meg a fő jellemzőiket.

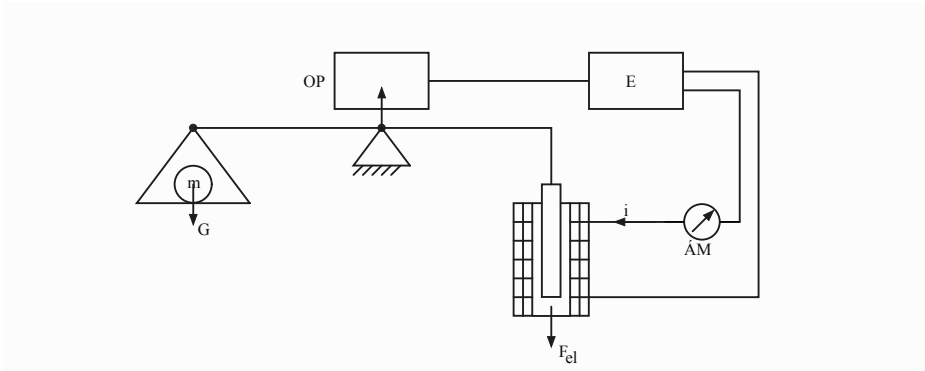
9.1.2.1. Analitikus mérlegek

Az analitikus mérlegeket kis és nagyon kis tömegek mérésére fejlesztették ki. 200...400 g felső mérési határnál a felbontás akár mikrogramm is lehet. Az elektronikus mérlegek megjelenéséig kétkarú tömeg-összehasonlító, torziós, rezgőhúros mérlegeket gyártottak. Az elektronikus analitikus mérlegek érzékelő elemei rugalmas erőmérő cellák, elektromágneses kiegyenlítésen alapuló és félvezető erőmérő változatok.

A rugalmas erőmérő cellák acél alkatrészei gyűrű, S alakú nyomóelemek vagy különleges hajlítású csapelemek. Az alakváltozást nyúlásmérő bélyegekkel mérik.

Az elektromágneses erőmérő érzékelők eredetileg a kétkarú analitikus mérleget utánozták, amelynél a súly serpenyőbe az m mérendő testet helyezik el, míg az emelő másik karját pontos elektromágnes mozgó eleméhez kötik (9.5. ábra). A $G = m \cdot g$ súly hatására a mérleg karja kimozdul egyensúlyi null helyzetéből, amit az OP optikai olvasó érzékel. Az E erősítő i áramot állít elő, amely táplálva az elektromágnes tekercsét F_{el} erőt fejt ki a mozgó elemen, amely a mérleg kiegyensúlyozó erejét adja. A mérleg egyensúlyi állapotában (az optikai mutató null helyzetben) az i áram lesz a mérendő m tömeg mértéke. Az i áramot ÁM árammérő műszerrel vagy érzékelővel (pl. sönt) mérjük és elektronikus kijelzőn jelenítjük meg. A mérleg karjai nem egyenlő hosszúak, az újabb kivitelezésben a szilárd emelőt hajlított ízülettel helyettesítik, amellyel kiküszöbölik a karbantartási eljárást.

Nagyon kis tömegek mérésére az említett elektromágneses mérleget, illetve mikroérezékelőt (pl. a 9.2. ábrán látható csapérzékelő) használnak.



9.5. ábra. Elektromágnes érzékelős mérleg

Az analitikus mérlegek különös kivitelezésűek: a tömegmérő serpenyő átlátszó burokba van elhelyezve, hogy kizárják a légmozgás okozta erőingadozást.

A nagyon pontos mérlegeknél üzembe helyezésükkor a gravitációs gyorsulás korrekcióját kell elvégezni. Különben minden mérleg rendelkezik önkalibrálási lehetőséggel, amely által belső, ismert tömeget mér le, és ezzel beállítja a súlymérés ekvivalenciáját a tömegméréssel.

9.1.2.2. Általános mérlegek

Általánosnak nevezzük a 200 g...10 t tömegtartományba tartozó mérlegeket. Ebbe a kategóriába tartoznak a konyhai, fürdőszobai, kiskereskedelmi, raktári, kis áruszállítási mérlegek. Elektronikai változatban ezek a mérlegek javarészt rugalmas alakváltozáson és nyúlásmérő bélyegeken alapuló mérést végeznek. Nagyobb tömegeknél magnetoellasztikus erőmérő érzékelőket is alkalmaznak.

9.1.2.3. Hídmérlegek

Tehergépkocsik, konténerek, vonatszerelvények, nagy tömegű testek mérésére sajátos kialakítású mérlegeket használnak. Ezeket a mérlegeket betonverembe, vagy felszíni változatban, rögzített, vagy mozdítható hídmérlegként vitelezik ki. A mechanikus mérlegek bonyolult többszörös emelőátvitteles rendszerrel és tolósúlyos mérési lehetőséggel rendelkeztek. Az elektronikus változatok főleg hasáb és henger erőmérő cellákat (9.1.a. és

9.1.b. ábrák) vagy magnetoelasztikus preszduktorokat (2.29. ábra) használnak, megfelelő tehereloszlási tervezéssel. Egyes mérlegek a mérendő testeket álló helyzetben, mások mozgásban (bizonyos felső sebességhatár mellett) mérik. A mérés az egész tehergépkocsi, utánfutó, vasúti szerelvény tömegét méri, vagy a járművek tengelysúlyát (ezek általában mozdítható eszközök, felállíthatóak az autópályák, utak mentén).

Az elektronikus mérlegek rendelkeznek egyszerűbb vagy bonyolultabb adatkijelzési és adatátviteli lehetőségekkel: digitális kijelzés, számlanyomtatás, RFID címkézés, számítógépes interfész nyilvántartása és adatfeldolgozás céljából.

9.1.3. Tapintásérzékelők

A tapintás az élő szervezetek egyik érzékelő tulajdonsága, amely a bőr felületén hat, és az érintett testek, anyagok több tulajdonságát határozza meg: felületi nyomás, érdesség, hőmérséklet. A robotok az élő szervezetek (elsősorban az ember) bizonyos tevékenységét helyettesítik. Fejlődésük során előbb manipulátorok voltak, amelyek rögzített algoritmusok szerint jól meghatározott műveleteket végeznek, például testek, alkatrészek megfogását és elmozdítását. Itt a szorítási erő előre beállított (pl. üvegpalack, műanyagból készült test, fémalkatrész). A fejlettebb, intelligensebb robotok, ha különböző, előre nem ismert testek megfogására is képesek, akkor a fogófelületnek tapintásérzékeléssel is kell rendelkeznie. Ezt a célt szolgálják a **tapintásérzékelők** (tactile sensor), amelyek a felületre gyakorolt nyomást, erőt térképezik fel.

A tapintásérzékelők eddigi fejlesztései során főleg mátrixba szervezett erőérzékelő ponthalmazt alkottak. Sor és oszlop kiválasztásával leolvasható egy kétdimenziós felület nyomástérképe. Bizonyos érzékelők képesek a mátrixhálózatból a 3D tapintásinformációt is meghatározni. Az ilyen érzékelők jellemzői közé tartoznak a felületi felbontás (0,5...2 mm), a mátrix mérete (pl. 10×20 pont), a mátrix csomópontjaiban található erőérzékelő elemek (TAXEL – TActile piXEL) érzékenysége (5...10 mN), mintavételi sebesség (0,1...1 kHz).

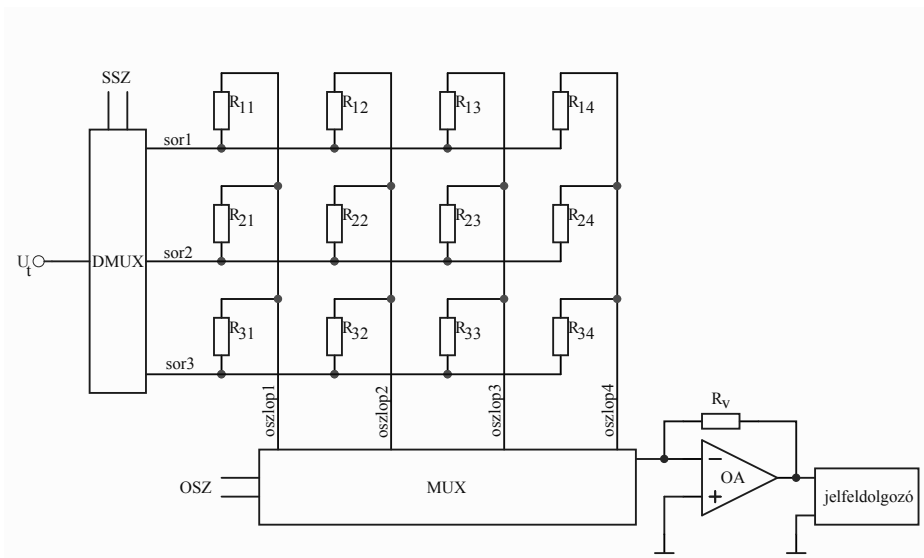
A tapintásérzékelők általában egy kemény alaprétegből és egy hajlékony tapintási felületből állnak, amely érintkezésben van a tapintandó testtel. A mérés folyamán erő- vagy elmozdulásmérő elemek érzékelik a hajlékony (és rugalmas) felületre ható erőt. Bemutatunk néhány tapintásérzékelési elvet.

9.1.3.1. Ellenállás-változáson alapuló tapintásérzékelők

Az első mai napig használt módszernél a szilárd alapra enyhén vezető rugalmas anyagot helyeznek el, amelynél erő hatására ellenállás-csökkenés áll elő. Ezek szilikon alapú gumik, amelyekbe vezető vagy félvezető részecskéket adagolnak (pl. ezüst, szén), így létrejön a **vezető elasztomer**. Nyomó erő hatására a rugalmas vezető ellenállása változik két okból:

- nyomás hatására megnő az egységnyi térfogatban található vezető (félvezető) részecskék száma (nő a sűrűségük);
- nyomás hatására megnő a nyomópont alatti rugalmas réteg felülete.

E két ok közös hatására a nyomópontban csökken a villamos ellenállás. A szilárd alap és az elasztomer felső felülete mátrixos felületű elektródákkal van ellátva. A 9.6. ábrán egy 3×4 mátrixos ellenállás-változáson alapuló 2D tapintásérzékelőt láthatunk. Az U_t tápfeszültséget a 2 bites sorszó



9.6. ábra. Ellenállás-változáson alapuló 3×4 mátrixban szervezett tapintásérzékelő

(SSZ) segítségével a DMUX (analóg) demultiplexer a kiválasztott vonalra csatlakoztatja (kiválasztja a sort). A MUX multiplexer az oszlopkiválasztó 2 bites oszlopszó (OSZ) segítségével az OA műveleti erősítő bemenetére kapcsolja a megfelelő oszlopot. Pl. a 2 vonal és 4 oszlop kiválasztásával (az R_{24} csomóponti ellenállás az U_t tápfeszültség és az OA bemenete közé

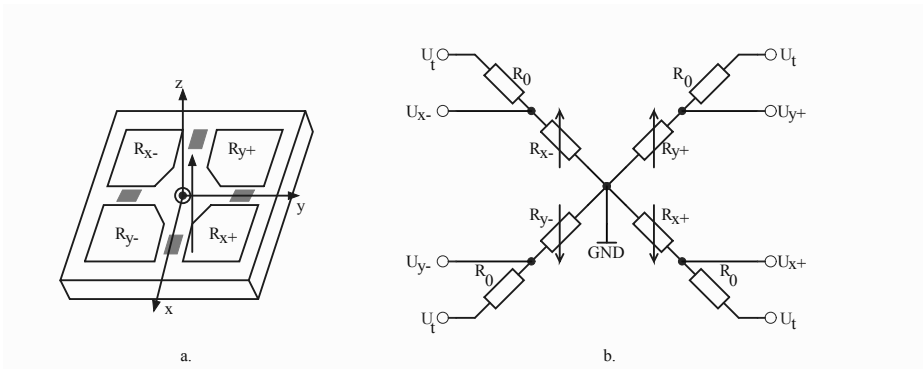
kapcsolva) az erősítő kimeneti feszültsége:

$$(U_o)_{24} = -\frac{R_w}{R_{24}} \cdot U_t,$$

vagyis minél nagyobb a nyomás a (2,4) pontban, annál kisebb az R_{24} ellenállás, és annál nagyobb az $(U_o)_{24}$ feszültség.

A MUX és DMUX segítségével letapogatjuk az összes ellenállást, így az $(U_o)_{ij}$ feszültségek alapján a jelfeldolgozó egység (A/D átalakító, digitális tár, processzor) előállítja a rugalmas tapintási felületre ható erők (nyomás) 2D térképét.

A MEMS technológia fejlődésével a mátrix csomópontjaiba piezorezisztív érzékelőket építhetnek be. A 9.7. ábrán egy piezorezisztív elemekkel ellátott hídparként szilíciumba integrált tapintásérzékelő-elemet (egy mátrix csomópontot) mutatunk be. A hídpark négy rugalmas ágába egy-egy



9.7. ábra. a. Tapintásérzékelő elem Si hídparkba épített piezoellenállásokkal
b. Az érzékelő ellenállások villamos kötése

piezoellenállást helyeznek el. Minden piezoellenálláshoz tartozik egy, a nem deformálódó Si tömbben kialakított sorosan kapcsolt referencia R_0 ellenállás. A négy piezoellenállás és a négy referencia-ellenállás a 9.7.b. ábra szerint van áramkörbe kapcsolva, feszültségosztóként. Az U_t tápfeszültséget a GND testhez viszonyítjuk, hasonlóképpen az U_{x+} , U_{x-} , U_{y+} és U_{y-} feszültségeket is. Nyugalmi, nem terhelt állapotban $(U_{x+})_o = (U_{x-})_o = (U_{y+})_o = (U_{y-})_o = U_o$. Külső erő hatására, illetve a piezoellenállások értékeinek változására a kimenő feszültségek szintén változnak: $\Delta U_{x+} = U_{x+} - U_o$, $\Delta U_{x-} = U_{x-} - U_o$, $\Delta U_{y+} = U_{y+} - U_o$ és $\Delta U_{y-} = U_{y-} - U_o$. Az érzékelő TAXEL-re ható erő térbeli komponenseit a feszültségváltozásokból lehet

meghatározni:

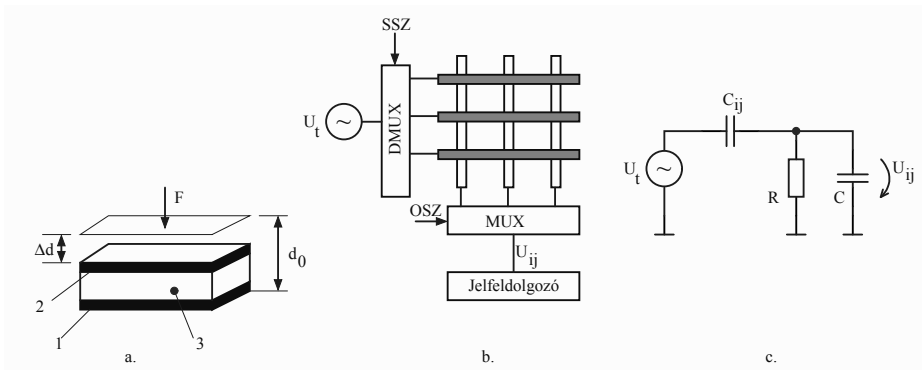
$$\begin{aligned} F_x &= \frac{1}{U_t K_T} (\Delta U_{x+} - \Delta U_{x-}); \\ F_y &= \frac{1}{U_t K_T} (\Delta U_{y+} - \Delta U_{y-}); \\ F_z &= \frac{1}{U_t K_N} \frac{\Delta U_{x+} + \Delta U_{x-} + \Delta U_{y+} + \Delta U_{y-}}{2}, \end{aligned} \quad (9.17)$$

ahol K_T és K_N nyíróirányú (transzverzális), illetve a merőleges (normál) irányú együtthatók, amelyek tartalmazzák a piezorezisztív állandót is (lásd (2.53)).

A bemutatott piezorezisztív TAXEL-eket mátrixba, 1...2 mm lépésekkel (felbontóképesség), nagyobb felületre szervezik, és ezt rugalmas borítással fődik.

9.1.3.2. Kapacitív tapintásérzékelők

Az érzékelő szilárd hátlapjára szigetelő, rugalmas réteget helyeznek, amely dielektrikumként szolgál a szilárd hátlapon és rugalmas borításon elhelyezett fém fegyverzetek között. A tapintásérzékelő mátrix csomó-



9.8. ábra. a. Egy TAXEL kapacitása b. Mátrixba szervezett tapintásérzékelő c. Egy TAXEL leolvasásának áramköre

pontjában S felületű kondenzátorok képződnek, amelyek kapacitásai C_{ij} (9.8.a. ábra). nyugalmi helyzetben az 1 és 2 fegyverzetek között a távolság $d_0 = d + \Delta d$, míg F erő hatására a rugalmas szigetelőréteg (3) Δd -vel

tömörül, így a kapacitás $C_{ij} = \frac{\varepsilon S}{d_0}$ értékről $C_{ij} = \frac{\varepsilon S}{d_0 - \Delta d}$ értékre változik, ahol S a fegyverzet felülete, míg ε a szigetelő abszolút permittivitása. Mátrixba szervezett tapintásérzékelő (9.8.b. ábra) derékszögben elhelyezett elektródasávokkal hozza létre a TAXEL kondenzátorokat. A DMUX demultiplexerrel kiválasztott sort az U_t váltóáramú tápfeszültségre kapcsoljuk (sorválasztó szó SSZ), és a MUX multiplexerrel kiválasztott oszlopról a jelfeldolgozóhoz vezetjük a kimenő U_{ij} feszültséget. A villamos áramkörben (9.8.c. ábra) a C_{ij} sorba van kötve a tápfeszültséggel. A jelfeldolgozó (detektor) bemenetén egyenértékű R és C párhuzamos elemek találhatók. A C_{ij} kapacitáson mért kimeneti feszültség (effektív érték):

$$U_{ij} = \frac{C_{ij} R \omega}{\sqrt{1 + (\omega R (C_{ij} + C))^2}} U_t. \quad (9.18)$$

Mivel a gyakorlatban $C_{ij} \ll C$ és ω elég nagy, a (9.18) képlet egyszerűsödik:

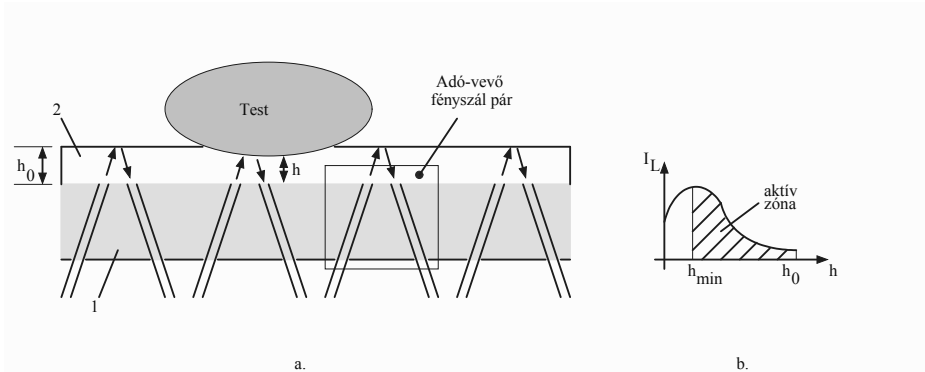
$$U_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} U_t = \frac{\varepsilon S U_t}{C} \cdot \frac{1}{d_0 - \Delta d}, \quad (9.19)$$

ahol a Δd a nyomóerő értékmérője. A jelfeldolgozó főbb elemei: egyenirányító, A/D átalakító, adattár, processzor. Az érzékelő mátrix akár $2^{10} = 1024$ csomópontot is tartalmazhat (32 sor/32 oszlop) 0,5 mm felbontóképességgel.

9.1.3.3. Optikai tapintásérzékelők

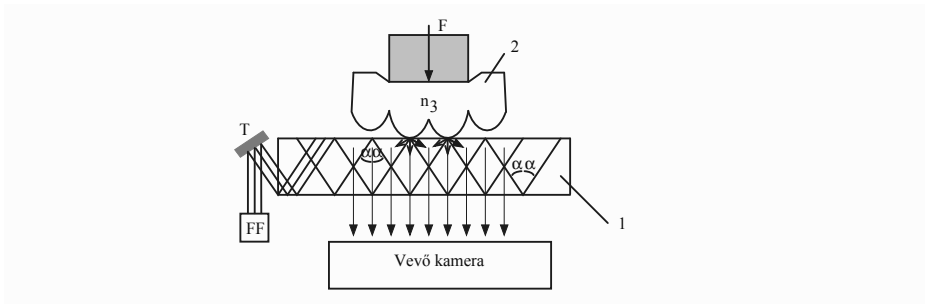
A fényszál és az integrált kamerák fejlődésével számos optikai tapintásérzékelőt hoztak létre, amelyek vagy mátrixos szervezésben, vagy közvetlen képalkotásban valósítják meg a tapintási térképet. Ízelítőnek két típusú optikai tapintásérzékelőt mutatunk be.

Fényvisszaverődés az alapja annak az érzékelőnek, amelyben az optikai szál adók és vevők mátrixba vannak szervezve. Minden mátrix csomópontban fényszálpár található, amelyikből egyik adó, a másik vevő (9.9.a. ábra). A fényszálpárok az (1) szilárd hátlapban ágyaznak. A tapintásérzékelő rugalmas, fényáteresztő (2) réteg felülete visszatükrözi a fényt. A rugalmas réteg nulla nyomásnál h_0 vastagságú, míg a tapintott test nyomása alatt ez h vastagságra csökken. A rugalmas réteg vastagságcsökkenése legtöbb h_{min} értékig mehet, tehát a fénykibocsátó szál és a fényvisszaverő felület közötti távolság $[h_{min}, h_0]$ tartományban lehet (9.9.b. ábra). Látható, hogy a vevő fényszálnál a fényerősséget kell mérni, amely h függő, vagyis tapintási nyomás (erő) függő.



9.9. ábra. a. Visszaverődéses fényszál adó-vevő érzékelő b. A visszaverődött fényerősség távolságfüggése

Teljes fényvisszaverés zavaráson alapuló tapintásérzékelőnél (9.10. ábra) az 1 hullámvezetőbe az FF fényforrásból T tükör segítségével α szög alatt juttatja a fénynyalábot. A rugalmas tapintásérzékelő réteg (2) nyugal-



9.10. ábra. Belső fényvisszaverődéses érzékelő

mi állapotban nem érinti a hullámvezető felületét. A teljes fényvisszaverés feltétele:

$$n_2 \sin \alpha \leq n_1, \tag{9.20}$$

ahol n_1 a környező közeg (levegő), illetve n_2 a hullámvezető fénytörési együtthatója, és ez teljesül a hullámvezető-levegő határon. Ahol az F erő hatására a rugalmas réteg (n_3 fénytörési együtthatóval) a hullámvezetőhöz nyomódik, már nem teljesül egy (9.20) típusú feltétel, ugyanis

$$n_2 \sin \alpha > n_3, \tag{9.21}$$

aminek következtében ezen felületeken a teljes fényvisszaverődés megszakad, és a hullámvezető alsó felületén fény fog áthaladni, ami arányos a tapadási felület nagyságával. Egy digitális kamera felveszi a hullámvezető felső felületén visszaverődő fényfoltokat, és mátrixrendszer nélkül is megkapjuk a tapintási térképet.

A tapintásérzékelőket gyakran „intelligens bőr” néven is emlegetik. A példaként bemutatott érzékelők mind mátrixrendszerbe, mondhatnánk pixelrendszerbe szerveződnek. Egyik fő követelmény a felbontóképesség, amelyet növelni csak a pixelek számának és sűrűségének növelésével lehet, amely ugyanakkor a jelvezető elektródák számának növekedésével jár. Ez komoly határt szab a felbontóképességnek. A nanotechnológiák fejlődésével olyan analóg intelligens bőrt tudnak előállítani, amelyben triboelektromos vagy piezoelektromos hatással aktív, energiát generáló tapintásérzékelőket kaphatunk. Ezek, analóg mivoltuknak köszönhetően, mindössze néhány elektródát igényelnek, amelyeken feszültségek méréséből lehet meghatározni a tapintás helyét, erejét, sebességét.

9.2. Nyomaték mérése

Az erő nyomatékát mindig szilárd testeken értelmezik, amely szerint egy testre ható F erő O referenciaponthoz viszonyított nyomatéka

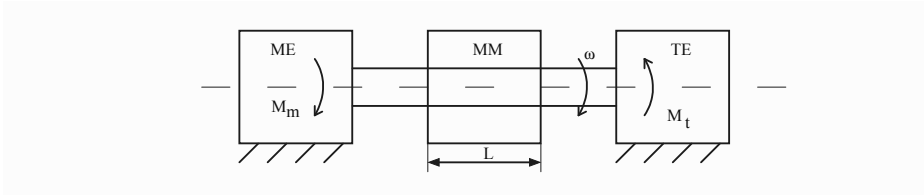
$$\overline{M}_O = \overline{r} \times \overline{F}, \quad (9.22)$$

amelynek modulusza

$$M_O = F \cdot r \cdot \sin \alpha = F \cdot d,$$

ahol \overline{r} az erő támadási pontjának az O -hoz viszonyított helyzetvektora, d pedig az erőkar. Az M nyomaték vektormennyiség, amely merőleges az \overline{r} és \overline{F} által alkotott síkra. A nyomaték mértékegysége SI rendszerben Nm. Nyomaték mérése szükséges lehet statikus esetben (álló test), de a leggyakoribb a dinamikus eset, amikor forgás közben kell a műveletet elvégezni. Statikus esetben elegendő az erőkar ismerete, és erőmérő érzékelővel meghatározható a nyomaték.

Forgómozgásban átadott nyomaték esetében (9.11. ábra) az ME meghajtó egység (motor, erőkifejtő szerkezet) forgástengellyel közvetíti az M_m meghajtó nyomatékot a TE terhelő egységnek, ω szögsebességgel. A súrlódási veszteségek elhanyagolásával az M_t terhelőnyomaték egyenlő az M_m meghajtó nyomatékkal. Az M_m nyomatékot két módon mérhetjük:

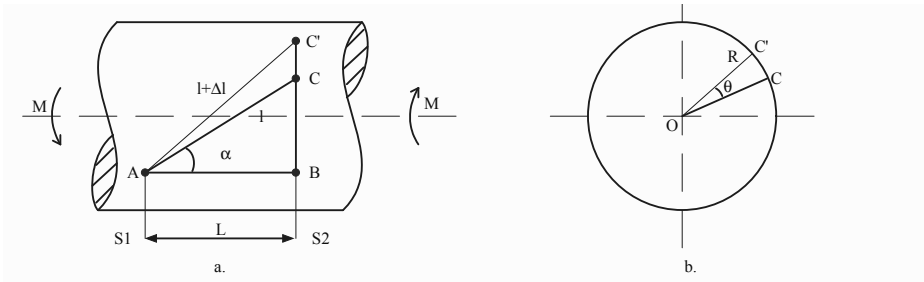


9.11. ábra. Forgómozgás közbeni nyomatékmérés

- a tengelyre szerelünk egy **MM mérőmodult**, amely a nyomatékközvetítő tengely L szakaszán méri az elcsavarodási (torziós) szöget, a rugalmas megnyúlást vagy felületi feszültséget;
- az M_t terhelőnyomatékot mérjük TE-ben mérhető fékezőnyomatékot kifejtő berendezésekkel (hidraulikus, örvényáramos, fékprofás), amelyeket **fékpadoknak** nevezünk.

9.2.1. Nyomatékmérő modulok

Leggyakrabban a nyomatékmérő egységek mintatengely rugalmas elcsavarodását mérik. A mintatengely (9.12. ábra) meghatározott acélanyagból, szigorúan megszabott méretű, R sugarú henger. A tengely M nyomaték ha-



9.12. ábra. Tengelyrész a torziós szög bemutatására. a. Alkotó menti helyzet
b. S2 keresztmetszet

tására a felületen felvett l szakaszt Δl megnyúlással növeli (9.12.a. ábra). Az S1 és S2 keresztmetszetek között L tengelyhosszban mérhető Θ elcsavarodási (torziós) szög hatására a C pont a C' pontba jut (9.12.b. ábra).

Szilárdságtanból ismert egy tömör henger elcsavarodási szögének a képlete:

$$\Theta = \frac{M \cdot L}{G \cdot I_p} = \frac{32 \cdot M \cdot L}{G \cdot \pi \cdot D^4}, \quad (9.23)$$

ahol G a nyírási rugalmassági modulus, I_p a tengely O középpontjára vonatkoztatott poláris másodrendű nyomaték ($I_p = \pi D^4/32$) és $D = 2R$ a kör átmérője.

Az ACC' háromszögben felírhatjuk az általános Pitagorász-tételt:

$$(l + \Delta l)^2 = l^2 + (R\Theta)^2 - 2lR\Theta \cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right).$$

Elhanyagoljuk a kis értékek másodfokú tagjait ($(\Delta l)^2 \simeq 0$; $(R\Theta)^2 \simeq 0$), és kapjuk:

$$\Delta l = R\Theta \sin \alpha, \quad (9.24)$$

ahol behelyettesítve Θ (9.23) szerinti értékét és tekintetbe véve, hogy $L = l \cdot \cos \alpha$ és $R = \frac{D}{2}$, kapjuk:

$$\Delta l = \frac{D}{2} \cdot \frac{32Ml \cos \alpha}{G \cdot \pi \cdot D^4} \cdot \sin \alpha = \frac{8Ml}{\pi G D^3} \cdot \sin(2\alpha). \quad (9.25)$$

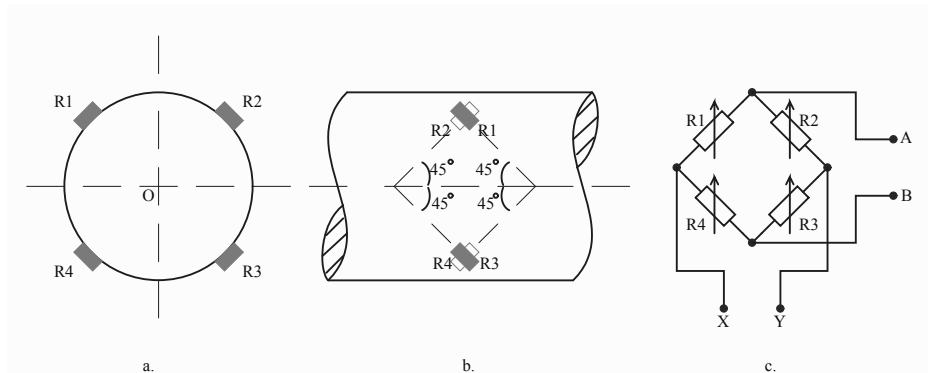
Az l szakasz relatív megnyúlása:

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{8M}{\pi G D^3} \cdot \sin(2\alpha), \quad (9.26)$$

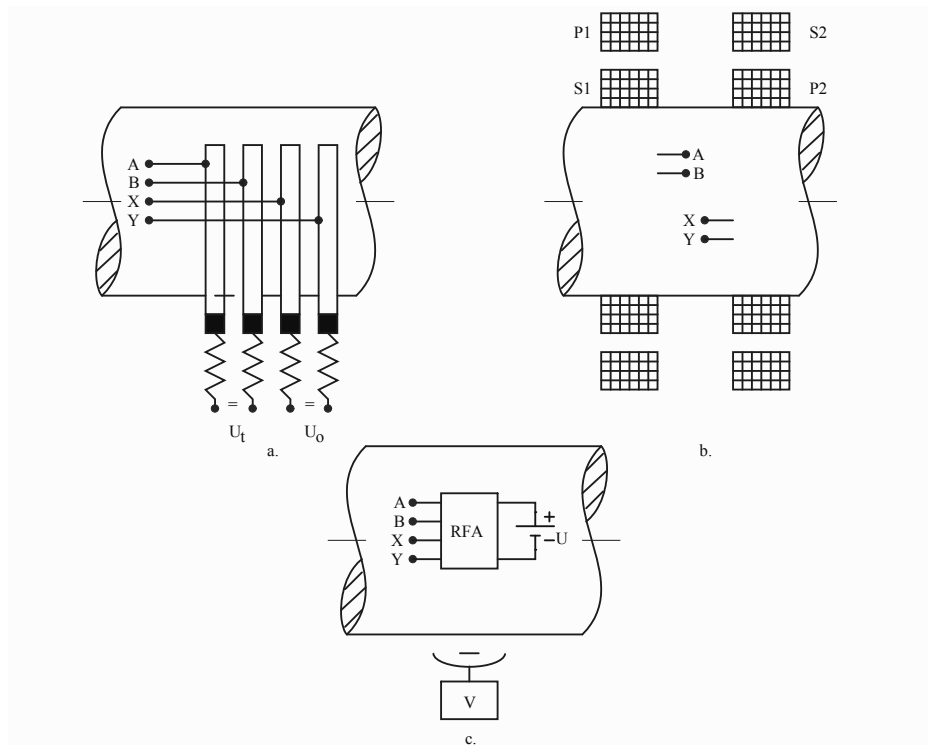
ahonnan látható, hogy az l szakasz megnyúlása legnagyobb, ha $\sin(2\alpha) = 1$, vagyis $\alpha = 45^\circ$. A (9.26) egyenletből következik, hogy az M nyomaték meghatározható az ε megnyúlás alapján, amely nyúlásmérő bélyegek 45° szögben való felragasztása által mérhető (9.13. ábra). A négy nyúlásmérő bélyeget teljes Wheatstone-hídba kötjük: A, B kapcsokon a hidat U_t feszültséggel tápláljuk, az X, Y kapcsokon mérjük a megnyúlást adó kimeneti U_o feszültséget ($U_o = GF \cdot U_t \cdot \varepsilon$).

A nyúlásmérő híd a forgó tengelyen helyezkedik el. Az U_t és U_o feszültségeket valamilyen megoldással az álló részhez kell közvetíteni, amelyekből három módszert ismertetünk (9.14. ábra).

Kollektorgyűrűk és csúszókefék segítségével (a keféket rugók nyomják a gyűrűkhöz, 9.14.a. ábra) mérsékelt szögsebességig lehet átvinni a híd táp- és kimenőfeszültségeit. Mivel a kimenőfeszültség kis értékű (akár mV nagyságrend), a gyűrűket különleges, általában ezüstöt tartalmazó ötvözetből készítik kis érintési ellenállás elérése céljából.



9.13. ábra. Nyomaték mérése nyúlásmérő bélyegekkel



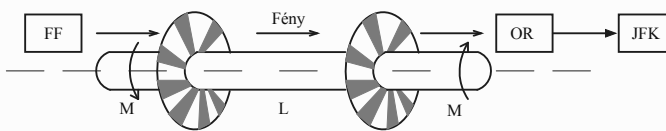
9.14. ábra. a. Csúszókefe és gyűrű b. Forgó transzformátor c. Rádiófrekvenciás távmérés

A második megoldást forgótranszformátorok felhasználásával érik el (9.14.b. ábra), ahol két, a forgástengellyel koncentrikus körtranszformátort használnak: az AB híd táplálót a P1 primerre kacsolt U_t váltófeszültségről az S1 szekunderen keresztül biztosítják, míg az XY mérőátlóról a kimenő feszültséget a P2 primerről az S2 szekunderre viszik át. Mivel nincsenek érintkező felületek, a módszer akár nagy szögsebességeknél is alkalmazható állandóan működő megoldásként.

A harmadik módszernél a tengelyre szerelnek egy miniakkumulátorról táplált RFA rádiófrekvenciás adót. Ez a nyúlásmérő hidat táplálja is, majd a híd kimenő feszültségét RF moduláltan az álló részen található V vevőnek adja le. A módszer inkább rövid ideig tartó teszteleseknél alkalmazott.

Más nyomatékmérési módszerek közvetlenül az elcsavarodási Θ szöget mérik a mintatengely S1 és S2 keresztmetszetébe helyezett optikai vagy mágneses olvasószervezetek segítségével (korongok, a tengelyre elhelyezett referenciaalakzatok).

Az optikai módszerrel történő torziószögmérés egyik változatánál (9.15. ábra) az említett pontokba a tengelyre szabályos átlátszó és nem átlátszó körcikket tartalmazó korongokat helyeznek el. Egyik felől FF fényforrás

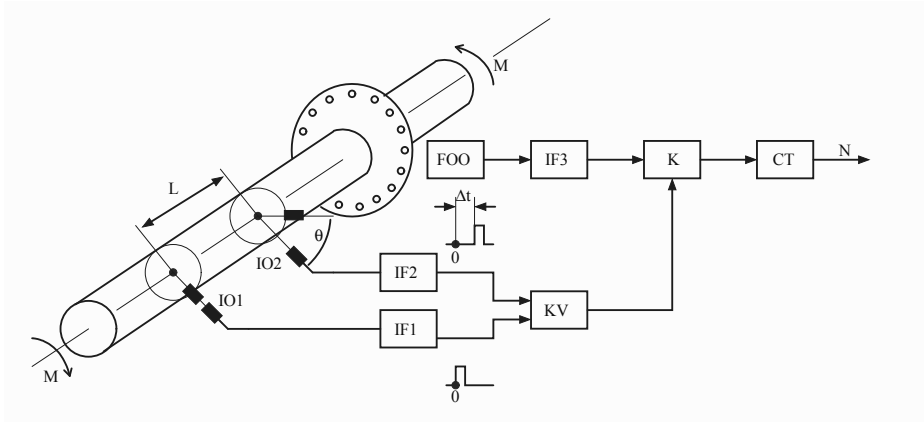


9.15. ábra. Optikai korongos nyomatékmérő

található, másik felől OR optikai receptor. A körcikket azonosak, nyugalmi helyzetben ($M = 0$) az egyik korong fényáteresztő körcikké egybeesik a másik korong nem fényáteresztő körcikkével, így ha $M = 0$, az optikai receptor nulla megvilágítást kap. Amikor a tengely nyomaték hatására elcsavarodik, a Θ torziós szöggel arányosan nő az OR megvilágítása. A (9.23) képlet ismeretében a fény mennyiségét a JFK jelfeldolgozó és kijelző rendszer feldolgozza és megjeleníti a mért nyomaték értékét.

A mágneses olvasókkal ellátott nyomatékmérő egyik változata két fogazott korongot tartalmaz (fogaskerekek), amelyek fog-fogköz váltakozásából impulzussorozatot állítanak elő. Az impulzusok fáziskülönbsége arányos a tengely elcsavarodási szögével, így a (9.23) képlet szerint mérhető az erőnyomaték.

A mágneses olvasós nyomatékmérő másik változatát a 9.16. ábrán mutatjuk be. A forgástengely mintaszakaszának két L távolságra levő



9.16. ábra. Induktív olvasós nyomatékmérő

pontjában, a felületre, nyugalmi helyzetben ugyanazon hengeralkotón, két mágneses dudort rögzítenek. Forgás közben két induktív olvasó (IO1 és IO2) tekerseiben impulzusok keletkeznek (egy impulzus/olvasó/fordulat). Az analóg indukált jelsorozat az IF1 és IF2 impulzusformálók digitális impulzusokká alakítják, amelyeknek a Θ torziós szöggel arányos Δt időeltolásuk van. A két impulzusformálóból a digitális impulzusok a KV kapuvezérlőbe jutnak, ahol a vezérlő a K kaput csak Δt időre tartja nyitva, amelyen ezen időközökben az FOO fényoptikai olvasó és az IF3 impulzusformáló utáni $f_z = z \cdot f$ frekvenciájú impulzusok haladnak át a CT bináris számlálóhoz (z a fordulatszám-mérő optikai korong lyukszáma, f a tengely forgási frekvenciája).

A CT számláló Δt idő alatt

$$N = f_z \cdot \Delta t = z \cdot f \cdot \Delta t$$

impulzust számlál. Tovább írjuk a képletet:

$$N = z \cdot \frac{2\pi f}{2\pi} \Delta t = \frac{z}{2\pi} \omega \Delta t = \frac{z}{2\pi} \Theta, \quad (9.27)$$

ahol $\omega \Delta t$ épp az elcsavarodási szöveget adja. Ha figyelembe vesszük a (9.23) képletet, a (9.27) képlet a következőképpen alakul:

$$N = \frac{z \cdot 32L}{2\pi G \pi D^4} M = \frac{16z}{\pi^2 G D^4} M = K_M \cdot M, \quad (9.28)$$

vagyis a CT számláló kimenetén az M nyomatékkal arányos szám jelenik meg. A K_M állandó nagyobb értékére a nyomatékmérés felbontóképessége jelentősen nő. A gyakorlatban az optikai korong akár $z=10000$ lyukat is tartalmazhat.

Számos esetben szükséges a meghajtó egység teljesítményének a mérése is, ami a nyomatékmérésből könnyen következtethető:

$$P = M \cdot \omega, \quad (9.29)$$

ahol $\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{n}{60}$ a tengely forgássebessége (rad/s), illetve n a fordulatszám (ford/min, RPM).

Villamos hajtásoknál a szabályzó visszacsatoló hurokban gyakran nyomatékkal arányos mennyiséget kell kapcsolni. A meghajtó villamos motor típusától függően áram vagy feszültség mérése által kapunk a nyomaték értékére utaló információt. Csak két példát említünk meg:

- Egyenáramú kollektoros motoroknál a nyomaték kifejezése

$$M = k \cdot \Phi \cdot I, \quad (9.30)$$

ahol k egy állandó, Φ a gerjesztő fluxus, I az állórész áramerőssége. Nyilván M mérésére I áramot kell mérni, de ez összefüggésben van a Φ fluxussal is a motorgerjesztési módjától függően (soros, párhuzamos, független).

- Háromfázisú aszinkron motoroknál ω_0 a szinkron szögsebesség, ω a valódi szögsebesség, minek alapján meghatározzák a csúszást (slip).

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}.$$

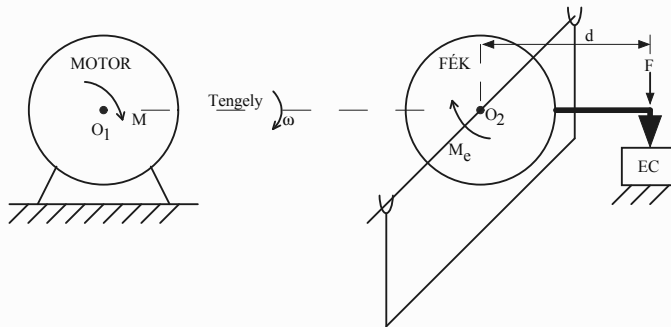
A háromfázisú aszinkron motor nyomatéka:

$$M = \frac{3U^2}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{R'_2}{s}}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + X^2}, \quad (9.31)$$

ahol R_1 és X az álló rész (sztator) ellenállása és reaktanciája, R'_2 a rotor sztatorra áttett ellenállása és U a tápláló fázisfeszültség effektív értéke. A (9.31) képletből látható, hogy az M nyomaték értéke a feszültség és a szögsebesség mérésén alapszik (ω szükséges a csúszás meghatározásához), ugyanis a többi paraméter állandó.

9.2.2. Fékpadok

Nyomaték és teljesítmény mérését igénylik a különböző mechanikai munkát generáló eszközök gyártási vagy felhasználási folyamatban való tesztelési eljárásai. Forgómozgású mechanikai munkát állítanak elő a villanymotorok, belső égésű motorok, hidraulikus és pneumatikus turbinák. Nyilván lehetne használni az előbb bemutatott, tengelyre szerelhető nyomatékmérő eszközöket, de akkor is szükség van olyan mechanikai terhelésre, amely ismert ellennyomatékot hozzon létre. Kizárólag a motorok tesztelésére fejlesztették ki a **fékpadokat**, amelyek ellennyomatékot és nyomatékmérési lehetőséget biztosítanak. A fékpadok a tesztelt, rögzített állórészű motort és tengelyát-



9.17. ábra. Fékpadok működési vázlata

tétellel kapcsolt forgórészű, billenő állórészű féket tartalmaz. A motor kifejti M nyomatékát ω szögsebességgel (9.17. ábra). A fék M_e ellen-nyomatékot hoz létre, amely a hatás-ellenhatás elve szerint azonos értékkel hat az állórészre, amely elbillenhet a főtengety körül. A fék állórészére szerelt kar egy EC erőmérő cellára F erővel fog hatni. Mivel a d erőkar ismert (a főmozgás forgásközpontjától az F erő támadópontjáiig mért távolság), meghatározható az

$$M_e = F \cdot d. \quad (9.32)$$

ellennyomaték, amely gyakorlatilag egyenlő a motor által kifejttet M nyomatékával.

Az erőmérés történhet mechanikus mérleggel (tányéros, rugós, futósúlyos, karáttételes), hidraulikus mérleggel vagy villamos (elektronikus) erőmérő cellával (EC). A legelőnyösebb a villamos EC, mivel az F erő jelentéktelen elmozdulást okoz, így a billenő felfüggesztés csapágyak helyett

rugókkal történhet (kopásállóbb), és a mért érték villamos jelként könnyen feldolgozható (kijelzés, számítógép-vezérelt komplex mérési rendszer része).

A fékhatást előállító forgó berendezések a következő típusúak lehetnek:

- **Mechanikai dörzsfék** (Prony-fék), amely egyben a legrégebbi (és jelenleg legkevésbé használt) kis fordulatszám és nagy fékezőnyomaték kifejtésére (a motor tengelyére erősített tárcsa palástjára féktuskók illeszkednek).
- **Légörvény** vagy **légcsavar** fék, mely kis teljesítmény, nagy fordulatszám mérésére alkalmas (modellmotorok, turbófeltöltők belsőégésű motoroknak).
- **Hidraulikus fék**, egyike a leggyakrabban használt fékrendszereknek. Több változata közül a gyakorlatban a **kamrás** fékpad a legelterjedtebb. A tesztelt motor (legfőképpen belső égésű motor) közvetlenül hajtja a forgórészt, amely billenő ágyazású, több vagy kevesebb vizet tartalmazó állórészben forog. A nyomatékfelvétel szabályozása az álló és forgó rész közé többé-kevésbé betolt tolattyúval (aktív vízmennyiség szabályozása) vagy az állórészben lévő tényleges vízmennyiség változtatásával valósítható meg. Működés közben a folyadéksúrlódás miatt a víz felmelegszik. Ennek hőmérséklete nem lehet 50...60 °C-nál nagyobb a gőzképzés elkerülése végett, így szükséges a víz hűtése.
- **Az örvényáramú fék** szintén gyakran használt. A fékezőnyomatékot az állórész és forgórész közötti elektromágneses erők hozzák létre. Az állórészben egyenárammal táplált gerjesztő tekercsek (elektromágnesek) találhatóak. A forgórész fogazott fémtárcsa (kisebb nyomatékoknál sima fémtárcsa). A tárcsa forgása hatására az elektromágnesek mágnestere örvényáramokat gerjeszt a tárcsában (a fogazott tárcsánál az álló tekercsekben is). A mágnes tér és az örvényáram hatására elektromágneses fékező erő jön létre, amely a tengelyre fékező nyomatékként hat. A fékező nyomatékot (M_e) a tekercsekben folyó villamos árammal lehet beállítani. Mivel az örvényáramok hőt fejlesztenek, ezt a féket is vízzel kell hűteni. A villamos örvényáramú fékeket szélsőséges üzemi körülmények között használják (kis és nagy fordulatszámok és nyomatékok), előnyük, hogy forgó részük tehetlensége kicsi.
- **Fékezés villamos forgógéppel** szintén lehetséges, de ritkábban alkalmazzák. A villamos forgógépet háromféleképpen lehet fékező állapotba hozni:

- A gépet **generátor** üzemmódba helyezik, amikor mechanikai energiát vesz fel a tesztelt motortól és villamos energiát termel, amelyet a hálózatba juttat (ez a rekuperációs fékezés). Aszinkron gépnél a szinkron szögsebesség (ω_0) felett lép generátor üzemmódba (tehát elég nagy fordulathál), egyenáramú gépnél a gerjesztő fluxus megfordításával lép a gép generátor üzemmódba.
- **Ellenállású** fékezésnél a gép nincs kapcsolatban a hálózattal, a keletkezett villamos energiát ellenállásokon keresztül hővé alakítja. Itt is generátor üzemmódba hozzák a fékező villamos gépet.
- **Ellenáramú** (dinamikus) fékezésnél a villamos gép úgy van a hálózatra kötve, hogy az ellenkező forgásirányba igyekezne forogni. A három felsorolt lehetőség közül ez a leggazdaságtalanabb megoldás, viszont a kis fordulatszámokon elérhető fékező nyomaték a legnagyobb.

A fékpadok pontossága 0,1...0,5% (hidraulikus, örvényáram) és 1...5% (légfék, Prony-fék) hibakorlátok között mozog.

10. fejezet

Giroszkópok

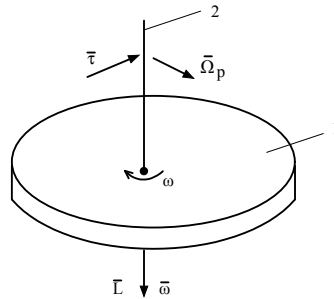
A giroszkóp a tájékozódás egyik gyakran használt mérőeszköze, amelyet ősi megfigyelés előzött meg: egy függőleges síkban forgó (vízszintes tengely) korong megtartja forgási síkját, még ha az alapot megdőltik is. Ezt a jelenséget a 18. századig mesterséges látóhatár létrehozására használták. A giroszkóp elnevezést Léon Foucault francia tudósnak tulajdonítjuk, aki 1852-ben kardáncsuklóba illesztett gyors forgótestet helyezett a Föld forgásának a bizonyítására. A **giroszkóp** szó a görög „girosz” – forgás, kör és „scopeo” – nézni, figyelni szavakból tevődik össze. De ezt a kísérletet egy évvel megelőzte a „Foucault-inga” kísérlet, amellyel sikerült bizonyítani a Föld forgó mozgását. Az ingás kísérletben a mozgási sík lassú elfordulása a **Coriolis-erő**nek köszönhető. És innen máris meghatározható a giroszkópok két fő típusa: a **forgó** és a **rezgő** giroszkóp.

10.1. Forgó giroszkópok

Időbeli sorrendben először a **forgó giroszkópot** fejlesztették ki, amelynek működése a precesszió (elhajlás) jelenségén alapszik (10.1. ábra). Az (1) homogén forgó test (korong, henger) a (2) tengely körül forog ω szögsebességgel ($\bar{\omega}$ vektor a forgásirány szerinti egyenes fűrószabály alapján irányított), amely meghatározza a forgó test szögnyomatékát (perdület):

$$\bar{L} = I \cdot \bar{\omega}, \quad (10.1)$$

ahol I a test tehetetlenségi nyomatéka. Ha a tengelyre erő hat, amelynek a tengelyre kifejtett nyomatéka $\bar{\tau}$, akkor létrejön egy precessziós (elhajlási)



10.1. ábra. Forgó test precessziós mozgása

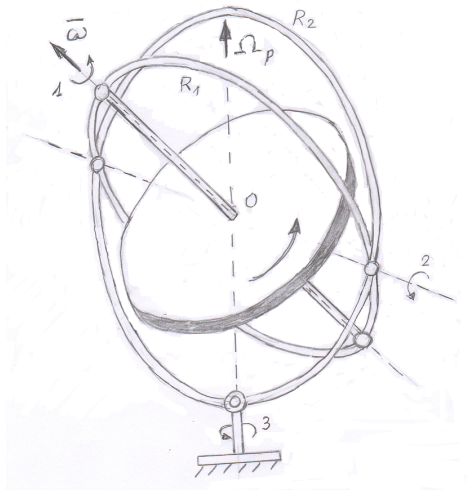
mozgás, amelynek szögsebessége Ω_p , és a következő vektorszorzattal határozható meg:

$$\vec{\tau} = \vec{\Omega}_p \times \vec{L}. \quad (10.2)$$

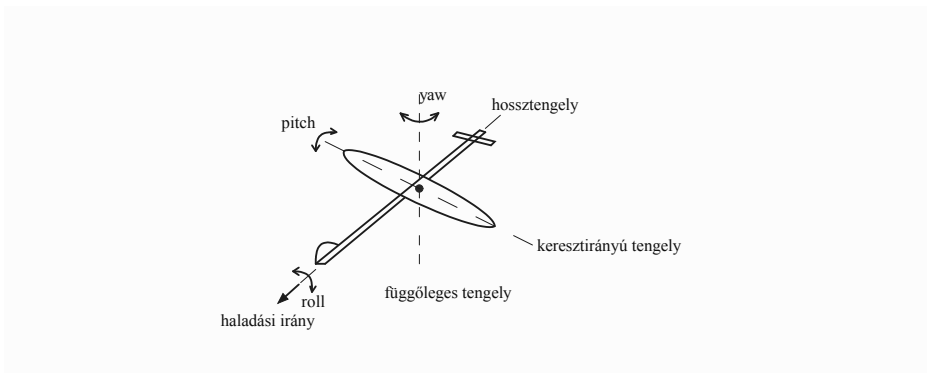
Mivel $\vec{\tau}$ merőleges a tengelyre ($\vec{\tau} \perp \vec{L}$), következik, hogy a precesszió tengelye merőleges mindkét vektorra. A precesszió mértékének érzékelésére a forgó testet (rotor) kétkeretes kardáncsuklóba szerelik, amellyel a saját forgási tengelye mellett még két szög-szabadságfokot kap. Ezt a szerkezetet **szabad giroszkóp**nak nevezik (10.2. ábra). A rögzített állványon függőleges tengely körül elfordulhat az R_2 sugarú körkeret, amelyen belül, a csuklók tengelye mentén kapcsolódik az R_1 sugarú belső körkeret ($R_1 < R_2$). A csuklók tengelyére merőleges a rotor forgástengelye, és az R_1 belső körkeretbe rögzített csapágyakon forog, ahol „O” a rendszer súlypontja. Az ábrán 1, 2 és 3 számokkal jelöltük a szög-szabadságfokokat. A rotor forgástengelye hosszában ható erő nem okoz precessziót, de bármely más irányú erő (nyomaték) az (1) perdület ($\vec{L} = I \cdot \vec{\omega}$) elhajlását okozza (pl. az ábrán Ω_p a (2) szögmozgás által jön létre). A két körgyűrűre szerelt szögelfordulás-érzékelők adják a rotor tengelyére ható külső erők mértékét. Szabad vagy részben szabad (az R_1 körgyűrű hiányzik) forgó giroszkópokkal határozzák meg a hajók, repülőgépek, rakéták mozgásirányát.

A járművek mozgásakor három, egymásra merőleges tengelyű elmozdulást határoznak meg, amelyeket a repülőgép esetében vázolunk a 10.3. ábrán:

- **forgás** (yaw) – a függőleges tengely körüli elfordulás;



10.2. ábra. Szabad forgó giroszkóp



10.3. ábra. Jármű jellegzetes mozgásai

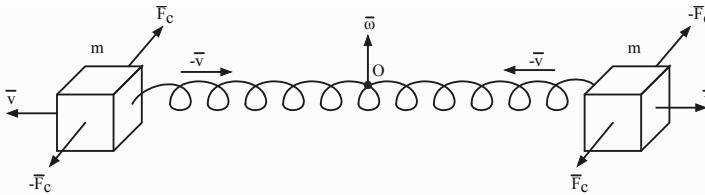
- hosszdőlés vagy **bólintás** (pitch) – a keresztirányú tengely körüli elfordulás;
- **orsózás** (roll) – a hossz tengely körüli elfordulás.

A forgó szabad giroszkóp megőrzi a rotor forgástengelyének az irányát egy inerciális vonatkoztatási ponthoz képest, amely általában egy adott csillag. Ezt a magatartást használják fel a mozgó jármű (repülő, hajó) helyzetének a meghatározásában, amikor nem lehetséges a helyzetmeghatározás

közvetlenül. Ha a szabad giroszkóp külső abroncsát eltávolítjuk, a megmaradt egy környűrűnek csak egy szabadsági foka marad, és az alap kezd forogni, a pergő rotor igyekszik a forgástengelyét a külső forgástengelyhez igazítani. Így hoznak létre olyan irányító műszereket, mint a mesterséges látóhatár, giroszkópikus iránytű, ahol a külső forgómozgás maga a Föld forgása. Ha a megmaradt környűrűre (abroncs) rugót szerelnek, meggátolva a rotor tengelyének a külső forgástengelyhez való igazodását, akkor a környűrű elfordulása lineáris összefüggésben van a külső forgással, és így ezt lehet egy műszerrel mérni, amit **szögsebesség-érzékelő**nek is nevezünk.

10.2. Regző giroszkópok

A mikro- és nanotechnológia fejlődésével lehetővé vált a Coriolis-erőn alapuló regző giroszkópok tömeges gyártása, amelyeket immár nemcsak a repülőek és hajók helyzetmeghatározására szolgálnak, hanem a szárazföldi járművek, mobiltelefonok, drónok stb. forgásérzékelésére is szolgálnak. A Coriolis-hatást a 10.4. ábrán mutatjuk be, máris regző mozgáshoz kötve. Két m tömegű test az O szimmetriaközpontról egyenlő távolságra, egy rugó



10.4. ábra. A Coriolis-hatást szemléltető regző rendszer

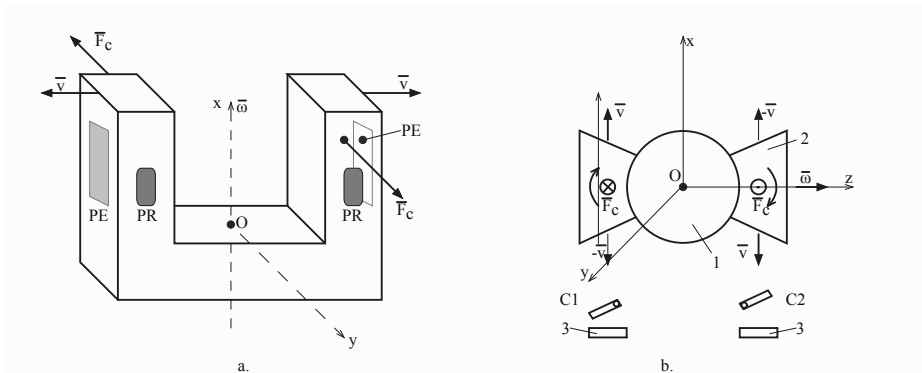
végeire van rögzítve. A rugalmas rendszer vízszintes regző mozgást végez. A testek sebessége egy adott időpontban \bar{v} (rugó nyújtása). Ha a regző rendszer $\bar{\omega}$ szögsebességgel fordul el ($\bar{\omega} \perp \bar{v}$), akkor a testekre az

$$\bar{F}_c = 2m\bar{v} \times \bar{\omega} \quad (10.3)$$

erő hat, amelyet **Coriolis-erő**nek neveznek. Mint látható, az F_c erőpár jobb irányú fordulást igyekszik létrehozni. Amikor a regző rugó összehúzódik (a sebesség $-\bar{v}$), akkor a Coriolis-erők is fordított irányúak lesznek, így a $-F_c$ erőpár bal irányú forgást igyekszik létrehozni. Tehát a lineáris regzőmozgásból az ω szögsebesség hatására érintőmenti regzőmozgás jön létre az m tömegű testeknél.

MEMS technológiával két alaptípusú rezgő giroszkópot gyártanak: lineáris, villaszerű rezgéssel, illetve forgórezgéssel. Elemezzük mindkét típus működését.

A **lineáris rezgő giroszkóp** (10.5.a. ábra) kétágú villaként van kialakítva, melyek ágai m tömegűek. A beépített PE piezoelektromos elemek külső



10.5. ábra. a. Lineáris rezgő giroszkóp b. Forgó rezgésű giroszkóp

váltóáramú tápláláskor a fordított piezoelektromos hatásra a villa két szárát rezgőmozgásba hozzák (a szárak egyszerre egymás felé, ill. egymástól eltávolodva rezegnek). Ha a villaszerkezet Ox irány szerinti ω szögsebességgel fordul el, a (10.3) képlet szerinti Coriolis-erők a villa szárait ellentétes irányba hajlítják meg ($\vec{F}_c \perp \vec{v}$, $\vec{F}_c \perp \vec{\omega}$), így a szárak Oy irányban is rezgő mozgást végeznek, amely kitérése a külső ω szögsebesség függvénye. A villa szárainak Oy irányba történő elhajlását négy PR piezorezisztív érzékelővel (kettő-kettő a szárak Oy irányítású ellentétes oldalain) mérik, klasszikus Wheatstone-hídba kötve. A piezorezisztív mérés helyett egyes változatok kapacitív elmozdulásmérő érzékelőkkel rendelkeznek.

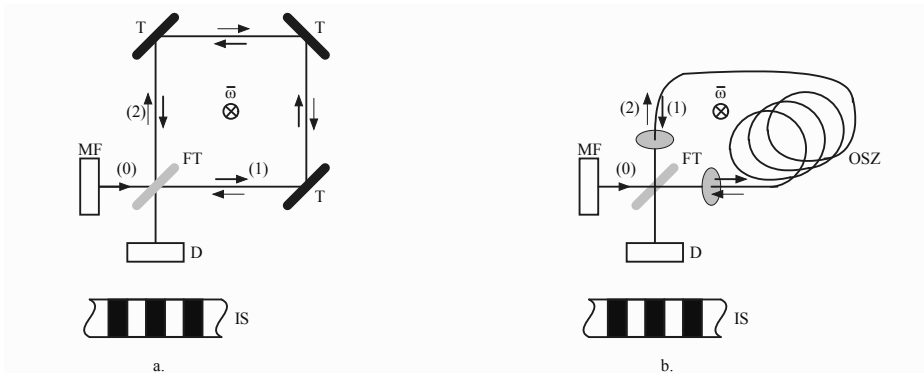
A **forgó rezgésű giroszkópnál** (10.5.b. ábra) az (1) forgórész Oy tengely körül rezgő mozgást végez, vele együtt a (2) síkszárnyak (az xOz síkban), melyeknek m tömegük van. Ha Oz irányban $\vec{\omega}$ szögsebesség hat a rendszerre, akkor a (10.3) képlet szerint \vec{v} sebesség nyomán F_c Coriolis-erő hat a síkszárnyakra: a bal oldalin F_c a lapba fűródik (a szárny lefele hajlik), a jobb oldalin F_c a lapból kifelé mutat (a szárny felemelkedik). A rezgő szerkezet alatt egy-egy kondenzátor (C_1 és C_2) rögzített (3) síkfegyverzete található. Így az előbb leírt hatások eredményeként C_1 értéke nő a nyugalmi C_0 értékhez képest, míg C_2 csökken (a mozgó síklap távolodik az alapsíktól). Amikor a rezgés fordított irányban történik ($-\vec{v}$), akkor az F_c erők fordítva

hatnak, és a (2) lapocskák elmozdulásakor $C_1 < C_2$. A két kondenzátor értékének a rezgő változását mérve kivehető a mechanikai rendszerre ható külső ω szögsebesség értéke.

10.3. Optikai giroszkópok

A rezgő giroszkópon kívül még léteznek optikai szálas giroszkópok és körlézer giroszkópok, amelyeket a következőkben mutatunk be.

Az **optikai szál as giroszkóp** működésének alapjául a **Sagnac-hatás** szolgál, amelyet 1913-ban fedezett fel George Sagnac fizikus, és ezt a 10.6.a. ábrán mutatjuk be. Egy optikai lap három sarkában T tükör van rögzít-



10.6. ábra. a. Sagnac-hatás szemléltetése b. Optikai szál as giroszkóp

ve, és egy FT féltükör, amely az $\bar{\omega}$ szögmozdulás hatására az inercialappal együtt elmozdulhat. Az MF monokromatikus fényforrásból a (0) fénynyaláb a féltükörnél az (1) és (2) irányban kettéválik, amelyek a T tükrökön visszaverődve az FT-n keresztül a D fénydetektorra esnek, ahol IS interferencia sávokat hoznak létre. Ha az inercialapra erre merőleges $\bar{\omega}$ szögsebesség hat, az FT féltükör elmozdul, miáltal az (1) és (2) fénysugarak útjainak a hosszai változnak (egyik nő, a másik csökken), és így a D detektoron az interferenciasávok eltolódnak a nyugalmi állapothoz képest. Ez a Sagnac-hatás.

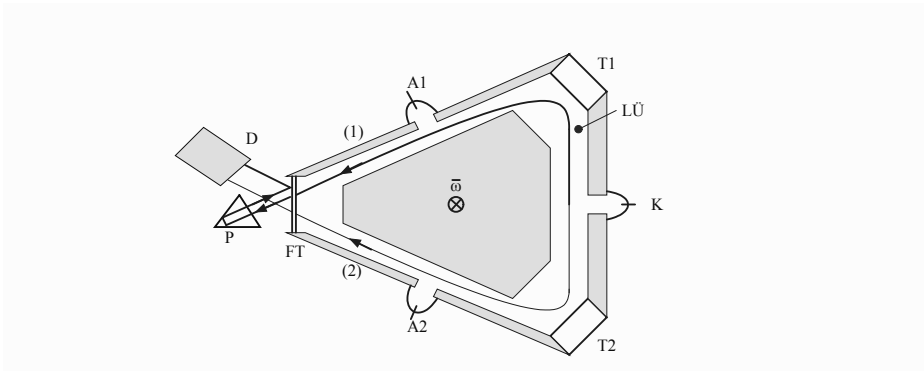
A gyakorlatban a Sagnac-hatást a 10.6.b. ábrán bemutatott optikai szál as giroszkópban használják fel. A három rögzített tükör helyébe OSZ optikai szál at használnak, amelyet A keresztmetszetű hengerre rögzítenek. Az MF monokromatikus forrás (0) fénynyalábját az FT féltükör az (1) és (2)

irányokba küldi, amelyek az optikai szálban ellentétes irányokban haladnak, és végül lencséken keresztül az FT féltükrről át a D detektorra esnek, ahol interferenciasávokat hoznak létre. Az $\bar{\omega}$ szögsebesség hatására itt is az FT féltükör mozdul el, ami az IS interferenciasávok eltolódását idézi elő. Az interferenciasávok $\Delta\varphi$ fáziseltolódását a

$$\Delta\varphi = \frac{8\pi \cdot N \cdot A}{\lambda \cdot c} \cdot \omega \quad (10.4)$$

képlet fejezi ki, ahol N az optikai szálhenger menetszáma, A a henger keresztmetszeti felülete, λ és c a monokromatikus sugárnyaláb hullámhossza, illetve sebessége. Az ω szögsebesség azonos szögmértékben van kifejezve, mint a $\Delta\varphi$ fáziseltolódás (ha $\Delta\varphi$ radiánban van értelmezve, akkor ω -t rad/s-ban, míg ha $\Delta\varphi$ -t fokban értelmezzük, akkor ω fok/s-ban van kifejezve). A (10.4) képletből láthatjuk, hogy az optikai szálhenger giroszkóp (amely tehát ω szögsebességet mér) érzékenységét az N és A paraméterekkel növelhetjük, ami a giroszkóp méreteinek a növekedéséhez vezet.

A **körlézer giroszkóp** (10.7. ábra) szintén a Sagnac-hatáson alapul, de itt a sugárnyalábforrás nem külső, hanem belső lézerforrás. Az LÜ lézerüreg He



10.7. ábra. Körlézer giroszkóp

és Ne gázok keverékével van kitöltve, amelyben a K katód és az A1, illetve A2 anódok közötti kisülés folytán $\lambda = 633$ nm hullámhosszúságú vörös lézersugár keletkezik (nyugalmi helyzetben). A K-A1 közötti (1) lézersugár a T1 tükör, az FT féltükör és D prizma segítségével a D detektorba jut. A K-A2 közötti (2) lézersugár a T2 tükör és FT féltükör segítségével szintén a D detektorba jut. A lézerüregben egész számú hullámhossz található mindkét sugárnyalábban. Ha a szerkezet a felületre merőleges $\bar{\omega}$ szögsebességgel

mozdul el, akkor a lézerüreg egyik fele hosszabbodik (pl. (1) nyaláb), a másik rövidül (pl. (2) nyaláb), ezáltal a Sagnac- és Doppler-hatás közös hatására a hullámhosszak is változnak (pl. $\lambda_1 > \lambda_2$). A két sugárnyaláb a D detektorban **lebegő (beat)** frekvenciát hoz létre, amelynek értéke:

$$f_B = \frac{4A}{\lambda_0 \cdot p} \cdot \omega, \quad (10.5)$$

ahol A és p a lézerüreg keresztmetszete és a sugárnyaláb úthossza, míg λ_0 a lézernyaláb hullámhossza a szerkezet nyugalmi állapotában. Az f_B frekvencia kHz nagyságrendű, ami könnyen mérhető.

A körlézer giroszkóp eddig bemutatott változatának a velejárója, hogy kis szöggyorsulás esetében a két hullámhossz egymásra „húzódhat”, vagyis f_B nulla, habár $\omega \neq 0$. A hibás működést úgy küszöbölik ki, hogy a lézerüreg szerkezetet egy piezoelektromos motor forgórészébe helyezik, amely forgórész kis kilengésű forgó rezgőmozgást végez.

Következésképpen megállapítható, hogy a **giroszkópok szögsebességet** (ω) **mérnek**, amelyet rad/s, fok/s vagy ford/min mértékegységekben értelmeznek. Ha a tér mindhárom irányában akarnak szögsebességet mérni, akkor három, egymásra merőleges (Oxyz tengelyrendszer) irányban érzékeny giroszkópot helyeznek el ugyanabban a tokozásban. Ha ugyanabba a tokozatba háromdimenziós **gyorsulásérzékelőt** is helyeznek el, akkor létrejön az **IMU-érzékelő** (Inertial Measuring Unit), amely érzékeli $\omega_x, \omega_y, \omega_z, a_x, a_y, a_z$ mennyiségeket. Az IMU érzékelőkbe gyakran beépítenek még háromdimenziós magnetométert is, amellyel a mágneses tér értékét érzékelik mindhárom irányban (gyakori a Föld mágneses terének a mérése, digitális iránytű létrehozása).

Mozgó szerkezetekbe (repülő, drón, autó, robot, okostelefon) épített IMU érzékelők a 10.3. ábrán bemutatott három irányban (yaw – forgás, pitch – bólintás, roll – orsózás) határozzák meg a mozgás paramétereit. Ezek ismeretében működtethetők az INS (Inertial Navigation Systems) inerciális vezető rendszerek, amely által a mozgó test helyzetét és mozgási pályáját meg lehet határozni, amikor hiányoznak a közvetlen tájékozódási támpontok (látás, GPS), mint például felhőben, alagútban, magas épületek szegélyezte utakon.

11. fejezet

Nyomás és hozammérés

11.1. Nyomás mérése

Nyomás alatt az egységnyi felületre merőlegesen kifejtett erőt értjük.

$$p = \frac{F}{A}, \quad (11.1)$$

ahol p a nyomás, F a felületre merőlegesen ható erő és A a felület nagysága. Megjegyezzük, hogy a nyomást nem vektoriális, hanem skaláris mennyiségként határozták meg, tehát nincs irányítottsága. A nyomás mérési módja háromféle lehet:

- **abszolút nyomás:** a mérőpont és a tökéletes vákuum nyomása közötti különbséget méri (p);
- **relatív nyomás:** a mérőpont és a környezeti (atmoszférikus) nyomás közötti különbséget méri ($\Delta p = p - p_{atm}$);
- **differenciális nyomás:** a mérőpont és egy másik referenciaértékű nyomás közötti különbséget méri ($\Delta p = p - p_{ref}$).

A nyomás SI-**mértékegysége** a pascal (Pa), ugyanakkor számos egyéb mértékegysége használatos:

$$\begin{aligned} 1 \text{ Pa} &= 1 \frac{\text{N}}{\text{m}^2} \\ 1 \text{ bar} &= 100\,000 \text{ Pa} \\ 1 \text{ at} &= 98\,066,5 \text{ Pa} \\ 1 \text{ atm} &= 101\,325 \text{ Pa} \\ 1 \text{ torr} &= 1 \text{ mmHg} = 133,322 \text{ Pa} \\ 1 \text{ psi} &= 6,89476 \cdot 10^3 \text{ Pa}, \end{aligned} \quad (11.2)$$

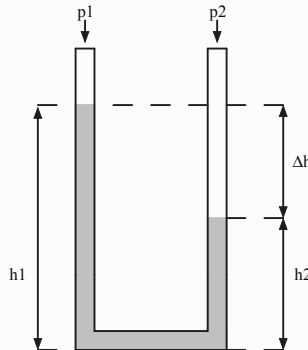
ahol *at*– technikai atmoszféra, *atm*– standard atmoszféra, *psi*– (pound per squareinch– font per négyzethüvelyk), mmHg (higanymilliméter).

A nyomásmérő elemek úgy vannak megépítve, hogy a nyomás hatására valamilyen fizikai alakváltozás (mechanikai deformáció) jön létre, mely mozgást vagy erőt eredményez. Ez a mechanikai jel, mely arányos a nyomás értékével, akár közvetlenül leolvasható egy skálán, vagy kerülhet további feldolgozásra, mely elektromos jelet eredményezhet.

Az erőt, mely a felületre hat, létrehozhatja akár egy folyadékoszlop vagy gázoszlop magassága. A tényleges *p* nyomás (hidrosztatikus nyomás), amely egy folyadékoszlop tövében alakul ki a súlya miatt:

$$p = \rho \cdot g \cdot h, \quad (11.3)$$

ahol ρ a folyadék sűrűsége, g a gravitációs gyorsulás és h a folyadékoszlop magassága. A nyomáskülönbség hatására az **U** alakú cső két végén a folyadékszint különböző szinteken állapodik meg, kialakítva az egyensúlyi állapotot. Ezt az elvet felhasználva a legegyszerűbb formájában a manométer egy **U** alakú cső, mely differenciális nyomásérzékelőként működik, melyet a 11.1. ábrán szemléltetünk. Egyensúlyi állapotban felírhatjuk:



11.1. ábra. Nyomás mérése folyadékoszlopok különbsége alapján

$$p_1 + \rho \cdot g \cdot h_1 = p_2 + \rho \cdot g \cdot h_2, \quad (11.4)$$

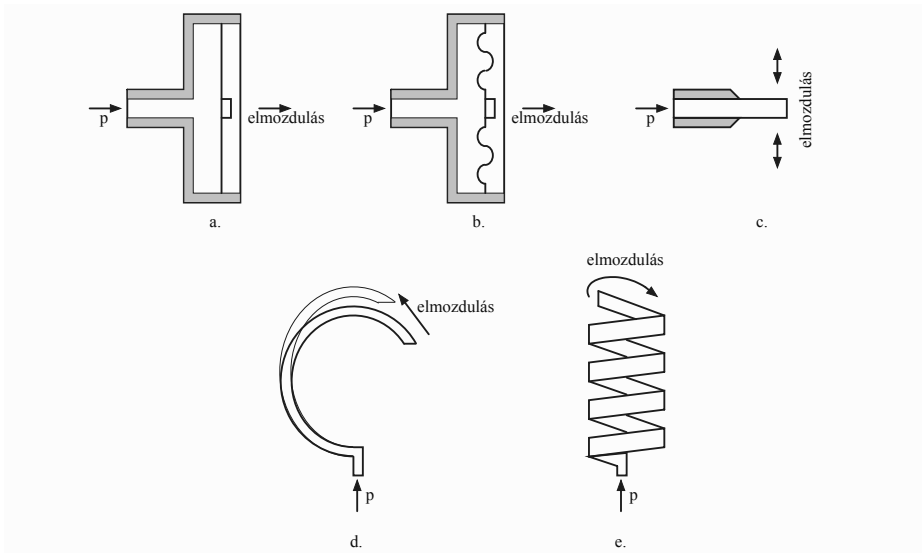
A folyadékoszlop magasságok különbsége Δh a (11.4) képlet alapján egyenesen arányos lesz a nyomáskülönbséggel:

$$\Delta h = h_1 - h_2 = \frac{p_2 - p_1}{\rho \cdot g} \quad (11.5)$$

Ha az egyik nyomás értéke ismert (referencia), a mérőeszköz beszkálázásával a folyadékoszlop különböző értékénél az ismeretlen nyomásérték közvetlenül leolvasható.

A nyomásérzékelő elem típusa szerint a nyomásmérő elemek lehetnek:

- **a. Mechanikai elasztikus nyomásérzékelők**, amelyek közül bemutatunk néhányat: egyszerű lapos membrános (11.2.a. ábra), hullámos membrános (11.2.b. ábra), egyenes cső alakú (11.2.c. ábra), C alakú Bourdon-cső, illetve helikoidális alakú Bourdon-cső (11.2.e. ábra) kialakítások. Ezekon a kialakításokon kívül a Bourdon-csőnek létezik spirál és csavart alakú kialakítása is. A C alakúhoz képest a spirál kialakítás nagyobb elmozdulást és nyomatékot képes létrehozni. Eze-

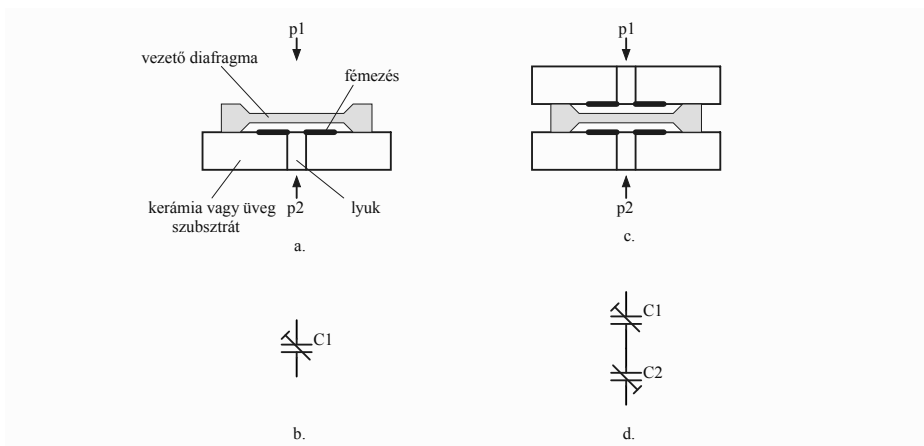


11.2. ábra. Elasztikus nyomásérzékelők. a. Lapos membrán b. Hullámos membrán c. Egyenes cső d. C alakú Bourdon-cső e. Helikoidális Bourdon-cső segítségével

ket az elmozdulásokat valamilyen rezisztív, induktív vagy kapacitív elmozdulásmérő módszerekkel lehet további villamos jellé alakítani. Például az első nyomásmérő érzékelők közé tartozik a Bourdon-cső, mely egy potencióméter kurzorját mechanikusan vezérelte. Egy másik kialakításban a Bourdon-cső elmozdulása egy vasmagot mozdít

el, mely elmozdulás egy differenciál szolenoid érzékelővel mérhető (lásd 2. fejezet).

- **b. Piezorezisztív nyomásérzékelők:** A piezorezisztív érzékelőt a 2.1.2. alfejezetben tárgyaltuk, ez egy félvezető, mely a megnyúlásra jóval érzékenyebb a fém nyúlásmérő bélyegeknél. Ilyeneket használnak a piezorezisztív elemekkel kialakított tapintásérzékelők kialakítására pl. (lásd 9. fejezet, 9.7. ábra).
- **c. A piezoelektromos nyomásérzékelők** direkt piezoelektromos jelenséget használnák fel (melyet a 3.2. alfejezetben tárgyaltunk), amikor mechanikai erő (nyomás) hatására a piezoelektromos anyag felületén elektromos töltések jönnek létre. Ezeket nagy nyomású transziens események mérésére használják, pl. robbanásveszélyes nyomás mérésére.
- **d. Kapacitív nyomásérzékelők.** A nyomásváltozás hatására a fegyverzetek egymáshoz közelednek vagy távolodnak, ezáltal megváltozik a kapacitás értéke. Lényegében egy geometriai változáson alapuló kapacitív érzékelő jön létre, mely részleteit a 2.3.1. alfejezetben tárgyaltuk. Az egyszerű és differenciál kapacitív nyomásmérő kialakítását és ekvivalens elektromos rajzait a 11.3. ábrán szemléltetjük. Például a kapacitív tapintásérzékelők esetében a kis nyomás (erő)



11.3. ábra. a. Egyszerű kapacitív nyomásmérő és b. ekvivalens áramköre
c. Differenciál kapacitív nyomásmérő és d. ekvivalens áramköre

hatására a fegyverzetek egymáshoz közelednek, az érzékelők mátrixba szerveződnek (lásd 9. fejezet, 9.8. ábra).

A légnyomás mérése is a nyomás mérési elveit követi, ahol az erőt a levegőmolekulák súlya jelképezi, mely egységnyi felületre hat. Ennek részleteit a 12. fejezetben tárgyaljuk.

11.2. Hozam mérése

Mielőtt a különböző hozammérő eszközök bemutatására térnénk rá, néhány alapfogalmat, illetve áramlástanból ismert fogalmakat szükséges tisztáznunk. A hozam lényegében valamilyen vezetékben (általában csővezeték) áramló közeg egyik jellemzője, mely lehet:

- **térfogatáram** – Q_V , mely megadja az időegység alatt a csővezetéken keresztül áthaladt térfogatmennyiséget:

$$Q_V = \frac{dV}{dt} = A \cdot v \quad [m^3/s], \quad (11.6)$$

ahol A a vezeték keresztmetszete és v az **átlagos áramlási sebesség**. Ugyanakkor gyakran használt mértékegysége a folyadékok és gázok hozamának a l/óra megnevezés.

$$1 [m^3/s] = \frac{1000 [l]}{\frac{1}{3600} [óra]} = 3,6 \cdot 10^6 [l/óra]$$

- **tömegáram** – Q_m , mely megadja az időegység alatt a csővezetéken keresztül áthaladt tömegmennyiséget:

$$Q_m = \frac{dm}{dt} \quad [kg/s]. \quad (11.7)$$

Tehát hozamméréskor vagy tömegáramot, vagy térfogatáramot mérünk, és megjegyezzük, hogy a tömeg és térfogat összefüggő mennyiségek a ρ sűrűségen keresztül:

$$\rho = \frac{m}{V} \quad [kg/m^3]. \quad (11.8)$$

A vezetékben áramló közeg jellemzői közé tartoznak a csővezeték méretei (átmérő, hossz, cső anyaga, falvastagsága), illetve az átlagos áramlási sebesség (tekintve, hogy a csővezetékben a közegáramlás különböző rétegekben eltérő, pl. folyadék esetén a legnagyobb sebesség a cső hosszanti tengelye mentén lesz, és egyre kisebb a cső falához közelítve).

Ismerve a térfogatáramot térfogat számolására egy adott $t_1 \dots t_2$ intervallumon:

$$V = \int_{t_1}^{t_2} q_V(t) dt, \quad (11.9)$$

illetve ismerve a tömegáramot hasonlóképpen kapjuk:

$$m = \int_{t_1}^{t_2} q_m(t) dt. \quad (11.10)$$

Áramlástanból ismert folytonossági tétel (mely a tömegmegmaradás következménye): zárt hurokban a beáramló folyadékhozam azonos kell legyen a kiáramlóval. Ez alapján minden változás a cső keresztmetszetében az áramlási sebesség változását eredményezi, így ha a hozam állandó, az A keresztmetszet és a v áramlási sebesség fordítottan arányos a (11.6) alapján:

$$Q_V = A_1 \cdot v_1 = A_2 \cdot v_2 = \dots = A_n \cdot v_n = \text{állandó} \quad (11.11)$$

Az energiamegmaradás törvényét folyadékokra Bernoulli vezette be. Bernoulli törvénye összenyomhatatlan (ρ állandó) folyadékokra:

$$\frac{v^2}{2} + g \cdot h + \frac{p}{\rho} = \text{állandó}, \quad (11.12)$$

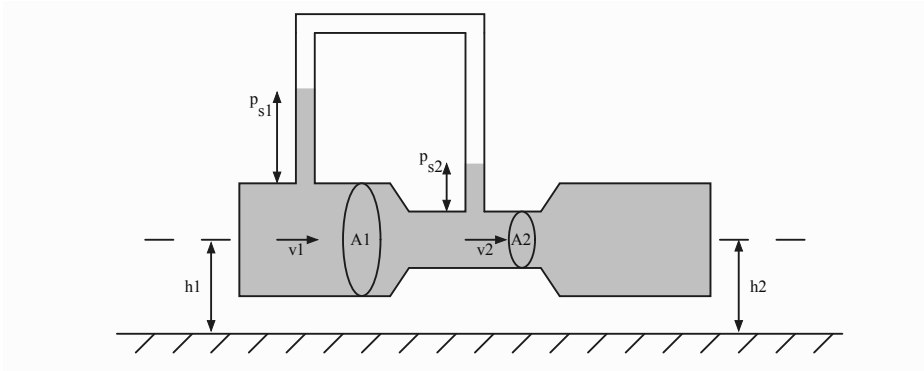
vagy egy másik formájában:

$$\frac{\rho \cdot v^2}{2} + \rho \cdot g \cdot h + p = \text{állandó}. \quad (11.13)$$

Minden áramlásban kétféle nyomás létezik. Az egyik a statikus nyomás p_s , mely minden irányban hat, a másik a dinamikus nyomás p_d , mely az áramlás irányában hat, és kifejezhető mint:

$$p_d = \frac{\rho \cdot v^2}{2}. \quad (11.14)$$

Az áramlási sebesség növekedése növeli a dinamikus nyomást, míg a statikus nyomás csökken.



11.4. ábra. Fojtócsöves áramlásmérő

11.2.1. Fojtócsöves áramlásmérő

Tekintsük a fojtócsöves áramlásmérő elvi rajzát (11.4. ábra).

Ha a csővezeték vízszintesen helyezkedik el ($h_1 = h_2$), a (11.13) egyszerűsödik és kapjuk:

$$p_s + p_d = \text{állandó}, \quad (11.15)$$

vagyis

$$\frac{\rho \cdot v_1^2}{2} + p_{s1} = \frac{\rho \cdot v_2^2}{2} + p_{s2}.$$

Innen

$$\Delta p = p_{s1} - p_{s2} = \frac{\rho}{2}(v_2^2 - v_1^2).$$

Felhasználva a (11.11) folytonossági tételt:

$$A_1 \cdot v_1 = A_2 \cdot v_2$$

és kifejezve ebből a v_2 -öt kapjuk:

$$\Delta p = \frac{\rho}{2} \left[\left(\frac{A_1}{A_2} \right)^2 - 1 \right] \cdot v_1^2 = \frac{\rho}{2} \left[\left(\frac{A_1}{A_2} \right)^2 - 1 \right] \cdot \frac{Q_V^2}{A_1^2}.$$

Tehát:

$$Q_V = A_1 \sqrt{\frac{\Delta p}{\rho} \left[\left(\frac{A_1}{A_2} \right)^2 - 1 \right]} = K \sqrt{\frac{\Delta p}{\rho}},$$

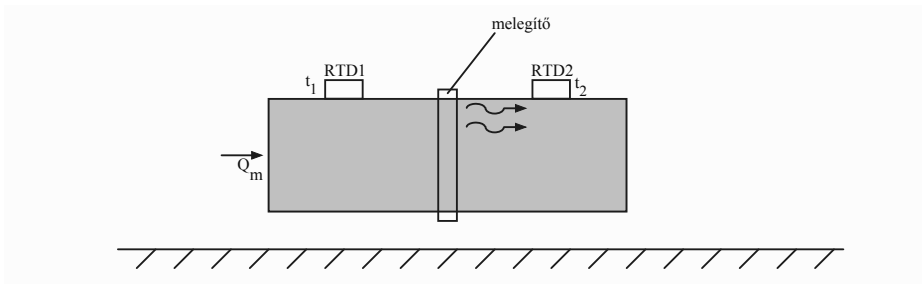
ahol $K = f(A_1, A_2, \text{fojtótényező, folyástípus})$.

11.2.2. Termikus áramlásmérő

A termikus áramlásmérőket elsősorban levegő- és gázáramlás mérési alkalmazásokban használják (11.5. ábra). Két hőmérséklet-érzékelőt használnak (RTD1 és RTD2), mely egy melegítőtől egyenlő távolságra van elhelyezve. A melegítő a folyamat (áramló gáz) hőmérséklete fölé melegíti a közvetlen közelében a gázt. Az áramlási sebesség növekedésével a hő egyre jobban elvonódik konvekciós hőátadás következtében, így a melegítő után (RTD2) nagyobb hőmérsékletet fog mérni, mint a melegítő előtt (RTD1) elhelyezett hőérzékelő. Így az RTD1 érzékelő a folyamat hőmérsékletét méri, az RTD2 pedig egy magasabb hőmérsékletet, mely a hozammal lesz összefüggésben.

A gyakorlatban kétféle módszert alkalmaznak:

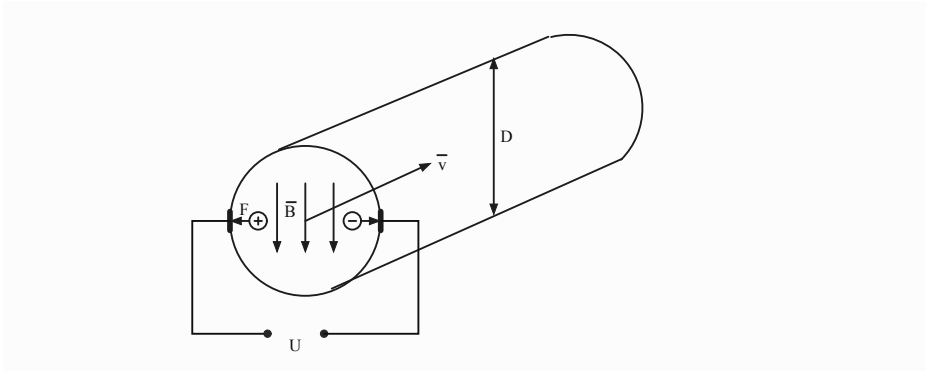
- a melegítés teljesítményét tartják állandó értéken ($P = \text{állandó}$), és mérik a $t_2 - t_1$ hőmérséklet-különbséget;
- a hőmérséklet-különbséget tartják állandó értéken ($t_2 - t_1 = \text{állandó}$), és mérik/szabályozzák a különbség állandó értéken tartásához szükséges melegítőnek a P teljesítményét.



11.5. ábra. Termikus áramlásmérő

11.2.3. Elektromágneses áramlásmérő

Az elektromágneses áramlásmérő Faraday törvénye alapján működik. Amikor az elektromosan vezető folyadék v átlagsebességgel áthalad a mágneses mezőn, elektromotoros feszültség jön létre (11.6. ábra). A folyadék a D átmérőjű csőben áramlik egy mágneses mezőn keresztül, melynek iránya merőleges a folyadék áramlási irányára. A mágneses mezőben létrejött mozgás hatására a mágneses tér Lorenz-erővel fog hatni a pozitív és negatív



11.6. ábra. Elektromágneses áramlásmérő

töltésekre:

$$\vec{F} = q \cdot (\vec{v} \times \vec{B}). \quad (11.16)$$

Az így létrejött F erő hatására töltésszétválasztás jön létre, mely során egy U elektromos feszültség jön létre az elektródák között, amely arányos lesz az áramlási sebességgel, tehát a hozammal is. Az indukált U elektromotoros feszültség értéke felírható:

$$U = v \cdot B \cdot D, \quad (11.17)$$

ahol B – a mágneses indukció. A (11.6) és (11.17) alapján egy D átmérőjű cső esetén felírhatjuk:

$$U = \frac{Q_V}{A} \cdot B \cdot D = \frac{Q_V \cdot 4}{\pi D^2} \cdot B \cdot D, \quad (11.18)$$

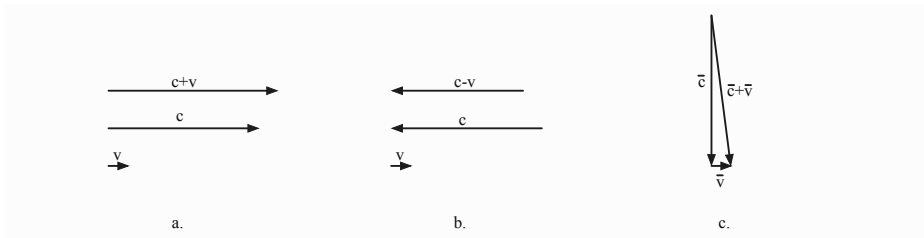
ahol A a cső keresztmetszete. Innen kifejezve a hozam értékét kapjuk:

$$Q_V = \frac{\pi D}{4B} \cdot U. \quad (11.19)$$

Az indukált U feszültség általában nagyon kis értékű (néhány mV nagyságrendű vagy még kisebb alacsony hozam esetében), emiatt zajra érzékeny. Ha a B indukciójú mágneses mezőt létrehozó tekercsokat egyenáram táplálja, akkor számos probléma merülhet fel, mint a polarizáció hatása, a hasznos jelre rátevéődhet egy jóval nagyobb zajjal az elektrokémiai interferencia (az elektróda és a folyadék között) során stb. Ennek kiküszöbölése érdekében a mágneses mező polaritását alacsony frekvencián változtatják.

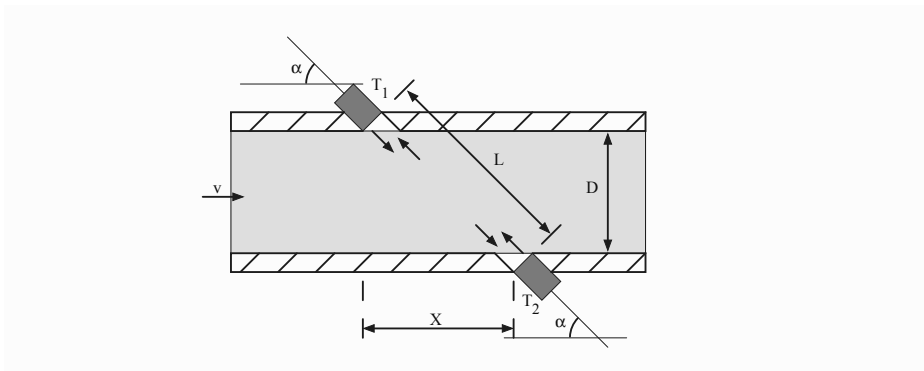
11.2.4. Ultrahangos áramlásmérők

Az ultrahangos **átmeneti idő mérésén alapuló** (Time of flight) áramlásmérő mérési elve azon a tényen alapul, hogy az akusztikai hullám terjedési sebessége (c) a folyadékban/gázban vektoriálisan összeadódik az áramlási sebességgel v , melynek néhány jellegzetes esetét a 11.7. ábrán mutatunk be. A 11.7.a. ábrán a két sebesség irányítása megegyezik (0 fokot zár be), a 11.7.b. ábrán ellentétes (180 fokot zár be), illetve a 11.7.c. ábrán a két sebesség egymással egy sajátos, ezektől különböző értékű szögben áll egymáshoz képest (v a folyadék/gáz sebessége, c az ultrahang sebessége, $c \pm v$ az ultrahang sebessége az áramló közegben).



11.7. ábra. Áramlás és ultrahang terjedési iránya a. megegyezik b. ellentétes c. sajátos szöget zár be

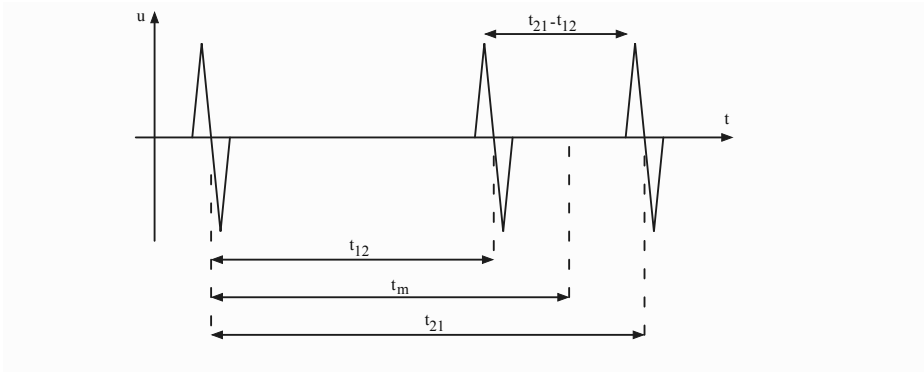
Az áramlásmérő elvi rajzát a 11.8. ábrán szemléltetjük. Két T_1 és T_2



11.8. ábra. Ultrahangos átmeneti idő mérésén alapuló áramlásmérő

ultrahangos adó-vevő egység egy D átmérőjű cső átellenes oldalán helyezkedik el X távolságra egymástól a cső hosszanti tengelye mentén, a cső

tengelyével α szöget zárva be. A két adó-vevő egység tehát L távolságra lesz egymástól ($X = L \cdot \cos \alpha$). Az adó-vevő egységek érintkezésben vannak a folyadékkal/gázzal. Mindkét adó-vevő egység egy ultrahangos impulzust küld a másik adó-vevő egység felé, de az eltelt idő az impulzus kibocsátása és beérkezése között a két esetben különböző lesz. Ha a 11.8. ábrát vesszük alapul, felhasználva a sebesség vektoriális összegzését, akkor észrevehető, ha a folyadék sebességének irányítása balról jobbra mutat, a T1 adó által kibocsátott impulzus hamarabb érkezik meg a T2 vevő egységhez (t_{12} idő alatt), és fordítva, a T2 adó egység által kibocsátott impulzus később érkezik meg a T1 adó egységhez (t_{21} idő alatt), mint ha a folyadék áramlási sebessége $v = 0$ lenne (t_m idő alatt) a különböző eredő sebességek folytán, melyet a 11.9. ábrán szemléltetünk. Felírhatjuk:



11.9. ábra. Adó-vevők közötti terjedési idő

$$t_m = \frac{t_{12} + t_{21}}{2}, \quad (11.20)$$

mely a mért terjedési idő egyik adótól a vevőig áramlás hiányában ($v = 0$). A különbség, amit mérünk, ha az áramlási sebesség nem nulla:

$$\Delta t = t_{21} - t_{12}. \quad (11.21)$$

A szakirodalomban egyik leginkább elterjedt összefüggés, mely a folyadék sebességét adja meg, és melyet bizonyítás nélkül adunk meg:

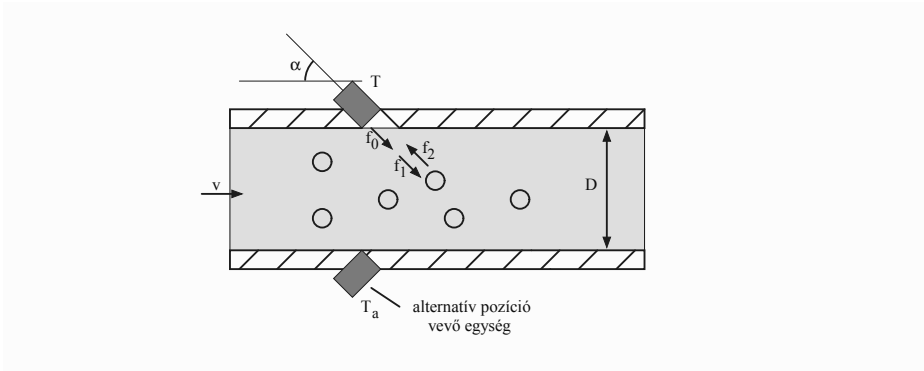
$$v \simeq \frac{L^2 \Delta t}{2X t_{12} t_{21}}, \quad (11.22)$$

mely képletben észrevehető, hogy az ultrahang terjedési sebessége az adott közegben (c) ki van küszöbölve, mely a $t_{12}t_{21}$ szorzat következménye. Innen a hozam a D átmérőjű csőre felírható:

$$Q_V = \frac{\pi D^2}{4} \cdot v = \frac{\pi D^2 L^2 \Delta t}{8X t_{12} t_{21}}. \quad (11.23)$$

Egyik hátránya ennek a módszernek, hogy a nagyon vékony csövek esetén nagyon kis időértékeket kell mérni, viszont nagyon pontos módszer.

Egy másik, hasonlóan ultrahanggal működő, a **Doppler-áramlásmérő**, a Doppler-effektust használja fel, a visszavert frekvenciaváltozáson alapul, mely a változó áramlási sebességirány következménye. Ezeknek a frekvenciaváltozása nagymértékben függ a részecskék vagy buborékok természetétől, amelyek tükrözik az ultrahangot. Az adó és vevő egység (11.10. ábra) lehet egyazon oldalon (T–adó-vevő) vagy akár a cső áttellenes oldalain (T–adó és T_a –vevő). Az adóegység f_0 frekvencián sugároz, mely a közegben f_1



11.10. ábra. Doppler-áramlásmérő

frekvenciával terjed:

$$f_1 = f_0 + \frac{v}{c} f_0 \cos \alpha \quad (11.24)$$

A visszavert frekvencia értéke:

$$f_2 = f_0 - \frac{v}{c} f_0 \cos \alpha \quad (11.25)$$

Innen a mért frekvenciakülönbség, mely az áramlási sebességgel van összefüggésben:

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{2v}{c} f_0 \cos \alpha = k \cdot v, \quad (11.26)$$

Innen:

$$v = \frac{\Delta f \cdot c}{2f_0 \cos \alpha} \quad (11.27)$$

Felhasználva a (11.27) kifejezést a hozam kifejezhető:

$$Q_V = \frac{\pi D^2}{4} \cdot v = \frac{\pi D^2 c}{8f_0 \cos \alpha} \cdot \Delta f = k \cdot \Delta f, \quad (11.28)$$

ahol k állandó.

12. fejezet

Környezeti paraméterek mérése

Környezetünk paramétereinek méréséhez tartozik a légkör fizikai tulajdonságainak mérése. Méréseket végeznek tengerszinten, hegyvidéken, ugyanakkor a troposzféra és a sztratoszféra minden magasságában, ahova a mérőműszereket léggalonnokkal, repülőgépekkel vagy rakétákkal juttatják el. Az atmoszféra alkotóelemeinek kimutatására LiDAR-t (5.4. fejezet) használnak. A műholdakon található műszerek minden magasságban mérik a légkör tulajdonságait. A mért mennyiségek tipikusan: hőmérséklet, nyomás, páratartalom, szélesség, szélirány, csapadék jelenléte és mennyisége, légnyomás, UV-sugárzás. A jelenlegi tendencia a meteorológiai paraméterek automatikus mérése nagyszabású érzékelőhálózatokból nyert adatok feldolgozásával és elemzésével, mely alapján regionális vagy globális időjárás-előrejelzést lehet megvalósítani. A meteorológia szó görög eredetű, a meteorosz (levegőben lévő) és a logos (vélemény) szavakból áll, mely az ég és föld között lejátszódó jelenségek tudományát jelenti.

12.1. Nedvesség és páratartalom

A víz szinte mindenütt és számos megjelenési formában megtalálható: csepp, gőz, zúzmara, hó, köd. A levegőben vagy bármely más gázban lévő párákat általában nedvességnek nevezzük. A levegő nedvességtartalma hatással van az egészségünkre, ugyanakkor az elektronikai cikkek (háztartási, ipari stb.) működését is befolyásolhatja. A víz és levegő közötti hőmérséklet növekedésével a víz felszínén levő vízmolekulák kinetikai energiája megnövekszik, és párolgás jön létre. A párolgás mennyiségét a vízfelület nagysága

és a levegő vízzel telítettsége is befolyásolja. Az elpárolgott víz (vízpára) ha újra alacsonyabb hőmérsékletű környezetbe kerül, lecsapódik (kondenzálódik) egy hideg felületre (gondoljunk arra, amikor egy forró zuhanyozás után téli időszakban kinyitjuk az ablakot, a hirtelen lecsökkent hőmérséklet hatására a gőz újra lecsapódik). A vízgőz a Föld légkörének egyik alkotóegysége, amelynek teljes nyomása Dalton törvénye szerint a részleges (parciális) nyomások összege:

$$p = p_{N_2} + p_{O_2} + p_{H_2O} + p_{\text{egyéb gázok}} \quad (12.1)$$

Továbbá bevezetünk néhány fogalmat, melyet a nedvesség mérésére használnak:

- **abszolút nedvességtartalom** (**Absolute Humidity**)– megadja az egységnyi térfogatú gázban található víz tömegét:

$$AH = \frac{m_{H_2O}}{V_{\text{lev}}} \left[\frac{g}{m^3} \right], \quad (12.2)$$

ahol V_{lev} $1m^3$ levegő térfogata és m_{H_2O} a víz tömege;

- **relatív nedvességtartalom** (**Relative Humidity**)– a gázban jelen levő vízgőz m_{H_2O} tömegének és a lehetséges maximális (telítési) vízgőz $m_{H_2O_{\text{telítési}}}$ tömegének aránya ugyanazon hőmérsékleten, melyet százalékban fejezünk ki. Hasonlóképpen a parciális vízgőznyomások arányával is kifejezhető:

$$RH = \frac{m_{H_2O}}{m_{H_2O_{\text{telítési}}}} \cdot 100 = \frac{p_{H_2O}}{p_{H_2O_{\text{telítési}}}} \cdot 100 \% \quad (12.3)$$

- **harmatpont** (Dew Point)– a levegőnek azt a hőmérsékleti értékét jelenti, amelyre az adott nedvességtartalmú gázt, állandó nyomáson, le kell hűteni, hogy telítetté váljon. A harmatpontnál alacsonyabb környezeti hőmérsékletnél elindul a kondenzációs folyamat.

Abszolút nedvességtartalmat meghatározhatunk **gravimetrikus** módszerrel, ha egy ismert térfogatú V_{lev} levegőt áramoltatunk egy nedvességet elszívó anyagon keresztül. Mivel az anyag felszívja a levegőben található vízmolekulákat, így ennek tömege megnövekszik. Ennek ismeretében kiszámolhatjuk az abszolút páratartalmat, felhasználva a (12.2) képletet:

$$AH = \frac{m_1 - m_0}{V_{\text{lev}}}, \quad (12.4)$$

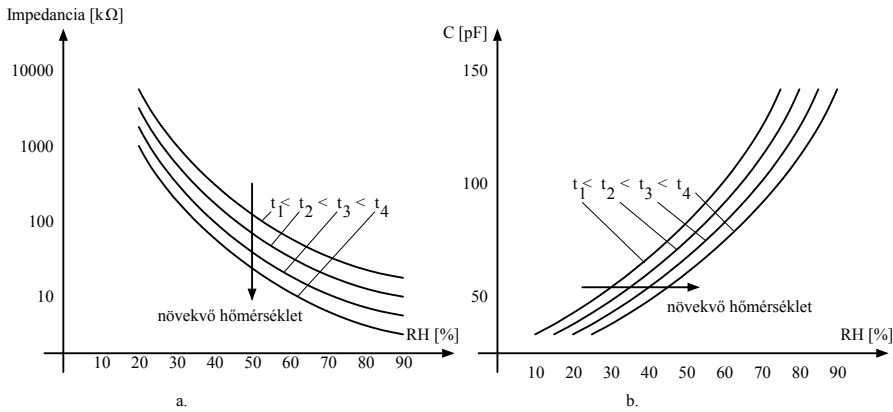
ahol m_0 a száraz, m_1 pedig a nedves anyag tömege.

A nedves levegő tulajdonságainak vizsgálatával a pszichrometria tudományág foglalkozik. A leggyakrabban használt diagramok a Carrier-féle pszichrometrikus diagram és a Richard Mollier-féle diagramok, melyekből közvetlenül leolvashatóak az abszolút, ill. relatív páratartalom értékei a többi paraméter függvényében.

Léteznek az ún. **harmatpont-meghatározással** működő nedvességmérők, ezek viszonylag drágák. Ez a módszer a telítetlen levegő harmatpontra való hűtésén alapszik. Harmatpontnál a levegő telítetté válik, és megtörténik a kondenzáció (kicsapódás). Mérve a kezdeti hőmérsékletet és a harmatponti hőmérsékletet, a nagy pontossággal ismert telítési páratartalom adatokból/táblázatokból kikereshető a hozzá tartozó abszolút nedvességtartalom értéke. Gyakorlati megvalósításaként egy tükör felületét gyorsan lehűtik Peltier-elem segítségével. A tükröt egy LED fényforrással megvilágítjuk. Mindaddig, amíg a harmatponti hőmérsékletet nem érjük el, a tükör szinte teljes mértékben visszaveri a becsapódó fénysugarakat, melyet pl. egy fotodiódával érzékelünk. A harmatpont elérésekor a tükör felületére vízgőz csapódik le, így a becsapódó fénysugaraknak csak egy része verődik vissza, ezt a fényintenzitás-változást a fotodiódával érzékeljük.

A napjainkban gyakran elterjedt nedvességmérők (hygrométerek) olyan nedvesszívó (**higroszkópos**) anyagokat használnak, amelyek esetén a nedvesség, páratartalom hatására valamilyen tulajdonságuk megváltozik (pl. elektromos vezetőképesség, dielektrikum permittivitása stb.), ezáltal mérve az ellenállás vagy kapacitás változását, közvetve mérjük a nedvesség értékét. Nedvességmérőket használnak a mezőgazdaságban, növények, virágok termesztésében, ahol a talajnedvességet mérik, és a mérési értékek függvényében szabályozzák a bevitt vízmennyiséget, automata öntözőberendezésekkel. Itt a gravimetrikus mérési módszer nem igazán használható, mivel ez feltételezná a talaj egy részének az eltávolítását, szárítását, tehát az indirekt módszereket alkalmazzák. A **rezisztív** nedvességérzékelők esetén a nedvesség hatására az ellenállás értéke csökken, és megnő a vezetőképessége. A **kapacitív** nedvességérzékelők esetén a két fegyverzet közötti dielektrikum változik meg a nedvesség hatására, pl. talajnedvesség mérésekor a dielektrikum lehet a nedves föld. Ezeknek az érzékelőknek a válaszideje tipikusan néhány perc nagyságrendű. A 12.1. ábrán az ellenállás- (impedancia), illetve kapacitásváltozáson alapuló nedvességmérők tipikus statikus karakterisztikái láthatók.

Az ellenállás-változáson alapú érzékelő esetén a karakterisztika egy 1V RMS, 1 kHz értékű váltóáramú jelre vannak megadva az impedancia értékei. Mindkét karakterisztika hőmérsékletfüggő, nem véletlen, hogy az



12.1. ábra. a. Ellenállás- (impedancia)-változáson alapuló nedvességmérő statikus karakterisztikája b. Kapacitásváltozáson alapuló nedvességérzékelő statikus karakterisztikája

integrált áramkörökben található nedvességérzékelők javarészt tartalmaznak hőmérséklet-érzékelőket is. Nagyon alacsony értékű nedvességértékek mérésére **kristályoszillátoros** rezgőáramköröket használnak. A kvarckristályra felvitt nedvesség megváltoztatja ennek tömegét, és ezzel a kristály sajátfrekvenciája is megváltozik. Az ilyen rendszerek válaszideje tipikusan 1 perc.

12.2. Csapadék

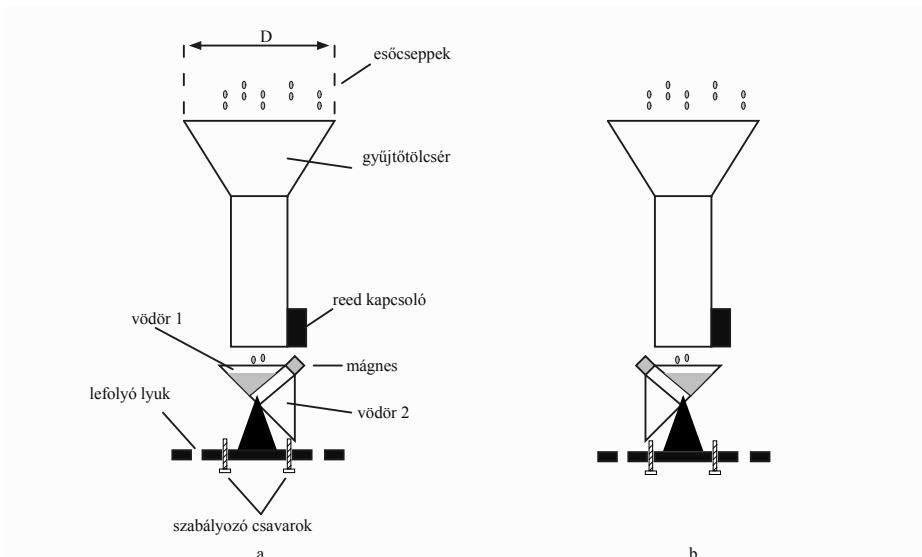
A csapadék mérése főleg meteorológiai, mezőgazdasági szempontból fontos, és az adott földrajzi terület időjárása meghatározó szerepet játszik a kialakulásában. Halmazállapota szerint lehet folyékony (eső), szilárd (hó, hódara, jégszem) vagy vegyes (jégeső). A **csapadék mennyiségét** mm-ben mérik, mely megmondja, hogy 1 m^2 területre hány liter csapadék esett (1 m^2 területre lehulló $1 \text{ l} = 1 \text{ dm}^3$ csapadék $h = 1 \text{ mm}$ csapadékmagasságot eredményez). Ha a csapadék hó, az arány 10:1-hez (10 l hó felel meg 1 l víznek, ha elolvasztjuk), természetesen ez egy átlagos érték, friss hó esetén nagyobb, régi (tömör) hónál pedig kisebb. A **csapadék intenzitását** pedig az időegység alatt lehulló csapadék mennyisége adja meg:

$$i_{cs} = \frac{h_1 - h_0}{t_1 - t_0} \left[\frac{mm}{óra} \right], \quad (12.5)$$

ahol i_{cs} a csapadék intenzitása, h_1 , h_0 a t_1 , t_0 időpontokhoz tartozó csapadékmennyiség.

Egy egyszerű esőmérő állhat hengerből, tölcserből, és a tölcsernél jóval kisebb átmérőjű belső gyűjtőcsőből, mely segítségével nagyobb felbontást lehet elérni. Természetesen vannak korlátozó tényezők is, egy bizonyos átmérőérték alá nem lehet menni, mivel felléphet a kapilláris jelenség, mely zavarhatja a méréseket. A belső gyűjtőcsőn lehetnek beosztások, amit le lehet szemmel olvasni, vagy a belső gyűjtőcső vízszintje automatikusan is mérhető kapacitív vagy ultrahangos módszerekkel, melyeket tárgyaltuk az előbbi fejezeteinkben. Természetesen szükséges a belső cső folyamatos kiürítése, hogy elkerüljük a túlsordulást.

Nagyon elterjedt a **billenő vödör** módszere, melynek működését a 12.2. ábrán szemléltetjük. A billenő vödör szerkezet áll egy D átmérőjű gyűjtő-



12.2. ábra. Billenő vödör csapadék mennyiségének mérésére

tölcserből, melynek segítségével nagy felületen lehet összegyűjteni az esőcseppeket. Minél nagyobb az átmérő, annál inkább a szórványosan eső csapadékot is pontosabban tudjuk érzékelni, ugyanakkor az összegyűjtött

csapadék mennyisége is növekszik, ezáltal a tölcsér alján elhelyezett vödörök is hamarabb megtelnek, növelve az érzékelés felbontását, mely a gyűjtővödörök méretétől is függ. Az 1-es és 2-es vödörök (bal és jobb) egymás után fognak töltődni és kiürülni, ahogy az eső ezeket feltölti a gravitációs hatás következményeként. Mialatt az egyik töltődik, a másik ki van ürülve (és fordítva). A két esetet a 12.2.a. ábrán (mikor az 1-es vödör telik, és a 2-es üres) és a 12.2.b. ábrán (mikor a 2-es vödör telik, és az 1-es üres) mutatjuk be. A szabályozó csavarok segítségével a kiürítés mennyiségét, illetve a billenési szöveget tudjuk szabályozni, hogy biztosan kiürítsük a vödöröket. A billenő szerkezet tetején van egy állandómágnes, ugyanakkor a tölcsér alsó részén található egy rögzített Reed-kapcsoló. A Reed-kapcsoló egy zárt üvegcsőbe épített lágyvasból készült rugalmas érintkezőpárból épül fel. Alapállásban az érintkezők nyitva vannak (NO – Normal Open típusú), mágneses mezőben pedig összezáródnak (létezik fordított típusú is, NC – Normal Close, mely alapállásban zárt állapotú). Mikor az állandómágnes a Reed-kapcsoló közelébe kerül (12.2.a. ábra), az utóbbi érintkezői összezáródnak (az 1-es vödör telik), mikor pedig a 2-es vödör telik (12.2.a. ábra), a Reed-kapcsoló kikerül az állandó mágnes közvetlen teréből, és az érintkezők szétkapcsolnak.

A billenő vödör mérési tömbvázlatát a 12.3.a. ábrán mutatjuk be, az idődiagramot pedig a 12.3.b. ábrán., mely a vödörök állapotváltozásait jeleníti meg. A t_1 , t_3 időpillanatokban a 2-es vödör kiürül, és a $t_2 - t_1$ és $t_4 - t_3$ idő alatt az 1-es vödör telik, a t_2 , t_4 időpillanatban az 1-es vödör kiürül, illetve $t_3 - t_2$ idő alatt a 2-es vödör telik stb. Észrevehető, hogy minden élváltáskor egy $V_{\text{vödör}}$ térfogatú vödör kiönti tartalmát, amit számolunk. Egy adott τ idő alatt megszámlolva az N éleket, kiszámolható a csapadék térfogata:

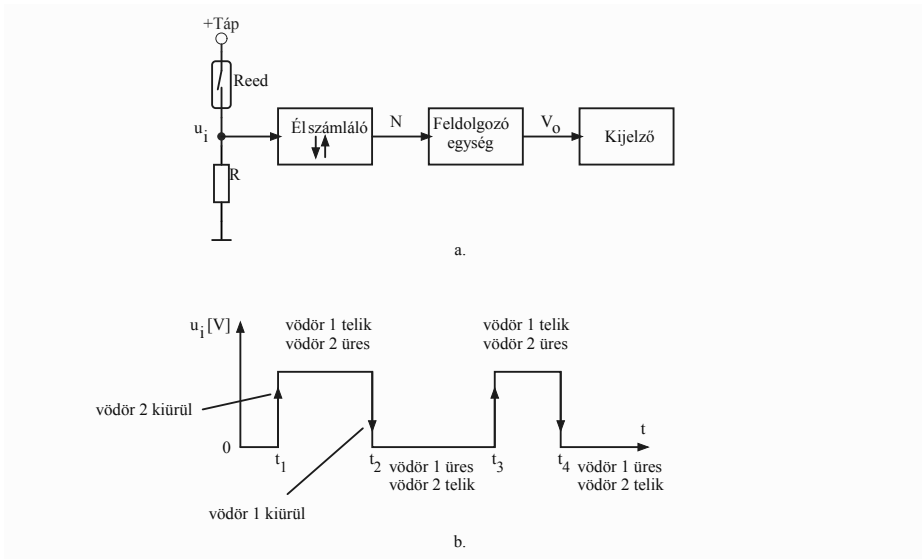
$$V_o = N \cdot V_{\text{vödör}} [m^3]. \quad (12.6)$$

A pontosság, amellyel a csapadékmennyiséget kiszámoltuk, $\pm V_{\text{vödör}}$. A csapadék magasságának kiszámolásához figyelembe kell vennünk, hogy a csapadékot nem $1m^2$ területen, hanem egy D átmérőjű gyűjtőtölcséren keresztül fektük fel, aminek a területe:

$$S = \frac{D^2\pi}{4}. \quad (12.7)$$

Felhasználva a (12.6) és (12.7) összefüggést a mért csapadék magassága:

$$h = \frac{1}{S} \cdot V_o = \frac{4}{D^2\pi} \cdot V_o = \frac{4}{D^2\pi} \cdot N \cdot V_{\text{vödör}} = \frac{4V_{\text{vödör}}}{D^2\pi} \cdot N, \quad (12.8)$$



12.3. ábra. a. Billenő vödör mérési tömbvázlata b. A mérés idődiagramja

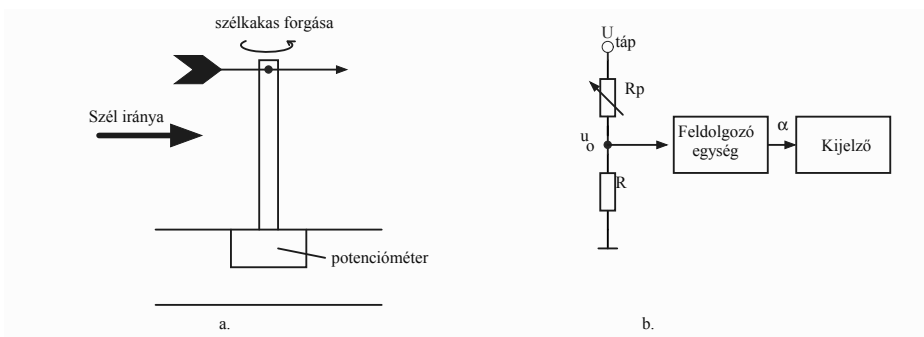
tehát a csapadékmennyiség mértéke egyenesen arányos a mért impulzusok számával. Ha a $\tau = 24$ óra, megkapjuk az egy nap alatt esett csapadék mennyiségét, τ nem lehet kisebb, mint két élváltás között eltelt idő, ami egy vödör telítődését jelenti.

12.3. Szélirány

A szél irányának és sebességének mérése fontos tényező meteorológiai, ugyanakkor hajózási, repülőzési szempontból is. A szél paramétereit mérő műszereket hivatalosan 10 m magasan helyezik el. A szélirány mérésére szélkakast (wind vane) használnak. A szélkakast egy rúdra a földre merőlegesen helyezik el, mely a szél mozgásából következően mindig a szél aktuális irányába fordul el a rúd által meghatározott tengelye körül, és két dimenzióban mutatja a szél irányát. Egy tipikus szélkakas egy nyílvevesszőre hasonlít, ahol a nyílvevessző hegye mutatja a szél irányát.

A legegyszerűbb kivitelezés egy rotációs potenciométer használata, melynek kurzora a szélkakas tengelyével egyszerre elfordul (12.4.a. ábra),

ezáltal a széliránnyal együtt megváltozik a potenciométer kurzorának pozíciója, tehát a mért ellenállás értéke a kurzor és az ellenállás egyik végpontja között. A potenciométert a 12.4.b. ábra szerint egy feszültségosztóba köt-



12.4. ábra. a. Szélkakas kivitelezése potenciométerrel. b. A működési elv.

jük, és mérjük a feszültségosztó kimenetét, mely az elmozdulás szögétől fog függni.

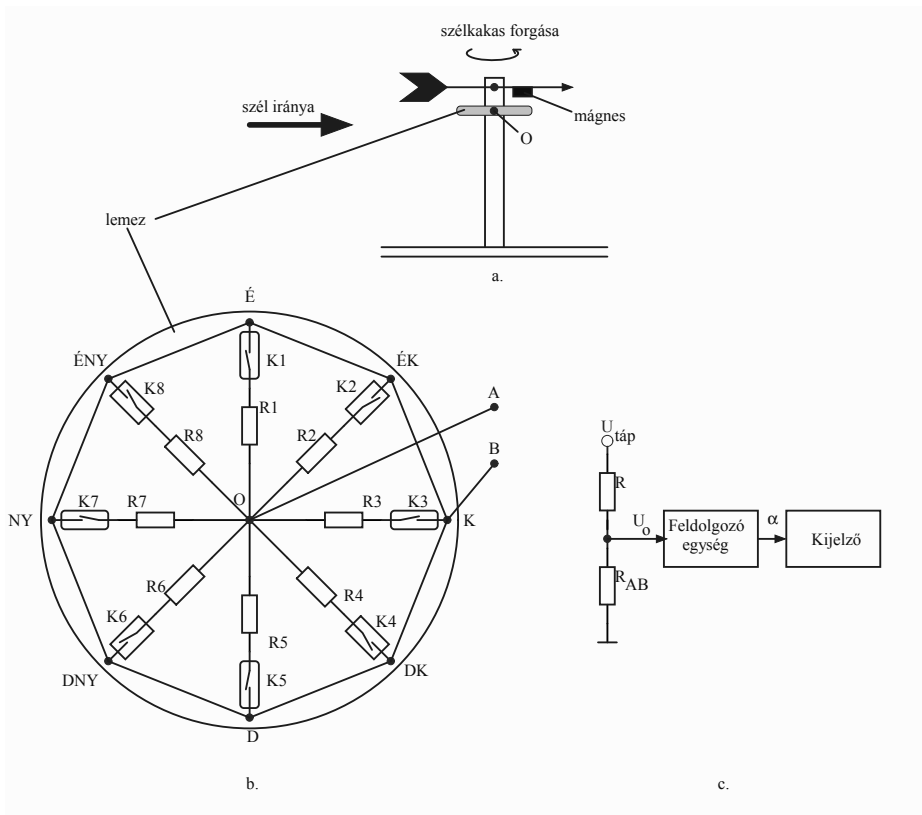
Egy gyakori megoldás a szélirány meghatározására a Reed-kapcsolókkal való megoldás (12.5.a. ábra). Egy, a rúdra rögzített lemezre körkörösén 8 darab, egymástól 45° -ra elhelyezett Reed-kapcsolót és sorba velük egy-egy különböző értékű ellenállást helyeznek el (12.5.b. ábra). A szélkakas hosszanti tengelyére egy mágneset szerelnek (12.5.a. ábra), mely a széliránytól függően a kapcsolók fölé kerülve 1 vagy 2 ilyen kapcsolót aktivál a szélkakas pozíciójától függően. Az $R_1 \dots R_8$ ellenállásokat egyetlen A pontban összekötik, úgyszintén a $K_1 \dots K_8$ kapcsolókat is egyetlen B pontban. Szögpozíciótól függően különböző értékű R_{AB} ellenállásokat fogunk mérni az A és B pontok között. Két különböző esetet különböztetünk meg:

- az állandómágnes valamelyik Reed-kapcsoló közvetlen környezetében (fölött) van, ilyenkor csak az alatta lévő kapcsoló záródik rövidre. Pl. ha a szél északi irányba fúj, csak a K_1 van rövidre zárva, és az A és B pontok közötti ellenállás értéke:

$$R_{AB} = R_1 + R_{K1}, \quad (12.9)$$

ahol R_{K1} a K_1 kapcsoló parazita ellenállása;

- az állandómágnes két egymás melletti kapcsoló környezetében van, ilyenkor mindkét kapcsoló rövidre záródik. Pl. ha a szél észak-északkelet irányba fúj, K_1 és K_2 is rövidre záródik, az R_1 , K_1 illetve



12.5. ábra. a. Szélkakas kivitelezése Reed-kapcsolókkal. b. Az érzékelő lemez belső felépítése. c. Feldolgozás tömbvázlata.

R_2 , K_2 páros párhuzamos kapcsolásba kerül, és a mért ellenállás:

$$R_{AB} = (R_1 + R_{K1}) \parallel (R_2 + R_{K2}), \quad (12.10)$$

ahol R_{K2} a K_2 kapcsoló parazita ellenállása.

Összességében, az ellenállásértékek úgy vannak megválasztva, hogy bármilyen irányba áll be a szélkakas, különböző eredő R_{AB} értékeket kapjunk. Így 16 különböző értéket kaphatunk, mely megadja a szélkakas felbontását is, mely $22,5^\circ$, és általában elegendő a szélirány meghatározására.

Hasonlóképpen, mint az előbbi példánkban, itt is egy feszültségosztóba köthetjük az R_{AB} ellenállást a 12.5.c. ábra alapján, a feszültségosztó

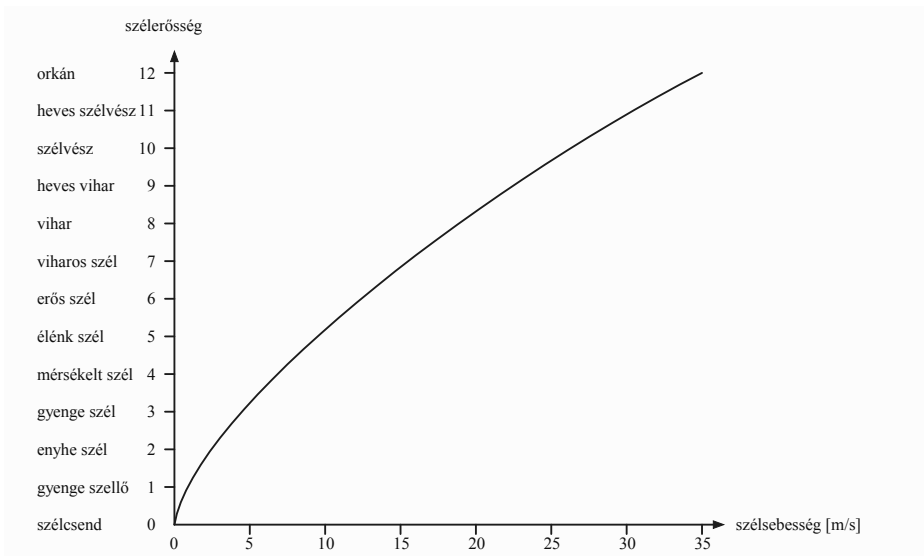
kimeneti értéke:

$$U_o = \frac{R_{AB}}{R_{AB} + R} \cdot U_{táp}, \quad (12.11)$$

mely további feldolgozásra kerül a szélirány meghatározása során. A feldolgozó egység lényegében összehasonlítja a mért feszültségértéket a lehetséges 16 kimeneti értékkel, majd ennek függvényében megadja az α szöveget, ami a kijelző egység bemenetére kerül. Minden egyes mért kimeneti feszültségérték egy adott szögnek felel meg.

12.4. Szélesebesség

A szél áramlási sebességét a levegő magas nyomásról alacsony nyomásra történő mozgása okozza, általában a hőmérséklet változása miatt. Minél nagyobb ez a nyomáskülönbség az atmoszféra két pontja között (nyomásgradiens), annál nagyobb lesz a szélesebesség (a nagyobb nyomású ponttól a kisebb nyomású pontig), hogy ez a különbség kiegyenlítődhessen. A szélesebesség hatással van a repülésre, hajózásra, építkezésre, sportolásra. A szél erősségének mértékét a Beaufort-skála alapján állapítják meg (12.6. ábra). A Beaufort-skála az 1946-ban megállapított szélesebesség és szél erősség



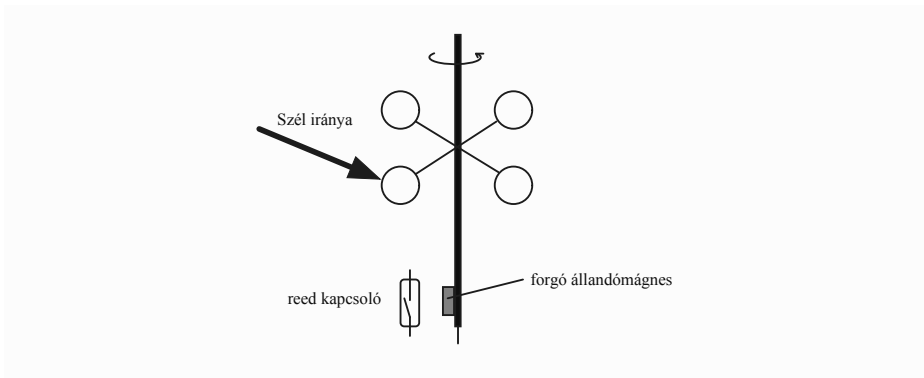
12.6. ábra. Szél erőssége Beaufort-skála alapján

empirikus összefüggésén alapszik:

$$v_{\text{szél}} = 0,836 \cdot B^{\frac{3}{2}} \left[\frac{m}{s} \right], \quad (12.12)$$

ahol $v_{\text{szél}}$ a szél sebessége és B a szélerősség a Beaufort-skálán. A szélsebesség mérésére szélmérőt (anemometert) használnak. A nevét a görög anemosz szóból kapta, mely szelet jelent. A szélsebesség mérésére többféle szélmérőt ismerünk.

Az egyik a **légcsavaros** megoldás, amikor a szélkakas orrára egy légcsavart helyeznek el, mely a szél sebességének függvényében egyre gyorsabban forog, és ezt a forgási sebességet valamilyen módszerrel megmérjük. Egy másik, talán a leginkább elterjedt módszer a **kanalas szélmérő** használata, amikor a szélkakas (alatt vagy fölött) tengelyére egy 3 kanalas (egy virtuális kör mentén egymástól 120 fokra elhelyezett) vagy 4 kanalas (egymástól 90 fokra elhelyezett) szerkezetet helyeznek el (12.7. ábra), a csatornák szintén a szélsebességtől függően forogni kezdenek, a forgási sebességet pedig mérjük. Minden egyes fordulaton a Reed-kapcsoló összezár és kinyit, ha pedig ezt egy felhúzó ellenállással polarizáljuk a táp felé, akkor lényegében minden fordulaton kapunk egy impulzust. A fordulatszám értéke arányos lesz a szélsebesség értékével. Mivel a szélsebesség általában nem konstans,



12.7. ábra. Négykanalas szélsebességmérő (anemometer)

ezért egy átlagsebességet (átlag fordulatszámot) szokás számolni egy adott időintervallumon belül. Ezek a megoldások mind forgó mozgást feltételeznek, tehát fizikai kopásnak vannak kitéve. Mindkét esetben a szél sebessége összefüggésben van a forgás fordulatszámával, amit valamilyen optikai (pl.

LED és fotodióda páros) vagy mágneses módszerrel (akár állandómágnes és Reed-kapcsolókkal – léteznek nagyon gyors kapcsolók is) mérhetünk (lásd 7. fejezet).

Léteznek olyan megoldások is, ahol nincsenek mozgó alkatrészek. Az egyik ilyen megoldás a „**meleg huzalos**” (hot wire anemometer) megoldás, amikor egy huzalt egy konstans hőmérsékleten próbálnak tartani. Ismerve azt a tényt, hogy a levegő minél erősebb áramlása következtében a tárgyakat egyre jobban le lehet hűteni, a huzal konstans hőmérsékleten tartásához szükséges teljesítmény összefüggésben lesz a szélesebbséggel. Minél nagyobb a szélesebbség, annál nagyobb teljesítményre van szükség a huzal állandó hőmérsékleten tartásához. Természetesen itt figyelembe kell venni a környezeti hőmérsékletet is.

Egy másik, forgó alkatrészeket nem tartalmazó módszer a **hanghullámok terjedési sebességét** használja fel levegőben. Ezzel a módszerrel egyben szélirányt és szélesebbséget is meg lehet határozni. Három hang adó/vevő egységet használnak fel egymástól 120 fokra elhelyezve (hasonlóképpen, mint a 3 kanalas szélmérő esetében), melyek egymásnak hanghullámokat (általában az emberi fül által nem hallható tartományban) gerjesztenek. Amikor a szél iránya megegyezik az éppen vevő üzemmódban működő és felé áramló hanghullámok irányával, a hang gyorsabban terjed, ha pedig ellentétes, akkor lassabban, ezt az elvet használják fel (mérve a hanghullámok terjedési idejét mindegyik adótól a másik két vevőig) a szélirány és szélesebbség meghatározására.

12.5. Légnymomás

A bennünket körülvevő levegőmolekulák egységnyi felületre eső súlyát légnymomásnak nevezzük. Többféle mértékegysége van a légnymomásnak: atm (atmoszféra), Pa (pascal), hPa (hektopascal), mbar, psi (pound per square inch), mmHg (higanymilliméter):

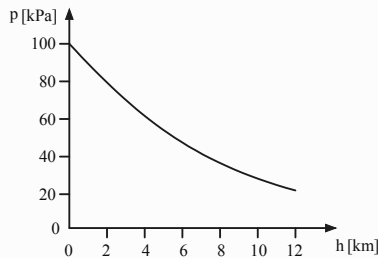
$$1 \text{ atm} = 1013,25 \text{ hPa} = 1013,25 \text{ mBar} = 760 \text{ mmHg} = 14,696 \text{ psi.} \quad (12.13)$$

A földön a légköri nyomást a bolygónk légkörben található gázokra ható gravitációs vonzereje okozza. A légnymást befolyásoló paraméterek közé tartozik a hőmérséklet, a tengerszint fölötti magasság, szélesebbség, a légkör sűrűségének változása az összetételének megváltozása miatt.

A barometrikus képlet leírja a p légnyomás csökkenését a h magasság növekedésével:

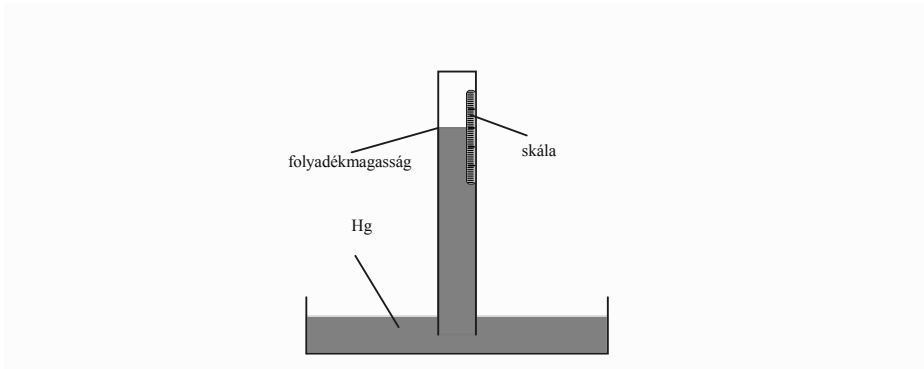
$$p = p_0 \cdot e^{-\frac{g \cdot (h - h_0)}{R_s \cdot T_0}}, \quad (12.14)$$

ahol p_0 és T_0 a h_0 magasságon mért légnyomás, illetve hőmérséklet; $R_s = 287 \frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$ specifikus gázállandó és $g = 9,806 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ a gravitációs gyorsulás. A hőmérséklet-változások hatása nélkül a légnyomás körülbelül 1,2%-kal csökken minden 100 m magasság növekedésével. Ugyanakkor azt is meg kell jegyezni, hogy ezt a képletet abból a feltételezésből származtatták, hogy sem a hőmérséklet, sem a gravitációs gyorsulás, sem pedig a fajlagos gázállandó (vagyis a légkör összetétele) nem változik a magassággal. Szigorúan véve ez a képlet tehát csak kis magasságokra érvényes, ahol ezek a feltételek jó közelítéssel teljesülnek. Például $p_0 = 1,013$ bar, $h_0 = 0$ m, $R_s = 287 \frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$, $T_0 = 15^\circ \text{C}$ esetén a standard atmoszferikus értékekhez képest 3 km magasságon az eltérés kisebb, mint 1%, 6 km esetén 5%, 12 km esetén már 27%, melyek többnyire a hőmérséklet okozta változások miatt vannak. A tipikus légnyomás csökkenés (Δp), magasság összefüggését a 12.8. ábra mutatja.



12.8. ábra. Légnyomás változása a magasság függvényében

A légnyomásmérő eszközöket más szóval barométernek is nevezik. Az első ilyen eszköz Toricelli nevéhez fűződik. A **higanyos barométer** egy felül zárt, alól pedig nyitott csőből áll, melyet egy folyadékkal teli edénybe merítünk (12.9. ábra). A csőben lévő folyadékoszlop egy bizonyos magasságban fog megállapodni, ahol a légnyomás által gyakorolt erő kiegyenlíti a folyadékoszlop súlyát. A magas légköri nyomás nagyobb erőt gyakorol az edényben lévő folyadékra, így a folyadékoszlop (higany) magasabbra emelkedik, ugyanakkor alacsony légköri nyomás kisebb erőt fejt ki, így a higany szintje alacsonyabb értékre csökken. Az 1 atmoszféra nyomás és a higany



12.9. ábra. Egyszerű higanyos légnyomásmérő

magassága (mm-ben) közötti összefüggést a (12.13) egyenletben mutattuk be, ezt a 760 mm magasságot tapasztalta Toricelli a kísérlete során. Higanyt használnak az ilyen típusú barométereknél a folyadék nagy sűrűsége miatt, emiatt jóval nehezebb, mint a víz, és sokkal kisebb folyadékoszlop szükséges, hogy kiegyenlítse a standard atmoszferikus nyomást (pl. víz esetében durván 10,3 m vízoszlop lenne szükséges).

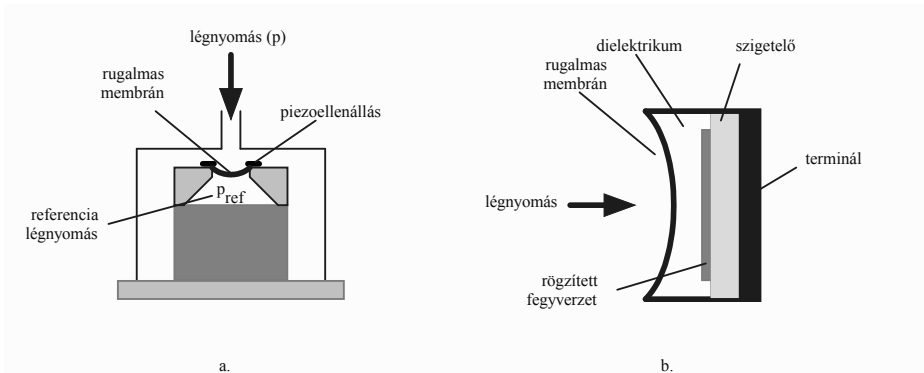
A valamilyen villamos paraméterek megváltozását felhasználó, leginkább elterjedt légnyomás-érzékelő módszerek:

- **a. Nyomásmérő ellenállás érzékelő (piezoellenállás) és nyúlásmérő.** Egy piezorezisztív nyomásérzékelő szerkezetét mutatjuk be a 12.10.a. ábrán. A p légköri nyomás és a p_{ref} referencianyomás különbsége egy rugalmas membránra fejt ki a hatását, amelyre piezoellenállás van rögzítve. A rugalmas membrán elmozdulása σ mechanikai feszültséget fejt ki a piezoellenállásra, melynek hatására az érzékelő R ellenállása megváltozik:

$$\Delta p = p - p_{ref} \sim \Delta \sigma \sim \Delta R.$$

A hőmérséklet kompenzálása érdekében az érzékelőket itt is párban használjuk, és a Wheatstone-hídban különböző átlókba kötjük. Ha a $p_{ref} \simeq 0$ referencianyomás értéke a vákuum, akkor azt **abszolút légnyomás-érzékelőnek** nevezzük.

- **b. Nyomásmérő kapacitív módszerrel:** Ebben az esetben (12.10.b. ábra) van egy rugalmas membránnal kialakított és egy rögzített fegyverzet, mely közötti dielektrikum segítségével egy kapacitás alakul



12.10. ábra. a. Nyomásérzékelés piezoellenállás segítségével b. Nyomásérzékelés kapacitív érzékelővel

ki. A nyomás hatására megváltozik a két fegyverzet közötti d távolság, mely megváltoztatja a kapacitás értékét. Itt is hasonlóan, mint az előbbi esetben, párban használjuk, van egy referenciakapacitásunk, mely ugyanazon hőmérsékleti viszonyoknak van kitéve, ezáltal csökkentjük a hőmérséklet mérésekre való befolyását:

$$\Delta p \sim \Delta d \sim \frac{1}{\Delta C}.$$

Számos más alkalmazása is van a légnyomás-érzékelőknek. Például érzékelhetjük egy házba betolakodókat a légköri nyomás nagyon kis hirtelen változásai alapján, melyet egy nyíló ajtó vagy ablak okozhat, vagy a tengerszínhez képest a magasságot is érzékelhetik.

13. fejezet

Akusztikai zaj mérése

Az akusztikai zaj mérésének célja a környezeti zaj mérése, melynek számos forrása lehetséges. Egy bizonyos szint fölött a hangerő káros lehet az élőlényekre, akár halláskárosodást is okozhat, illetve más szervekre is káros hatással lehet, növelheti az agresszivitást, vérnyomást, stressz okozója. A zaj forrásai lehetnek járművek (autó, vonat, repülőgép, rakéta), ipari környezetben a gépek vagy otthoni környezetben tévé, rádió, számítógép. A zajszint megengedett szintjét törvény szabályozza, mely országoként változó.

13.1. Akusztikai alapismeretek

Amikor egy tárgy oda-vissza mozog, oszcilláló mozgást végez egy egyensúlyi állapot körül, és ezt rezgésnek nevezzük. Ez a rezgés megzavarja a közelében levő levegőmolekulákat, és rezgésbe hozza őket, mely a normál légköri nyomás változását idézi elő. Ez rugalmas közegben (pl. levegőben) mechanikai hullámként terjedő rezgésként terjed, melyet saját fülünkkel vagy más érzékelővel (pl. mikrofon) **hang**ként érzékelünk. A hang terjedési sebessége függ a közegtől (pl. 340 m/s levegőben, 1490 m/s tengervízben). Emiatt a hang, a rezgések és a zaj vizsgálata szorosan összefonódik, csökkentve a rezgéseket a zaj csökkenését idézzük elő. Az emberi fül a 20 Hz...20 kHz tartományban érzékeli a hangokat, az ennél kisebb frekvenciájú hangokat infrahangnak, a nagyobbakat pedig ultrahangnak nevezzük.

A továbbiakban bevezetünk néhány, a hanggal kapcsolatos fogalmat:

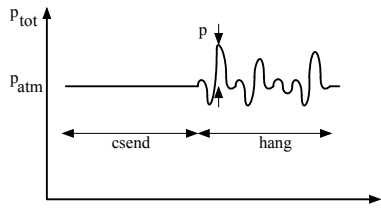
- **Hangnyomás** (p – sound pressure): rugalmas közegben a hanghullámok által keltett változó nyomás, mely hozzáadódik a normál légköri nyomáshoz, mértékegysége Pa (pascal).

$$p = \frac{F_s}{A} \quad [Pa], \quad (13.1)$$

ahol F_s a hang által létrehozott erő, mely A felületre merőlegesen hat. A teljes nyomás értéke tehát, mely a fülre hat, kifejezhető:

$$p_{tot} = p_{atm} + p \quad [Pa],$$

ahol p_{atm} a normál légköri nyomás, melyet a 13.1. ábrán szemléltetünk.



13.1. ábra. Hanghullámok által keltett időben változó nyomás

- **Hangteljesítmény** (P – sound power): időegység alatti hangenergia, mértékegysége W (Watt) vagy J/s.
- **Hangintenzitás** (I – sound intensity): egységnyi felületre jutó hangteljesítmény, mértékegysége W/m^2 . A hangintenzitás a távolság négyzetével csökken. Gömbhullámok esetén felírhatjuk:

$$I = \frac{P}{A} = \frac{P}{4\pi r^2}, \quad (13.2)$$

a pontszerű hangforrástól r távolságra mért hangintenzitás.

- **Hangnyomásszint** (L_p – sound pressure level – SPL): két hangnyomásérték hányadosának a tízes alapú logaritmus, mértékegysége a dB (decibel):

$$L_p = 20 \lg \frac{p}{p_0} \quad [dB], \quad (13.3)$$

ahol p_0 egy referencia hangnyomás, mely levegőben a hallásküszöb nyomásértéke 2 kHz-es frekvenciánál $p_0 = 20 \mu Pa$. A hangerőt a hangnyomásszint mérésével végezzük. Pl. ha $L_p = 0$ dB, akkor $p = p_0 = 20 \mu Pa$.

- **Hangteljesítményszint** (L_W – sound power level): két hangteljesítmény-érték hányadosának a tízes alapú logaritmus, mértékegysége a dB (decibel):

$$L_W = 10 \lg \frac{P}{P_0} = 10 \lg \frac{P}{10^{-12}} \quad [dB], \quad (13.4)$$

ahol $P_0 = 10^{-12}$ [W]-ként van meghatározva.

- **Hangintenzitás szint** (L_I – sound intensity level): két hangintenzitás-érték hányadosának a tízes alapú logaritmus, mértékegysége a dB (decibel)

$$L_I = 10 \lg \frac{I}{I_0} = 10 \lg \frac{I}{10^{-12}} \quad [dB], \quad (13.5)$$

ahol $I_0 = 10^{-12}$ [W/m²]-ként van meghatározva. A hangintenzitás és hangnyomás közötti összefüggés:

$$I = \frac{p^2}{\rho \cdot c}, \quad (13.6)$$

ahol ρ a közeg sűrűsége és c a hang sebessége a közegben. Pl. ha $I = 1$ W/m², akkor számolás alapján $L_I = 10 \lg \frac{1}{10^{-12}} = 120$ dB.

- **Hangexpozíció** (E – sound exposure): a négyzetes hangnyomás integrálja egy adott intervallumra

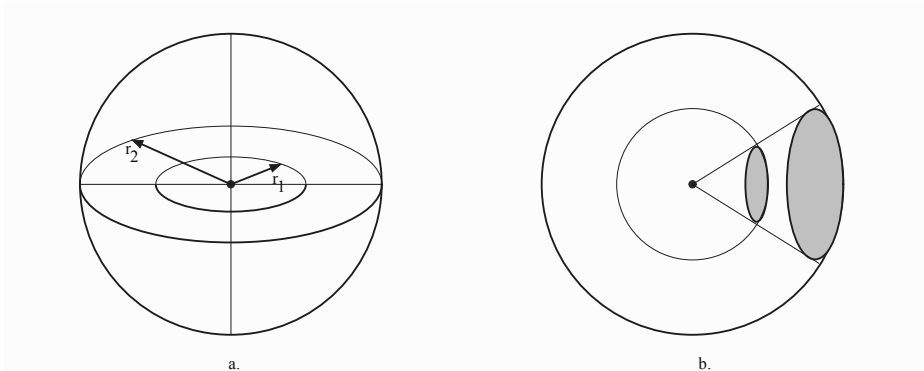
$$E = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)^2 dt, \quad (13.7)$$

- **Hangexpozíciós szint** (SEL – sound exposure level):

$$L_E = 10 \lg \frac{E}{E_0} \quad [dB], \quad (13.8)$$

ahol $E_0 = 400 \mu\text{Pa}^2\text{s}$ a referencia hangexpozíció értéke, melyet $p_0 = 20 \mu\text{Pa}$ értéken számítanak $T = 1\text{s}$ időtartamra.

Vegyük egy konkrét példát ezeknek a fogalmaknak az érzékeltetésére. Legyen egy pontszerű $P = 1$ W hangteljesítményű forrásunk, mely gömb-szerűen sugároz a 13.2.a. ábra alapján. Ha $r = r_1 = 0,282$ m távolságon a (13.2) alapján a hangintenzitás $I_1 = \frac{P}{4\pi r_1^2} \simeq 1$ W/m². Ha megduplazzuk a távolságot, akkor $r = r_2 = 0,564$ m távolságon a (13.2) alapján a hangintenzitás $I_2 = \frac{P}{4\pi r_2^2} \simeq 0,25$ W/m², ami az I_1 intenzitás negyede, mivel a felület a



13.2. ábra. a. Pontszerű hangforrás és a hang gömbszerű terjedése b. A felület a sugár négyzetével arányos

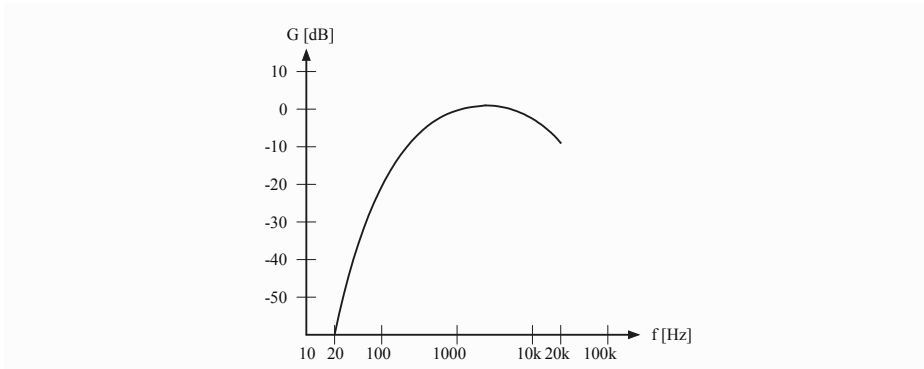
sugár négyzetével arányos (13.2.b. ábra) a (13.2) képlet alapján. Az intenzitás szint változása kiszámítható felhasználva a (13.5) hangintenzitás szint képletét:

$$\Delta L_I = L_{I_2} - L_{I_1} = 10 \lg \frac{I_2}{I_0} - 10 \lg \frac{I_1}{I_0} = 10 \lg \frac{I_2}{I_1} = -6.02 \text{ [dB]}, \quad (13.9)$$

tehát a kezdeti $I_1 = 120$ dB hangintenzitás szint 6 dB-el csökkent a távolság megduplázásával, és $I_2 \simeq 114$ dB-re csökkent.

A jelfeldolgozás során súlyozott szűrőket használnak az előbb bemutatott hangfogalmak egyes aspektusainak a kihangsúlyozására vagy elnyomására, melyeket dB-ben mérünk (melyek logaritmikus skálán vannak 0 dB referenciaértékkel). Az emberi fül érzékenységét legjobban az **A** típusú súlyozott szűrő utánozza le, melyet a 13.3. ábrán mutatunk be. Az **A** súlyozást a műszer által mért hangnyomásszintekre alkalmazzák, hogy figyelembe vegyék az emberi fül által érzékelt relatív hangosságot, mivel a fül kevésbé érzékeny az alacsony hangfrekvenciákra, ami az **A** szűrő esetében azt jelenti, hogy kissé kihangsúlyozza az $f = 1$ kHz feletti frekvenciákat, az erősítés (G – Gain) értéke magasabb ezen a frekvenciatartományon.

Az 13.1. táblázatban bemutatunk néhány gyakori értéket, melyet dBA-ban (decibelben a súlyozott A típusú szűrő alapján) mérünk.



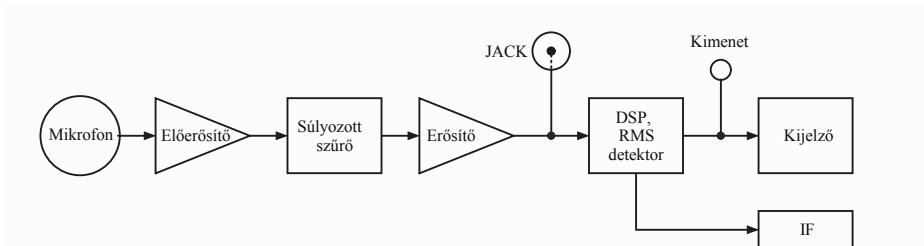
13.3. ábra. A típusú súlyozott szűrő (weighting filter)

Magyarázat	Hangnyomásszint [dBA]
puskalövés	180
tűzijáték	170
légsák kinyílása közelről	160
katonai sugárhajtású gép felszállása közelről	150
fájdalomküszöb	140
sugárhajtómű	130
vízésés	120
szórakozóhely	110
légkalapács	100
vonat, fűnyíró	90
motorbicikli	80
közlekedés zaja	70
társalgás	60
csendes zápor	50
ablakon átszűrődő esti utcazaj	40
suttogás	30
levelek zizegése	20
szúnyog	10
hallás küszöbértéke	0

13.1. táblázat. Gyakori hangnyomásszint (hangerő, zajszint) értékek

13.2. Akusztikai mérőeszközök

Az akusztikai zaj mérésére hangszintmérő műszereket használnak. Ezek kézi, hordozható műszerek, elemmel vagy akkumulátorral működnek, gyakran belső jelfeldolgozást tartalmaznak, számos mérési funkciót végeznek. Alapvetően támogatják a különböző súlyozású szűrők használatát, mellyel gyors vagy lassú válaszütemeket lehet elérni, a frekvenciatartomány kiválasztása, mely segítségével a mérhető legalacsonyabb és legmagasabb frekvencia megadható. Egy hangszintmérő (Sound Level Meter) tömbvázlata látható a 13.4. ábrán, ahol feltüntettük az alapvető építőelemeket, mely áll egy mikrofonból, előerősítőből, súlyozott szűrőből, erősítőből, Jack kimenetből, RMS detektorból, ennek a lassan változó kimenete pedig általában fizikailag hozzáférhető, illetve a kijelzőre kerül. A feldolgozás a modern műszerekben



13.4. ábra. Hangszintmérő tömbvázlata

digitális, ugyanakkor tartalmazhat egy IF digitális interfészt is (általában RS232 vagy USB), melyen keresztül számítógépes rendszerhez illeszthető az adatok további feldolgozására, elemzésére. A kimenet lehet AC vagy DC jellegű. Az érzékelő szerepét a **mikrofon** tölti be, mely segítségével az akusztikai jel elektromos jellé alakul át, majd ezt a jelet felerősítik, feldolgozzák. Az első mikrofon feltalálása Alexander Graham Bell nevéhez fűződik.

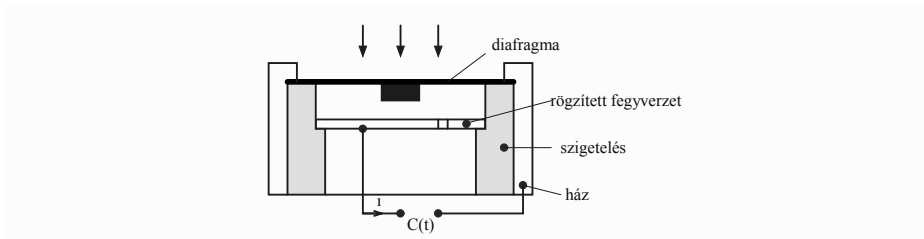
Az érzékelés lényegében egy membrán segítségével történik, mely a hang hatására rezeg, és ezáltal valamilyen fizikailag mérhető mennyiség megváltozását okozza. A jelátalakítás elve szerint a mikrofonok lehetnek:

- **Dinamikus mikrofonok:** az elektromágneses indukció elvét használják fel, egy membránra rögzített lengőtekerecs egy mágneskör légrézésében a hanghullámok hatására elmozdul, és a lengőtekercsben elektromos feszültség indukálódik, melyet felerősítünk.

- **Kondenzátor mikrofon:** lényegében egy légszigeteléses kondenzátor, melynek egyik fegyverzete a membrán, pF nagyságrendű. A hanghullámok hatására a membrán berezeg, a fegyverzetek közötti távolság megváltozik, és ezáltal a kondenzátor értéke is, mely mérhető. Az így létrejött C kondenzátorra ha egy állandó U feszültséget adunk (betápláljuk a mikrofont), a kondenzátoron folyó változó értékű áram értéke kifejezhető:

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt}(C \cdot U) = U \cdot \frac{dC(t)}{dt},$$

tehát a bejövő hanginformáció hordozója az i áram lesz.



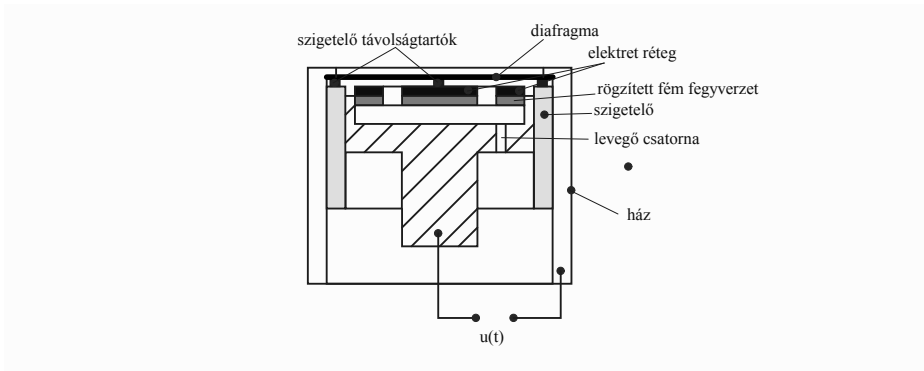
13.5. ábra. Kondenzátor mikrofon szerkezeti felépítése

- **Elektret mikrofon:** lényegében olyan kondenzátor mikrofon, amelynek a membránját gyártás során polarizálták (konstans polarizáció, $P = Q/S$), nincs szükség előfeszítésre. Az elektret egy dielektikum, mely kvázi-permanens polarizációval rendelkezik, mint egy permanens mágnes. A fegyverzet rezgése következtében változik a kapacitás (ha egy síkkondenzátorként kezeljük $C = \frac{\varepsilon \cdot S}{d(t)}$, ahol a távolság időben változó értékű). A mért feszültség pedig felírható:

$$U = \frac{q}{C(t)} = \frac{q \cdot d(t)}{\varepsilon \cdot S},$$

tehát elviekben kimeneti feszültséget generál külső tápfeszültség jelenléte nélkül. Egy ilyen típusú mikrofon felépítése látható a 13.6. ábrán.

- **Piezomikrofon:** vezető fegyverzetek közé piezoelektromos kristályt helyeznek, és egy hozzákapcsolt membránt. A hang hatására a membrán elmozdul, és felhasználva a piezoelektromos jelenséget a kristály lapjain feszültség jelenik meg. Víz alatti mérésekre használják (**hidrofon**).



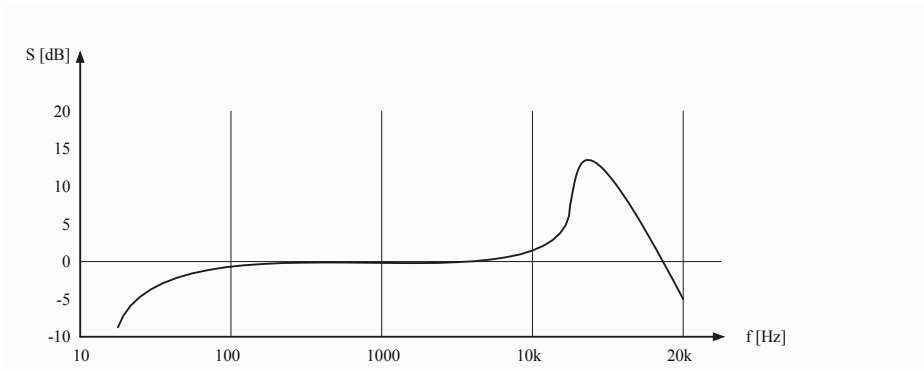
13.6. ábra. Elektret mikrofon szerkezeti felépítése

A felsoroltakon kívül léteznek még a szalagmikrofonok és szénmikrofonok, de ezek kevésbé elterjedtek, ritkábban használják őket.

Rögzítés szempontjából léteznek: kézi mikrofonok (melyet a beszélő kezében tart), állványra szerelhető (így csökken a tapogatás által bevitt zaj), csíptető mikrofon (pl. a zenész szabadságát nem korlátozza), kontakt-mikrofon (melyet közvetlenül a hangforrásra rögzítenek), nyomásérzékelő mikrofon (melyet egy sík felület mellett helyeznek el), nyomtatott áramkörben használt mikrofon (nyomtatott áramkörre szerelt), puskamikrofon (ez nagyon irányérzékelő), parabola mikrofonok (akusztikai parabolatükörrel a mikrofonra fókuszálják a beérkező hanghullámokat, mely segítségével az irány és érzékenység jelentősen növelhető).

A mikrofon egyik fontos jellemzője a **frekvenciamenet**, mely a mikrofon érzékenységét adja meg különböző frekvenciákon. A mikrofon mechanikus modelljének a frekvenciamenetét láthatjuk a 13.7. ábrán. Alacsony frekvencián a mikrofon válaszát a membrán mechanikai feszültsége határozza meg, és az érzékenység növekedik a mechanikai feszültség csökkenésével. A rezonanciafrekvenciát a membrán saját tömege és mechanikai feszültsége határozza meg. A rezonanciafrekvencia értéke körül a választ az akusztikus csillapítás határozza meg. Általában minél kisebb a membrán (kisebb tömeg), annál jobb a **mikrofon válaszideje**, a válasza a hirtelen transziens változásokra.

A továbbiakban a 13.2. táblázatban bemutatunk néhány gyakran alkalmazott decibel típusú rövidítést és a használt viszonyítási referenciaértéket. Vegyünk néhány példát szemléltetésképpen. Pl. egy 1 V amplitúdójú szinuszos jelnek az effektív értéke $V_{RMS} = 0,707$ V. Ez a jel egy

13.7. ábra. Mikrofon érzékenységeinek (S) tipikus frekvenciamenete

Rövidítés	Referenciaérték
dBm	egy milliwatt (1 mW)
dBW	egy watt (1 W)
dBV	egy volt (1 V)
dB μ V	egy mikrovolt (1 μ V)

13.2. táblázat. Decibel referencia rövidítések

$R = 600 \Omega$ -os terhelésen $P = 0,833 \text{ mW}$ teljesítményt eredményez. Innen $20 \cdot \log\left(\frac{V_{RMS}}{1 \text{ V}}\right) = -3,01 \text{ dBV}$, illetve $10 \cdot \log\left(\frac{P}{1 \text{ mW}}\right) = -0,79 \text{ dBm}$ értéket eredményez.

Audiotechnikában gyakran alkalmazott jelölés a **dBu**, melyet ahhoz az effektív értékű jelhez viszonyítanak, mely $P = 1 \text{ mW}$ -ot szolgáltat egy $R = 600 \Omega$ -os terhelésen, vagyis $\sqrt{1 \text{ mW} \cdot 600 \Omega} = 0,775 \text{ V}_{RMS}$. Innen $20 \cdot \log\left(\frac{V_{RMS}}{0,775 \text{ V}}\right) = -0,79 \text{ dBu}$, látható, hogy 600Ω esetén a dBm és dBu értéke azonos, viszont más terhelésnél ez különbözni fog.

A mikrofon érzékenységét többféleképpen szokták megadni:

- pl. **30 mV/ μ Pa**, mely azt jelenti, hogy a kimeneti jelszint 30 mV-ot változik μ Pa-onként;
- vagy megadják pl., hogy **output level of -40 dBV at 90 dB SPL**, mely azt jelenti, hogy a mikrofon -40 dBV kimeneti jelet ad $L_p = 90 \text{ dB SPL}$ hangnyomásszint esetén.

Feldolgozás szempontjából a hang eredeti formájából átalakítható más jellegű információvá és visszaalakítható eredeti formájába. Ilyen eljárások

a hang rögzítése (analóg vagy digitális formában), feldolgozása, felerősítése, tömörítése (digitális eljárásokkal, pl. MP3 formátumban).

Ahogy a valóságban létező zaj- vagy rezgésjelek is előállíthatók szinuszhullámok összeadásával, fordítva is igaz, hogy a valós világ zajjeleit fel lehet szinuszhullámokra bontani, például annak frekvenciatartalmának leírására, melyet spektrumanalizátorral lehet értelmezni. Például egy gép általános rezgését és zajsugárzását nagyon nehéz kielemezni az időtartományban, ha sok frekvenciakomponens van, viszont frekvenciatartományban könnyebbé válik, a markáns komponensek összeegyeztethetőek, mint pl. a tengely forgási frekvenciája, fogaskerék fogazás frekvenciája stb., ugyanakkor a gépben kialakuló hiba egy növekvő rezgést fog jelenteni a hibához kapcsolódó frekvencián.

További felhasználásként mozgó járművek által keltett zajt mérnek (autó, vonat, repülő, hajó), ugyanakkor gyárakban a berendezések, robotok által keltett zajokat is mérik.

14. fejezet

Kémiai érzékelők

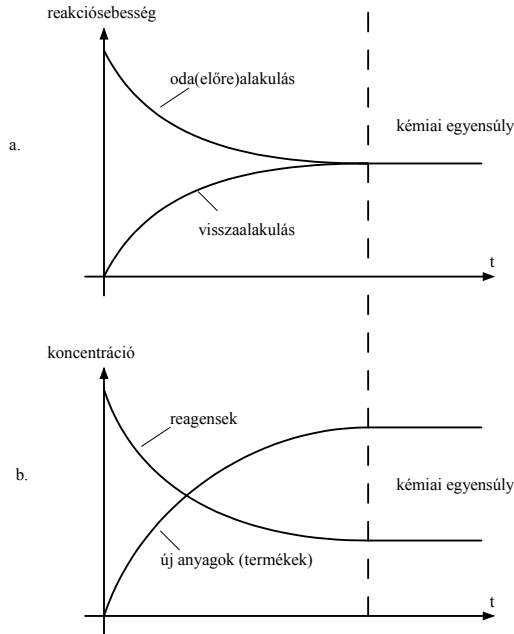
Mielőtt az érzékelőkkel foglalkoznánk, tekintsünk át néhány alapvető kémiai fogalmat. Az anyag kémiai átalakulására való hajlamát **kémiai tulajdonságnak** nevezzük. **Koncentrációnak** (c) nevezzük az oldott anyag anyagmennyiségének (vagy tömegének) és az oldat (elegy) térfogatának a hányadosát. Mértékegysége mol/dm^3 , illetve g/dm^3 . 1 mol anyag $6,022 \cdot 10^{23}$ részecskét jelent (Avogadro-szám), mely független az anyag fajtájától. Például 1 mol megfelel az atomok számának 12 g szénben, vagy 197 g aranyban, vagy 2 g hidrogén gázban. Azokat az átalakulásokat, amelyek új anyag keletkezésével járnak, **kémiai reakciónak** nevezzük. A **reakciósebesség** kifejezi, hogy időegység alatt mekkora anyagmennyiség alakul át az egységnyi térfogatban. A kémiai reakciók lehetnek:

- **egyesülés:** amikor két vagy több anyagból egy új anyag keletkezik;
- **bomlás:** egy anyagból két vagy több anyag keletkezik.

A kémiai reakciók lehetnek irreverzibilisek (nem megfordíthatóak) és reverzibilisek (megfordíthatóak). **Kémiai egyensúly** az az állapot, amikor valamely reverzibilis folyamat oda- és visszaalakulási reakciósebessége megegyezik (14.1.a. ábra). Ilyenkor az ellentétes irányú reakciók sebessége egyforma, időegység alatt ugyanannyi termék képződik, mint amennyi visszaalakul, viszont az anyagok koncentrációja megváltozott (14.1.b. ábra), egy dinamikus egyensúlyi állapot alakul ki.

A **legkisebb kényszer elve:** kémiai egyensúlyban lévő rendszerben (a Le Chatelier–Braun-elv szerint) külső hatásra olyan átalakulás indul meg, amely az okozott változás mértékét csökkenti. Tekintsünk néhány példát:

- hőmérséklet növekedése: az egyensúly eltolódik endoterm (hőfelvétellel járó kémiai reakció) irányba



14.1. ábra. a. Kémiai reakciósebesség b. Kémiai koncentráció

- hőmérséklet csökkenése: az egyensúly eltolódik exoterm (hőleadással járó kémiai reakció) irányba
- nyomás növelése: az egyensúly eltolódik térfogatcsökkenés felé
- nyomás csökkenése: az egyensúly eltolódik térfogat-növekedés felé
- reagens hozzáadása: az egyensúly eltolódik a termékek irányába (a reagensek fogynak)
- termék hozzáadása: az egyensúly eltolódik a reagensek irányába

Észrevehető innen, hogy ha folyamatosan megfigyeljük az újabb kémiai egyensúlyi állapotokat, lényegében bizonyos fizikai mennyiségekre, jellemzőkre következtethetünk.

Az **analitikai kémia** a kémia azon részterülete, mely a különböző anyagok mennyiségi (kvantitatív) és minőségi (kvalitatív) elemzésével foglalkozik. A **mennyiségi analízis** az anyagok súlyának (gravimetria) vagy térfogatának

(titrimetria) meghatározásával foglalkozik, általában a minta összmennyiségéhez viszonyított érték %-osan kifejezve. A **minőségi analízis** szerepe pedig az anyag kémiai összetevőinek a meghatározása, ehhez előzményként szükséges lehet a keverék komponensekre való bontása, illetve különböző jellemzőjű érzékelők használata az egyes komponensek érzékelésére.

A kémiai szenzorok (az IUAPC – International Union of Pure and Applied Chemistry szerint) olyan eszközök, melyek az anyag (folyadék, gáz) összetételének kémiai információját folyamatosan alakítják át elektromos jellé.

Ezen típusú érzékelők főbb alkalmazási területei a folyamatok ellenőrzése, élelmiszeriparban a különböző ételek, italok bevizsgálása, orvosi diagnosztika, veszélyes, robbanóanyagok detektálása, környezeti paraméterek vizsgálata (levegő, víz összetétele), autók gázkibocsátásának vizsgálata stb.

A kémiai érzékelők és érzékelőrendszerek a következő követelményeknek kell megfeleljenek:

- stabil, hosszú működési idő, ezáltal csökkentve az érzékelők cseréjét és a mérőrendszerek újrakalibrálását;
- egy többkomponensű érzékelés esetén (pl. szag, íz), mely sok érzékelő kezelését jelenti, az érzékelők különböző érzékenységi jellemzőkkel, karakterisztikákkal kell hogy rendelkezzenek, minél eltérőbb tulajdonságokkal;
- a környezetünkben előforduló számtalan komponens zavaró körülményként hat a helyes működésre, emiatt az érzékelő elemek és a jelfeldolgozás alkalmazásspecifikus.

Az érzékelők működési elve szerint megkülönböztetünk elektroanalitikai jel detektálásán, optikai elven, illetve tömegváltozás mérésén alapuló kémiai érzékelőket.

14.1. Elektroanalitikai módszerek

Az **elektroanalitikai módszerek** az analitikus kémia technikáinak olyan osztálya, amelyek a mérendő komponenst tartalmazó elektrokémiai cellák közötti áram- vagy feszültségmérés alapján vizsgálják az oldatot.

Az elektrolízis mennyiségi összefüggései Faraday nevéhez fűződnek. **Faraday I. törvénye**: az elektrolízis során átalakult anyag anyagmennyisége n

egyenesen arányos a rendszeren áthaladt töltésmennyiséggel Q .

$$n = k \cdot Q. \quad (14.1)$$

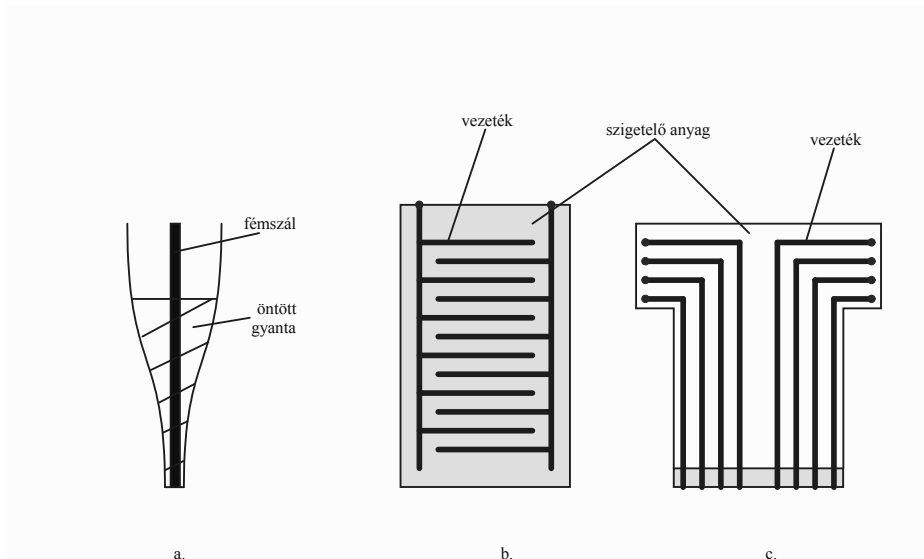
Faraday II. törvénye: 1 molnyi anyag leválasztásához $z \cdot F$ coulombnyi töltés szükséges, ahol z a folyamat elektronszám-változása, $F = 96485 \text{ C/mol}$ pedig a Faraday-állandó, amely 1 mol anyag elektrontöltését adja meg. Ismerve, hogy az áram kifejezhető, mint

$$I = \frac{dq}{dt},$$

ahol q a töltésmennyiség és t az idő, felírhatjuk:

$$I = z \cdot F \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (14.2)$$

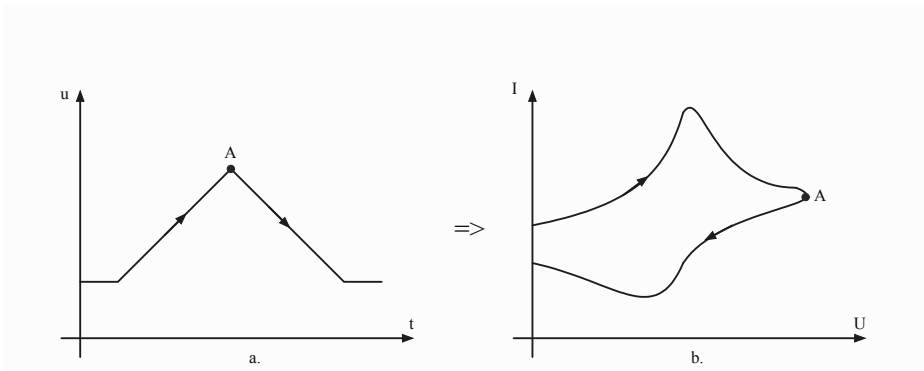
ahol $\frac{dn}{dt}$ az anyagmennyiség változása. A 14.2. ábrán bemutatunk néhány használatos mikro-elektrodatípust.



14.2. ábra. a. Tú típusú mikroelektroda b., c. NYÁK-on huzalozással kivitelezett mikroelektrodák

Az elektroanalitikai módszerek több kategóriára bonthatók attól függően, hogy a cella (elektrodák) mely aspektusait ellenőrzik és melyeket mérik. A három fő kategória:

- **a. Potenciometria, potenciometrikus titrálás elve.** Egy elektródapárt a mérendő oldatba helyeznek, és titrálás (reagens, ismert koncentrációjú oldat) hozzáadásával megváltozik az elektródapár közötti potenciálkülönbség értéke. Előfeltétele, hogy az elektródán nem folyhat áram. Ha ez nem teljesül, akkor nem garantált, hogy az elektróda egyensúlyban van a környező oldattal. Gyakran az elektródák AgCl (ezüst-klorid) alapúak.
- **b. Voltametria.** Ezzel a módszerrel a cella áramát mérik, miközben a cella potenciálját aktívan megváltoztatják. Lényegében a feszültség-áram görbék kiértékelése alapján elemzik/beclslik az oldat összetételét. A 14.3.a. ábrán egy háromszögjel idődiagramját $u = f(t)$ látjuk, amellyel stimuláljuk az oldatot, és a 14.3.b. ábrán ennek hatását (a rendszer lehetséges válaszát – $I = f(U)$) láthatjuk.



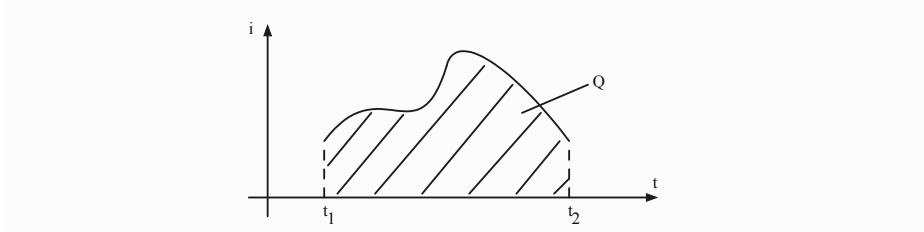
14.3. ábra. Voltametria a. Polarizációs (kontroll) feszültség b. Feszültség-áram görbe (a rendszer válasza)

- **c. Kulometria.** Ez esetben a cella i áramát időben mérik, integrálják, lényegében az elhasznált vagy bevitt Q töltésmennyiséget mérik ennek kisütése, illetve töltése esetén.

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt. \quad (14.3)$$

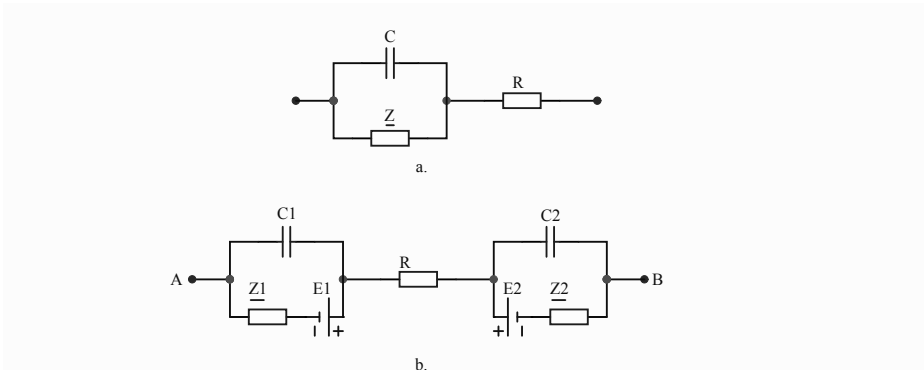
Gondoljunk az akkumulátorokra (elektrokémiai cella), ennek alapján számolják ki, hogy mennyi töltés van még felhalmozódva egy akkumulátorban (telefonokban, tabletekben, elektromos autókban),

megbecsülik az általa betáplált rendszer hátralevő üzemidejét (14.4. ábra). Ábránkon csak kizárólag a kisütési áramot tüntettük fel, az áram értékét pozitívnak tekintettük ebben az esetben.



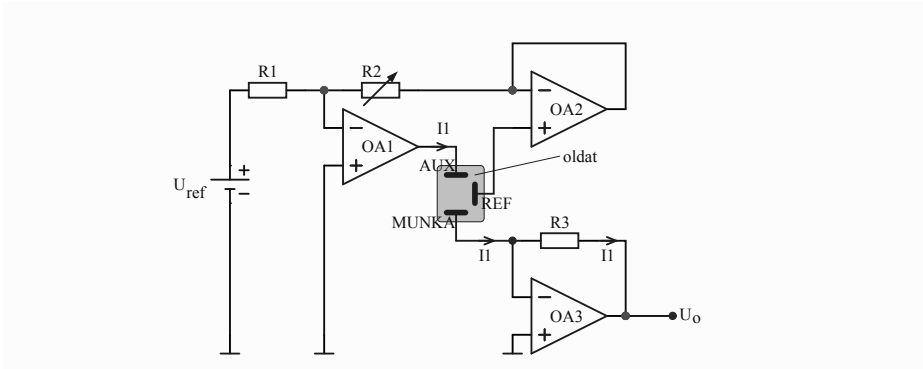
14.4. ábra. Akkumulátor kisütési áramának időbeli változása dinamikus terhelés esetén

Az elektróda váltóáramú helyettesítő képe a 14.5.a. ábrán látható, ahol R az oldat ellenállása, C az elektróda felülete és az oldat között létrejövő kapacitás és Z a Faraday-ikus impedancia (frekvenciafüggő), mely az elektróda felületének viselkedését mutatja, amikor az átfolyó áram értéke zérótól különböző. Impedancia és vezetőképesség mérésére az elektrolitikus cella (mely két elektródából áll) ekvivalens áramköre segít ennek megértésében, melyet a 14.5.b. ábrán láthatunk.



14.5. ábra. a. Elektróda ekvivalens váltóáramú képe b. Elektrolitikus cella egyenértékű villamos képe

Egy nagyon elterjedt áramköri kapcsolás az elektrokémiai cellák mérésére a 14.6. ábrán látható kapcsolás. Ebben az esetben a cél a REF referencia



14.6. ábra. Elektrolízis feszültség szabályzó

és MUNKA elektródák közötti feszültség állandó értéken való tartása, az oldatban folyó áram értékétől függetlenül. Így az áram értéke a cellán belüli kémiai folyamatoktól, magyarul az oldat koncentrációjától fog függeni, melyet mérünk. Ennek megvalósítására szükségünk van egy harmadik AUX auxiliáris elektródára. Az elektrolízis során az oldatban folyó I_1 áram az AUX és a MUNKA elektródák között fog folyni. Az OA1, R1, R2 szerepe az U_{ref} referenciafeszültség erősítése, mellyel a REF elektróda feszültségét a kívánt értékre szabályozzuk. Az OA2 szerepe, hogy a REF elektródán keresztül ne folyhasson áram, az OA3, R3 segítségével a MUNKA elektródán átfolyó I_1 áramot kimeneti U_o feszültséggé alakítjuk (a MUNKA elektróda virtuálisan a földpotenciálra kerül a negatív visszacsatolás miatt).

14.2. Tömegváltozáson alapuló kémiai érzékelők

14.2.1. BAW érzékelő – kvarc-mikromérleg

Tömegváltozás alapján működnek a piezoelektromos kvarckristály segítségével kialakított kémiai érzékelők, ezt nevezik kvarc-mikromérlegnek. A kristály vagy az egyik elektróda felületét adszorbens anyaggal (pl. hidrogénoldat esetén palládiumot vagy platinát használnak, higanyoldat esetén aranyat) vonják be. A kémiai folyamatok során a felületen megkötött anyagmennyiség megnöveli a kvarckristály tömegét. A piezoelektromos jelenség

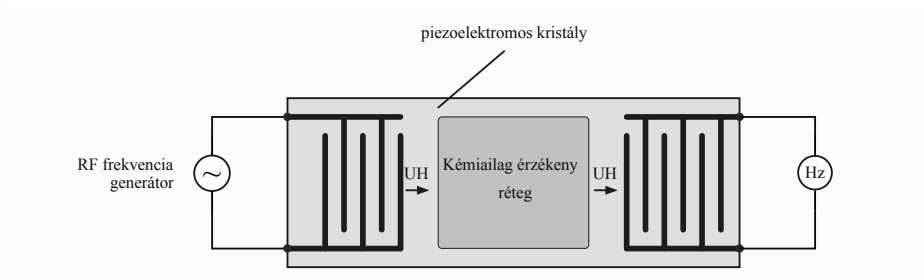
hatására a piezokristály felületein töltések jelennek meg, a villamos polarizáció arányos a kristályra ható erővel. A kvarckristályt egy oszcillátor kapcsolásba kötjük, melyet a 3.2. alfejezetben tárgyaltunk. Tekintve, hogy a piezoelem tömegének megváltozása befolyásolja az oszcillátor frekvenciáját (a tömeg növelése csökkenti, a tömeg csökkentése növeli a frekvenciát), ennek mérésével következtethetünk a tömegváltozásra, tehát a végbement kémiai reakcióra lényegében. A Sauerbrey-egyenlet segítségével megadható a tömegváltozás és a frekvenciaváltozás közötti összefüggés:

$$\Delta f = -\frac{2f_0^2}{S\sqrt{\rho_q\mu_q}}\Delta m, \quad (14.4)$$

ahol f_0 a kezdeti (terheletlen) kristály rezonancia frekvenciája, S a piezokristály aktív (elektrodák közötti) felülete (cm^2), $\rho_q = 2,648 \text{ g/cm}^3$ a kvarc sűrűsége és μ_q a nyírási modulus (kvarc esetén $2,947 \cdot 10^{11} \text{ g/cm}\cdot\text{s}^2$). Ezzel a módszerrel nagyon kis tömegváltozást lehet észlelni, és viszonylag kis helyen kivitelezhető, hiszen egy $f_0 = 10 \text{ MHz}$ -en oszcilláló kristály egy 10 ng/cm^2 tömegváltozás $2,3 \text{ Hz}$ frekvenciaváltozást okozna, mely könnyűszerrel mérhető.

14.2.2. SAW érzékelő

A SAW (Surface Acoustic Wave) típusú tömegváltozáson alapuló kémiai érzékelő struktúráját a 14.7. ábrán mutatjuk be. Két interdigitális



14.7. ábra. Nagyon kis tömegek érzékelése SAW struktúrával

(fésűszerű) vékony fémfólia struktúrákat egy bizonyos távolságra egymástól egy piezoelektromos kristályon helyeznek el. Az egyik szerkezet az ultrahangadó, a másik az ultrahangvevő szerepét játssza. Az ultrahangok a felület mentén terjednek. Az átvitel során az elektromos jel átalakul UH

akusztikus hullámmá és fordítva. Az adó és vevő egység között egy kémiai érzékeny filmréteg van, mely a kémiai oldattal/eleggyel reakcióba lépve anyagmennyiséget adszorbal, mely megváltoztatja az ultrahang terjedését, rezonanciafrekvenciáját. A frekvenciaeltolást a következő képlettel lehet leírni:

$$\Delta f = (k_1 + k_2) \cdot f_0^2 \cdot h \cdot \rho, \quad (14.5)$$

ahol k_1 és k_2 a piezoelektromos alap (szubsztrát) állandói, h a fémfólia bevonat magassága, ρ pedig a sűrűsége, f_0 a mért frekvencia kémiai reakció hiányában, mely az adó-vevő közötti távolságtól is függ. Ezzel a módszerrel nagyon nagy, GHz nagyságrendű frekvenciák segítségével pikogramm nagyságú tömeget is lehet érzékelni. Egyetlen piezoelektromos alapra több SAW érzékelő struktúrát is ki lehet alakítani, melyeket egymástól függetlenül lehet mérni, melyet felhasználnak „elektronikus orr” és különböző komponensek analizálása céljából.

14.3. Ionszelektív érzékelők

Az ionszelektív érzékelőket az oldatok, gázok ionkoncentrációjának meghatározására használják. Ilyen érzékelőt használnak például a pH mérésére.

14.3.1. Folyadékok pH-mérése

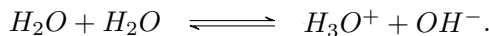
A pH (potentia hydrogeni), ami hidrogénion kitevőt jelent, az adott oldat kémhatását jelenti. A kémhatás lehet savas, semleges vagy lúgos. A pH a hidrogénion (H^+) aktivitásától függ.

$$pH = -\lg(a_{H^+}), \quad (14.6)$$

ahol $a_{H^+} = f \cdot [H^+]$ a hidrogénion aktivitása és f az aktivitási együttható. Híg oldatokban (kis hidrogénion koncentráció) az aktivitási együttható $f \simeq 1$, tehát

$$pH = -\lg[H^+], \quad (14.7)$$

vagyis a pH értéke kiszámolható a koncentráció alapján, és logaritmikusan függ a szabad hidrogénionok számától. A pH-számolás a víz **autoprotolízisén** (melynek során 1 liter vízben, 25 °C-on 10^{-7} molnyi vízmolekula ad át protont egy másiknak) alapszik:



Egyensúlyi állapotban $[H_3O^+] \cdot [OH^-] = 10^{-14}$ (mol/l)² állandó értékű. Tiszta és semleges kémhatású vízben a $[H_3O^+] = [OH^-] = 10^{-7}$ mol/l, tehát a pH értéke:

$$pH = -\lg 10^{-7} = 7.$$

Savas oldatok esetén ($pH < 7$) megnő az oxóniumionok ($[H_3O^+]$) moláris koncentrációja, lúgos közegben ($pH > 7$) pedig lecsökken. Tekintsünk egy példát erre. Ha egy erősen savas (0,01 mol/dm³) koncentrációjú savból készült oldatban, 25 °C-on $[H_3O^+] = 10^{-2}$ mol/dm³, tehát egyensúlyi állapotban $[OH^-] = 10^{-12}$ mol/dm³. A pH értéke a (14.7) alapján:

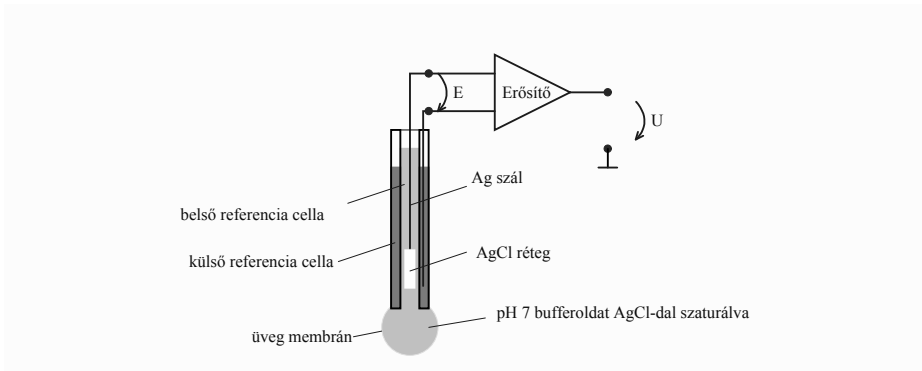
$$pH = -\lg[H_3O^+] = -\lg 10^{-2} = 2.$$

Néhány példát savas és lúgos oldatokra a 14.1. táblázatban tüntettünk fel.

Oldat	pH	Tipus
Akkumulátorsav (H ₂ SO ₄)	1	savas
Gyomorsav	1...1,5	savas
Ecet	2,5	savas
Narancslé	3,5	savas
Kávé	5	savas
Tej	6,5	savas
Tiszta, semleges víz	7	semleges
Tengervíz	7,5...8,4	lúgos
Szappan	9...10	lúgos
Oltott mész Ca(OH) ₂	12,4	lúgos
NaOH	13,5...14	lúgos

14.1. táblázat. pH értékek

A pH mérése potenciometrikus elektroanalitikai módszerrel történik. Ennek mérésére üveg elektródákat (14.7. ábra) használnak, melyek érzékenyek a hidroxónium ionok jelenlétére. A pH-érzékeny üveget (tipikusan 72,2% SiO₂, 6,4% CaO és 21,4% Na₂O) ha vizes oldatba helyezik, a felület megduzzadva egy hidratált réteget képez. A protonátvitel az üvegmembrán és a hidratált réteg határán történik. A belső referencia cella egy kalibrált, pontos 7-es pH-értékű bufferoldatot tartalmaz. A belső és külső referencia-cella elektródái között kialakul egy feszültség, mely arányos a mintaoldat



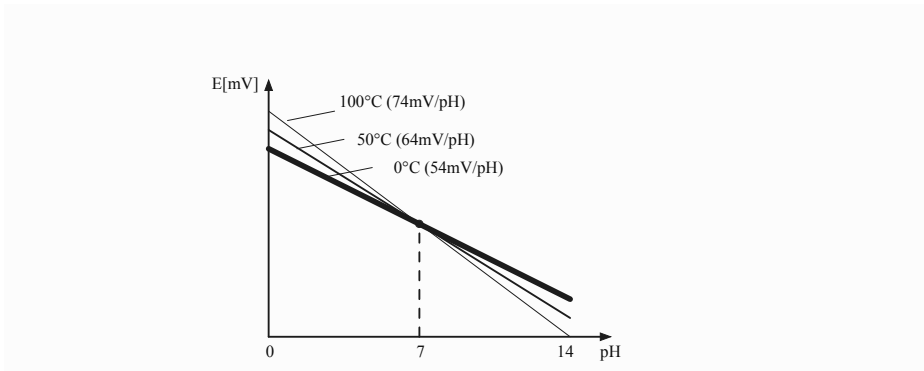
14.8. ábra. Elektronikus pH-mérő

pH-értékével, mely a Nernst-egyenlet következménye:

$$E = E_0 + \left(2,3 \frac{RT}{nF}\right) \lg(a_{H^+}) \simeq E_0 - 0,0591 \cdot pH \quad [V] \quad (14.8)$$

ahol E a potenciálváltozás, E_0 a hidrogén standard-cellapotenciálja, mely a referenciaelektroda potenciájával függ össze, $2,3 RT/nF$ a Nernst-faktor, mely hőfüggő és $-\lg(a_{H^+})$ az lényegében a pH. A (14.8) képletből látszik, hogy $\Delta pH = 1$ érték változása $\Delta E = 59,1$ mV feszültségváltozást eredményez, mely már egy lineáris összefüggés. Ez az összefüggés 25°C -on érvényes. A Nernst-faktor tartalmazza az $R = 8,314\text{K}^{-1}\text{mol}^{-1}$ univerzális gázállandót, T az oldat hőmérséklete kelvinben, n a reakció alatt transzferált elektronok száma, $F = 96485,33[\text{C mol}^{-1}]$ a Faraday-állandó. Ezt a nagyon gyenge jelt egy magas impedanciájú erősítő bemenetére kötik további feldolgozás céljából. Pontos pH-mérések céljából, amikor a minta hőmérséklete különbözik a belső referencia elektrodák kalibrálási hőmérsékletétől (tipikusan 25°C), egy ún. Nernst-korrekciót alkalmaznak a hőmérséklet okozta hiba kiküszöbölésére (14.9. ábra). A pH elektrodákat rendszeresen kalibrálják, erre a célra 2 ismert pH-értékű bufferoldatot használnak, mely alapján a $\Delta E/\Delta pH$ meredekséget javítják.

Hasonló elven történik a folyadékok **CO₂ tartalmának érzékelése** is, ahol üveg vagy PVC elektrodákat használnak. Ezenkívül gázáteresztő membránt (polipropilénből vagy teflonból) helyeznek az ionszelektív üvegfelületre. A CO₂ gáz diffundál a membránon keresztül, és szénsavat (H₂CO₃) eredményez, melyből majd disszociáció során hidrogénion (H⁺) és bikarbonát (HCO₃⁻) keletkezik:



14.9. ábra. pH-mérő statikus karakterisztikája és hőmérsékletfüggése

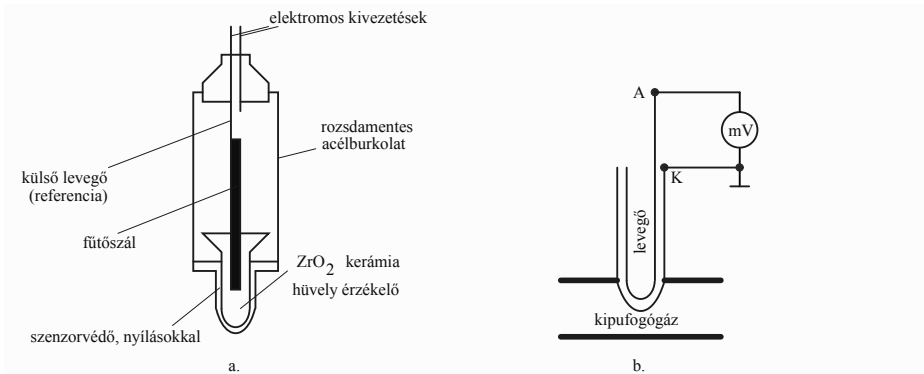
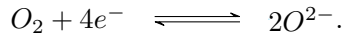


Innen a hidrogénionok koncentrációja potenciometrikus eljárással megállapítható, hasonlóan, mint a pH-mérés esetében. A pH-változás arányos lesz a CO_2 membránba való diffúziójával.

14.3.2. Gázérzékelés. Lambdaszonda

Az úgynevezett lambdaszonda a mai napig sikeres és széles körben elterjedt kémiai érzékelő. Minden modern gépjárműben használják, ahol az égési gáz oxigéntartalmának (üzemanyag/levegő arány) szabályozására szolgál. A motorban zajló folyamatot, égést, a mérgező szénmonoxid kibocsátásának minimalizálása érdekében szabályozzák. A lambdaszonda eltér az eddig tárgyalt elektrokémiai érzékelőtől annyiban, hogy szilárd elektrolittal működik, nem pedig elektrolit oldattal. A minta gáz halmazállapotú. Felépítés szempontjából a λ -szonda szilárd elektrolitos oxigén szenzor. Optimális működéshez előbb kb. 300 °C-ra fel kell fűteni, a motor indulásakor külső hőforrás biztosítja, később már a kipufogógáz által termelt hőenergia elegendő a hőmérséklet eléréséhez. A λ -szonda felépítése (14.10.a.) és funkcionális tömbvázlata tekinthető meg a 14.10.b. ábrán.

Az elektrolízis-áramot a szilárd elektrolitban mozgó O_2^- ionok hozzák létre. Az állandó áram jelenléte a gáznemű O_2^+ anionok képződését jelenti a katódnál (K), míg az anódnál (A) oxigén anionok fogynak el, és gáznemű oxigén keletkezik. Tehát az elektrolízis-áram oxigénmolekulákat szállít a szilárd elektrolittesten keresztül. Bármelyik elektródnál egyensúlyi állapotban

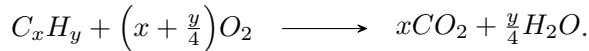
14.10. ábra. a. λ -szonda felépítése b. Kipufogógáz mérése

A két elektróda között létrejövő elektromotoros feszültség a Nernst-egyenlet szerint:

$$E = E_0 + \frac{0,0591}{4} \log \left(\frac{p_m(O_2)}{p_r(O_2)} \right), \quad (14.9)$$

ahol a gáz halmazállapotú oxigén koncentrációértékét a parciális nyomások segítségével adják meg, $p_r(O_2)$ az oxigén parciális nyomása a referenciarekeszben és $p_m(O_2)$ az oxigén parciális nyomása a mérőrekeszben.

Az égési folyamatot a következőképpen lehet leírni:



Az üzemanyag/levegő aránya sztöchiometrikus, ha a hozzáadott oxigénmennyiség éppen elegendő az összes üzemanyag maradványok nélküli elégetéséhez. A lambda szám a tényleges üzemanyag-levegő keveréket határozza meg:

$$\begin{aligned} k_{\text{aktuális}} &= \frac{m_{\text{levegő aktuális}}}{m_{\text{üzemanyag}}} \\ k_{\text{sztöchiometrikus}} &= \frac{m_{\text{levegő optimális}}}{m_{\text{üzemanyag}}} \\ \lambda &= \frac{k_{\text{aktuális}}}{k_{\text{sztöchiometrikus}}} \end{aligned} \quad (14.10)$$

A lambdaszonda működhethet potenciometrikus elven, mint ahogyan bemutattuk, de lehet használni kulometriás üzemmódban is, ebben az esetben az

áramot mérik, és a galvanikus cellát rövidre zárják, az ilyen módszerrel működő lambdaszondák könnyebben miniatürizálhatók, kisebb helyen elférnek ezáltal.

A kipufogócsőben lévő lambdaszonda jele egy elektronikus vezérlőáramkör bemenetére kerül, mely a λ értéket 1 közelében tartja, így majdnem a teljes üzemanyag elégetése érhető el. A kipufogógáz ennek következtében még tartalmaz CO, NO összetevőket, melyet a háromutas katalizátor a kevésbé káros N_2 , H_2O és CO_2 gázokká alakítja. Ha a lambda értéke magasabb vagy alacsonyabb, mint az optimális érték, akkor a mérgező gázokat nem lehet megfelelően átalakítani. Optimálisan 1 kg üzemanyag elégetéséhez 14,7 kg levegő szükséges.

További ionszelektív kémiai érzékelők közé tartoznak az ISFET (Ion-Sensitive Field Effect Transistor) típusú tranzisztorok, melynek sajátossága, hogy a hagyományos MOSFET tranzisztorokhoz képest a kapu (gate) fémezése hiányzik, és helyette az ionszelektív réteg közvetlenül az oldattal érintkezik, az oldat koncentrációjától függően megváltozik a tranzisztor karakterisztikája. Az érzékelőréteg gyakran alumínium-oxid, szilícium-nitrid, de számos más bevonatú érzékelő réteg is létezik. Általában ezek a fajta érzékelők egyszer használatosak orvosi, biológiai alkalmazásokban.

III. rész

INTELLIGENS ÉRZÉKELŐK ÉS MÉRŐHÁLÓZATOK

15. fejezet

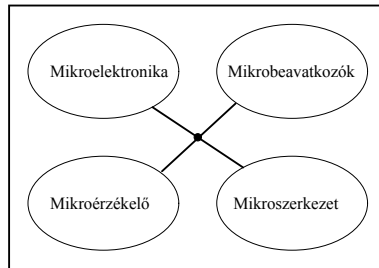
Mikro-, nano- és intelligens érzékelők

15.1. Mikro-elektromechanikus rendszerek (MEMS)

A mikro-elektromechanikus rendszer (**MEMS** – Micro-Electro-Mechanical Systems) olyan technológia, amely miniatürizált mechanikus és elektromechanikus elemekként (eszközökként és szerkezetekként) határozható meg, amelyeket a mikrogyártás technikáinak felhasználásával készítenek. A MEMS-eszközök kritikus fizikai méretei a mikroszintű spektrum alsó végénél, jóval egy mikron alatti értéktől milliméterig változhatnak. Hasonlóképpen, a MEMS-eszközök típusai változhatnak a viszonylag egyszerű, mozgó elem nélküli szerkezetektől a rendkívül összetett elektromechanikus rendszerekig, amelyek egy vagy több mozgó elemet is tartalmazhatnak az integrált mikroelektronika irányítása alatt. A MEMS egyik fő kritériuma, hogy a szerkezetében vannak olyan elemek, amelyek valamilyen mechanikai funkcióval rendelkeznek, függetlenül attól, hogy ezek az elemek mozoghatnak-e vagy sem.

A MEMS-rendszer fő építőelemeit a 15.1. ábrán mutatjuk be:

- **mikroszerkezet** (microstructure): az előkészített anyagfelület szerkezete, amely mikroszkóp alatt vizsgálható 25x-ös nagyítás felett. Ez a struktúra, szerkezet befolyásolhatja a fizikai tulajdonságokat, mint a



15.1. ábra. MEMS rendszer építőelemei

szilárdság, keménység, hajlékonyság, hőmérsékletfüggés, kopásállóság, melyek ezen anyagok gyakorlati, ipari felhasználását szabályozzák. Az optikai mikroszkópokkal megtekinthetőnél kisebb méretarányú mikrostruktúrát gyakran **nanoszerkezetnek** (nanostructure), míg az egyes atomok elrendeződését kristályszerkezetnek nevezik.

- **mikrobeavatkozó** (microactuator): egy mikroszkopikus szervomechanizmus, mely energiát továbbít egy másik rendszer működéséhez. A mikrobeavatkozó főbb jellemzői a nagy pontosság, gyors kapcsolás, alacsony energiafogyasztás, mikrostrukturálhatóság és integrálhatóság. A leggyakoribb mikrobeavatkozók elektrosztatikus (az elektrosztatikus erő hatására mozgatja az elemeket), termikus (a hőenergiát használják fel mozgatásra – amikor egy anyag melegszik, ennek tulajdonságaitól függően tágul) vagy mágneses elven működnek.
- **mikroérzékelők** (microsensor): az energiát alakítják egyik megjelenési formából a másikba. A mikroérzékelők esetén, jellemzően, a mért mechanikai jelet alakítja elektromos jellé.
- **mikroelektronika** (microelectronics): mely nagyon kis méretben gyártott elektronikai alkatrészek kivitelezése. Idetartoznak a tranzisztorok, kondenzátorok, induktivitások, ellenállások, diódák és (természetesen) a szigetelők és vezetők, amelyek mind megtalálhatók a mikroelektronikus szerkezetben. Ezek az eszközök többnyire félvezető anyagokból készülnek.

Az elmúlt néhány évtizedben rendkívül sok MEMS-érzékelő jelent meg különböző felhasználási területen, beleértve a hőmérsékletet, a nyomást, az inerciális erőket, a vegyi anyagokat, a mágneses mezőket, a sugárzást,

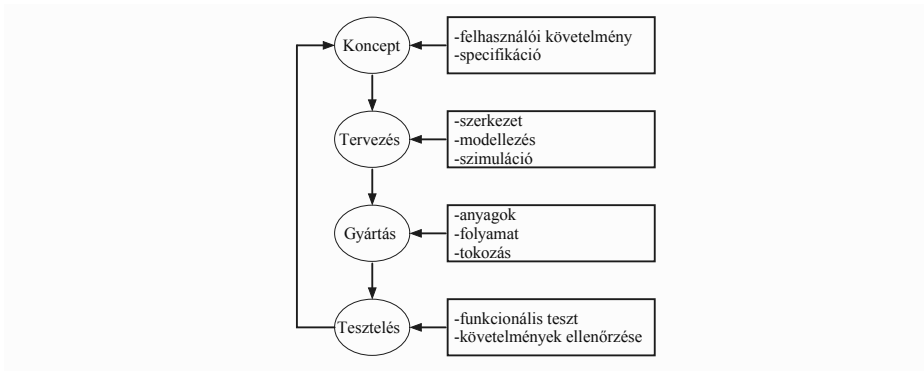
gyorsulást stb. mérő érzékelőket, és performanciájuk gyakran meghaladja a makroskálájú társaikét. A MEMS valódi potenciálja akkor valósul meg igazából, amikor ezek a miniaturizált érzékelők, beavatkozók és struktúrák mind összevonhatók egy közös szubsztrátumra az integrált áramkörökkel (azaz a mikroelektronikával) együtt. Ez lehetővé teszi az intelligens (smart) termékek kifejlesztését, azáltal, hogy növelik a mikroelektronika számítási képességeit kombinálva a mikroérezelők és mikrobeavatkozók érzékelési és vezérlési képességeivel. Továbbá ez lehetővé teszi a döntéshozatali képességet, ezáltal a környezet érzékelését és irányítását.

A **nanotechnológia** segítségével az anyagot atom vagy molekuláris szinten manipulálják nanostruktúrákká, egy hasznos termék kialakítása érdekében. Alapvetően kétféle megközelítés van az elkészítésére. A felülről lefele (top-down) történő megközelítésben a struktúrák hasonlóan készülnek, mint a MEMS esetében, de mivelhogy méretük jóval kisebb, a szerkezeteket fejlettebb fotolitográfiai és maratási módszerekkel hozzák létre (elvesznek az anyagból). Az alulról felfele (bottom-up) történő, építkező megközelítésben általában lerakódásos, természetesen (additív, hozzáadnak a kezdeti anyaghoz) technológiákat alkalmaznak. Előnyük természetesen a nagyon apró méretükből következően fakad, melyek jóval nagyobb gyártási kihívásokat jelent. Bár a MEMS és NEMS (Nano-Electro-Mechanical Systems) technológiát néha különálló és önálló technológiaként említik, a kettő közötti különbség nem annyira egyértelmű. Hasonló definíció létezik az integrált áramkörök területén is, amit mikroelektronika technológia néven emlegetnek, habár a legmodernebb IC technológiák nanométer nagyságrendű technológiával gyártják le az alkatrészeket (gondoljunk a modern, nagy számítási kapacitással rendelkező processzorokra például). Többnyire általánosan elfogadott határ a mikro- és nanotechnológia között a 100 nm ($0,1\mu\text{m}$).

15.1.1. MEMS tervezése és modellezése

A MEMS-eszköz gyártási folyamata különböző fázisokból áll. Ezek a fázisok magukban foglalják a koncepció fejlesztését, a tervezést és szimulációt, az anyagok és a gyártási folyamatok kiválasztását és a tesztelés fázisait a 15.2. ábra szerint. A fázisok bármelyikének befejezése után az eredményeket összehasonlítják a kezdeti specifikációkkal, és általában további ciklusokra van szükség a kitűzött célok teljesítéséhez.

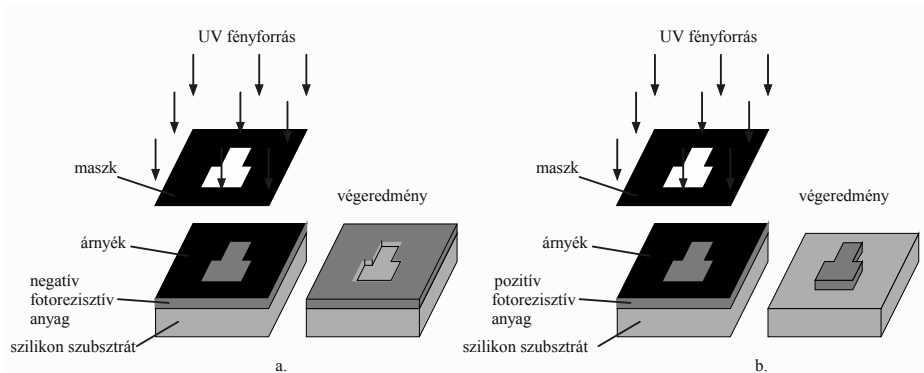
Az alapanyagként használt anyagot „szubsztrátnak” nevezik. A szokásos szubsztrátok a szilícium, az üveg és az ostya alakú polimerek.



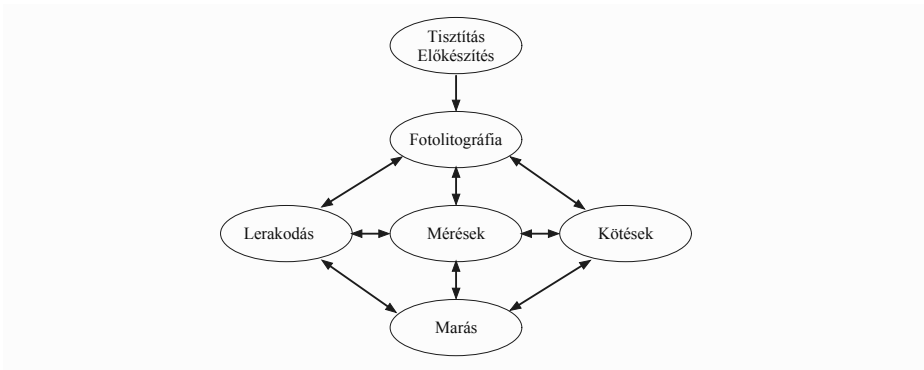
15.2. ábra. MEMS-eszköz kivitelezési folyamata

A **polimerek** makromolekulák, általában szerves molekulák, amelyek kisebb molekulák összekapcsolódásával jönnek létre (polimerizáció). A polimereknek különböző mechanikai, optikai tulajdonságuk van; hőmérséklet-stabilitásuk, vegyszerekkel, például savakkal, lúgokkal vagy szerves oldatokkal szembeni ellenálló-képességük, és léteznek biológiailag lebontható polimerek is. Szinte minden alkalmazáshoz van megfelelő polimer.

A **fotoreziszt** anyagokat fotolitográfias eljárásoknál használják. Ezek fényérzékeny anyagok, amelyek polimerből, érzékenyítőszerből és oldószerből állnak. A polimer megváltoztatja szerkezetét, ha elektromágneses sugárzásnak van kitéve. Az oldószer lehetővé teszi a foto-reziszt anyag vékonyréteg képződését, az érzékenyítő pedig szabályozza a fotokémiai reakciót. A fotoreziszt anyagok lehetnek pozitív vagy negatív típusúak. A **pozitív fotoreziszt** anyag esetében az expozíció során bekövetkező fotokémiai reakció gyengíti a polimert, így jobban oldódik, és egy pozitív minta jön létre (15.3.a. ábra). A **negatív fotoreziszt** anyag esetén a fénynek való kitettség az anyag polimerizációját okozza, és ezért az anyag megmarad a szubsztrát felületén, ahol exponálva van, és az oldat csak a nem megvilágított területeket távolítja el (15.3.b. ábra). Ezért a negatív fotoreziszt anyagokhoz használt maszkok az átvitelre kerülő minta inverz vagy fényképészeti „negatívumát” tartalmazzák. Ugyanakkor más anyagokat (fémek, piezoelektromos) is használnak a MEMS-rendszerek gyártására. Az általános gyártási folyamat diagramját láthatjuk a 15.4. ábrán. Először a szubsztrátot alaposan megtisztítják és előkészítik, majd fotolitográfiai folyamatnak vetik alá, mely lehet pozitív vagy negatív típusú, ennek megfelelően alakulnak ki a rétegek. A **lerakódás** kémiai úton történik, mint pl. galvanizálás



15.3. ábra. Fotoreziszt technológiák. a. Pozitív technológia b. Negatív technológia



15.4. ábra. MEMS-szerkezet gyártási folyamata

(electroplating), mely során egy fémbevonatot egy másik fémdarabra vagy vezető felületre viszünk fel, vagy fizikai eljárásokkal, mint a párologtatás, sputtering, mely során gáz ionizációja során az atomok lerakódását éri el kisebb hőmérsékleten, mint a párolgás esetén. Az anyagot majd tovább formálják marás által, mely lehet száraz vagy nedves típusú, anyagtól függően.

Az ipari érzékelők és beavatkozók gyártásának alapvető lépése a különböző belső szerkezetek **kötése**. Tipikus MEMS-eszközök, mint pl. gyorsulásmérők, nyomásérzékelők megkövetelik az üregek létrehozását, melyben a mikromechanikus szabadon álló szerkezetek helyezkednek el. Az üreg és a mikroszerkezet külön készül, majd kötések segítségével illesztik egymáshoz.

A kötések általában vákuum alatt történnek, elkerülve a csillapítóhatást a mikroérezékelőkben, vagy segít a referencianyomású kamrák létrehozásában.

Az anyagok, adalékanyagok és ezek arányának a megfelelő kiválasztása, valamint a modellezés és szimulációk nagymértékben hozzájárulnak a végtermék sikeréhez.

15.1.2. Mikrobeavatkozók

A mikrobeavatkozó a MEMS-be bejövő energiát mozgási energiájává alakítja. A MEMS működtetésére leginkább a következő jelenségeket használják fel:

- **elektrotermikus:** a hőmérséklet változását felhasználó tágulás és összehúzódás nagy erőt és elmozdulást hoz létre, viszont lassú válaszidő jellemzi;
- **elektrosztatikus:** az elektromos tér hatása egy kondenzátorra, gyors válaszidő és alacsony teljesítmény jellemzi;
- **elektromágneses:** a Laplace-erőt használja fel, nagy elmozdulást, gyors válaszidőt eredményez, viszont relatív nagy szerkezetet jelent;
- **piezoelektromos:** magas érzékenység, kis erő és elmozdulás.

15.1.2.1. Elektrotermikus mikrobeavatkozók

Az elektrotermikus mikrobeavatkozók a Joule-hatást és a differenciális hőtágulás elvét használják fel, melynek során egy zárt áramköri hurokban elektromos áramot vezetnek át egy vezető anyagon. Ennek hatására az időegység alatt leadott Q hőmennyiség

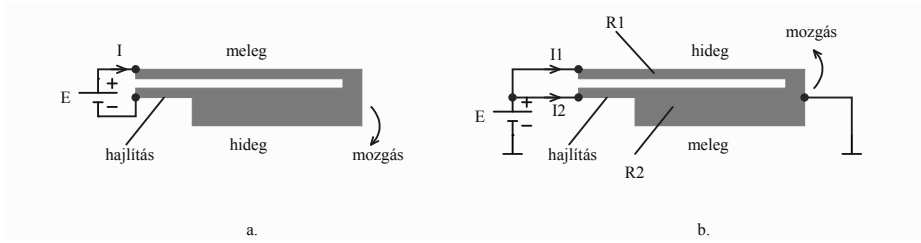
$$Q = I^2 \cdot R \cdot t \quad [J], \quad (15.1)$$

ahol R az ohmikus ellenállása és I az áramerősség. A lineáris termikus hőtágulás felírható mint:

$$l = l_0 \cdot (1 + \alpha \Delta T), \quad (15.2)$$

ahol l_0 az anyag kezdeti hossza, α a hőtágulási együttható, l pedig a ΔT hőmérséklet-változásra bekövetkezett anyag végső hossza. Két ilyen elven működő megvalósítást mutatunk be a 15.5. ábrán, melyet Guckel-konfigurációnak is neveznek.

A 15.5.a. ábrán látható megvalósításban egy zárt áramköri hurokban a szerkezet egy „U” alakra hasonlít, mely egy „meleg” és egy „hideg” karból



15.5. ábra. Elektrotermikus mikrobeavatkozók. a. Soros kapcsolás b. Párhuzamos kapcsolás

áll. Az I áram hatására a meleg kar hőmérséklete magasabb, mint a hideg karé, mivel a kar szerkezetének keresztmetszete kisebb, ami növeli az ellenállását. A síkbeli elfordulás a hideg kar felé történik a differenciális hőtágulás hatására (a meleg kar tágul, a hideg összehúzódik).

Egy másik megoldás a 15.5.b. ábrán látható, ahol a meleg és hideg karok párhuzamos elektromos kapcsolásba vannak kötve. Itt a meleg kar szerepét a nagyobb keresztmetszetű kar játssza, még ha kisebb is az ellenállása, mint a hideg karé ($R_2 < R_1$), mivel a rajta áthaladó áram nagyobb lesz a kisebb ellenállás következtében ($I_2 > I_1$), és a leadott hőmennyiség képletében a négyzetes áram dominál ($I_1^2 R_1 < I_2^2 R_2$). Az elfordulás itt is a hideg kar felé történik, viszont fordítva a 15.5.a. ábrán bemutatotthoz képest.

15.1.2.2. Elektrosztatikus mikrobeavatkozók

Az elektrosztatikus rendszer alapvető működése magába foglalja a kondenzátor jelenlétét. Feltöltött, rögzített és mozgatható szerkezetekből áll, amelyek elektromosan szigetelve vannak egymástól, és egymáshoz képest elmozdulnak. A kondenzátor lemezei között tárolt energia felírható mint:

$$W = \frac{1}{2}CU^2 = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 abU^2}{d}, \quad (15.3)$$

ahol C a kapacitás értéke, U a kondenzátor sarkaira kötött feszültség, ε_r , ε_0 a relatív, illetve a légüres tér permittivitása (a dielektrikum állandói a fegyverzetek között), d a fegyverzetek közötti távolság, a és b pedig a kondenzátor oldaldimenziói. Az elektrosztatikus erőket felírhatjuk a W energia

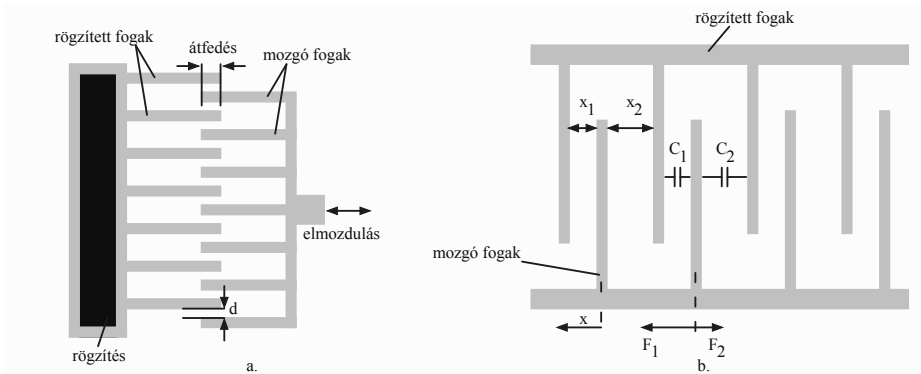
parciális deriváltjaiként:

$$\begin{aligned}\frac{\partial W}{\partial d} &= F_d = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 a b U^2}{d^2} \\ \frac{\partial W}{\partial a} &= F_a = +\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 b U^2}{d},\end{aligned}\quad (15.4)$$

ahol d és a mozgási szabadságfokok, ennek értelmében F_d merőlegesen hat a kondenzátor fegyverzeteire, F_a pedig a kondenzátor fegyverzetének hosszanti irányába. Mivel az F_d fordítottan arányos a fegyverzetek közötti d távolság négyzetével, emiatt csak nagyon kis távolságoknál lesz számottevő értéke. F_a független a szerkezet pozíciójától, ha a méretek jóval nagyobbak, mint az átfedéses régió. Ez azt jelenti, hogy az elektrosztatikus elvek hasznosnak bizonyulnak a miniatürizált eszközökben, ahol ez az erő jelentős értékű. Ha az erő állandó, a (15.4) képletekből következik, hogy az elmozdulás a fegyverzetek közötti potenciálkülönbségtől függ (a többi tag állandó), tehát feszültségvezérelt elektrosztatikus mikrobeavatkozóról beszélhetünk.

Tekintsünk egy-egy példát mindkét esetre. Mindkét esetben az elmozdulás az x tengely mentén történik. A mikrobeavatkozók egy rögzített és egy mozgatható fésűszerkezetből állnak.

A 15.6.a. ábrán látható megvalósításban a rögzített és mozgó fogak fegyverzetei között létrejött közös (átfedéses) felület dominál, a fegyverzetek közötti d távolság állandó.



15.6. ábra. Elektrosztatikus mikrobeavatkozók. a. Hosszanti elmozdulás. b. Keresztirányú elmozdulás.

Az elektrosztatikus erő ebben az esetben:

$$F = \frac{n \varepsilon t_e}{d} U^2, \quad (15.5)$$

ahol n a fogpárok száma, t_e a lemez vastagsága, d a fegyverzetek közötti távolság, ε a közeg permittivitása.

A 15.6.b. ábrán látható megvalósításban a rögzített és mozgó fogak között két C_1 és C_2 kapacitás jön létre, mely a mozgó és rögzített fogak közötti távolságoktól függ. Az elektrosztatikus erő felírható:

$$F = \frac{1}{2} n \varepsilon S \left[\frac{(x_1 + x_2)(x_2 - x_1 + 2x)}{(x_1 - x)^2 (x_1 + x)^2} \right] U^2, \quad (15.6)$$

ahol S az egyes fogpárok közös (átfedő) felülete, x_1, x_2 a kezdeti távolságok, x pedig az elmozdulás értéke.

Mindkét egyenletből, (15.5) ill. (15.6) észrevehető, hogy a fésűpárok számának és a feszültség értékének növelésével az erő nagysága növelhető.

15.1.2.3. Elektromágneses mikrobeavatkozók

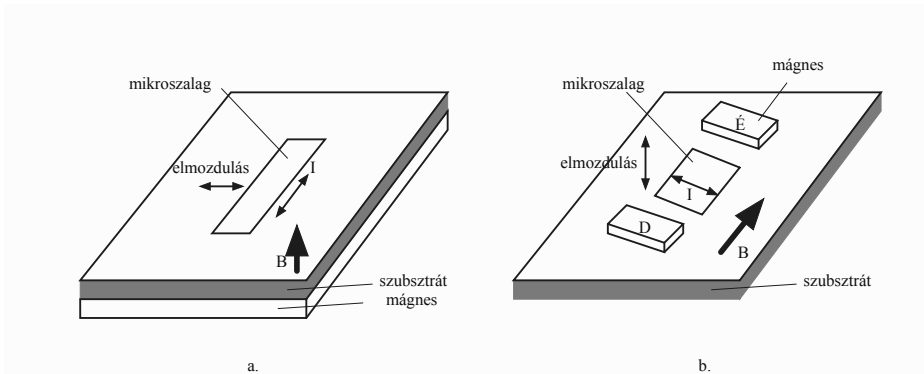
Az ezen elven működő mikrobeavatkozók az elektromágneses erőt használják fel, mely az elektromágneses térben egy elektromos áramra ható erő. Amikor egy I árammal átjárt vezető egy B külső mágneses mezőbe kerül, az F elektromágneses erő felírható:

$$\vec{F} = I \cdot \vec{L} \times \vec{B}, \quad (15.7)$$

ahol L a vezető hossza. Az elektromágneses erő iránya merőleges lesz az I áramra és a \vec{B} indukcióvektorra. Az erő következtében mechanikai elmozdulás jön létre, mely egy mikroszalagot elmozdít. Tekintsünk néhány példát. A 15.7.a. ábrán az I áram által átjárt mikroszalag a B külső (szubsztrátra merőleges) mágneses mezőbe kerül, melynek hatására a mikroszalag a szubsztrát síkjában elmozdul. Hasonlóképpen, ha váltóáram folyik a mikroszalagon, és B a mikroszalag síkjában van, akkor egy rezonátort lehet létrehozni, mely a szubsztrát síkjára merőleges mozgást hoz létre (15.7.b. ábra). Az elektromágneses elven működő beavatkozók előnye más működtetési technikákkal szemben, hogy nagy elmozdulást eredményeznek, tulajdonképpen áramvezéreltek, emiatt alacsonyabb feszültségek mellett is használhatók, továbbá gyors reakció és nagy pontosság jellemzi. Az eszköz kivitelezésében a legnagyobb hajtóerőt eredményezi méretéhez képest.

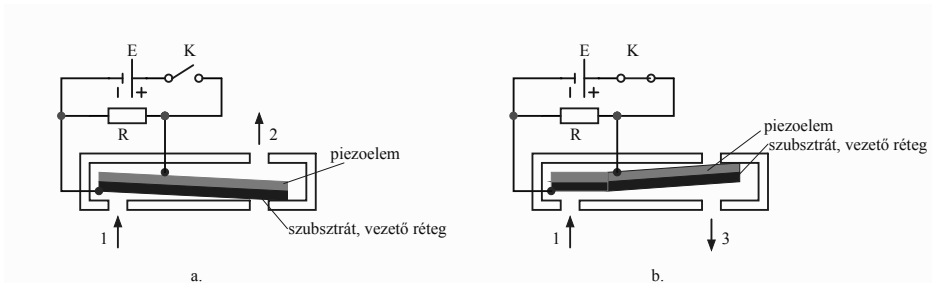
15.1.2.4. Piezoelektromos mikrobeavatkozók

A mikrobeavatkozók kivitelezésében használják a **fordított (inverz) piezoelektromos** jelenséget is, amikor a piezoelektromos tulajdonságú szilárd



15.7. ábra. Elektromágneses mikrobeavatkozók. a. Elmozdulás a szubsztrát síkjában. b. Síkra merőleges rezgő mozgás.

test felületeire villamos töltést viszünk fel, aminek hatására az anyag mechanikai alakváltozást szenved (3.2 alfejezet). Ezen az elven működő megvalósításokra jellemző a gyors válaszidő, nagy pontosság, hosszú élettartam. Többnyire kétféle megvalósításban használják, a **membrán** és a **konzol** típusú felépítésben. Egy konzol típusú mikrobeavatkozó felépítése és működése látható a 15.8. ábrán, ahol egy kétállású mikroszelepet valósít meg. A szer-



15.8. ábra. Konzol típusú piezoelektromos mikrobeavatkozó mikroszelepe kivitelezésben. a. Nyugalmi állapot. b. Elmozdulás tápláláskor.

kezet központi eleme egy hajlítható piezokerámia elem, amelyre ha villamos feszültséget kapcsolunk, elhajlik. Villamos feszültség jelenléte nélkül, a K kapcsoló nyitott állapotában (15.8.a ábra), a levegő az 1-es nyílástól a 2-es nyílás fele áramlik, ez a normál nyitott állapot. Ha a K kapcsoló bezár, villamos töltés kerül a piezoelemre, és a fordított piezoelektromos jelenség

hatására tengelyirányú elhajlást okoz, és a levegő az 1-es nyílástól a 3-as nyílás fele áramlik, ezáltal egy kétállású szelepet lehet megvalósítani. Az alkalmazott feszültségtől függően az elem kisebb vagy nagyobb meghajlása által a piezoszelep használható kapcsoló- vagy szabályozható szelepként is.

15.1.3. Mikroérzékelő struktúrák

A MEMS-szerkezetek érzékelési mechanizmusa valamilyen, az érzékelőszerkezeten történő jellemző megváltozásán alapszik. A MEMS-mikroérzékelők az érzékelés típusa szerint lehetnek:

- mechanikai mikroérzékelők: nyomás, gyorsulás, rezgés, mikrofon, ultrahang, hozam;
- termikus: infravörös sugárázsmérők, termikus hővezetésmérők;
- mágneses: mágneses olvasófejek;
- kémiai: oxigén, gáz, mikromérleg;
- biológiai: vércukor, DNS, protein.

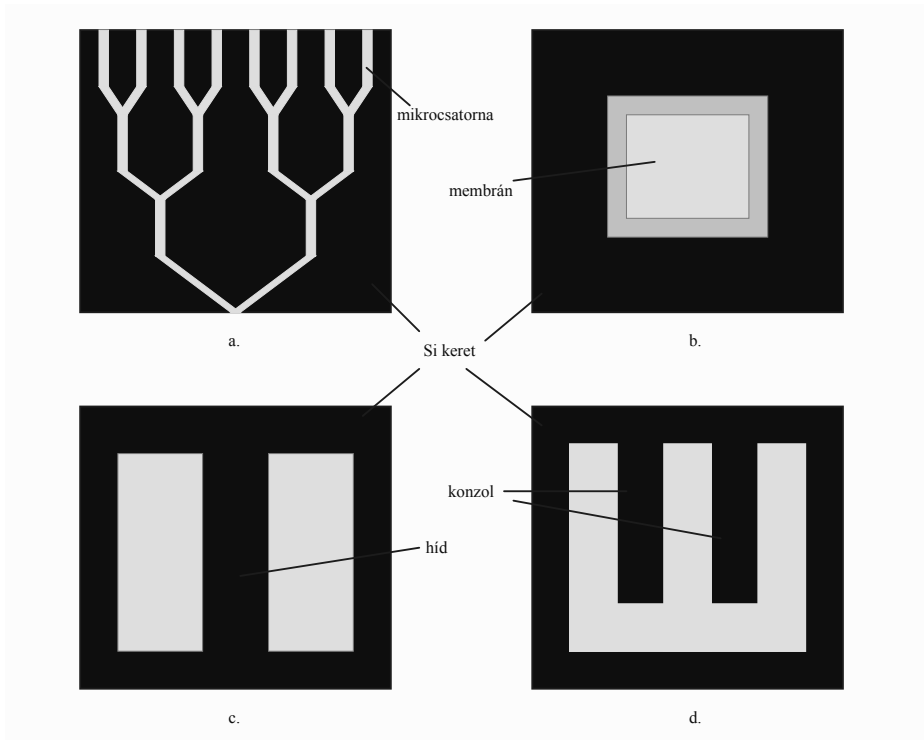
Előbbi fejezeteinkben részletesebben kitértünk ezeknek a tárgyalására, a terjedelem korlátozása szempontjából nem tárgyaljuk újra ezeket az elveket. A továbbiakban bemutatunk néhány gyakran használt MEMS-szerkezetet, melyeket különböző mennyiségek érzékelésére használják.

A 15.9.a. ábrán egy mikrocsatorna szerkezetét láthatjuk, amit folyadékok mixerezésére (összekeverésére) használnak, anyagként gyakran szilikont használnak a magas kémiai és hőálló képessége miatt. A 15.9.b. ábrán egy piramis szerkezetű mikromembrán látható, melyet használnak nyomás, légköri nyomás mérésére. A 15.9.c. és 15.9.d. ábrán egy hídszerkezetet, illetve konzolszerkezetet láthatunk.

A 15.10.a. ábrán egy inerciális felfüggesztett tömeg szerkezetét láthatjuk, mely gyorsulás érzékelésére alkalmas.

A 15.10.b. ábrán egy túszerkezetet láthatunk, melyet főleg biológiai alkalmazásokban mikroelektrodák kialakítására használnak (pl. a bőrrétegen áthatoló). A 15.10.c. ábrán egy rugószerkezet kialakítását láthatjuk, kivitelezéstől függően különböző mozgásirányokat lehet megvalósítani (lineáris, spirál stb.). A 15.10.d. ábrán egy interdigitális fésűs szerkezetet láthatunk, melyet rezgés- és sokkérzékelésre használnak, az érzékelés ebben az esetben kapacitív jellegű.

A MEMS-alapú érzékelők kulcsfontosságú szerepet játszanak az elektronikai áramkörök miniatürizálásában. A beavatkozó és érzékelő mechanizmusok megfelelő megértése fontos szerepet játszik az alkatrészek helyes megválasztásában és a technológiák hatékony alkalmazásában. A megfelelő

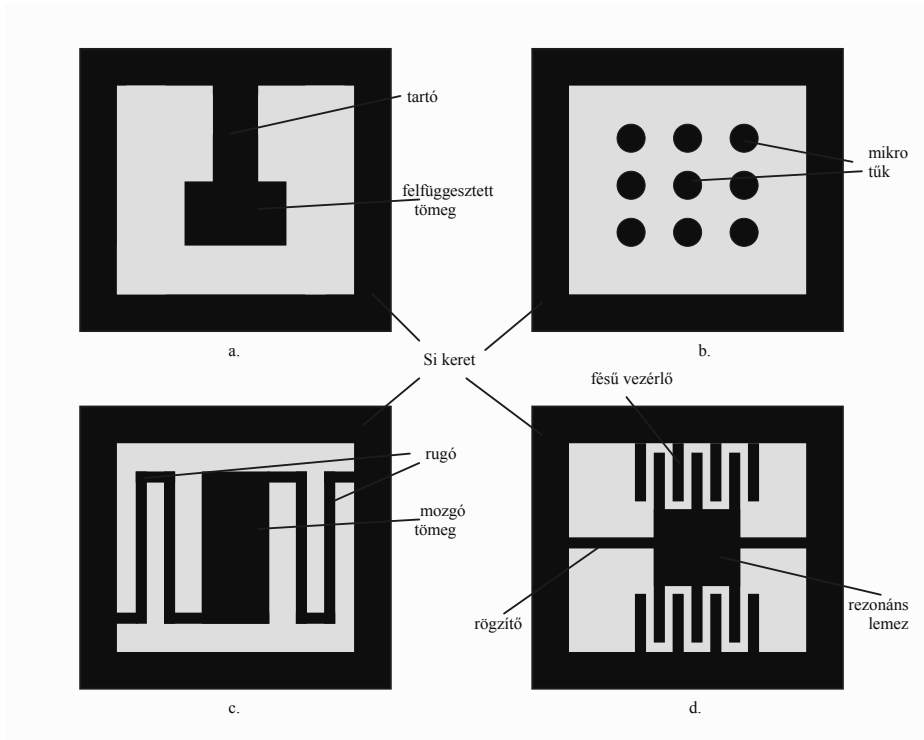


15.9. ábra. MEMS szerkezetek a. Mikrocsatorna b. Mikromembrán c. Mikrohíd d. Mikrokonzol

kiválasztás a különböző paraméterek (érzékenység, válaszidő, hőmérséklet, rezonanciafrekvencia) alapján egy jobb termékhez és piaci megfeleléshez vezet. Folyamatos törekvések vannak a MEMS-szerkezetek miniatürizálására, a költségek leszorítására, a komplexitás növelésére, mely a piaci kereslet kielégítésére irányul. A gyártási technológiák növelésével egyre rövidebb gyártási ciklusokat és nagyobb gyártási sebességet eredményeznek.

15.2. Intelligens érzékelők

Az érzékelőket kimeneti jelük szerint a következőképpen csoportosíthatjuk:

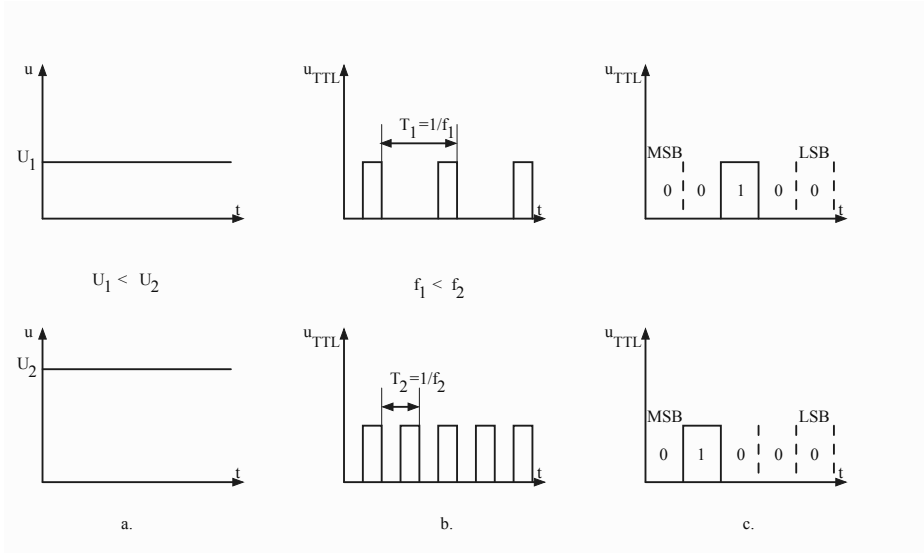


15.10. ábra. Mikroérezékelő struktúrák a. Felfüggesztett mikrotömeg b. Mikrotű szerkezet c. Mikrorugó mozgó tömeggel d. Mikrofésűs szerkezet

- **analóg érzékelők:** melyek valamilyen analóg jelet szolgáltatnak a kimeneten, mint pl. feszültség, áram, általában valamilyen amplitúdó-modulált jel. Az analóg érzékelő lehet **passzív**, ha külső energiaforrásra van szükség ahhoz, hogy a kimeneti jelet előállítsa, vagy **aktív**, ha nincs szüksége külső energiaforrásra a kimeneti jel előállításához. Továbbá tartalmaz egy analóg jelfeldolgozó egységet is.
- **kvázi-digitális érzékelők:** diszkrét frekvencia-, idő tartománybeli érzékelők, melynek kimenetei tipikusan frekvencia, periódus, időintervallum, impulzusszám, impulzusmoduláció (PWM), fáziseltolás. A kvázi-digitális érzékelők ötvözik az analóg érzékelők egyszerűségét a digitális érzékelők pontosságával és zajimmunitásával.
- **digitális érzékelők:** melyek kódolt digitális logikai („0” - „1”) kimeneti jelet adnak, összefüggésben a mérendő jel nagyságával. A

kimeneti jel lehet valamilyen soros vagy párhuzamos interfészen keresztül továbbítva, illetve tartalmazhat FIFO (First In First Out) tárt. Ezek az érzékelők már tartalmazhatnak egy analóg-digitális átalakítót is. Ilyen lehet egy abszolút optikai kódolású helyzetmérő kimenete vagy egy digitális abszolút-hőmérsékletérzékelő.

A három típusú jelformát szemléltetjük a 15.11. ábrán. A 15.11.a. áb-



15.11. ábra. Mikroérzékelők kimeneti jelei a. Analóg b. Kvázi-digitális c. Digitális

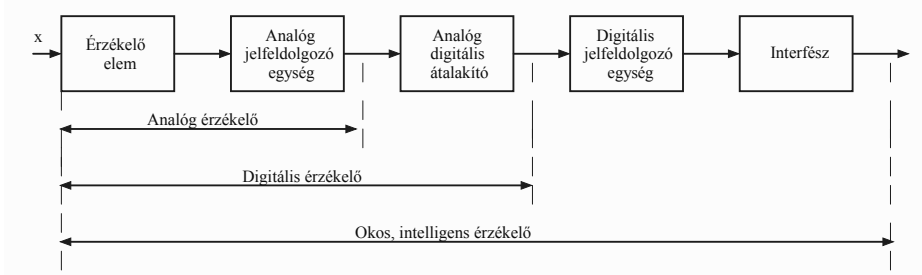
rán egy analóg érzékelő feszültségkimenetét láthatjuk, amikor a mért fizikai mennyiségtől függően két különböző értéket eredményez ennek a kimenete, az U_2 feszültség az U_1 kétszerese ebben az esetben. Hasonlóan az ennek megfelelő kvázi-digitális érzékelő kimenetét láthatjuk a 15.11.b. ábrán, ahol ugyanennek a mért mennyiséggel arányos frekvenciájú jelet mérünk a kimenetén (az $f_2 = 2 \cdot f_1$), itt már a jelszintek TTL (Transistor Transistor Logic). A 15.11.c. ábrán pedig a mért mennyiségek alapján egy digitális érzékelő lehetséges kimeneteit láthatjuk (ebben az esetben természetes bináris kódolásban, 5 bites felbontásban).

Az **okos érzékelő – smart sensor** egy mikroelektronikával integrált egység, mely alapvetően tartalmaz egy érzékelőt, analóg jelfeldolgozó egységet, analóg-digitál átalakítót, digitális jelfeldolgozó egységet és egy vezetékes

vagy vezeték nélküli interfészt, mely segítségével más rendszerekhez lehet könnyűszerrel csatlakoztatni.

Az **intelligens érzékelő** egy olyan okos érzékelő, mely egy vagy több olyan funkcióval rendelkezik, mint az önellenőrzés, öntesztelés, validáció, adaptálás stb.

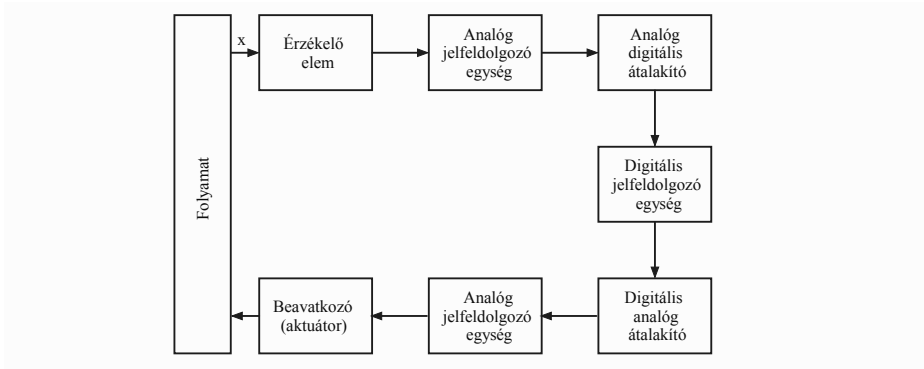
Az érzékelők általános integrációs tömbvázlata tekinthető meg a 15.12. ábrán, ahol feltüntetjük az érzékelők fejlődése során az analóg érzékelők integrációját a digitális érzékelőkbe, illetve ezek integrációját az okos érzékelőkbe. Ezeken az alapegységeken kívül számos más alegységet tartal-



15.12. ábra. Az analóg, digitális és okos érzékelők integrációs tömbvázlata

mazhatnak, ez többnyire az adott érzékelő sajátosságaitól, az alkalmazás típusától függ, komplex architektúrák alakíthatók ki, a példák vég nélküliek. Az okos érzékelők esetén általában valamilyen jól elterjedt vezeték (UART, SPI, I²C stb.) vagy vezeték nélküli (Bluetooth, Wi-Fi stb.) interfészeket használnak a rendszerekbe illesztés és más rendszerekhez való könnyű csatlakoztatás érdekében.

Az intelligens MEMS-mikrorendszerek segítségével (melyek érzékelőket és beavatkozót is tartalmaznak) mikro-folyamatszabályzó rendszereket lehet kialakítani (15.13. ábra). A szabályzó rendszerben nem feltétlenül szükséges a kijelzés, az intelligens MEMS-rendszer közvetlen módon szabályozhatja a folyamat paramétereit. Az érzékelő segítségével a mérendő mennyiséget folyamatosan méri és elektromos jellé alakítja, melyet az analóg-digitális átalakító segítségével átalakít digitális információvá, majd a digitális jelfeldolgozó egység feldolgozza, kiértékeli, és a mért paraméter függvényében a digitális-analóg átalakító és az analóg jelfeldolgozó segítségével vezérli a beavatkozó elemet, mely ráhatással van a szabályzott folyamat paramétereire. Ilyen lehet például egy intelligens MEMS-rendszer, mely a hőmérsékletet szabályozza a közvetlen környezetében, érzékelőnek



15.13. ábra. Mikroszabályozó rendszer

felhasználva egy hőmérőt és beavatkozó egységnek egy fűtőszálat, melyek integrálva vannak a szerkezetében.

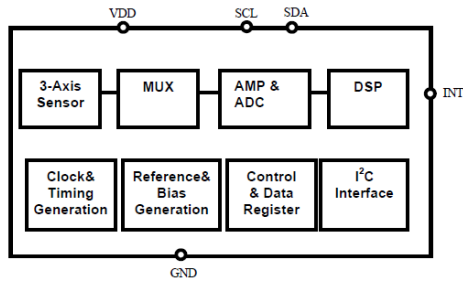
Az okos érzékelők előnyei:

- felhasználói kényelem: kompakt méret, könnyű felhasználás, standard interfészek;
- zajimmunitás: külső zaj befolyása korlátolt, magas jel-zaj arány – SNR (Signal to Noise Ratio), beépített, optimalizált kompenzáló áramkörök szintén csökkentik a külső hőmérsékleti hatásokat;
- megbízhatóság: csökkentett alkatrészszám, belső huzalozás (struktúrákkal kialakítva) hiánya;
- alacsony költség a tömeges gyártási technikák következtében, egyetlen gyártósor a mikroelektronikának és a mikroérzékelőnek.

A továbbiakban szemléltetésképpen bemutatunk 2 példát MEMS-mikroérzékelőkre.

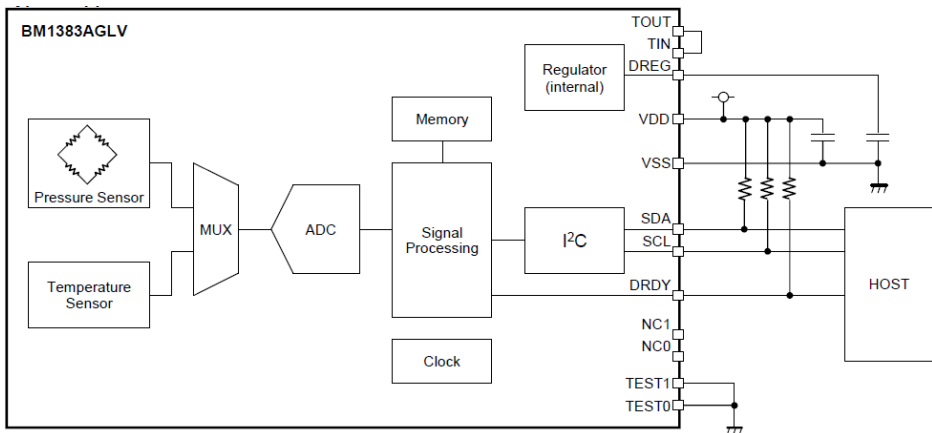
A 15.14. ábrán a MEMSIC által gyártott MXC400xXC három tengelyes gyorsulásmérő funkcionális tömbvázlata látható, mely tartalmazza a 3 tengelyes gyorsulásmérő érzékelőt, egy MUX multiplexert a 3 tengely által szolgáltatott bejövő adatok multiplexerelésére, AMP erősítőt és ADC átalakítót, a DSP digitális jelfeldolgozó egységet, órajel generátort, referenciafeszültség generátorokat, kontroll- és adatregisztereket az okos érzékelő konfigurálására és az adatok tárolására, illetve I²C kommunikációs interfészt, mely segítségével az adatokat a digitális mérőrendszer felé továbbítják. Az I²C interfész részleteit a 16. fejezetben tárgyaljuk.

A 15.15. ábrán a ROHM Semiconductor által gyártott BM1383AGLV piezorezisztív elven működő hőmérséklet által kompenzált nyomásérzékelő



15.14. ábra. MXC400xXC három tengelyes gyorsulásmérő funkcionális tömbvázlata (forrás: MEMSIC gyártó)

funkcionális tömbvázlata látható, mely tartalmazza a nyomásérzékelőt és a hőmérséklet-érzékelőt, melynek kimenetei egy MUX analóg multiplexer bemeneteire vannak kötve. A MUX kimenete közvetlenül az ADC analóg-



15.15. ábra. BM1383AGLV piezorezisztív nyomásérzékelő hőmérséklet kompenzációval (forrás: ROHM semiconductor gyártó)

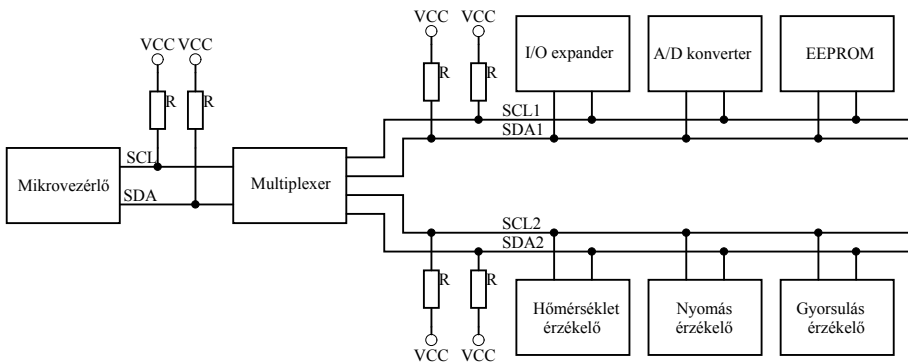
digitális átalakító bemenetére van kötve, ennek a kimenete pedig a digitális jelfeldolgozó egység bemenetére. További, a belső működéshez szükséges egységek a belső feszültségszabályzó, az órajel-generátor, memória az adatok tárolására és az I²C kommunikációs interfész.

16. fejezet

Vezetékes mérőinterfészek

16.1. I²C

Az I²C (Inter-Integrated Circuit) mérőinterfész okos érzékelőkben nagyon gyakran elterjedt. Több mint 20 éve a Philips Semiconductor fejlesztette ki, és egy vagy több mester-, valamint egy vagy több szolgaeszköz közötti kommunikációra alkalmas. Legnagyobb előnye más interfészekhez képest, hogy csak két vezetékét használ, egyet az adatok közvetítésére (SDA), egyet pedig az órajelnek (SCL). A 16.1. ábrán egy I²C buszra csatolt különböző eszközöket láthatunk, többek között érzékelőt is.

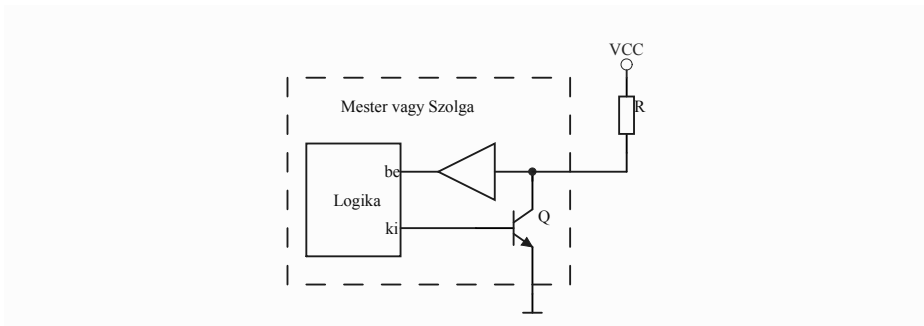


16.1. ábra. Példa egy I²C buszra csatolt eszközökkel

Az I²C sín (busz) terminológiája:

- **adó**: olyan eszköz, amely adatokat küld a buszra, mely lehet mester-adó, vagy válaszol egy másik készüléktől származó adatokra, mely esetben vevő-adó;
- **vevő**: olyan eszköz, mely adatokat fogad a buszról;
- **mester** (master): az eszköz, mely inicializálja az átvitelt, előállítja az órajelt és befejezi az átvitelt. A mester lehet adó vagy vevő;
- **szolga** (slave): a mester által megszólított eszköz. A szolga lehet vevő vagy adó;
- **multi-mester**: egynél több mester együttes létezése a buszon, ütközés vagy adatvesztés nélkül;
- **arbitráció**: eljárás, melynek során egyszerre csak egy mestereszköz jogosult a busz irányítására;
- **szinkronizálás**: eljárás, melynek során két vagy több mester által szolgáltatott órajel szinkronizálása történik;
- **SDA** (Serial Data Line): soros adatvonal;
- **SCL** (Serial Clock Line): soros órajel.

Az I²C hardver architektúrája a 16.2. ábrán látható. Az SDA és SCL

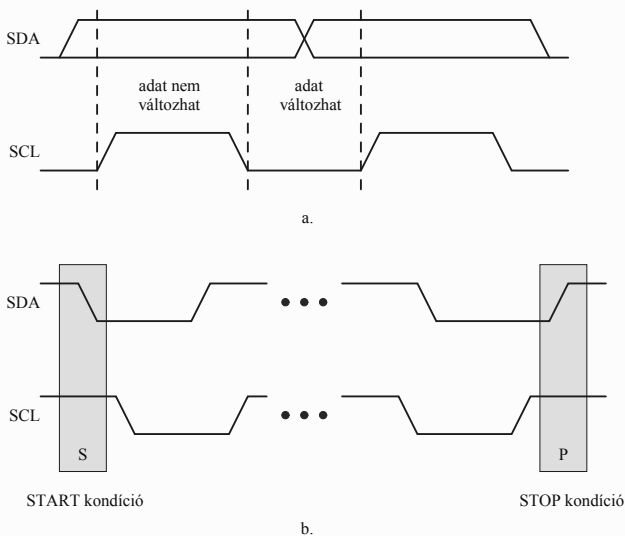


16.2. ábra. I²C hardver architektúra

vonalak ki és bemeneti struktúrája hasonlóan van felépítve (Open Collector, bipoláris, illetve Open Drain, FET tranzisztoros megvalósítás esetén). Adó üzemmódban (16.2. ábra) logikai 1 küldése esetén a tranzisztor bázisa nem vezérelt, ezáltal a felhúzó ellenálláson keresztül a vonal tápfeszültségen van (ha más eszköz nem húzza le), logikai 0 esetén pedig a tranzisztort megvezérlik, ezáltal a tranzisztor a föld fele kapcsol, és a vonalat lehúzza logikai 0-ra. A felhúzó ellenállások értéke tipikusan 2 k Ω és 10 k Ω között változik, értékét befolyásolja az elérhető maximális átviteli sebesség. A

felhúzó ellenállás a vonal kapacitásával lényegében egy alul-áteresztő szűrőt képez, ami korlátozza az órajel frekvenciáját (ezáltal a maximális átviteli sebességet). A jel felfutási idejét $0,3 V_{CC}$ és $0,7 V_{CC}$ között határozták meg, ahol V_{CC} a tápfeszültség, és adatátviteli sebességtől függően meghatározták a felfutási idő felső korlátját: t_{rmax} . Ezek a felfutási idők az átviteli sebesség növelésével csökkennek, és szigorúan be kell tartani a jelintegritás megtartása érdekében. Három típusú sebességet különböztetünk meg, melyet támogathatnak az eszközök: **standard** (0...100) kbit/s, **gyors – fast** (0...400) kbit/s és **nagy sebességű – high-speed** (0...3400) kbit/s. Standard – $t_{rmax} = 1000$ ns, gyors – $t_{rmax} = 300$ ns és nagy sebességű üzemmódban $t_{rmax} = 80$ ns. Ugyanakkor $V_{IL} = 0,3 V_{CC}$ érték alatt logikai 0-st értelmez az eszköz, $V_{IL} = 0,7 V_{CC}$ fölött pedig logikai 1-st.

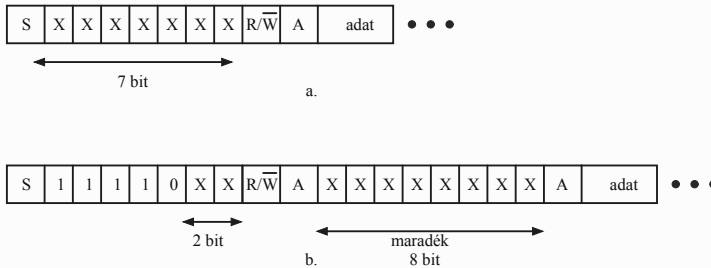
Egyik fő kritérium, amit minden eszköznek be kell tartania a helyes kommunikáció érdekében, hogy amíg az órajel logikai 1-ben van, addig az adat nem változhat meg (16.3.a. ábra). Kivételt képez ez alól a START (S) és STOP (P) kondíció, mely egy speciális eset (16.3.b. ábra). A START (S)



16.3. ábra. a. Adatközlés az I²C buszon b. START és STOP kondíció

kondíció egy logikai $1 \rightarrow 0$ lefutó élet jelent az SDA adatvonalon, amikor az SCL órajel logikai 1-ben van. A STOP (P) kondíció egy logikai $0 \rightarrow 1$ felfutó élet jelent az SDA adatvonalon, amikor az SCL órajel logikai 1-ben van. Ezeknek a jeleknek a generálása a mester feladata.

Minden eszköznek, mely a buszhoz kötődik, egyedi címmel kell rendelkeznie a konfliktusok elkerülése érdekében. Kétféle címzési módszer létezik: a 7 és a 10 bites (16.4. ábra). A 7 bites címzés esetén az üzenet felépítésé-

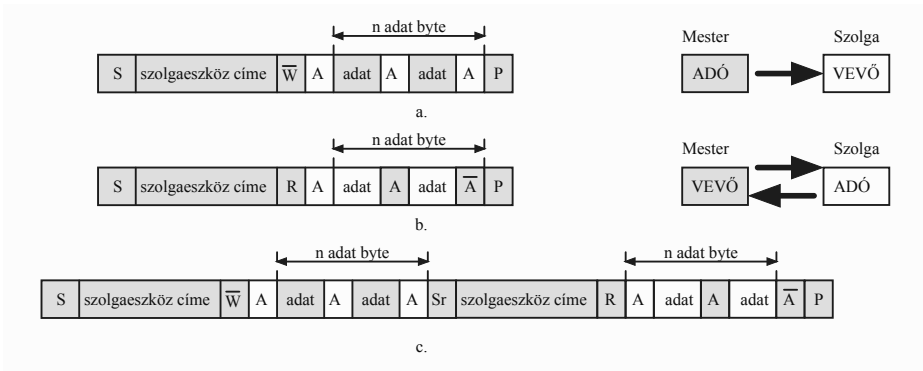


16.4. ábra. I²C busz címzési módjai. a. 7 bites címzés. b. 10 bites címzés

ben az *S* START szekvencia után az első 7 bit tartalmazza az eszköz címét, mellyel a mester megcímszi a szolgáltszolgált, majd a 8-dik bit tartalmazza azt, hogy írás (logikai 0) vagy olvasásról (logikai 1) van szó. A 9-dik órajel alatt a megcímszett szolgáltszolgált lehúzza a vonalat, jelezve, hogy felismerte az üzenetben a saját címét (16.4.a. ábra), ez az úgynevezett Acknowledge (*A*) bit (0-ban aktív), mellyel a vevő eszköz jelzi az adóeszköznek, hogy vette az üzenetet (byte-ot), majd ezután következnek az adatok. A 10 bites címzés esetén az *S* START szekvencia után egy speciális, rögzített 5 bitből (11110) álló bitsorozat után 2 biten a 10 bites cím legfelső helyértékű bitjei következnek, majd a 8-dik bit tartalmazza a már megszokott írás/olvasás jelző bitet. Az *A* Acknowledge bit után következik a maradék 8 bit, mely a 10 bites cím alsó helyértékű bitjeit tartalmazza.

A továbbiakban bemutatjuk az I²C buszon az írás/olvasás műveleteket. A 16.5.a. ábrán az írás művelet látható, az adatáramlás a mestertől (adó) a szolgáltszolgált (vevő) felé történik, fehér alapon a szolgáltszolgált által küldött információ, szürke alapon a mester által küldött adatok. A szolgáltszolgált ebben az esetben csak az *A* Acknowledge visszajelzést adja mindegy egyes vett adat-byte esetén. A mester miután befejezte az írást, a *P* STOP szekvenciával zárja az üzenetet, mellyel alapállapotban hagyja az I²C buszt („elengedi” az SDA és SCL vonalakat, így ezek a tápfeszültség szintjére emelkednek). Az ábrán 2 byte írása látszik, de tetszőleges *n* byte esetén hasonló az eljárás.

A 16.5.b. ábrán az olvasás művelet látható, az adatáramlás mindkét irányban megtörténik. Először a mester (vevő) kiküldi a buszra a szolgáltszolgált címét olvasás (*R*) paranccsal, melyet konfirmál (*A*) az adatvonal



16.5. ábra. I²C protokoll. a. Szolgaeszköz írása b. Olvasás a szolgaeszköztől c. Kombinált írás, olvasás

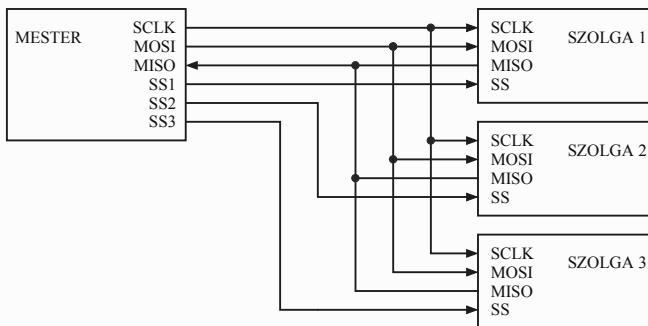
lehúzásával a szolgaeszköz, majd miközben a mestereszköz küldi a további órajelét, a szolgaeszköz kiteszi az adatokat a sínre, melyet a mester konfirmál (A). Itt is tetszőleges számú byte-ot lehet olvasni, az ábrán csak kettőt tüntettünk fel. Az utolsó byte-ot a mester már nem konfirmálja, majd STOP (P) szekvenciával alapállapotba helyezi a buszt.

A 16.5.c. ábrán egy gyakran használt kombinált írás-olvasás ciklust látnunk, mely írás és olvasás műveletekből áll, viszont az írásművelet végén egy „repeated start” (újabb START) szekvencia áll, melynek folytatásában az olvasási művelet van. Ilyenkor a két művelet között nincs STOP szekvencia. Ilyen műveletet használnak például a memória területek kiolvasására, ahol előbb szükséges egy írás, amivel az olvasóeszköz leírja a kiolvasni kívánt memória címét (mely lehet több byte-on), majd az olvasással megkapja a kívánt adatokat (szintén lehet több byte).

16.2. SPI

Az SPI (Serial Peripheral Interface – soros perifériás interfész) egy másik nagyon széles körben használt interfész mikrovezérlők és okos érzékelők, meg egyéb perifériák (ADC, DAC, EEPROM stb.) között. Az SPI egy szinkron, full duplex szintén master-slave (mester-szolga) alapú interfész. A mester vagy solga által szolgáltatott adat az órajel felfutó vagy lefutó élére van

szinkronizálva. A mester és a szolga egy időben képes adatokat továbbítani, vagyis a buszon lévő minden eszköz egyszerre működhet adó-vevőként. Az SPI buszon az összes vonal egyirányú, egyike az órajel (SCLK), melyet a mester feladata szolgáltatni, ugyanakkor áll egy adatvonalból, melynek iránya az adatok továbbítása a mestertől a szolgák felé (MOSI—Master Out Slave Input), egy adatvonalból, melynek iránya a szolgálkezőktől a mestereszköz felé (MISO—Master In Slave Out) és egy szelekción (SS— Slave Select vagy CS – Chip Select) vonalból, mely segítségével a mester kiválasztja azt a szolgálkezőt, mellyel éppen kommunikálni kíván, emiatt nem szükséges címezni, mint az I²C esetén. Ugyanaz az eszköz rendelkezhet mester és szolga funkciókkal (multi-mester üzemmódban több mesterfunkcióval rendelkező eszköz is létezhet a buszon), de bármelyik időpillanatban csak egy mester létezhet a buszon. Bármely nem kiválasztott szolgálkező a kimeneti MISO vonalát magas impedanciára (High Z) kell állítsa, hogy az éppen kiválasztott szolgálkező tudjon rajta kommunikálni, és ne legyen konfliktus. A 16.6. ábrán egy mestereszköz és 3 szolgálkező bekötése látható az SPI buszon. Az SPI kommunikáció konfigurálásához a mester ki-

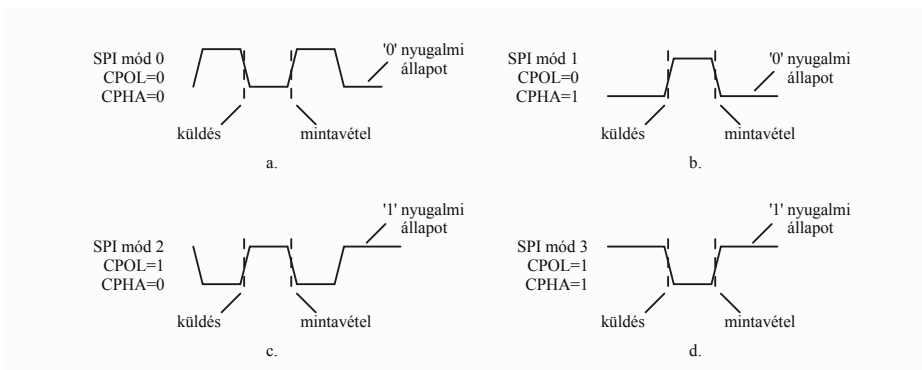


16.6. ábra. SPI topológia

választja az órajel polaritását és fázisát a CPOL (Clock Polarity) és CPHA (Clock Phase) biteken keresztül. Az órajel polaritása megadja, hogy a CLK vonalon mely logikai szint jelenti az órajel nyugalmi állapotát („csend” a buszon), az órajel fázisa a polaritással együtt pedig megadja a mintavételezés pillanatát (lefutó vagy felfutó él), illetve hogy az adatok melyik élen vannak kiküldve (lefutó vagy felfutó él), tehát 4 kombináció lehetséges, melyet a 16.1. táblázatban, a mintavételezés és kiküldés pillanatait pedig a 16.7. ábrán mutatjuk be.

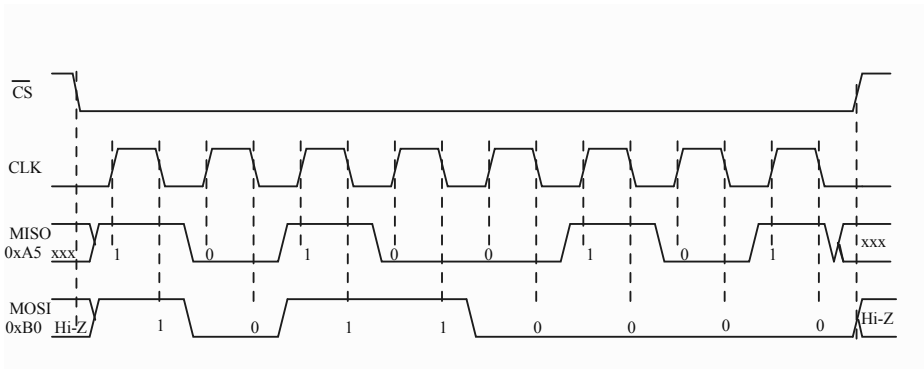
SPI mód	CPOL	CPHA	Órajel polaritás nyugalmi állapotban	Órajel fázisa mintavétel és küldés esetén
0	0	0	0	mintavétel: felfutó él kiküldés: lefutó él
1	0	1	0	mintavétel: lefutó él kiküldés: felfutó él
2	1	1	1	mintavétel: lefutó él kiküldés: felfutó él
3	1	0	1	mintavétel: felfutó él kiküldés: lefutó él

16.1. táblázat. SPI üzemmódok



16.7. ábra. SPI üzemmódok a. Mód 0 b. Mód 1 c. Mód 2 d. Mód 3

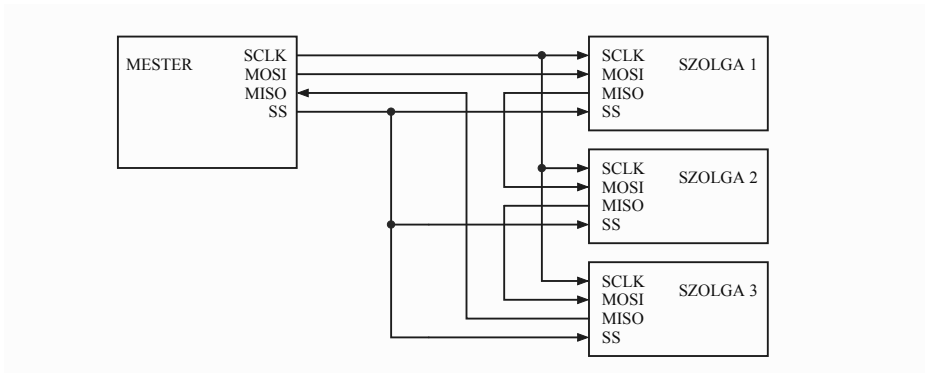
Gyakran használt az SPI mód 0-s üzemmód, ezért egy (a mester által) teljes byte küldését (MOSI vonal) és fogadását (MISO vonal) a 16.8. ábrán mutatjuk be. Kezdetben a mestereszköz kiválasztja azt a szolgálcsköt, mellyel kommunikálni szeretne, lehúzva a logikai 0-ban aktív CS vonalat. Mivel SPI 0 üzemmódban dolgozik (konfigurálva van) a MISO vonalon az órajelek minden felfutó élén beolvas egy bitet, illetve lefutó éleken kiteszi a küldeni kívánt adatot a MOSI vonalra. Ezáltal 8 órajel alatt egy teljes byte-ot küldött el a szolgálcsköt felé és fogadott a szolgálcskötől, mindezzel egy full duplex kommunikációt valósítva meg. A 16.8. ábrán a beolvasott byte értéke 0xA5, illetve a kiküldött byte 16-os számrendszerbeli értéke 0xB0.



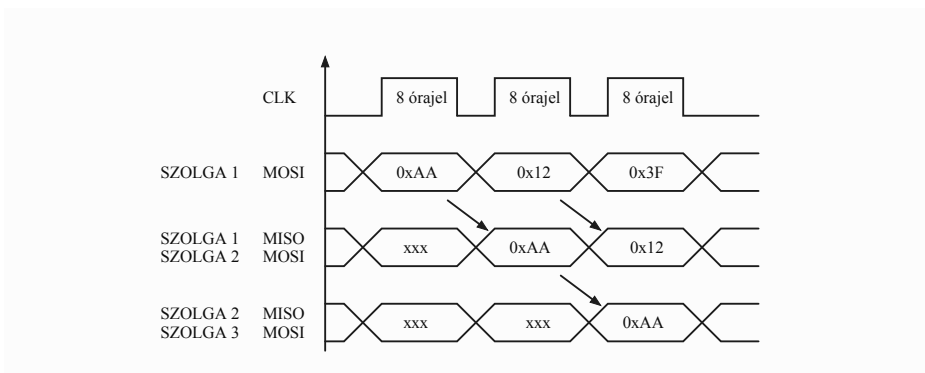
16.8. ábra. SPI full duplex adatküldés és fogadás 0-s üzemmódban

Az SPI kommunikáció megkezdéséhez a mestereszköz küldi az órajelet és engedélyezi a kiválasztott szolgáltséget az SS vonalon keresztül, mely legtöbbször 0-n aktív (logikai 0-t kell küldeni a kiválasztáshoz). Az üzenet végén a CS vonal logikai 1-be hozásával a kommunikáció lezárul.

Néha, mikor több ugyanolyan szolgáltszék van (mint pl. 8 bites SPI GPIO expanderek esetén), spórolhatunk a mestereszköz kimeneti GPIO (General Purpose Input Output) vonalaival, ha **Daisy-chain** kapcsolásba (16.9. ábra) láncoljuk a szolgáltszéköt. Ebben az esetben egyetlen SS kiválasztó jelet használ a mester, mely közös minden szolgáltszéknek. A mester kimeneti MOSI adatvonal közvetlenül csatlakozik az első (SZOLGA 1) szolgáltszékhez, ennek a kimenete (MISO) a második (SZOLGA 2) bemeneti vonalához (MOSI) és így tovább. Az utolsó szolgáltszék kimeneti vonala (MISO) pedig a mestereszköz bemeneti MISO vonalához. Az adatok terjedése a 16.10. ábrán látható, ahol minden 8 órajel után a byte-ok időben tolódnak (shiftelődnek) jobbra. Így például, ahhoz, hogy a 3-dik szolgáltszék megkapja a 0xAA byte-ot, 24 órajelre van szükség. Egy 24 bites párhuzamos interfész megvalósítására hasznos lehet ez a kapcsolás, ahol a 0xAA123F bitsorozat egyszerre kerülhet ki a párhuzamos buszra, mindegyik szolgáltszék 1-1 byte-ot szolgáltatva. A Daisy-chain üzemmódot nem feltétlenül támogatja az összes SPI eszköz.



16.9. ábra. Daisy-chain üzemmód



16.10. ábra. SPI adatok terjedése Daisy-chain üzemmódban

17. fejezet

Vezeték nélküli mérőinterfészek

Az internet, a kommunikáció és az információs technológiák konvergenciája, a közelmúlt mérnöki fejlődésével párosulva, előkészíti az utat egy új generáció, az olcsó szenzorok és működtetők számára, amelyek nagy felbontásra és pontosságra képesek. A vezeték nélküli kommunikáció bármilyen kommunikáció, amely nem használ vezetékeket. Az információkat két vagy több olyan pont között lehet továbbítani, amelyek nem fizikailag vannak csatlakoztatva. A pontok közötti távolság akár néhány centiméter is lehet, mint az NFC (Near Field Communication), vagy méter nagyságrendű a távirányítók esetén, de akár több ezer kilométer, mint a GPS (Global Positioning System – globális helymeghatározó rendszer) és űrkommunikációk esetén.

A vezeték nélküli kommunikáció régóta létezik. Az emberek tűzzel, füstjelzésekkel jeleztek, illetve postagalambokat használtak az üzenetek elküldésére, és ez még a vezetékes kommunikáció feltalálása előtt történt. A modern időkben a vezeték nélküli kommunikáció szinte mindenütt megtalálható. Különböző eszközök vesznek körül, mint mobiltelefonok, távirányítók, billentyűzetek, egerek, fejhallgató, FM-rádió, műholdas televízió, sportfelszerelés, vezeték nélküli játékok, GPS-egységek, kulcstartók, intelligens kártyák és még sok más. Mindezek az eszközök vezeték nélküli kommunikációt használnak az adatok cseréjéhez.

A vezeték nélküli kommunikáció fő előnyei:

- **Mobilitás:** a kommunikációt nem korlátozza a vezetékek hossza. A vezeték nélküli eszközök könnyen mozgathatóak, a felhasználók számára rugalmasságot kínálva.

- **Kényelem:** sokkal kényelmesebb olyan eszközöket használni, mint a távirányítók, vezeték nélküli telefonok és billentyűzetek vezetékes társaikhoz képest. A felhasználók megszabadulnak a mozgást akadályozó esetlen huzaloktól.
- **Csökkentett költség:** nincs költség a drága vezetékes infrastruktúra kiépítéséhez.
- **Kapcsolódás távoli területeken:** sokkal könnyebb a kapcsolatot biztosítani távoli területeken, például sivatagokban, óceánokban, erdőkben és távoli falvakban vezeték nélküli hálózatokkal a vezetékes infrastruktúrák kiépítéséhez képest. Sok esetben a vezetékes infrastruktúrákon nem is valósíthatók meg.
- **Fokozott termelékenység:** a vezeték nélküli kommunikáció javítja a termelékenységet a mobil munkaerő részére azáltal, hogy lehetőséget biztosít a kapcsolattartásra a munkahellyel útközben, hogy kényelmesen dolgozhasson, növelve ezzel a termelékenységet.
- **Biztonság:** a vezeték nélküli kommunikáció a sürgősségi szolgáltatokat teszi lehetővé, ahol a felhasználók bármilyen távoli helyről segítséget kérhetnek, és pozíciójuk be is mérhető háromszögelés technikákkal.
- **Új lehetőségek:** a vezeték nélküli kommunikáció olyan forgatókönyveket tesz lehetővé, mint például az úrkommunikáció, műholdas navigáció, helyalapú szolgáltatások, kommunikáció távoli helyeken, amelyek vezetékes hálózatokkal nem lehetségesek.

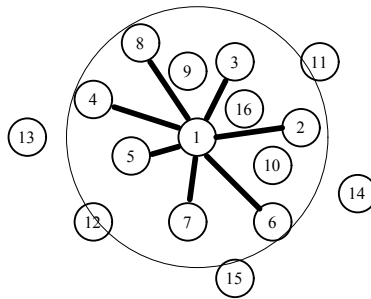
17.1. Bluetooth

A Bluetoothot 1994-ben fejlesztette ki az Ericsson cég Svédországban. A Bluetooth (BT) technológia rövid hatótávolságú vezeték nélküli kommunikációs technológia, melynek célja helyettesíteni az elektronikus eszközöket összekötő kábeleket. Az UHF (Ultra High Frequency) rádióhullámok felhasználásával a 2,402 GHz...2,48 GHz tartományban működik. Mindez lehetővé tette az ember számára, hogy fejhallgatón vagy kihangosítón keresztül telefonbeszélgetést folytasson, vezeték nélküli egeret használjon, és szinkronizálja az információkat mobiltelefonról PC-re, vezeték-nélküli érzékelők és érzékelőhálózatok kialakítását stb. Mivel az eszközök rádiókommunikációs rendszert használnak, nem kell, hogy vizuális látótávolságban legyenek. Az effektív tartomány a terjedési körülményektől, a lefedettségtől, a gyártási variációktól, az antenna konfigurációjától és az akkumulátor állapotától

függően változik. A legtöbb Bluetooth-alkalmazás beltéri körülményekre vonatkozik, ahol a falak csillapítása és a jel visszaverődése miatt a hatótávolság jóval alacsonyabb, mint a Bluetooth-termékeken feltüntetett érték.

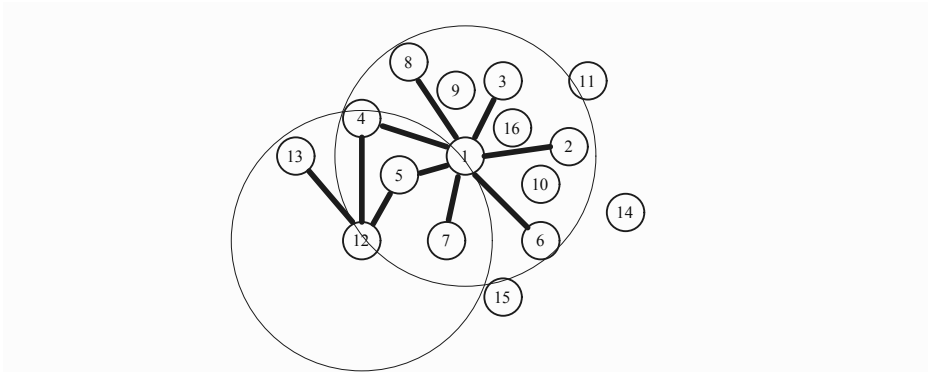
Mint minden technológiának, nemcsak előnyei, hanem hátrányai is vannak, ilyen pl. az energiaigényesség (lassan lemeríti a telefon vagy más mobil-eszköz akkumulátorát, habár már léteznek energiahatékonyabb Bluetooth-protokollok, mint pl. a BLE – Bluetooth Low Energy), gyenge biztonság, mely által nemkívánt személyek engedély nélkül hozzáférhetnek az adatokhoz, és a lassú átviteli sebesség.

A szabvány globális szintet ért el, úgy, hogy bármilyen Bluetooth-eszköz, bárhol a világon, képes legyen csatlakozni a többi hatótávolságában levő Bluetooth-eszközhöz, márkától függetlenül úgynevezett **piconet** – **pikóhálózat** hálózatokon keresztül. A piconet hálózatban egy mestereszköz legfeljebb 7 szolgaeszközhöz tud csatlakozni (17.1. ábra). Legfeljebb 255 további szolgaeszköz lehet inaktív vagy parkolva, amelyet a mestereszköz bármikor aktív állapotba hozhat, de egy aktív állomásnak előbb parkolnia kell előtte. A



17.1. ábra. Piconet topológia

17.1. ábrán az 1-es mestereszköz a 2...8-as szolgálcszkökhöz csatlakozik, további eszközökhöz nem képes aktívan csatlakozni. A 9-es, 10-es és 16-os egység a hatótávolságán belül van, ezekkel csak akkor veheti fel aktívan a kapcsolatot, ha valamelyik létező, aktív kapcsolatát megszakítja. Ezek a pikóhálózatok dinamikusan és automatikusan vannak létrehozva, melybe a Bluetooth-eszközök ki- és belépnek a rádióközelség függvényében. Ezenkívül minden egység egyidejűleg képes több pikóhálózathoz tartozni, így egy **Scatternet** hálózati topológiát hozva létre (17.2. ábra). Ebben az elrendezésben látható, amint az 1-es és 12-es mestereszköz körül alakul ki két pikóhálózat, mely mindkét mesternek közös 4-es és 5-ös szolgálcskégeken keresztül, már



17.2. ábra. Scatternet topológia

egy Scatternet topológiává alakul át, ugyanakkor lehetséges egy szolgálész-köznek több mesterhez való csatlakozása. Ez további bonyolult struktúrává alakulhat, úgynevezett **Advanced Scatternet** hálózattá, melyben bizonyos eszközök egyik pikóhálózatban mesterként, másik pikóhálózatban szolgálként működhetnek.

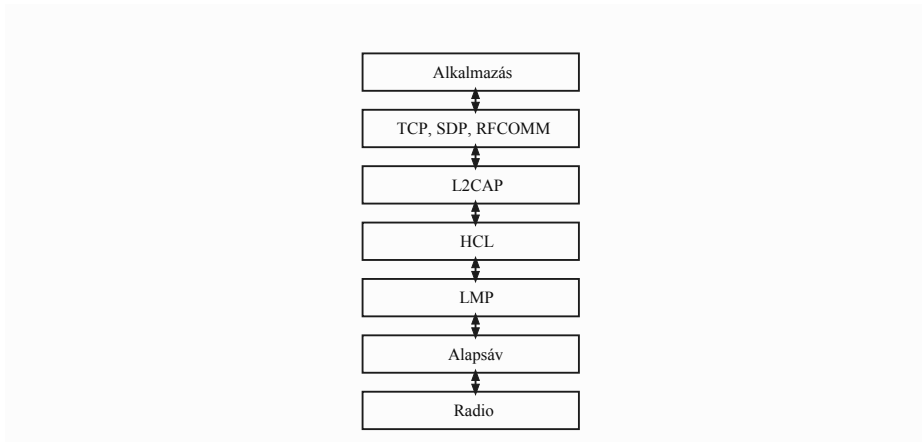
A Bluetooth-specifikációt a SIG (Bluetooth Special Interest Group) formalizálta 1998-ban, melyet az Ericsson, IBM, Intel, Nokia és Toshiba hozott létre, később más jelentős cégek is csatlakoztak.

Bármely **felfedezhető módban** (discoverable mode) lévő Bluetooth-eszköz kérés szerint továbbítja a következő információkat: az eszköz neve, az eszköz osztálya, a szolgáltatások listája, műszaki információk (gyártó, eszközjellemzők, használt BT specifikáció). Bármely eszköz elvégezhet egy keresést, hogy megtalálja más eszközöket, amelyekhez csatlakozni szeretne, és bármely eszköz konfigurálható úgy, hogy válaszoljon az ilyen kérésekre. Az eszköz szolgáltatásainak igénybevételéhez szükség lehet párosításra vagy a tulajdonos általi elfogadásra, de magát a kapcsolatot bármely eszköz kezdeményezheti és addig tarthatja, amíg ki nem kerül a hatósugarán. Minden eszköz egyedi 48 bites címmel rendelkezik. Ezeket a címeket azonban általában nem jelzik a megkeresések. Ehelyett Bluetooth-neveket használnak, amelyeket a felhasználó beállíthat.

Biztonsági okok miatt szükség van bizonyos eszközök felismerésére, és ezáltal lehetővé válik annak ellenőrzése, hogy mely eszközök csatlakozhatnak egy adott Bluetooth-eszközhöz, melyek az eszköz privát adataihoz hozzáférést nyerhetnek. A konfliktus megoldására a BT az ún. **Pairing and Bonding** – **párosítás és kötés** folyamatot használja, melyet egy külön kérés vált ki,

vagy automatikusan elindul, amikor csatlakozik egy olyan szolgáltatáshoz, ahol szükség van egy eszköz azonosítására. Ez a párosítás bizonyos felhasználói szintű interakcióval is járhat. Amikor a párosítás befejeződik, és kialakul a kötés a két eszköz között, a jövőbeni újrcsatlakozásoknál már nem szükséges a párosítási folyamat megismétlése.

A kommunikációs rétegek felépítése a 17.3. ábrán látható.



17.3. ábra. Bluetooth kommunikációs rétegek (Bluetooth stack)

A **rádió** – **Radio** réteg a 2,4 GHz körüli sávban működik, és spread spectrum kommunikációt használ frequency hopping (FH) technikával. Mivel több nem koordinált hálózat létezhet ebben a sávban, és interferenciát okozhat, rövid adatsomagokat használnak. A hangátvitelhez CVSD (Continuously Variable Slope Delta) kódolást használnak, mely bithibák esetén is jól működik, illetve hibajavító kódokat is alkalmaznak a csomagokban. A frekvenciaugrások értéke $2402+k$ MHz, ahol $k = 0,1,\dots,78$. 1600 ugrás történik másodpercenként, ezáltal egy ugrási rés $625 \mu\text{s}$. Az alkalmazott moduláció a GFSK (Gaussian Frequency-Shift Keying), mely által a frekvenciaugrások közötti átmenetek finomítása jön létre, ezáltal korlátozva a spektrális szélességet (a hullámformát egy Gauss-szűrőn vezetik át, mielőtt az FSK modulátor bemenetére kerülne).

Az **alapsáv** – **Baseband** az a réteg, mely a rádió réteg vezérléséért felelős. Ez a réteg nyújtja a frekvenciaugrás szekvenciát, ugyanakkor az alacsonyabb szintű titkosításért is felelős a biztonságos kapcsolatok létrehozására, a csomagkezelés is ezen a szinten történik. Kétféle kapcsolat hozható létre: szinkron (Synchronous Connection Oriented – SCO), melyek tipikusan

hangadatok továbbítására szolgálnak és aszinkron (Asynchronous Connectionless – ACL), melyek többnyire adatok továbbítására szolgálnak, és olyan alkalmazásokban használnak, ahol nem fontos a szinkron kapcsolat. Ez a réteg biztosítja a szükséges funkciókat az eszközök órajeleinek szinkronizálásához és a kapcsolat létrejöttéhez. Öt különböző csatornát biztosít: kontrollinformáció, kapcsolatmenedzsment, felhasználói szinkron adat, felhasználói aszinkron adat, illetve iso-szinkron adat.

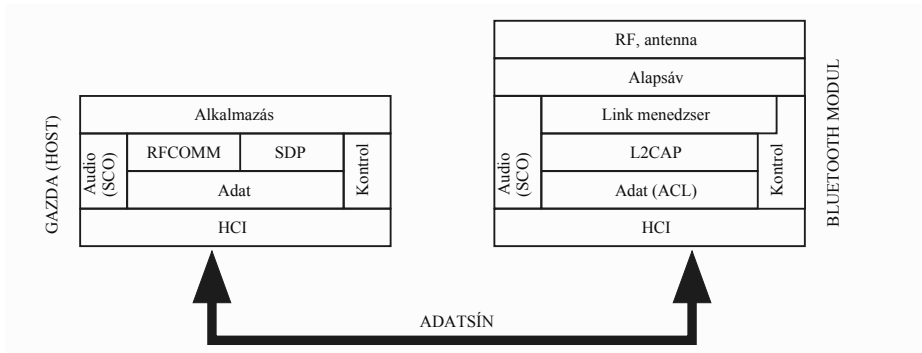
Az **LMP – Link Manager Protocol** a pikóhálózatok kezelésével, a kapcsolat konfigurációjával és a biztonsági funkciókkal foglalkozik. Az LMP szinten történik a szolgálóeszközök csatolása, leválasztása, a mester- és szolgálóeszközök felcserélése és az ACL/SCO kapcsolatok létesítése. Ugyanakkor ezen a szinten történik az eszköz energiatakarékos üzemmódjának a beállítása, amikor az eszköznek nincsenek küldendő adatai. Ez a szint biztosítja azt a protokollt, melyet a legtöbb alkalmazás használna abban az esetben, ha nincs ún. host controller használva.

A **HCL – Host Controller Layer** réteg, melyre akkor van szükség, ha az L2CAP a gazdagép szoftverén található.

Az **L2CAP – Logical Link Control and Adaptation Protocol** rétegben történik a multiplexelés, melynek során a protokoll egyszerre több alkalmazásnak biztosítja ugyanannak a kapcsolatnak a használatát. Ugyanitt történik a csomagok szegmentálása és újraépítése, melynek során a protokoll csökkenti az alkalmazások által kapott csomagokat az alapsáv réteg által elfogadható méretekre. Fordított műveletként pedig az alapsávtól kapott szegmentált csomagokat rakja össze megfelelő sorrendbe, és elérhetővé teszi őket az alkalmazás számára. Alapvetően az L2CAP biztosítja a hálózati réteg funkcióit az alkalmazásokhoz és a magasabb szintű protokollokhoz.

A **Host Controller Interface – HCI** egy olyan réteg, melyet speciális követelményeknek való megfelelés miatt hoztak létre. Ez különösen fontos a Bluetooth integrálása szempontjából számítógépekbe és egyéb eszközökbe. Egy számítógépben pl. a BT modul megjelenhet kiegészítő kártyaként (pl. USB vagy PCI adatsín esetében), az okostelefonon, beágyazott rendszerben, okosérzékelők esetén mint egy integrált áramkört elem (pl. SPI vagy I²C adatsín esetében). Ilyenkor a HCI biztosítja a szükséges funkciókat az L2CAP adatok átviteléhez az USB, PCI, SPI vagy I²C adatsínen keresztül a megfelelő formátumban (17.4. ábra).

Az **alkalmazás réteg** kommunikál az L2CAP réteggel közvetlenül vagy különböző magasabb rendű protokollokon keresztül, mint az RFCOMM (mely segítségével emulált RS-232 soros portokat lehet létrehozni), TCS (Telephony Control Protocol Specification) és az SDP (Session Description



17.4. ábra. Gazdagép kommunikációja Bluetooth modul segítségével

Protocol). Ezenkívül az alkalmazások más protokollokat is használhatnak, mint pl. PPP (Point to Point Protocol), FTP (File Transfer Protocol) stb., ami applikációfüggő.

A Bluetooth 4.0 specifikáció részeként bevezették a **Bluetooth Low Energy (BLE)** szabványt, melynek célja olyan eszközöknek a lehetséges megvalósítása, melyek hosszú időn keresztül működhetnek akkumulátorról, elemről ezeknek az újratöltése nélkül. Ez nagyon hasznos olyan alkalmazásokban, ahol nehéz a gyakori újratöltés. Az adatkommunikáció általában rövid sorozatokban zajlik (bursts), és nem gyakori. Olyan alkalmazásokhoz való, melyek nem igényelnek nagy adatátviteli sebességet, és az adatforgalom nem gyakori, mint pl. bizonyos intelligens érzékelők, melyek ritkán mérnek néhány adatot.

A BLE fő jellemzői:

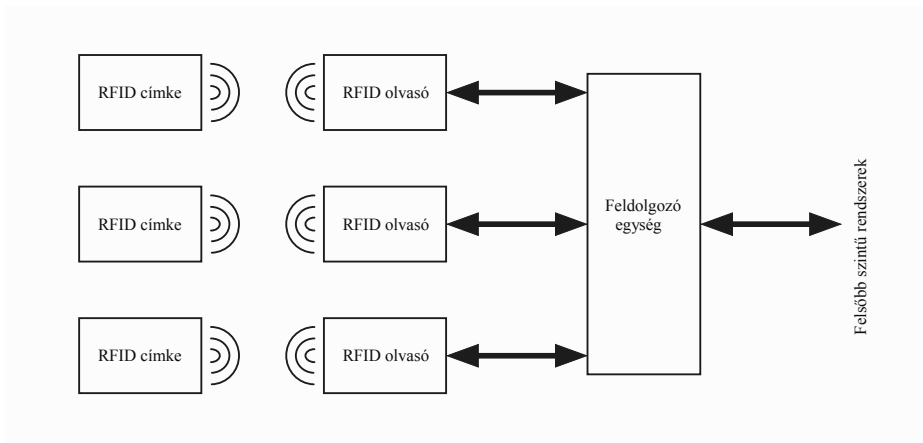
- rendkívül alacsony teljesítmény;
- kis méret;
- alacsony költség;
- rövid távú kapcsolat;
- gyors kapcsolat, 3 ms alatt megtörténik a kapcsolat felépítése;
- ritka adatátvitel;
- biztonságos.

A BLE olyan alkalmazásokban kap helyet, mint az IoT (Internet of Things), egészségügy, sport és fitnesz, házi automatizálás, mobil fizetőeszközök, autóiipari alkalmazások: keréknyomás-érzékelők, hőmérséklet-érzékelők stb.

17.2. RFID, NFC

Az RFID (Radio-Frequency IDentification – rádiófrekvenciás azonosítás) lényegében egy adatgyűjtési módszer, mely magában foglalja különböző objektumok automatikus azonosítását alacsony fogyasztású RF rádiófrekvenciás hullámokon keresztül, ugyanakkor egy vezeték nélküli rendszerre utal, amely a következő komponensből áll: címkék (tags), olvasók (readers) és feldolgozó egység.

Az **RFID címke** tartalmaz egy ún. chipet, mely antennával és memóriával rendelkezik, és általában tárgyakhoz, állatokhoz kötött. Minden címkének megvan a saját azonosító kódja, a hozzá társított objektum egyedi azonosítására. Az **RFID olvasó** feladata összegyűjteni a címkéktől kapott információkat és továbbítani a feldolgozó egységhez. A feldolgozóegység általában egy gazdagép, mely az RFID olvasó által kapott információkat feldolgozza, és akár az interfész szerepét játszhatja az adatok további, nagyobb vállalati szintű hálózatok közvetítése felé (17.5. ábra). Az RFID



17.5. ábra. RFID rendszer

címkék, amelyek rádióhullámokat használnak a személyazonosságuk és más információk közléséhez a közeli olvasóknak, lehetnek passzívak vagy aktívak:

- **passzív címke** energiáját az RFID-olvasó lekérdező elektromágneses rádióhullámai szolgáltatják, csak kis távolságról olvashatóak, olcsó kivitelezés;
- **aktív címkék** akkumulátorral működnek, és így az RFID-olvasótól nagyobb távolságra, akár több méterre is olvashatók.

A frekvenciatartománybeli működés szerint az RFID egységek lehetnek:

- **alacsony frekvenciás** (LF – Low Frequency): 125/134 kHz tartományban működik, hatótávolsága néhány cm;
- **nagy frekvenciás** (HF – High Frequency): 13,56 MHz tartományban működik, hatótávolsága 50 cm;
- **ultra nagy frekvenciás** (UHF – Ultra High Frequency): 2,4 GHz tartományban működik, hatótávolsága 6 m.

Az RFID rendszer működése a következőképpen történik: az olvasó kezdeményezi a kommunikációs folyamatot, és az antennáján keresztül elektromágneses sugárzással adatot és energiát közvetít a címke felé. A címke vevőáramkörében indukált elektromos feszültség jön létre, mely ugyanakkor betáplálhatja a címke áramkörét (passzív címke), lehetővé téve a kétirányú kommunikációt. A címke valamilyen fázis vagy amplitúdómoduláció segítségével egy előredefiniált hordozófrekvencián átküldi a memóriájában elmentett információt. Az olvasó átalakítja a bináris kódban kapott információt, és továbbítja a feldolgozóegység felé.

A modern RFID címkék tartalmazhatnak több információt, mint egy egyszerű azonosító kódot. Beépíthetnek kizárólag olvasható, illetve olvasható/írható memóriát is, amellyel a felhasználási lehetőségek kiterjednek. Például kereskedelemben használt RFID címkék biztosíthatják, hogy bizonyos környezeti paraméterek határon belül vannak. Ilyen lehet egy passzív erőérzékelő mely egyetlen bit információt szolgáltat, ha például a csomagot, melyhez csatolva volt a címke, a földre ejtették. Szintén egyetlen bit információt szolgáltat a romlandó ételeket felügyelő RFID címke, mely jelzi, ha a mért hőmérséklet túlhaladt egy kritikus maximális értéket. Ezt az információt az RFID olvasó rögtön közvetíti a feldolgozó egység felé, figyelmeztetve a rendszert a problémáról, és az áru átvevésekor vagy eladásakor az ennek megfelelő intézkedéseket lehet meghozni. Aktív RFID címkék esetén a beépíthető érzékelők skálája jóval tágabb, és a lehetőségek is szinte korlátlanok.

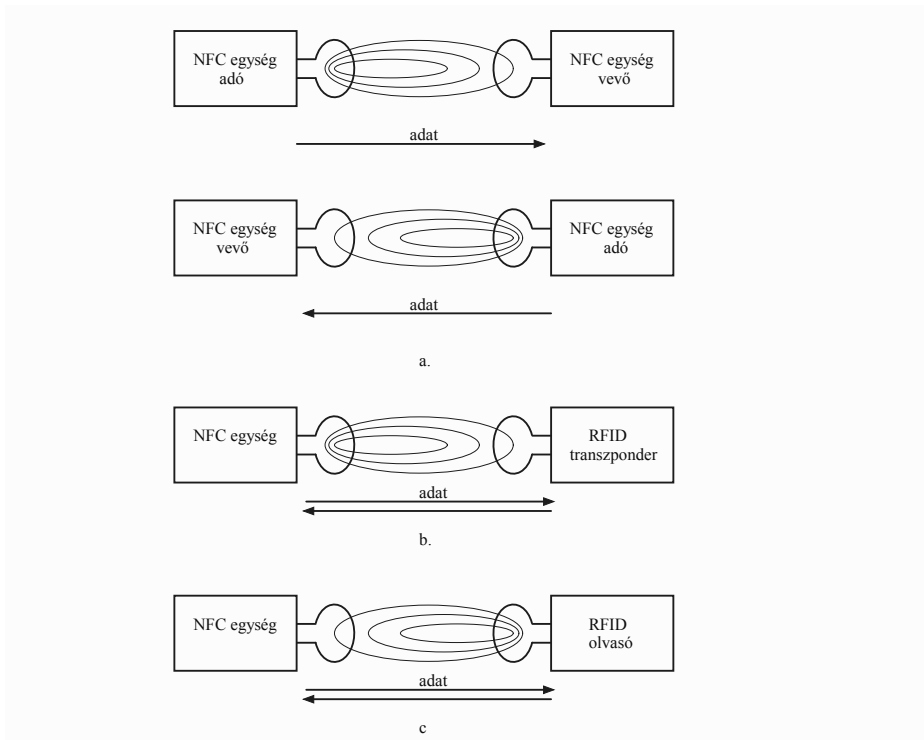
Az RFID technológiát számos alkalmazásban használják:

- **Leltár és logisztika:** ez a legfőbb alkalmazása, ahol a különböző tárgyakat, állatokat felcímkézik, mellyel valós idejű láthatóságot biztosít a készletek ellenőrzésére.
- **Egészségügyi ellátás:** betegek azonosítása
- **Biztonság és beléptetőrendszerek:** épületekhez, szobákhoz való hozzáférés alkalmazottak és vendégek számára, sípályák, múzeumok, stb. beléptetőrendszerei

- **Érintés nélküli fizetés:** amely lehetővé teszi a hitelesítést és a fizetést bankkártyával
- **Személyi igazolványok és útlevel:** biometrikus útlevel
- **RTLS – Real Time Location System és érzékelő hálózat:** valós idejű helymeghatározó rendszer objektumok követésére és lokalizálására a lefedettségi tartományon belül. Az érzékelő hálózatokban az RFID címke és egy érzékelő kombinációja új lehetőségeket hoz létre.

Az **NFC** (Near Field Communication) interfész lényegében az RFID-n alapul, hatótávolsága néhány cm, és többnyire az érintés nélküli fizetéseknél használják. Napjainkban már az intelligens telefonokban és órákban is alkalmazzák, kényelmesebbé téve a fizetési lehetőségeket. A hordozófrekvencia 13,56 MHz, az adatátviteli sebesség 106 és 424 kbit/s közötti tartományban mozog. Két különböző NFC üzemmódot különböztethetünk meg:

- **aktív:** az NFC interfészek időben váltakozva sugároznak, egymásnak küldözgetve az adatokat (17.6.a. ábra) ASK (Amplitude Shift Keying) modulációval. Amint a vevő egység megkapta az adatokat, a szerepek felcserélődnek, a vevő lesz az adó és fordítva. Ebben az esetben a sugárzott energia csak az adatkommunikáció szempontjából szükséges, az NFC interfészt mindkét egység saját maga táplálja.
- **passzív:** ebben az üzemmódban a kezdeményező fél mágneses váltakozó teret indukál az adatok továbbítása céljából ASK modulációval. Azonban az adatok továbbítása után a mezőt nem szakítja meg, továbbra is modulálás nélkül sugározza, ezáltal biztosítva a céleszköz további betáplálását, mely átveszi az adó szerepét ún. terhelésmóduláció módszerrel. Így a két NFC interfész különböző szerepkörei az NFC kommunikáción belül bármikor újratárgyalhatók és megváltoztathatók. Felhasználás szempontjából az NFC egység emulálhat egy **olvasót** (17.6.b. ábra), mely esetben egy passzív RFID transzponderrel kommunikál és betáplálja azt, vagy egy **kártyát** (17.6.c. ábra) mely esetben mikor közel kerül egy RFID olvasóhoz, egy kártya szerepét tudja eljátszani. Így például egy okostelefon vagy egy okosóra NFC interfészen keresztül fizetőeszközzé tud válni.



17.6. ábra. NFC módok a. Aktív b. Passzív olvasó emuláció c. Passzív kártya emuláció

18. fejezet

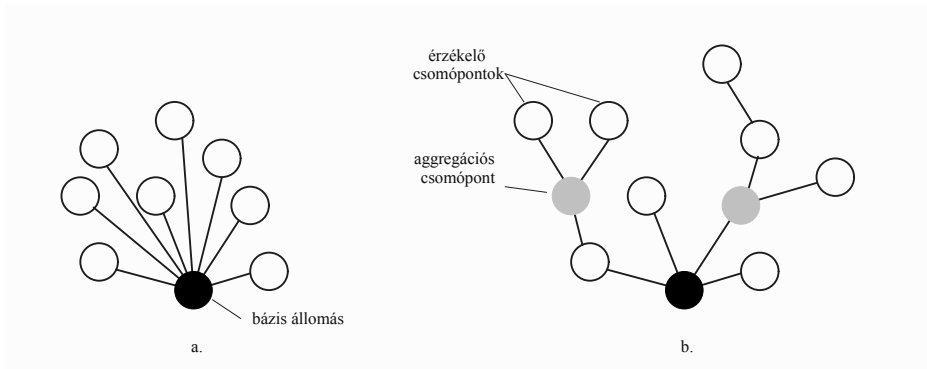
Vezeték nélküli érzékelőhálózatok

Mielőtt részletesen tárgyalnánk a vezeték nélküli érzékelőhálózatokat, szükségünk van néhány fogalom tisztázására:

- **vezeték nélküli érzékelőhálózat** (WSN – Wireless Sensor Network): egy hálózatba csoportosított, önszerveződő érzékelő csomópontok gyűjteménye;
- **érzékelő csomópont** (mote): egy vezeték nélküli érzékelőhálózat autonóm csomópontja, amely képes bizonyos feldolgozásra, érzékelés alapján információk gyűjtésére és a hálózatra csatlakoztatott más csomópontokkal való kommunikációra;
- **bázisállomás**: egy adó-vevő egység, mely egy vagy több antennával rendelkezhet, és összeköti az eszközöket egy helyi hálózaton és esetleg egy másik helyi hálózattal.

18.1. WSN hálózatok felépítése és tulajdonságai

Amikor az összes érzékelő csomópont sugárzási tartománya elég nagy, és az érzékelők közvetlenül továbbíthatják adataikat a bázisállomáshoz, csillag topológiát alkothatnak (18.1.a. ábra). Ebben a topológiában minden érzékelő csomópont közvetlenül kommunikál egyetlen ugrással (single-hop) a bázisállomással. Az érzékelőhálózatok azonban gyakran nagy földrajzi területeket fednek le, és a sugárzási teljesítményt minimálisra kell csökkenteni



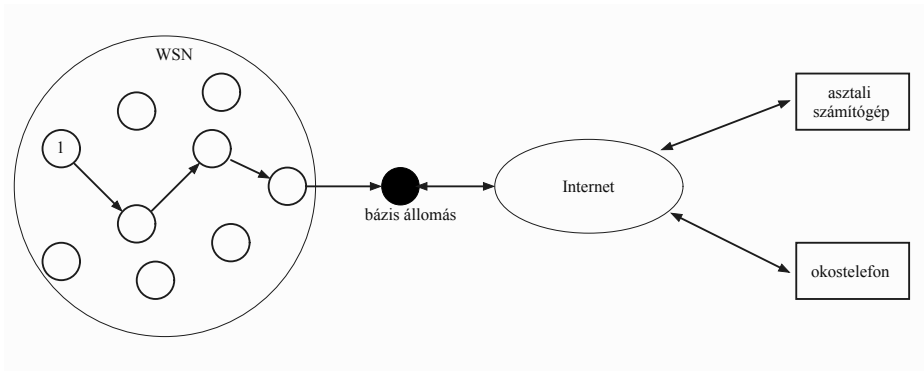
18.1. ábra. Hálózati kommunikáció a. Single-hop b. Multi-hop

az energiamegtakarítás érdekében, következésképpen a többugrásos kommunikáció (multi-hop) gyakoribb eset (18.1.b. ábra). Ebben a háló (mesh) topológiában az érzékelő csomópontok nemcsak saját adataikat rögzítik és terjesztik, hanem közvetítőként is szolgálnak más csomópontok számára, együttműködnek az érzékelőadatok bázisállomás felé terjesztésében. Ez az útválasztás probléma, vagyis az ideális többugrásos útvonal megtalálása egy érzékelő csomóponttól a bázisig, az egyik legfontosabb kihívás. Közvetítőként lehetősége van az adatok elemzésére, a felesleges információk kiküszöbölésére, az adatok összesítésére, tömörítésére.

Tehát a mesh topológiájú WSN térben elosztott autonóm érzékelőkből áll, amelyek figyelik közvetlen környezetüket (például hőmérséklet, hang, nyomás, szennyeződés, páratartalom, szél stb.), és egymással együttműködve továbbítják adataikat a hálózaton keresztül egy központi helyre. Egy tipikus mesh WSN hálózat topológiáját a 18.2. ábrán szemléltetjük. Megfigyelhető, hogy az 1-el jelölt érzékelő csomópont által mért adatok 4 ugrással kerülnek a bázisállomáshoz, majd onnan az interneten keresztül a felhasználói alkalmazáshoz, mely futhat pl. egy asztali számítógépen vagy okostelefonon, táblagépen.

A működési mód és a tervezett alkalmazás típusa alapján a WSN két kategóriába sorolható:

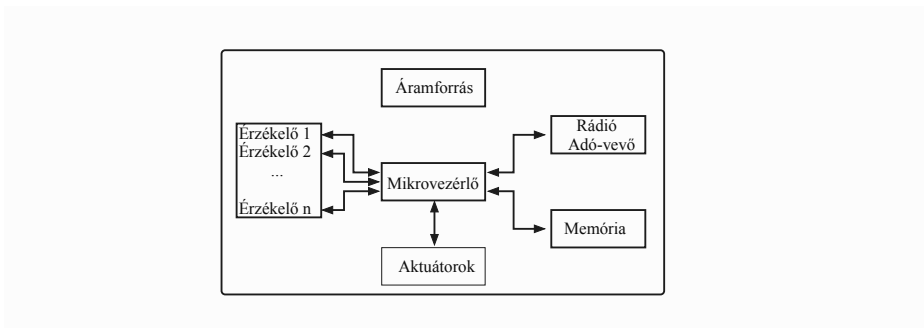
- **Proaktív WSN.** Az érzékelő csomópontok periodikusan bekapcsolják az adó egységet, érzékelik a mérendő fizikai mennyiséget, és továbbítják az adatokat a hálózatnak.



18.2. ábra. WSN hálózat

- **Reaktív WSN.** Az érzékelő csomópontok azonnal reagálnak az érzékelt fizikai mennyiség hirtelen és jelentős változásaira, és továbbítják az adatokat a hálózatnak.

Az érzékelő csomópont fő alkotóelemei: a mikrovezérlő, a rádió adó-vevő egység, külső memória, áramforrás és egy vagy több érzékelő (18.3. ábra), illetve opcionálisan aktuátorok.



18.3. ábra. Érzékelő csomópont

- A **mikrovezérlő** különböző feladatokat lát el, feldolgozza az adatokat, vezérli az érzékelő csomópontban található többi komponens működését. Míg a leggyakoribb vezérlő egy mikrovezérlő, más alternatívák is használhatók vezérlőként: általános célú mikroprocesszor, digitális jelfeldolgozó egységek (DSP), FPGA (Field Programmable Gate Array) stb. A mikrovezérlőt gyakran használják számos beágyazott

rendszerben, alacsony költsége, rugalmassága, más eszközökhöz való csatlakozása, egyszerű programozása és alacsony energiafogyasztása miatt.

- Az **adó-vevő egység**. Úgy az adó, mint a vevő egyetlen egységben vannak összekapcsolva. A csomópontok gyakran használják az ISM (industrial, scientific, and medical radio band) sávot, amely ingyenes sugárzást, spektrumkiosztást és globális elérhetőséget biztosít. A vezeték nélküli átviteli médiumok közül többnyire az RF (rádiófrekvenciás) használatos, de akár lehet lézeres vagy infravörös alapú is. A lézer kevesebb energiát igényel, de a kommunikációhoz láthatóságra van szükség, és érzékeny a légköri viszonyokra. Az infravörös sugárzási kapacitása korlátozott, emiatt leginkább az RF kommunikáció a legfontosabb, és tipikusan a licenctmentes 173 MHz, 433 MHz, 868 MHz, 915 MHz és 2,4 GHz frekvenciákat használják.
- **Memória**. Energia szempontjából a legmegfelelőbb memóriafajta a mikrokontroller chipen tárolt belső memória és a külső Flash memóriák, mely az EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) technológiára épül. A flash memóriákat alacsony költségük és magas tárolókapacitásuk miatt használják. A memóriaigény nagymértékben alkalmazásfüggő.
- **Áramforrás**. A vezeték nélküli érzékelő csomópont célszerű megoldás, ha nehéz vagy lehetetlen hálózati betáplálást biztosítani az érzékelő csomópontnak. Mivel azonban az érzékelő csomópontot gyakran nehezen elérhető helyre helyezzük, az akkumulátor rendszeres cseréje költséges és kényelmetlen lehet. Az érzékelő csomópont energiát fogyaszt az érzékeléshez, a kommunikációhoz és az adatfeldolgozáshoz. Az energiafogyasztás, mint költség jelentkezik a rendszerben, melynek csökkentése első számú prioritás a WSN hálózatokban. Ezért ezt a hardver, illetve a szoftver tervezése szintjén is figyelembe kell venni, mert akár éveket is működnie kell egy ilyen csomópontnak. Bizonyos esetekben újrahasznosítható energiákat (pl. napenergia, szélenergia) is használnak a csomópontok energiaellátása érdekében. Az energiahasználat optimalizálása szempontjából alkalmazott technikák az éppen használaton kívül levő perifériák lekapcsolása, az adó-vevő egység ritkább bekapcsolása, a mikrovezérlő sebességének korlátozása, altatása. A CMOS alapú processzorok Δt időtartam alatt mért energiafogyasztása E_{CPU} elsősorban a kapcsolási energia

E_{sw} és a szivárgási energia E_{leak} összege:

$$E_{\text{CPU}} = E_{\text{sw}} + E_{\text{leak}} = C \cdot U_T^2 + U_T I_{\text{leak}} \Delta t, \quad (18.1)$$

ahol C az összes kapcsolt kapacitás eredője, U_T a processzor tápfeszültsége, I_{leak} a szivárgási áram.

- **Érzékelők.** A WSN hálózatokban leginkább okos érzékelőket használnak, melyek MEMS technológián alapulnak, ezáltal kis méretűek, illetve könnyen illeszthetőek (általában SPI vagy I²C buszok) a vezérlőegységhez. Ezek az érzékelők java része rendelkezik ún. lekapcsolási (shutdown) funkcióval, mely által az energiafogyasztás jelentősen csökkenthető, illetve rendelkezhet valamilyen eseményre való ébresztési funkcióval is, mint pl. a mérendő fizikai mennyiség jelentős megváltozása. Ugyanakkor az érzékelő rendelkezhet megszakítást generáló kimenettel, ezáltal a mikrovezérlőt is alvó állapotból készenléti állapotba hozhatja.
- Ezek az érzékelő csomópontok opcionálisan **aktuátorokat** is tartalmazhatnak, mellyel bizonyos eszközöket vezérelhetnek (pl. a világítás bekapcsolása egy intelligens otthonban, stb.) és a közvetlen környezetükre is hatással lehetnek.

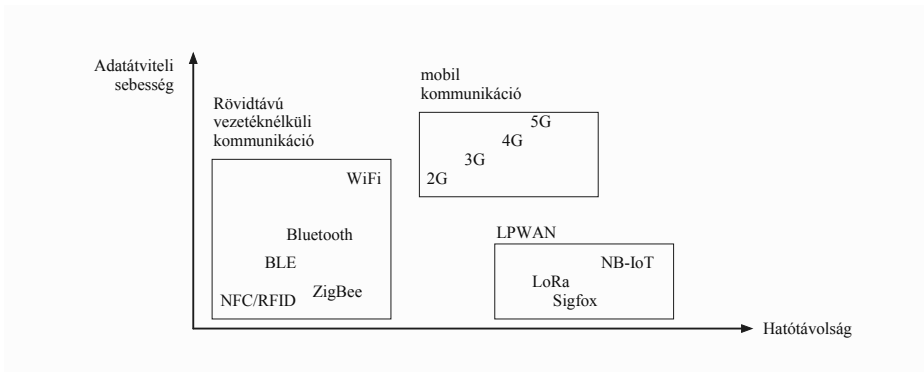
A WSN hálózatok főbb **tulajdonságai**:

- a csomópontok optimalizált, alacsony energiafogyasztása,
- kommunikációs hibák kezelése,
- rugalmasság: a hálózat képes bizonyos csomópontok meghibásodása ellenére is megfelelően működni,
- a csomópontok mobilitása,
- csomópontok homogenitása: azonos típusú csomópontokból álló WSN hálózat,
- csomópontok heterogenitása: különböző típusú csomópontokból álló WSN hálózat (különböző érzékelési, kommunikációs és/vagy számítási képességekkel rendelkezők),
- zord környezeti feltételek között is megfelelően működik,
- könnyű skálázhatóság.

A csomópontokban a mikrovezérlőket a klasszikus módon **C** programozási nyelven, az ezekre kifejlesztett fejlesztőkörnyezet és fordítók segítségével fejlesztik, de ugyanakkor léteznek kis memóriaigénnyel rendelkező beágyazott operációs rendszerek, mint a TinyIS, VxWorks, QNX, OS-9, WinCE,

Clinux, melyek segíthetnek a folyamatok ütemezésében, illetve sajátos fejlesztési lehetőségekkel rendelkezhetnek stb. Pl. a TinyOS egy eseményvezérelt alapú programozási modellt kínál a több szálon futó „multithreading”-hez képest.

A WSN hálózatok tervezésénél figyelembe kell venni az adott vezeték nélküli interfész sajátosságait, a kommunikációs protokoll megválasztását, az adatok kérését, feldolgozását, az érzékelő csomópontok elosztását, földrajzi elhelyezését és kezelhetőségét, biztonsági intézkedéseket. A 18.4. ábrán a WSN hálózatokban gyakran használt vezeték nélküli interfészek és az adatátviteli sebesség összefüggését mutatjuk be. Rövid távú vezeték nél-



18.4. ábra. Adatátvitel és vezeték nélküli interfészek összefüggése

küli kommunikáció esetén használatos az NFC, Bluetooth, BLE, ZigBee, WiFi. A LPWAN (Low Power Wide Area Network) alacsony fogyasztású nagy kiterjedésű hálózatok felépítésére alkalmas, mely lehetővé teszi a nagy hatótávolságú kommunikációt alacsony átviteli sebességen az érzékelő csomópontok között. Ilyenek a LoRa (Long Range) modulációs technikára alapuló hálózatok, SigFox vagy az NB-IoT (Narrowband IoT), mely segítségével tipikusan 150-200 kbps átviteli sebesség érhető el. A LPWAN lehetővé teszi ezáltal a csomópontok akkumulátorokról való hosszú idejű működését. A harmadik kategóriába tartoznak a mobil kommunikáció által használt 2G, 3G, 4G, 5G hálózatok. Ezek jóval nagyobb átviteli sebességet biztosítanak, viszont ezáltal az energia-igénybevétel is jelentősen megnövekszik, lecsökkentve az akkumulátorok élettartamát.

18.2. Útválasztás a WSN hálózatokban

Egyik fontos megoldandó probléma a WSN hálózatokban az **útválasztás**. Fontos különbségek vannak a WSN-ben a hagyományos hálózatokhoz képest.

- Nincs globális címzés: a klasszikus IP (Internet Protocol) alapú protokollok nem alkalmazhatók érzékelőhálózatokra.
- Redundáns adatforgalom: több érzékelő (homogén csomópontok) generálhat hasonló adatot egy adott fizikai jelenség mérése során; ennek a redundanciának a kiküszöbölése az útválasztási protokollok feladata, melyek az energiafelhasználást és sáv szélességet optimalizálják ezáltal.
- A hálózat több forrásból és egy célállomásból (bázisállomás) áll: az érzékelőhálózatokat felhasználó legtöbb alkalmazása többnyire az érzékelt adatok több régióból (forrásból) egy adott bázisállomásba (nyelőbe – sink) történő áramlását követeli meg.
- Gondos erőforrás-gazdálkodás: az érzékelő csomópontok korlátozottak a sugárzási teljesítmény, rendelkezésre álló energia, számítási kapacitás és tárolás szempontjából.

Az útválasztó protokollok lehetnek:

- **adatközpontú**, melyek kérésalapúak (pl. SPIN, GBR, CADR, COUGAR, ACQUIRE stb.);
- **hierarchikus**: a csomópontok klaszterekbe szervezésére törekszik, hogy az aggregációs csomópontok összesíthessék és csökkentsék az adatokat az energiamegtakarítás érdekében (LEACH, PEGASIS, GAF stb.);
- **helyalapú**: felhasználja a földrajzi helyzetinformációkat az adatok továbbítására a kívánt régiókra, nem pedig a teljes hálózatra (pl. MECN&SMECN, SPEED, GEAR);
- **hálózati áramlás**: hálózati áramlás modelleken alapulnak, melyek az útválasztási funkciók mellett bizonyos QoS (Quality of Service) követelmények teljesítésére törekszenek (pl. SAR).

18.2.1. Adatközpontú útválasztó protokollok

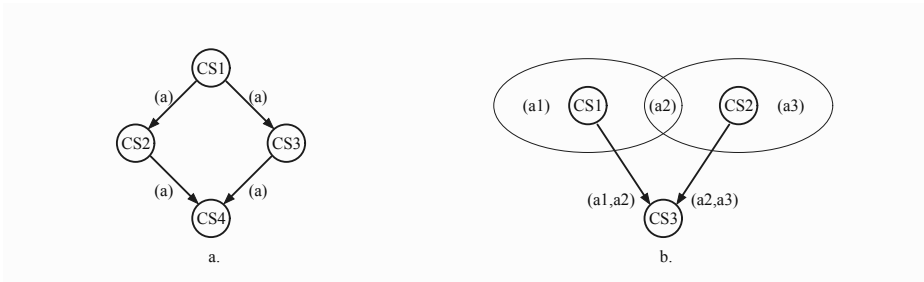
Tekintsük az adatközpontú protokollok sajátosságait, melyben kétféle stratégiát alkalmaznak:

- **Áradás – flooding**: az érzékelő csomópont minden fogadott csomagot sugároz mindenkinek, a csomagot a célállomásig továbbítják,

vagy ha az ugrások száma meghalad egy előredefiniált maximális számot, a csomagot eldobják. Nincs topológia karbantartás vagy útválasztás.

- **Pletyka – gossiping:** az áradás továbbfejlesztett változata, a kapott csomagot egy véletlenszerűen kiválasztott szomszédnak küldi.

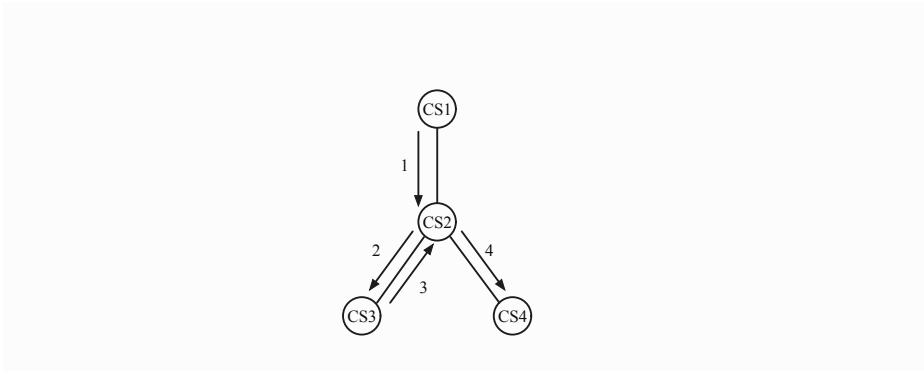
A **flooding** előnye, hogy az implementációja egyszerű, viszont a hátrányai az implózió, átfedés és az erőforrásvakság problémák. Az implózió hatását a 18.5.a. ábrán szemléltetjük, ahol a CS1 csomópont az összes szomszédjának sugározza az (a) adatát, így a CS2, CS3 csomópontokon keresztül a CS4 csomópontba két másolat érkezik, ezáltal a rendszer energiát és sávszélességet pazarol. Az átfedés alatt azt értjük, amikor két érke-



18.5. ábra. Flooding hatásai a. implózió b. átfedés

ő csomópont fedi le ugyanazt a grafikus területet (18.5.b. ábra), ebben az esetben a CS3 csomópont két másolatot kap az (a2) adatokból, például az (a2) adat hőmérséklet és a CS1 és CS2 csomópont ugyanazt a hőmérsékletet méri. Az erőforrásvakság alatt azt értjük, hogy a csomópontok nem módosítják tevékenységüket a rendelkezésükre álló energiamennyiség alapján.

A **gossiping** típusú protokoll egy alternatívát nyújt a klasszikus flooding típusúra. Minden csomópont egyetlen szomszédjának közvetíti az adatokat, melyet véletlenszerűen választ ki. Ennek a protokollnak a sajátosságát a 18.6. ábrán mutatjuk be. Tételezzük fel, hogy a CS1 csomópontnak adatot kell eljuttatnia a CS4 csomópontba. Mivel a CS2 véletlenszerűen választja ki a párját, akinek éppen „elpletykálja” az adatokat, megtörténhet, hogy a CS3-nak közli az adatokat. Ahhoz, hogy CS2 megkapja az adatokat, a CS3 ezt vissza kell küldje a CS2-nek, hogy eljuthasson majd a CS4-be. Ebben a tipikus esetben 4 ugrásra volt szükség, hogy az adat a megfelelő helyre kerüljön, az adatáramlás így az 1, 2, 3, 4 ugrásokkal történik a nyilakkal

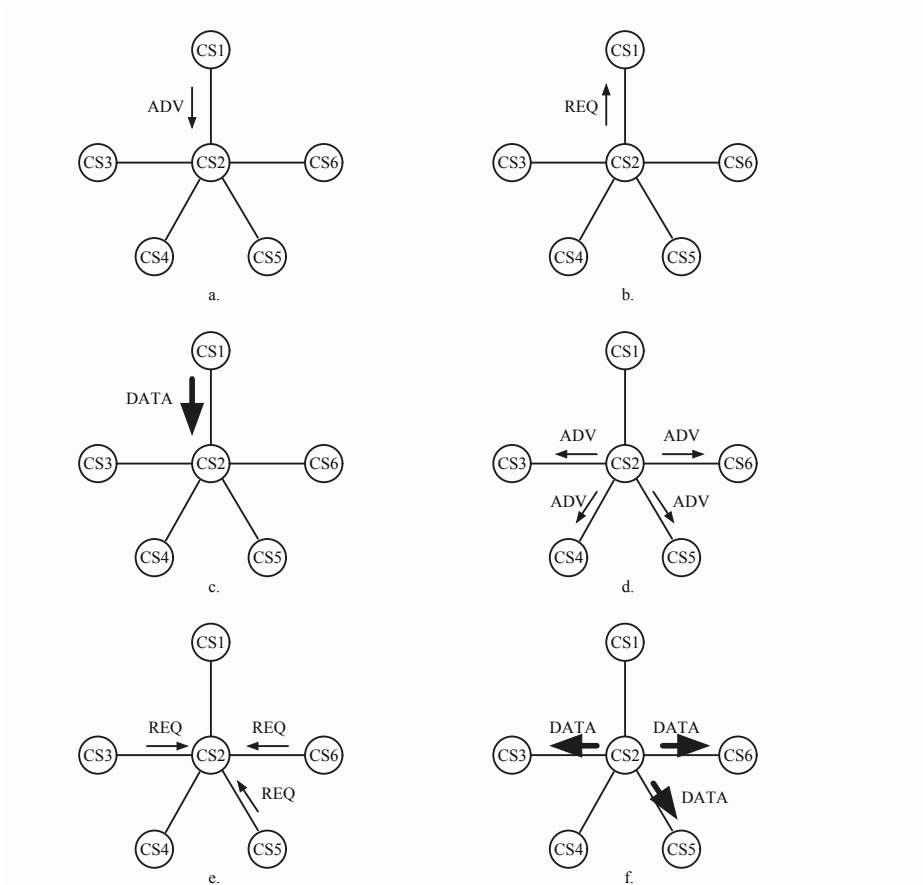


18.6. ábra. Pletyka – gossiping protokoll

jelzett útvonalon, de megtörténhet, hogy a CS2 épp közvetlenül a CS4-be továbbít.

Az egyik legelterjedtebb adatközpontú protokoll a **SPIN**, mely tárgyaláson alapul, és magában foglalja az egyeztetést és az erőforrás-adaptációt. Az egyeztetés során minden csomópont tárgyal a szomszédos csomópontokkal az adatok továbbítása előtt, illetve minden csomópont rendelkezik erőforrás-kezelővel, mely nyomon követi az erőforrások használatát. Háromféle üzenetet használ: ADV (advertise) – az adatok hirdetésére, REQ (request) – az adatok kérésére és DATA (data message) – adatüzenet, mely az aktuális érzékelők által mért adatokat tartalmazza. A SPIN protokollban használt üzeneteket, a protokoll lépéseit és az adatok terjedését a WSN hálózatban a 18.7.a. ábrán szemléltetjük.

Az adatok terjedését 6 lépésben ábrázoltuk. A CS1 csomópont meghirdeti az ADV üzenettel a rendelkezésére álló adat fajtáit (18.7.a. ábra). Válaszul a CS2 kérést (REQ) küld a CS1-nek az adatok fogadása érdekében (18.7.b. ábra), ennek hatására DATA üzenettel a CS1 adatokat küld a CS2 számára (18.7.c. ábra). A CS2 megkapta az adatokat és meghirdeti ADV üzenettel a rendelkezésére álló adatok fajtáit (18.7.d. ábra), ez már lehet a CS1 és CS2 csomópontok által mért adatok összessége. Azok a csomópontok, amelyek érdekeltek az adatok megszerzésében, válaszként REQ üzenettel válaszolnak, látható a 18.7.e. ábrán, hogy a CS4 csomópont nem érdekelt a CS2 adatainak megszerzésében. A CS2 csomópont elküldi az adatait (18.7.f. ábra) az érdekelt felek számára (CS3, CS5, CS6). A SPIN protokoll fő tulajdonságai, hogy minden csomópontnak csak a szomszédait kell ismernie, felére csökkenti a redundáns adatokat a flooding protokollhoz



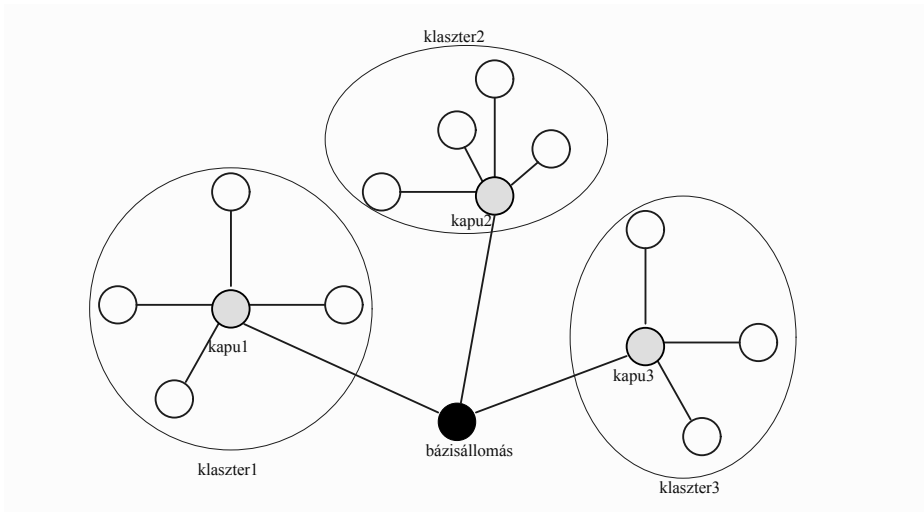
18.7. ábra. SPIN protokoll lépései

képezt, viszont nem garantálja az adattovábbítást, nem jó olyan alkalmazásokhoz, melyek megbízható adattovábbítást igényelnek.

18.2.2. Hierarchikus útválasztó protokollok

A skálázhatóság az érzékelőhálózatok egyik fő tervezési jellemzője. Az érzékelő csomópontok számának jelentős megnövekedése esetén a bázisállomás túlterhelődhet, az egyszintes hálózat nem képes ezt kezelni. Az ilyen túlterhelés késleltetést okozhat a kommunikációban, és az események nem megfelelő nyomon követését. Az egycapus architektúra nem

méretezhető/skálázható jelentős számú csomópont esetéhez, amely szélesebb érdeklődési területet fed le. A hálózat hierarchiába való szervezése és a **hierarchikus** útválasztó protokollok feladata ezt a problémát megoldani (18.8. ábra). A teljes WSN hálózat klaszterekbe szerveződik, minden klaszter több csomópontból áll, és minden klaszter egyetlen kapun keresztül kommunikál a bázisállomással. A különböző klaszterekben szervezett csomópontok direkt módon nem kommunikálnak egymás között. Előnye, hogy többugrásos kommunikáció csak egy adott klaszteren belül történik, illetve adataggregációval csökken az összes továbbított csomagok száma a hálózatban. Ilyen útválasztó protokollok a LEACH (Low Energy Adaptive Clustering Hierarchy), PEGASIS (Power Efficient Gathering in Sensor Information Systems), TEEN (Threshold sensitive Energy Efficient sensor Network) stb.

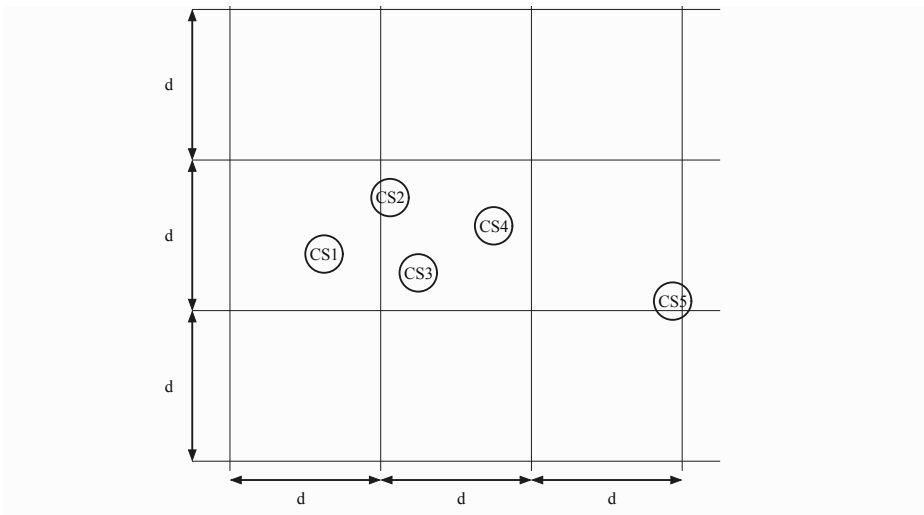


18.8. ábra. WSN szervezése hierarchikus topológiába

18.2.3. Helyalapú útválasztó protokollok

Az érzékelőhálózatok útválasztási protokolljainak többsége helyinformációt igényel az érzékelő csomópontok számára. A **helyalapú** protokollok felhasználják a földrajzi helyzetinformációkat az adatok továbbítására a

kívánt régiókra, így energia szempontból hatékony és tudatos módon felhasználható az adatok irányítására az útválasztási algoritmusban. Ilyen protokoll pl. a GAF (Geographic Adaptive Fidelity), mely kikapcsolja/altatja a szükségtelen csomópontokat a hálózatban anélkül, hogy befolyásolná az útválasztás hatékonyságát (18.9. ábra). Egy virtuális rácsot képez a lefedett terület számára. Minden csomópont a GPS által jelzett helyzetét használja a virtuális rács egy pontjához való társításához. A rács ugyanazon pontjához társított csomópontok egyenértékűnek számítanak a csomagok útválasztási költsége szempontjából.



18.9. ábra. Helyalapú (GAF) útválasztási protokoll

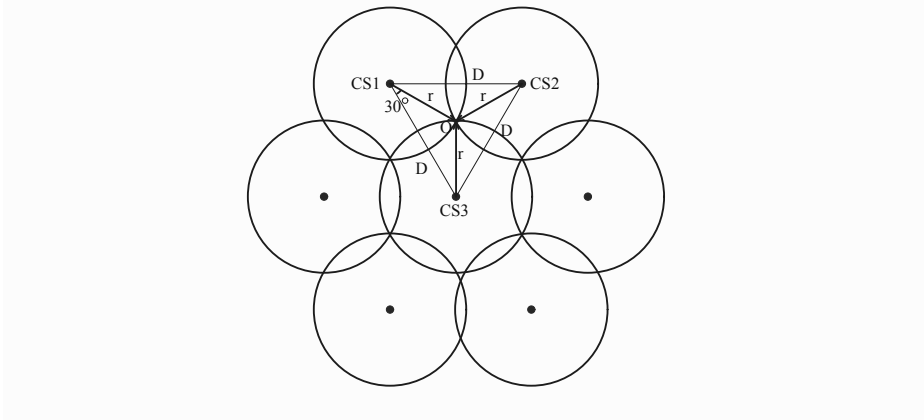
A 18.9. ábrán bemutatott példában a CS1 csomópont elérheti a CS2, CS3, CS4 csomópontok közül bármelyiket, illetve a CS2, CS3, CS4 csomópontok bármelyike elérheti a CS5 csomópontot. Emiatt az útválasztási protokoll szempontjából a CS2, CS3, CS4 egyenértékű, és közülük kettőt altathatni lehet, ami energetikai szempontból előnyös. A GAF protokollban három állapot uralkodik: a felfedezési állapot (discovery), mely a rács szomszédainak a meghatározására szolgál, az aktív (active), amikor a csomópont részt vesz az útválasztásban, és az alvó (sleep) állapot, amikor a csomópont adó-vevő egysége ki van kapcsolva energiamegtakarítás szempontjából. A csomópontok időben váltakozva lépnek aktív állapotból alvó állapotba, és az alvó állapot idejét közlik szomszédjaiknak.

Megjegyezzük, hogy általánosan abban az esetben, ha legkisebb átfedéssel a legnagyobb területet szeretnénk lefedni, akkor a 18.10. ábra szerint helyezük el a csomópontokat. Ebben a geometriai elhelyezésben a szomszédos csomópontok egyenlő D távolságra vannak egymástól. Minden csomópont hatósugara egy r sugarú körrel van jelölve. Példánkban a CS1, CS2 és CS3 csomópontok egy egyenlő oldalú háromszöget alkotnak (az oldalak mérete D), az általuk képezett r sugarú körök pedig az O pontban metszik egymást. Tehát az OCS1CS3 $_{\Delta}$ háromszög egy egyenlő szárú háromszöget alkot, melynek két kongruens szöge 30° . Innen már könnyűszerrel kiszámítható az optimális D távolság r hatósugarú csomópontok esetén:

$$\frac{D}{2} = r \cdot \cos(30^{\circ}), \quad (18.2)$$

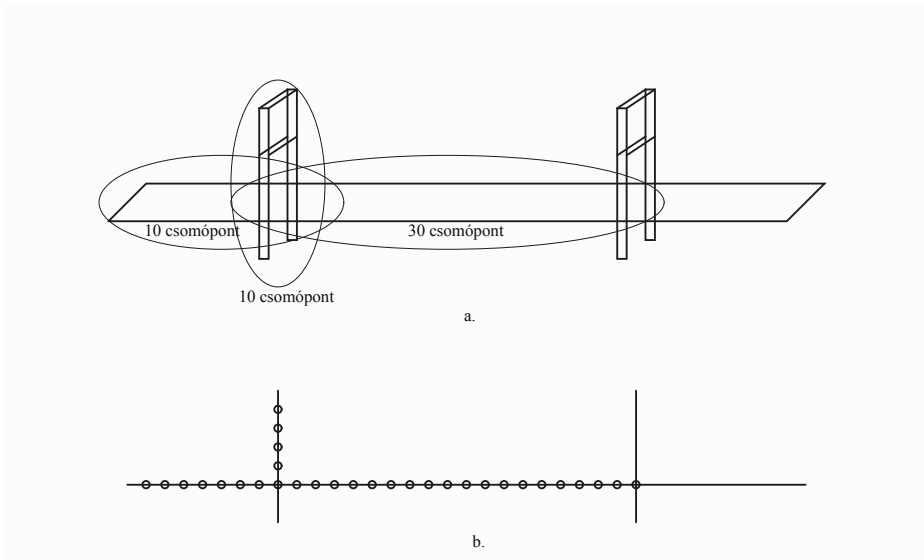
ahonnan

$$D = 2r \cdot \cos(30^{\circ}) = 2r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = r\sqrt{3}. \quad (18.3)$$



18.10. ábra. Legnagyobb terület lefedése legkevesebb csomóponttal

Egy WSN hálózat alkalmazását láthatjuk a 18.11. ábrán, ahol a San Franciscó-i Golden Gate híd struktúrájának tanulmányozására érzékelőhálózatot építettek ki (18.11.a. ábra), az érzékelők elhelyezését a 18.11.b. ábra szemlélteti. A kommunikáció multi-hop típusú, mesh topológiával. Az érzékelő csomópontok időben szinkronizált rezgésmérési adatokat küldenek a bázisállomáshoz további feldolgozás céljából. A megépített érzékelőháló-



18.11. ábra. a. WSN hálózat híd struktúrájának tanulmányozására
b. 3 tengelyes gyorsulásmérő érzékelő csomópontok elhelyezése.

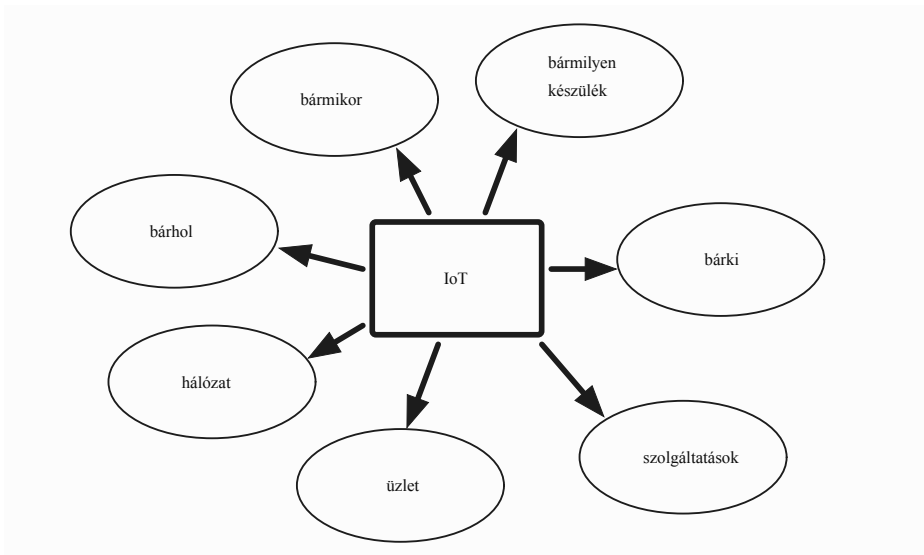
zat célja meghatározni a szerkezet reakcióját a környezeti, illetve az extrém körülményekre, mérni a szél által okozott szerkezeti rezgéseket, a földrengés okozta erős rázkódásokat. Ezenkívül számos más alkalmazása van az érzékelőhálózatoknak, mely lehet pl. meteorológiai (hőmérséklet, nedveség, szél mérése stb.), katonai (ellenség felderítése), egészségügyi, ipari (pl. bányászat), precíziós mezőgazdaság, forgalomszabályozás, különböző preventív detekció (erdőtűz, lavina, földrengés) stb.

18.3. Érzékelők és WSN hálózatok integrációja az IoT világába

Az **IoT** (Internet of Things – dolgok internetje) fogalomnak számos, enyhén különböző meghatározása van a szakirodalomban, de lényegében olyan különböző, egyedien azonosítható elektronikai eszközök, amelyek képesek valamilyen információt begyűjteni érzékelők segítségével, illetve közvetlen környezetük vezérlésére aktuátorok segítségével, és legfőképpen az interneten keresztül más eszközökkel kommunikálni. Az IoT fogalmát hivatalosan

1999-ben vezették be, az első példa az 1980-as évek elejéről származik, mely egy Coca Cola hűtőgép volt. A hűtőkészülékhez interneten keresztül csatlakoztak a helyi programozók, és ellenőrizték, hogy van-e ital, és hideg-e. 2013-ra a tárgyak internete több technológiát használó rendszerre fejlődött, az internettől a vezeték nélküli kommunikációig és a MEMS rendszerektől a beágyazott rendszerekig. Az automatizálás hagyományos területei (beleértve az épületek és otthonok automatizálását), a WSN hálózatok, a GPS, a vezérlőrendszerek és egyebek mind támogatják az IoT-t.

Amikor az IoT-re gondolunk, lényegében az alapötlet az, hogy szinte bármi bármivel összekapcsolható (18.12. ábra). Az IoT segítségével a már



18.12. ábra. IoT – a dolgok internetje

bevált, használt feladatokhoz új és kreatív ötletek adódnak, születnek meg. Például reggel 7-kor az okosóra beindítja az ébresztőt, ezzel egyidejűleg jelzi a kávéfőzőnek, hogy kapcsoljon be és kezdje a kávéfőzést, ugyanakkor az intelligens otthon lekérdezi az időjárást, illetve lokálisan mérheti is a környezeti paramétereket (szél, eső stb.), és ha a körülmények megfelelőek (pl. nem esik az eső, nincs vihar), megkezdődik az ablakok automatikus kinyitása a reggeli szellőztetés érdekében.

Az IoT által kínált lehetőségek szinte végtelen számúak különböző eszközök összekapcsolására, ugyanakkor potenciális problémák is felmerülhetnek,

melyekre figyelni kell a magánélet és biztonság érdekében. Eszközök milliói kapcsolódnak egymáshoz, és ez a probléma jelentős aggodalomra ad okot az eszközök számának robbanásszerű növekedésével. Például valaki feltöri az okos porszívóját, hogy hozzáférjen a teljes helyi hálózathoz. Az adatok megosztása és az adatvédelem problémát jelent a dolgok internetje használata során. Szükségszerűvé válik az IoT eszközök által termelt hatalmas mennyiségű információ tárolása, illetve ezeknek a biztonságos tárolása, mely során az adatok továbbra is elérhetőek lesznek, illetve nyomon lehet követni ezeket.

Az **IIoT** – **Industrial IoT** (ipari dolgok internetje) intelligens érzékelőket használ a gyártási és ipari folyamatok javítására. Az IIoT egyik legfőbb előnye, hogy lehetővé teszi a prediktív karbantartást, amivel jelentősen lehet csökkenteni a költségeket (pl. a gyárban egy berendezés, melynek 24 órában működnie kell). Vagy egy autó, repülő még mielőtt elromolna, behívják a szervizbe, ezáltal gazdaságilag is hatékony, illetve nem okoz kellemetlen meglepetést a felhasználónak.

Az IoT gyors növekedésével az előrejelzések szerint az intelligens otthonok ugyanolyan gyakoriak lesznek, mint az okostelefonok, ahol az összes okoseszköz folyamatosan kapcsolatban van egymással, és a felhasználók távolról, hangutasításokkal vagy kattintással felügyelhetik ezeket.

IRODALOMJEGYZÉK

- ACAR, C., SHKEL, A.
2009 *MEMS Vibratory Gyroscopes*. Springer, New York
- ALGAMILI, A. S., KHIR, M. H., DENNIS, J. O., AHMED, A. Y.,
ALABSI, S. S., HSHWAN, S. S. B., JUNAID, M. M.
2021 *A Review of Actuation and Sensing Mechanisms in MEMS-Based
Sensor Devices*. Nanoscale Research Letters
- APOSTOLYUK, V.
2016 *Vibratory Gyroscopes. Theory and Design*. Springer, Suisse
- BAKER, R.
2016 *Flow Measurement Handbook, Second Edition*. Cambridge Uni-
versity Press
- BENKŐ, Z., KŐMÍVESNÉ, T. I., STANKOVICS, É.
2011 *Kémiai Alapok*. Typotex Kiadó
- BINNS, C.
2019 *Aircraft Systems. Instruments, Communications, Navigation,
Control*. Wiley, Hoboken
- BRIXEN, E.B.
2011 *Audio Metering Measurement, Standards and Practice*. Focal
Press
- CIRANI, S., FERRARI, G., PICONE, M., VELTRI, L.
2019 *Internet of Things. Architectures, Protocols and Standards*. Wiley
- DARGIE, W., POELLABEUR, C.
2010 *Fundamentals of Wireless Sensor Networks. Theory and Practice*.
Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing
- DHAKER, P.
2018 *Introduction to SPI Interface*. Analog Dialogue
- DUNN, P., L.
2010 *Measurement and Data Analysis for Engineering and Science*.
Second Edition. CRC Press

- EREN, H.
2006 *Wireless Sensors and Instruments. Networks, Design, and Applications*. CRC Press.
- FETTE, B., AUETTO, R., CHANDRA, P., DOBKIN, D., BENS-
KY, A., MIRON, D., LIDE, D., DOWLA, F., OLEXA, R.
2008 *RF and Wireless Technologies, Know It All*. Newnes
- FINKENZELLER, K.
2010 *RFID Handbook. Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication. Third edition*. Wiley
- FRITZ, M., HAZARIAN, E.
1999 *Mass and Weight Measurement*. CRC Press.
- GHODSSI, R. LIN, P.
2011 *MEMS Materials and Processes Handbook*. Springer
- GILLUM, D.
2009 *Industrial Pressure, Level and Density Measurement*. Instrumentation, Systems, and Automation Society
- GRÜNDLER, P.
2007 *Chemical Sensors. An Introduction for Scientists and Engineers*. Springer.
- GUPTA, N.
2016 *Inside Bluetooth Low Energy. Second Edition*. Artech House
- HOFMANN, F.
2011 *Principles of Electromagnetic Flow Measurement*. KROHNE Messtechnik GmbH
- LABIOD, H., AFIFI, H., SANTIS, C.
2007 *Wi-Fi Bluetooth ZigBee and WiMax*. Springer
- MEYERS, R. A.
2011 *Encyclopedia of Analytical Chemistry. Applications, Theory and Instrumentation*. Wiley

- MIGUEL, U..
2015 *SPI Interface*. Analog Devices
- MORALES, A., DOVER, N.
2016 *Audio Engineering and Voice Technology*. College Publishing House
- NIHTIANOV, S., LUQUE, A.
2018 *Smart Sensors and MEMS. Intelligent Sensing Devices and Microsystems for Industrial Applications. Second Edition*. Woodhead Publishing
- PETERSON, A.
1980 *Handbook of Noise Measurement*. GenRad, Inc., Concord, Massachusetts U.S.A.
- PLATT, Ch., JENSSON, F.
2016 *Encyclopedia of Electronic Components. Vol 3*. Maker Media, San Francisco
- RAJU, K.S.N.
2011 *Fluid Mechanics, Heat Transfer, and Mass Transfer*. John Wiley & Sons, Inc.
- RASHID, M.
2011 *Microelectronic Circuits Analysis and Design*. Cengage Learning.
- SCARBOROUGH, J.
1958 *The Gyroscope. Theory and Applications*. Interscience Publishers, London, New York
- SELF, D. BRICE, R. DUNCAN, B., HOOD, J. SINCLAIR, I. SINGMIN, A. DAVIS, D. PATRONIS, E. WATKINSON, J.
2009 *Audio Engineering know it all*. Newnes
- SZÉKELY, GY., TÚRÓS, L.
2020 *Villamos, elektronikus és virtuális mérések*. Scientia, Kolozsvár
- TILLI, M., MOTOOKA, T., AIRAKSINEN, V., FRANSSILA, S., KRÖCKEL, M., LINDROOS, V.
2015 *Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies. Second Edition..* Elsevier

- VALDEZ, J., BECKER, J.
2015 *Understanding the I²C Bus*. Texas Instruments
- WEBSTER, J. G., EREN, H.
2014 *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook Electromagnetic, Optical, Radiation, Chemical, and Biomedical Measurement*. CRC Press.
- WEBSTER, J. G., EREN, H.
2014 *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook, Spatial, Mechanical, Thermal, and Radiation Measurement*. CRC Press.
- YOUNIS, M.
2011 *MEMS Linear and Nonlinear Statics and Dynamics*. Springer
- ZHANG, Y., YANG, L., CHEN, J.
2010 *RFID and Sensor Networks*. CRC Press.
- ZRÍNYI, M.
2015 *A fizikai kémia alapjai*. Semmelweis Kiadó.
- XXX
[on-line], *Napelemek fizikai alapjai*. URL: http://uni-obuda.hu/users/racz.ervin/Napelemek_fizikai_alapjai_2ea.pdf
- XXX
[on-line], *Radar Systems – Range Equation*. URL: https://www.tutorialspoint.com/radar_systems/radar_systems_range_equation.htm
- XXX
[on-line], *Minilexikon.*, URL: <http://atomfizika.elte.hu/Minilexikon/minilexikon.htm>
- XXX
[on-line], *An Internet Based Short Course in Sensorics*. URL: <https://www.ett.bme.hu/sensedu/>
- XXX
[on-line], *Fejezetek a szilárdságtanból*. URL: <http://www.mech.uni-miskolc.hu/~szeidl/notes/SzTFullMiktex2012-04-12.pdf>

- XXX [on-line], *Measuring Vibration with Accelerometers*. URL: <https://www.ni.com/ro-ro/innovations/white-papers/06/measuring-vibration-with-accelerometers.html>
- XXX [on-line], *Tapintásérzékelő tömbök – tervezés és jelfeldolgozás*. URL: http://mti.kvk.uni-obuda.hu/adat/tananyag/sensor/HT_0710-10_tapintasezekelo.pdf
- XXX [on-line], *How Torque Telemetry Works*. URL: <https://binsfeld.com/how-torque-telemetry-works/>
- XXX [on-line], *Fékpadok*. URL: <http://www.gjt.bme.hu/sites/default/files/1motorlaboratoriumi20meresek.pdf>
- XXX [on-line], *Sound Pressure*. URL: https://www.engineeringtoolbox.com/sound-pressure-d_711.html
- XXX [on-line], *Sound Propagation – the Inverse Square Law*. URL: https://www.engineeringtoolbox.com/inverse-square-law-d_890.html
- XXX [on-line], *Changes to the International Standard for Industrial PRT's.*, URL: http://www.isotechna.com/v/vspfiles/pdf_articles/ChangestotheInternationalStandardforIndustrialPRTs.pdf
- XXX [on-line], *Temperature Dependent Platinum Thin Film Chip Resistor (RTD)*. URL: <https://www.vishay.com/docs/28762/ptsserie.pdf>
- XXX [on-line], *Thermistors*. URL: <https://www.electronics-tutorials.ws/io/thermistors.html>
- XXX [on-line], *Thermocouple EMF to Temperature Converter*. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP960X-L0X-RL0X-Data-Sheet-20005426F.pdf>
- XXX [on-line], *Using Pyroelectric Infra-Red (PIR) sensors for motion detection*. URL: <https://www.embedded.com/using-pyroelectric-infra-red-pir-sensors-for-motion-detection/>

- XXX [on-line], *Flex Sensor.*, URL: <https://www.spectrasymbol.com/wp-content/uploads/2019/07/flexsensordatasheetv2019revA.pdf>
- XXX [on-line], *Piezo-Based Energy Harvesting for Medical Implants May Transcend Alternative Approaches.* URL: <https://www.electronicdesign.com/power-management/article/21807900/piezobased-energy-harvesting-for-medical-implants-may-transcend-alternative-approaches>
- XXX [on-line], *Micromachined Piezoelectric Devices.* URL: <https://slideplayer.com/slide/4888311/>
- XXX [on-line], *Kislexikon.* URL: <https://www.metnet.hu/kislexikon>
- XXX [on-line], *Meteorológiai Alapismeretek.* URL: <http://www.muszeroldal.hu/measurenotes/meteor.pdf>
- XXX [on-line], *Beaufort scale.* URL: <http://fishingtarget.com/en/the-beaufort-scale.html>
- XXX [on-line], *Anemometer.* URL: <https://www.nationalgeographic.org/encyclopedia/anemometer/>
- XXX [on-line], *Derivation of the barometric formula (isothermal atmosphere).* URL: <https://www.tec-science.com/mechanics/gases-and-liquids/barometric-formula-for-an-isothermal-atmosphere/>
- XXX [on-line], *The hot wire anemometer, Part 1: Principles.* URL: <https://www.eeworldonline.com/the-hot-wire-anemometer-part-1-principles-faq/>
- XXX [on-line], *Kémiai egyensúly.* URL: http://garfield.chem.elte.hu/Turanyi/oktatas/B_fizkem_csomag/TTB5_kemiai_egyensuly.pdf
- XXX [on-line], *A kémiai egyensúly kialakulása.* URL: <https://tudasbazis.sulinet.hu/hu/termeszettudomanyok/kemia/altalanos-kemia/a-kemiai-egyensuly-kialakulasa/a-kemiai-egyensuly-torvenye>

- XXX [on-line], *Szenzorok és miniatürizált analitikai rendszerek*. URL: <http://www2.sci.u-szeged.hu/inorg/MOMA/ch04.html>
- XXX [on-line], *Érzékelők előadások*. URL: <http://uni-obuda.hu/users/pap.andrea/szenzorok/>
- XXX [on-line], *Sensors, Transducers*. URL: <https://www.digikey.com/products/sensors-transducers/en>
- XXX [on-line], *Fock Károly cikkei*. URL: <https://www.magyar-elektronika.hu/images/stories/downloads/Fock/>

ABSTRACT

SENSORS AND MEASURING NETWORKS

The book is a university textbook for bachelor's and master's students in the fields of mechatronics, machine-building technology, automation, computers and telecommunications at Sapientia Hungarian University of Transylvania, but is also useful to other specialists interested in the subject. After the first volume of the authors (Székely, Gy.; Túrós, L.Zs.: Electrical, Electronic and Virtual Measurements, Ed. Scientia, Cluj Napoca, 2020), in which the means and methods of electrical-electronic measurement are presented, this volume extends the treatment of measurements of any quantity by electrical-electronic means. The authors also meet the changes in the curriculum of Mechatronics, in which the discipline of *Sensors and Sensory Systems* appears in the category of measurements.

Due to the difficulty of a unified classification of the sensors either according to the operating principles or according to the measured quantities, a combined approach was chosen. The book is structured in three parts, in a total of 18 chapters. The first part presents the sensors in terms of operating principles, the second part addresses the sensors in terms of measured non-electrical quantities, and the third part deals with techniques for integrating sensors and data processing circuits, as well as wired and wireless networks/interfaces often used in the interconnection of sensory systems.

In the first part of the book (six chapters), after the characterization and classification of the sensors, general principles of sensor operation are presented. After analysing the sensors in the categorization of passive (parametric: resistive, inductive, capacitive) and active (generators: thermoelectric, piezoelectric, photoelectric), the analysis of some classes of techniques follows, which are often used in measuring non-electric quantities with sensors. This presents ultrasound and electromagnetic waves (microwaves, infrared radiation, lasers), and corpuscular and nuclear electromagnetic radiation. The sixth chapter addresses the class of incremental and absolute code digital sensors for measuring movement and position.

The second part of the paper (eight chapters) deals with means and methods for measuring classes of non-electric quantities, based on the sensors presented in the first part of the book, and on the development of

principles specific to measured quantities, which, according to the authors, are of interest to the students of the mentioned study programs. At the beginning, the dimensions of speed, acceleration and mechanical vibration, force and mechanical torque, gyroscopes (for angular velocity), pressure and flow are analysed. These chapters aim to cover as wide and topical an area as possible of the multiple aspects of the measurements of those quantities. For example, the chapter on force measurement presents means and methods of force measurement, electronic scales and tactile sensors, and in the mechanical torque measurement part classical measurement methods, as well as brake benches used to test engines. The gyroscopes also address the classic rotating gyroscope, which uses the precession force, but also the oscillating gyroscopes, using the Coriolis force, already in forms integrated by MEMS technologies, from where it is a direct path to IMU sensors.

The last three chapters of the second part discuss wider areas of phenomena and quantities, such as environmental parameters, acoustic noise and chemical quantities, the latter being analysed more generally, given the extraordinary multitude of categories of chemical quantities, with use in industry, medicine, biochemistry, environment, etc.

The third part of the book begins with a chapter, which analyses MEMS and NEMS technologies for the development of sensors and actuators at the microscopic level, with a direct consequence of the development of intelligent sensors. It is obvious that modern, digital and intelligent sensors must use the major advantages of data processing and storage systems (computers, microprocessors, microcontrollers, computer networks, Internet), which is why the last three chapters are dedicated to interfaces and measurement networks. These chapters briefly present, but with applicability, the I2C and SPI wireless interfaces, Bluetooth and RFID wireless, concluding with structures and strategies for configuring WSN (wireless sensor networks), which integrate organically into the world of Internet of Things.

The book is made in remarkable graphic conditions with many figures, necessary to understand the very wide area of principles, which requires serious knowledge of physics and chemistry. A general approach in this book is to present a brief theoretical summary of each new principle or method for sensors or measurement classes, followed by the extensive development of sensors and methods.

REZUMAT

SENZORI ȘI REȚELE DE MĂSURARE

Cartea este un manual universitar destinat studenților de la studiile de licență și masterat din domeniile calculatoare, mecatronică, tehnologia construcțiilor de mașini, automatică, calculatoare și telecomunicații ale Universității Sapientia din Cluj-Napoca, dar este utilă și altor specialiști interesați de tematică. După primul volum al autorilor (Székely, Gy., Túrós, L.Zs., Măsurări electrice, electronice și virtuale, Ed. Scientia, Cluj-Napoca, 2020), în care se fundamentează mijloacele și metodele de măsurare electrice-electronice, acest volum extinde tratarea măsurărilor oricărui fel de mărime pe cale electrică-electronică. Autorii vin și în întâmpinarea modificărilor din planurile de învățământ de profil mecanic, în care la categoria de măsurări apare disciplina de "Senzori și sisteme senzoriale".

Datorită dificultății unei clasificări unitare a senzorilor fie după principiile de funcționare, fie după mărimile măsurate, s-a ales o abordare combinată. Cartea se structurează în trei părți, într-un total de 18 capitole. În prima parte sunt prezentați senzorii din punct de vedere al principiilor de funcționare, în partea a doua se abordează senzorii prin prisma mărimilor neelectrice măsurate, iar în partea a treia se tratează tehnici de integrare a senzorilor și a circuitelor de procesare a datelor, precum și rețele/interfețe cu fir și fără fir des utilizate în interconectarea sistemelor senzoriale.

În prima parte a cărții (șase capitole), după caracterizarea și clasificarea senzorilor se prezintă principii generale de funcționare a senzorilor. După analiza senzorilor din categoria pasivă (parametrici: rezistivi, inductivi, capacitivi) și activă (generatoare: termoelectrice, piezoelectrice, fotoelectrice), urmează analiza unor clase de tehnici, care sunt des utilizate în măsurarea mărimilor neelectrice cu senzori. Astfel se prezintă ultrasunetele și undele electromagnetice (microunde, radiații infraroșii, lasere), precum și radiațiile corpusculare și electromagnetice nucleare. În al șaselea capitol se abordează clasa de senzori digitali incrementali și în cod absolut pentru măsurarea deplasării și a poziției.

Partea a doua a lucrării (opt capitole) tratează mijloace și metode pentru măsurarea unor clase de mărimi neelectrice, bazându-se pe senzorii

prezentați în prima parte a cărții, precum și pe dezvoltarea unor principii specifice mărimilor măsurate, care, după aprecierea autorilor, sunt de interes pentru studenții programelor de studii amintite. La început sunt analizate mărimile turație, accelerație și vibrație mecanică, forță și moment mecanic, giroscopae (pentru viteză unghiulară), presiune și debit. În aceste capitole se urmărește cuprinderea unei arii cât mai largi și de actualitate a multiplelor aspecte ale măsurărilor mărimilor respective. Spre exemplu la capitolul de măsurare a forței se prezintă mijloace și metode de măsurare a forței, cântare electronice și senzori tactili, iar în partea de măsurare a momentului mecanic metode clasice de măsurare, precum și bancuri de frânare utilizate la testarea motoarelor. În cadrul giroscopaelor se abordează și giroscopul rotativ, clasic, care utilizează forța de precesie, dar și giroscopaele oscilatorii, cu utilizarea forței Coriolis, deja în forme integrate prin tehnologii MEMS, de unde este cale directă spre senzorii IMU.

În ultimele trei capitole ale părții a doua sunt discutate arii mai largi de fenomene și mărimi, precum parametri de mediu, zgomotul acustic și mărimile chimice, acestea din urmă fiind analizate mai general, având în vedere multitudinea extraordinară a categoriilor de mărimi chimice, cu utilizare în industrie, medicină, biochimie, mediu etc.

Partea a treia a cărții începe cu un capitol, care analizează tehnologiile MEMS și NEMS pentru realizarea de senzori și actuatori la nivel microscopic, având consecință directă în realizarea de senzori inteligenți. Este evident că senzorii moderni, digitali și inteligenți, trebuie să utilizeze avantajele majore ale sistemelor de prelucrare și stocare a datelor (calculatoare, microprocesoare, microcontrolere, rețele de calculatoare, internet), motiv pentru care ultimele trei capitole sunt dedicate interfețelor și rețelelor de măsurare. În aceste capitole se prezintă succint, dar cu caracter de aplicabilitate, interfețele cu fir I2C și SPI, fără fir Bluetooth și RFID, încheind cu structuri și strategii de configurare a rețelelor de senzori fără fir WSN, care se integrează organic în lumea dispozitivelor IoT.

Cartea este realizată în condiții grafice remarcabile cu multe figuri, necesare înțelegerii ariei foarte largi de principii, care necesită cunoștințe serioase de fizică și chimie. O abordare generală în această carte constă în prezentarea unui scurt breviar teoretic la fiecare nou principiu sau metodă pentru senzori sau clase de mărimi de măsurat, după care urmează dezvoltarea pe larg a senzorilor și a metodelor.

A SZERZŐKRŐL

Túros László-Zsolt 2001-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a marosvásárhelyi Petru Maior Egyetemen. Ugyanitt 2002-ben mesteri diplomát szerez. 2000-től 2004-ig szoftverfejlesztő mérnökként dolgozott a marosvásárhelyi Integrasoft cégnél, majd 2004–2012 között az Aages cégnél dolgozott villamos fejlesztőmérnökként és rendszergazdaként. 2007–2010 között a Topeltronix cég adminisztrátora, majd 2010-től a Tuross Laszlo Zsolt P.F.A. adminisztrátora, ahol szoftver és hardver fejlesztőmérnökként folytatja tevékenységét. Tevékenysége során többnyire beágyazott rendszerek tervezésével és programozásával, illetve ipari berendezések tervezésével foglalkozik. 2012-től társult oktató a Sapientia EMTE Marosvásárhelyi Karán, ugyanakkor 2015-ben doktori címet szerez a Brassói Transilvania Egyetem Villamosmérnöki és Számítástechnika Tudományok Karán. 2015-től tanársegéd a Sapientia EMTE Marosvásárhelyi Karán, majd 2016-tól egyetemi adjunktus. Fejlesztői és tudományos munkásságát a szoftver- és hardverfejlesztés, beágyazott rendszerek, elektronika, ipari mérés technika, adatgyűjtés, jelfeldolgozás, kapcsolóüzemű tápegységek és IoT területén fejtette ki.

Székely Gyula 1968-ban szerzett villamosmérnöki diplomát a Brassói Műszaki Egyetemen. Brassóban, a Villamosmérnöki Tanszéken tanársegéd (1968–1976), adjunktus (1976–1989), docens (1990–1991) és egyetemi tanár (1992–2009). Doktori értekezését 1978-ban védi meg a Brassói Egyetemen, indukciós hevítésben használt középfrekvenciás tirisztoros inverterek témakörben. Őt mandátum során a Brassói Transilvania Egyetem Elektronika és Számítógépek Tanszékének a vezetője (1992–2009). Ebben az időszakban számos külföldi egyetemen végez kutatást, európai kutatási programokban vesz részt mint programvezető és kutató. A Sapientia EMTE-n 2010 és 2013 között egyetemi tanárként a Marosvásárhelyi Kar dékánja, majd 2013–2017 között az egyetem rektorhelyettese. Jelenleg a Sapientia EMTE emeritus professzora. Tudományos munkásságát az elektronika, mérés technika, jelfeldolgozás, adatgyűjtés területén fejtette ki: 135 tudományos dolgozata, 4 könyve és 13 tankönyve jelent meg. 2000-ben doktorátusvezetői jogot kapott a Brassói Transilvania Egyetemen elektronika, távközlés és információ technológia szakterületen. 25 doktorandusz szerzett doktori címet a vezetése alatt.

Scientia Kiadó

400112 Kolozsvár (Cluj-Napoca)

Mátyás király (Matei Corvin) u. 4. sz.

Tel./fax: +40-364-401454

E-mail: scientia@kpi.sapientia.ro

www.scientiakiado.ro

Korrektúra:

Szabó Beáta

Műszaki szerkesztés:

Túrós László-Zsolt

Tipográfia:

Könczey Elemér

Sorozatborító:

Tipotéka Kft.

Nyomdai munkálatok:

F&F INTERNATIONAL Kft.

Felelős vezető: Ambrus Enikő igazgató

Napjainkban fontos, hogy mérni tudjuk, ugyanakkor hasznos, tárolható és visszacsatolható információkká alakítsuk át az élővilág, valamint az ember alkotta környezet bonyolult tulajdonságainak paramétereit, a különféle műszaki eszközökkel történő jelfeldolgozás segítségével.

Jelen tankönyv az érzékelőkről, a mérési lánc első elemeiről, az érzékelőket követő jelfeldolgozási lehetőségekről, illetve ezeknek a megfelelő mérőhálózatokba szervezéséről ismertet alapvető tudnivalókat. Bemutatja a különféle működési elvek alapján osztályozott érzékelőket, a fontosabb mennyiségeket mérő módszereket és eszközöket (melyek minden esetben tartalmaznak érzékelőt is), a mikro- és nanostruktúrákkal létrehozott integrált és intelligens érzékelőket, továbbá pedig a vezetékes és vezeték nélküli érzékelőket magukba foglaló mérőhálózatokat. A könyv alapvetően a villamos- és gépészmérnöki képzésben részt vevő egyetemi hallgatók számára készült, ám alapvető és korszerű ismereteket fog át a szakterület iránt érdeklődő tágabb közönség számára is.

ISBN 978-606-975-060-5



9 786069 750605