

Értékünk AZ Ember

Humánerőforrás- fejlesztési Operatív Program



Váradiné dr. Szarka Angéla
Dr. Hegedűs János
Bátorfi Richárd
Unhauzer Attila

MÉRÉSTECHNIKA

Magyarország célba ér



A jegyzet a HEFOP támogatásával készült.

© Széchenyi István Egyetem. Minden jog fenntartva

Tartalomjegyzék

Tartalomjegyzék	2
Bevezetés.....	5
1. Méréselméleti alapok, mérési hibák	6
1.1. Méréstechnikai alapfogalmak	6
1.2. Mérési hibák.....	11
1.2.1. A mérési hibák csoportosítása	11
1.2.2. Mérőműszerek mérési hibájának számítása, megadása:	12
1.2.3. Mérési sorozatok kiértékelése.....	18
1.3. Véletlen hibák becslésének módszerei	19
1.3.1. Átlagos abszolút eltérés (Average of absolute deviation)	20
1.3.2. Szórás, vagy standard eltérés (Standard deviation).....	20
1.3.3. Valószínű hiba. (Probable error)	21
1.4. Hibaeloszlás, hiba előfordulási valószínűség számítása, mérési hibák statisztikai analízise.....	23
1.4.1. Mérési eredmények előfordulási valószínűségének meghatározása.....	23
1.4.2. Empirikus sűrűségfüggvény meghatározása a mérési adatok csoportosításával	31
1.4.3. Mérési sorozatok kiértékelése regresszió analízissel	39
1.5. Véletlen hibák halmozódása.....	41
1.6. Zavarjelek a mérőkörben	52
1.6.1. Normál (soros) zavarjelek modellje	52
1.6.2. Azonos fázisú zavarjelek modellje	56
2. Elektronikus mérőműszerek.....	60
2.1. A digitális multiméterek.....	62
2.1.1. Az elektronikus műszerek által mért és mutatott érték	66
2.1.2. Valós effektív értéket mérő digitális voltmérők (TRMS)	68
2.1.3. A mérés kijelzése dB-ben	68
2.1.4. A digitális multiméterek műszer mérési hibája.....	69
2.2. Jelgenerátorok	72
2.2.1. Frekvencia átalakítás.....	74
2.2.2. Egy négy-dekádos frekvencia generátor blokk-vázlata	78
2.3. Analóg oszcilloszkóp	78
2.3.1. Az analóg oszcilloszkópok általános jellemzői.....	78
2.3.2. Vízszintes (horizontális) csatorna	81
2.4. Digitális tárolós oszcilloszkópok.....	83
2.4.1. A digitális tárolás	85
2.4.2. Az analóg-digitális átalakító és függőleges felbontása.....	86
2.4.3. Digitális tárolós oszcilloszkóp funkciók és vezérlések.....	88
2.4.4. Analóg üzemmód	89
2.4.5. Görgetési üzemmód (Roll)	89
2.4.6. A jelalak tárolása (Store)	89
2.4.7. Megjelenítő algoritmusok, interpoláció, pontok egyesítése.....	89

2.4.8. Interface-ek	89
2.5. Frekvencia- és időmérők	90
2.5.1. Az analóg frekvenciamérés lehetőségei:	90
2.5.2. Digitális frekvenciamérés	91
2.5.3. Időmérés	93
2.6. Spektrumanalizátorok	96
2.6.1. Matematikai alapok	96
2.6.2. A spektrumanalizálás alapfogalmai	102
2.6.3. A spektrumanalizátorok csoportosítása	105
2.6.4. Párhuzamos analizátorok	105
2.6.5. Hangolt szűrős analizátorok	106
2.6.6. Transzponáló rendszerű analizátorok	107
2.6.7. Digitális Fourier-analizátorok	108
A mintavételi idő T_s és a jel maximális frekvenciája $f_{\max}$ közötti kapcsolat	111
2.7. Torzításmérő	112
2.8. Logikai analizátorok	113
2.8.1. Felhasználási területük:	113
2.8.2. A logikai analizátor funkcionális egységei:	113
2.8.3. Kijelzési módok	115
2.8.4. Csatlakozás más műszerekhez	117
2.8.5. Adapterek (POD-ok) mikroszámítógépes rendszerek vizsgálatához	118
2.8.6. IN -CIRCUIT emulátor áramkörök	118
3. Számítógéppel vezérelt mérések	119
3.1. Számítógéppel támogatott mérőrendszer feladatai	119
3.2. A PC alapú mérőrendszerek struktúrája	120
3.3. Mérőrendszerekben alkalmazott adattovábbítási módszerek	123
3.3.1. Programvezérelt adattovábbítás	123
3.3.2. Megszakítás vezérelt adattovábbítás	123
3.3.3. DMA vezérelt adattovábbítás	124
3.4. PC alapú mérőrendszerekben alkalmazott szabványos kommunikációs protokollok	127
3.4.1. Soros jelátvitel szabványos protokoll: RS232, RS422, RS485	127
3.4.2. Párhuzamos jelátvitel szabványos protokoll: IEEE488	130
3.4.3. VXI (VMEbus eXtensions for Instrumentation, IEEE-1155/1993)	133
3.4.4. PXI (PCI eXtensions for Instrumentation, nyílt ipari specifikáció, 1997)	135
3.4.5. MXI busz (Multisystem eXtention Interface Bus)	136
3.4.6. USB (Universal Serial Bus)	136
3.4.7. FireWire (IEEE 1394)	139
3.4.8. Ethernet	140
3.5. Számítógéppel vezérelt mérőrendszer általános felépítése	140
3.6. Érzékelők és átalakítók	142
3.6.1. Piezoelektromos mérőátalakító	144
3.6.2. Hall-generátoros mérőátalakító	145
3.7. Analóg - digitál átalakítók	147
3.7.1. Analóg jelek mintavételezése	147

3.7.2. Digitál - analóg átalakítás.....	152
3.7.3. Analóg - digitál átalakítás.....	154
3.8. Adatgyűjtő berendezések	159
3.8.1. Többfunkciós mérésadatgyűjtő kártyák.....	159
3.8.2. Többfunkciós mérésadatgyűjtők analóg bementi egységének alkalmazása...	164
3.8.3. Digital Signal Processor (DSP).....	165
3.8.4. Ethernet hálózaton keresztül vezérelhető mérőrendszerek.....	166
4. Számítógépes mérések vezérlőszoftverei.....	183
4.1. Bevezetés a LabView szoftver alkalmazásába	183
4.2. A LabView működése	183
4.3. A LabView kezelése	186
4.4. Bevezető mintaprogramok	195
4.4.1. proba1.vi.....	195
4.4.2. proba2.vi.....	196
4.4.3. proba3.vi.....	197
4.4.4. proba4.vi.....	198
4.4.5. proba5.vi.....	199
4.4.6. proba6.vi.....	200
4.4.7. proba7.vi.....	201
4.4.8. proba8.vi.....	203
4.4.9. proba9.vi.....	204
4.4.10. proba10.vi.....	206
4.4.11. proba11.vi.....	208
4.4.12. proba12.vi.....	209
4.4.13. proba13.vi.....	210
4.4.14. Próba feladatok.....	210
4.5. Mérésvezérlés LabView környezetben	217
4.5.1. Egy csatornás rövid mintavételezés	221
4.5.2. Többcsatornás rövid mintavételezés.....	222
4.5.3. Hosszúidejű folyamatos mintavételezés.....	223
5. Irodalomjegyzék	227

Bevezetés

A mérés technika jegyzet elsősorban a mechatronikai mérnökképzés oktatásához készült, de természetesen alkalmazható más műszaki szakok mérés technikát érintő tantárgyaihoz is. A szerzők célja az volt, hogy a jegyzet a mérés elméleti alapok legfontosabb ismereteit, lehetőleg egyszerűen és közérthetően összefoglalja, másodszor, hogy a manapság leggyakrabban alkalmazott elektronikus műszereket bemutassa, s bár egy-egy konkrét műszert használ fel erre a célra, mégis általános ismereteket ad az egyes műszertípusokról, s végül talán a leghangsúlyosabb része a jegyzetnek, a mai technikai igényeknek megfelelően, a számítógéppel vezérelt mérőrendszerek hardver és szoftver ismereteinek összefoglalása.

A mechatronika a klasszikus megfogalmazás szerint is több műszaki területet integráló tudomány, amely nem kerülheti meg a műszaki méréseket. De tekintsük az ipar bármely területén tevékenykedő mérnök informatikust, gépészmérnököt, villamosmérnököt, vegyészt, anyagmérnököt, közlekedésmérnököt, mindannyian találkozni fognak mérőberendezéssel, mérésekkel, teszteléssel. Sőt, nagy valószínűséggel a modern mérés technikai eszközökkel találkozik majd a mérnökök többsége. Ahogy a gyártás nem képzelhető el tesztelés nélkül, egy fejlesztő mérnök sem tud hatékonyan, jó minőségű terméket tervezni prototípus tesztelések nélkül. Az, hogy mit kell megmérni egy fejlesztési folyamat során, a fejlesztők döntése, amit számtalan tényező befolyásol, a rendelkezésre álló költségkerettől az elvárt minőségi követelményekig bezárólag. Azt, hogy hogyan kell megmérni egy jellemző paramétert, hogy a mérési eredményt hogyan kell értelmezni, hogy a mérési hibákat hogyan kell figyelembe venni, a tesztmérnök feladata eldönteni. Ezek komoly szakértelmet igénylő, fontos szakmai kérdések, hiszen olyan fejlesztői, gyártás-tervezési döntéseket alapoznak meg a tesztmérnök kezéből kikerülő eredmények, amelyek alapvetően befolyásolhatják egy termék sikerét vagy bukását a piacon.

A mérés technika területén százával jelennek meg az új berendezések: érzékelők, mérőműszerek, automatizált intelligens rendszerek. Teljekörű bemutatásuk messze meghaladja egy tantárgy vagy jegyzet kereteit, ezért itt elsősorban a magyar felsőoktatás mérés-technikai kurzusain leggyakrabban alkalmazott technikák kerülnek bemutatásra, s adnak segédletet a hallgatók kezébe.

A jegyzet a gyakorlatorientált alapképzések támogatására készült, ezért számos mérési és számolási gyakorlatot is bemutat, segítséget ad a számítógépes mérőrendszerek gyakorlati alkalmazásához hardver ismeretek és szoftverfejlesztési területen egyaránt.

1. Méréselméleti alapok, mérési hibák

1.1. Méréstechnikai alapfogalmak

Mérés: Információszerzés - a megismerés eszköze. Fizikai mennyiség összehasonlítása a mértékegységgel (annak egységnyi mennyiségével). A mértékegységet gyakran szimbólumok helyettesítik.

A mérések célja, hogy a mérés tárgyáról (a fizikai mennyiségről, állapotról, folyamatról stb.) megbízható és leírható információt szerezzünk. Ezt az információt a mérés eredményének nevezzük.

Mértékegységek: SI (Systeme International d'Unités)

Alapegységek: m, kg, s, A, K, cd, mol

Kiegészítő egységek: rad, sr

Nem használható egységek: q, kp, kp/cm² (at), mmHg, LE, cal

Önálló nevű származtatott egységek összefoglalva az 1-1. táblázatban találhatóak.

Az SI mértékegység-rendszer mellett korlátozás nélkül, illetve néhány szakterületre korlátozottan további mértékegységek is használhatók. Ezek közül a leggyakrabban és legáltalánosabban használt mértékegységek az alábbiak:

celsius-fok	°C
liter	l
tonna	t
perc	min
óra	h
nap	d
hét	-
hónap	-
év	-
kilométer per óra	km/h
wattóra	Wh
ívmásodperc	-
ívperc	'
fok	°
voltamper	VA (szakterületen)
var	var (szakterületen)
elektronvolt	eV (szakterületen)
bar	bar (szakterületen)

Származtatott mennyiségek:

Mennyiség neve	Jele	Egység neve	Kifejezés más egységekkel
Frekvencia	f	hertz, Hz	$f = \frac{1}{T}; \left[\frac{1}{s} \right]$
Erő	F	newton, N	$F = m \cdot a; [\text{mkgs}^{-2}]$
Munka, energia, hőmennyiség	W	joule, J	$W = F \cdot s; [\text{Nm}] = [\text{Ws}]$
Teljesítmény	P	watt, W	$P = \frac{W}{t}; \left[\frac{\text{J}}{\text{s}} \right]$
Vill. töltés	Q	coulomb, C	$Q = \int i dt; [\text{As}]$
Vill. feszültség	U	volt, V	$U = \frac{P}{I}; \left[\frac{\text{W}}{\text{A}} \right]$
Ellenállás	R	ohm, Ω	$R = \frac{U}{I}; \left[\frac{\text{V}}{\text{A}} \right]$
Vill. vezetés	G	siemens, S	$G = \frac{1}{R}; \left[\frac{\text{A}}{\text{V}} \right]$
Kapacitás	C	farad, F	$C = \frac{Q}{U}; \left[\frac{\text{As}}{\text{V}} \right]$
Mágneses fluxus	Φ	weber, Wb	$U_i = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \Rightarrow \Phi = -\frac{1}{N} \int U dt; [\text{Vs}]$
Mágneses indukció	B	tesla, T	$B = \frac{\Phi}{A}; \left[\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} \right] = \left[\frac{\text{Wb}}{\text{m}^2} \right]$
Induktivitás	L	henry, H	$L = \frac{N \cdot \Phi}{I}; \left[\frac{\text{Vs}}{\text{A}} \right]$

1-1. Táblázat

SI prefixumok:

Név	Jel	Érték
exa	E	10^{18}
peta	P	10^{15}
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hekto	h	10^2
deka	da (dk)	10
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
milli	m	10^{-3}
mikro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
piko	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	aA	10^{-18}

1-2. táblázat

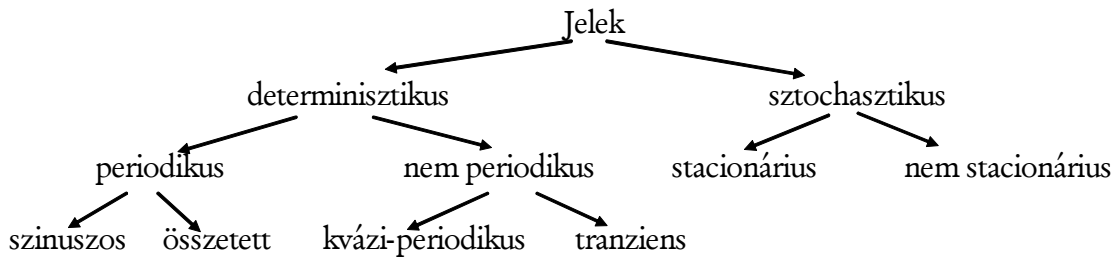
Mérés csoportosítása:

1. **Közvetlen** mérés: a mérendő mennyiséget közvetlenül a mértékegység egységnyi mennyiségével hasonlítjuk össze, pl. kétkarú mérleg, tolómérő.
Közvetett mérés: a mérendő mennyiséget egy szimbólummal, vagy egy, a mérendő mennyiség mértékegységétől eltérő mértékegység egységnyi mennyiségével hasonlítjuk össze, és ezután alakítjuk át (akár több szinten is) a megkívánt mértékegységnek megfelelő mennyiséggé, pl. elektronikus mérőműszerek, piezoelektromos érzékelők.
2. **Analóg** mérés: időben folytonos mérést és mérési eredményt biztosít. Az analóg érzékelők kimenetén folytonos jel jelenik meg. Az analóg mérőműszerek kijelzője mutató, ami időben folyamatos módon mutatja a mért értéket.
Digitális mérés: időben diszkrét eredményeket adó mérést biztosít, meghatározott időpillanatokban mért értékeket raszterekbe osztva ad mérési eredményt, pl. számkijelzős műszerek.

Mérési módszer: Az elv, amely szerint a mérést megtervezzük és elvégezzük.

Mérési eljárás: A módszer, az eszköz és a mérést végző személy együttes tevékenysége.

A mérés tárgya: Jelek



1-1. ábra

Determinisztikus jelek: Matematikai kifejezésekkel leírhatóak és matematikai összefüggésekkel kezelhetőek.

Sztochasztikus jelek: Matematikai módszerekkel csak részlegesen kezelhetőek.

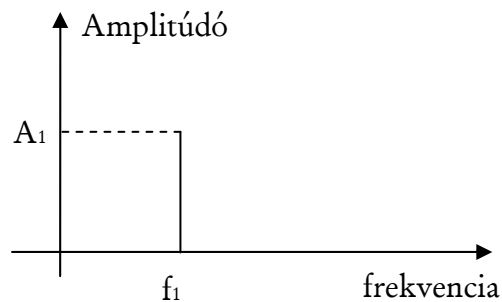
Statisztikai jellemzőkkel vázolhatóak:

- várható érték - idő függvény
- négyzetes középérték - idő függvény
- variancia
- autokorreláció függvény
- autokovariancia függvény
- keresztkorreláció függvény
- keresztkovariancia függvény

Periodikus jelek: T periódusidő, Fourier sorba fejthetőek (szinusz és koszinuszok összegeként felírhatóak)

Színuszos jelek:

$$x(t) = A \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \varphi)$$

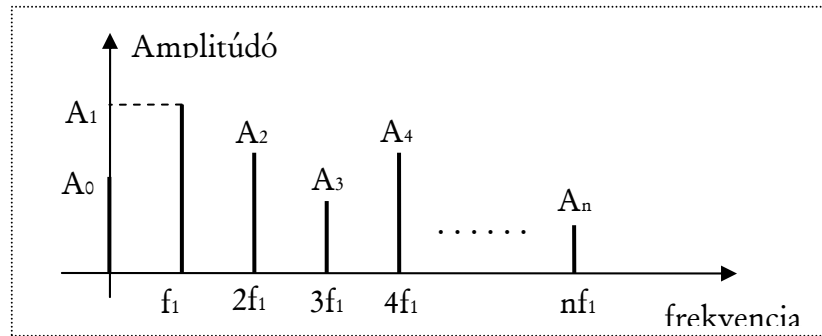


1-2. ábra

Összetett periodikus jelek:

$$x(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cdot \cos 2\pi f_0 \cdot t + B_n \cdot \sin 2\pi f_0 t) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cdot \cos(n 2\pi f_0 t + \Theta_n) =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn 2\pi f_0 t}$$



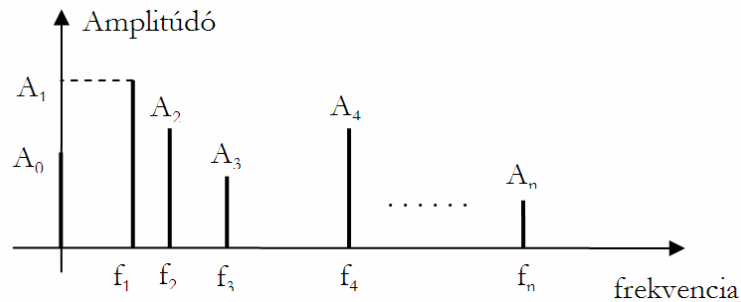
1-3. ábra

Kvazi-periodikus jelek:

$$x(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cdot \cos 2\pi f_n \cdot t + B_n \cdot \sin 2\pi f_n t)$$

ahol

$$\frac{f_n}{f_1} \neq \text{egész szám}$$



1-4. ábra

Tranziens jelek: Egyszeri, nem periodikus folyamatok, melyek véges energiájúak:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt < \infty$$

Részleges leírás: felfutási idő
 lefutási idő
 beállási idő
 túllövés, stb.

Teljes leírás: bizonyos matematikai feltételek mellett Fourier ill. Laplace transzformációval.

1.2. Mérési hibák

Minden mérési eredmény kisebb nagyobb hibát tartalmaz, ezért a mérendő mennyiség valódi értékét teljes biztonsággal nem lehet meghatározni.

A mérés során természetesen arra kell törekedni, hogy a valódi érték legjobb becslését megtaláljuk. A legjobb becsléssel meghatározott értéket helyes értéknek nevezzük.

Ha a mérési hiba kicsi, akkor az esetleg elhanyagolható. Ha túl nagy a mérés hibája, akkor esetleg egy jobb mérési módszer alkalmazásával érhetjük el a kívánt pontosságot.

De mikor nagy és mikor elhanyagolható egy mérés hibája?

Egyáltalán hogyan becsülhető meg a mérési hiba nagysága?

Ahhoz, hogy egy mérés során a helyes értéket meg tudjuk határozni, és a hiba nagyságát jól becsülve a fenti kérdésekre válaszolni tudjunk, közelebbről meg kell ismerni a mérési hibák eredőit és jellemzőit.

1.2.1. A mérési hibák csoportosítása

A mérési hibákat jellegük szerint három csoportba sorolhatjuk:

a, rendszeres hibák

b, véletlen hibák

c, durva hibák

Rendszeres hiba

Rendszeres hibáknak azokat a hibákat nevezzük, amelyek nagysága és előjele meghatározható, amelyekkel így a mérési eredményt pontosítani lehet.

A rendszeres hibák felismerése, a hibák nagyságának és előjelének megállapítása - a mérőberendezések rendszeres hitelesítése mellett - különös figyelmet és nagy szakértelmet igényel. A rendszeres hiba meghatározása technikai és gazdasági kérdés is lehet. Bizonyos rendszeres hibák olyan kis mértékűek, hogy elhanyagolhatóak, mások pontos meghatározása gazdaságosan nem lehetséges, s vannak olyan rendszeres hibák is, amelyek pontos meghatározása mindenképpen szükséges, ellenkező esetben torz mérési eredményt kapunk.

Véletlen hiba

Véletlen hibáknak azokat a hibákat nevezzük, amelyeknek a pontos értékét nem tudjuk meghatározni, sőt időben is mutathatnak változó hatást, ezért az általuk létrehozott mérési hiba nagysága is és előjele is (adott határok között) megváltozhat. Így a véletlen hibák nagyságát és előjelét nem ismerjük. Meg kell jegyezni, hogy a véletlen hibáknak is konkrét okai vannak, de ezeket az okokat nem ismerjük, vagy nem tudjuk kiküszöbölni.

A véletlen hibákat egy olyan $\pm\sigma$ szélességű intervallummal lehet megadni, amelyben az általunk előírt valószínűséggel (a mérnöki tudományokban legtöbbször 99,74%-os való-

színűséggel) benne van a véletlen hibától mentes valódi érték. Ezt az intervallumot megbízhatósági intervallumnak, vagy konfidencia intervallumnak nevezik.

A konfidencia intervallum ismeretében a helyes értéket (x_H) a

$$x_H = \bar{x} \pm \sigma$$

összefüggés segítségével határozhatjuk meg.

A konfidencia intervallumot méréssorozat segítségével határozhatjuk meg. Mérési sorozatról akkor beszélünk, amikor ugyanazt a mérendő mennyiséget ugyanazzal a műszerrel azonos külső körülmények között ugyanazon megfigyelő többször egymásután megméri.

A mérési eredmények a véletlen hibák miatt kis ingadozást mutatnak. A mérési sorozat és az így kapott mérési eredmények ismeretében a matematikai statisztika segítségével meghatározható a várható érték jó becslése, továbbá az a $\pm\sigma$ intervallum, amelybe az elvégzendő mérések eredményei az általunk előírt valószínűséggel beleesnek.

Véletlen hibának tekintjük azokat a rendszeres hibákat is, amelyek elvileg meghatározhatók ugyan, de a hiba meghatározása túlságosan bonyolult, költséges stb.

Ilyen esetben a hibahatárokat olyan $\pm\sigma'$ intervallummal kell megadni, amely a rendszeres hibának a várható legnagyobb értékét az általunk előírt valószínűséggel tartalmazza.

Durva hiba

Durva hibának erős környezeti hatás, vagy személyi tévedés következtében fellépő olyan hibákat nevezzük, amelyben a relatív hiba akár 50-100%-ot is elérhet.

Például, tömegmérésnél figyelmetlenségből a 0,5 kg-os és 1 kg-os súlyokat összecserejlük.

Mérési hibák helyett gyakran a mérés pontosságáról beszélünk. A pontosság a hiba ellentétes (inverz) fogalma. Azt mutatja meg, hogy a mért érték mennyire van közel a valódi értékhez. Minél nagyobb a hiba, annál kisebb a pontosság.

Hasonlóan gyakran használt fogalom a mérés bizonytalansága, ami nem más, mint a $\pm\sigma$ illetve $\pm\sigma'$ intervallum.

A rendszeres hibák elhanyagolása, figyelembe nem vétele a mérés eredményét torzítottá, a véletlen hibák elhanyagolása pedig a mérés eredményét bizonytalanná teszik.

A gondos mérést az jellemzi, hogy a rendszeres hibákat (a lehetőség határain belül) meghatározzuk és korrigáljuk, így a mérési végeredményben csak a véletlen hibák miatti bizonytalanság szerepel.

1.2.2. Mérőműszerek mérési hibájának számítása, megadása:

A mindenkor mért érték x_i és a helyes érték x_H közötti különbség a méréseredmény abszolút hibája H_i .

$$H_i = x_i - x_H$$

Az abszolút hiba lehet pozitív vagy negatív. Pozitív hibáról beszélünk, ha a mért érték nagyobb, mint a helyes érték.

Ha a mérési hibát a mérendő mennyiségre vonatkoztatjuk, akkor azt relatív - vagy viszonylagos hibának nevezzük.

A relatív hiba jele: h_i

$$h_i = \frac{H_i}{x_H}$$

vagy százalékban:

$$h\% = \frac{H_i}{x_h} \cdot 100$$

Méréshatárra vonatkoztatott relatív hiba:

$$h_v = \frac{H_i}{x_v} \cdot 100\%$$

ahol x_v a végkitéréshez (méréshatárhoz) tartozó pontos érték.

Hibahatár:

$$h_b = |h_v(\alpha)|_{\max}, \text{ ahol } \alpha \text{ a műszer mutatójának kitérését jelenti.}$$

Analóg mérőműszerek esetében a hibahatárt felkerekítik egy szabványos értékre, és ezt un. osztálypontosság (O_p) formájában adják meg a műszeren. A szabványos osztálypontosságok: 0.05; 0.1; 0.2; 0.5; 1; 1.5; 2.5; 5.

Analóg érzékelők esetében általában a méréshatárra vonatkoztatott relatív hibát adják meg a katalógusban.

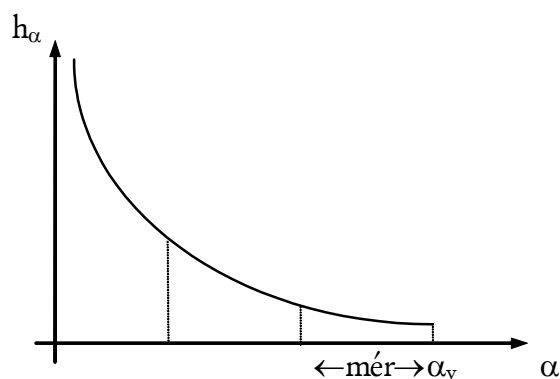
A fentiek alapján megállapítható, hogy mivel a méréshatárra vonatkoztatott hiba egy katalógusban megadott állandó érték, a műszerek/érzékelők abszolút hibája a méréstartomány teljes szélességén azonos:

$$H = O_p \cdot x_v / 100\%$$

Ezért a relatív hiba a mutató kitérésével/mért értékkel csökken, vagyis annál pontosabb a mérés, minél nagyobb a mutató kitérése. Ezért a mérés technika egyik alapszabálya, hogy analóg műszerrel, vagy érzékelővel az adott tartomány felső harmadában érdemes mérni!

A mérés relatív hibája a műszer mutató kitérésének függvényében:

$$h(\alpha) \cong O_p \frac{\alpha_v}{\alpha}$$



1-5. ábra

(Megjegyzés: Bizonyos analóg érzékelők a működési elvüknek és jellemzőiknek köszönhetően a skála teljes szélességén azonos relatív hibával működnek, de ezek ritka kivételek, pl. platina ellenállás-hőmérő, piezoelektromos érzékelők.)

Példák a mérési hibák számolására:

1. Egy analóg voltmérő pontossági osztálya 1,5. A végkitérése 150 V. Mérést végzünk és a mutató 45 V-ot mutat.

- a. Mekkora a mérés abszolút hibája?

$$H = 150 \text{ V} \cdot 1,5 / 100 = 2,25 \text{ V}$$

- b. Mekkora a mérés maximális relatív hibája?

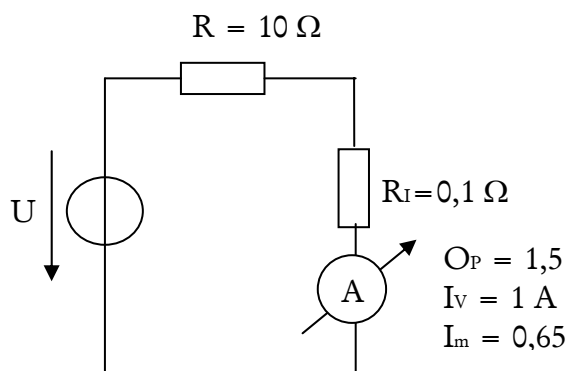
$$h = 2,25 / (45 \pm 2,25) \cdot 100 \%$$

a nagyobb értéket figyelembe véve:

$$h = 2,25 \cdot 100 / 42,75 = 5,26 \%$$

- c. Mekkora a mérés maximális végkitérésre vonatkoztatott relatív hibája? 1,5 %

2. Mérjük az R ellenálláson átfolyó áramot. Az ellenállás 10Ω , az ampermérő belső ellenállása $0,1 \Omega$, az osztálypontossága 1,5, a végkitérése 1 A, a műszer 0,65 A-t mutat.



1-6. ábra

- a.) Mekkora a mérés rendszeres hibája?
 b.) Mekkora a mérés véletlen hibája?
 Határozza meg a hibákat abszolút és relatív értékben is!

Megoldás:

- a.) A rendszeres hibát a műszer belső ellenállása okozza.
 A rendszeres hiba számítása, relatív értékben kifejezve:

$$\text{A mért érték: } \frac{U}{R + R_i}$$

$$\text{A pontos érték: } \frac{U}{R}$$

$$h = \frac{\frac{U}{R + R_i} - \frac{U}{R}}{\frac{U}{R}} = \frac{\frac{1}{R + R_i} - \frac{1}{R}}{\frac{1}{R}} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R}} - 1 = \frac{1}{1 + \frac{0,1}{10}} - 1 = -0,0099 = -0,99\%$$

Relatív értékben kifejezve a rendszeres hiba nem függ a mért értéktől, és a feszültség értékétől.

A rendszeres hiba abszolút hiba formájában kifejezve:

$$H = 0,65 - 0,65 \cdot \frac{10 + 0,1}{10} = -0,0065 \text{ A}$$

- b.) A véletlen hiba a műszer osztálypontosságából határozható meg:

Abszolút hiba:

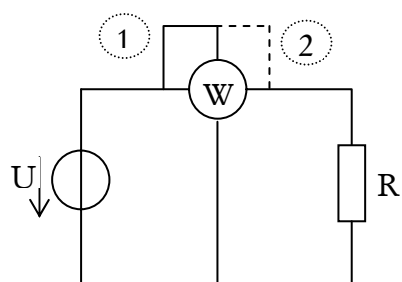
$$H = \frac{O_p \cdot I_v}{100} = \frac{1,5 \cdot 1}{100} = \pm 0,0015 \text{ A}$$

Relatív hiba:

$$h \approx \frac{O_p \cdot I_v}{I_m} = \frac{1,5 \cdot 1}{0,65} = 2,3\%$$

3. Feszültség mérésekor minden esetben ismerjük a műszer belső ellenállását, hiszen az katalógus adat, pontosan meghatározható az ebből adódó rendszeres hiba, de a mérések 99%-ában ez elhanyagolható mértékű, ezért nem számolunk vele. Méréstechnikai ismereteink alapján azonban meg kell tudnunk határozni azokat a ritka eseteket, amikor a műszerek belső ellenállása nem hanyagolható el, mert az nagy mértékben befolyásolja a mérésünk eredményét. Nézzünk erre egy egyszerű példát:

Mérjük meg egy ellenállás teljesítményét elektrodinamikus műszerrel. A feszültségtekercset kapcsolhatjuk az áramtekercs egyik, vagy másik végpontjára:



1-7. ábra

Melyik kapcsolást használná?

Megoldás:

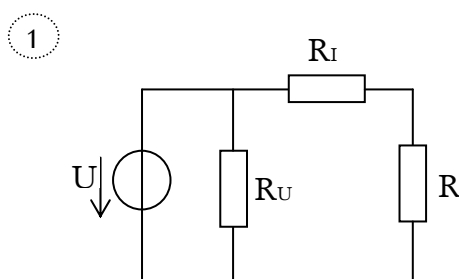
Legyen a műszer feszültségtekercsének belső ellenállása R_U , az áramtekercs belső ellenállása R_I .

Az esetek igen nagy %-ában teljesen mindegy, hogy melyik kapcsolást használjuk, mert egyszerre teljesül az a két feltétel, hogy

$$R_I \ll R \quad \text{és} \quad R_U \gg R.$$

Ha azonban valamelyik feltétel nem teljesül, vagyis vagy túl kicsi, vagy túl nagy ellenállás teljesítményét mérjük, akkor el kell dönteni, hogy melyik kapcsolással érünk el pontosabb eredményt.

Nézzük az 1. kapcsolást:



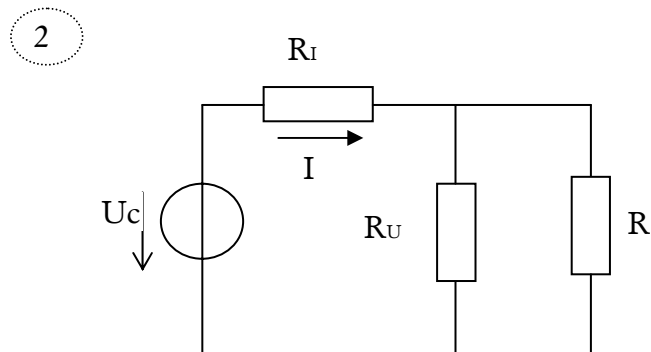
1-8. ábra

Írjuk fel a mérés relatív hibáját:

$$h = \frac{P_{\text{mért}} - P_{\text{pontos}}}{P_{\text{pontos}}} = \frac{U_{\text{mért}} I_{\text{mért}} - U_{\text{pontos}} I_{\text{pontos}}}{U_{\text{pontos}} I_{\text{pontos}}} = \frac{U \frac{U}{(R_I + R)} - U \frac{U}{R}}{U \frac{U}{R}} = -\frac{R_I}{R_I + R}$$

A relatív hiba értéke tehát csak az R_I és az R arányától függ, vagyis a tört értéke akkor lesz kicsi, ha $R_I \ll R$. Ez azt jelenti, hogy kis ellenállások mérésére a kapcsolás nem alkalmas.

A másik kapcsolásra ugyanígy végezzük el a számítást.



1-9. ábra

$$h = \frac{P_{\text{mért}} - P_{\text{pontos}}}{P_{\text{pontos}}} = \frac{U_{\text{mért}} I_{\text{mért}} - U_{\text{pontos}} I_{\text{pontos}}}{U_{\text{pontos}} I_{\text{pontos}}} = \frac{I \frac{R}{(R_U + R)} R_U \cdot I - I^2 R}{I^2 R} = \frac{R}{R_U + R}$$

Ez a relatív hiba csak az R_U és az R viszonyától függ, és akkor kicsi, ha $R_U \gg R$

1.2.3. Mérési sorozatok kiértékelése

Egy mérési sorozat álljon n darab olyan mérésből, amelyeket úgy végeztünk el, hogy minden általunk befolyásolható feltétel a mérések alatt változatlan maradt. A mért értékek halmaza ekkor rendre:

$$x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_n$$

Állítjuk, hogy a várható érték legjobb becslése a mérési sorozat átlaga.

Ennek jele: $\bar{x}$

$$\bar{x} = \frac{1}{n} [x_1 + x_2 + \dots + x_n] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

$\bar{x}$ átlag természetesen „kevesebb” információt tartalmaz, mintha az összes mért értéket felsoroltuk volna, mert az átlag megadással a méréssorozatot jellemző információ egy része elveszik.

Mindennek ellenére az átlag érték a méréssorozat legjobb, legvalószínűbb értékét adja, feltételezve azt, hogy a sorozatban kapott mérési eredmények rendszeres hibától mentesek. Ezt bizonyítja az átlagtól való eltérés lineáris értékére és négyzetére vonatkozó számítás is.

Vizsgáljuk meg az átlagtól való eltérést. A véletlen hibákból adódó értékváltozást úgy számítjuk ki, hogy az $\bar{x}$ átlagértéket kivonjuk a mérési sorozat egyes értékeiből. Ezt az értékváltozást látszólagos hibának nevezzük.

A mérési sorozat eredményeihez tartozó látszólagos hibák ekkor:

$$\delta_1 = x_1 - \bar{x}; \delta_2 = x_2 - \bar{x}; \delta_n = x_n - \bar{x}$$

$$\delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n = \sum_{i=1}^n \delta_i = \sum_{i=1}^n x_i - n\bar{x} = 0$$

$$\text{ebből} \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

ami éppen a mérési sorozat matematikai átlaga.

Az átlagtól való eltérést vizsgáljuk meg a „legkisebb négyzetek módszerével” is.

A mérési sorozat eredményeiből vonjunk le egy tetszés szerinti A számot. Ekkor:

$$\delta_i^2 = (x_i - A)^2 = x_i^2 - 2Ax_i + A^2$$

Képezzük az átlagtól való eltérés négyzetösszegét és ezt jelöljük s -sel.

$$s = \delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_n^2 = \sum_{i=1}^n \delta_i^2$$

$$s = \sum_{i=1}^n x_i^2 - 2A \sum_{i=1}^n x_i + nA^2$$

Vizsgáljuk meg, hogy A milyen értéke mellett lesz s értéke minimális. Ekkor

$$\frac{ds}{dA} = 0; -2 \sum_{i=1}^n x_i + 2nA = 0$$

Rendezve az egyenletet

$$A = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i = \bar{x}$$

ami bizonyítja, hogy az $\bar{x}$ az a szám, amelynél a különbségek négyzetösszege minimális.

E tulajdonság miatt az átlagot a legvalószínűbb értéknek is nevezik.

1.3. Véletlen hibák becslésének módszerei

Ismeretes, hogy a mérési sorozatnak az átlaggal történt megadásakor a sorozatot jellemző információ tartalom egy részét elveszítjük. Azért, hogy a mérések eredménye az átlagérték mellett a legjellemzőbb információkat is tartalmazza, az átlagot – mint ez általában szokásos, - a következőképpen adjuk meg:

$$\bar{x} \pm \delta$$

δ azt az információt tartalmazza, amely megmutatja, hogy a mért adatok milyen mértékben szóródnak az átlag körül. A gyakorlatban különféle mérőszámokat alkalmaznak a szóródás jellemzésére:

Terjedelem (Range)

A terjedelem, amit a mérés technika az angol elnevezés első betűjével, azaz R betűvel jelöl, a sorozat legnagyobb tagja ($x_{\max}$) és legkisebb tagja ($x_{\min}$) közötti távolság.

$$R = x_{\max} - x_{\min}$$

A gyakorlatban gyakran nem a terjedelmet, hanem az

$$L_1 = x_{\max} - \bar{x} \quad \text{illetve}$$

$$L_2 = \bar{x} - x_{\min}$$

értékeket szokás megadni.

L_1 és L_2 ismeretében az eredmény így írható fel:

$$\bar{X} \begin{matrix} +L_1 \\ -L_2 \end{matrix}$$

1.3.1. Átlagos abszolút eltérés (Average of absolute deviation)

Az átlagtól való eltérések (δ) abszolút értékeinek összegéből az átlagos abszolút eltérés a következő képlettel határozható meg:

$$E = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\delta_i|$$

ahol

$$\delta_i = x_i - \bar{X}$$

Az abszolút érték igen lényeges, mert e nélkül az egyenlet 0-val volna egyenlő.

1.3.2. Szórás, vagy standard eltérés (Standard deviation)

A gyakorlati mérés technika ezt a mérőszámot használja leggyakrabban mérési eredmények szóródásának jellemzésére.

A szórás jele: s , definíciója:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}$$

Mivel δ_i a négyzeten szerepel, az átlagtól való eltérés előjele eltűnik, és a nagyobb eltérések nagyobb súllyal szerepelnek. Ugyanazon mérési sorozatra nézve, az s általában nagyobb, mint E és P , de kisebb R -nél. Az eredménynek

$$\bar{x} \pm s$$

alakban történő megadása tehát nagyobb biztonságot ad, mint az $\bar{x} \pm P$, illetve $\bar{x} \pm E$ alakú megadás, de szűkebb értelmű, mint az $\bar{x} \pm L$ alakú eredmény.

Elmondottak természetesen egy adott mérési sorozatra vonatkoznak.

A méréselméletben gyakran használt a szórásnégyzet (variancia), kifejezés, ami értelem-szerűen az

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \delta_i^2$$

Ha $n \gg 1$, ami a méréssorozatok nagy elemszámát tekintve legtöbbször fennáll, a szórás összefüggése jó közelítéssel úgy írható fel, hogy

$$s = \pm \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}$$

ami nem más, mint az átlagtól vett eltérések négyzetének középértéke.

1.3.3. Valószínű hiba. (Probable error)

Néha szokás a szóródást egy olyan P számmal jellemezni, amely által meghatározott $\bar{x} + P_1$ és $\bar{x} - P_2$ közötti intervallumba az összes mért érték fele esik (a nagyság szerint sorba rendezett értékekből az alsó és felső egynegyed mintaszámot hagyjuk el, ha 200 elem van, akkor az 50 legkisebb és 50 legnagyobb elem nem kerül vizsgálatra). Ezt a P számot az irodalomban, - nem túl szerencsésen - valószínű hibának (Probable error) nevezik.

Az

$$\bar{x} \pm P$$

mindig szűkebb intervallumot jellemez, mint az $\bar{x} \pm L$.

Példa a becslési módszerek alkalmazására:

Egy mérési sorozat az alábbi táblázatba foglalt elemeket tartalmazza:

No	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₀	Σ
Ω	100,2	99,9	100,1	100,1	100,2	100,6	100,4	99,7	99,8	100,0	1001

1-3. táblázat

Számítsa ki a terjedelmet, az átlagos abszolút eltérést, a szórást, valószínű hibát.

Megoldás:

a sorozat átlaga:

$$x_0 = (99,7 + 99,8 + 99,9 + 100,0 + 2 \cdot 100,1 + 2 \cdot 100,2 + 100,4 + 100,6) / 10 = 100,1$$

$$R = x_{\max} - x_{\min} = 100,6 - 99,7 = 0,9$$

$$L_1 = x_{\max} - x_0 = 100,6 - 100,1 = 0,5$$

$$L_2 = x_0 - x_{\min} = 100,1 - 99,7 = 0,4$$

Az eredmény megadása: $100,1^{+0,5}_{-0,4}$

b.)

No	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₀	Σ
Ω	100,2	99,9	100,1	100,1	100,2	100,6	100,4	99,7	99,8	100,0	1001
δ	0,1	0,2	0	0	0,1	0,5	0,3	0,4	0,3	0,1	2,0

δ^2	0,01	0,04	0	0	0,01	0,25	0,09	0,16	0,09	0,01	0,66
------------	------	------	---	---	------	------	------	------	------	------	------

1-4. táblázat

$$E = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\delta_i| = \frac{2,0}{10} = 0,2$$

Az eredmény megadása: $100,1 \pm 0,2$

c.)

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \delta_i^2} = \sqrt{\frac{0,66}{9}} = 0,27$$

Az eredmény megadása: $100,1 \pm 0,27$

d.)

A valószínű hiba meghatározásához a mérési eredmények felét kell alapul venni, vagyis 5 értéket. Ilyen kevés mérési eredmény esetén (10db) kijelenthetjük, hogy nincs értelme valószínű hiba számolásának, de a példa kedvéért mégis számoljuk ki.

Rendezzük növekvő sorrendbe az adatokat:

No	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₀
Ω	99,7	99,8	99,9	100,0	100,1	100,1	100,2	100,2	100,4	100,6

1-5. táblázat

A sorba rendezett sorozat alapján (10 minta esetén a fele 5, ami páratlan, ezért kétféleképpen is számolhatunk. Nagyszámú minta esetén ez a hiba elhanyagolható):

$$P_1 = R_8 - x_0 = 100,2 - 100,1 = 0,1 \quad \text{vagy} \quad P_1 = R_7 - x_0 = 100,2 - 100,1 = 0,1$$

$$P_2 = x_0 - R_4 = 100,1 - 100 = 0,1 \quad \quad \quad P_2 = x_0 - R_3 = 100,1 - 99,9 = 0,2$$

Megadás:

$$100,1^{+0,1}_{-0,1} \quad \text{vagy} \quad 100,1^{+0,1}_{-0,2}$$

1.4. Hibaeloszlás, hiba előfordulási valószínűség számítása, mérési hibák statisztikai analízise

1.4.1. Mérési eredmények előfordulási valószínűségének meghatározása

A normális (Gauss) eloszlás sűrűségfüggvénye

Egy ismeretlen x_0 mennyiség értékét többszöri n számú független méréssel kívánjuk meghatározni. A mérési eredményeket, melyek a mérési hiba következtében többé-kevésbé eltérnek egymástól mérési sorozatba rendezzük. Ezek az eredmények valószínűség számítási szempontból (az x_i mennyiségek) független, azonos eloszlású valószínűségi változóknak tekinthetők, amelyeknek közös várható értékük x_0 . Jelöljük ezek sűrűségfüggvényét $f(x)$ -szel, majd ezt felülvizsgálva néhány alapfeltételből kiindulva határozzuk meg a mérési hibák sűrűségfüggvényét.

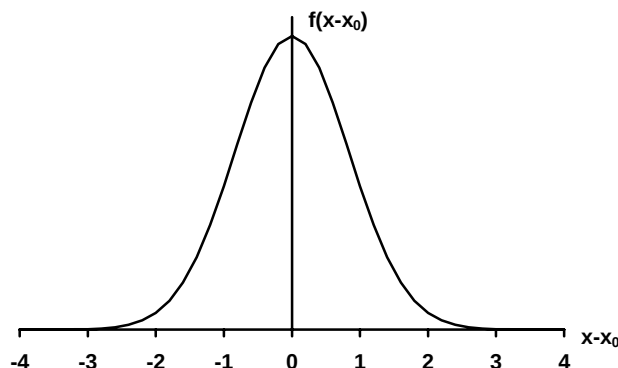
Az i -edik mérés hibája, δ_i

$$\delta_i = x_i - x_0 \quad i = 1, 2 \dots n$$

δ_i -re az alábbi - a normális eloszlásra jellemző - kikötéseket tesszük:

- Az azonos nagyságú pozitív és negatív hiba előfordulásának valószínűsége egyforma legyen.
- A kisebb hibák előfordulásának valószínűsége nagyobb legyen, mint a nagyobb hibáké.
- Zérus hiba előfordulásának valószínűsége legyen a legnagyobb.

A sűrűségfüggvényt ábrázolhatjuk az x_i vagy a δ_i függvényben. Ha a tengelyre δ_i értéket viszünk fel, akkor ez az x_i szerinti ábrázoláshoz viszonyítva csak annyi változást jelent, hogy a koordináta rendszer kezdőpontját a $\delta_i = x_i - x_0$ egyenletnek megfelelően x_0 -val eltoljuk.



1-10. ábra: Normal (Gauss) eloszlás sűrűségfüggvénye

$$f(x - \bar{x}) = \frac{k}{\sqrt{\pi}} e^{-k^2(x - \bar{x})^2}$$

$$f(\delta) = \frac{k}{\sqrt{\pi}} e^{-k^2\delta^2} \quad (1.1)$$

Fentiek alapján meghatározható annak valószínűsége, hogy egy mérési adat a $\delta_1 < \delta < \delta_2$ intervallum közé essék. A (1.1) egyenlet alapján:

$$P(\delta_1, \delta_2) = \frac{k}{\sqrt{\pi}} \int_{\delta_1}^{\delta_2} e^{-k^2\delta^2} d\delta$$

Továbbiakban vizsgáljuk meg a (1.1) egyenlet lényeges tulajdonságait:

- A függvény maximuma a $\delta = 0$ helyen van, ami megfelel annak a feltételnek, hogy a $\delta = 0$ hely környezetébe eső hibák előfordulásának valószínűsége a legnagyobb. A függvény maximuma:

$$f(0) = \frac{k}{\sqrt{\pi}} \quad (1.2)$$

- A függvény a $\delta = 0$ -hoz tartozó ordinátára tükrös, tehát azonos nagyságú pozitív és negatív hibák előfordulási gyakorisága megegyező.

a görbe inflexiós pontjainak δ_0 abszcisszáját a

$$\left(\frac{d^2 f(\delta)}{d\delta^2} \right)_{\delta = \delta_0} = 0$$

egyenlet határozza meg:

$$-\frac{2k^3}{\sqrt{\pi}} (1 - 2k^2\delta_0^2) e^{-k^2\delta_0^2} = 0$$

amiből:

$$\delta_0 = \pm \frac{1}{\sqrt{2}k} \quad (1.3)$$

E ponthoz tartozó ordináta:

$$f(\delta_0) = \frac{k}{\sqrt{\pi}} e^{-\frac{1}{2}}$$

Figyelembe véve a (1.2) egyenletet:

$$f(\delta_0) = \frac{f(0)}{\sqrt{e}}$$

Tehát az inflexiós pontokhoz tartozó ordináta a maximálisnak 60,7%-a.

A C_1 és C_2 integrál állandókat meghatároztuk, ugyanakkor új állandóként egy k paramétert vezettünk be. Következőkben vizsgáljuk meg k állandó jellegét és befolyását a Gauss görbe alakjára. A (1.1) egyenletből következik, hogy annál karcsúbb a sűrűségfüggvény és annál erőteljesebben közeledik a δ tengelyhez, minél nagyobb k értéke. (1-10. ábra) Figyelembe véve azt, hogy a görbe alatti terület minden esetben egységnyi, a k értéke arra mutat rá, hogy egy olyan mérési sorozatban, ahol k értéke nagy, ott a mérési eredmény szorosan az átlag körül csoportosulnak, nagy hibák csak ritkán lépnek fel, illetve kis k értékek mellett a nagyobb hibák előfordulásának gyakorisága nagyobb.

A k értéke tehát meghatározható abból, hogy a mért értékek milyen szorosan csoportosulnak az átlag körül, más szóval a mérési sorozat szóródásából. Elmondottakból következik az is, hogy minél pontosabb egy mérés, annál nagyobb a k értéke és annál kisebb a szóródás.

Mindebből következik, hogy a szóródásnak a 1.3. fejezetben ismertetett kifejezései és a k között összefüggés található. Ez a kapcsolat az alábbi módon írható fel:

Az átlagos abszolút eltérés:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x}) f(x) dx = 2 \cdot \int_0^{\infty} \delta \cdot f(\delta) d\delta = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} k \delta e^{-k^2 \delta^2} d\delta$$

és a szórásnégyzet:

$$s^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x})^2 f(x) dx = \frac{2}{k\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \delta^2 k^2 e^{-k^2 \delta^2} d\delta$$

$k \cdot \delta = u$ helyettesítéssel, az integrálok megoldhatók. A részletes számítást mellőzve a következő eredményeket kapjuk:

$$E = \frac{1}{k\sqrt{\pi}} \quad (1.4)$$

$$s = \frac{1}{k\sqrt{2}} \quad (1.5)$$

Az s szórás kifejezését hasonlítsuk össze az (1.3) egyenletben meghatározott inflexiós pontokhoz tartozó abszcissa értékkel:

$$\delta_0 = \pm \frac{1}{\sqrt{2 \cdot k}} = \pm s \quad (1.6)$$

azaz azt kapjuk, hogy $\delta_0 = \pm s$

Az (1.4) és (1.5) egyenletekből egy fontos összefüggést írhatunk fel:

$$\frac{s^2}{E^2} = \frac{\pi}{2} \quad (1.7)$$

Az (1.7) egyenlet azért fontos, mert ez a kifejezés tájékoztatást ad arról, hogy a mérési eredmények eloszlása, milyen mértékben közelíti meg a normális eloszlást.

Továbbiakban feltételezve azt, hogy a méréssorozatunk eloszlása eleget tesz a normális eloszlás feltételeinek (azaz $S^2/E^2 = 1,57 \pm 15\%$) szám szerint határozzuk meg azt a valószínűséget, amely valószínűséggel a mérési sorozat egy eredménye a δ_1 és δ_2 hibák által közbezárt intervallumba esik. Azt az egyenletet, melyet a $\delta_1 = -\infty$ $\delta_2 = \delta$ esetében az (1.8) integrál kifejezés megoldásával kapunk a normális eloszlás eloszlásfüggvényének nevezzük:

$$F(\delta) = (-\infty : \delta) = \frac{k}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\delta} e^{-k^2 \delta^2} d\delta \quad (1.8)$$

Ennek az integrálnak zárt alakú megoldása nincs, numerikus kiszámítása bonyolult, ezért a megoldást részletesen bemutatjuk.

Alakítsuk át az (1.6) egyenletet a következő helyettesítéssel:

$$t = \sqrt{2k} \cdot \delta = \frac{\delta}{s} \quad (1.9)$$

Ez azt jelenti, hogy $\delta = t \cdot s$, tehát az abszcissa tengely δ helyett s egységeiben van skálázva, t tehát tetszőleges valós szám.

Számítástechnikai okokból célszerű az integrál numerikus értékét 0 és t határok között meghatározni.

Felhasználva az (1.9) szerinti helyettesítést:

$$P(0, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (1.10)$$

Az (1.10) alapján kiszámítható a $P(t_1, t_2)$ értéke is:

$$P(t_1, t_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{t_2} e^{-\frac{t^2}{2}} dt + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{t_1}^0 e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

Az (1.10) integrál összefüggés a sűrűségfüggvényt Taylor - sorba fejtve megoldhatjuk. A megoldás sorának első tagjai:

$$P(0, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} \left[t + \frac{t^3}{3} + \frac{t^5}{3 \cdot 5} + \frac{t^7}{3 \cdot 5 \cdot 7} + \dots \right] \quad (1.11)$$

Az (1.11) egyenlet alapján kiszámolható valószínűségi értékeket az 1-6. táblázatban adjuk meg. A táblázatban a t -hez tartozó érték kétszerese adja meg azt a valószínűséget, amellyel egy tetszőleges mérés a sorozat átlaga körüli

$$\bar{x} \pm t \cdot s$$

intervallumba esik.

A táblázatból megállapítható pl., hogy

ha $t = 1$, akkor	$P(-1, +1) = 2 \cdot 0,3413 = 0,6826$
$t = 2$	$P(-2, +2) = 2 \cdot 0,4773 = 0,9546$
$t = 3$	$P(-3, +3) = 2 \cdot 0,4987 = 0,9974$

A táblázatból tehát kiszámítható a százalékos valószínűsége annak, hogy a sorozat egy tetszőleges mérési adat normális eloszlás esetén az $\bar{x} \pm t \cdot s$ határokon belülre esik. Például annak valószínűsége, hogy egy mérés

$\bar{x} \pm s$	intervallumba essék: 68,3 %
$\bar{x} \pm 2s$	"- 95,5 %

$$\bar{x} \pm 3s \quad \text{"-"} \quad 99,7 \%$$

Az $\bar{x} \pm 3s$ 99,7 % valószínűsége azt mutatja, hogy az átlag körül megadott $\pm 3s$ intervallum - normális eloszlást feltételezve - közel 1 valószínűséggel tartalmazza az azonos körülmények között - mérhető minden mérési adatot.

Fentiek úgy is értelmezhetők, hogy a megadott intervallumokba (s, 2s, 3s) esik átlagosan az összes mérések 68,3%, 95,5% ill. 99,7%-a. A $\pm 3s$ határon belül esik pl. 1000 mérés közül 997.

Hiba előfordulási valószínűségének meghatározása:

Annak meghatározását tehát, hogy egy mérési sorozat terjedelmén belül egy meghatározott intervallumba mekkora valószínűséggel kerül egy mérési eredmény, az alábbi módszer szerint végezzük el:

1. Meghatározzuk a sorozat átlagát, szórását, átlagos abszolút eltérését, terjedelmét.
2. Meghatározzuk az s^2/E^2 érték alapján, hogy a sorozat Gauss eloszlású-e. Ha a $\pi/2$ -től 15%-nál nem nagyobb mértékben tér el, akkor a sorozat Gauss eloszlásúnak tekinthető, és az előfordulási valószínűség meghatározására alkalmazható a normális eloszlás sűrűségfüggvényének integrálértékeit megadó táblázat (matematikai/műszaki függvénytáblázatokban megtalálható).
3. Amennyiben Gauss eloszlású a sorozat, meghatározzuk, hogy a vizsgálandó intervallum (Π_1 Π_2) határai a szórással milyen arányban állnak

$$t_1 = \Pi_1/s; t_2 = \Pi_2/s$$

4. A matematikai függvénytábla normális eloszlás sűrűségfüggvényének integrál táblázatából meghatározzuk a t_1 és t_2 értékekhez tartozó értékeket, amely meghatározza az alábbi intervallumok előfordulási valószínűségét:

$$P(0, t_1 \cdot s) = P(0, \delta_1) = \int_0^{\delta_1} \frac{1}{s \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} e^{-\frac{1}{2 \cdot s^2} \delta^2} d\delta$$

$$P(0, t_2 \cdot s) = P(0, \delta_2) = \int_0^{\delta_2} \frac{1}{s \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} e^{-\frac{1}{2 \cdot s^2} \delta^2} d\delta$$

Az intervallumok előjelének függvényében összeadjuk, vagy kivonjuk a kapott integrálértékeket, amely meghatározza a keresett intervallum előfordulási valószínűségét.

5. Amennyiben a 2. pontban azt határoztuk meg, hogy a sorozat nem Gauss eloszlású, akkor nem alkalmazható a 3. és 4. pontban leírt módszer. Ebben az esetben az előfordulási valószínűség kiszámításához meg kell határozni egy sűrűségfüggvényt, amely a sorozatra jellemző. Az így meghatározott empirikus (gyakorlati, tapasztalati) sűrűségfüggvény integrálása a keresett intervallumon megadja az előfordulási valószínűséget.

A Gauss eloszlás sűrűségfüggvényének az integráljai:

t	0	,01	,02	,03	,04	,05	,06	,07	,08	,09
0,0	,0000	,0040	,0080	,0120	,0160	,0199	,0239	,0279	,0319	,0359
,1	,0398	,0438	,0478	,0517	,0557	,0596	,0636	,0675	,0714	,0754
,2	,0793	,0832	,0871	,0910	,0948	,0987	,1026	,1064	,1103	,1141
,3	,1179	,1217	,1255	,1293	,1331	,1368	,1406	,1443	,1480	,1517
,4	,1554	,1591	,1628	,1664	,1700	,1736	,1772	,1808	,1844	,1879
,5	,1915	,1950	,1985	,2019	,2054	,2088	,2123	,2157	,2190	,2224
,6	,2258	,2291	,2324	,2357	,2389	,2422	,2454	,2486	,2518	,2549
,7	,2580	,2612	,2642	,2673	,2704	,2734	,2764	,2794	,2823	,2852
,8	,2881	,2910	,2939	,2967	,2996	,3023	,3051	,3079	,3106	,3133
,9	,3159	,3186	,3212	,3238	,3264	,3289	,3315	,3340	,3365	,3389
1,0	,3413	,3438	,3451	,3484	,3508	,3531	,3554	,3577	,3599	,3621
,1	,3643	,3665	,3686	,3708	,3729	,3749	,3770	,3790	,3810	,3830
,2	,3349	,3869	,3888	,3907	,3925	,3944	,3962	,3980	,3997	,4015
,3	,4032	,4049	,4066	,4082	,4099	,4115	,4131	,4147	,4162	,4177
,4	,4192	,4207	,4222	,4236	,4251	,4265	,4279	,4292	,4306	,4319
1,5	,4332	,4345	,4357	,4370	,4382	,4394	,4406	,4418	,4430	,4441
,6	,4452	,4463	,4474	,4485	,4495	,4505	,4515	,4525	,4535	,4545
,7	,4554	,4564	,4573	,4582	,4591	,4599	,4608	,4616	,4625	,4633
,8	,4641	,4649	,4656	,4664	,4671	,4678	,4686	,4693	,4700	,4706
,9	,4713	,4719	,4726	,4732	,4738	,4744	,4750	,4756	,4762	,4767
2,0	,4773	,4778	,4783	,4788	,4793	,4798	,4803	,4808	,4812	,4817
,1	,4821	,4826	,4830	,4834	,4838	,4842	,4846	,4850	,4854	,4857
,2	,4861	,4865	,4868	,4871	,4875	,4878	,4881	,4884	,4887	,4890
,3	,4893	,4896	,4898	,4901	,4904	,4906	,4909	,4911	,4913	,4916
,4	,4918	,4920	,4922	,4925	,4927	,4929	,4931	,4932	,4934	,4936
2,5	,4938	,4940	,4941	,4943	,4945	,4946	,4948	,4949	,4951	,4952
,6	,4953	,4955	,4956	,4957	,4959	,4960	,4961	,4962	,4963	,4964
,7	,4965	,4966	,4967	,4968	,4969	,4970	,4971	,4972	,4973	,4974
,8	,4974	,4975	,4976	,4977	,4977	,4978	,4979	,4980	,4980	,4981
,9	,4981	,4982	,4983	,4983	,4984	,4984	,4985	,4985	,4986	,4986
3,0	,4987	,4987	,4987	,4988	,4988	,4989	,4989	,4989	,4990	,4990
,1	,4990	,4991	,4991	,4991	,4992	,4992	,4992	,4992	,4993	,4993
,2	,4993	,4993	,4994	,4994	,4994	,4994	,4994	,4995	,4995	,4995
,3	,4995	,4995	,4996	,4996	,4996	,4996	,4996	,4996	,4996	,4997
,4	,4997	,4997	,4997	,4997	,4997	,4997	,4997	,4997	,4998	,4998
3,5	,4998	,4998	,4998	,4998	,4998	,4998	,4998	,4998	,4998	,4998
,6	,4998	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999
,7	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999
,8	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,4999	,5000	,5000	,5000

1-6. táblázat

1.4.2. Empirikus sűrűségfüggvény meghatározása a mérési adatok csoportosításával

A 1-7. táblázat egy mérési sorozat adatait tartalmazza nagyság szerint rendezett sorrendben (x_i), valamint meghatároztuk a sorozat átlagát, szórását (s), az E abszolút átlagos eltérését, az R terjedelmet és a P valószínű hibát. (PC programokkal ezek a számítási feladatok igen gyorsan elvégezhetők.)

Az empirikus sűrűségfüggvény létrehozásához a mérési sorozat elemeit célszerűen csoportosítjuk. Azt a teljes intervallumot, amelyben a változók (mérési adatok) elhelyezkednek, felosztjuk kisebb egyenlő hosszúságú Δx intervallumokra. Ezeket a középpontjukhoz tartozó x_r mérési adattal jellemezzük. Egy adott Δx intervallumon belül az összes változót megegyezőnek tekintjük és egyedi értéküket a Δx intervallum középpontja által meghatározott értékkel helyettesítjük. Ezáltal a feldolgozandó adatok számát csökkentettük és ez a csökkentés, - ha a Δx intervallum hosszát kellően választjuk meg - a kapott eredmények pontosságát alig befolyásolja.

Jelölje x_{ri} az i -edik, Δx szélességű intervallum középpontját. Ezen intervallumban levő változók száma legyen n_{ri} , ami nem más, mint a változók gyakorisága.

A számításainkhoz vezessük be a $\varphi(x_r)$ függvényt úgy, hogy

$$n_r = \varphi(x_r)$$

A $\varphi(x_r)$ függvény bevezetése matematikailag korrekt, mert n_r ténylegesen x_r -től függ. A Δx szélességű intervallumban levő változók száma mindig egész szám. Ha az összes részintervallumok száma m , akkor nyilvánvalóan

$$\sum_{i=1}^m n_{ri} = \sum_{i=1}^m \varphi(x_{ri}) = n$$

A csoportosított adatok átlaga, ha n elegendő nagy szám

$$\sum_{i=1}^n x_i \cong \sum_{i=1}^m x_{ri} \cdot \varphi(x_{ri}) = \sum_{i=1}^m x_{ri} n_{ri}$$

ebből következik, hogy:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cong \bar{x}_r = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m x_{ri} \varphi(x_{ri}) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m x_{ri} n_{ri} \quad (1.12)$$

A csoportosított átlagos abszolút eltérés kiszámításához meg kell határoznunk a csoportonkénti átlagtól való eltéréseket:

$$\delta_{r_i} = \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{x}_{r_i}$$

$$\sum_{i=1}^n |\delta_i| \approx \sum_{i=1}^m |\delta_{r_i}| n_{r_i}$$

A csoportosított átlagos abszolút eltérés kiszámítása:

$$E_r = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m |\delta_{r_i}| \cdot n_{r_i} \quad (1.13)$$

A csoportosított szórás kiszámítása:

$$\sum_1^n \delta_i^2 = \sum_1^m (\bar{x}_r - \bar{x})^2 n_r = \sum_1^m \delta_r^2 n_r$$

$$s_r = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^m n_{r_i} \delta_{r_i}^2} \quad (1.14)$$

A táblázatban a csoportosított adatok jellemzőit ezen összefüggések felhasználásával számítottuk ki.

Csoportosított adatok ábrázolása. A 1-7. táblázat alatti ábrákon bemutatjuk a táblázat csoportosított adatait.

A 1-11. ábrán az abszcisszán a Δx szélességű intervallumokat, ordinátaként pedig a gyakoriságokat mértük fel. Ezt a grafikus ábrázolást hisztogramnak nevezzük. A hisztogramok szerkesztése gyakori, mert ezek hasznos képet adnak a változók eloszlásáról.

Az ilyen hisztogramok hátránya az, hogy a hisztogram ordinátái az x_i esemény bekövetkezésének számát adják, ezért a kísérletek n számának növelése az ordináták növeléséhez vezet. Ha pl. a táblázatban közölt mérési sorozatban változatlan körülmények mellett $n = 20$ helyett 40 mérést végzünk és az eredményeket az előzővel azonos Δx szélességű csoportokból alkotott hisztogram különbözik az eredeti ábrától. A hisztogram alakja az előzőhöz képest módosul, mivel egyrészt az egy intervallumba eső mérések száma megnő, továbbá a változók terjedelme is kissé növekszik. Ezzel az ábrázolás változik, két hisztogram összehasonlítása nehézkessé válik, ezért célszerű a hisztogram ordinátáját normalizálni, azaz ordinátaként n_r helyett $\frac{n_r}{n}$ -et választani, ahol n az összes mérések

száma, $\frac{n_r}{n}$ az r -edik intervallumba eső változók relatív gyakorisága ($r = 1, 2, \dots, m$). Ilyen ábrázolás mellett a hisztogram ordinátája egyenlő annak a valószínűségével, amely valószínűséggel egy tetszőleges mérési adat az adott intervallumba esik:

$$P(\bar{x}_r) = \frac{n_r}{n} = \frac{\varphi(\bar{x}_r)}{n}$$

Belátható, hogy a redukált ordináták magassága a kísérletek n számától - egy bizonyos határon túl - alig függ, mivel - azonos kísérleti körülmények mellett, az egy intervallumba eső mérések száma körülbelül arányosan nő n növekedésével.

Függ azonban a redukált hisztogram ordinátája attól, hogy a Δx intervallumokat milyen szélesre választjuk. Kétszeres intervallumszélesség mellett az új intervallumba eső adatok száma közelítőleg megkétszereződik, mivel pedig az összes mérések n száma változatlan maradt, a redukált hisztogram ordinátái is közel kétszeresek lesznek. Fordított a helyzet, ha az intervallumokat szűkítjük. Ha n értéke elég nagy, akkor az elmondottak alapján definiálható egy olyan függvény, amely invariáns mind az n , mind pedig a Δx változásával szemben. Ez a függvény:

$$f(x_r) = \frac{P(x_r)}{\Delta x_r} = \frac{\varphi(x_r)}{n\Delta x_r} = \frac{n_r}{n\Delta x_r} \quad (1.15)$$

Az $f(x_r)$ függvényt empirikus sűrűségfüggvénynek nevezzük. A $f(x_r)$ lépcsős, illetve az $f(x)$ folytonos sűrűség függvény és a redukált hisztogram közötti különbség tehát világos: a redukált hisztogram ordinátája egyenlő azzal a valószínűséggel, amellyel egy mérési adat a Δx_r intervallumba esik. A sűrűségfüggvény esetében viszont ez a valószínűség a Δx_r és az ordináta által meghatározott területtel egyenlő. Ez kitűnik az (1.15) egyenletből:

$$P(x_r) = f(x_r) \cdot \Delta x_r$$

Ez az összefüggés kiterjeszthető akárhány intervallumra: így meghatározható annak a valószínűsége, hogy a változó egy tetszőleges, Δx_r -nél nagyobb intervallumba essék. Felhasználva a valószínűség számításból ismert összefüggést, amely szerint független események bekövetkezésének valószínűsége az egyes részvalószínűségek összegével egyenlő, felírhatjuk annak valószínűségét, hogy a változó x_1 és x_k középpontokkal megjelölt egyenként Δx szélességű intervallumba essék.

$$P(x_1; x_k) = P(x_1) + P(x_2) + \dots + P(x_k) = f(x_1) \cdot \Delta x + f(x_k) \cdot \Delta x = \sum_1^k f(x_r) \Delta x$$

Továbbá

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \sum_1^k f(x_r) \Delta x = \int_{x_1}^{x_k} f(x) dx = P(x_1; x_k) \quad (1.16)$$

Az (1.16) egyenlet szerint tehát az $f(x)$ approximált sűrűségfüggvény alatti terület adja meg azt a valószínűséget, amellyel egy mérési adat az x_1, x_k tartományba esik.

A sűrűségfüggvény $-\infty$ -tól x -ig terjedő integrálásából kapott $F(x)$ függvényt az x változó eloszlásfüggvényének nevezzük. E függvény megadja azt a valószínűséget, amellyel az x változó az integrálási határok által kijelölt tartományba esik (1-13. ábra):

$$F(x) = \int_{-\infty}^x f(x) dx \quad (1.17)$$

A későbbiekben fel fogjuk használni az (1.17) egyenletnek alábbi speciális eseteit:

Annak valószínűsége, hogy az x változó $(x_1, x_1 + dx)$ intervallumba essék:

$$P(x_1, x_1 + dx) = f(x_1) dx$$

továbbá annak valószínűsége, hogy az x változó a $-\infty < x < +\infty$ intervallumba essék egységnyi:

$$P(-\infty, +\infty) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = 1$$

tehát a sűrűségfüggvény alatti terület egységnyi.

A sűrűségfüggvény felhasználásával kifejezhető a sorozat átlaga, valamint szóródásának különböző jellemzői:

Felhasználva az (1.12) egyenletet az átlag kifejezése:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_1^m x_r \cdot \varphi(x_r) = \sum_1^m x_r \cdot P(x_r) = \sum_1^m x_r \cdot f(x_r) \Delta x$$

Ha $\Delta x \rightarrow 0$, akkor

$$\bar{x} = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot f(x) dx$$

Az (1.13) egyenlet alapján az átlagos abszolút eltérés:

$$E = \frac{1}{n} \sum_1^m (\delta r) \cdot \varphi(x_r) = \sum_1^m (x_r - \bar{x}) \cdot f(x_r) \cdot \Delta x$$

$\Delta x \rightarrow 0$ esetében pedig

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{x}) \cdot f(x) \cdot dx$$

A szórásnégyzetek az (1.14) egyenlet szerint.

$$s^2 = \frac{1}{n} \sum_1^m \delta_r^2 \varphi(x_r) = \sum_1^m (x_r - \bar{x})^2 f(x_r) \cdot \Delta x$$

Ha $\Delta x \rightarrow 0$, akkor

$$s^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{x})^2 \cdot f(x) \cdot dx$$

illetve a szórás

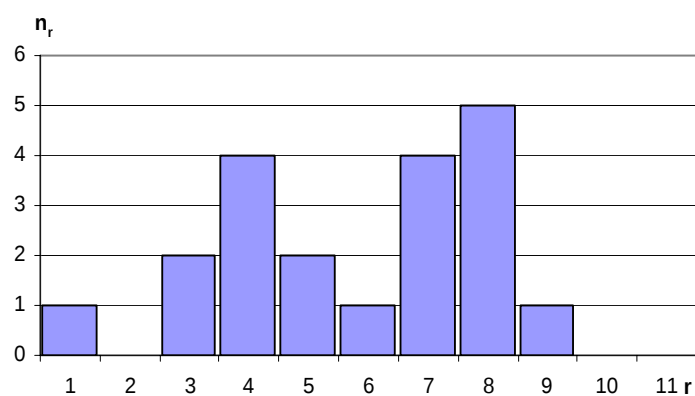
$$s = + \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{x}) \cdot f(x) \cdot dx}$$

Fentiekben kimutattuk, hogy az $f(x)$ folytonos sűrűségfüggvény ismeretében meghatározható az átlag, az átlagos abszolút eltérés és a szórás, valamint bármely intervallum előfordulási valószínűsége, az adott intervallumon való integrálással.

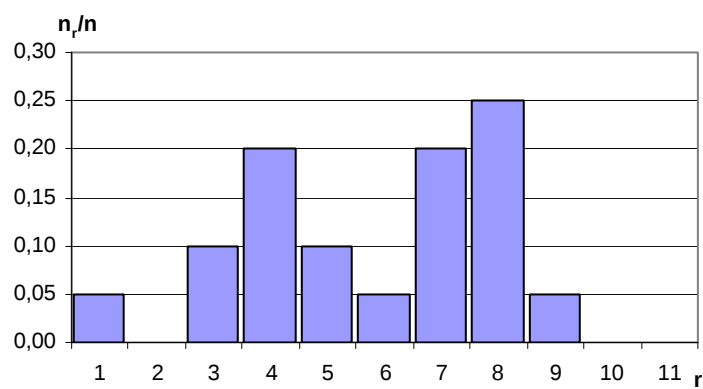
Ezért szükség van arra, hogy a lépcsős empirikus sűrűségfüggvényből létrehozzunk egy folytonos sűrűségfüggvényt.

Egyedi adatokkal				Csoportosított adatokkal							
i	x_i	$ \delta_i = x_i - x_0 $	δ_i^2	r	x_r	n_r	$x_r n_r$	$ \delta_r = x_r - x_0 $	$\delta_r n_r$	δ_r^2	$\delta_r^2 n_r$
1	100,4	4,48	20,07	1	100	1	100	4,8	4,8	23,04	23,04
				2	101	0					
2	101,9	2,98	8,88	3	102	2	204	2,8	5,6	7,84	15,68
3	102,2	2,68	7,18								
4	102,8	2,08	4,33	4	103	4	412	1,8	7,2	3,24	12,96
5	103,0	1,88	3,53								
6	103,3	1,58	2,50								
7	103,3	1,58	2,50								
8	103,9	0,98	0,96	5	104	2	208	0,8	1,6	0,64	1,28
9	104,4	0,48	0,23								
10	104,9	0,02	0,00	6	105	1	105	0,2	0,2	0,04	0,04
11	105,7	0,82	0,67	7	106	4	424	1,2	4,8	1,44	5,76
12	106,2	1,32	1,74								
13	106,4	1,52	2,31								
14	106,4	1,52	2,31								
15	106,7	1,82	3,31	8	107	5	535	2,2	11	4,84	24,2
16	106,8	1,92	3,69								
17	107,0	2,12	4,49								
18	107,3	2,42	5,86								
19	107,4	2,52	6,35								
20	107,6	2,72	7,40	9	108	1	108	3,2	3,2	10,24	10,24
Σ	2097,6	37,44	88,31			20	2096		38,4		93,2
$\bar{x} = \frac{2097,6}{20} = 104,9$ $R = 107,6 - 100,4 = 7,2 \quad L = \begin{cases} +2,7 \\ -4,5 \end{cases}$ $E = \frac{37,44}{20} = 1,87$ $P_1 = x_{15} - \bar{x}$ $P_2 = \bar{x} - x_6 \quad P = \begin{cases} +1,8 \\ -1,6 \end{cases}$ $s = \sqrt{\frac{88,31}{19}} = 2,16$				$\bar{x}_r = \frac{2096,0}{20} = 104,8$ $E_r = \frac{38,4}{20} = 1,92$ $s_r = \sqrt{\frac{93,2}{19}} = 2,21$							

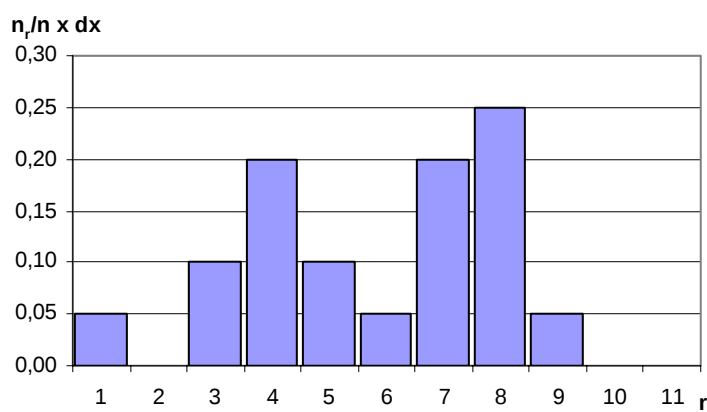
1-7. táblázat



1-11. ábra A 1-7. táblázat adatainak gyakoriság hisztogramja



1-12. ábra A 1-7. táblázat adatainak relatív gyakoriság hisztogramja



1-13. ábra A 1-7. táblázat adatainak empirikus sűrűségfüggvénye: $f(x) = n_r / (n \cdot \Delta x)$

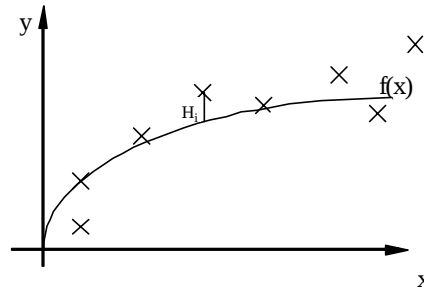
1.4.3. Mérési sorozatok kiértékelése regresszió analízissel

Legyenek egy mérési sorozat elemei az X és Y koordinátán:

$$x_1, x_2, \dots, x_n;$$

$$y_1, y_2, \dots, y_n;$$

keressük azt az $f(x)$ görbét, amely legjobban megközelíti a mérés során kapott pontthalmazt.



1-14. ábra

$$H_i = y_i - f(x_i)$$

A közelítés meghatározására a legkisebb négyzetes hibák módszerét alkalmazzuk.

A közelítés lehet lineáris, négyzetes, vagy magasabb fokú polinom, exponenciális, logaritmikus, stb.

$$f(x) = a + bx$$

$$f(x) = a + bx + cx^2$$

$$f(x) = a \cdot e^{bx}$$

....

$$R = \sum_{i=1}^n H_i^2 = \sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i)]^2$$

Keressük R minimumát.

Végezzük el a regresszió analízist lineáris közelítésre.

$$f(x) = a + bx$$

$$\frac{\partial R}{\partial a} = 0; \text{ és } \frac{\partial R}{\partial b} = 0 \text{ feltételeket vizsgáljuk.}$$

$$R = \sum_{i=1}^n (y_i - a - bx_i)^2$$

$$\frac{\partial \mathcal{R}}{\partial a} = \sum [-2(y_i - a - bx_i)] = 0$$

$$\frac{\partial \mathcal{R}}{\partial b} = \sum [-2(y_i - a - bx_i)(-x_i)] = 0$$

$$\sum [y_i - a - bx_i] = 0$$

$$\sum [y_i x_i - ax_i - bx_i^2] = 0$$

$$\sum y_i - n \cdot a - b \cdot \sum x_i = 0$$

$$\sum x_i y_i - a \cdot \sum x_i - b \cdot \sum x_i^2 = 0$$

$$\frac{\sum y_i}{n} - b \cdot \frac{\sum x_i}{n} = a \quad \text{!}$$

$$a = \bar{y} - b \cdot \bar{x} = a_{xy}$$

$$\sum x_i y_i - a \cdot \sum x_i - b \cdot \sum x_i^2 = 0$$

$$\sum x_i y_i - (\bar{y} - b \cdot \bar{x}) \cdot \sum x_i - b \cdot \sum x_i^2 = 0$$

$$b = \frac{\sum x_i y_i - \bar{y} \cdot \sum x_i}{\sum x_i^2 - \bar{x} \cdot \sum x_i} = \frac{\sum x_i y_i - n \cdot \bar{x} \cdot \bar{y}}{\sum x_i^2 - n \cdot \bar{x}^2} = b_{xy}$$

Közelítés pontosságának ellenőrzése:

A négyzetes hibák átlagértéke (annál jobb, minél kisebb):

$$\bar{r} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i)]^2$$

Korrelációs állandó lineáris közelítésre:

$$K^2 = 1 - \frac{n-1}{n-2} \left[\frac{\{y^2\} - b\{xy\}}{\{y^2\}} \right]$$

$$\{y^2\} = \sum y^2 - (\sum y)^2 / n$$

$$\{xy\} = \sum xy - (\sum x)(\sum y) / n$$

$K^2 = 1$ - tökéletes korreláció

$K^2 = 0$ - nincs korrelációs egyenes

1.5. Véletlen hibák halmozódása

A tesztelési feladatok egy része olyan, hogy az eredményt több rész mérés eredményének ismeretében fizikai vagy matematikai összefüggések felhasználásával, számítás útján határozzuk meg. A kérdés az, hogy a rész eredmények mérési bizonytalanságát ismerve mekkora lesz a számított eredmények hibája.

Az előző fejezetben azt vizsgáltuk, hogyan határozható meg egy mérési sorozat szórása. Megállapítottuk többek között azt, hogy egy mérési sorozat eredményeként megadott

$$\bar{x} \pm 3s$$

intervallumba a mért értékek 99,7 % -a jut, normális eloszlást feltételezve.

Először határozzuk meg két mérési sorozat összegének és különbségének átlagát és szórását.

Legyen két mérési sorozatunk (x és y)

I. mérés szerint: $x: x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$

II. mérés szerint: $y: y_1, \dots, y_2, \dots, y_i, \dots, y_k$

Az első sorozat n tagból, a második k tagból áll. Kérdés, hogy mi lesz a két sorozat összegének az átlaga. Jelöljük a keresett átlagot $\bar{z}$ -gal.

Vegyünk sorra egy-egy adatot az egyes sorozatokból és képezzük e tagok összegét:

$$z_{ij} = x_i + y_j$$

Az összes variációt figyelembe véve összesen $n \cdot k$ ilyen tagot tudunk kialakítani, ezért:

$$\bar{z} = \frac{1}{nk} \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^n (x_i + y_j) = \frac{1}{nk} \left[k \cdot \sum_{i=1}^n x_i + n \sum_{j=1}^k y_j \right] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i + \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k y_j = \bar{x} + \bar{y}$$

Két sorozat összegének átlaga tehát egyenlő az egyes sorozatok átlagának összegével.

Az előző gondolatmenet alapján határozzuk meg a két sorozat összegének szórásnégyzetét.

Az x sorozat szórásnégyzete $n \gg 1$ esetén:

$$s_x^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

az y sorozaté; ha $k \gg 1$:

$$s_y^2 = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k (y_j - \bar{y})^2$$

Hasonlóan az előzőhöz, vegyünk egy-egy elemet a sorozatokból és képezzük ezek hibaösszegének négyzetét:

$$s_z^2 = \frac{1}{n \cdot k} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^k [(x_i - \bar{x}) + (y_j - \bar{y})]^2 \quad (1.18)$$

Az egyenlet megoldásához használjuk fel azt, hogy

$$\sum_i^n \sum_j^k (x_i - \bar{x})^2 = k \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \approx k \cdot n \cdot s_x^2$$

$$\sum_i^n \sum_j^k (y_j - \bar{y})^2 = n \sum_{j=1}^k (y_j - \bar{y})^2 \approx k \cdot n \cdot s_y^2$$

továbbá azt, hogy az átlagból vett eltérések összege zérus.

$$\sum_{i,j} (x_i - \bar{x}) (y_j - \bar{y}) = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) \cdot \sum_{j=1}^k (y_j - \bar{y}) = 0$$

Mindezt helyettesítsük be a (1.18) egyenletbe, így meghatározhatjuk a két sorozat összegének szórásnégyzetét:

$$s_z^2 = s_x^2 + s_y^2 \quad (1.19)$$

Tehát két sorozat összegének szórásnégyzete egyenlő a sorozatok szórásnégyzetének összegével.

Teljesen hasonlóan megállapítható két sorozat különbségének átlaga és szórásnégyzete. Legyen az elemek különbsége

$$d_{ij} = x_i - y_i$$

Az összeg levezetésénél alkalmazott módszer szerint a következő végeredményt kapjuk:

$$\bar{d} = \bar{x} - \bar{y}$$

és

$$s_d^2 = s_x^2 + s_y^2$$

Fenti megállapításaink kiterjeszthetők tetszőleges számú mérési sorozat összege átlagának ill. szórásnégyzetének meghatározására. Legyen pl. r számú egymástól független mérési sorozatunk, amelyeknek szórásnégyzete rendre

$$s_1^2, s_2^2, \dots, s_r^2$$

akkor az eredő szórásnégyzet

$$s_z^2 = s_1^2 + s_2^2 + \dots + s_r^2 \quad (1.20)$$

lesz.

Mint gyakran előforduló esetet vizsgáljuk meg azt, hogy milyen mértékben módosul a szóráss, ha egy mérési sorozat elemeit egy c konstanssal megszorozzuk.

c -vel való szorzás előtt a szórásnégyzet

$$s_x^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

Ha minden elemet c -vel szorzunk:

$$s_{cx}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (cx_i - c\bar{x})^2 = (c \cdot s_x)^2$$

Ha tehát egy sorozat elemeit c -vel szorzunk, akkor szóráss is c -szeres lesz.

Továbbiakban vizsgáljuk meg a hibák halmozódását matematikai műveletek során.

A mérés technikai gyakorlatban rendszeresen előfordul, hogy több mérés által meghatározott elemi esemény eredő hibáját is meg kell határozni. Ez konkrétan azt jelenti, hogy az egyes összetevők hibáit ismerve ki kell számolni az összetett esemény hibáját.

Példaként legyen adva egy méréshez tartozó eredményeként két időtartam:

$$t_1 = 100 \pm 0,15 \text{ sec}$$

$$t_2 = 200 \pm 0,2 \text{ sec}$$

Kérdés, mekkora $t = t_1 + t_2$ összeg hibahatára.

Mindenekelőtt el kell dönteni, hogy a hibahatárok hibaterjedelmet, vagy szórást jelölnek-e.

Ha hibaterjedelmet jelölnek, akkor az összeg hibájának terjedelmét egyszerű összegzéssel könnyen kiszámíthatjuk:

$$t_{\max} = 100,15 + 200,2 = 300,35$$

$$t_{\min} = 99,85 + 199,8 = 299,65$$

$$\text{tehát } t = 300 \pm 0,35 \text{ sec}$$

Más a helyzet, ha a hibahatár $\pm 3 \cdot s$ nagyságú szórás, mert ekkor az (1.19) egyenlet szerint azokat négyzetesen kell összegezni:

$$3 \cdot s_t = \sqrt{0,15^2 + 0,2^2} = 0,25$$

$$\text{ezzel } t = 300 \pm 0,25 \text{ sec.}$$

Látható, ha a hibahatár szórás, akkor kedvezőbb eredményt kapunk a hibahatárra, mint ha azt L /terjedelem/ alapján adták volna meg. Ez érthető is, mert kisebb annak a valószínűsége, hogy t_1 és t_2 mennyiségek egyidejűleg és azonos irányban legyenek távol saját átlaguktól. Kettőnél több tag összegezése esetén fenti állításunk fokozott mértékben fennáll.

Ha két vagy több mennyiség szorzatának, hányadosának eredő hibáját akarjuk megállapítani, akkor ez a fenti módszer alkalmazásával elvégezhető, azonban ez meglehetősen bonyolult számítást igényel. Sokkal célszerűbb egy közelítő módszer alkalmazása, amely a számítást nagymértékben leegyszerűsíti. Alábbiakban ezt a közelítő módszert ismertetjük.

Legyen z függvény az x és y független változók ismert függvénye:

$$z = f(x, y)$$

ahol x és y értékeit mérés útján kaptuk meg. Tételezzük fel, hogy a mérést ideális körülmények között, hiba nélkül tudtuk elvégezni, és eredményül

$$x = x_0$$

és

$$y = y_0$$

értékeket kaptuk. Ezekkel

$$z_0 = f(x_0, y_0)$$

A valóságban hiba nélküli mérés nem végezhető, vagyis törvényszerűen a mérésnek van mérési hibája: legyen az x_0 mérésének véletlen hibája d_x , az y_0 mérése d_y :

$$d_x = x - x_0$$

$$d_y = y - y_0$$

Legyenek ezek a hibák az x -hez képest nagyon kicsinyek.

Keressük meg a z_0 -nak azt a dz változását, amely amiatt lép fel, hogy x_0 ill. y_0 helyett x ill. y értéket mérünk. Ez, mint ismeretes, a z függvény teljes differenciáljával adható meg:

$$dz = \left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} \cdot dx + \left. \frac{\partial z}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} \cdot dy$$

A parciális deriváltat tehát az x_0 ill. y_0 helyen határozzuk meg. Mivel dz , és dx és dy infinitíven kicsiny mennyiségek, helyesebb felírni az egyenletet a következő alakban:

$$\Delta z = \left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} \cdot \Delta x + \left. \frac{\partial z}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} \cdot \Delta y \quad (1.21)$$

Ennek az összefüggésnek alkalmazására több lehetőség nyílik.

a) Tekintsük Δx , Δy értékeit maximális várható bizonytalanságnak. Ez esetben Δz maximális várható értékét az egyes tagok abszolút értékeinek összege adja meg, mivel Δz akkor lesz maximális, ha mindkét tag számértéke maximális, és előjele pozitív, minimális pedig akkor, ha mindkét tag előjele negatív. Így tehát

$$\Delta z_{\max} = \left| \left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} \cdot \Delta x \right| + \left| \left. \frac{\partial z}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} \cdot \Delta y \right| \quad (1.22)$$

Ez a kifejezés több változóra is kiterjeszthető. Érdemes ezt a kifejezést egyes matematikai műveletekre konkrétan kifejtetni:

Összeadás, kivonás:

$$z = x \pm y$$

$$\Delta z = |\Delta x| + |\Delta y|$$

A relatív hiba:

$$\frac{\Delta z}{z} = \frac{|\Delta x| + |\Delta y|}{x \pm y} = \frac{\left| \frac{\Delta x}{x} \right| + \frac{y}{x} \left| \frac{\Delta y}{y} \right|}{1 \pm \frac{y}{x}} \quad (1.23)$$

Látható, hogy az összeg ill. különbség várható legnagyobb relatív hibája függ az egyes tagok arányától, $\frac{y}{x}$ értékétől. Összeadásnál így a nagyobbik tag hibája dominál, kivo-

násnál pedig ha $\frac{y}{x}$ arány közel áll az egységhez, akkor a nevező zérushoz közelít, a különbség relatív hibája pedig a végtelenhez tart.

Fontos tanulság tehát: azokat a mérési módszereket, amelyek a mérés eredményét mint két egymáshoz közel álló szám különbségét adják, kerülni kell, mivel az eredő mérési hiba igen nagy lehet.

Szorzás, osztás, hatványozás:

$$z = x^n \cdot y^m \pm \left[\left| \frac{\partial z}{\partial x} \cdot \Delta x \right| + \left| \frac{\partial z}{\partial y} \cdot \Delta y \right| \right]$$

ahol m és n lehet törtszám vagy negatív szám is.

$$\Delta z = \left| nx^{n-1} \cdot y^m \cdot \Delta x \right| + \left| my^{m-1} \cdot x^n \cdot \Delta y \right| \quad (1.24)$$

Az (1.24) egyenlet szerint tehát szorzásnál a relatív hibák összegeződnek, osztásnál kivonódnak, hatványozásnál pedig az eredő hiba a hatvány alap relatív hibájának a hatványkitevőjével való szorzataként adódik. Ez az eredmény azonban csak a terjedelemben megadott véletlen hibák számítására igaz.

Az így kiszámított hiba eléggé pesszimisztikus, mivel abból a feltételezésből indul ki, hogy az egyes tényezők hibái akkorák és olyan előjelűek, hogy az eredő hiba maximális legyen. Ez az eset természetesen előfordulhat, de az előfordulás valószínűsége nem nagy. Ezért realisabb hibaösszegezést kapunk, ha felhasználjuk a szórással kapcsolatban levezetett (1.20) egyenleteket.

b) Az (1.21) egyenlet egy összegezés, mégpedig két olyan független változó, Δx és Δy összege, amelyek mindegyike egy-egy konstanssal,

$$\left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} \text{ és } \left. \frac{\partial z}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} \quad \text{értékkel van megszorozva.}$$

Tegyük fel, hogy a változóknak van szórása, mégpedig a Δx -nek $s_{\Delta x}$ -nak és Δy -nak $s_{\Delta y}$ és az eredő Δz -nek $s_{\Delta z}$. Figyelembe véve az (1.20) egyenletet, tudjuk, hogy az eredő szórásnégyzet a tagok szórásnégyzetének összegével egyenlő:

$$s_{\Delta z}^2 = \left[\left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} \cdot s_{\Delta x} \right]^2 + \left[\left. \frac{\partial z}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} \cdot s_{\Delta y} \right]^2 \quad (1.25)$$

Könnyen kimutatható, hogy a Δx , Δy , és Δz eltérések $s_{\Delta x}^2$, $s_{\Delta y}^2$, és $s_{\Delta z}^2$ szórásnégyzete egyenlő az x , y , ill. z szórásnégyzetével s_x^2 , s_y^2 ill. s_z^2 -tel, mert:

$$x = x_0 + \Delta x$$

$$s_x^2 = s_{x_0}^2 + s_{\Delta x}^2$$

mivel $x_0 = \text{konstans}$, a szórásnégyzete zérus:

$$s_{x_0}^2 = 0$$

tehát

$$s_x = s_{\Delta x}$$

Így tehát az (1.25) egyenletből a következő egyenletet kapjuk:

$$s_x^2 = \left[\left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} \cdot s_x \right]^2 + \left[\left. \frac{\partial z}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} \cdot s_y \right]^2 \quad (1.26)$$

A parciális deriváltak az egyenletben mint súlyfaktorok szerepelnek. Az eredő szórásnégyzet tehát egyenlő a parciális deriváltakkal súlyozott szórásnégyzetek összegével.

Összehasonlítva az (1.22) egyenlet eredményét az (1.26) egyenlettel, azt látjuk, hogy az utóbbi az eredő szórásra (hibára) kisebb értéket, tehát optimistább eredményt ad, mint az előbbi. Az (1.26) egyenlet alkalmazásának különösen akkor van jelentősége, ha kettőnél több tag eredőjéről van szó, mert ilyen esetben az (1.24) egyenlettel meghatározott hiba túlságosan nagy értéket ad.

Az (1.26) egyenletből, konkrét műveletekre a következő eredmények adódnak:

Összeadás és kivonás.

$$z = x \pm y$$

mivel

$$\frac{\partial z}{\partial x} = 1; \frac{\partial z}{\partial y} = \pm 1$$

behelyettesítve az (1.26)-ba

$$s_z = \sqrt{s_x^2 + s_y^2}$$

Összeg vagy különbség eredő szórásnégyzete egyenlő a tagok szórásnégyzetének összegével.

Ha bevezetjük a relatív szórásokat, akkor

$$\frac{s_z}{z} = \frac{\sqrt{\left(\frac{s_x}{x}\right)^2 + \left(\frac{y}{x} \cdot \frac{s_y}{y}\right)^2}}{1 \pm \frac{y}{x}}$$

Hasonlóan az (1.23) egyenlethez, ha x és y közel egyenlő egymással, a nevező 0 felé tart, így az eredő relatív szórás nagyon megnő.

Szorzat, hányados, hatvány.

Legyen $z = x^m \cdot y^n$

Írjuk fel logaritmikus alakban:

$$\ln z = m \cdot \ln x + n \cdot \ln y$$

$$\frac{d(\ln z)}{dx} = \frac{1}{z} \cdot \frac{\partial z}{\partial x} = \frac{m}{x}$$

$$\frac{d(\ln z)}{dy} = \frac{n}{y}$$

behelyettesítve az (1.26) egyenletbe:

$$s_z^2 = \left[\frac{z \cdot m}{x} \cdot s_x \right]^2 + \left[\frac{z \cdot n}{y} \cdot s_y \right]^2$$

$$\frac{s_z}{z} = \sqrt{\left(\frac{s_x}{x} \right)^2 m^2 + \left(\frac{s_y}{y} \right)^2 n^2}$$

Az (1.26) alatti általános kifejezés speciális esetei:

$$S_{\Delta z}^2 = \left[\frac{\partial z}{\partial y} \Big|_{x_0 y_0} \cdot s_{\Delta x} \right]^2 + \left[\frac{\partial z}{\partial x} \Big|_{x_0 y_0} \cdot s_{\Delta y} \right]^2 \quad (1.27)$$

$$z = \frac{x}{y}; \quad \frac{s_z}{z} = \sqrt{\left(\frac{s_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{s_y}{y} \right)^2}$$

$$z = x^m; \quad \frac{s_z}{z} = m \cdot \frac{s_x}{x} \quad (1.28)$$

Érdemes egy pillanatra elidőzni az (1.28) egyenletnél. Mivel a hatványozás a hatvány alap önmagával való többszöri szorzását jelenti, kézenfekvő elvárni azt, hogy a hatványt szorzatként felfogva az (1.27) egyenlet ugyanolyan nagy hibát adjon, mint az (1.28) egyenlet. Látjuk azonban, hogy nem ez a helyzet. A hatvány szórására kapott (1.28) egyenlet ugyanakkora hibát ad, mint a lineáris hibaösszegezés alapján kapott (1.24) egyenlet, míg az (1.27) egyenlet lineáris összegezésnél kisebb hibát eredményez.

Ennek oka kézenfekvő. A négyzetes hibaösszegezést annak feltételezésével vettük le, hogy az egyes tényezők függetlenek egymástól, tehát a pozitív és negatív hibák egymástól függetlenül, véletlenszerűen fordulhatnak elő. Így indokolt az (1.27) egyenlettel jellemzett, a lineáris összegzésnél kisebb hiba. Ha a hatványozást szorzatként írjuk fel, akkor, az egyes tényezők nem függetlenek egymástól, a hiba nagysága és előjele minden

tényezőben ugyanaz, ezért itt indokolt a pesszimistább eredmény, az (1.24) egyenlettel megegyező nagyobb hiba.

1.6. Zavarjelek a mérőkörben

Zavarjel (zaj): hasznos információt nem tartalmazó, mérési hibát okozó jel.

Típusai:

a.) időbeli lefolyás alapján:

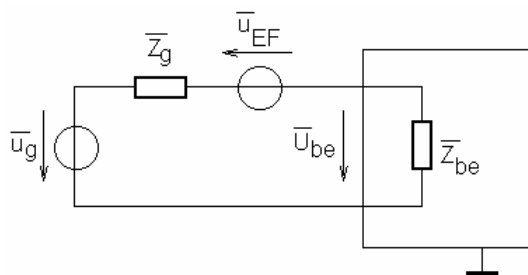
- egyenfeszültségű,
- váltakozó feszültségű (determinisztikus és sztohasztikus).

b.) keletkezési hely szerint:

- normál vagy soros (Normal Mode Signal),
- azonosfázisú vagy párhuzamos (Common Mode Signal).

1.6.1. Normál (soros) zavarjelek modellje

Az soros zavarjel a két mérővezeték között lép fel.



1-15. ábra

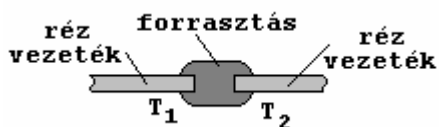
Általában a mérőjel és a zavarjel is komplex, tehát a két jel eredője a komplex összegük:

$$\bar{u}_{be} = \bar{u}_g + \bar{u}_{EF}$$

Egyenfeszültségű zavarójel

Amennyiben a hasznos jelnek és a zavarójelnek is van egyen (áramú / feszültségű) komponense, akkor a zavarójel kiszűrhetetlen, csak a keletkezés okát lehet megszüntetni.

Példa:



1-16. ábra

Ha egy forrasztás két oldalán nem azonos a hőmérséklet, akkor a termofeszültség keletkezik, amelynek mértéke: $3-10 \mu V/^{\circ}C$

Példa:



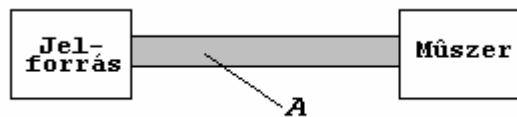
A Reed-relé két oldalán is két különböző fém találkozik. Eltérő hőmérséklet esetén a keletkező termofeszültség:

$40 - 50 \mu V/^{\circ}C$.

1-17. ábra

Váltakozófeszültségű zavarjel - Induktív

A váltakozó feszültségű zavarjelek között a leggyakoribb a mérőkörbe induktív úton bejutó hálózati zavarfeszültség.



1-18. ábra

A mérővezetékek által meghatározott A felülettel arányos zavarófeszültség indukálódik a környező szórt mágneses térből, amely a hasznos jelhez adódik.

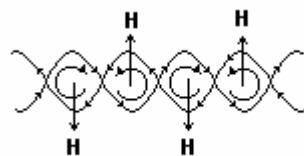
$$u_i = \frac{d\phi}{dt} = A \frac{dB}{dt}$$

A zavarójel csökkentésének módja mérővezetékekben:

- a.) mérővezeték sodrása,
- b.) sugárzó (nagyáramú) vezeték sodrása,
- c.) mérővezeték árnyékolása,
- d.) sugárzó (nagyáramú) vezeték sodrása.

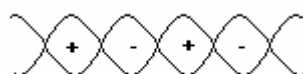
Sodrás

A nagyáramú vezeték sodrásával az egyes hurkok mágneses tere nagy mértékben csökkenti egymást



1-19. ábra

A mérővezeték sodrásával az egyes hurkokban indukált zajfeszültség szintén nagy mértékben csökkenti egymást:



1-20. ábra

Az alábbi táblázatban a sodrás sűrűsége és az elérhető zavarjel-csillapítás kapcsolata látható:

Vezeték	Zajcsökkentés [dB]
sodrás nélküli párhuzamos	0
7,5 cm-ként sodrott	23
5 cm-ként sodrott	37
2,5 cm-ként sodrott	41

1-8. táblázat

Árnyékolás

Alacsony frekvenciájú (pl. 50Hz) mágneses zavaró hatások árnyékolásra mágnesesen jól vezető, nagy μ_r relatív permeabilitású anyagból álló csövet, vagy szalagot használnak. Csillapító hatása az alábbi táblázatban látható:

Vezeték árnyékolása	Zajcsökkentés [dB]
$\phi 12$ Al csővel	0
$\phi 12$ acélcsővel	42,8
1 réteg acélszalaggal	10
5 réteg acélszalaggal	59

1-9. táblázat

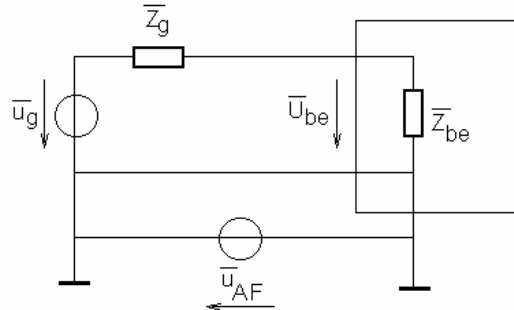
A mágnesezhető anyagok μ_r relatív permeabilitása ~ 10 kHz feletti frekvenciákon csökkenni kezd, hatása egyre rosszabb. Szerencsére egyre nagyobb szerephez jut az árnyékoló anyagban keletkező örvényáram energiaelnyelő hatása. Nagyobb frekvenciákon tehát megfelelő falvastagságú réz, vagy alumínium burkolattal célszerű árnyékolni (amely egyben az elektrosztatikus zavarok ellen is véd).

Váltakozófeszültségű zavarjel - Kapacitív

A zavarójel elektrosztatikus úton is bejuthat a mérőkörbe. Például galvanizáló berendezések közelében. Itt csak az árnyékolás hatásos, a vezetékek sodrása nem.

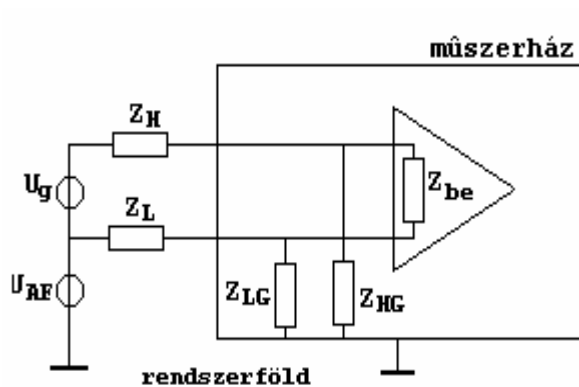
1.6.2. Azonos fázisú zavarjelek modellje

A jelforrás és a mérőműszer nem azonos helyen történő földelési pontjai között fellépő zavarjel.



1-21. ábra

A zavarjel nem jut közvetlenül a műszer bemenetére, de a bementre jutó része már ellenfázisú (soros) zavarójelként adódik a hasznos jelhez.

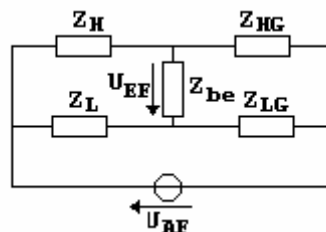


1-22. ábra

Ahol:

- U_g a hasznos jelfeszültség
- U_{AF} közösmódusú zajfeszültség
- Z_H és Z_L a mérővezetékek impedanciája
- Z_{be} a műszererősítő bementi impedanciája
- Z_{LG} és Z_{HG} a műszer bementek szigetelési impedanciája a fém műszerházhoz.

Az impedanciák egy hidat alkotnak. A bementre jutó zajfeszültség mértéke a híd ki-egyenlítetttségétől függ. Az közösmódusú zavarjel tehát ellenfázisú zavarjellé alakult át:



1-23. ábra

$$U_{EF} = U_{AF} \left[\frac{Z_H}{Z_H + Z_{HG}} - \frac{Z_L}{Z_L + Z_{HL}} \right] = U_{AF} \frac{Z_H Z_{LG} - Z_L Z_{HG}}{(Z_H + Z_{HG})(Z_L + Z_{LG})}$$

A zajelnyomás mértékének definíciója (Common Mode Rejection Ratio = CMRR):

$$CMRR = 20 \lg \left| \frac{U_{AF}}{U_{EF}} \right| \quad [dB]$$

A hídra alkalmazva:

$$CMRR = 20 \lg \frac{(Z_H + Z_{HG})(Z_L + Z_{LG})}{Z_H Z_{LG} - Z_L Z_{HG}}$$

A zaj teljes elnyomása a híd tökéletes kiegyenlítésével lenne megvalósítható:

$$Z_H Z_{LG} = Z_L Z_{HG}$$

A gyakorlatban csak az alábbiak biztosíthatók:

$$Z_{LG} = Z_{HG} = Z_G, \quad Z_G \gg Z_L \quad \text{és} \quad Z_G \gg Z_H$$

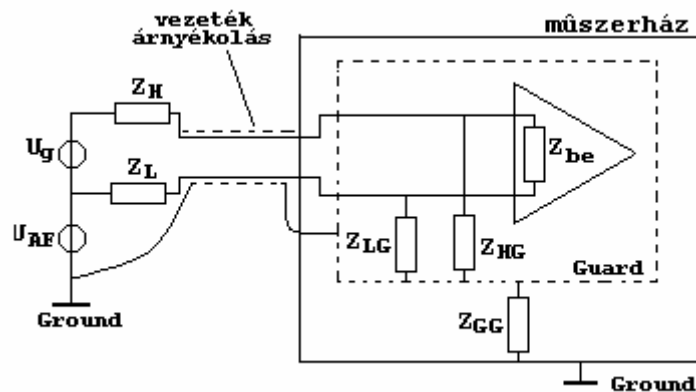
Ekkor:

$$CMRR \approx \frac{|Z_G|}{|Z_H - Z_L|} = \frac{|Z_G|}{|\Delta Z|}$$

A CMRR növelésének lehetőségei

$$\Delta Z \rightarrow 0 \quad \text{és} \quad Z_G \rightarrow \infty$$

A műszer bemeneti fokozatának belső árnyékolásával (GUARD) - amely a műszerháztól elszigetelt, zárt fémdoboz - Z_g értéke tovább növelhető, és ezzel a CMRR is javítható.



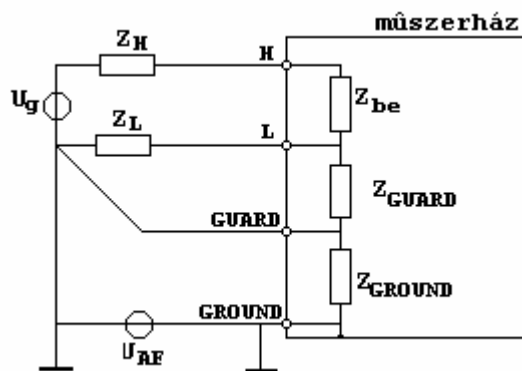
1-24. ábra

$$Z_{LG}^* = Z_{LG} + Z_{GG} \text{ és } Z_{HG}^* = Z_{HG} + Z_{GG}$$

A műszereknél: $\bar{Z}_G = R_G \times \frac{1}{j\omega C}$, tehát frekvenciafüggő.

A CMRR értékét 50 és/vagy 60 Hz-re adják meg a műszer katalógusok.

A GUARD helyes használata egy feszültségmérő műszer esetén



1-25. ábra

Földelési szempontok összefoglalása

1. A földelések tudatos kialakítása, a véletlenszerű földelések elkerülésével.
2. Stabil földelés kialakítása.
3. A jelvezeték és árnyékolását csak egyetlen pontban (lehetőleg a jelforrás oldalán) szabad földelni.
4. GUARD esetén a vezeték árnyékolását ezzel kell összekötni, és a műszerház földjétől (GROUND) el kell szigetelni.
5. Több eres mérőkábel alkalmazása esetén:
6. A fel nem használt mérővezetéseket összekötve földelni kell.

2. Elektronikus mérőműszerek

A mérés feladata a mérnöki gyakorlatban:

- *Tervezési fázisban* a fejlesztés alatti berendezés tesztelése.
- *Gyártási fázisban* az alkatrész, félkész termék és a késztermék ellenőrzése.

Miközben tehát a mérések célja a hibák felderítése, ugyanakkor a mérés folyamata is hibát okoz, mert a mérőeszköz jelenléte zavarja a mérendő folyamatokat.

A zavarás csökkentésének módja: a mérőeszköz illesztése a mérendő objektumhoz.

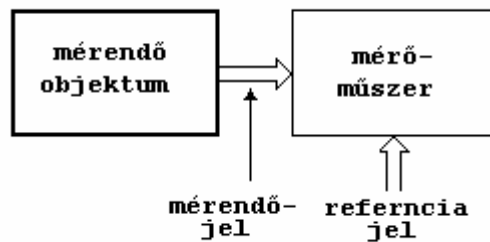
A mérendő mennyiség lehet:

Villamos mennyiség (feszültség, áram, ellenállás stb.).

Egyéb nem villamos mennyiség: (hőmérséklet, erő, nyomás, áramló gázmennyiség stb.), melyeket leggyakrabban villamos jellé alakítjuk, és így közvetett módon mérjük.

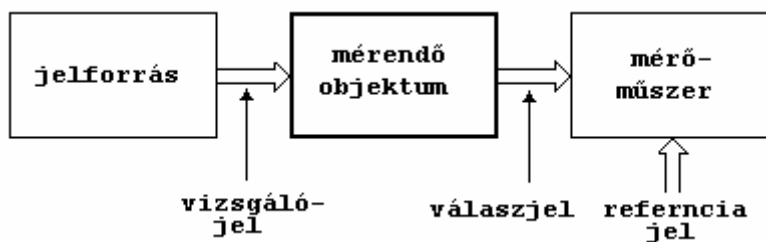
A korszerű ipari mérés technika szinte minden nem villamos mennyiséget képes villamos mennyiséggé alakítani, és villamos úton, elektronikus mérőműszerekkel mérni.

a. A mérendő jelet szolgáltathatja maga a mérendő objektum:

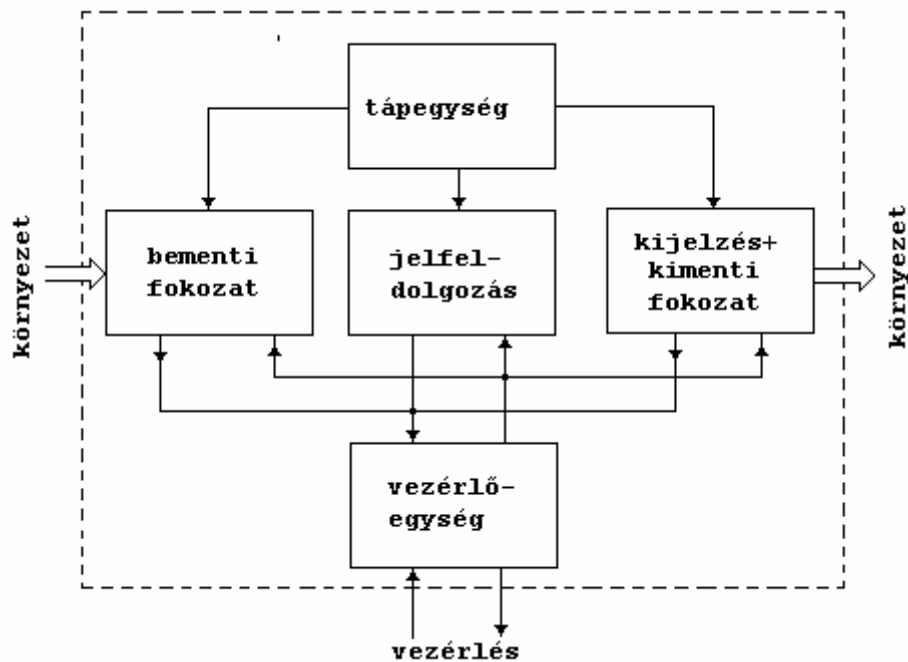


2-1. ábra

b. A mérendő objektumot alkalmasan választott mérőjellel táplálva a válaszfüggvényt mérjük:



2-2. ábra



2-3. ábra Az elektronikus műszerek általános blokkvázlata

A bementi és kimentifokozat illeszti a mérőműszert a mérendő objektumhoz.

Az elektronikus műszereknél - szemben az elektromechanikus műszerekkel - a mért jel feldolgozása (pl. egyenirányítás), kijelzése segédenergiával történik (elem, akkumulátor vagy a hálózatból), így a műszer ezzel nem terheli a mérendőt.

A mérőműszerek általános jellemzői:

- Érzékenység - Sensitivity
- Felbontóképesség - Resolution
- Pontosság - Accuracy
- Linearitás - Linearity
- Stabilitás (rövid- és hosszúidejű) - Stability (Short- and long-time)
- Reagálási sebesség - Speed of response
- Túlterhelhetőségi jellemzők - Overload characteristics
- Histerézis - Hysteresis
- Érzéketlenségi sáv - Dead band
- Műveleti idő - Processing time
- Szelektivitás - Selectivity
- Kimeneti jelforma - Output format
- Környezeti jellemzők - Environmental conditions
- Költség, méret, súly - Cost, size, weight
- Egyéb - Other

2.1. A digitális multiméterek

A digitális multiméterek - az analóg multiméterekhez hasonlóan - *egyen- és váltakozó feszültség, egyen- és váltakozó áram, valamint ohmos-ellenállás* mérésére alkalmasak.

Szolgáltatásuk azonban - a digitális jelfeldolgozás révén - nagyobb lehet az analóg műszerekénél.

Kivitelük szerint lehet:



2-4. ábra kézi (hordozható), amelynek táplálása elemekkel vagy akkumulátorral történik.

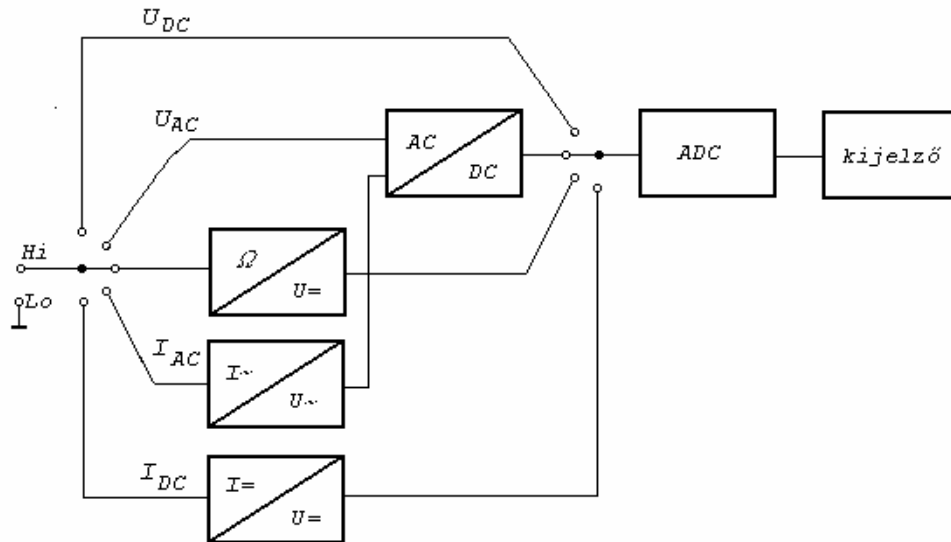


2-5. ábra laboratóriumi, amelynek táplálása a hálózatról történik

A digitális multiméterek előnye az analóg műszerekkel szemben:

- nagyobb pontosság,
- nagyobb érzékenység,
- nagyobb mérési sebesség,
- egyértelmű leolvashatóság,
- nagyobb bemeneti impedancia,
- nagyobb frekvencia tartomány,
- a mért érték tárolható,
- a műszer működtetése automatizálható.

Elttekintve a digitális multiméterek bementén mindig megtalálható – a méréshatárt kézzel vagy automatikusan kiválasztó – osztó fokozattól, a műszer blokkvázlata az alábbiakra egyszerűsíthető:

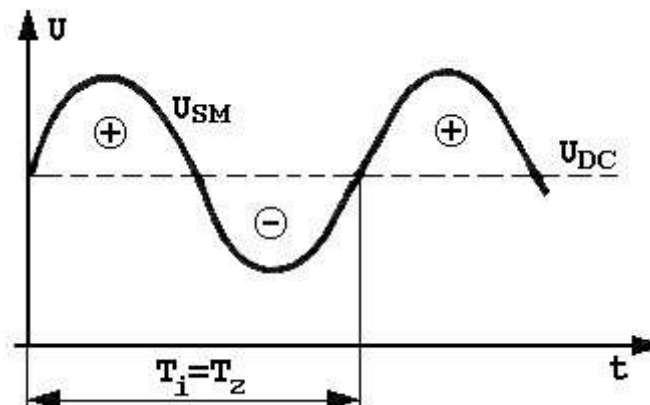


2-6. ábra: a műszer egyszerűsített blokkvázlata az alábbi ábrán látható.

A sémából látható, hogy a műszer a digitalizálás előtt minden jelet egyenfeszültséggé alakít át.

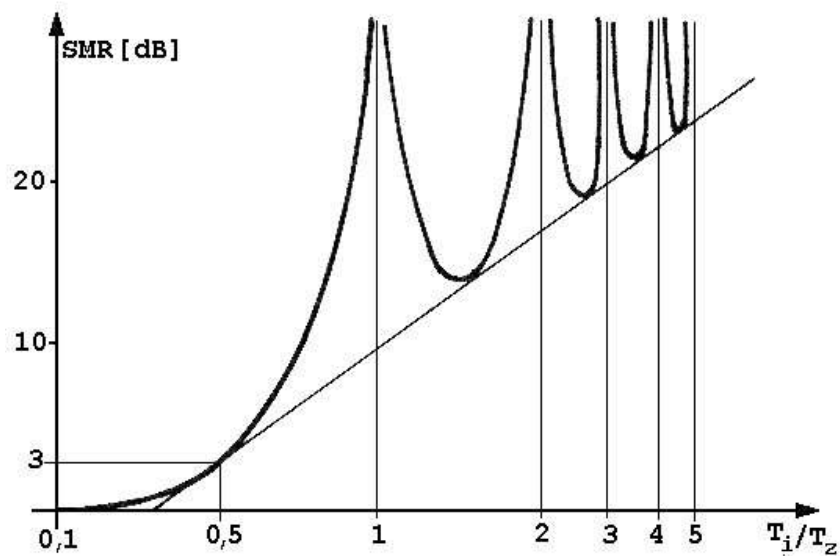
A digitális multiméterekben rendszerint a kétszeresen integráló (Dual Slope) típusú ADC működik.

Ennek a bemenetére mindig egyenfeszültség jut. Tehát az áram és ellenállás mérése esetén, a mérendő jelet mindig egyenfeszültséggé kell alakítani, még az A/D átalakítás előtt. A mérés környezetében előforduló 50Hz-es zajfeszültség gyakran rászuperponálódik a mérendő egyenfeszültségre, és az is bejut az ADC áramkörbe.



2-7. ábra

A mérendő jel T_i integrálási ideje $n \cdot 20\text{ms}$, a leggyakoribb (50Hz-es) zavarójelek kiszűrése (integrálása) érdekében.

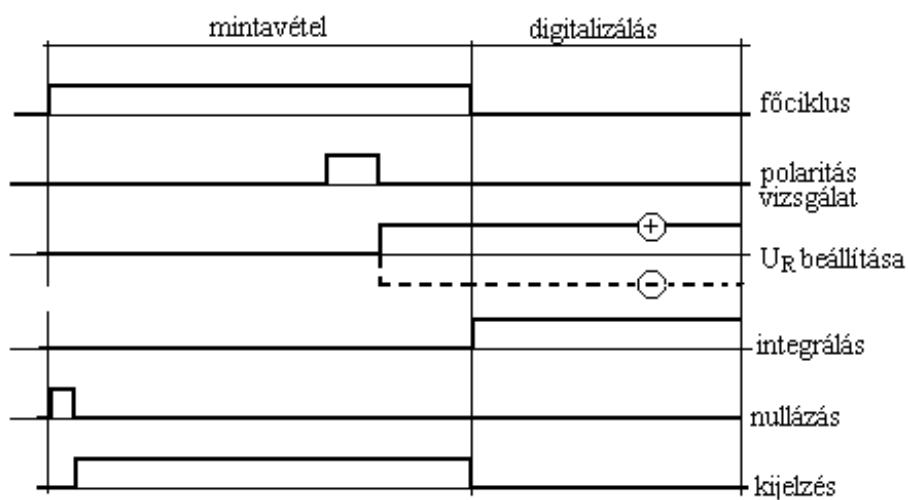


2-8. ábra

Tehát ha a Dual Slope ADC áramkörre jellemző T_i integrálási időt a hálózathálból származó $T_z = \frac{1}{50\text{Hz}} = 20\text{ms}$ n -szeresére választják, akkor n függvényében a zaj kiszűrhető.

Az automatizált funkciói:

- polaritás váltás és kijelzése,
- méréshatár váltás, tizedespont kijelzés,
- offset nullázás két mérés között.



2-9. ábra

A váltakozójel paraméterei

Csúcsérték (Peak Value):

Jele: $\hat{U}$, U_{cs} , U_p

Szinuszos jel esetén: $\hat{U}$

Lineáris, elektronikus középérték (Mean Value):

Jele: U_e , U_{mv} ,

$$U_e = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$$

Szinuszos jel esetén: 0

Abszolút középérték (Average Value):

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt$$

Jele: U_a , U_{av}

Szinuszos jel esetén: $0,637\hat{U}$

Négyzetes középérték (RMS: Root Mean Square):

Jele: U_{eff} , U_{RMS} ,

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

Szinuszos jel esetén: $0,707\hat{U}$

2.1.1. Az elektronikus műszerek által mért és mutatott érték

A váltakozó feszültséget is mérő digitális voltmérők - szokásos elnevezésük digitális multiméterek - rendszerint - *a jel abszolút középértékét mérik. Kijelzőjük azonban az elektromechanikus műszerek hagyományait követve effektív értéket (RMS) mutatnak.*

A korrekciók, szinuszos jelet feltételezve:

- csúcstényező (crest factor):

$$k_{cs} = \frac{U_p}{U_{RMS}} = \sqrt{2}$$

- forma tényező (form factor):

$$k_f = \frac{U_{eff}}{U_a} = \frac{0,707}{0,637} = 1,11$$

A műszer által használt korrekciós tényező csak szinuszos jelek mérése esetén ad helyes eredményt. Ettől eltérő alakú jelek esetén a műszer hamis értéket mutat.

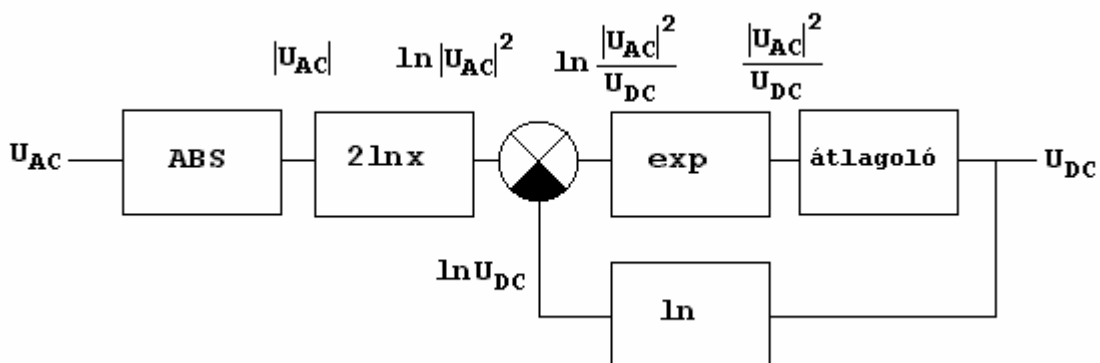
Néhány tipikus, nemsinuszos jel korrekciós tényezőjét adja meg a 2-1. táblázat.

2.1.2. Valós effektív értéket mérő digitális voltmérők (TRMS)

A korszerű, mikroprocesszoros DMM már bármilyen bementi jel esetén folyamatosan el tudja végezni az *igazi effektív érték számítását* (négyzetre emelést, integrálást és gyökvonást), így nincs szükség az 1,11-es szorzóra.

Az ilyen műszerek neve: *True Root Mean Square DMM* (TRMS-DMM).

Egy lehetséges megoldás blokkvázlata:



2-11. ábra

2.1.3. A mérés kijelzése dB-ben

A korszerű digitális multiméterek a mért értéket decibelben is kijelzik. A kijelzés egy referencia feszültséghez viszonyítva történik:

$$dB = 20 \log \frac{U_{\text{mért}}}{U_{\text{referencia}}}$$

Ahol: U_{ref} az a feszültség, amelyet 600Ω -os terhelő ellenálláson $1mW$ teljesítmény hoz létre.

$$U_{\text{ref}} = \sqrt{10^{-3} W * 600\Omega} = 0,7746V$$

2.1.4. A digitális multiméterek műszer mérési hibája

A digitális műszerek hibája az analóg rész hibájából és a digitális számlálás hibájából tevődik össze. A megadás lehetséges módjai:

A mért értékre vonatkoztatott h_{rdg} (rdg, reading, leolvasott érték) hiba:

$$h_{\text{rdg}} = \pm \frac{H_i}{m} 100\%$$

Ahol: H_i a mérés abszolút hibája, m pedig az éppen mért érték.

A méréshatárra vonatkoztatott h_{FS} (fs, full scale, méréshatár) hiba:

$$h_{\text{FS}} = \pm \frac{H_i}{p_{\text{FS}}} 100\%$$

Ahol: H_i a mérés abszolút hibája, p_{FS} a műszer aktuális méréshatára.

A két hiba egymással kifejezhető, így a mért értékre vonatkoztatott hiba:

$$h_{\text{rdg}} = h_{\text{FS}} \frac{p_{\text{FS}}}{m}$$

Az impulzusszámlálásból adódó h_{Count} hiba:

$$h_{\text{Count}} = \pm \frac{D}{N} 100\%$$

Ahol: N a digitális műszeren kijelzett szám értéke a tizedespont figyelembevétele nélkül, D a bizonytalan jegyek száma.

Példa:

Legyen egy digitális műszer méréshatára $5V$, s mutasson a műszer éppen $4,785V$ -ot. A műszer pontossági adatai: $h_{\text{FS}} = 0,07\%$ és $D = 1$.

$$h_{\text{rdg}} = h_{\text{FS}} \frac{U_{\text{fs}}}{m} = \pm 0,07\% \frac{5V}{4,785V} \cong \pm 0,073\%$$

$$h_{\text{Count}} = \pm \frac{1}{4785} 100\% = \pm 0,021\%$$

Az eredő hiba relatív:

$$h_{\Sigma} = \pm |0,073\% + 0,021\%| = \pm 0,094\%$$

A műszer a mért érték körül:

$$H_i = \frac{h_\Sigma}{100\%} \cdot m = \pm \frac{0,094\%}{100\%} \cdot 4,785V \cong \pm 4,5mV \text{ hibasávot okoz.}$$

Számoljuk ki ugyanígy a mérési hibát arra az esetre, amikor a felhasználó nem automatikus méréshatár váltás állásban alkalmazza a műszert, hanem hagyja az 5V-os határnál, és csak 0,045V-ot mér.

Ekkor

$$h_{rdg} = h_{FS} \frac{U_{fs}}{m} = \pm 0,07\% \frac{5V}{0,045V} \cong \pm 7,777\%$$

$$h_{Count} = \pm \frac{1}{45} 100\% = \pm 2,22\%$$

Az eredő hiba relatív:

$$h_\Sigma = \pm |7,777\% + 2,22\%| = \pm 7,997\%$$

A műszer a mért érték körül:

$$H_i = \frac{h_\Sigma}{100\%} \cdot m = \pm \frac{7,997\%}{100\%} \cdot 0,045V \cong \pm 3,6mV \text{ hibasávot okoz.}$$

Összehasonlítva a mérési hibákat ne tévesszen meg minket az, hogy abszolút értékben a második esetben kisebb a hiba értéke, ez digitális műszereknél természetes, hiszen lényegesen kisebb értéket mértünk. Amint viszont azt már az I. fejezetben megtanulhattuk, a mérés pontosságának legfontosabb jelzőszáma a relatív hiba, ez mutatja meg, hogy mennyire „használható” egy mérési eredmény. Ha a relatív hibákat összehasonlítjuk, akkor megdöbbentő különbséget látunk, az első esetben a relatív hiba kisebb, mint 0,1%, ami egy nagyon pontos mérésnek felel meg, míg a második esetben majdnem 8% a mérés relatív hibája, ami digitális méréstechnikában elfogadhatatlan érték. Figyeljünk tehát a digitális műszereknél is arra, hogy a méréshatárt hogyan állítjuk be!

2.2. Jelgenerátorok

Jelgenerátorok, olyan jelforrások, amelyek periodikus időfüggvényeket állítanak elő.

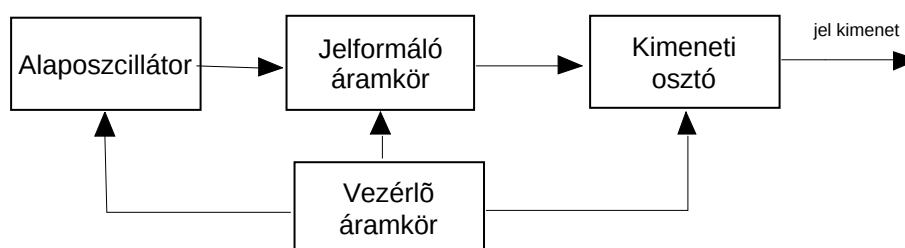


2-12. ábra

Csoportosításuk:

- Szinuszos generátorok:
 - Hangfrekvenciás generátorok (DC...100kHz).
 - Szignálgenerátorok (10 kHz...100 GHz, modulációs lehetőséggel).
 - Sweep generátorok (10 MHz...100 GHz).
- Nemszinuszos generátorok:
 - Függvénygenerátorok (DC...50 MHz, szinusz, háromszög, négyszög, fűrés, impulzus, tetszőleges hullámforma).
 - Impulzusgenerátorok (DC...500 MHz).

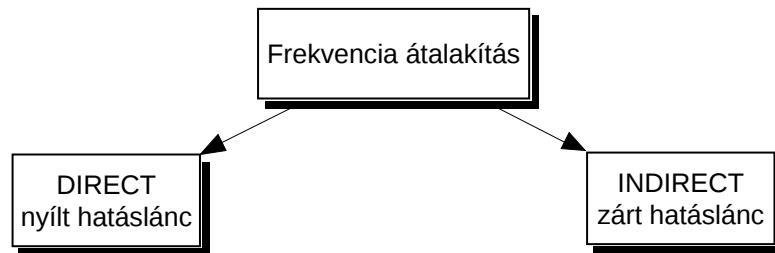
A jelgenerátorok blokkvázlata:



2-13. ábra

2.2.1. Frekvencia átalakítás

Tetszőleges frekvencia előállítható egy, nagy pontosságú oszcillátor frekvenciájából.

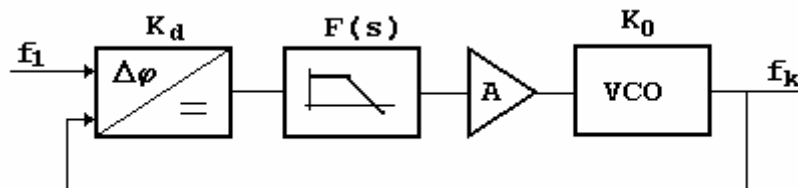


2-14. ábra

- *Direct* hatáslánc: pl. f_0 frekvenciájú szinuszos jel alakjának eltorzítása, majd a keletkező harmonikusok szétszűrése;
- *Indirect* hatáslánc: különböző frekvenciák előállítása konstans frekvenciából fáziszárt hurok (Phase Locked Loop = PLL) segítségével.

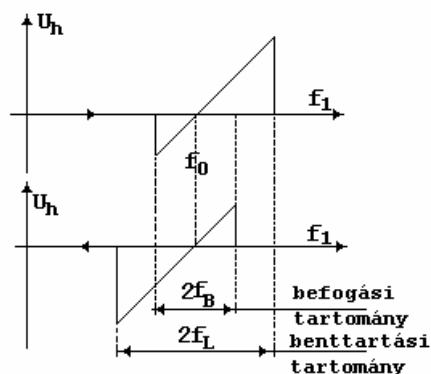
A legkorszerűbb frekvencia szintetizálás PLL hurkok segítségével történik.

A negatív visszacsatolású PLL szabályozó hurok biztosítja, hogy az f_i referenciafrekvencia és egy feszültséggel hangolható oszcillátor (Voltage Controlled Oscillator = VCO) f_k kimeneti frekvenciája *csak fázisban térhessen el egymástól*.



2-15. ábra

A VCO-t hangoló u_h hibafeszültség csak egy szűk tartományon belül képes stabil frekvenciát beállítani, ami a kívánt frekvencia beállítása szempontjából aszimmetrikus is. Ezért az alábbi ábrán látható, hogy definiálható egy befogási tartomány, és egy bővebb benttartási tartomány.



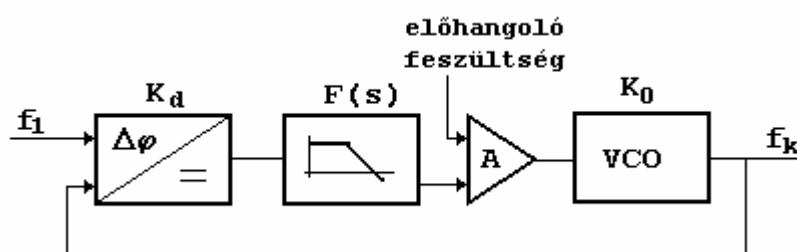
2-16. ábra A PLL hurok frekvencia és a VCO (Voltage Controlled Oscillator) hangoló U_h feszültség kapcsolata

A VCO hangolási szokásos tartománya: $\frac{2f_B}{f_0} \approx 5...50\%$ között változhat.

A negatív visszacsatolású szabályozó hurok lehetővé teszi két frekvencia összeadását, kivonását, konstanssal való szorzását.

Előhangoló feszültség

A feszültséggel hangolható oszcillátort (VCO) a megfelelő névleges frekvenciára kell hangolni - egy ún. előhangoló feszültséggel - ahhoz, hogy a hibafeszültséggel finomhangolni lehessen.



2-17. ábra

Frekvenciák összeadása

A PLL hurok két frekvencia összeadására is alkalmas. Elve a *heterodin keverés*:

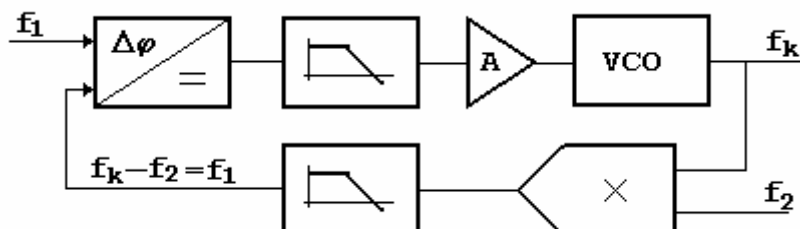
$$u_3(t) = U_1 \sin \omega_1 t * U_2 \sin \omega_2 t = \frac{U_1 U_2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

Látható, hogy a szorzó egységgel a két frekvencia *különbsége és összege* állítható elő.

A PLL hurokban felhasználhatjuk:

- a két frekvencia különbségét: *alsó keverés*,
- a két frekvencia összegét: *felső keverés*.

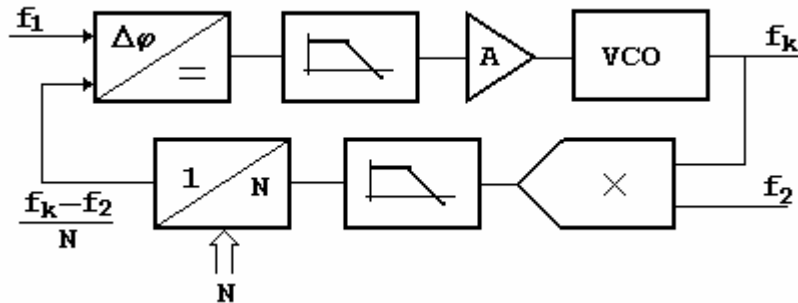
Az alábbi hurokban az alsó keverést használva: $f_k = f_1 + f_2$ két frekvencia összege állítható elő.



2-18. ábra

Frekvencia többszörözése

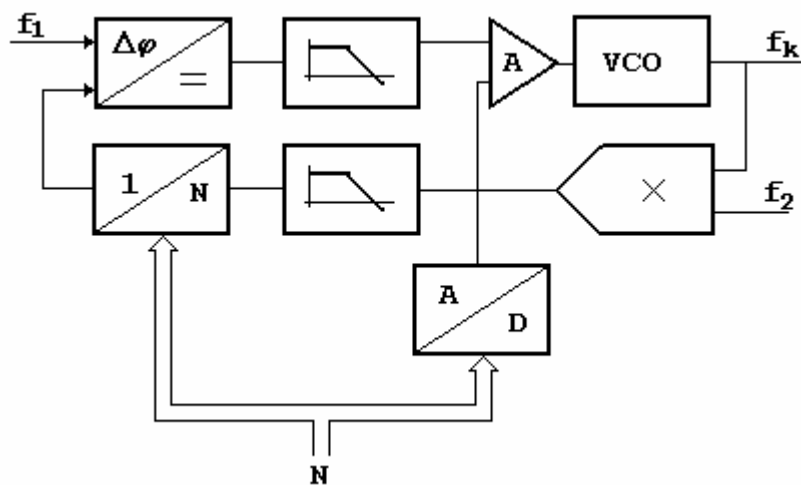
A visszacsatoló ágba elhelyezett osztóval frekvenciatöbbszörözés valósítható meg:



2-19. ábra

$$f_1 = \frac{f_k - f_2}{N} \Rightarrow f_k = Nf_1 + f_2$$

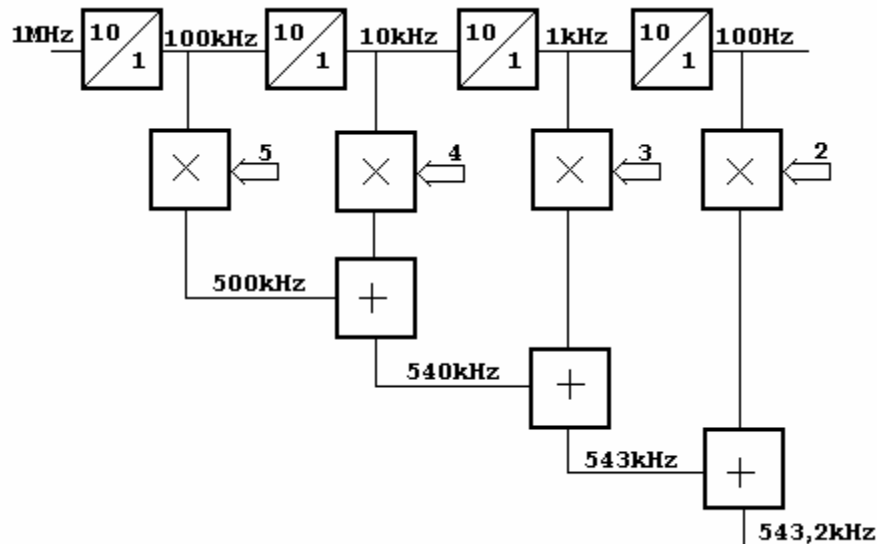
A teljes PPL-blokk, amely az előhangoló feszültséget is a digitális vezérlőkódból állítja elő egy A/D átalakító keresztül.



2-20. ábra

2.2.2. Egy négy-dekádos frekvencia generátor blokk-vázlata

Példa 543,2kHz frekvencia előállítására 1MHz-es kvarc pontosságú oszcillátor frekvenciájából:



2-21. ábra

2.3. Analóg oszcilloszkóp

2.3.1. Az analóg oszcilloszkópok általános jellemzői

- Az oszcilloszkópnak nagy a bemeneti impedanciája, ezért a voltmérőhöz hasonlóan a mérendővel mindig *párhuzamosan* kell kötni.
- Néhány kivételes esettől eltekintve a mérendő feszültség *időbeni lefolyásának* vizsgálatára használják.
- *Periodikus jelek* vizsgálatára a legalkalmasabb.

Már a legegyszerűbb oszcilloszkópok is alkalmasak legalább két jel egyidejű vizsgálatára. Így egy oszcilloszkóp lehet:

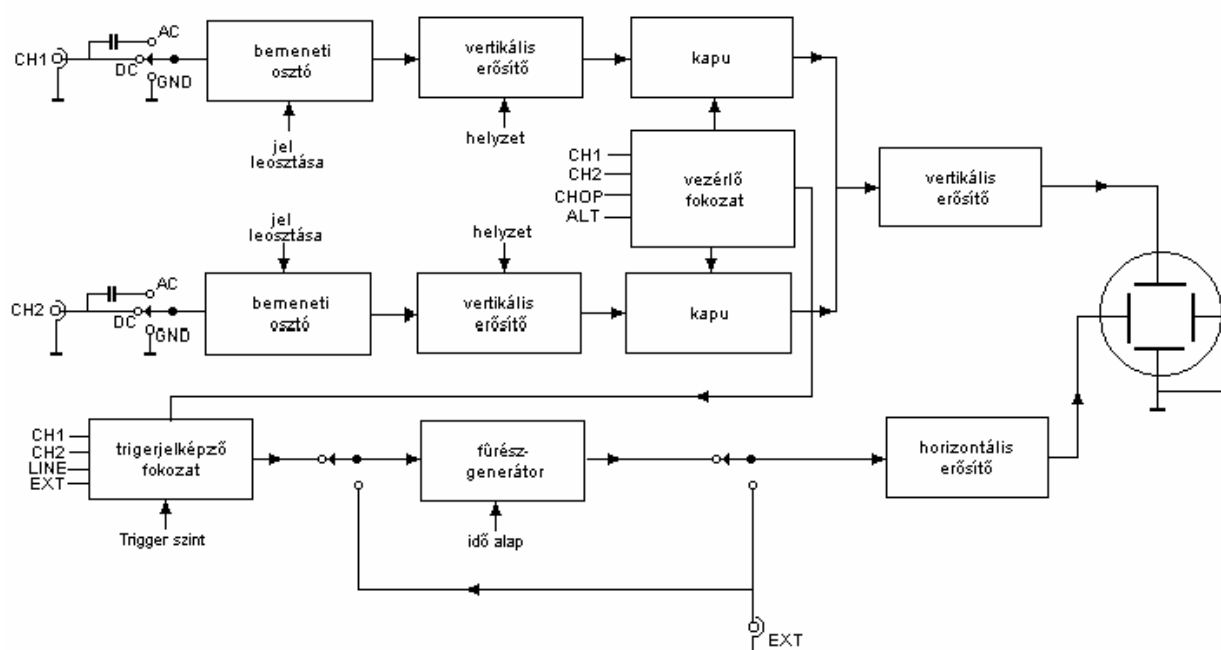
- *többsugaras*: a katódsugárcsőben több elektronágyú van, ezek egymástól függetlenül vezérelhetők. Minden sugárhoz teljesen önálló elektronika tartozik.
- *többcsatornás*: a katódsugárcsőben csak egy elektronágyú van, a több jel megjelenítésénél a szemünk becslését használja ki. Csak a függőleges csatornák rendelkeznek önálló elektronikával, minden egyéb elektronikus fokozat közös. Ez gyengébb, de olcsóbb megoldás.

Egy kétszatornás oszcilloszkóp képe és blokkvázlata látható az alábbi ábrákon:



2-22. ábra

Függőleges (vertikális) csatorna:



2-23. ábra

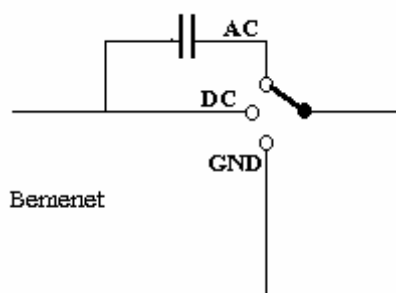
A *CH1* és *CH2* bemenetű vertikális csatornák azonos felépítésűek. A mérővezetékek általában BNC típusú csatlakozóval csatlakoztathatók a bemenetre.

A jel először egy választókapcsolóra jut.

AC állásban a jellel sorba kapcsolódó kondenzátor a jel egyenkomponensét kiszűri, a továbbjutó jel úgy áll be, hogy a lineáris középvértéke nulla legyen.

DC állásban a jel változatlan formában jut tovább.

GND állásban a mérendő jel útja megszakad, az oszcilloszkóp bemenete földelődik.



2-24. ábra

A jel további útja az osztóhoz vezet (*Attenuátor*). A jel *fokozatokban* és *folyamatosan* (potenciométerrel) is osztható. Ahhoz, hogy a jel amplitúdóját számszerűen is leolvashassuk, a *folyamatos osztót CAL* (kalibrált) állásba kell forgatni.

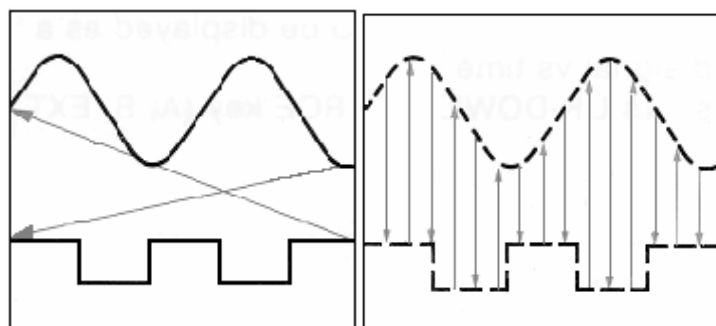
A *fokozatos osztó* 1-2-5 lépésekben osztja a jelet, és mV/Div-V/Div mértékegységű.

A megfelelően leosztott jel függőleges irányban maximálisan kitölti az ernyőt. A képernyők szokásos magassága 8Div (cm), szélessége 10Div (cm).

A csatornánkénti vertikális erősítők offset-jével külön-külön lehet állítani az ábrázolt jelek függőleges helyzetét.

A *CH1* és *CH2* csatorna jele az elektronikus kapcsoló fokozatban találkozik. A megjelenítendő jel kiválasztásának lehetőségei:

- csak az *CH1* csatorna jele rajzolódik ki,
- csak a *CH2* csatorna jele rajzolódik ki,
- *CH2* csatorna jele invertálva jut tovább,
- *CH1* és *CH2* előjeles összege jut tovább,
- *CH1* és *CH2* jelek egyidejű megjelenítésére két lehetőség van:



2-25. ábra: ALT üzemmód -> CHOP üzemmód

- *ALT* (alternate) beállításban az elektronsugar jelek közötti átkapcsolása csak képenként történik.

- **CHOP** (chopper) beállításban az elektronikus kapcsoló két csatorna jelét igen nagy frekvenciával (100kHz...1MHz között) kapcsolgatja. Így az elektronsugár egy-egy pontot rajzolva rakja össze a két jelet az ernyőn.

A jel(ek) a vertikális erősítőn áthaladva vezérli(k) az elektronsugárcső függőleges eltérítő lemezpárját.

2.3.2. Vízszintes (horizontális) csatorna

Az elektronsugárcső vízszintes eltérítő lemezpárja az *EXT* bemeneten keresztül tetszés szerinti jellel vezérelhető. Tipikus alkalmazása a Lissajous-görbe rajzolása.

A jelek vizsgálata leggyakrabban az idő függvényében történik. Az idő múlásának leképezéséhez lineárisan növekvő (*fűrészfog alakú*) jelet kell a vízszintes eltérítőre kapcsolni. Bár ezt a jelet az *EXT* bemeneten kívülről is beadhatnánk, a gyakori igény miatt a fűrészel generátor be van építve az oszcilloszkópokba.

Időalap generátor (Time Base)

A fűrészel egy időalap generátor állítja elő. A fűrészfeszültség változása konstans és az ernyő szélességével arányos. Visszafutási ideje elhanyagolhatóan rövid.

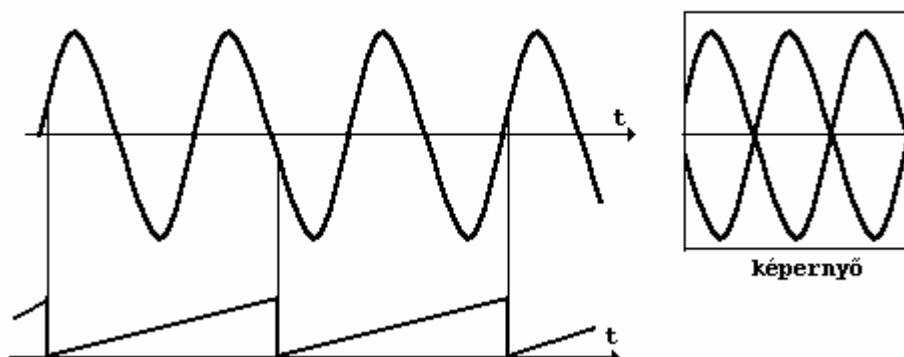
A fűrészel felfutási ideje (*TB*) *fokozatokban* és *folyamatosan* (potenciométerrel) is állítható. Ezzel választható meg, hogy adott frekvenciájú jelből mekkora szakasz, vagy hány periódus legyen látható az ernyőn.

A vízszintes eltérítési sebesség 1-2-5 osztásokban állítható, és $\mu\text{s}/\text{Div}$ - ms/Div mértékegységű. Leolvasáskor a potenciométert itt is *CAL* állásba kell forgatni.

A *TB* helyes megválasztása esetén a jel 1-2 periódusa látható az ernyőn.

Szinkronizálás (Triggerelés)

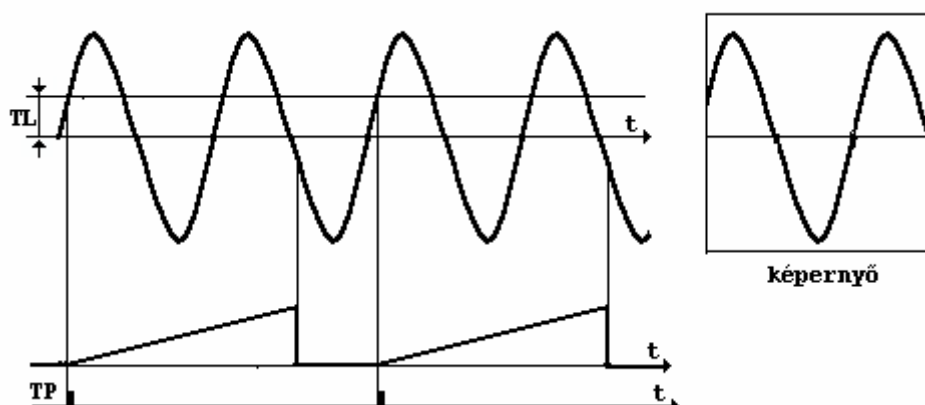
Periodikus jelek mérése esetén szükséges az oszcilloszkóp ernyőjén futónak látszó jelalak megállítása, stabil állókép biztosítása. Mint az az alábbi ábrán látható, a fűrészel futási sebességének helyes megválasztása ezt nem feltétlenül biztosítja. A szabadon induló, egymást követő fűrészek más-más darabját rajzolják fel a jelnek, amelynek következtében az ernyőn zavaros, kiértékelhetetlen („futó”) ábrát kapunk.



2-26. ábra

Ha a fűrészfeszültség egy-egy kép felrajzolása után csak akkor indul újra, amikor a jel újból ugyanakkora nagyságú és ugyanabban a fázisban van, akkor az elektronsugár az egyes jeldarabokat mindig egymásra rajzolja amint az az ábrán látható.

A fűrészjelet a *TP* trigger-impulzus indítja. Ezt az indítási módot szinkronizálásnak hívjuk.



2-27 ábra

A helyes beállításhoz a következőket kell megválasztani:

- triggerelési forrást,
- triggerelési módot,
- triggerelési szintet.

A triggerelési forrás kiválasztása

- **belső:** triggerelés esetén az oszcilloszkópon potenciométerrel beállítható egy Trigger Level (*TL*) egyenfeszültség szint, amelyet a trigger fokozat komparátora összehasonlít a triggerforrás jelével. Amikor a két jel megegyezik, egy *TP* trigger-impulzust állít elő. Ez az impulzus indítja el a fűrészt.

A forrás származhat:

- a *CH1* csatorna jeléből;
- a *CH2* csatorna jeléből;
- a *LINE*: a hálózati 50Hz-ből;
- **külső:** triggerelés esetén az impulzust kívülről, az *EXT* bementen kell beadni. (alkalmazása nemperiódikus pl. tranziens jelenségek vizsgálatánál alkalmazható).

A triggerelés módja:

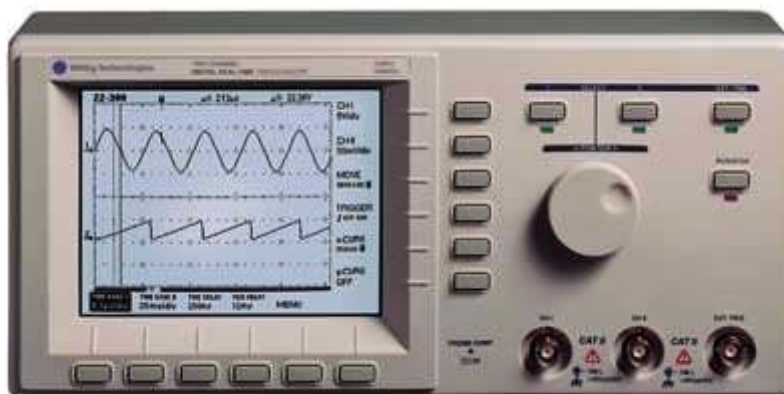
- *DC+* komparálás a forrásjel felfutásakor,
- *DC-* komparálás a forrásjel lefutásakor,
- *AUTO* a fűrészmérendő jel nélkül szabadon, egymásután indul, de a jel megjelenésekor triggerelt üzemmódba áll át.
- *SINGLE* egyszeri trigger-impulzus kiadása (pl. tranziens jel vizsgálatok).

A triggerelési szint: a *LEVEL* potenciométerrel állítható.

2.4. Digitális tárolós oszcilloszkópok

Az analóg oszcilloszkópok elsősorban periodikus jelek megjelenítésére alkalmasak, tehát nem teszik lehetővé a nem periodikusan ismétlődő vagy csak egyszeri alkalommal bekövetkező jelváltozások megjelenítését.

Bár az analóg oszcilloszkópoknak van tárolós változata is, a digitális tárolás lehetősége és számos előnye ezeket gyakorlatilag kiszorította a mérés technikai alkalmazásokból.



2-28. ábra

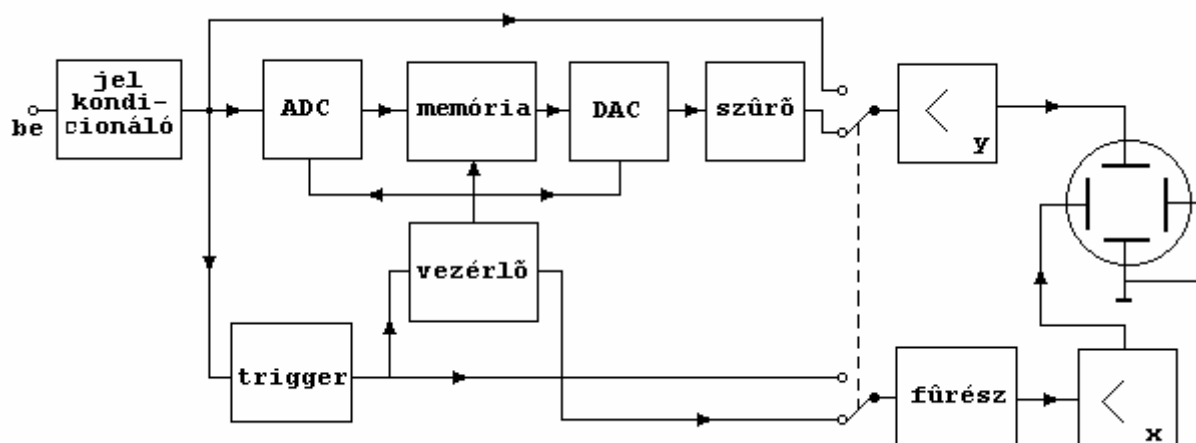
2.4.1. A digitális tárolás

Mint ahogy az elnevezése is mutatja, a jel digitális kód formájában kerül eltárolásra az oszcilloszkópban.

A jel belépve a készülékbe, a szokásos jelkondicionáláson megy keresztül, majd egy ADC fokozatba jut. A digitális szavak az oszcilloszkóp digitális memóriájában kerülnek. A mintavételezési ráta értéke általában 20 megaminta/másodperc és 200 megaminta/másodperc között mozog.

A digitális memóriában eltárolt adatokat az eredeti jelalak képernyőn történő megjelenítéshez analóg jellé kell vissza alakítani egy DAC áramkörrel.

Tehát az ernyőn látható kép, az eredeti jelről az eltárolt minták alapján készült rekonstrukció, nem pedig a bemeneti csatlakozókról érkező jel folytonos megjelenítése.



2-29. ábra

A digitális oszcilloszkóp általában párhuzamos ADC-t tartalmaz, amely nagyon gyors.

2.4.2. Az analóg-digitális átalakító és függőleges felbontása

A jel függőleges felbontást bitekben fejezik ki. A kódolható feszültség szintek száma: $M = 2^N$. Ahol M a szintek száma, N a bitek száma.

A legtöbb digitális oszcilloszkóp 8 bites átalakítóval rendelkezik. Ez a vizsgált analóg jeltartományt, és a jelet $2^8 = 256$ különböző feszültségszintre bontja.

Az időbázis és a vízszintes felbontás

A digitális tárolós oszcilloszkópokban a vízszintező rendszer feladata annak a biztosítása, hogy minden egyes mintavételezésre a megfelelő időpontban kerüljön sor. Csakúgy, mint az analóg oszcilloszkópok esetében, a digitális tárolós oszcilloszkópoknál is az időbázis beállításától függ a képernyőre rajzoló elektronnyaláb pásztázási sebessége.

Ugyanabból a jelből vett minták egy teljes csoportját record-nak nevezik. Egy record felhasználásával általában egy képernyőnyi jelalak rekonstruálható. Egy record-ot alkotó minták számát record hosszának, vagy mintavételezési hosszának nevezik és byte-ban, vagy kbyte-ban adják meg.

A mintavételi frekvencia: $f_s = \frac{\text{mintákszám}/\text{div}}{\text{idő}/\text{div}}$

Itt is érvényes a Shannon mintavételezési törvény, azaz a mintavett jel csak akkor nyerhető vissza, ha a mintavételező óra a jel legnagyobb frekvencia összetevőjének több mint kétszeresével megegyező frekvenciával dolgozik.

Legyen:

M a képernyő osztásainak száma: 10

K (a horizontális eltérítési együttható (s/div)): $50\mu\text{s}/\text{div}$

N (a minták száma a teljes képernyő mentén): 1000

Akkor:

az egy osztásra eső minták száma: $\frac{N}{M} = \frac{1000}{10} = 100;$

A mintavételi gyakoriság: $T_s = \frac{K}{\frac{N}{M}} = \frac{50 * 10^{-6}}{\frac{1000}{10}} = 50 * 10^{-6} * 10^{-2} = 0,5 * 10^{-6} \text{ s} = 0,5\mu\text{s},$

A mintavételi frekvencia: $F_s = \frac{N}{KM} = \frac{1000}{50 * 10^{-6} * 10} = 2\text{MHz}$

A képernyőn ábrázolásra kerülő minták száma (N) általában rögzített, ezzel szemben az időbázis (K) a mintavételi frekvenciával (F_s) együtt változik.

Fontos az időbázis aktuális értékének a mindenkori ismerete, mert a nem periodikus jelek legsűrűbb mintavételezéséhez tartozó időbázis egyben megadja a jel legjobb időfelbontását.

A digitális oszcilloszkóp gyakori alkalmazási területe a jelek tranziens karakterisztikáinak a vizsgálata, így például a jelek felfutási és esési idejének a meghatározása.

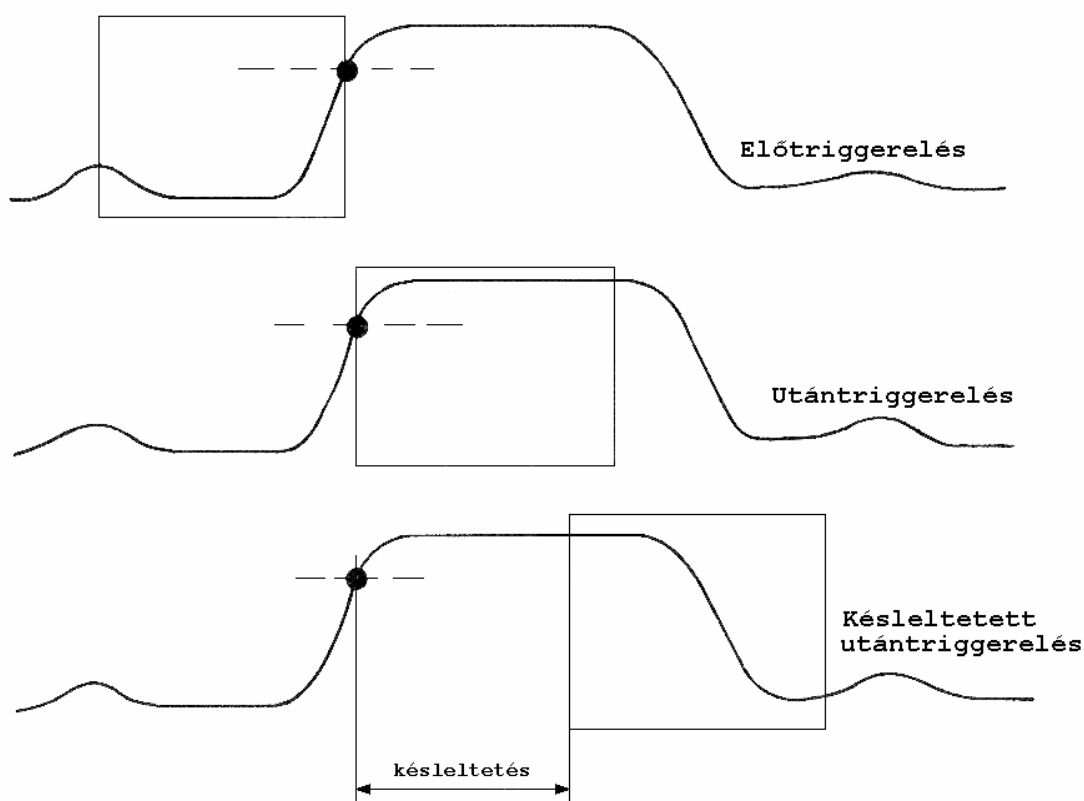
2.4.3. Digitális tárolós oszcilloszkóp funkciók és vezérlések

A digitális tárolós oszcilloszkópok speciális tulajdonságaiknak köszönhetően olyan kezelőszervekkel is rendelkeznek, melyek nem találhatók meg az analóg oszcilloszkópokon.

Ezek közül kiemelést érdemelnek a speciális triggerelési módok.

Pre-triggerelés, Post-triggerelés

A mintavétel és a tárolás kezdetét – az analóg oszcilloszkópokhoz hasonlóan – a trigger komparátor indítja. Az analóg szkópoknál megismert triggerelési lehetőségek (adott csatornáról, hálózatról, kívülről) itt is megvannak, de ezen kívül a digitális szkóp további triggerelési lehetőségeket is biztosít.



2-30. ábra

- *Előtriggerelésnél (pre-trigger)* a tároló feltöltése folyamatosan történik, a tárolás megkezdése után az új adatok ciklikusan felülírják a régieket. A trigger megállítja a további beírást, így a képernyőre a triggerjelet megelőző jelrészlet kerül.
- *Utótriggerelés (post-trigger)* a triggerjel indítja el a beírást, a képernyőre az ezután érkező jelrészlet kerül.
- *Késleltetett triggerelés:* Mindkét triggerelés kombinálható késleltetéssel, ahol a késleltetés mértékegysége a mintavételi impulzusszám, vagy a vízszintes eltérítési sebesség időalapja.

2.4.4. Analóg üzemmód

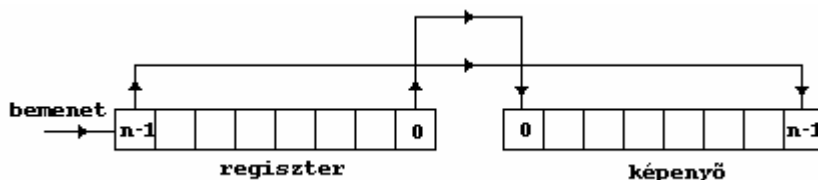
Minden digitális oszcilloszkóp képes normál analóg üzemmódban dolgozni. Ilyenkor a jel megkerüli mind az ADC és DAC átalakítókat, mind a memóriát.

2.4.5. Görgetési üzemmód (Roll)

Lassú jelek folyamatos megfigyelésére alkalmas üzemmód. A jel áthalad az átalakítókon, és a közöttük elhelyezkedő memórián.

A mintavétel triggerelés nélkül folyamatosan történik, és azonnal a tárbí íródik miközben annak tartalma egy címmel arrébb lép, tehát a legrégebbi minta kicsordul a tárból.

Minden egyes új minta a képernyő jobb oldalán jelenik meg. A jelből már ábrázolásra került részek fokozatosan a képernyő baloldal felé tolódnak el. Végül a legrégebben vett minták elérve a képernyő bal szélét eltűnnek a kijelzőről.



2-31. ábra

A görgetési üzemmód használata során a képernyőre rajzolt jelalak mindig a jel legutóbbi időben tanúsított viselkedéséről nyújt információt.

2.4.6. A jelalak tárolása (Store)

Tárolásra kapcsolva a képernyő (memória) tartalma kimerevedik, az utolsó felvétel látszik. Frissítő (refresh) üzemmódban a beállított triggerelés szerint egy új tartalom jelenik meg.

Minden digitális tárolós oszcilloszkóp a képernyőtáron kívül több háttérmemóriával is rendelkezik, amelybe a képernyő tartalma átmásolható. Ez lehetőséget biztosít később történő adatfeldolgozásra, vagy jelek összehasonlítására.

2.4.7. Megjelenítő algoritmusok, interpoláció, pontok egyesítése

Az oszcilloszkóp dots üzemmódját aktiválva kikapcsolható az interpoláció. Ekkor a jel rekonstruált képe a jelből vett mintáknak megfelelően pontokból tevődik össze, és az egyes minták között semmilyen görbe sem létesít kapcsolatot. Az oszcilloszkópok lehetőséget biztosítanak a pontok összekötésére első- vagy magasabb fokú interpolációval.

2.4.8. Interface-ek

Az oszcilloszkóp által összegyűjtött információkat általában számítógépen dolgozzák fel. Más esetekben magát az oszcilloszkópot vezérlik a számítógéppel. Ezért az oszcilloszkópok el vannak látva kommunikációs hardware-vel és segéd software-vel. A legáltalánosabban használt interface típusok az RS-232 és az általános célú interface busz, vagy más néven a GPIB, mely az IEEE-488 busz.

A mérnököknek néha szükségük van mérési eredményekről készült másolatokra. Ezeket a másolatokat általában referenciaként használják olyan esetekben, amikor az oszcilloszkóp újabb beállítására kerül sor, vagy amikor a készülék hibásan, nem az előírtaknak megfelelően végzi a működését.

A legtöbb digitális tárolós oszcilloszkóp printerhez és plotterhez is csatlakoztatható.

2.5. Frekvencia- és időmérők

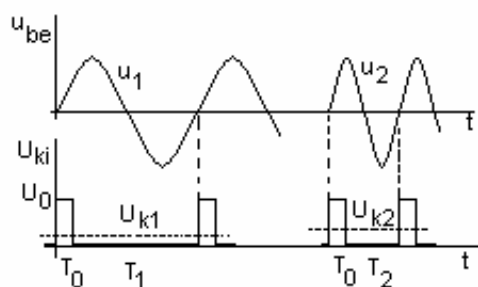
Frekvenciát analóg és digitális módszerrel is lehet megmérni.



2-32. ábra

2.5.1. Az analóg frekvenciamérés lehetőségei:

- Rezonancia elven: elsősorban mérőhidakban, ahol a hangolható L-C vagy R-C elemekkel addig hangolnak, amíg a rezgőkört a mérendő frekvencián rezonanciába nem kerül (a kimeneti jel maximumának megkeresése).
Az R-C hidak mérési tartománya: 10 Hz...50kHz.
Az L-C hidak mérési tartománya: 50kHz...1GHz.
Mérési hiba: 0,1...1%
- Frekvencia-feszültség átalakítással: a mérendő jel minden periódusában a nullaátmeneténél egy konstans szélességű és amplitúdójú impulzus keletkezik. Az impulzus sorozat középértéke lineáris kapcsolatba hozható a frekvenciával.



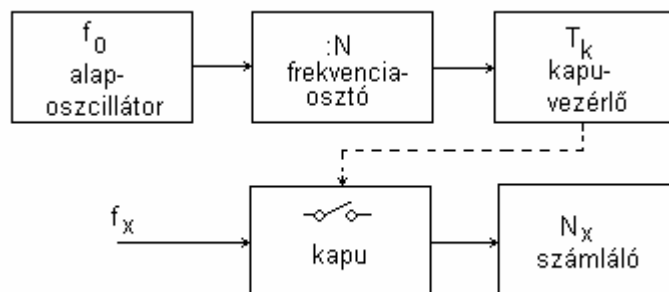
2-33. ábra

$$u_x = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_0} U_0 dt \rightarrow u_x = f_x U_0 T_0$$

$$f_x = \frac{1}{T_0} \frac{u_x}{U_0}$$

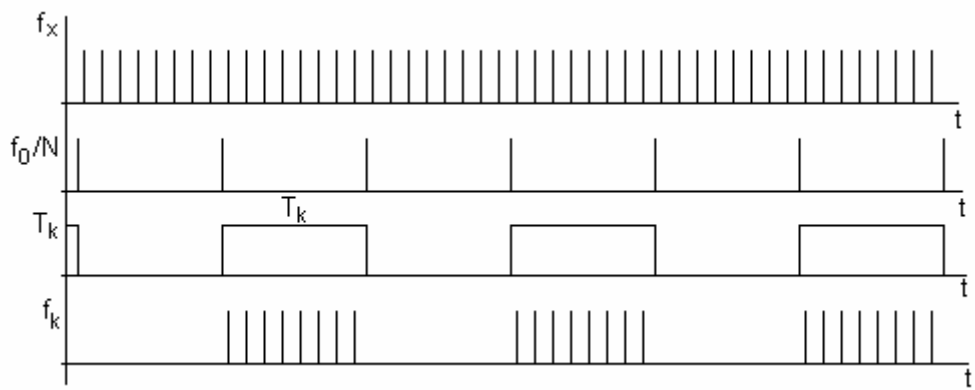
2.5.2. Digitális frekvenciamérés

Működése az alábbi blokkvázlaton látható:



2-34. ábra

Az f_0 frekvencia N -ed részre osztásával állítható elő a T_k szélességű kapuidő. Ezen idő alatt N_x számú impulzus jut az f_x frekvenciájú mérendő jelből a digitális számlálóba.



2-35. ábra

A jel frekvenciáját az 1 sec. alatt beérkező impulzusok száma adja meg:

$$f_x = \frac{N_x}{T_k} \quad \text{és} \quad T_k = \frac{N}{f_0}$$

Ebből:

$$f_x = f_0 \frac{N_x}{N}$$

A kapuzás során ± 1 digit hiba keletkezik.

A gyakorlatban N tíz hatványa. A T_k szokásos értéke 0.1s, 1s, 10s. Az $f_0 = 1\text{MHz}$, 10MHz vagy 100MHz választásával biztosítható, hogy az osztás nem kell elvégezni, hanem a számlálóban kapott érték azonos a frekvencia értékével.

Helytelen méréshatár választása esetén a számláló túlcsordul (overflow), amelyet a műszer jelez, vagy automatikusan méréshatárt vált.

A méréshatár kiterjesztése frekvencia előosztással történhet. Amennyiben a referencia frekvenciát azonos mértékben osztjuk, akkor a fentiekben ismertetett műszer változatlanul alkalmas a mérésre.

Mint minden kapuzással működő műszernél ± 1 impulzus bizonytalanság keletkezik. Tehát a számlálás relatív hibája: $\pm \frac{1}{N_x}$. Ehhez adódik hozzá a referencia frekvencia inga-

dozása: $h_0 = \pm \frac{\Delta f}{f_0}$. A frekvenciamérés eredő hibája a fenti két hiba összege.

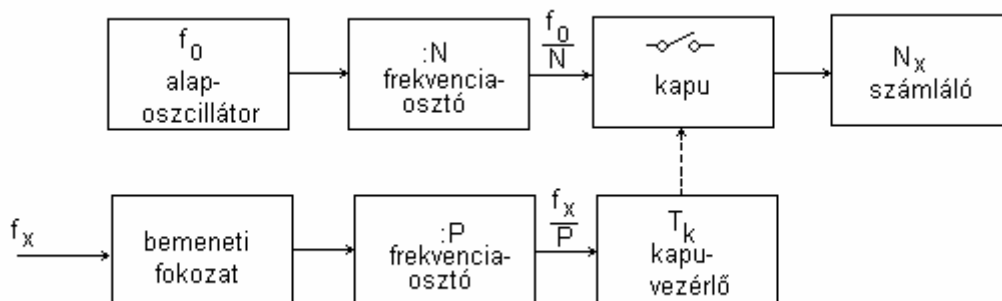
2.5.3. Időmérés

Az időmérők: periódusidő mérésére és időintervallum mérésére alkalmasak.

Periódusidő mérése digitális úton

Az alábbi blokkvázlat szereplő N és P osztók osztási aránya 10 egész kitevőjű hatványa. A kapuidő:

$$T_k = \frac{P}{f_x}$$



2-36. ábra

A bementre az ismeretlen periódusidejű (frekvenciájú) jelet kapcsolva, a számláló T_x időn keresztül töltődik az $\frac{f_0}{N}$ frekvenciájú impulzusokkal. Amelynek száma:

$$N_x = T_k \frac{f_0}{N} \quad \text{Ebből: } T_k = N_x \frac{N}{f_0}$$

Így a mért periódusidő:

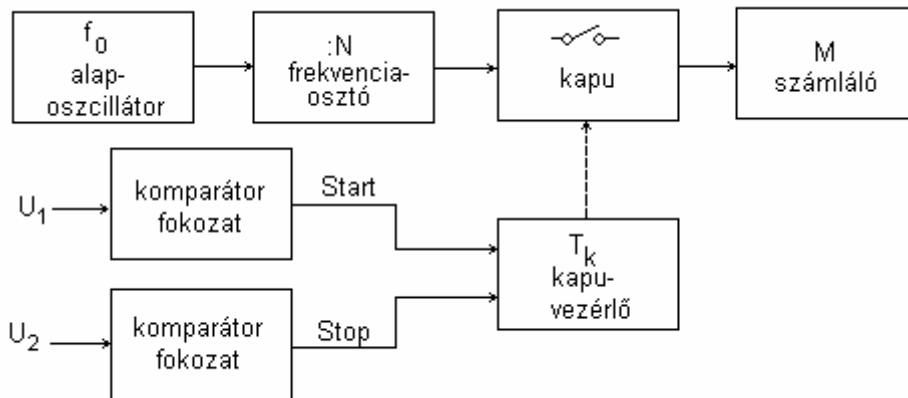
$$T_x = N_x \frac{N}{P} \frac{1}{f_0}$$

A kapuzás során ± 1 digit hiba keletkezik.

A periódusidő mérőket frekvenciamérésre is lehet használni. Ekkor az ismeretlen frekvencia az $f_x = \frac{1}{T_x}$ összefüggésből határozható meg. A mérés h_x hibája a referenciaoszillátor h_0 relatív hibájának és a számlálás $\pm 1/N_x$ relatív hibájának összege: $h_x = \pm(h_0 + 1/N_x)$

Időintervallum mérés

Az alábbiakban a mérés blokkvázlata látható:

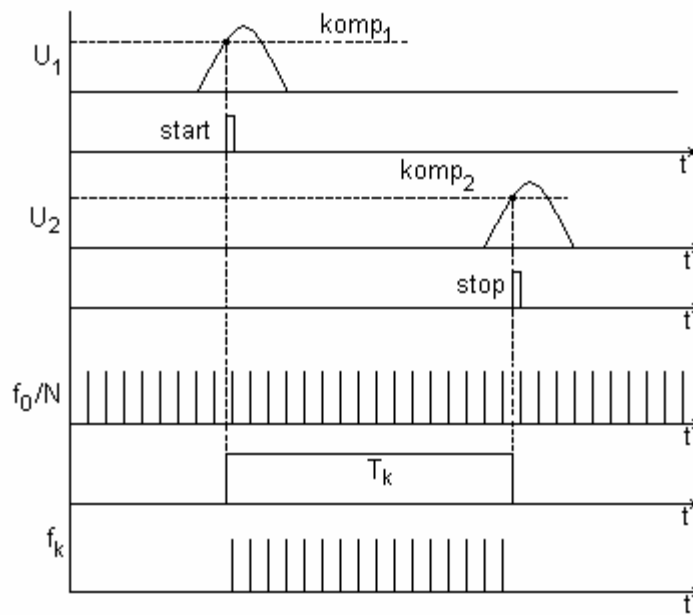


2-37. ábra

Az U_1 és U_2 bementi jelekből komparátor állítja elő a *Start* és *Stop* jeleket. A két jel közötti idő, mint mérendő időintervallum képezi a digitális számláló T_k kapuidejét.

A számláló impulzusait az f_0 alaphfrekvenciából osztó állítja elő.

A mérés lefolyása az alábbi idődiagramokon követhető:



2-38. ábra

A számláló tartalma:

$$N_x = T_k \frac{f_0}{N}; \quad \text{Ebből: } T_k = N_x \frac{N}{f_0};$$

Általában N decimális osztó.

A kapuzás során ± 1 digit hiba keletkezik.

2.6. Spektrumanalizátorok

2.6.1. Matematikai alapok

A spektrum elemzés matematikai alapja: a Fourier transzformáció.

A Fourier sorbafejtés szabálya kimondja, hogy minden végtelen periodikus jel felbontható szinuszok és koszinuszok összegeire.

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \cos n\omega_1 t + B_n \sin n\omega_1 t)$$

ahol

$$C_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega_1 t dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin n\omega_1 t dt$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt$$

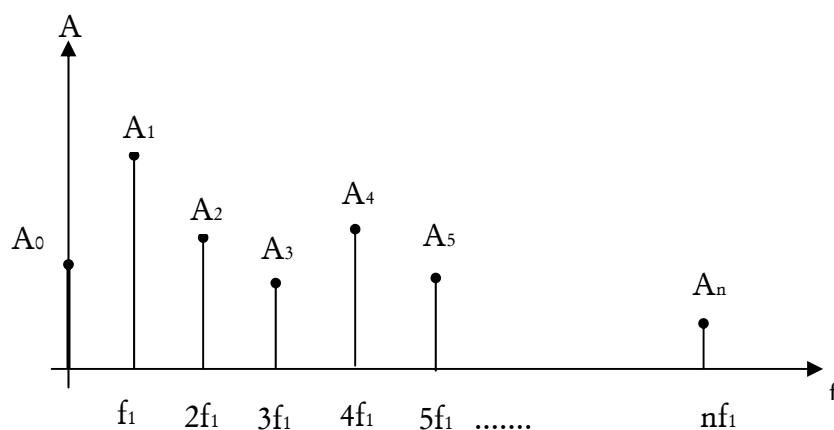
$$A_n = \sqrt{C_n^2 + B_n^2}$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{B_n}{C_n}$$

tehát

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n2\pi f_1 t + \varphi)$$

Mivel n egész szám, az $A(f)$ frekvenciaspektrum képe:



2-39. ábra

Azonban végtelen jelet mintavételezni a gyakorlatban nem lehet, ezért a Fourier sorba fejtés csak akkor lehetséges, ha elfogadjuk azt a feltételt, hogy az analízálásra kijelölt regisztrátum a végtelen periodikus jel 1 periódusa, amely a végtelenig ismétlődik.

Ha n darab mintát f_{mv} mintavételi frekvenciával megmérünk, akkor a regisztrátum

$$T_{reg} = \frac{n}{f_{mv}}$$

időintervallumot tartalmaz. Amennyiben elfogadjuk, hogy ez a regisztrátum a végtelen periodikus jel 1 periódusa, akkor a T_{reg} regisztrátum idő a jel periódusideje. Vagyis a jel frekvenciája:

$$f_{reg} = \frac{f_{mv}}{n} = f_1$$

Ez a jel alapharmónikusa. A felharmónikusok ezen f_1 érték egész számú többszöröseinél jelennek meg.

Hogyan lehet a spektrum felbontását növelni? Úgy, hogy az f_1 értékét a lehető legkisebbre választjuk.

Ezt a mintavételi frekvencia csökkentésével, és/vagy a minták számának növelésével érhetjük el.

A mintavételi frekvencia alsó értékét a mintavételi törvény határozza meg, a minták számának felső határát pedig az analízálásra rendelkezésre álló gépidő (a matematikai műveletszám nagysága miatt ez egy igen időigényes feladat).

Az n minta feldolgozásához a DFT (Discrete Fourier Transform) során $m=n^2$ komplex műveletet (szorzást és osztást) kell elvégezni.

Az FFT (Fast Fourier Transform) egy gyorsító eljárás, amely a DFT szimmetriatulajdonságait kihasználva a műveletek számát lényegesen lecsökkenti: $m = \frac{N}{2} \log_2 N$ lépésre. Ennek feltétele az, hogy N kettő hatványa legyen.

Így a DFT sora $X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{ik}{N}}$ felbontható páros és páratlan sorszámú tagok halmazára. Legyen: $y_i = x_{2i}$ és $z_i = x_{2i+1}$

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N-1} y_i e^{-j2\pi \frac{2ik}{N}} \quad \text{és} \quad Z_k = \sum_{i=0}^{N-1} z_i e^{-j2\pi \frac{(2i+1)k}{N}} = e^{-j2\pi \frac{k}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} z_i e^{-j2\pi \frac{2ik}{N}}$$

A FFT számítás még így is jelentős időt vesz igénybe, így a spektrum analízátorokban ezt hardver egység végzi.

Példa: ha $N=4096$ akkor

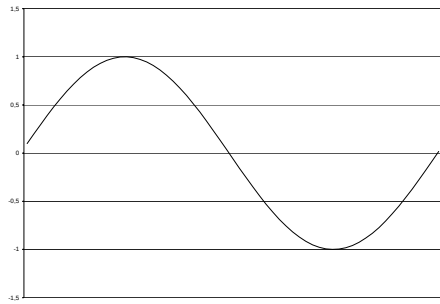
A DFT műveletek száma: $N^2 = 4096^2 \cong 16,7 * 10^6$,

Az FFT műveletek száma: $2N \log_2 N = 2 * 4096 * 12 = 98304$

Tehát FFT-vel a műveletek száma az eredeti 0,6%-ra csökken.

Nézzünk egy példát a spektrumkészítésre:

Legyen egy ideális szinusz jelünk, amit mintavételezéssel megmérünk. Ha éppen 1 periódust mérünk, vagy annak egész számú többszörösét, akkor a spektrum 1 frekvencia összetevőt fog adni, hiszen valóban a jelet ismételten egymás mögé rakva, a végtelenig folytatható ideális szinuszként.

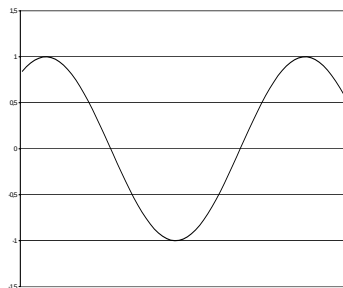


2-40. ábra



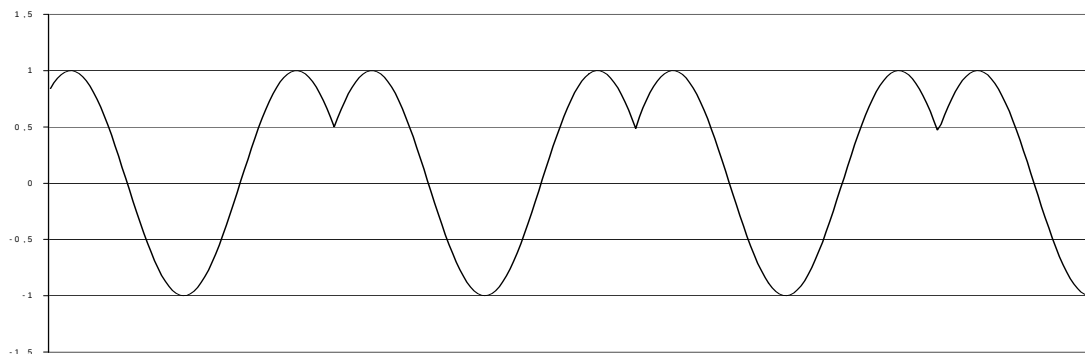
2-41. ábra

Amennyiben azonban nem tudunk éppen egész periódust vizsgálni, hanem az alábbi jel-darabot vettük fel regisztrátumként,



2-42. ábra

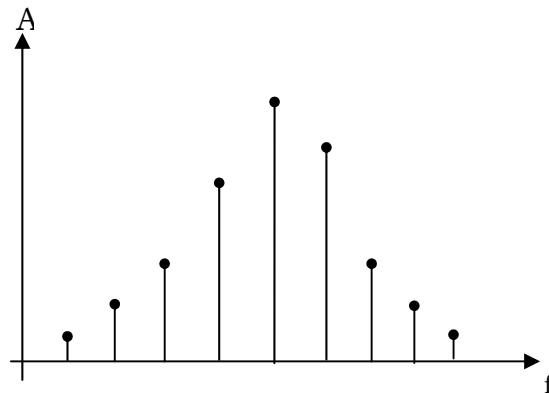
akkor a kivágott mintaregisztrátumot egymás mögé rakva, látható a lenti ábrán, hogy



nem egy ideális szinusz jelet vizsgálunk.

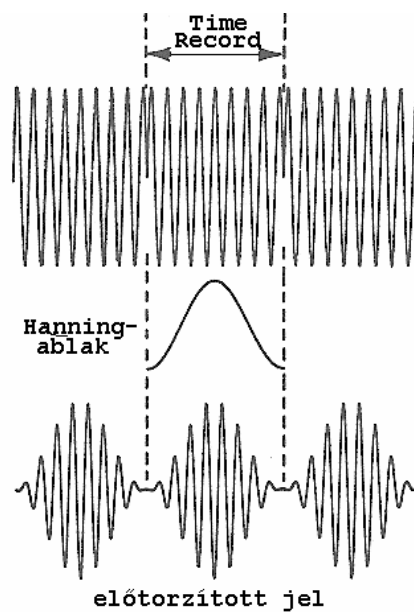
2-43. ábra

Ennek következtében az eredeti jel hiába ideális szinusz, a spektrum nem egy összetevőt ad, hanem egy „sátor” jellegű spektrumképet:



2-44. ábra

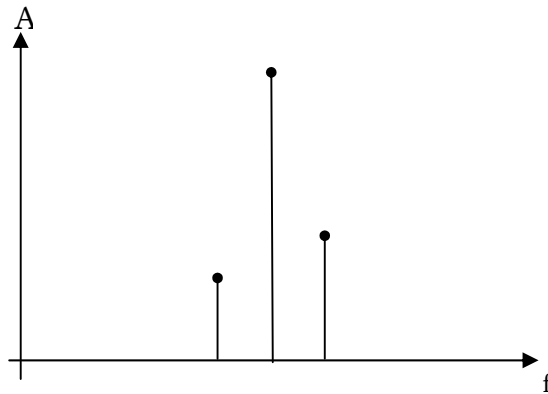
Mivel a hiba forrása – a tört periódus miatt - mindig a regisztrátum szélein jelenik meg, ezért, ha sikerül a jel alkalmas „előtorzítása” a minta szélein, akkor a jel spektruma elfogadhatóan közelít az ideálishoz. Logikusan a jelet úgy kell torzítani, hogy az időfüggvény szélei „el legyenek nyomva”:



2-45. ábra

Ezt ablakozási (windows) eljárásnak nevezik.

Ablakozó függvényt használva a fenti spektrumkép az alábbi módon változik:



2-46. ábra

Az ablakozó függvény azt jelenti, hogy a mintavételezett jelet mintánként megszorozzuk egy megadott függvénnyel. Pl:

$$w(i) = 0,5 - 0,5 \cos(2\pi \cdot \frac{i}{n})$$

Hanning ablak esetén:

$$w(i) = 0,54 - 0,46 \cos(2\pi \cdot \frac{i}{n})$$

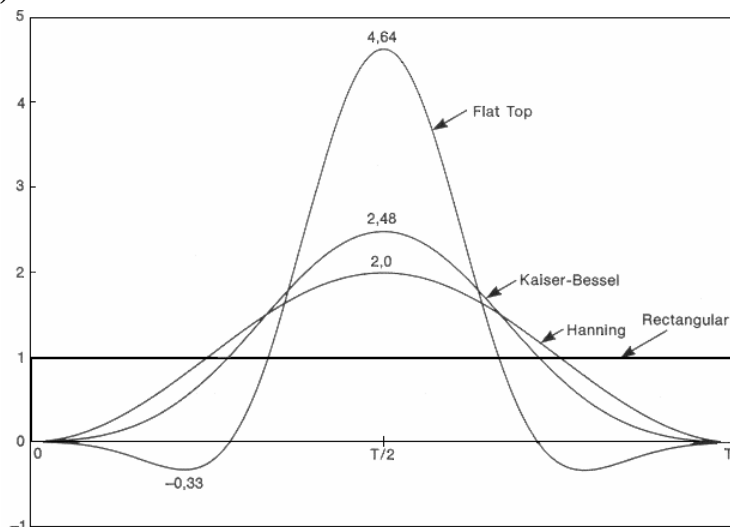
Hamming ablak esetén

Blackmann ablak esetén:

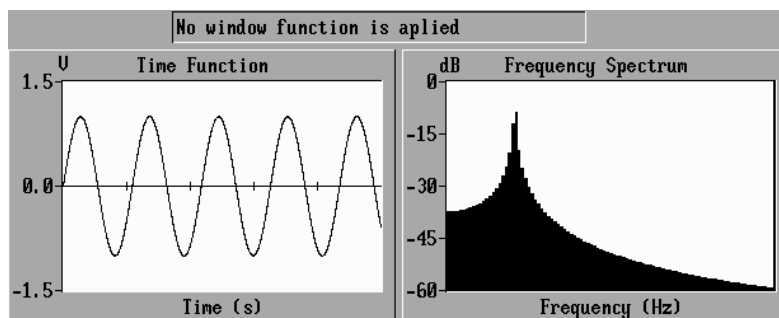
$$w(i) = 0,42 - 0,5 \cos(2\pi \cdot \frac{i}{n}) + 0,08 \cos(4\pi \cdot \frac{i}{n})$$

Háromszög ablak esetén:

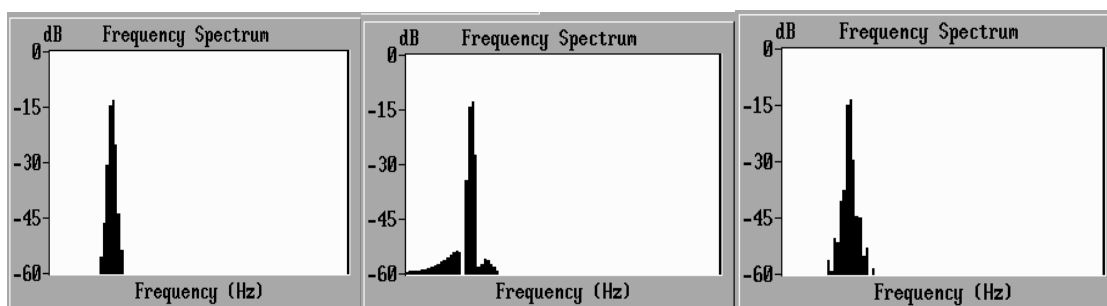
$$w(i) = 1 - (2 \cdot i) / n$$



2-47. ábra: Ablakozó függvények



2-48. ábra: Tört periódusból vizsgált ideális szinusz jel spektruma ablakozás nélkül



Hanning ablakkal

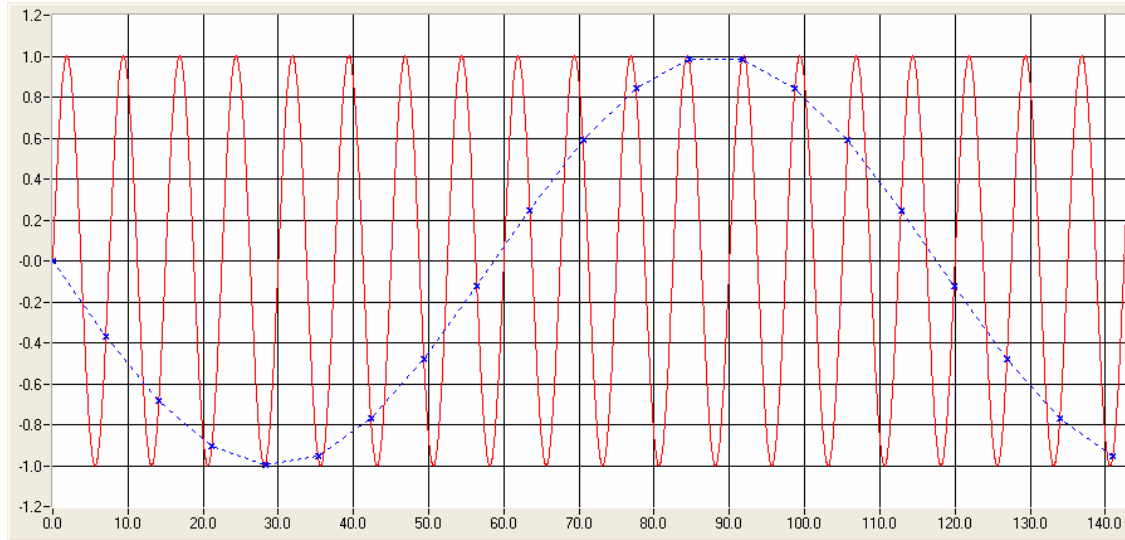
Blackmann ablakkal

Háromszög ablakkal:

2-49. ábra

A mintavételezett jelek spektrumanalízisének másik problémája az aliasing jelenség:

A mintavételezési törvény be nem tartása esetén nem létező frekvenciaösszetevők jelennek meg a spektrumban.



2-50. ábra

Védekezés: antialiasing szűrővel, ami egy aluláteresztő szűrő, nagy vágási meredekséggel, a mintavételi frekvencia felére beállított felsőhatár frekvenciával.

2.6.2. A spektrumanalizálás alapfogalmai

Az energia jellegű (ill. teljesítmény jellegű) spektrumokat (tehát a teljesítmény-, az energiasűrűség-, a teljesítménysűrűség- és a kereszt-teljesítménysűrűség-spektrumot,) összefoglaló néven energetikai spektrumoknak nevezzük.

a.) *Teljesítményspektrum*: periodikus jelek esetén Fourier-sor.

$$P_i = |C_i|^2 \quad \text{Ahol} \quad C_i = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-j2\pi \frac{i}{T} t} dt \quad \text{és } T \text{ a periódusidő.}$$

b.) *Energiasűrűség-spektrum*: determinisztikus, tranziens jelek esetén Fourier-transzformált abszolútérték-négyzete.

$$E(f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \right|^2$$

c.) *Teljesítménysűrűség-spektrum*: sztochasztikus és periodikus jelek esetén az autókorrelációs függvény Fourier-transzformáltja.

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j\pi f\tau} d\tau$$

d.) **Kereszt-teljesítménysűrűség-spektrum:** sztochasztikus és periodikus jelek esetén a keresztkorrelációs függvény Fourier-transzformáltja.

$$S_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j\pi f\tau} d\tau$$

Elnevezése szerint mindegyik energetikai spektrum az adott jel energia- ill. teljesítménytartalmának frekvencia szerinti eloszlását írja le.

Tehát elvileg ideális sávszűrővel ezek a spektrumok mérhetőek.

Teljesítményspektrum esetén (a.) eset) ez meg is valósítható olyan keskeny sávszűrővel, amely csak az adott spektrumot engedi át.

Az energiaspektrum esetén legyen a sávszűrő kimenőjele:

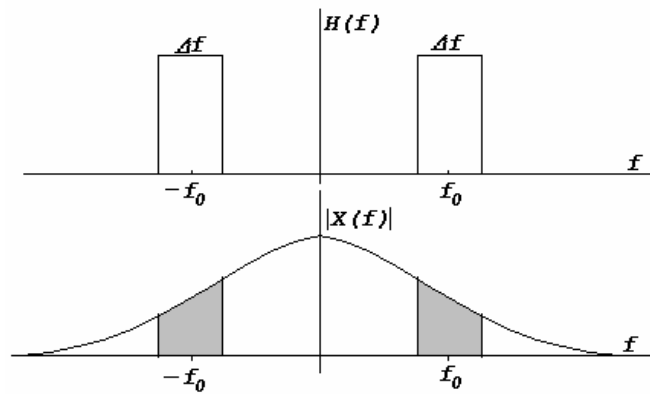
$$y(t) = h(t) * x(t)$$

Ebből a Fourier-transzformált

$$Y(f) = H(f)X(f) \Rightarrow |Y(f)|^2 = |H(f)|^2 |X(f)|^2$$

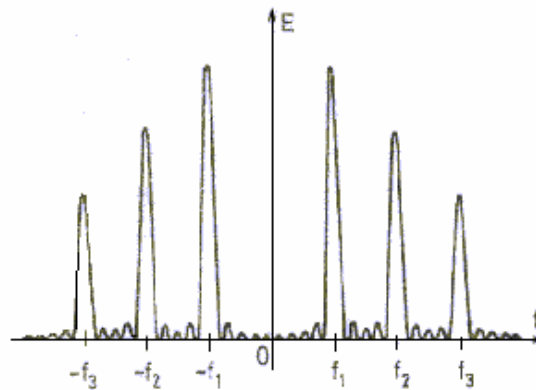
Az energia a Parseval-tétel segítségével:

$$\begin{aligned} E &= \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 |X(f)|^2 df = \\ &= \int_{-f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{-f_0 + \frac{\Delta f}{2}} |X(f)|^2 df + \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} |X(f)|^2 df \cong 2\Delta f |X(f_0)|^2 \end{aligned}$$



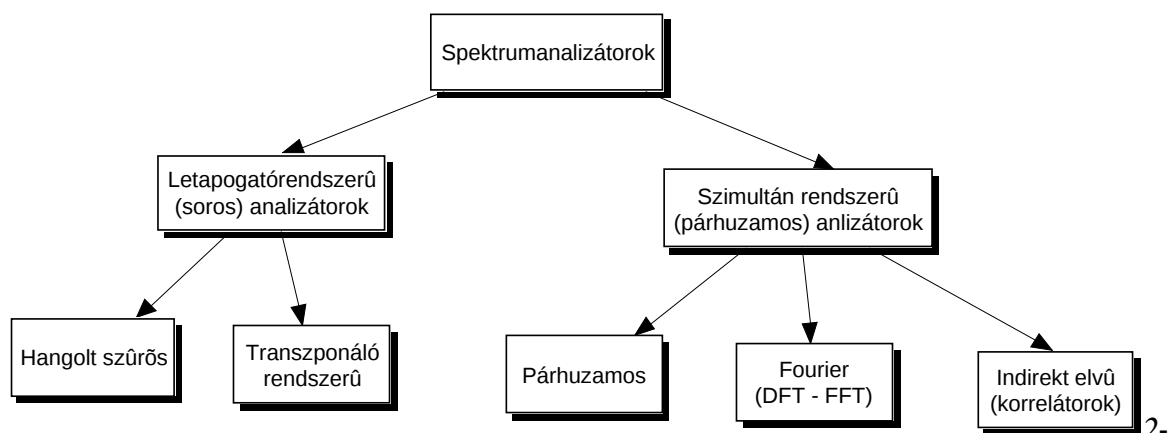
2-51. ábra

Az energia- és a teljesítménysűrűség-analizátor formailag csak egy $\frac{1}{T}$ szorzóban különbözik egymástól. A Fourier-transzformációt alkalmazva periodikus függvényre:



2-52. ábra

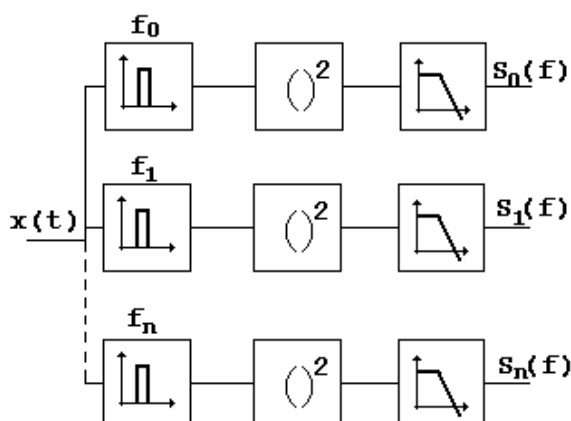
2.6.3. A spektrumanalizátorok csoportosítása



2-53. ábra

2.6.4. Párhuzamos analízátorok

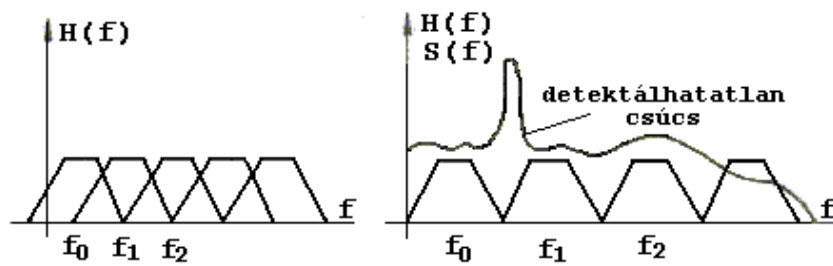
Esősorban vonalas spektrumú (periodikus) jelek analizálására alkalmas. Felépítése egyszerű, de sok elemet tartalmaz, mert minden analizálandó spektrumra egy nagy jósági tényezőjű sáváteresztő szűrő van hangolva.



2-54. ábra

Működése a leggyorsabb.

Hátránya a korlátozott bontás (kb. 100kHz-ig használják). Szűrők közötti lyuk vagy átlapolások problémája az alábbi ábrán látható:



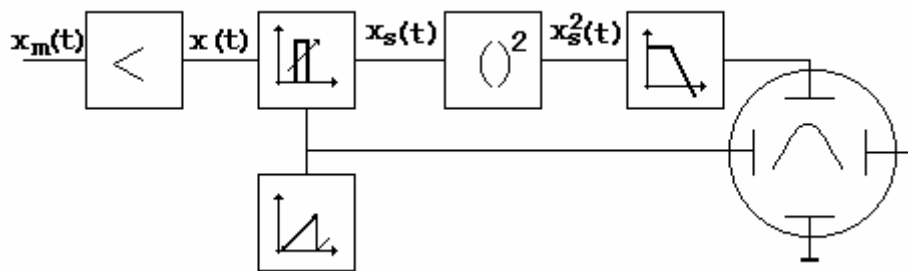
2-55. ábra

A szűrési megkötések miatt, ezt az elvet periodikus jelek harmonikusainak anakizálására használják.

2.6.5. Hangolt szűrős analizátorok

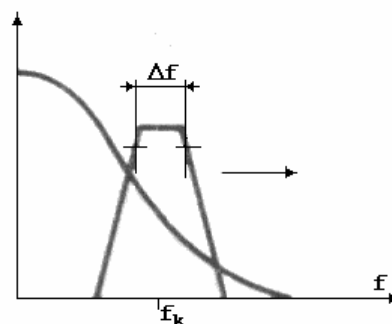
Az $x_m(t)$ jel az *elektronikusan hangolható* középfrekvenciájú sáváteresztő szűrőre jut.

A hangoló jelet egy fűrészgenerátor szolgáltatja, amely a kijelző vízszintes eltérítését is vezérli.



2-56. ábra

A műszer a jel $f_k \pm \frac{\Delta f}{2}$ frekvenciasávba eső teljesítményét méri, és a teljesítménysűrűség függvényét rajzolja ki.



2-57. ábra

A sweep sebességét a sávszűrő és az integráló fokozat beállási ideje korlátozza.

A műszer hátránya: széles frekvenciasávban nem valósítható meg a folyamatos hangolhatóság azonos szűrőparaméterekkel. Hangolható tartomány: oktáv ($\Delta f = 2 f_0$), terc. ($\Delta f = 2/3 f_0$)

2.6.6. Transzponáló rendszerű analizátorok

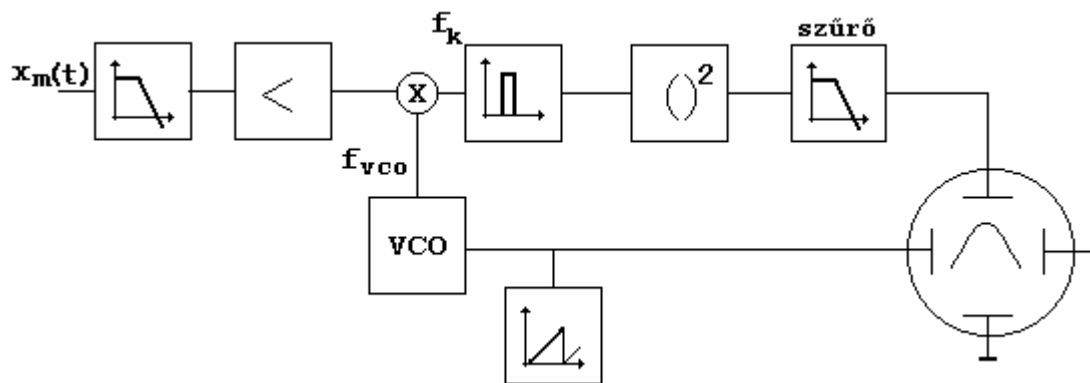
A sáváteresztő szűrő fix frekvencián dolgozik. A mérendő jel frekvencia tartománya egy fűrészfeszültség által vezérelt, folyamatosan hangolt, keverő oszcillátorral a szűrő f_k frekvenciájára keveredik le vagy fel, az alsó- vagy felső keverés elve szerint.

A teljesítménysűrűség spektrum:

$$E_x(f_k) = \frac{1}{4}E_x(f_m - f_{vco}) + \frac{1}{4}E_x(f_m + f_{vco})$$

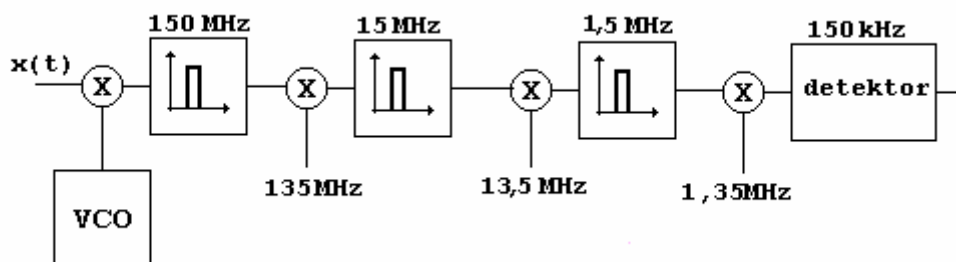
A legalkalmasabb középfrekvencia megválasztása:

- f_k nem eshet a mérendő jel frekvenciatartományába,
- tipikus az $f_k = f_{vco} - f_m$ választás,



2-58. ábra

A megfelelően szelektív szűrő igen nagy frekvenciákon nem valósítható meg, ezért nagyfrekvencia tartományban dolgozó spektrumanalizátoroknál többszörös lekeverést alkalmaznak. A transzponálási sáv szélességet az utolsó fokozat határozza meg. Egy példa:



2-59. ábra

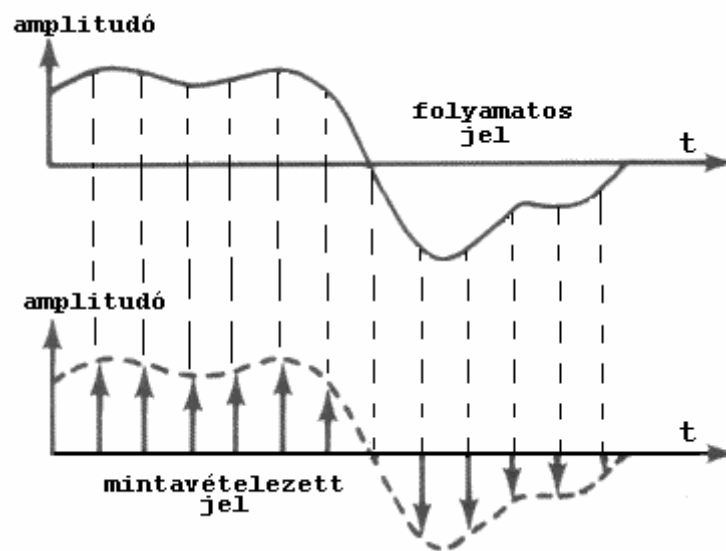
2.6.7. Digitális Fourier-analizátorok

Ezek az analízátorok digitális működésűek és a Fourier-transzformálás elvén alapulnak.

A digitális Fourier-analizátorok a folytonos időfüggvény mintavételezett jeleit dolgozzák fel.

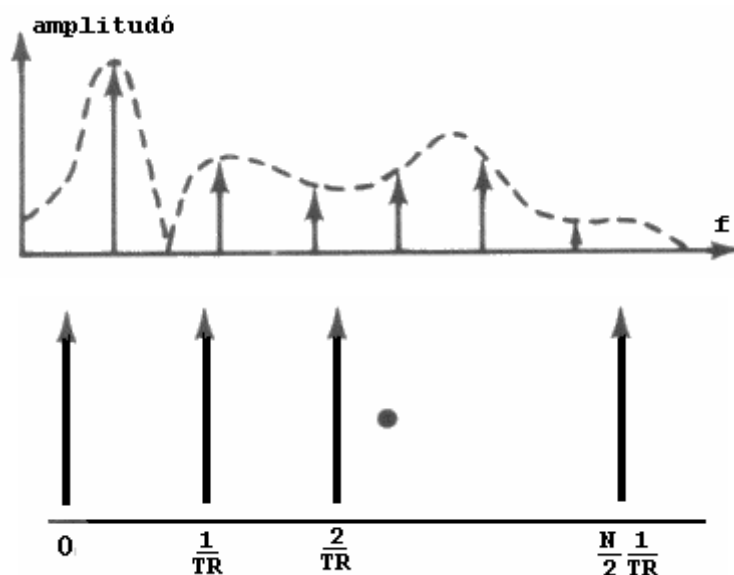


2-60. ábra



2-61. ábra

Az időtartományban a mintavételezés során kapott vonalas mintákból a DFT után szintén *vonalas spectrum* keletkezik:

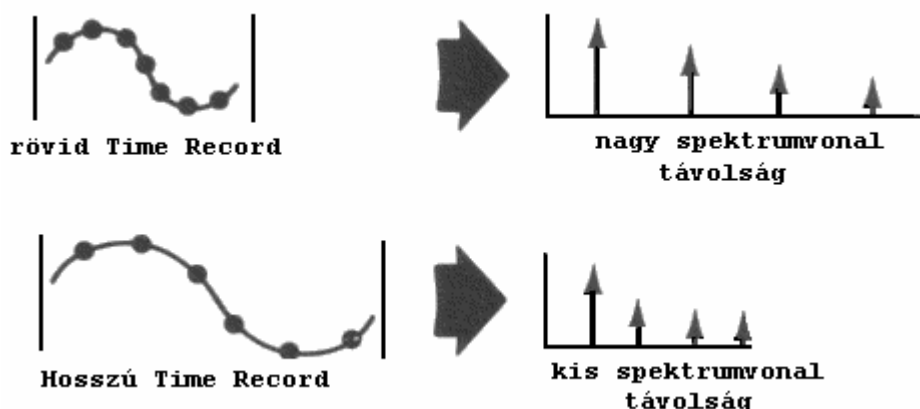


2-62. ábra

Azt az időtartamot, amely alatt a mintavevő egy felvétel sorozatot készít, *TIME RECORD (TR)* -nek nevezzük. Ha a *TR* alatt vett minták száma N , akkor a *DFT* az N minta alapján $\frac{N}{2}$ spektrumvonalat ad a valós frekvencia tartományban.

Ebből adódik a legnagyobb analizálható frekvencia: $f_{\max} = \frac{N}{2} \frac{1}{TR}$

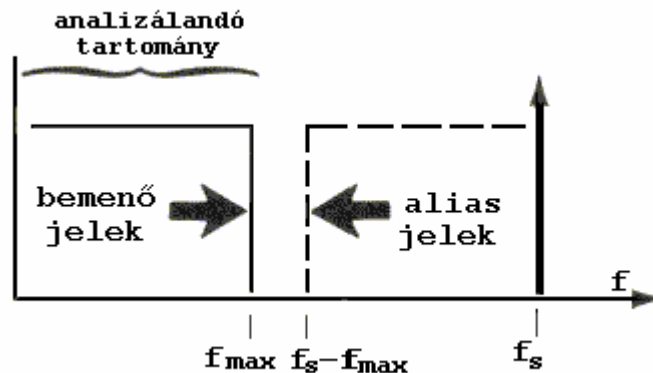
Mivel a legtöbb analizátornál az N minták száma kötött, ebből adódóan a frekvencia határ a *TR*-el változtatható, azzal fordítva arányos:



2-63. ábra

A mintavételi idő T_s és a jel maximális frekvenciája $f_{\max}$ közötti kapcsolat

Mint ismeretes, a DFT spektruma a mintavételi f_s frekvenciára periodikusan ismétlődik. Ezeket a frekvenciákat *alias* frekvenciáknak nevezzük, a jelenséget pedig *aliasing* jelen-



ségnek.

2-64. ábra

Annak elkerülésére, hogy az alias frekvencia tartomány ne lapolja át az eredeti jel frekvencia tartományát, be kell tartani a Shannon-törvényt. Legyen:

$$f_s > 2f_{\max}$$

Tehát a hasznos jellel együtt bejutnak és feldolgozásra kerülnek azok a zaj jellegű jelek is, amelyeknek frekvenciája az aliasing tartományokba esik. Ennek megakadályozására aluláteresztő szűrőt alkalmaznak az ADC előtt - melynek *antialiasing szűrő* a neve.

Korszerű Spektrum Analizátor széles frekvencia tartományban képes dolgozni, azt több sávra osztva: *Band Select Analysis (BSA)*. Így minden sávhoz hozzá kell igazítani a mintavételi frekvenciát és újabb analóg antialiasing szűrőt kell illeszteni.

Ennek megkerülésére ma korszerű digitális szűrőt alkalmaznak, amely az ADC után végzi el az alias frekvenciák kiszűrését. Így a mintavételi frekvencia fix értékű lehet, a legnagyobb jelfrekvenciához illesztve, míg az egyen sávokat a digitális szűrővel választjuk ki.

Tovább egyszerűsíthető az analizátor működése, ha a kiválasztott jeltartományt fix sávba transzponáljuk, mégpedig digitális úton. Ezt "zoom"-olásnak hívják.

2.7. Torzításmérő

A torzításmérő műszerek periodikus jelek – ezen belül – elsősorban szinusz-alapú jelek torzításának mérésére alkalmasak.



2-65. ábra

Ha egy szinuszos jel bármely mértékben eltorzul (pl. nemlineáris elemeket tartalmazó hálózaton halad keresztül), az alapharmonikus mellett megjelennek a harmonikusai.

Definíció szerint a torzítási tényező (distorsion factor) a felharmonikusok effektív értékének összege, és az alapharmonikus effektív értékének hányadosa százalékban kifejezve.

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_N^2}}{U_1}$$

ahol:

U_1 : az alapharmonikus effektív értéke,

U_n : az „N”-ik felharmonikus effektív értéke.

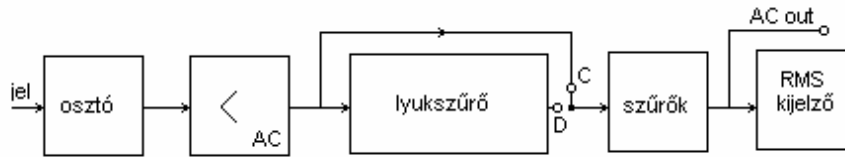
A fenti definíció feltételezi az alapharmonikus és a felharmonikusok szétválasztását, ami egy hangolható aluláteresztő- és egy hangolható felüláteresztő szűrőt kíván.

A torzításmérő egy egyszerűbb méréstechnikai megoldást választva, az alábbi összefüggés szerint mérnek:

$$k' = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_N^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_N^2}}$$

azaz a felharmonikus tartalmat a teljes jelhez viszonyítják, így a mérés csak egy hangolható szűrőt igényel. Ha a torzítás 10% alatt van, a két tényező eltérése elhanyagolható. A torzításmérőket elsősorban hangfrekvenciás berendezések vizsgálatára használják.

A műszer blokkvázlata:



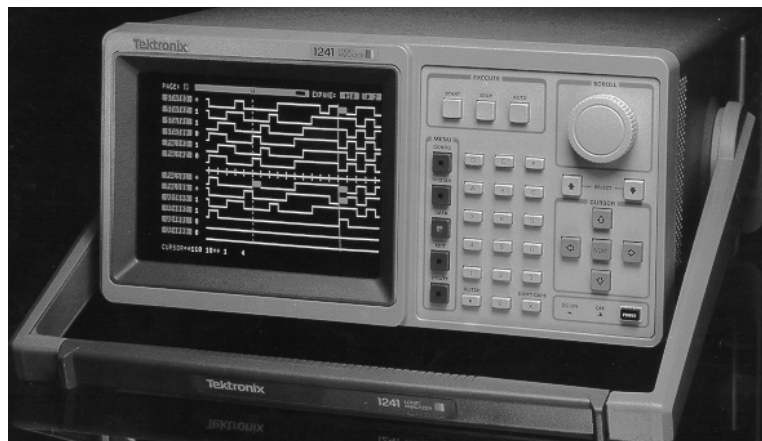
2-66. ábra

A mérés első lépése a teljes jel mérése. Majd a szűrő bekapcsolásával az alapharmonikus kiszűrése történik (minimumra hangolással). Végül az egyre érzékenyebb állásba állított kijelzőn leolvasható a torzítás mértéke. Ajánlott a műszer kimenő jelét oszcilloszkópon követni.

2.8. Logikai analizátorok

2.8.1. Felhasználási területük:

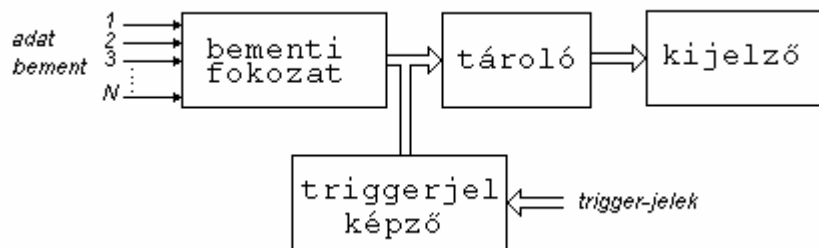
Nagysebességű digitális és mikroprocesszoros áramkörök fejlesztése, hibakeresése, jitter- és időzítés-vizsgálat, programkód visszafejtés akár magas szintű forráskódig.



2-67. ábra

2.8.2. A logikai analizátor funkcionális egységei:

- sokcsatornás digitális tárolós oszcilloszkóp szekvenciális elérésű memóriával,
- speciális trigger-rendszer a mérés indításához és leállításához,
- az eredményt kiértékelő és kijelző egység,
- a hardvert kiegészítő speciális szoftver.



Blokkvázlat:

2-68. ábra

Bemenet:

- Nagy csatornaszám: 24, 48, 64, 72 ill. 96.
- Speciális csatlakozók az áramkörökhöz (POD): Motorola, Intel, Zilog stb.
pl: 16/16/8/8 adat + 3 óra + 5 vezérlő
- Nagy bementi impedancia: 1Mohm/5pF
- Széles jeltartomány amplitúdóban: max. feszültség: $\pm 100V$, TTL és ECL szintek.

Mintavétel:

A logikai analízátor meghatározott időpillanatokban vesz mintát az órajel élénél.

Ezzel elkerülhetők a két órajel között fellépő tranziensek figyelembevétele (glitches).

Lehetőségek:

- State mode: a mintavétel a vizsgált áramkör órájához szinkronizált (külső óra max. 20MHz).
- Timing mode: a mintavételt az analízátor órája vezérli (ez nagyobb, vagy kisebb lehet, mint a vizsgált áramkör eredeti működési frekvenciája (belső óra: 50ns - 50ms - 1, 2, 5 lépésekben))
- óra letiltása: az adatok aszinkron íródnak be a bemeneti regiszterbe.

Csatorna-idő jellemzők:

A biztonságos mintavételezéshez az órajel felfutó élénél már az adatnak érvényesnek **kell** lennie. Ezért a DATA VALID időtartományon belül az órajel felfutása beállítható:

- SETUP time: az órajel felfutását megelőző idő
- HOLD time: az órajel felfutását követő idő

A SETUP/HOLD idő és aránya állítható.

Triggerelés:

Az esetek többségében a trigger esemény az adatból származik a vizsgálat során. A mért adatszók egymásután összehasonlítódnak egy referens szóval, megegyezés esetén trigger impulzus generálódik.

- *Elő-triggerelés:* a trigger impulzus stoppolja az adatáramot. A memória eddig gyűjtött adatai kerülnek kiértékelésre.

State display			
125	00F1	327	010100
126	00F2	254	011001
127	A8CD	106	011010
128	A8CF	170	011011
129	25A7	355	011100
130	A63B	460	011101
Memory position	Hex	octal	binary

2-70. ábra

- *Mnemonic állapot kijelzés:* adott mnemonik alapján értelmezi a rögzített szót.

D_6800/2

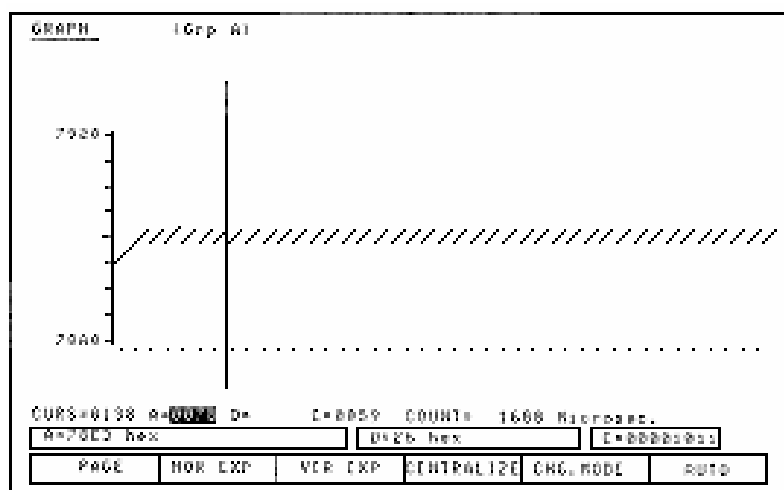
CURS	ADDRESS	DATA	MEMORIE
0000 A=0000	FFFF	00	I I I
0001 A=0001	7030	0E	LDS #007EH
0002 A=0002	7026	7F	CLR <007FH
0003 A=0003	7039	0F	SEI
0004 A=0004	7036	0E	LDS #0000H
0005 A=0005	7033	6F	CLP 00H:K
0006 A=0006	703F	08	INX
0007 A=0007	70C0	00	CPX #007EH
0008 A=0008	70E3	26	BNE #7EH
0009 A=0009	7033	6F	CLP 00H:K
0010 A=0010	703F	08	INX
0011 A=0011	70C0	00	CPX #007EH
0012 A=0012	70E3	26	BNE #7EH
0013 A=0013	7033	6F	CLP 00H:K
0014 A=0014	703F	08	INX
0015 A=0015	70C0	00	CPX #007EH

COUNT= 1600 Microsec.

POSITION	PAGE	EXPLODED	CHG. MODE	START
----------	------	----------	-----------	-------

2-71. ábra

- Grafikus kijelzési mód: memória címek gyakoriságának kijelzése



2-72. ábra

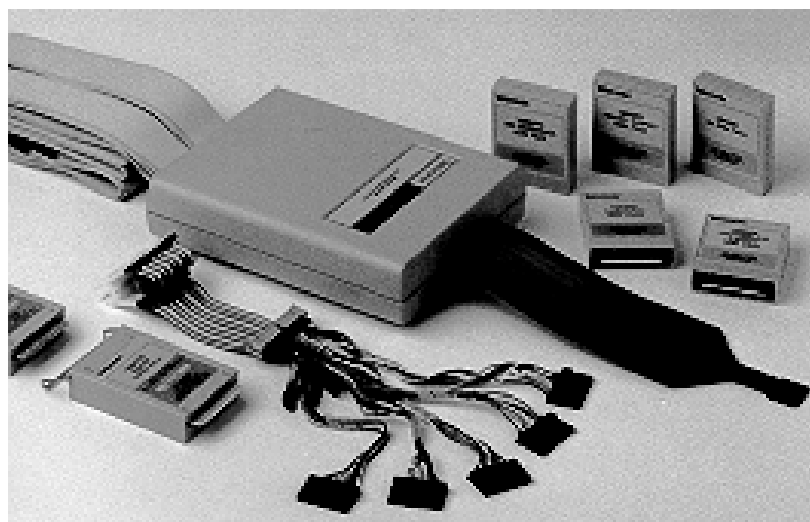
2.8.4. Csatlakozás más műszerekhez

RS 232

IEEE 488 - GPIB 625 BUS.

Centronix

2.8.5. Adapterek (POD-ok) mikroszámítógépes rendszerek vizsgálatához

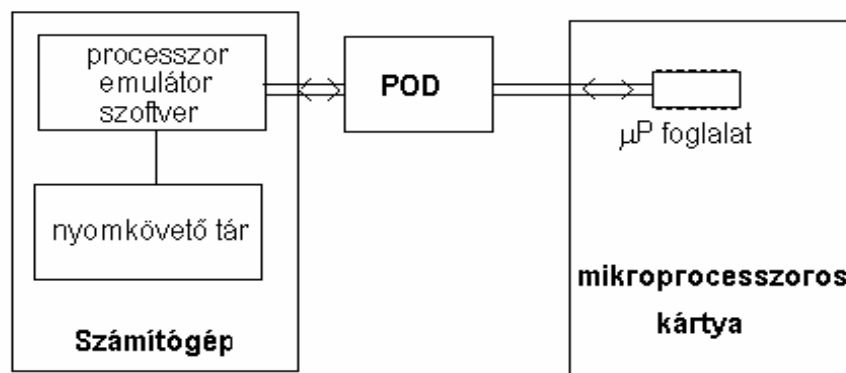


2-73. ábra

2.8.6. IN -CIRCUIT emulátor áramkörök

Mikroprocesszor emulátor

Az analízátor a mikroprocesszort emulálja a kész hardver környezetben.



2-74. ábra

EPROM emulátor

Az analízátor az EPROM memóriát emulálja a kész hardver környezetben.

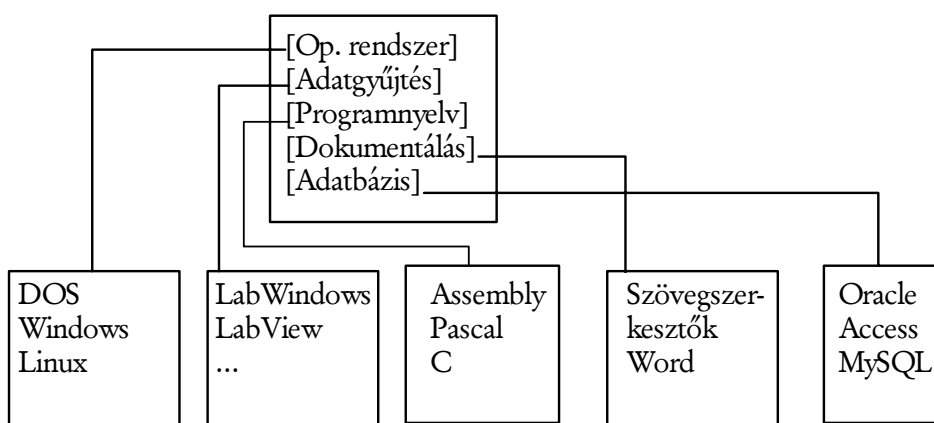
3. Számítógéppel vezérelt mérések

3.1. Számítógéppel támogatott mérőrendszer feladatai

A számítógép a mérés technikában csakúgy, mint a legtöbb számítástechnikai területen a rendszer olyan eszköze, amelynek a feladata az információ összegyűjtése, feldolgozása, összegzése és rendszerezése. A számítógép alkalmazása a mérés technika területén is sokszorosára növelte a hatékonyságot. Feladata a mérőrendszerben röviden az alábbiakban foglalható össze:

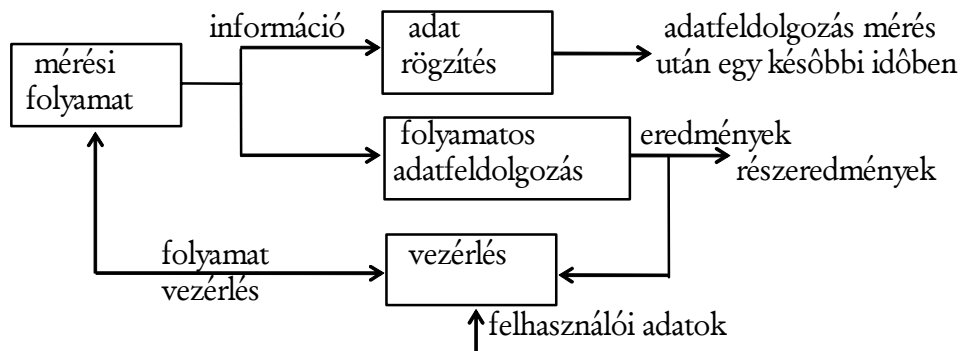
- adatkezelés: gyűjtés, tömörítés, egyszerűsítés, kiértékelés, tárolás,
- műszerek, egyéb perifériák, folyamatok vezérlése,
- mérési folyamat fejlesztés,
- dokumentálás.

A számítógép lehetséges feladatait figyelembe véve az 3-1. ábra tömören összefoglalja egy mérőrendszer alkalmazásához szükséges és lehetséges szoftver háttér.



3-1. ábra Számítógépes (PC alapú) mérőrendszer feladatait ellátó software háttér

Általában a számítógéppel támogatott mérés technikában az adatokat kétféle módon kezelhetjük, un. off-line vagy on-line üzemben. A mérőrendszer adatfeldolgozásának egyszerűsített modelljét mutatja be a 3-2 ábra.



3-2. ábra: Adatfeldolgozás a számítógépes mérőrendszerben

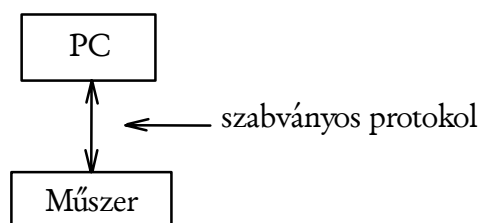
Amennyiben nincs szükség egy adott feladtnál arra, hogy a mért adatok alapján a folyamatba azonnal beavatkozzunk, vagyis elég ha a mérés elvégzése után dolgozzuk fel az adatokat, akkor a mérőrendszer a mérés során egyszerű adatrögzítést végez. A mért adatok feldolgozása a mérés elvégzése után külön utasításra történik meg. Ezt off-line adatfeldolgozásnak nevezzük.

Olyan esetekben, amikor a kísérlet során a mért értékek alapján azonnal be akarunk avatkozni a folyamatba, pl. megváltoztatni bizonyos paramétereket, akkor a mérőrendszer adatokat gyűjt és dolgoz fel folyamatosan és a feldolgozott adatok alapján a vezérlő módosítja a kísérlet folyamatát. Ezt on-line vagy real-time adatfeldolgozásnak nevezzük. Ebben az esetben a mérőrendszerrel szemben támasztott egyik legfontosabb kritérium a sebesség, vagyis az, hogy a vezérlőrendszernek a szükséges időintervallumon belül képes legyen adatot szolgáltatni.

3.2. A PC alapú mérőrendszerek struktúrája

A mérőberendezések és a PC funkcionális szervezését, a mérőpark (nevezzük így a mérőrendszerben található mérőberendezések és PC-k együttesét) elrendezését az adott mérési feladat szabja meg. Az elrendezés függ attól, hogy hány mérőműszerre van szükség, hogy mennyire gyors-, flexibilis rendszerre van szükség, stb.

A legegyszerűbb mérőpark struktúra (3-3. ábra) az 1 PC-ből és 1 műszerből álló rendszer, a kettő között egy szabványos protokoll (lásd. 3.4. fejezet) szerint, pl. RS232, történik az adattovábbítás.

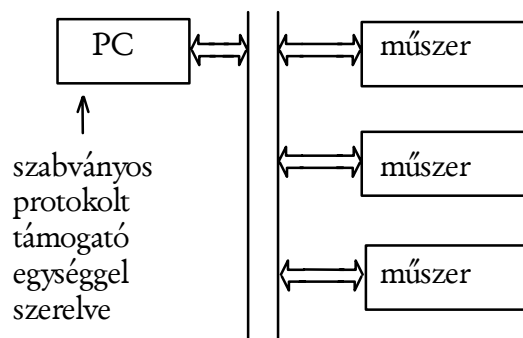


3-3. ábra 1 PC-ből és 1 műszerből álló mérőpark

Az ilyen elrendezésű mérőpark, különösen soros kommunikáció esetén igen korlátozott formában alkalmas real-time feladatok ellátására. Ennek az oka, hogy a PC és a műszer közötti kommunikáció lefoglalja a rendszert, és meglehetősen kevés idő marad egyéb feladatok (adatfeldolgozás) ellátására.

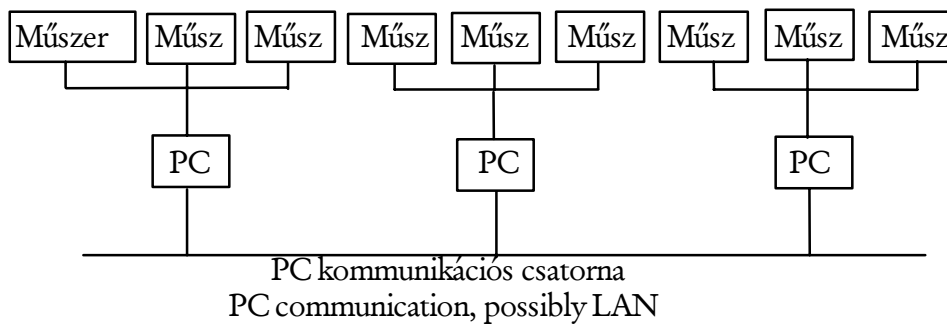
A műszerek és számítógépes méréstechnika fejlődésével új struktúrák alakultak ki, amelyek lényegesen több feladat elvégzésére tették alkalmassá a mérőparkokat.

Az egyik ilyen egyszerű elrendezés lehetővé teszi, hogy egy PC több műszert kezeljen (3-4. ábra). A PC és a műszerek között a kommunikáció szabványos protokoll szerint történik, pl. IEEE488, és a PC egy a protokollt támogató egységgel van ellátva.



3-4. ábra PC vezérelt műszerek tipikus elrendezése

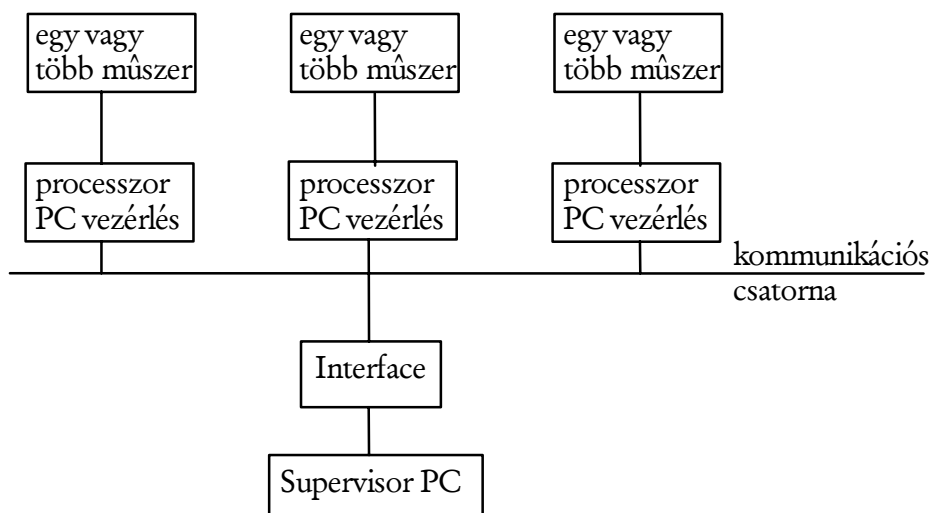
Ez az elrendezés bizonyos mértékig flexibilis, új műszerek könnyen, és egyszerűen illeszthetők a rendszerhez. Az elrendezésnek a protokolltól függően meghatározott korlátai vannak, amely a III.4. fejezetben részletesen megtalálható. A rendszer működési sebessége a műszerek számának növekedésével elérhet egy olyan igényszintet, amelyet a PC már nem tud teljesíteni, ezért ilyen esetben a sebesség növelésének az egyik módja az lehet, hogy a mérőparkba további PC-ket kapcsolunk be (3-5. ábra) Ezzel az egy PC-re jutó műszerszám csökken, a vezérlésre több idő jut. További előnyt jelent, hogy a PC-k egymás közötti kommunikációjával a rendszer rugalmassága tovább növelhető. A PC-k kommunikációja osztott csatornán (shared communication channel) történhet, amely azt jelenti, hogy a processzorok egy közös kommunikációs csatornán forgalmazzák az információkat. Ez a kommunikáció akkor lehet gyors a processzorok között, ha az, egy kimondottan erre a célra dedikált buszon keresztül történik. A kommunikációs csatorna egy másik formája lehet ennél az elrendezésnél az ún. LAN (Local Area Network), amely egy helyi kommunikációs hálózat. Ezen keresztül a processzorok közötti kommunikáció általában lassabb, mivel a rendszernek illeszkednie kell a LAN szabványos kommunikációjához is, és a különböző installációk közötti áttérés időt vesz igénybe.



3-5. ábra Multiprocesszor alapú mérőpark

A rendszerbe foglalt PC-k számának emelkedésével szükségessé válhat az egyes PC-k egymás közötti kapcsolatának koordinálása. Ilyen elrendezésnél egy PC-t irányítási, szervezési feladatokra *supervisor*-nak kijelölnek, műszerek nem kapcsolódnak hozzá, feladata a PC-k munkájának az irányítása. Ezt ún. master-slave (mester-szolga) elrendezésnek hívják (3-6. ábra). Az irányítást végző supervisor PC a master (mester) gép, és a műszereket vezérlő PC-k a slave (szolga) gépek. Ennek az elrendezésnek a nagy, esetleg egész üzemeket ellátó mérőparkok esetén számos előnye van.

- A supervisor PC folyamatosan felügyeli a rendszer működését, így a berendezések kihasználtságát és a rendszer gyorsaságát is növelni lehet.
- A rendszer rugalmassága nő, könnyen átkonfigurálhatóak a mérőberendezések, új mérési folyamatok fejlesztése és installálása elvégezhető úgy, hogy még az előző mérési folyamatban van.
- Meghibásodás esetén a supervisor PC a meghibásodott PC feladatát, vagy annak egy részét át tudja adni egy esetlegesen szabad kapacitással rendelkező másik PC-nek, ezzel növelve a rendszer megbízhatóságát.
- Többfelhasználós rendszer alakítható ki, ami azt jelenti, hogy az egyes szabad kapacitással rendelkező slave PC-k a folyamattól független "külső" feladatokat is elláthatnak, vagyis megosztják az idejüket több felhasználó között (time sharing).



3-6. ábra Master-slave elrendezés

3.3. Mérőrendszerekben alkalmazott adattovábbítási módszerek

A számítógéppel vezérelt mérőrendszerben az adatok továbbítására különböző módszerek alkalmazhatók. Ezek a vezérlési módszerek alapvetően meghatározzák a rendszer működését, vezérelhetőségét, gyorsaságát, stb.

A PC alapú mérőrendszerekben 3 különböző módon végezhetjük az adatok mozgatását:

- program vezérelt
- megszakítás (interrupt) vezérelt
- közvetlen memória elérés (DMA - direct memory acces) vezérelt módon.

Módszer	Relatív sebesség	Vezérelhetőség
Programozott	lassú	magas
Megszakítás vezérelt	közepes	közepes
DMA vezérelt	gyors	alacsony

3-1 táblázat

A fenti táblázat egy összehasonlítást mutat a különböző módszerek között. A 'relatív sebesség' a rendszer adatátviteli sebességére, a 'vezérelhetőség' a CPU kihasználására utal. A magas szintű vezérelhetőség azt mutatja, hogy a CPU a folyamat minden egyes lépése felett kontrollal rendelkezik, a vezérlő utasítások szigorúan meghatározott sorrendjét hajtja végre. Az alacsony vezérelhetőség azt jelenti, hogy a CPU kiadja a vezérlést más egységnek, így az kevésbé, vagy egyáltalán nem vesz részt az adattovábbítás irányításában.

A táblázatból látható, hogy a sebesség növelésével a rendszer vezérelhetősége csökken, és fordítva. Ezért mindig az adott mérési feladat dönti el, hogy az egyes esetekben melyik módszer alkalmazása ad hatékonyabb működést.

3.3.1. Programvezérelt adattovábbítás

A processzor ebben az esetben mindig "kézben tartja" a folyamat vezérlését. A processzor egy a vezérlő szoftver által meghatározott utasítássort követve kezeli a perifériákat, vezérli az adatgyűjtést, az adatmozgatást, adattárolást, és feldolgozást.

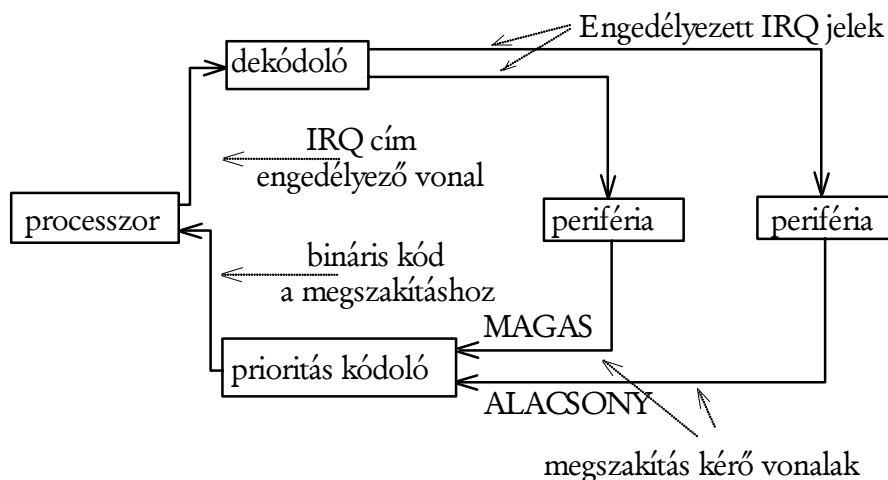
Például programból vezéreljük, hogy várjon a processzor, amíg a mintavételezés folyamatban van, programból rendezi sorba a perifériákat, figyeli, hogy rendelkezésre állnak-e az adatok, ha igen, akkor továbbítja azokat a memóriába, stb.

3.3.2. Megszakítás vezérelt adattovábbítás

Egy program vezérelt mintavételezési műveletet, az adat memóriába történő letárolását is beleszámítva, egy 32 bites processzor 50Mhz órajellel 8-10µs alatt tud elvégezni. Ez az idő megszakításvezérlés esetén kb. 10-20%-kal csökkenthető.

A megszakítás vezérelt adattovábbítás (3.7. ábra) a programozott vezérléstől annyiban különbözik, hogy a perifériák sorba rendezését nem a CPU-nak kell elvégeznie.

Minden periféria rendelkezik egy a felhasználó által - bizonyos, a rendszer által megszabott korlátok között - meghatározott megszakítás szinttel (interrupt - IRQ -level). Amikor egy periféria "szóhoz akar jutni", akkor egy megszakítás kérést továbbít a prioritás kódoló felé. A processzor ekkor felfüggeszti az éppen futó műveletet, és engedélyezi az adott perifériának az adatközlést. Amikor az adatközlés befejeződött, a CPU folytatja a munkáját ott, ahol azt a megszakítás előtt abbahagyta. Több megszakítás kérés esetén az a periféria kap először lehetőséget az adatközlésre, amelyiknek az IRQ szintje magasabb. Így a magasabb prioritású periféria félbeszakíthatja egy alacsonyabb prioritású periféria éppen folyamatban lévő műveletét is.



3-7. ábra: A megszakítás vezérelt adattovábbítás blokkvázlata

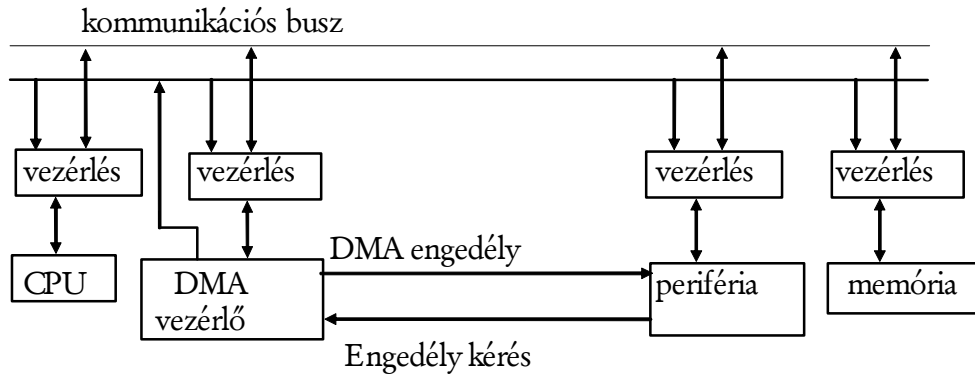
Minden periféria rendelkezik IRQ kérő vonallal. Az IRQ kérésnek megfelelően a prioritás kódoló egy bináris kódot küld a processzornak. Minden esetben, amikor az újonnan érkező kód prioritása magasabb, mint az addig beérkezetteké, a processzor egy engedélyező bináris kódot generál és küld az IRQ cím engedélyező vonalon keresztül, azt egy dekódoló engedélyező jellel alakítja és továbbítja az adott periféria felé. Az engedélyező jelre a periféria elkezd adatokat forgalmazni a PC kommunikációs csatornáján.

Sok felhasználó nem szívesen alkalmaz megszakítás vezérelt adatgyűjtést. Ennek több oka is van, de a legfőbb oka a rendszernek az a sajátossága, hogy a perifériák prioritásuknak megfelelően kapnak lehetőséget a kommunikációra. Mivel a kommunikáció „közepes” sebességű ebben a műveletben, így könnyen előfordulhat az az eset, hogy egy magas prioritású periféria lefoglalja a processzort, és lehet olyan periféria, sőt akár több is, amelyre sohasem jut processzoridő.

3.3.3. DMA vezérelt adattovábbítás

Ez a leggyorsabb adattovábbítási módszer, ugyanakkor ennél a módszernél a vezérlés szinte teljes egészében kikerül a CPU „kezeiből”. A vezérlést (I/O műveletek kezelését) ilyenkor a processzortól egy külön áramkör, az ún. közvetlen memória elérésű vezérlő (DMA - direct memory access - controller) veszi át. Ez azzal az előnnyel jár, hogy a

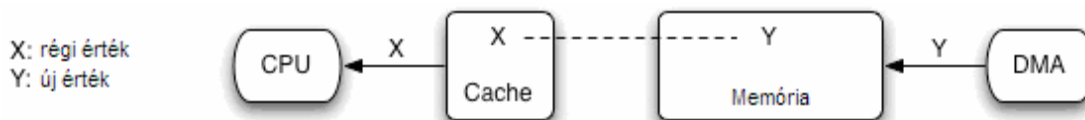
DMA művelettel párhuzamosan a CPU folytathatja a programvégrehajtást a cache memóriából, ezzel felgyorsítva a feldolgozás folyamatát. Tehát a processzor tehermentesítésére, és az adatátvitel egyszerűsítésére alkalmazzák a közvetlen memória hozzáférést. Ennek a módszernek az adatforgalom szervezését a 3-8. ábra mutatja.



3-8. ábra: DMA vezérelt adattovábbítás

A rendszer kommunikációs busza elérhető mind a CPU mind a perifériák által. A vezérlő buszon a CPU és a DMA vezérlő osztozik. Ha egy periféria adatokat akar továbbítani a memóriába, akkor engedélykérő jelet küld a DMA vezérlőnek, a DMA vezérlő átveszi a vezérlést a processzortól, egyben a címbuszon keresztül kijelöli azt a memóriaterületet, ahova az adatok érkeznek majd, és engedélyező jelet küld a perifériának a forgalmazáshoz. Az adattovábbítás folyamata alatt a kommunikációs buszt a DMA vezérli.

Amíg a DMA vezérlő az adatmozgatást végzi, a CPU a cache-ből folytatja a program végrehajtását, amíg nem kell újra a memóriához fordulnia. Mivel a memóriához egyszerre csak egy vezérlő férhet hozzá, ezért a központi processzornak meg kell várnia, amíg a DMA befejezi a folyamatot, vagy sürgős esetben azt félbe is szakíthatja.



3-9. ábra

Természetesen az IRQ-hoz hasonlóan itt is be kell állítani az egyes perifériák DMA szintjét, így ez a prioritás sorrend meghatározás a megszakítás vezérelt adattovábbításnál említettekhez hasonló jellegű gondokat vethet fel. A PC-k rendszersajátosságaiából adódóan azonban általában mégsem okoz olyan mértékű problémát, mint az IRQ vezérlés esetén.

Nagyon sok különböző DMA mód létezett az IDE/ATA interface-hez, amiről érdemes néhány szót ejteni. Az első ilyen az egyszavas DMA, amikor egyszerre csak egy szó (16 bit) mozgatására van lehetőség.

DMA Mód	Ciklusidő (ns)	Maximum Átviteli sebesség (MB/s)	ATA szabvány
---------	----------------	----------------------------------	--------------

Single Word Mode 0	960	2.1	ATA
Single Word Mode 1	480	4.2	ATA
Single Word Mode 2	240	8.3	ATA

3-2. táblázat: Egyszavas DMA mód

Forrás: http://www.pcguide.com/ref/hdd/if/ide/modes_DMA.htm

Mivel az egyszavas mód nem igazán biztosított elég nagy átviteli sebességet a memória és az ATA eszköz között, ezért annak helyét gyorsan átvették a többszavas DMA módok. A neve is mutatja, hogy ezzel már egyszerre több szóküldésre is van lehetőség. A sebesség egyértelműen megnövekedett, mivel nem kellett olyan sok időt pazarolni a címműveletekre, mint korábban.

DMA Mód	Ciklusidő (ns)	Maximum Átviteli sebesség (MB/s)	ATA szabvány
Multiword Mode 0	480	4.2	ATA
Multiword Mode 1	150	13.3	ATA-2
Multiword Mode 2	120	16.7	ATA-2

3-3. táblázat: Többszavas DMA mód

Forrás: http://www.pcguide.com/ref/hdd/if/ide/modes_DMA.htm

A kezdeti időkben a DMA vezérlő az alaplapon helyezkedett el, ami akkor változott meg, amikor népszerűvé vált a többszavas DMA mód 1-es és 2-es változata, amikor megjelentek a nagysebességű PCI buszra az IDE/ATA vezérlőkártyák. Ettől a ponttól kezdve már nem lehetett beszélni „külső” DMA-ról, mivel a periféria maga végezte az adattovábbítást saját maga és a memória, vagy az egyes periféria között. Ezt hívják bus mastering-nek. A **bus mastering** lehetővé teszi, hogy egy a buszon elhelyezkedő vezérlő kommunikálni tudjon egy másik a buszon lévő eszközzel anélkül, hogy ezzel a CPU-t terhelné. A DMA egy egyszerű fajtája a bus masteringnek, ahol a CPU beállítja a be- és kiviteli eszközt, hogy az közvetlen olvasson, vagy írjon egy vagy több memóriablokkot, és jelezze a CPU felé, ha végzett. Bármely eszköz tud a buszra adatot tenni, amíg a CPU olvas az eszköztől, de csak a bus master irányítja a címbuszt és a vezérlő jeleket. A közismert Ultra DMA mód bus master elvén működik. Megjelenésével a sávszélesség megduplázódott, majd a későbbiekben az folyamatosan növekedett.

Ultra DMA Módok	Ciklusidő (nanosekundum)	Maximum Átviteli sebesség (MB/s)	ATA szabvány
------------------------	---------------------------------	---	---------------------

Mode 0	240	16.7	ATA/ATAPI-4
Mode 1	160	25.0	ATA/ATAPI-4
Mode 2	120	33.3	ATA/ATAPI-4
Mode 3	90	44.4	ATA/ATAPI-5
Mode 4	60	66.7	ATA/ATAPI-5
Mode 5	40	100.0	ATA/ATAPI-6?

3-4. táblázat: Különböző UDMA módok

Forrás: http://www.pcguides.com/ref/hdd/ide/ide/modes_DMA.htm

3.4. PC alapú mérőrendszerekben alkalmazott szabványos kommunikációs protokollok

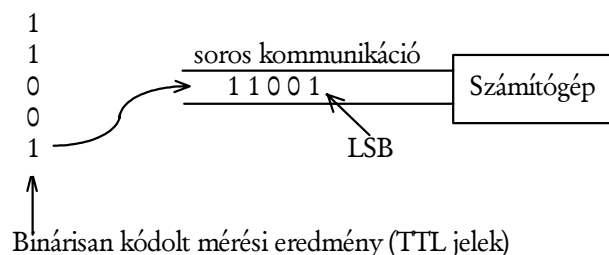
Ahhoz, hogy az egy mérőrendszerbe foglalt PC-k és műszerek kommunikálni tudjanak egymással, meg kell határozni egyrészt a hardware feltételeket (pl. egységes csatlakozók), és szoftver feltételeket, amelyek meghatározzák az adatközlés rendjét, tehát a berendezéseknek “meg kell érteniük” egymást. Ezt szolgálják az un. szabványos protokollok.

A számítógéppel támogatott műszerezés fejlődésével szükségessé vált a műszerek és PC-k egymás közötti kommunikációjának (mind hardware mind software) szabványosítása. Ma a legegyszerűbb műszerpark struktúrájától a legbonyolultabb folyamat műszerezésig, sokféle elrendezésben, még többféle feladatokat látnak el a műszerparkok. Ennek megfelelően a forgalmazott adatok struktúrája is nagyon széles körben változik és nehéz egységes feltételeket meghatározni az adatok továbbítására vonatkozóan. Ma a műszerezés gyakorlatában számtalan protokollt alkalmaznak a kommunikációra. Ebben az anyagban az egyszerű mérőrendszerek struktúrájában leggyakrabban alkalmazott protokollok kerülnek röviden bemutatásra.

3.4.1. Soros jelátvitel szabványos protokoll: RS232, RS422, RS485

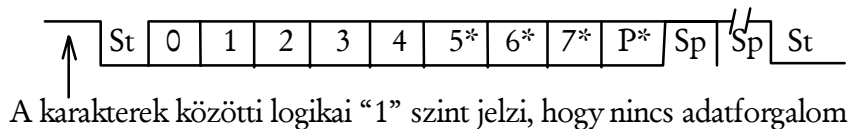
Az RS232, és továbbfejlesztett változatai, főként az RS485, a gyakorlatban széles körben alkalmazott protokoll, gazdaságos megoldást nyújt olyan esetekben, amikor a feladat nem követel nagy működési sebességet. Mindemellett meg kell jegyezni, hogy az Ethernet hálózat terjedésével jelentősen visszaszorulóban van a fejlődése.

Az RS232 egy vezetékes kommunikáció. Mivel 1 vezetéken adatokat csak egymás után sorban küldhetünk, ezt soros kommunikációnak nevezzük (illusztráció a 3-9. ábrán).



3-10. ábra: Soros kommunikáció a PC és egy műszer között

Az RS232 tipikusan a 3.2. fejezet 3.3. ábráján bemutatott elrendezéshez alkalmazható protokoll. Ebben a rendszerben 1 adó (terminal) és 1 vevő (receiver) van földátvitellel (single-ended data transmission) a kettő között. Az elérhető maximális adatátviteli sebesség 15m-re 20kbps (kilobit per sec). Az RS 232 struktúráját a 3-10. ábra mutatja be.



3-11. ábra: Soros RS232 protokoll formátuma

Az "St" alacsony szintű (logikai "0") start bit, ami az adatközlés kezdetét jelzi. A 0,1...7 bitek az adatbitek, a *-gal jelzett bitek opcionálisak. A "P" un. paritás bit, amely az esetleges hibafelismerést teszi lehetővé. Az egyes bitek "szélessége", vagyis, hogy időben milyen hosszú az adott bit az un. "baud periódus" fejezi ki. Az "Sp" az adatközlés végét jelző magas (logikai "1") szintű jel 1, vagy annál több baud periódus ideig jelenik meg.

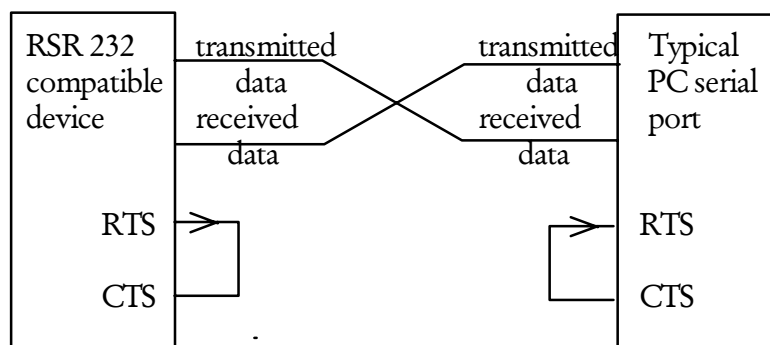
Az RS232 szabványt a rendszerigények növekedésével továbbfejlesztették.

Az RS422 már differenciál jelátvitelt tesz lehetővé, ahol nincs földátvitel, az adó és a vevő külön földre van kötve.

Az RS 422 alapvető jellemzői:

- maximális sebesség: 10Mbps (10m-re)
- maximális kábelhossz: 1200m (100kbps)
- adók száma: 1
- vevők száma max.: 10

Az RS 485 szabvány szerint kétirányú kommunikáció (half-duplex) valósítható meg, amelyben már a vevők száma 32-re emelhető. A maximális sebesség 35Mbps-ra növekedett.



3-12. ábra

RS232 jel leírás:

*handshaking

bináris 1 : -3...-20V vagy 20mA

bináris 0 : +3...+20V vagy 4mA alatt

csatlakozó: 25 pin ,D-Shell' DB-25

DTE - data terminal equipment

DCE - data communication equipment

RS232	I/O	Sorszám	
		Terminal/DTE	Modem/DCE
Jel föld	O	1	1
Data (transmit)	I	2	3
Data (receive)	O	3	2
RTS*	I	4	5
CTS*	I	5	4
DSR*		6	20
Chassis föld		7	7
Carrier detect (CD)*		8 (IN)	8 (IN)
DTR*	O	20	6

3-5. táblázat



3-13. ábra: RS-232 csatlakozó



3-14. ábra: DB25 – D-Sub 25 pin csatlakozó

Forrás: <http://www.laluna.co.uk>

EIA SZABVÁNY	RS-232	RS-422	RS-485
Működési mód	aszimmetrikus átvitel	szimmetrikus átvitel	szimmetrikus átvitel
Meghajtók és vevők száma egy vonalon	1 meghajtó 1 vevő (pont-pont)	1 meghajtó 10 vevő (pont-pont)	32 meghajtó 32 vevő (multidrop)
Max. kábelhosszúság	15 m	1200 m	1200 m
Max. adatsebesség	20 kBd	10 MBd	10 MBd
Max. Common Mode	Nincs megadva	+7 V , -7 V	+12 V , -7 V
Meghajtó feszültség	± 5 V tól ± 15 V	± 2 V min.	$\pm 1,5$ V min
Meghajtó terhelés	3 k Ω tól 7 k Ω	100 Ω min.	60 Ω min
Meghajtó Slew Rate	30 V/ μ s	Nincs megadva	Nincs megadva
Meghajtó kimeneti rövidzárási áram limit	500 mA Vcc vagy Test felé	150 mA Test felé	150 mA tól Test felé 250 mA Vcc felé
Vevő érzékenység	± 3 V	± 200 mV	± 200 mV
Vevő hiszterézis	1,15 V	50 mV	50 mV
Vevő bemeneti ellenállás	3 k Ω - 7 k Ω	4 k Ω	12 k Ω

3-6. táblázat: Az RS-232, RS 422 és RS-485 összehasonlítása

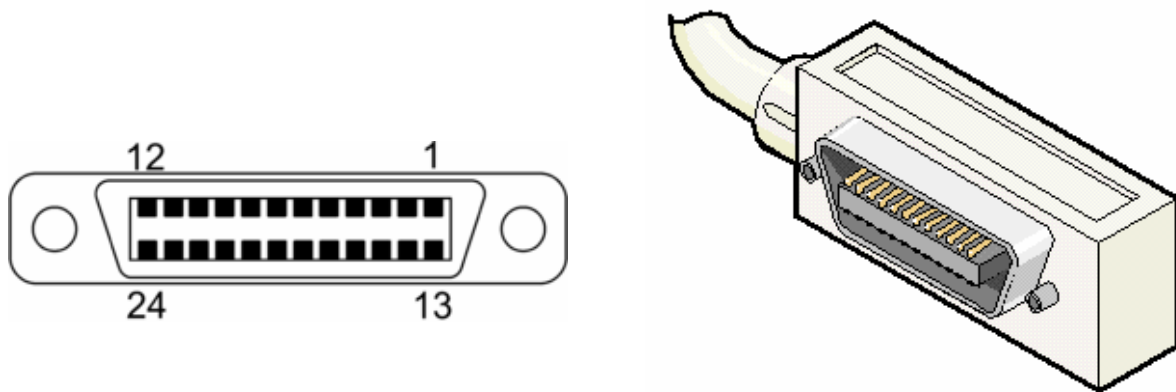
Forrás: <http://www.s-e.hu/tudasbazis/rs-232,rs-422,rs-485kisokos>**3.4.2. Párhuzamos jelátvitel szabványos protokoll: IEEE488**

Soros jelátvitelkor a vezérlő utasítások és adatok egy vezetékpáron, egymás után, szigorúan meghatározott sorrendben követik egymást, míg párhuzamos jelátvitel esetén a vezérlő utasítások és adatok külön-külön vonalon, párhuzamosan kerülnek továbbításra. Ez utóbbi rendszerrel a jelátviteli sebesség jelentősen növelhető, viszont nagy távolságokra nehéz gazdaságosan alkalmazni ezt a módszert.

Az IEEE488, és változatai a legelterjedtebb párhuzamos kommunikációs protokoll, amelyet 1972-ben a Hewlett Packard Corporation fejlesztett ki és jelentetett meg GPIB (General Purpose Interface Bus) elnevezéssel, majd 1975-ben szabványosították (IEEE488).

A GPIB hálózatorientált rendszer, amely nagy átviteli sebességet és nagyszámú műszerparkot tesz lehetővé. A rendszerbe kapcsolható berendezéseket 3 kategóriába sorolhatjuk: vevő (listener), adó (talker) vezérlő (controller).

A vevő adatokat kap, az adó adatokat küld, de vannak vegyes üzemű műszerek is, amely lehet adó ill. vevő is. A vezérlő nem kizárólag, de legtöbbször egy PC, amely figyeli a hálózatot, és kérésre "összekapcsolja" az adót és a vevőt, vagy ha úgy szükséges, un. party-line kapcsolatot hoz létre, amelyben 1 adótól több vevő is kap adatot egyszerre. A GPIB half-duplex kommunikációt tesz lehetővé.



3-15. ábra: GPIB csatlakozó

Bár a képen látható, hogy a csatlakozó 24 érintkezővel rendelkezik, abból 8 földpont, így a párhuzamos buszrendszer 16 vonalból áll, a következő megosztásban:

- 8 adat
- 5 vezérlés
- 3 “handshaking”

A “handshaking” vonalak a hibamentes adattovábbítást biztosítják.

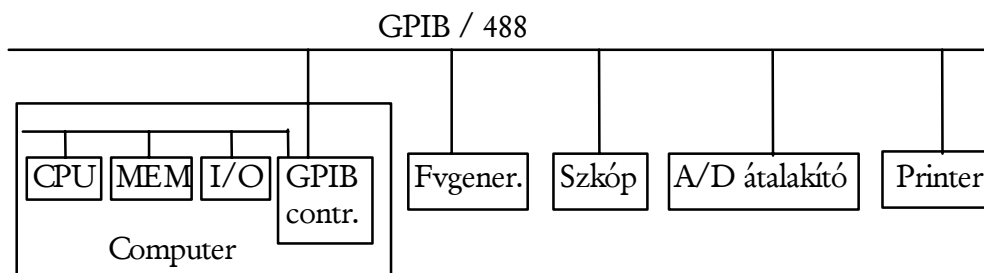
A párhuzamos kommunikációnak köszönhetően a rendszerrel 1 Mbyte/s sebesség érhető el, de emellett ennek a rendszernek is meg vannak a maga korlátai:

- 2 berendezés közötti távolság max.: 4 m
- 2 berendezés közötti átlagtávolság: 2 m
- a berendezések közötti össztávolság: 20 m
- legalább a műszerek 2/3-a be kell legyen kapcsolva.

Az IEEE488 szabvány egy sor olyan formátumot nem határozott meg, ami a későbbiekben szükségessé vált, így 1987-ben átdolgozták és az IEEE488.2 szabványban rögzítették a vezérlők és adatok formátumára, helyzetjelzésekre, vezérlési feltételekre, stb. vonatkozó előírásokat.

A National Instruments cég továbbfejlesztette a GPIB-t. Az új szabvány 2003-ban jelent meg IEEE-488.1-2003 néven, ami a IEEE-488.1 verzióval kompatibilis, de attól 8-szor gyorsabb (maximális adatátviteli sebessége 8 Mbyte/s).

Példa:



3-16. ábra

Feladat	Függvény generátor	Oscillosz- kóp	A/D átala- kító	Printer
Inicializálás (Paraméterek beállítása)	L	L	L	L
Generálás	L*	D	D	D
Adatgyűjtés	D	D	L*	D
Kijezés	D	L	T	D
Tárolás	D	D	T	L

3-7. táblázat

L-listener; T-talker; D-kimarad a kommunikációból

L* - vezérlés szempontjából listener.

Műszerelrendezés:

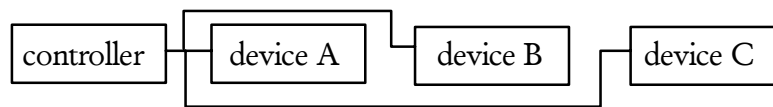
lineáris:



3-17. ábra

Lineáris műszer elrendezésben a vezérlőhöz (pl. PC) egy műszer csatlakozik („A” berendezés), a vezérlőhöz csatlakozó berendezés aljzatához kapcsolódik a „B” berendezés vezetéke, majd ahhoz a következő. Így módon minden egyes műszer csatlakozik egy előzőhöz, és egy következőhöz. Ezzel az elrendezéssel lehet a vezérlőtől a legnagyobb távolságra elhelyezni egy adott műszert, természetesen az utolsót. 10 műszeres rendszer esetén, a 2 m-es átlagtávolságot figyelembe véve a szabványban engedélyezett maximális, azaz 20 m távolságra helyezhető el a 10. műszer a vezérlő PC-től. Vezérlés szempontjából azonban figyelembe kell venni, hogy egy műszer elérési sebessége a vezérlőtől való távolságtól is függ.

csillag:



3-18. ábra

Csillag elrendezésben minden műszer a vezérlőhöz csatlakozik közvetlenül, vagyis a vezérlőtől a maximális műsbertávolság 4 m lehet. Ebben az elrendezésben minden műszer azonos elérési sebességgel vezérelhető.

3.4.3. VXI (VMEbus eXtensions for Instrumentation, IEEE-1155/1993)

A szabványt a *VXIbus Consortium*, *VXIplug&play System Alliance* dolgozta ki moduláris műszerek számára azzal a céllal, hogy javítsák a GPIB-hez képest a modul-kártyákból összekombinált mérőeszközök időzítési és szinkronizációs jellemzőit. A szabvány alapja a VME (IEEE-1014) és a GPIB kombinációja képezi, ez kiegészül a VISA szoftverszabvánnyal, ami a műszervezérő programok hordozhatóságát biztosítja.

VXI rendszer lehetséges konfigurációi:

- PC *GPIB* interfészen keresztül kommunikál a VXI-kerettel, a fordítás a VXI-kereten belül történik *VXI Word Serial Protocol*-al
- A számítógép a VXI-keretben van elhelyezve, hasonlóan az általa irányított kártyákhoz
- PC *High Speed MXIbus* linken (lásd 3.4.5. fejezet) keresztül kommunikál a VXI-kerettel

A VXI szabványt 1987-ben öt a műszerezésben élenjáró cég (Tektronix, Colorado Data Systems, Hewlett Packard, Racal Dana Instruments, Wavetek) jelentette be, majd csatlakozott hozzájuk számos más cég, köztük a Bruel and Kjaer, John Fluke, GenRad, Kethley Instruments, National Instruments, Radix Microsystems és mások. Mára a műszerezés legdinamikusabban fejlődő ágává vált, a gyártók modulrendszerben kínálnak teszteléshez, adatgyűjtéshez, táv-felügyeleti rendszerekhez, folyamatvezérléshez, oktatáshoz és kutatáshoz komplett rendszereket.

VXIbus alapjai

VME busz (VERSAmodule Eurocard , nyílt ipari szabvány, 1981, IEEE-1014-1987)

Használata elterjedt az ipari irányítástechnika, automatizálás, méréstechnika, haditechnika, telekommunikáció területén. A *Motorola*, *Mostek*, *Signetics* hozta létre. Céljuk egy nyitott, mikroprocesszortól független, robusztus számítógépes buszszabvány kialakítása. Alapját *VERSAbus* elektronikai specifikációi és az *Eurocard* formátum képezi.

A VMEbus elsősorban számítógép rendszerek számára lett kifejlesztve, műszerezéshez korlátozott lehetőségeket nyújt. A VMEbus modulok kb 15cm (6 inch) széles, 11 (4 inch) vagy 23cm (9 inch) magas modulok ("A" és "B" méret), a pontos méreteket az Eurocard szabvány határozza meg. Az "A" méretű kártyák csatlakozója 96 kivezetéses (pin) un. P1 csatlakozó, amely 3 sorba rendezve tartalmaz 32-32db kivezetést 0.1 inch távolságra egymástól. A "B" méret lehet P1 vagy P2 csatlakozóval szerelve. A VMEbus 21 modult

engedélyez maximum, de mivel a modulok 0.8 inch csatlakozótávolsággal készülnek, a szabványos 19 inch méretű keretbe gyakorlatilag 20 modul fér el.

A VMEbus minimális rendszer feltétele csupán a P1 csatlakozó. A P2 32 bitesre bővíti a rendszert (32 bit adat: D32, 32 bit cím: A32). A P1 16 és 24 bites címezést (A16, A24) és 8, ill. 16 bites adatvonalakat (D08, D16) támogat. A P2 középső sora szolgáltatja az A32 és D32 rendszerhez a szükséges kiegészítő vonalakat, a többi sor szabad felhasználású, interface-ek, belső meghajtók elérése, modulok közötti kommunikáció. Ez a VXIbus rendszereknél egy igen fontos lehetőség, mivel a VXIbus alrendszereket is engedélyez 13 modul mélységig.

Jellemzők:

- Mester-szolga architektúra (több mester is lehet a buszon)
- Aszinkron működés (nincs órajel)
- Változtatható sebességű kézfogásos protokoll
- 16-tól 32 bitesig változtatható címezési rendszer
- 8-tól 32 bitesig változtatható adatbusz
- 40 MB/s adatátviteli sebesség
- megszakítás lehetőségek
- akár 21 eszköz is csatlakoztatható a buszra

A VXIbus a VMEbus bővítésével jött létre, és modulrendszerű "kártyaműszerek" (instruments on a card) alkalmazását teszi lehetővé. Ez egy nyitott rendszer, különböző gyártók műszerei, interface-ek, számítógépei teljesen kompatibilis modulokban építhetők egybe ugyanazon kártyabővítő keretbe (card chassis).

Amíg a GPIB egy kommunikációs szabvány, a VXIbus egy rendszer szabvány.

VXIbus architektúrája

A VXIbus rendszer 5 elemből épülhet fel: rendszer, alrendszer, műszer, modul, csatlakozó. A rendszer lehet egy kis, néhány műszert tartalmazó hordozható egység, vagy egy több-keretes nagy rendszer. A rendszerbe beépíthető egy vagy több (max. 13 modul) alrendszer egy központi órajel modullal ellátva.

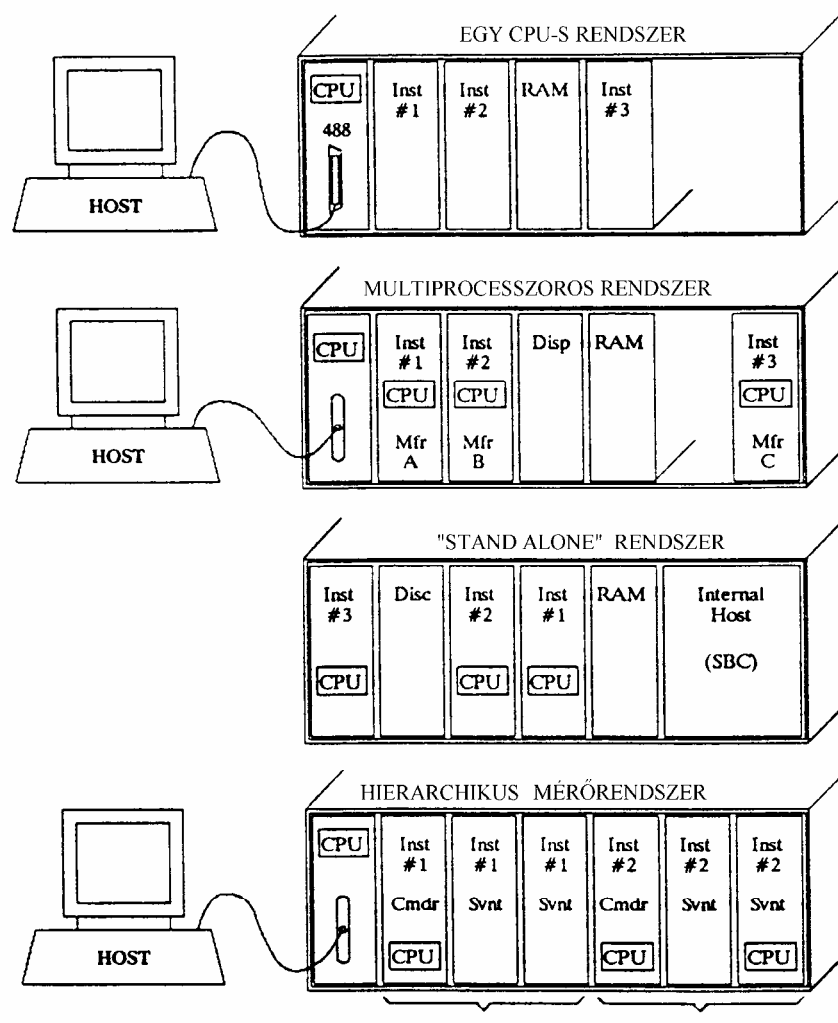
A VXIbus műszer általában egy kiegészítő kártyára épített egység, amely magába foglalhat CPU-t, interfac-eket, digitál I/O-kat vagy a legkülönbélebb kártyára épített műszereket, mint A/D, számláló, jelgenerátor, logikai analizátor, stb.

A modul alatt tipikusan egy kártyaösszeállítást értünk. Ez felépülhet több műszerből és több busz csatlakozóhelyet (slot) is elfoglalhat. A gyakorlatban 4 modul méretet alkalmaznak, A, B, C (9.2 x 13.4 inch) és D (14.4 x 13.4 inch) méretű modulokat. Az "A" és "B" modulok megegyeznek a VMEbus modulokkal, a "C" és "D" modulok kifejezetten a VXIbus rendszerekben alkalmazott méretek.

A VXIbus specifikáció meghatározza a 3 csatlakozó kiosztását is, amely a rendszerbe foglalt műszerek közötti kapcsolatot teremti meg. Mindhárom csatlakozó 3 soros 96 ki-

vezetésű csatlakozó. A P1 csatlakozó és a P2 csatlakozó középső sora a VMEbus rendszert szolgálja ki, a P2 csatlakozó külső sorai és a teljes P3 csatlakozó pedig kizárólagosan a D méretű VXIbus modulokat.

A D méretű kiépítés biztosítja a legnagyobb teljesítményű rendszert, olyan applikációkban használatos, ahol nagy pontosságú időzítésekre, nagy sebességű adatforgalomra, és nagy pontosságú triggerelésekre van szükség. A rendszer kapacitását 100 MHz órajel, nagy sebességű local bus a modulok közötti kommunikációhoz, és egy speciális bus, az un. STARbus biztosítja, amely a modulok közötti precíz trigger időzítéseket teszi lehetővé. A 3-17. ábra különböző VXI rendszer konfigurációkat mutat be.



3-19. ábra VXI rendszer különböző konfiguráció lehetőségei

3.4.4. PXI (PCI eXtensions for Instrumentation, nyílt ipari specifikáció, 1997)

A National Instruments, PXI System Alliance hozta létre. A PXI célja a mérőrendszerek és a PC-k nagyobb fokú integrációjának elérése, hogy a PC-k rohamos fejlődése közvetlen hatással legyen a mérés technika minőségi jellemzőire és áraira is

Alapja a *CompactPCI* specifikáció (mely a PCI buszrendszert házasította össze az *Eurocard* robusztus rendszerével), elektronikai, mechanikai és szoftver kiegészítésekkel.

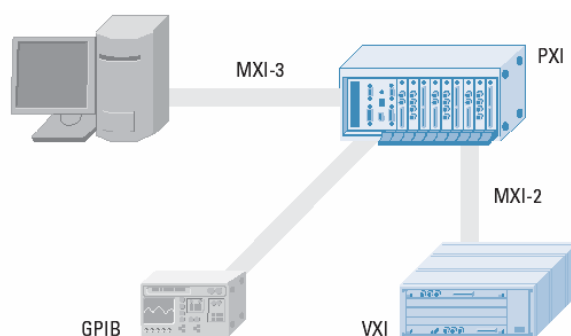
3.4.5. MXI busz (Multisystem eXtention Interface Bus)

- MXI-1 busz: GPIB eszköz és VXI-keret kommunikációja
- MXI-2 busz: VXI és PXI eszközök kommunikációja
- MXI-3 busz: PXI-PXI vagy PC-PXI, tulajdonképpen egy PCI-PCI híd (bridge), mely soros kommunikációt használ réz vagy optikai kábelen
- MXI-4 busz: PC és PXI eszköz kommunikációja

Az *MXI* busz a *VME* ill. *VXI* rendszerekhez lett kifejlesztve. Ez a *VME* busztól származó rendszer, rugalmas kábelen teszi lehetővé, hogy a különböző műszer-keretek akár 20 méter távolságról egymással kommunikáljanak. Fontos jellemzője, hogy az így összekapcsolt eszközök képesek olvasási és írási műveleteket végezni egymás regisztereibe, a kommunikációt hardverszinten valósítják meg.

Jellemzők:

- 32 bites multiplexelt adat vagy cím paritásbittel
- 5 bites alcímzési lehetőség
- 1 db. Megszakításvonal
- 1 db. hiba vonal
- kézfogás (handshake) vonalak az aszinkron műveletekhez
- sebesség: 33 MB/s is lehet, de üzemszerűen 20 MB/s



3-20. ábra PXI alapú hibrid mérőrendszer

3.4.6. USB (Universal Serial Bus)

Az USB (1995) az Universal Serial Bus – univerzális soros busz – rövidítése, amiből következik, hogy az adatok itt is csak sorosan áramolnak.

Az USB-t egy szabványosított interfésznek tervezték, amin keresztül könnyedén lehet eszközöket kapcsolni a számítógéphez annak újraindítása nélkül. Másik fontos elvárás az

volt, hogy az alacsony fogyasztású berendezéseket ellássa a működésükhöz szükséges energiával úgy, hogy azokhoz ne legyen szükség külső tápellátásra. Az USB így nem csak adatok szállítására alkalmas, hanem árammal is elláthatja azokat az eszközöket, amelyek áramfelvétele nem nagyobb 500mA-nél. Különböző elosztók (HUB) segítségével egy USB kapura akár 127 egységet is csatlakoztathatunk.

Az USB 1.0-ás specifikációját 1995 novemberében mutatták be, amit az Intel, Microsoft, Philips és az US-robotics fejlesztett ki. Az 1.0-ás verzió 12 Mbps-os sebessége kevésnek mutatkozott, így a Hewlett-Packard, Intel, Lucent, Microsoft, NEC, és a Philips 2000-ben létrehozta az USB 2.0, ami már 480 Mbps-ot biztosít.

USB által támogatott adatátviteli sebességek:

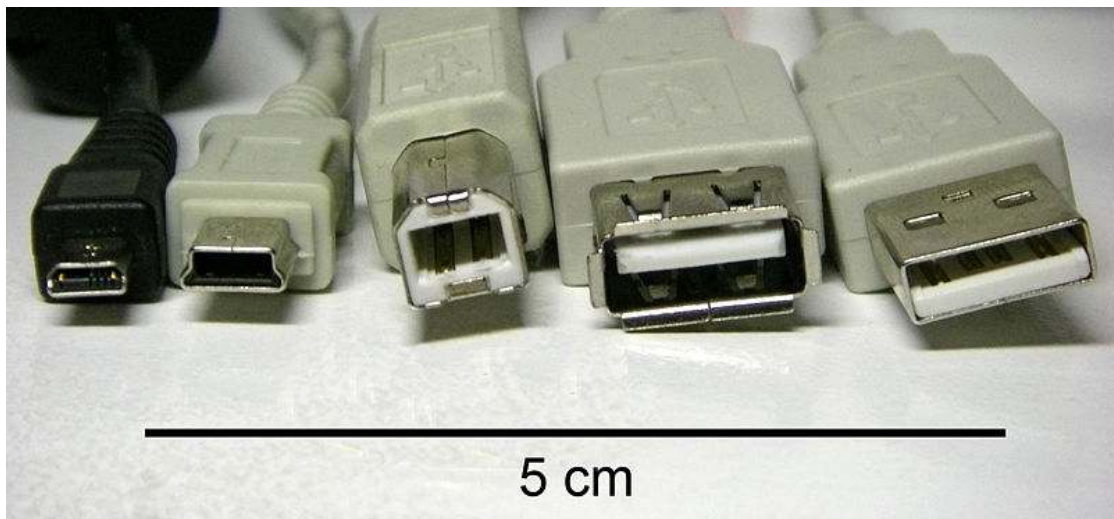
- Alacsony sebesség – Low Speed (1.1, 2.0 verziónál): 1,5 Mbps (192 KB/s), billentyűzetek, egerek és játékvezérlők ezzel a sebességgel működnek.
- Teljes Sebesség – Full Speed (1.1, 2.0 verziónál): 12 Mbit (1,5 MB/s), a legnagyobb sebesség volt az USB 2.0 előtt.
- Megemelt sebesség – Hi-Speed (2.0 verziónál): 480 Mbps (60 MB/s)

Az USB 90° csavart érpárt használ, amivel half-duplex adattovábbítást valósít meg. 0,0-0,3 volt felel meg az alacsony jelnek és 2,8-3,6 volt a magas jelnek alacsony és teljes sebességnél. Megemelt sebességnél +- 400 mV-hoz tartozik a két jelszint. A kábel megengedett hosszúsága 5 méter, mivel ebben az esetben a várakozási idő nem haladja meg az előírt 1500 ns-ot.

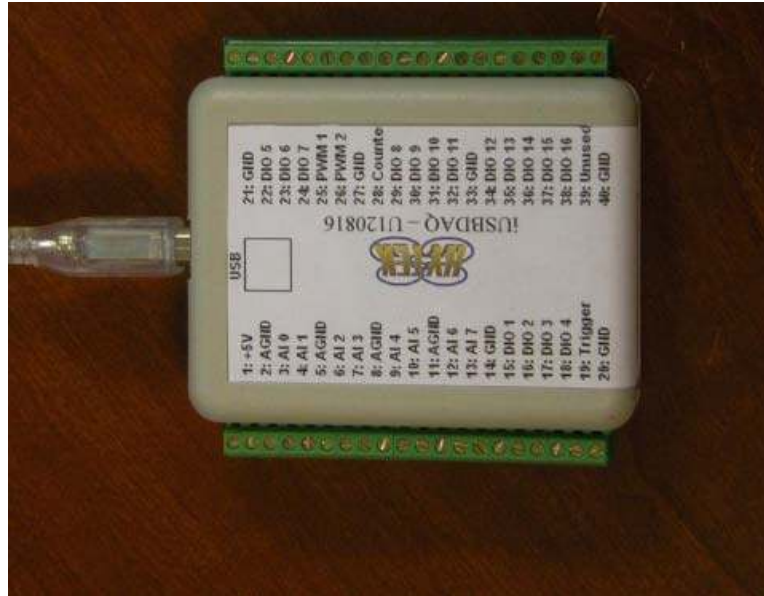
USB lábkiosztása:

- VCC +5V
- D- Data -
- D+ Data +
- GND Ground

2009 vagy 2010-ben tervezik megjelentetni az USB 3.0 verzióját, aminek az adatátviteli sebessége meg fogja közelíteni az 5 Gbps-ot és megőrzi kompatibilitását a korábbi verziókkal.



3-21. ábra USB csatlakozótípusok
<http://en.wikipedia.org/wiki/Usb>

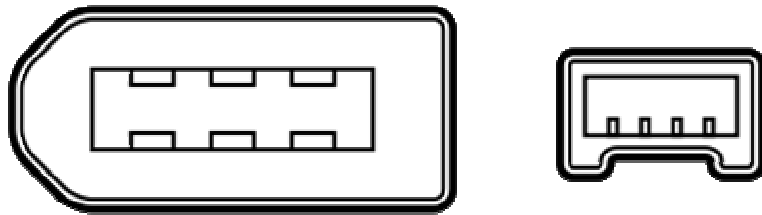


3-22. ábra iUSBDAQ - U120816 adatgyűjtő berendezés
www.hytekautomation.com

3.4.7. FireWire (IEEE 1394)

A szabványt az Apple alkotta meg 1995-ben. Az USB-hez hasonló, kevésbé elterjedt, nagy sebességű soros kommunikáció szabvány. Maximálisan 63 berendezést lehet hozzácsatlakoztatni és az USB-hez hasonlóan ez is elláthatja árammal a berendezést.

- FireWire 400 (IEEE 1394a): 100, 200, or 400 Mbps
- FireWire 800 (IEEE 1394b): maximum 800 Mbps



3-23. ábra: FireWire csatlakozótípusok
http://en.wikipedia.org/wiki/Image:FireWire-46_Diagram.svg



3-24. ábra: NI DAQPad-6052E FireWire-al
<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/10931>

3.4.8. Ethernet

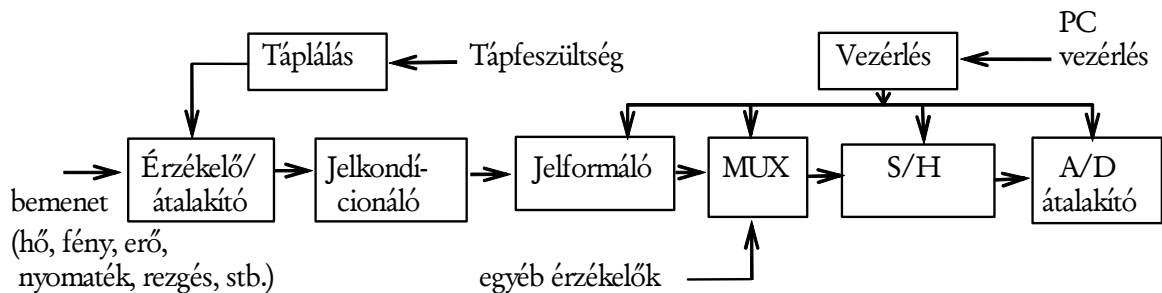
Manapság használatos helyi hálózati technológia. Eredeti verziója mintegy 10MB/s körüli adatátviteli sebességet tett lehetővé, de megjelent azóta Fast Ethernet (100MB/s) és Gigabit Ethernet technológiák (1000MB/s). Az Ethernet átviteli közegként koaxiális kábel, sodrott érpár és optikai kábel egyaránt használható. Az Ethernet hálózatok busz és csillagtopológia mentén kialakíthatók.



3-25. ábra: Sodrott érpár

3.5. Számítógéppel vezérelt mérőrendszer általános felépítése

A számítógéppel vezérelt mérőrendszer alapfunkciója, hogy egy fizikai/kémiai mennyiséget fogadjon, azt a számítógép által használható formára (bináris) alakítsa, szükség szerint archiválja, esetleg továbbítsa. Az 3-22. ábra egy mérőrendszer funkcionális felépítését mutatja be. Minden egységnek jól meghatározható feladata van a rendszerben, jóllehet a különböző alkalmazásoknál egyik vagy másik egység hiányozhat.



3-26. ábra Számítógéppel vezérelt mérőrendszer funkcionális felépítése

Érzékelő/átalakító: Fizikai/kémiai mennyiséget érzékel és azt valamilyen ismert törvényszerűség szerint átalakítja az adatgyűjtés számára alkalmas, általában feszültségjel formára. Egyes érzékelőknek külső energiaforrásra is szükségük lehet a működésükhöz. Bizonyos érzékelők az érzékelésen túl a mérőkör leválasztását is megoldják. Ez különösen a villamos mennyiségek mérésénél lehet lényeges, mert ha például egy esetleges meghibásodás miatt túl nagy mérendő mennyiség jelenne meg az érzékelő bemenetén, akkor védelem nélkül a számítógép bemenetére olyan szintű feszültség juthat, amely a berendezés meghibásodásához vezetne. Ezért a mérőkört mindig megfelelő módon célszerű leválasztani a mérendő körtől.

Jelkondicionáló: Az átalakító kimeneti jele a számítógép analóg bementére kapcsolható olyan feszültség jel, melyet sok esetben a megfelelő pontosságú, minőségű átalakítás elérése érdekében „kezelní”, un. kondicionálni kell. A jelkondicionálás legtipikusabb példája a szűrés és erősítés. A mért jelek általában zajosak és mindig tartalmaznak olyan egyéb, nem hasznos összetevőt, amit a feldolgozás előtt szükséges kiszűrni. Gyakran fordul elő, hogy a jel nagysága nem elegendő a digitalizáláshoz. Ha például a jel a maximális bemeneti tartományhoz képest túl kicsi, akkor digitalizálásnál az A/D átalakító csak az alsó néhány bitet használja fel, ami az átalakítás pontosságát nagy mértékben csökkenti. A leggyakrabban alkalmazott analóg jelkondicionálók: erősítő, osztó, zajszűrő, antialiasing szűrő.

Jelformáló: Vannak olyan esetek, amikor a mért jelen a szükséges átalakításokat érdemes még a „számítógépen kívül” elvégezni. Ez főleg akkor hasznos, ha processzoridőt kívánunk megtakarítani, amivel a rendszer sebessége jelentősen növelhető. Processzoridőt takaríthatunk meg például egy integráló áramkör beiktatásával, vagy jelformáló lehet egy egy-chipes számítógép, amely segítségével a processzor terhelése jelentősen csökkenthető.

Mintavevő/tartó (Sample and hold-S/H): A rendszernek ez az egysége végzi az adatgyűjtő berendezés analóg bemeneti csatornájára kapcsolt jel mintavételezését. A mintavételezett analóg feszültségértéket gyakran „várakoztatni” kell, amíg az feldolgozásra kerül, ezért szükség van egy olyan áramkörre, amely a jelet a szükséges ideig „tartja”.

Funkcionálisan az alábbi ábrán látható a működése:

A mintavevő tartó áramkörök a funkcióiknak megfelelően két kiemelten fontos paraméterrel rendelkeznek: az egyik a mintavételezési idő, a másik a tartási drift. A mintavételezési idő alatt azt az időt értjük, ami egy minta beolvasás vezérlőjelének kiadásától az

áramkör jelkövető állapotának beállásáig eltelik. A tartási drift azt mutatja meg, hogy egységnyi idő alatt mennyit esik a tartó áramkör kimenetén a feszültség.

MUX (Multiplexer): Ha több bemenő jelet akarunk egyidőben a számítógépbe vinni, akkor vagy több A/D átalakítót kell alkalmazni, vagy a jeleket valamilyen sorrendben, csatornánként kell behívni és átalakítani. Mindkét megoldást alkalmazzák, többségében azonban az A/D átalakítók magas ára miatt olyan sorrend kapcsolókat, ún. multiplexereket alkalmaznak, amelyek több csatornát képesek fogadni, a jeleket sorba rendezni, vezérelni és továbbítani az A/D átalakító bementére.

A/D átalakító: A mintavételezett analóg feszültségértéket digitális (bináris) formára alakítja át. Működési elvük, felbontásuk, sebességük, stb. szerint nagyon sokféle A/D átalakító van forgalomban, ezek között a legelterjedtebb az ún. fokozatos közelítéses (successive approximation) elven működő átalakítók, melyek mind sebességüket, pontosságukat, mind az árukat figyelembe véve gazdaságos megoldást kínálnak a legtöbb mérési feladathoz.

3.6. Érzékelők és átalakítók

A szakirodalom definíciói szerint az érzékelő (sensor) fogadja - érzékeli - a fizikai/kémiai mennyiséget, az átalakító (transducer) pedig a számítógép számára alkalmas jellé konvertálja. A gyakorlatban az érzékelő és átalakító elnevezéseket igen vegyes értelemben alkalmazzák még a gyártók is, aminek az az oka, hogy a modern érzékelők legtöbbször egyben átalakító is, az átalakítás a működési elvükből következik, ilyenek például a piezoelektromos, a magnetoelasztikus érzékelők, hőelemek, stb.

Az érzékelők igen sokféle típusa ismert, teljes körű bemutatásuk ennek a tananyagnak a keretében nem lehetséges, ezért két célt szolgál az itt következő fejezet anyaga:

- egyrészt megkísérli a piacon található milliónyi érzékelő halmazt rendszerezni a kiválasztás szempontjaiból, vagyis megfogalmazza azokat a jellemzőket, amelyek egy érzékelő kiválasztásakor a legfontosabbak;
- másrészt kiragadott módon bemutat néhány érzékelőt, amelyeket laboratóriumi körülmények között látványosan alkalmazhatnak a hallgatók.

Melyek azok a szempontok, amelyeket figyelembe kell vennünk egy érzékelő kiválasztásánál?

1.

Érzékelők csoportosítása a funkciójuk szerint (nem teljes felsorolás):

elmozdulás érzékelők	- egyenes vonalú, szögelfordulás
sebesség érzékelők	- egyenletes, szögsebesség, áramlás
gyorsulás érzékelők	- rezgés
helyzet érzékelők	- pozíció, méret, terület, vastagság, térfogat, érdesség, mechanikai feszültség
tömeg érzékelők	- súly, terhelés, sűrűség, fajsúly
erő érzékelők	- erő, nyomás, nyomaték, teljesítmény
egyéb érzékelők	- keménység, viszkozitás, szín, elektromos és mágneses jelek, stb.

2.

Érzékelők csoportosítása energiafelhasználás szerint:

közvetlen vagy passzív: ezek az érzékelők külső energiaforrást nem igényelnek, működésükhöz elegendő az érzékelt, bemenő jel. (fotóelektromos, hőelem, stb.)

közvetett vagy aktív: ezek az érzékelők külső energiaforrást igényelnek. (Hall-generátoros érzékelők, ellenálláshőmérők, nyúlásmérőbéllyeges érzékelők, stb.)

3.

Érzékelők csoportosítása működési tulajdonságaik szerint:

Az érzékelőket vizsgálhatjuk olyan tulajdonságaik szerint, mint a

- pontosság
- megbízhatóság
- linearitás
- érzékenység
- terjedelem
- környezet tűrő képesség.

A megfelelő paraméterekkel rendelkező érzékelőt az adott mérési feladat követelményeit figyelembe véve kell kiválasztani.

4.

Érzékelők csoportosítása a kimeneti jelük alapján:

Analóg kimenet - az érzékelő kimenetén időben folyamatos, a bementi jel változásával arányos jel jelenik meg.

Digitális kimenet - A mérendő mennyiségnek megfelelő soros vagy párhuzamos digitális érték jelenik meg a kimenetén. A digitális értékek vagy meghatározott időközönként, vagy a vezérlő által meghatározott időpillanatokban jelennek meg.

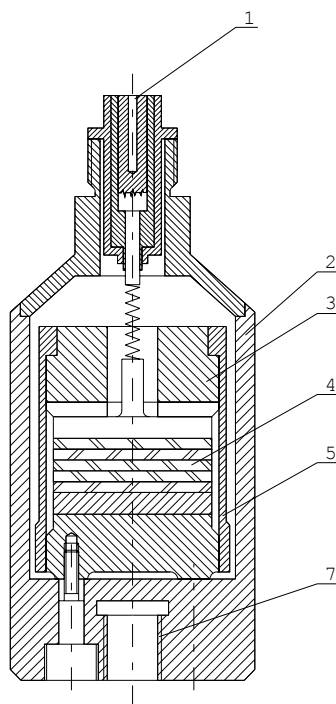
Frekvencia kimenet - Az érzékelő kimenetén megjelenő jel frekvenciája arányos a mért értékkel. Ez a kimeneti jel lehet folyamatos, vagy impulzus jellegű, amely számlálók és timer-ek segítségével egyszerűen digitális formára alakítható.

Kódolt kimenet - Számos típusú kódolt jelet képezhet egy érzékelő, többek között ezek közé tartoznak az amplitúdó-, és frekvencia modulált jelek, impulzus szélesség és impulzus helyzet modulált jelek.

3.6.1. Piezoelektromos mérőátalakító

Legfőképpen a rezgésgyorsulás, erő mérésére alkalmazzák a piezoelektromos érzékelőket. Számos előnyös tulajdonsága miatt a piezoelektromos érzékelők jelentősen elterjedtek és nagymértékben kiszorították a hagyományos mechanikai rezgésmérőket a gyakorlatból. Ennek oka, hogy a mechanikai érzékelőktől lényegesen nagyobb az amplitúdó és frekvencia mérési tartománya, és kicsi tömege.

A longitudinális piezoelektromos hatáson alapuló mérőátalakítóban (3-23. ábra) kvarckristály lapocskák vannak elhelyezve, amelyre egy szeizmikus tömeg a gyorsulással arányos erővel hat. Az erő hatására a kvarckristályok felületén töltésváltozás jön létre. Az átalakító kimenetén Coulomb-ban kifejezhető töltésmennyiség jelenik meg, amely egy töltéserősítő segítségével feszültséggé alakítható. A piezoelektromos érzékelők igen alacsony szintű ($\approx 0,3 \text{ pC/m/s}^2$) jelei speciális, meghatározott kapacitású és szigetelésű vezetéken továbbíthatók a töltéserősítőre.



3-27. ábra. KD 35 típusú piezoelektromos gyorsulásérzékelő

Az ábra jelölései: 1 - kábel csatlakozó, 2 - ház, 3 - szeizmikus tömeg, 4 - kvarc lapocskák, 5 - előfeszítő persely, 6 - alaplap, 7 - felfogó furat

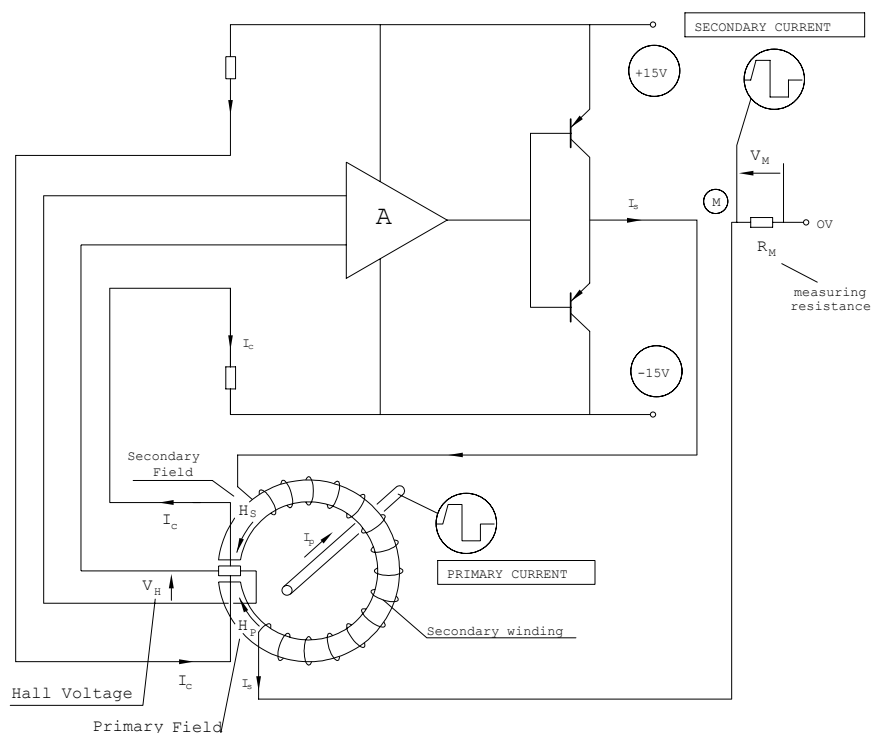
3.6.2. Hall-generátoros mérőátalakító

A Hall-generátoros mérőátalakítók elsősorban a különböző villamos mennyiségek mérése területén terjedt el, de más mechanikai mennyiségek mérésére is alkalmazzák, pl. szögelfordulás, nyomás, stb.

Ezen érzékelők működési elve a Hall-effektuson alapul, amely szerint ha egy vezető anyagú lapocskát mágneses térbe helyezünk, akkor a lap átellenes oldalai között feszültség indukálódik. A Hall generátoros árammérő elvi kapcsolását a 3. ábra mutatja be.

A „LA 25-NP” típusú LEM modul, egy több méréshatárú árammérő, amely a mágneses kompenzáció elvén működik, és egyen, ill. váltóáram mérésére egyaránt alkalmas. A mérő és a mérendő kör között galvanikus elválasztást biztosít.

A mérendő áram által létrehozott mágneses fluxussal a Hall-érzékelővel ellátott szekunder tekercs mágneses tere egyensúlyt tart. Így a szekunder (kompenzáló) áram minden időpillanatban a primer árammal pontosan arányos.



3-28. ábra Hall generátoros áramátalakító elvi kapcsolása

$$U_H = K \times |H \times I_c|$$

ahol U_H - Hall feszültség

K - Hall állandó (a félvezető anyagától függő érték)

H - A mérendő áram mágneses tere'

I_c - állandó értékre beállított áram

Hall generátorhoz használt anyagok:

In (Indium)

Sb (Antimonium)

Ga (Gallium)

As (Arsenium)

$$N_P \cdot I_P + N_S \cdot I_S = 0$$

$$|N_P \cdot I_P| = |N_S \cdot I_S|$$

ahol N_P - primer menetszám

I_P - primer áram

N_S - szekunder menetszám

I_S - szekunder áram

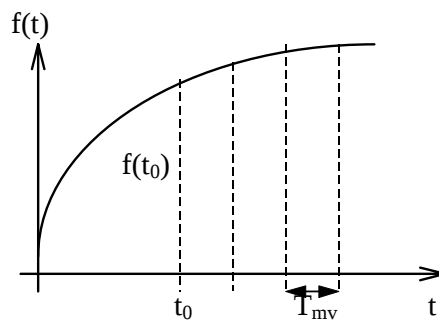
A primer és a szekunder ampermenetek egyenlők, ami azt is jelenti, hogy a primer és szekunder oldalon a gerjesztések kiegyenlítik egymást.

Hasonló elven működnek az egyen - és váltófeszültség átalakítók is.

3.7. Analóg - digitál átalakítók

3.7.1. Analóg jelek mintavételezése

Mintavételezésnek nevezzük, ha egy folyamatos analóg jelből egy adott t_0 időpillanatban (3-25. ábra), vagy meghatározott időközönként (T_{mv}) mintát veszünk. A mintavételezés lehet egyenletes (periodikus), vagy nem egyenletes. A továbbiakban az egyenletes mintavételezés elvi és gyakorlati kérdéseivel foglalkozunk.



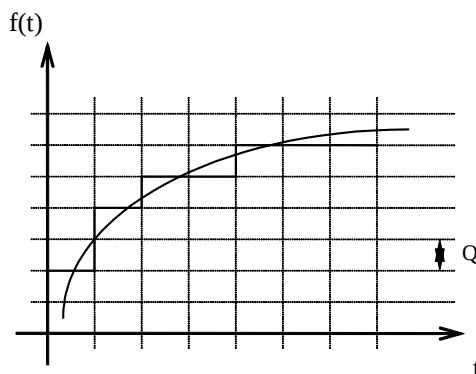
3-29. ábra

Egy jelből olyan gyakorisággal kell mintát venni, hogy az eredeti jel reprodukálható legyen. A Nyquist - Shannon mintavételi törvénye értelmében a mintavételi frekvenciát úgy kell megválasztani, hogy az nagyobb legyen, mint a mintavételezett analóg jel legnagyobb frekvenciájú összetevőjének a kétszerese.

$$f_{mv} > 2 \cdot (f_{jel})_{\max}$$

A digitális technika elterjedésével a mintavételezett jel sokoldalú feldolgozása vált lehetővé. Ehhez szükségszerűen a mintavételezett jelet digitalizálni kell. A minták függőleges tartományokba sorolását kvantálásnak nevezzük. Egy tartomány szélessége a kvantum (Q).

A kvantumok száma meghatározza az átalakító kvantálási pontosságát. A kvantumok számát 2 hatványaként adják meg. Így például egy 8 bites átalakító azt jelenti, hogy a kvantumok száma 2^8 , azaz 256. A mérés technikában legelterjedtebb átalakítók 12 és 16 bitesek. Ezek az analóg jelet 4096, ill. 65536 kvantumba osztják.



3-30. ábra

Átalakítók jellemzői:

A bemeneti jel tartománya lehet unipoláris vagy bipoláris.

Az összes kvantumhoz tartozó maximális feszültség bemenet:

FS (full scale) = 2^N kvantum, vagyis

$$\frac{\begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}}{2^N \quad 2^{N-1} \quad 2^{N-2}} \dots \frac{\begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}}{2^2 \quad 2^1 \quad 2^0}$$

unipoláris esetben: 0 - $U_{\max}$

bipoláris esetben $\pm U_{\max}/2$.

Az egy kvantumhoz tartozó feszültség értéket a legkisebb helyértékű bit alapján határozhatjuk meg:

LSB (least significant bit): $FS/2^N$

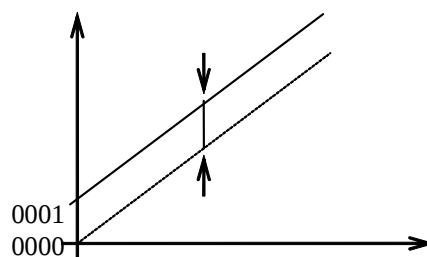
$$\frac{\begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}}{2^N \quad 2^{N-1} \quad 2^{N-2}} \dots \frac{\begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}}{2^2 \quad 2^1 \quad 2^0}$$

A mintavételezés frekvenciáját, mint láttuk, egyrészt meghatározza a mintavételezett jel frekvenciája, másrészt felülről korlátozza az átalakítás ideje. Azt az időt, amely egy minta vételezéséhez és digitalizáláshoz szükséges, apertúra időnek nevezzük. Az apertúra idő meghatározza az átalakító maximális mintavételi frekvenciáját. A mintavételi frekvencia megválasztásánál tehát az alábbi feltételt kell figyelembe venni:

$$f_a > f_{mv} > 2 \cdot (f_{jel})_{\max}$$

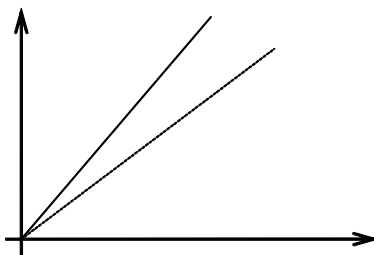
Az átalakítás lehetséges hibái:

1. Offset hiba (javítható)



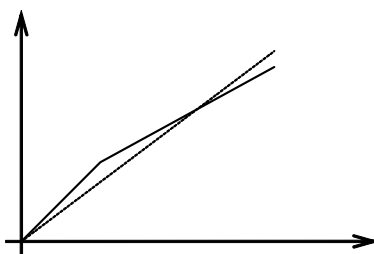
3-31. ábra

2. Erősítési hiba (javítható)



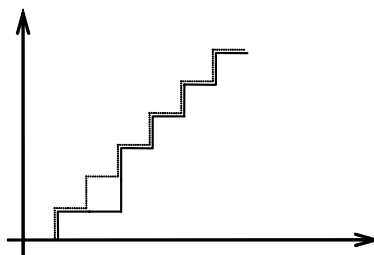
3-32. ábra

3. Linearitási hiba (nem javítható)



3-33. ábra

4. Kódkiesés (nem javítható)



3-34. ábra

5. Kvantálási hiba

Abszolút kvantálási hiba:

$$H_Q = \pm \frac{1}{2} Q = \frac{U_{LSB}}{2}$$

Relatív kvantálási hiba:

$$h_Q \approx \pm \frac{H_Q}{U_x} \cdot 100\%$$

Példa:

Legyen egy 12 bites átalakító maximális bementi feszültsége 10V.

Ez azt jelenti, hogy:

$$U_{FS} = 10V$$

$$U_{LSB} = 10/2^{12} = 10/4096 = 2,44mV$$

$$U_{MSB} = 10/2 = 5V$$

Mekkora a kvantálás hibája, ha ezzel az átalakítóval 8V-ot mérünk?

$$H_Q = \pm \frac{2,44mV}{2} = \pm 1,22mV$$

$$h_Q \approx \pm \frac{1,22 \cdot 10^{-3}}{8} \cdot 100\% = \pm 0,015\%$$

$$h_{Qv} = \frac{H_Q}{U_{FS}} \cdot 100\% = \frac{1,22 \cdot 10^{-3}}{10} \cdot 100\% = 0,0122\%$$

Mérjünk ugyanezzel az átalakítóval 50mV-ot:

Abszolút kvantálási hiba:

$$H_Q = \pm \frac{U_{LSB}}{2} = \frac{2,44mV}{2} = \pm 1,22mV$$

Relatív kvantálási hiba:

$$h_Q \approx \pm \frac{1,22 \cdot 10^{-3}}{0,05} \cdot 100\% = \pm 2,44\%$$

FS-re vonatkoztatott kvantálási hiba: $h_{QFS} \approx \pm \frac{1,22 \cdot 10^{-3}}{10} 100 = \pm 0,0122\%$

Végezzük el az előző átalakításokat egy 16 bites átalakítóval:

A 16 bites 10V Full Scale feszültségű átalakító abszolút kvantálási hibája:

$$H_Q = \pm \frac{U_{LSB}}{2} = \frac{10}{65536 \cdot 2} = \pm 76\mu V$$

FS-re vonatkoztatott kvantálási hibája:

$$h_{QFS} \approx \pm \frac{H_Q}{U_{FS}} \cdot 100\% = \pm \frac{76 \cdot 10^{-6}}{10} 100 = 7,6 \cdot 10^{-4}\%$$

8V átalakításakor a kvantálás relatív hibája:

$$h_Q \approx \pm \frac{76 \cdot 10^{-6}}{8} \cdot 100\% = \pm 9,5 \cdot 10^{-4}\%$$

50mV átalakításakor a kvantálás relatív hibája:

$$h_Q \approx \pm \frac{76 \cdot 10^{-6}}{0,05} \cdot 100\% = \pm 0,152\%$$

A fenti számolásokból láthatjuk, hogy az *I.2. Mérési hibák* fejezetben leírtakhoz teljesen hasonlóan, az A/D átalakítók is a teljes 0-FS tartományon belül változatlan abszolút hibával és 0-tól a FS-ig csökkenő relatív hibával dolgoznak, ezért itt is érdemes az átalakítási tartomány felső részét használni, vagy a jelet átalakítás előtt erősíteni. Azt is láthatjuk, hogy 16 bites átalakító alkalmazása esetén lényegesen kisebb az a feszültséghatár, ahol már jelkondicionálóra (erősítőre) van szükség.

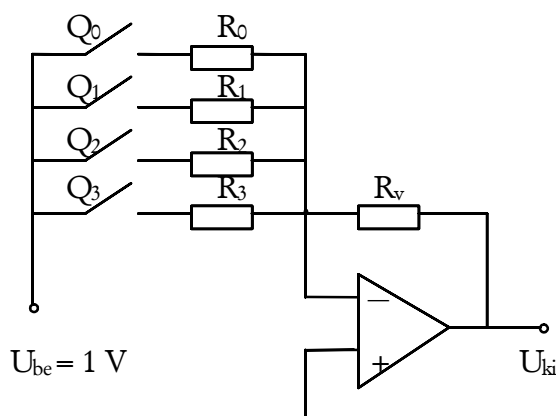
Figyelembe véve az analóg érzékelők általános pontossági jellemzőit, mondhatjuk, hogy egy ilyen mérőrendszerben általában az 1%-os relatív hiba még elfogadható.

Kiszámolhatjuk, hogy ez a 12 bites átalakító esetén azt jelenti, hogy 0,12V alatti feszültségek átalakításakor már jelkondicionáló alkalmazása szükséges, vagyis a teljes tartomány kb. alsó negyedét nem használhatjuk erősítő nélkül, míg 16 bites átalakító alkalmazása esetén ugyanez a határfeszültség 7,6mV.

3.7.2. Digitál - analóg átalakítás

Szükséges elméleti alapok: műveleti erősítők, invertáló erősítő, összegző kapcsolás

A digital-analóg átalakítás elvi megoldása:



3-35. ábra

Legyen

- $R_v = 8 \text{ k}\Omega$
- $R_0 = 8 \text{ k}\Omega$
- $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$

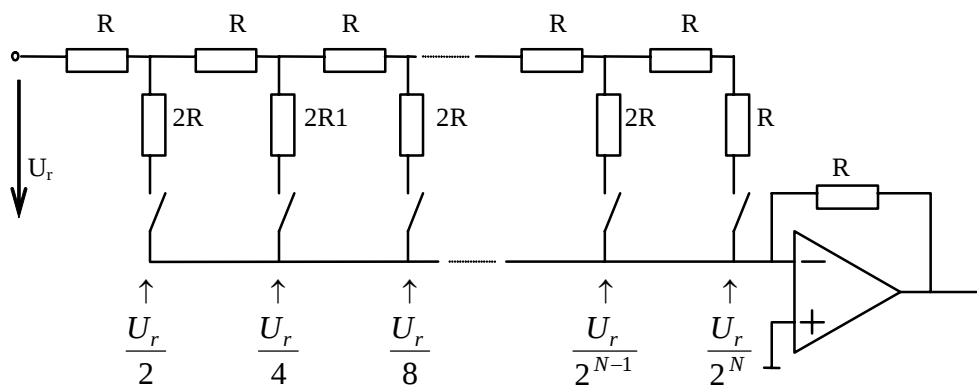
$$R_3 = 1\text{ k}\Omega$$

Ebben az esetben a Q kapcsolók állásától függően a kimeneti feszültség értéke:

Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	$-U_{ki}$
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
1	1	1	1	15

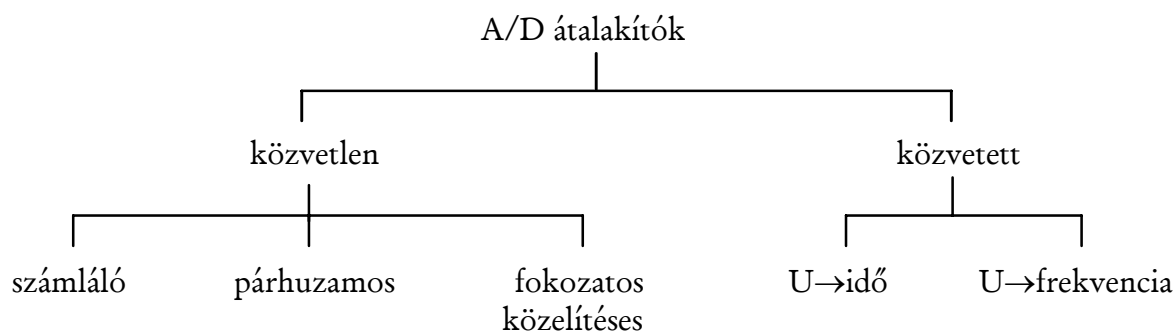
3-8. táblázat

A speciális ellenállások gyártási nehézségei miatt egyszerűbb és pontosabb az ún. létrahálózatos D/A átalakító, amely elvi kapcsolását a 3-41. ábra mutat.



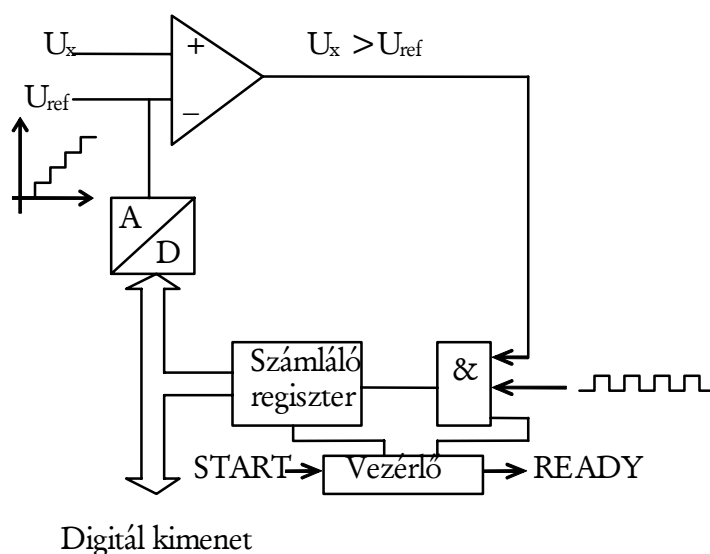
3-36. ábra

3.7.3. Analóg - digitál átalakítás



3-37. ábra

Számláló típusú A/D átalakító

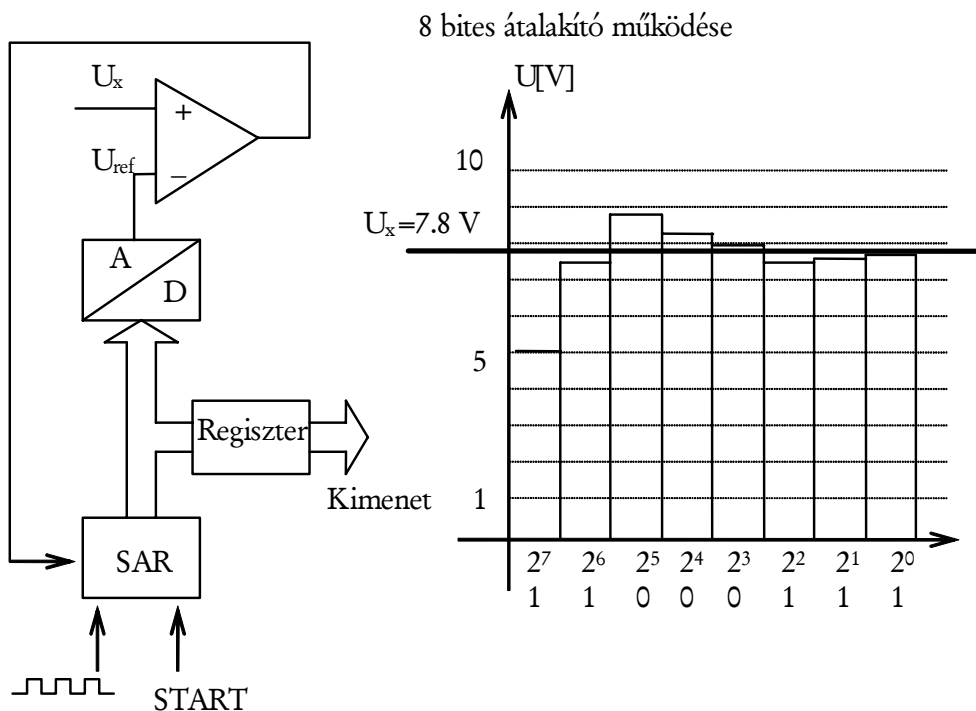


3-38. ábra

A bemeneti U_x feszültséget a lépcsős U_{ref} feszültség egyes szintjeivel hasonlítja össze a komparátor, és a komparátor kimenetének függvényében lépteti tovább a referencia feszültséget, vagy hozza létre a digitális kimenetet.

Elavult típus, ma már igen ritkán használják, gyenge technikai jellemzőkkel bír. Az átalakítás ideje az átalakítandó feszültség értékétől függően változhat.

Fokozatos közelítéses A/D átalakító



3-39. ábra

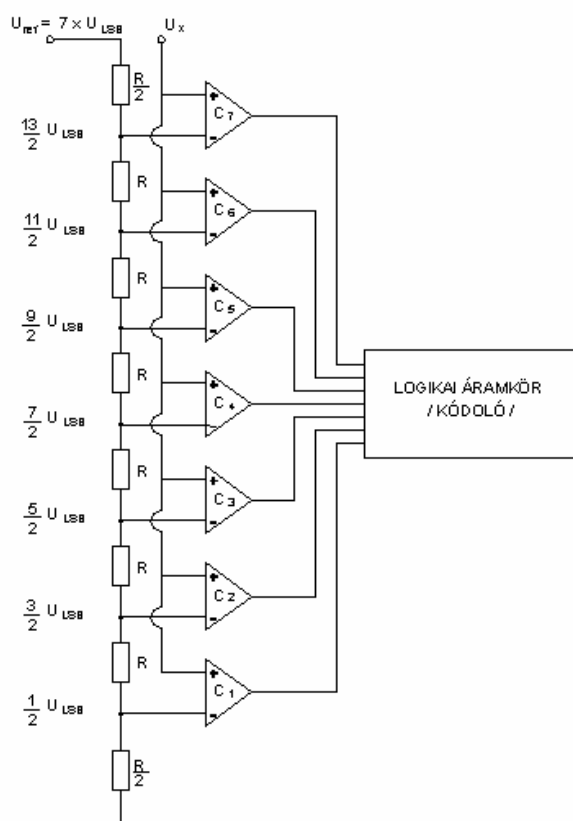
A successive approximation register (SAR) először az MSB (10000000) kódnak megfelelő analóg feszültséget küldi a komparátor bemenetére, amely az átalakítandó jellel hasonlítja össze. A komparátor kimenetétől függően - vagyis attól függően, hogy az U_x vagy az U_{ref} feszültség nagyobb-e - a SAR növeli vagy csökkenti az összehasonlító jel nagyságát a következő bit helyértékének megfelelő feszültség szinttel, és szintén ennek megfelelően tárol le a regiszterbe az adott helyértékre 0-at vagy 1-et. Ennek megfelelően egy N bites átalakító egy mintát N db órajelre alakít át. Sebessége közepes, technikai jellemzői megfelelőek, éppen ezért a mérés technikában az egyik leggyakrabban alkalmazott átalakító típus.

Párhuzamos (flash) A/D átalakító

Jellemzői:

- Nagy sebesség (1 órajel idő alatt végez el 1 átalakítást)
- Jelkondicionálót nem igényel
- Nagy megbízhatóság
- Magas ár
- $2^n - 1$ db nagy teljesítményű komparátor

3 bites átalakító:



3-40. ábra

Az átalakítás menete:

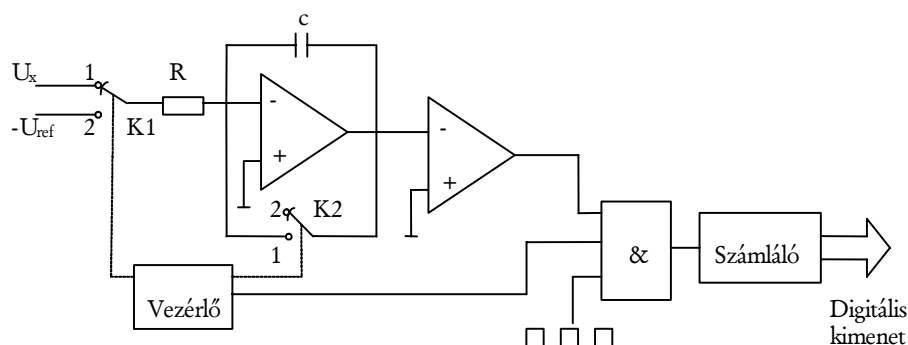
U _x bemeneti feszültség tartományai:	A komparátorok kimenete							Kód
	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	
$\frac{1}{2}U_{LSB} > U_x$	0	0	0	0	0	0	0	000
$\frac{3}{2}U_{LSB} > U_x > \frac{1}{2}U_{LSB}$	0	0	0	0	0	0	1	001
$\frac{5}{2}U_{LSB} > U_x > \frac{3}{2}U_{LSB}$	0	0	0	0	0	1	1	010
$\frac{7}{2}U_{LSB} > U_x > \frac{5}{2}U_{LSB}$	0	0	0	0	1	1	1	011
$\frac{9}{2}U_{LSB} > U_x > \frac{7}{2}U_{LSB}$	0	0	0	1	1	1	1	100
$\frac{11}{2}U_{LSB} > U_x > \frac{9}{2}U_{LSB}$	0	0	1	1	1	1	1	101
$\frac{13}{2}U_{LSB} > U_x > \frac{11}{2}U_{LSB}$	0	1	1	1	1	1	1	110
$U_x > \frac{13}{2}U_{LSB}$	1	1	1	1	1	1	1	111

3-9. táblázat

Jellemzők:

- Nagy sebesség
- Nagy megbízhatóság
- Magas ár
- 2n-1 db nagy teljesítményű komparátor

Kétszeresen integráló (dual slope) A/D átalakító

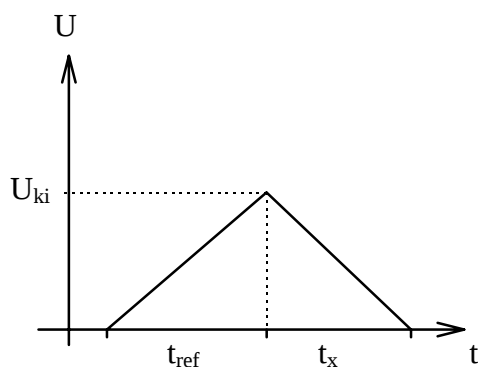


3-41. ábra

K2 kapcsoló "2" állása: nullkompenzáció

K1 kapcsoló "1" állás és K2 kapcsoló "1" állás esetén a rendszer az U_x feszültséget egy órajelre egy a számláló által meghatározott t_{ref} ideig integrálja. Ekkor az integrátor kimenetén megjelenő feszültség:

$$U_{ki} = \frac{t_{ref}}{Rc} \cdot U_x$$



3-42. ábra

Ekkor a K1 kapcsolót "2" állásba téve a $-U_{ref}$ feszültséget integrálja a rendszer addig, amíg a feszültség a "0" szintet el nem éri. A t_x időt számlálva generálható az U_x bemeneti feszültségnek megfelelő digitális jel.

$$-U_{ki} = \frac{t_x}{Rc} \cdot U_{ref}$$

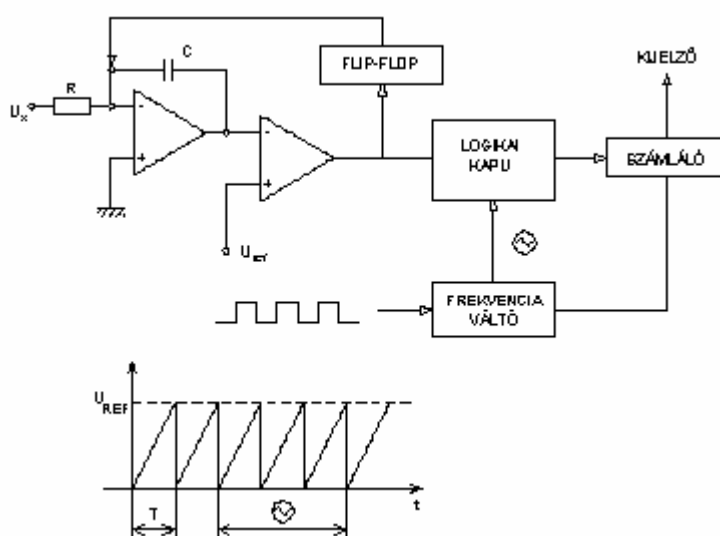
$$\frac{t_x}{Rc} \cdot U_{ref} = \frac{t_{ref}}{Rc} \cdot U_x$$

$$U_x = \frac{t_x}{t_{ref}} \cdot U_{ref}$$

Jellemzők:

- Lassú működés
- Nagy pontosság
- Alkalmazás: digitális műszerekben
- Alkatrész öregedés kiküszöbölése

Feszültség-frekvencia átalakító



3-43. ábra

Működése teljesen hasonló a kétszeresen integráló átalakítóhoz, azzal a különbséggel, hogy amikor az integrátor kimeneti jele eléri a referencia feszültséget, akkor a flip-flop-on keresztül a kondenzátor kisül és az integrálás előlről kezdődik. Ez azt jelenti, hogy az integrálás ideje, vagyis a kimeneti jel frekvenciája arányos lesz az átalakítandó jel amplitúdójával.

Jellemzők:

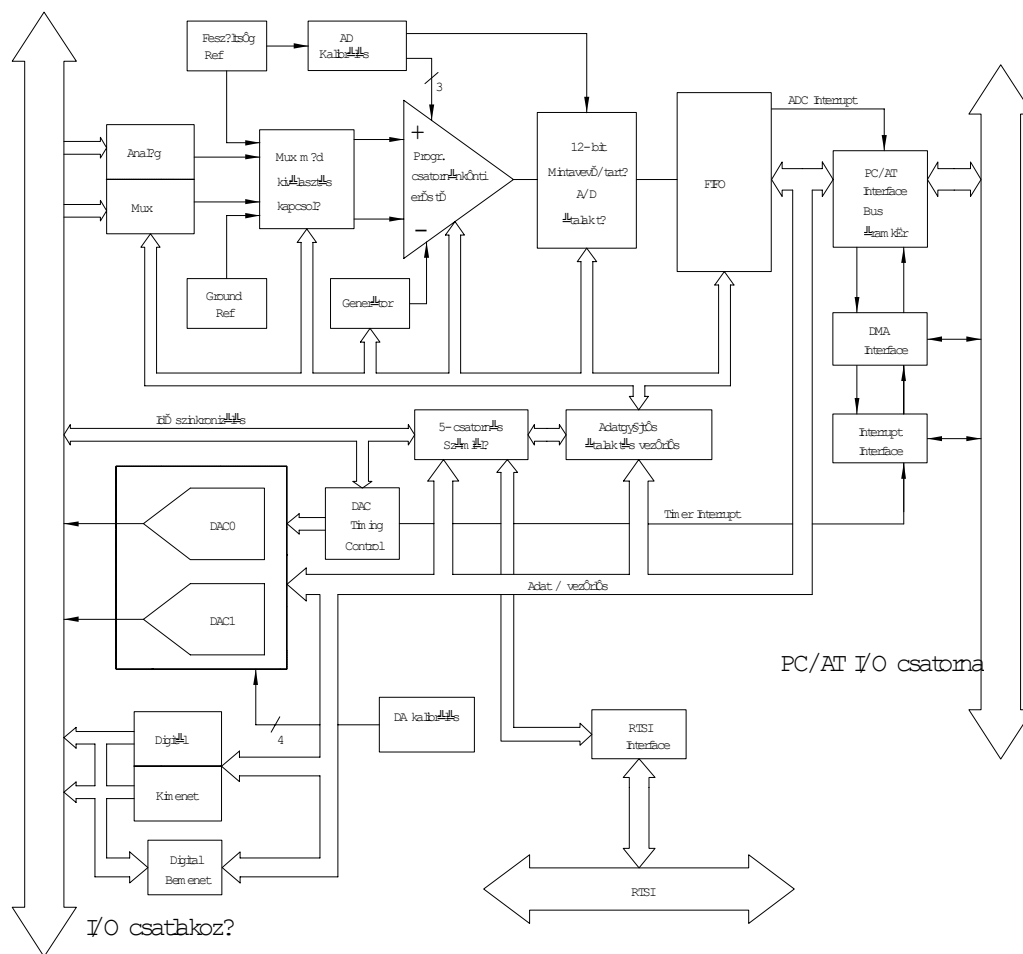
- Frekvencia kimenet
- Könnyen és egyszerűen továbbítható nagy távolságra

3.8. Adatgyűjtő berendezések

3.8.1. Többfunkciós mérésadatgyűjtő kártyák

A PC-be helyezhető általános felhasználású adatgyűjtők többsége rendelkezik analóg bemeneti csatornákkal, analóg kimeneti csatornákkal, digitális be- és kimenettel, valamint számlálókkal/időzítőkkel.

Egy, a gyakorlatban leginkább elterjedt 12 vagy 16 bites fokozatos közelítés elvén működő adatgyűjtővel, a nem különleges követelményű mérési feladatok általában gazdaságosan megoldhatóak. Egy ilyen adatgyűjtő kártya elvi blokk vázlatát mutatja be a 3-48. ábra.



3-44. ábra: Többfunkciós mérésadatgyűjtő kártya elvi blokkvázlata
(National Instruments AT-MIO-16F-5)

Analóg bemenet: A kártya a kapcsolástól függően meghatározott számú csatornán tud analóg jeleket fogadni, és azokat digitalizálni. Ha a bemeneti jeleket egy közös földpont-hoz képest kapcsoljuk a bemeneti csatornákra, akkor több (a bemutatott kártyánál max. 16) csatornát tudunk vizsgálni. Ha ez nem oldható meg a mérőkörben, akkor differenciál kapcsolást kell alkalmaznunk, ami az ún. single-ended (közös földpontú) kapcsoláshoz képest, fele annyi (a bemutatott kártyánál max. 8) csatornaszámot tesz lehetővé.

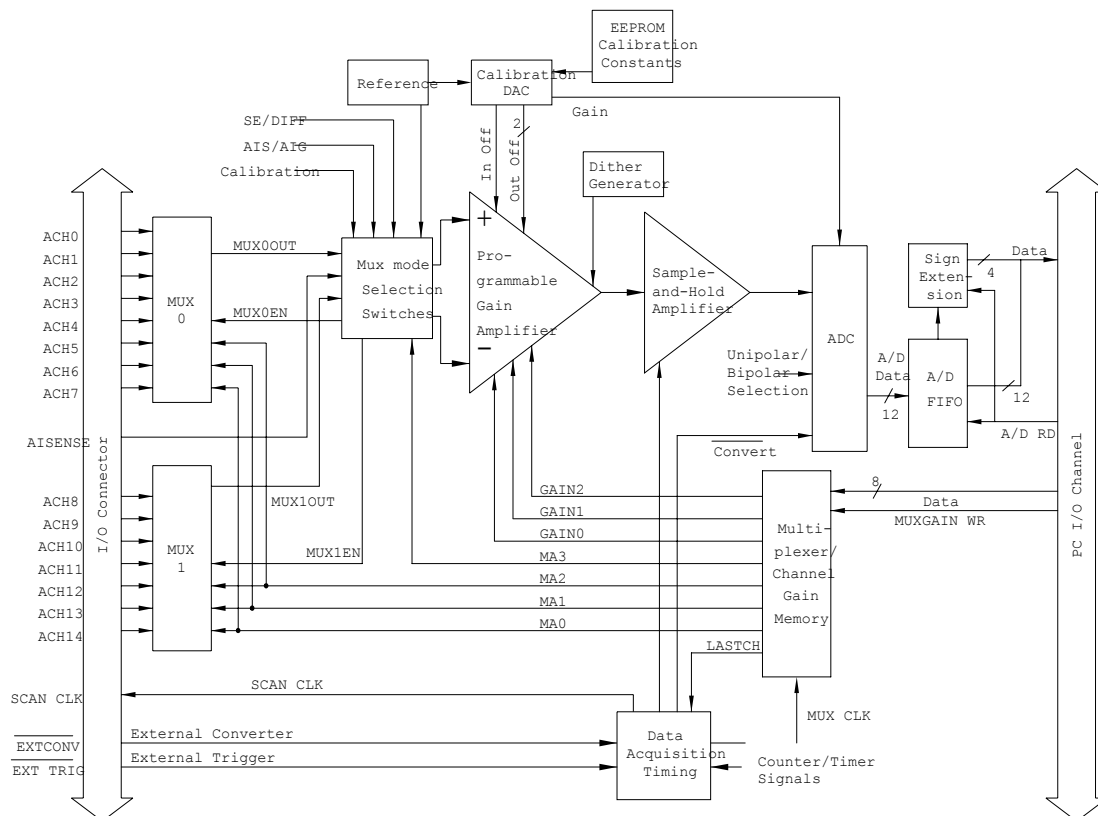
Az adatgyűjtő PC interface bus áramköre cím- és adat buszt, DMA buszt, IRQ vonalat és vezérlő jeleket foglal magába.

Analóg bemenet

A bemutatott adatgyűjtő 16 közös földpontú és 8 differenciál bemenettel rendelkezik. A jeleket két $\pm 45V$ túlfeszültség védelemmel ellátott CMOS analóg bemenetű multiplexer fogadja. Az egyik 16 csatornás, a 0 - 15 csatornákhöz, a másik az 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 és 15. csatornákhöz van kötve a differenciál bemenetű jelek fogadásához. A beépített programozható erősítő segítségével a jelek erősítését csatornánként szoftverből lehet beállítani, így minden csatornán elérhető a maximális konvertálási pontosság. Az A/D átalakító egy

12 bites fokozatos közelítéses átalakító, amely alapkiépítésben 0 - +5V feszültségtartományt bont fel 4096 kvantumra. Egy kiegészítő áramkör teszi lehetővé a $\pm 5V$ -os és 0 - +10V-os bementi tartományokat.

Amikor egy A/D átalakítás készen van, az A/D az eredményt a FIFO-ba küldi. A FIFO egy 16 bit széles 512 szó (word) mély tároló, amely egyrészt időtartálékot képez az adatok lementéséhez, másrészt gyorsabbá teszi az adatok mozgatását (n adat egyenkénti továbbítása hosszabb időt vesz igénybe, mint n adat egyszeri továbbítása). Az A/D FIFO egy jelet generál, amikor konvertált adatot tartalmaz, és ez a jel a status register-ből lekérdezhető.



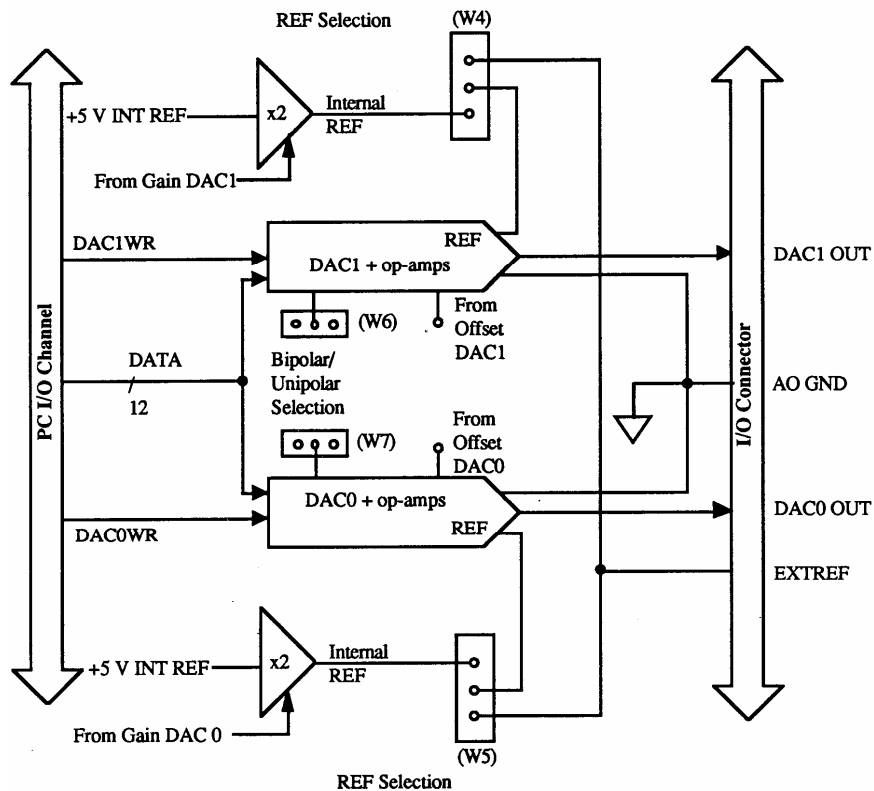
3-45. ábra: Analóg bemenet és A/D átalakító elvi blokkvázlata
(National Instruments AT-MIO-16F-5)

Analóg bementi egység jellemzői összefoglalva:

- Felbontás (12 bites, 16 bites)
- Bementi feszültség tartomány ($\pm 5V$; 0-10V)
- Erősítési fokozatok (0.5 – 100)
- Mintavételezési sebesség (< 5MHz)
- Csatornaszám (16, 32)
- Bemenetek referencia pontja (közös, független) (Single-ended; Differential)
- Pontossági jellemzők (linearitás, stb.)
- Bementi impedancia (nagy)

Analóg kimenet

Az analóg kimeneti csatornák szintén 12 bites felbontásból generált analóg jeleket szolgáltatnak. Az analóg jelet a rendszer úgy generálja, hogy a D/A konverter bemenő digitális kódját szorozza egy referencia feszültséggel. Az egyen vagy váltó (unipolar, bipolar) üzemmódot kapcsolóval lehet állítani. Egyentartományban az 1 LSB-nek megfelelő feszültség szint = $U_{ref}/4096$, a váltakozófeszültség tartományban $1 \text{ LSB} = U_{ref}/2048$.



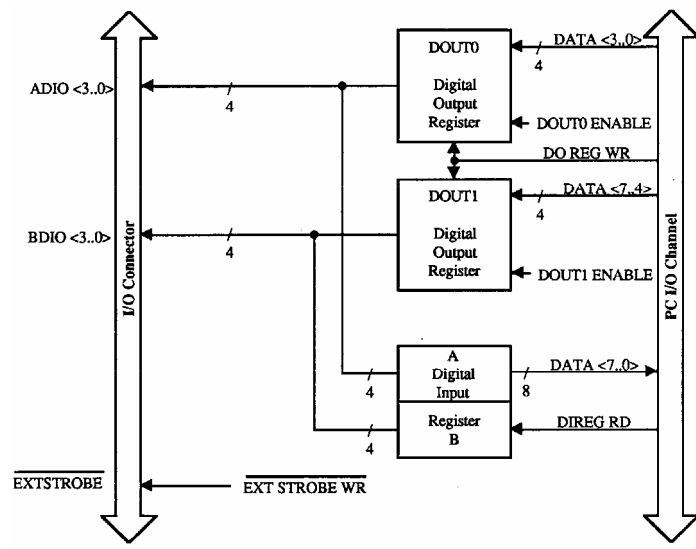
3-46. ábra: Analóg kimeneti egység elvi blokkvázlata
(National Instruments AT-MIO-16F-6)

Analóg kimeneti egység jellemzői összefoglalva:

- Felbontás (12 bites, 16 bites)
- Kimeneti feszültség tartomány ($\pm 5 \text{ V}$; $0 - 10 \text{ V}$)
- Beállási idő
- Csatornaszám (1, 2, 4)
- TERHELHETŐSÉG!!!! ($\pm 2 \text{ mA}$)
- Pontossági jellemzők (linearitás, stb.)
- Kimeneti impedancia (kicsi)

Digitális be- és kimenet

Az AT-MIO-16F-5 típusú adatgyűjtő kártya két, egyenként 4 bites digitális be- és kimenettel rendelkezik. A digitális portok TTL kompatibilis jeleket fogadnak és küldenek.



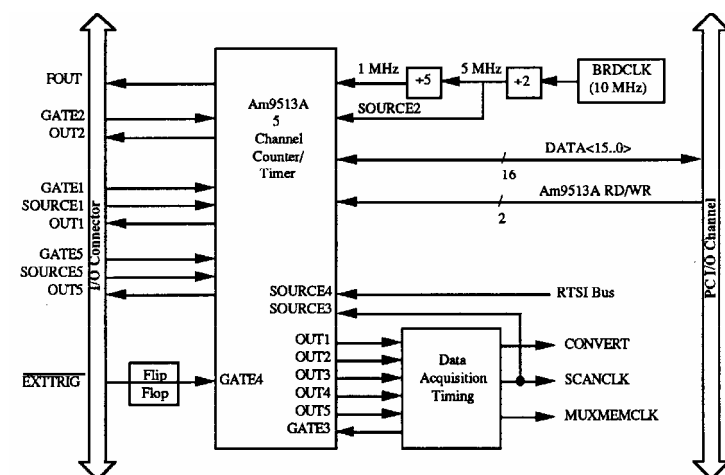
3-47. ábra: Digitális be - és kimeneti egység elvi blokkvázlata
(National Instruments AT-MIO-16F-6)

DIO jellemzői összefoglalva:

- Portok száma
- TTL jelek
- Terhelhetőség!!! ($\pm 10 \mu A$)

Számláló

A számláló - időzítő egység egy 9513A típusú számlálóval működik. Ez egy 5 csatornás számláló, amely az adatgyűjtés, multiplexelés, konverziós, stb. időzítéseket is végzi. A felhasználók az 1., 2., és 5. csatornákat használhatják.



3-48. ábra: Számláló - időzítő egység elvi blokkvázlata
(National Instruments AT-MIO-16F-6)

3.8.2. Többfunkciós mérésadatgyűjtők analóg bementi egységének alkalmazása

Az analóg mérőkártyák többsége az alábbi mérési módszerek alkalmazását teszi lehetővé:

1. Egycsatornás szinkron
2. Többcsatornás szinkron
3. Egycsatornás aszinkron
4. Többcsatornás szinkron

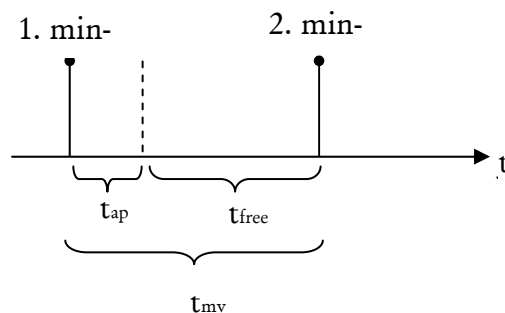
1. és 3. módszer esetén multiplexer alkalmazása nem szükséges

2. és 4. módszer esetén multiplexer alkalmazása szükséges

Annak ellenére, hogy a külső felhasználó számára látszólag nincs különbség az 1-3 és 2-4 típusú módszer között, vagyis, hogy alkalmazunk multiplexert vagy nem, bizonyos nagysebességű adatgyűjtők 1 csatornás működtetés esetén gyorsabb működésre képesek, mint többcsatornás működtetés esetén (egy csatornára vetítve természetesen).

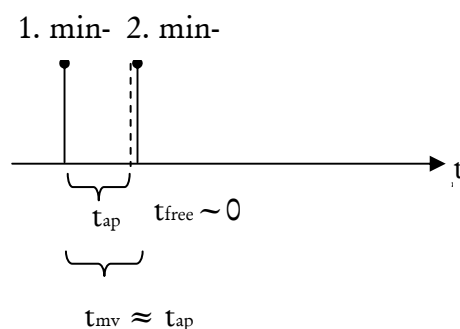
Vegyünk mintát egy adott időpillanatban. Nevezzük t_{ap} -nak azt az időt, amely az adat digitalizálásához és eltárolásához szükséges.

A következő mintát a t_{ap} idő eltelte után vehetjük. Amennyiben a mintavételezések közötti idő lényegesen nagyobb, mint az apertura idő, akkor rendelkezésünkre áll egy t_{free} szabad gépidő, amelyben a processzorral egyéb műveleteket végeztethetünk el.



3-49. ábra

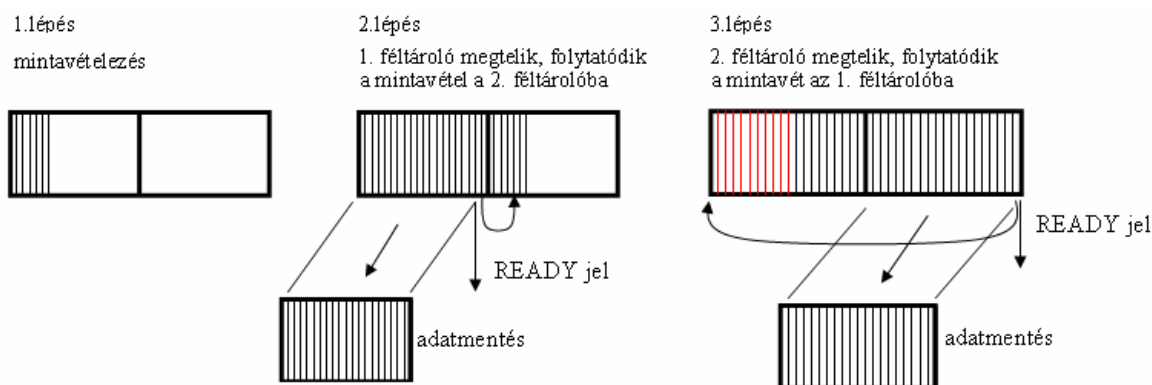
A szinkron mintavételezéseknél a t_{free} időt nem használjuk ki, vagyis a 2. mintát egészen „közel vihetjük” a szaggatott vonallal jelölt időpillanathoz. Ezzel a mintavételi frekvencia nagy lehet, de a rendszer mintavételezés közben semmilyen egyéb műveletet nem tud elvégezni, tehát még a mérendő mintamennyiséget is előre definiálni kell.



3-50. ábra

Amennyiben megfelelően alacsony mintavételi frekvenciát alkalmazhatunk, a t_{free} gépidő alatt elvégezhetünk bizonyos adatfeldolgozásokat, figyelhetjük a felhasználói beavatkozásokat (pl. egy gomb megnyomását).

Ez azonban csak akkor lehetséges, ha a feldolgozás alatt folyamatosan, mintavesztés nélkül tudunk adatokat begyűjteni. Ehhez az aszinkron típusú mintavételezéshez alkalmazzuk, az ún. osztott tárolós mintavételezési eljárást, amelyet a mellékelt ábra szemléltet.



3-51. ábra

3.8.3. Digital Signal Processor (DSP)

A számítógépes vezérlési és más nagy sebességet igénylő adatfeldolgozási feladatok terjedésével egyre több, gyorsabb és nagyobb kapacitású real-time feldolgozásra alkalmas berendezést igényel a gyakorlati műszertechnika. A real-time rendszer működésének egyik alapfeltétele, hogy a szükséges adatokat egy szigorúan meghatározott idő alatt képes legyen szolgáltatni. Számos számítógépes architektúra került kidolgozásra a real-time folyamatokat kiszolgáló rendszerek kapacitásának növelésére (beszédfeldolgozás, képfeldolgozás, folyamatvezérlés).

A hardware kapacitás növelésére először a busz rendszerek "szélességét" növelték 8-ról 16, majd 32 bitre. További lehetőségeket nyújtanak a DSP (digital signal processor) chipek, amelyeket az 1980-as évek elején fejlesztettek ki 16 bites csak integer (egész számú) adatokkal dolgozó assemblerben programozható formában. Jelenleg a 32 bites lebegőpontos műveleteket végző DSP-k 25 - 50 millió műveletet képesek elvégezni másodpercenként. A nagyobb memória méret a HLL (magas szintű nyelvek, mint Pascal, C) programozást is lehetővé teszi, és a DMA csatornák kihasználása tovább növeli a rendszer kapacitását. A DSP chipek nagysebességű szorzó és összeadó műveletekre képesek, így például egy 1024 pontból álló FFT algoritmust 1 -2 ms alatt végez el. A belső buszrendszere, a regiszter fájl, az IRQ gyors kapcsolások tovább növelik a DSP nyújtotta szolgáltatásokat. Az alábbi táblázatban röviden összefoglalva látható egy tipikus DSP család, a TMS320Cxx, karakterisztikus adatai:

Bitek száma:	32
Működés típusa:	32 vagy 40 bit formátumú lebegő pontos
Sebesség:	50ns ciklusidő 40Mhz-es órajelnél

Akkumulátor méret:	40 bit
On-chip memória:	2 db 4kByte -os RAM és 1 db 16kByte-os ROM

Az újabb modellek már rendelkeznek több (6 db) 8 bites, egyenként 30 Mbyte/s adatátviteli sebességű DMA csatornával is.

3.8.4. Ethernet hálózaton keresztül vezérelhető mérőrendszerek

A mérési és irányítási feladatok közös elemei az *adatgyűjtés*, az *elemzés*, a *kezelői felületek kialakítása*, az eredmények megjelenítése és a folyamatba való beavatkozás lehetősége. A virtuális műszerezés, mint koncepció lényegében azt jelenti, hogy a feladatokat személyi számítógépek segítségével valósítjuk meg úgy, hogy a hagyományos elektronikus mérőműszerek, és szabályozók szerepét a számítógép kiegészíti, vagy teljes egészében átveszi különböző bővítő kártyák segítségével.

A tananyagban leírt hardver ill. szoftver technológiák felhasználásával lehetőség nyílik különböző mérőeszközök Ethernet alapú hálózaton keresztüli vezérlésére Web-böngésző segítségével.

A mai fejlett mérőrendszerek lehetőséget adnak Interneten keresztüli távoli vezérlésre. A virtuális műszerezés, és a különböző platformokról elérhető mérőeszközök új – eddigekben nem használt – lehetőségeket rejtnek magukban. Az említett távoli vezérlés lehetőséget ad a felhasználó számára vizuális felületen keresztül folytatott kommunikációra a csatlakozó mérőműszerekkel. Mivel ebben az esetben a virtuális „világ” közvetlenül csatlakozik a valóságos műszerhez, a rendszer létrehozásához nemcsak a rendszer fizikai hátterét kell megismerni, hanem azt a szoftverhalmazt is, melynek segítségével hatékonyan, és céltudatosan tudja használni a szakember ezeket az eszközöket.

Ezeknél a rendszereknél az egyik legfontosabb feladat a biztonságtechnikai feltételek megteremtése, ami biztosítja az akaratlanul is bekövetkező károkozás elkerülését.

A tananyagban az Ethernet hálózaton keresztül vezérelhető rendszerek 2 típusát mutatjuk be:

3.8.3.1. GPIB – Ethernet rendszer összekapcsolása

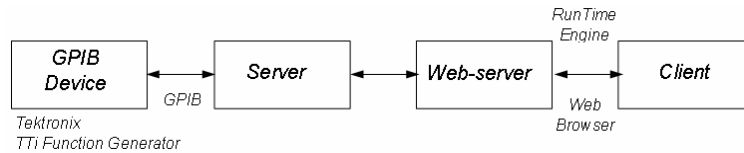
A távoli vezérlést az Ethernet alapú hálózat, és a GPIB-BUS rendszer teszi lehetővé, míg a platform függetlenség kialakítása szoftveres úton történik.

A különböző mérőeszközök közötti különbségeket az IEEE 488.2 szabvány fedi el, míg a hálózati architektúrában jelentkező eltéréseket az ISO-OSI modellből kifejlődött Ethernet hálózat hidalja át. A platform független hozzáférés miatt talán a legjobb megoldás egy Internet-böngészőn keresztül alkalmazható rendszer létrehozása.

A fent említett technológiák felhasználásával tehát lehetőség nyílik arra, hogy egy szerver-kliens modellen alapuló mérőrendszert alakíthassunk ki.

A szerver és a kliensek Ethernet hálózaton (Internet, Intranet) keresztül kapcsolódnak össze. A kliens oldalon telepítésre kerül a vezérlő célszoftver, amely segítségével a kliens oldalon a Web-böngésző hozzáférést tesz lehetővé a szerver oldalon futó (memóriába betöltött) alkalmazásokhoz. Általában az egyszerűbb rendszerekben egy időben csak egy kliens kaphat vezérlést a szervertől, a többi becsatlakozott kliens számára a vezérlés

mindaddig elérhetetlen, amíg az éppen a vezérléssel rendelkező kliens vissza nem adja a jogot a szervernek. Ezek a felhasználók "szemlélői" lehetnek a rendszer működésének. Minden kliens gépen külön kell kérvényezni a jogot a vezérlésre. A Web-szerveren beállítható az is, hogy egy időben mennyi kliens csatlakozhasson a kiszolgálóhoz.



3-52. ábra: Mérések felépítésének blokkvázlata (GPIB-n keresztül)

Mérési adatok és alkalmazások megosztása hálózaton keresztül

A hálózatok nagyszerű lehetőséget kínálnak például a mérési eredmények lekérdezésére a vállalaton belül, sőt az Internet segítségével akár földrészek között is. A mérőrendszer megjelenítő felületének vagy a mérési jegyzőkönyveknek a hálózati/Internetes megosztása ma már egyre több vállalatnál használt, népszerű technika. A hálózat lehetővé teszi a mérésadatgyűjtő rendszer kapacitásának, szolgáltatási szintjének növelését is. A bonyolult, nagy gépidő igényű adatfeldolgozási feladatok elvégzésére a hálózaton keresztül segítségül hívható egy vagy több további számítógép, illetve a kezelői felület funkcionális vagy térbeli megosztása céljából további PC-k vehetők igénybe.

A mérésadatgyűjtő hardverek és szoftverek vezető gyártói komoly fejlesztői erőforrásokat áldoznak arra, hogy ezeket, az új technikákat minél gyorsabban beépítsék termékeikbe.

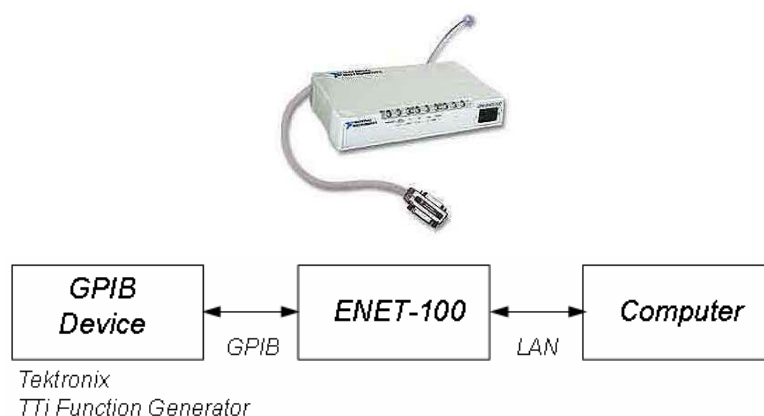
Mintarendszer bemutatása

A GPIB-ENET (3-58. ábra) egy olyan speciális GPIB vezérlő (interface csatoló eszköz), amely közvetlenül az Ethernet hálózatra kapcsolódva biztosítja a GPIB interfésszel rendelkező elektronikus műszerek, és általában egyetlen kitüntetett PC közötti kapcsolat létrehozását. Ha a mérőhelyen rendelkezésre áll az Ethernet hálózat, akkor a GPIB busz (max. hossza 20m) közvetlen meghajtását elláthatja egy kisméretű (10x15x4 cm) 4. ábrán látható GPIB-ENET egység, a számítógép pedig a hálózat tetszőleges pontjára csatlakoztatható.

A számítógéphez csatlakoztatott külső mérőeszközök a programozásuk során a GPIB, RS-232 és VISA elemek segítségével illeszthetők az elkészítendő mérésadatgyűjtő alkalmazásba. A GPIB (IEEE488, IEC625) elem a GPIB-n, az RS-232 elem pedig a soros vonalon csatlakoztatott műszerek illesztését teszik lehetővé. A VISA (Virtual Instrument Software Architecture) elem olyan egységes kommunikációs felületet biztosít, amely egyaránt alkalmas a GPIB és RS-232 kapcsolat kezelésére. A GPIB, RS-232 és VISA elemek biztosítják az adatok küldését és fogadását, továbbá a szükséges információ egyszerű kinyerését a beérkezett nyers adathalmazból.

Az IVI (Interchangeable Virtual Instrument) elem segítségével az azonos osztályokba tartozó műszerek (például oszcilloszkópok) típustól függetlenül egységesen kezelhetők. Az IVI elem használatával megírt alkalmazás nem kötődik a konkrét műszerhez, könnyen átállhatunk más, az adott osztályba tartozó, IVI meghajtóval rendelkező műszer

használatára függetlenül a konkrét típustól, gyártótól vagy a csatlakoztatás módjától. Ezen túlmenően az IVI meghajtó beépített szimulációs lehetőséget is tartalmaz, ami lehetővé teszi az alkalmazás fejlesztését anélkül, hogy a műszernek folyamatosan a fejlesztő rendelkezésére kellene állnia.



3-53. ábra GPIB Ethernet hálózati csatoló
(National Instruments)

A mintarendszerben alkalmazott műszerek bemutatása

Az eszközök csatlakozása GPIB-BUS-on keresztül történik, a PC-k Ethernet hálózaton keresztül kapcsolódnak, míg az Ethernet és a GPIB-BUS illesztését az NI-GPIB ENET/100 teszi lehetővé.

a.) Keithley 175A Digitális Multiméter

A Keithley 175A multiméter (3-55 ábra) egy LCD kijelzővel szerelt asztali DMM (Digitális Multiméter), 0,03%-os DCV pontossággal. Kibővített mérési képességeket kínál, mint például a 10A méréshatár, 100kHz sávzélesség, vagy az ellenállásmérés 10m Ω -tól egészen 200M Ω -ig. Ezen DMM segítségével lehetőségünk nyílik manuális, vagy automatikus méréshatár beállításra is. Az IEEE-488 interfész széleskörű programozhatóságot tesz lehetővé feszültség és ellenállás mérése esetén, illetve lehetőségünk nyílik ugyanezen interfész felhasználásával digitális kalibrációra is.



3-54. ábra Keithley 175A Digitális Multiméter

A különböző fizikai mennyiségek méréshatárait és az adott méréshatárokhoz tartozó felbontásokat az alábbi táblázatok tartalmazzák.

Áram

Méréshatár	Felbontás
200 μ A	10 nA
2 mA	100 nA
20 mA	1 μ A
200 mA	10 μ A
2000 mA	100 μ A

10 A 1 mA

3-10. táblázat: Méréshatárok, és a hozzájuk tartozó felbontás nagysága árammérés esetén

Feszültség

Méréshatár	Felbontás	Bemeneti ellenállás
200 mV	10 μ V	> 1 GOhm
2 V	100 μ V	> 1 GOhm
20 V	1 mV	11 MOhm
200 V	10m V	10 MOhm
1000 V	100 mV	10 MOhm

3-11. táblázat: Méréshatárok, és a hozzájuk tartozó felbontás nagysága feszültségmérés esetén

Ellenállás

Méréshatár	Felbontás
200 Ω	10 m Ω
2 k Ω	100 m Ω
20 k Ω	1 Ω
200 k Ω	10 Ω
2 M Ω	100 Ω
20 M Ω	1 k Ω
200 M Ω	100 k Ω

3-12. táblázat:: Méréshatárok, és a hozzájuk tartozó felbontás nagysága ellenállásmérés esetén

b.) Tektronix TDS 1002 Oszilloszkóp

A Tektronix TDS 1002 eszköz (3-56. ábra) egy kétcsatornás oszcilloszkóp, monokróm LCD kijelzővel, 60MHz-es sáv szélességgel, 1GS/s mintavételezéssel, és GPIB interfésszel. Hasonlóan a multiméterhez, természetesen ezt a mérőműszert is vezérelhetjük/lekérdezhethetjük távolról. Egyedi parancs szintaktikával lehet a lekérdezést megvalósítani.



3-55. ábra: Tektronix TDS 1000

c.) TTi TGA 1242 függvénygenerátor

A TTi TGA 1242-es típusú függvénygenerátor (3-57. ábra), amellyel különböző hullámformákat állíthatunk elő, adott frekvenciával és amplitúdóval.



3-56. ábra: TTi TGA 1242 függvénygenerátor

A függvénygenerátor által előállított hullámformák:

- Szinusz, Koszinusz hullám
- Négyszögjel
- Háromszögjel
- Egyenfeszültség
- Pozitív fűrészfog
- Negatív fűrészfog
- $\sin(x) / x$
- Impulzus

Mindegyik jelalakhoz egyedi frekvencia és amplitúdó tartomány tartozik, melyeket egyedi specifikációk írnak le.

A függvénygenerátor két csatornával rendelkezik csak úgy, mint az oszcilloszkóp. Választhatunk tehát a két csatorna között, vagy akár egyszerre is működtethetjük őket. Mindegyik csatornához külön-külön állíthatunk be hullámformát, és a hullámformához tartozó amplitúdót és frekvenciát.

A vezérlő szoftvernél az alábbi funkciók kerültek megvalósításra:

- csatornaválasztás: 1, 2, vagy mindkét csatorna együttes kiválasztása
- hullámforma választás
- frekvencia megadás
- periódusidő beállítása
- amplitúdó megadás
- offset megadása
- pulzus szélesség beállítása

A GPIB-s mérőeszközök vezérléséhez alkalmazott parancsok

Minden GPIB interfésszel rendelkező eszköznek saját parancsai vannak. A régebbi eszközök parancsai sokban eltérnek a legújabb eszközök GPIB-s parancsaitól. A régebbi eszközök parancsait kevésbé jellemezte a tagoltság. A legújabb eszközök parancsfelépítéseiben már megjelenik a struktúráltság, az összetett sztringek felépítésének gondolata, s ez nagy mértékben egyszerűsíti a rendszerintegrátor feladatát.

a.) Keithley 175A Digitális Multiméter - GPIB parancsok

Ez a multiméter teljesen más parancs szintaktikát használ, mint a másik két mérőműszer: az oszcilloszkóp, és a függvénygenerátor. A vezérlés egy különleges parancsszó (R0, R1, ...) és egy „X” (execute) lezáró karakterből áll. Minden alkalmazott parancsszó önálló jelentéssel rendelkezik, és egyben meghatározzák a beállítandó feszültség és ellenállás méréshatárokat is (Pl. R0X). A lekérdezés során egy sztringet kapunk vissza, és egy adott karakter elrendezéséből következtethető a mérés eredménye.

A multiméteren a mérendő fizikai mennyiség típusát (feszültség, áram, ellenállás) csak kézzel lehet beállítani. Ennek biztonságtechnikai okai vannak, ugyanis két pont közötti feszültség és árammérés nem ugyanúgy történik, és zárlat kialakítására is lehetőség lenne.

b.) Tektronix TDS 1000 / TTI TGA 1242 - GPIB parancsok

A parancsok kis- és nagybetű érzékenyek, meghatározott elrendezésűek, mindenesetre eléggé tagoltak, és egymás után jól fűzhetők.

Pl.: DISplay:INTensity:TEXT: 80; ACQuire:NUMAVg 10

Az oszcilloszkópon a számos beállítást tudunk elvégezni (ezek közül néhány):

- pozíció beállítása
- vertikális pozíció beállítása
- horizontális pozíció beállítása
- horizontális irányú osztásköz állítás (SEC/DIV)
- vertikális irányú osztásköz állítás (VOLTS/DIV)
- AUTOSET- automatikus beállítás

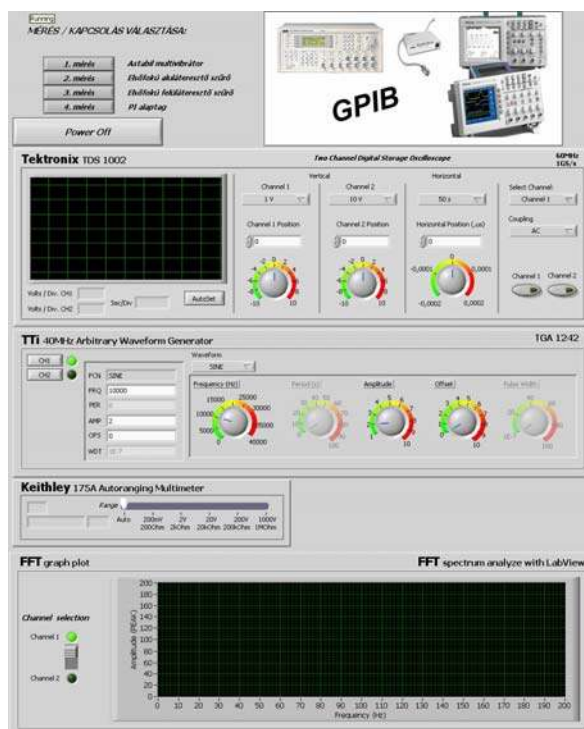
A jelgenerátoron a szokásos állítási lehetőségeket lehet elvégezni: jelalak, amplitúdó, frekvencia

Minta virtuális mérőrendszer bemutatása GPIB-Ethernet rendszerrel

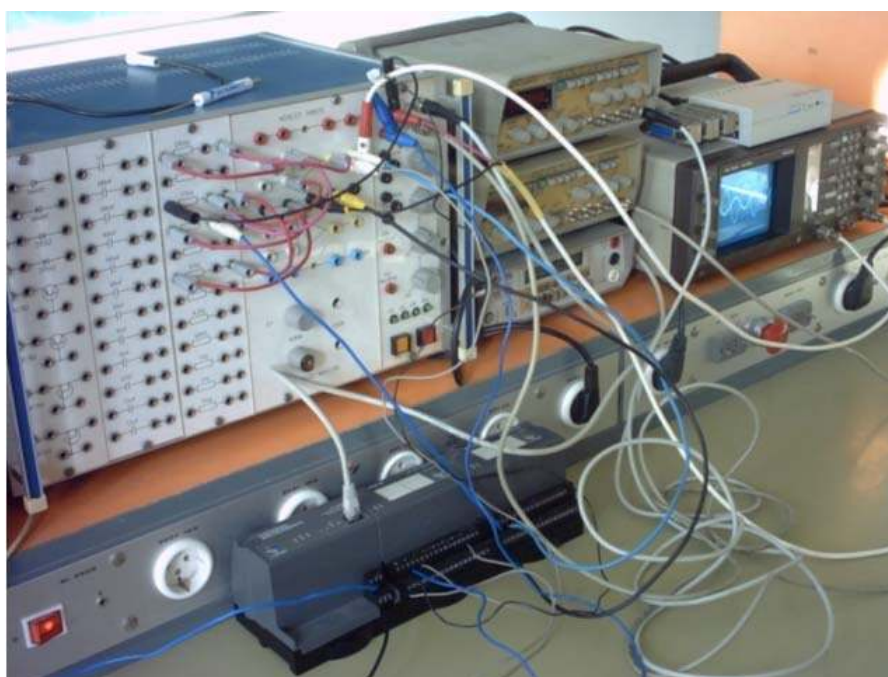
A kezelőfelület létrehozásánál a cél a műszereken látható kijelzők, beállító gombok, potenciométerek megfelelő elrendezése volt. Itt törekedni kellett az átláthatóságra, és a valósághoz közel álló elrendezések kialakítására. A mérőeszközök felprogramozásánál a központi cél a műszereken található funkciók megvalósítása volt.

A kezelőfelület öt részből áll:

- mérési kapcsolás kiválasztása felület
- oszcilloszkóp felület
- függvénygenerátor felület
- multiméter rész
- FFT felület



3-57. ábra Felhasználói kezelő felület (módosított, javított)



3-58. ábra: Elektronikai alapkiosztás mérése GPIB-Etherneten keresztül

A rendszer az alábbi web-oldalon próbálható ki meghatározott időközönként:

http://nw.elektro.uni-miskolc.hu/~angela/virt_lab.htm

A laboratórium fizikailag a Miskolci Egyetem Elektrotechnikai- Elektronikai Tanszékén az NI laboratóriumban van telepítve. A rendszerrel a legegyszerűbb műveleti erősítő elektronikai alapkapcsolások (astabil multivibrátor, elsőfokú aluláteresztő szűrő, elsőfokú felüláteresztő szűrő, PI-alaptag) mérését és tanulmányozását lehet elvégezni.

A GPIB-s kezelőfelület felső részén választhatjuk ki a vizsgálandó kapcsolást. Ez alatt található az oszcilloszkóp, amelyen a kapcsolások be-, illetve kimeneti jelalakjait lehet tanulmányozni. A kezelőfelület középső részén található az a GPIB-s jelgenerátor, amelynek segítségével különböző jeleket kapcsolhatunk a mérőkapcsolások bemenetére.

A virtuális laboratórium elrendezése a következő: a GPIB-s jelgenerátor segítségével tápláljuk meg a kapcsolást, az oszcilloszkóp két különböző csatornát figyel (általában a bemenetet és a kimenetet). A kezelőfelület alsó részén a feldolgozandó jelek FFT-analízisére is alkalmas a virtuális labor, ugyanakkor megfelelő csatlakoztatás esetén DMM is használható. A labor felsorolt funkció alkalmassá teszik a távoli felhasználót arra, hogy ugyanazokat a mérési feladatokat végezze el, mintha egy gyakorlati mérési oktatásban venne részt egy felszerelt laboratóriumban.

Egy ilyen virtuális labor használata teljesen új megközelítésbe helyezi az eddig megszokott mérési gyakorlatokat. A labor fizikai elrendezésének természetesen mindig összhangban kell lennie a virtuális kapcsolattartó felület funkcióival. A virtuális labor új komplex funkciói mind a felhasználóktól, mind a szakoktatóktól a megszokottól eltérő mérési szokások kialakítását követeli meg, új típusú feladatok jelennek meg: A szervertől mérési kapcsolásokat akár egy-egy hallgatói csoport is összeállíthatja oktatói segítséggel, hiszen ez az összeállítás gyakorlatilag teljesen megegyezik a hagyományos elektronikai mérések összeállításával, az összes különbség annyi, hogy a műszereket a GPIB rendszerre is rá kell kapcsolni. A legfontosabb feladat a szervertől a rendszergazda felület létrehozása, amely nem csupán a rendszer alkalmazhatóságát határozza meg, hanem a hardver biztonságos alkalmazásának feltételei is itt dőlnek el. A következő szint a felhasználói felület létrehozása és a vezérlőprogramok kidolgozása. A szoftveresen kész rendszer alkalmazásához szükség van az oktatóra, aki, mint rendszergazda beállíthatja a szükséges alapadatokat, s ezután a hallgatók (vagy bárki az Interneten) szabadon használhatja a rendszert. Láthatóan több előkészületet igényel egyik oldalról, mint egy egyszerű laboratóriumi mérés, viszont a felhasználók oldaláról nagyfokú kényelmet jelent az, hogy bárhol elvégezhetik - Internet-es csatlakozás esetén - méréseiket, a hallgatók többször elvégezhetik a méréseket, tanulmányozhatják egy-egy kapcsolat viselkedését, s mindezt most már oktatói felügyelet nélkül.

3.8.3.2. Moduláris rendszerű multifunkcionális rendszer

A mai termelési rendszerekben számos eszköz alkalmas felhasználói programozásra. Ezek közül az FPGA, FPLA áramkörök programozása kiemelkedő fontosságú. Az említett eszközök különlegessége, hogy a felhasználó virtuális környezetek segítségével képes azokat programozni. A létrehozandó programok meglehetősen komplexek, még egy egyszerű termelési folyamat esetén is. A szoftver egyik fontos feladata, hogy a rendszerben lévő eszközök, szenzorok, relék, motorok, kapcsolók működését ellenőrizze és/vagy vezérelje. Ilyen eszközök alkalmazásánál, és felprogramozásánál különleges sze-

repet töltenek be a reteszfeltételek, melyek egy termelési folyamat megfelelő működési körülményeit biztosítják, ezáltal védik mind a folyamatot, mind a felhasználót.

Fontos szerepet töltenek be az egyes termelési folyamatok során a PLC-k (programozható logikai vezérlés) is. Minden PLC a hozzá illesztett speciális segédsoftver segítségével programozható (pl.: FESTO), ezáltal az eszköz moduljainak kezelésére vagyunk képesek (be-, és kimenetek programozása). A modulok között ott találhatóak a:

- bemeneti modulok
- kimeneti modulok
- időzítők
- relés áramkörök.

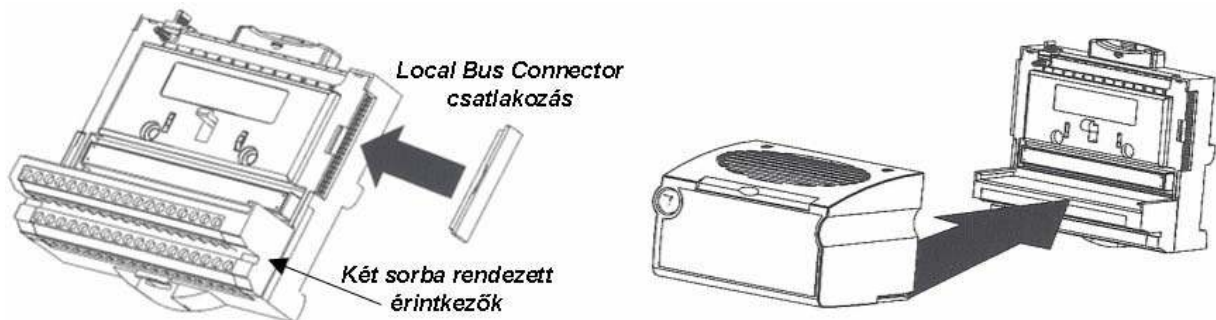
A felhasználó tehát specifikus segédsoftver segítségével tudja programozni a *PLC* moduljait. Kapcsolatba tudja hozni az egyes modulok érintkezőit, bonyolult reteszfeltételeket tud megadni, és a működés főprogramját meg tudja fogalmazni.

Az Etherneten keresztül vezérelhető moduláris mérő-, irányító rendszer leginkább egy PLC-hez hasonlít. A legfőbb különbség, hogy míg a PLC-et a gyártójuk által adott segédsoftver segítségével lehet kizárólag programozni (FESTO PLC), addig ezeket a moduláris rendszereket akár általános fejlesztő környezetben (C, C++), akár célszoftverrel (pl. LabView), vagy más szokásos környezetben is lehet.

Modulrendszer rövid bemutatása, fő alkalmazási területei

A *rendszer* moduljai tetszőleges kaszkádba köthetőek, ami azt jelenti, hogy a modulokat a „local bus connector” csatlakozója köti össze és egy DIN sín biztosítja a modulok fix helyzetét, és csatlakoztatását.

Minden *rendszer* rendelkezik egy önálló intelligens hálózati fővezérlővel, amely központi szerepet tölt be, ide csatlakozik az Ethernet hálózat és erre fűzzük fel a modulokat tetszőleges, az adott feladathoz szükséges elrendezésben.



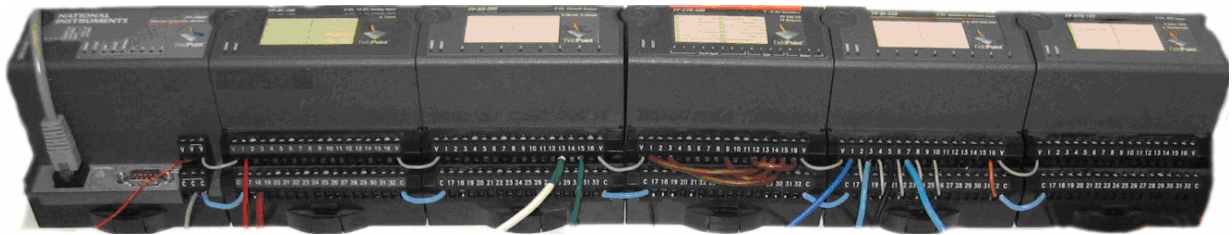
3-59. ábra: Modulrendszer felépítése (National Instruments FieldPoint)

A 3-58. ábra jól szemlélteti a modulok kettős felépítését. Minden egységnek van egy „papucsszerű” aljatrésze, melyet DIN sínre lehet rögzíteni. Ezen az aljatrészen található a modulok csatlakozását biztosító Local Bus Connector, illetve a két sorban elhelyezkedő érintkezősor, mely a *központi egység* külvilággal való csatlakozási pontjait jelenti. Minden ráhelyezett modulnak önálló összerendelése van a két sorban elhelyezkedő érintkezők-

kel. Az érintkezők között egyesek a tápellátásért felelősek (V_{sup} , Ground), mások pedig a modulok input/output pontjait jelentik a környezettel való kapcsolatteremtéshez.

A 3-65. ábrán jól látható a modulok egymásutánja (kaszádja), a modulokon elhelyezkedő indikátor *LED*-ek, és egy kettős érintkezősor:

- A státusz *LED*-ek a rendszer, ill. a modul pillanatnyi állapotát jelzik.
- A kettős érintkezősor jelenti a be/kimeneti pontokat.



3-60. ábra: *FieldPoint* (Elektrotechnika Tanszék, IV. sz. National Instruments Laboratórium)

Modulok ismertetése:

Intelligens hálózati vezérlő – controller főmodul):

- *saját IP - címmel rendelkezik* (Hálózatra kapcsolódik, és így távoli elérésére is lehetőség van.)
- *soros csatlakozás* (Nem szükséges hálózat a működéséhez. Lehetőség van a számítógép és a FieldPoint közvetlen összekapcsolására.)
- *status LED-ek* (A FieldPoint állapotát jelzik: hálózati csatlakozás állapota, készenlét...)



3-61. ábra: Intelligens hálózati vezérlő modul (National Instruments)

Analog Input Modul:

- analóg jelek fogadása (feszültség-, és árammérés)
- méréshatárok változtatása (feszültség-, és áram méréshatárok)
- egyes modulok alkalmasak zajelnyomásra (ipari környezetben szükséges lehet az aktív zajelnyomás alkalmazása)

Analog Input-Output Modul:

- univerzálisan programozható analóg be-kimenetek
- analóg jelek fogadása (áramérés, feszültségmérés)
- analóg jelek kiadása (áramgenerátor, feszültséggenerátor szerepét töltik be)
- méréshatárok változtatása
- egyes modulok alkalmasak zajelnyomásra (ipari környezetben szükséges lehet az aktív zajelnyomás)



3-62. ábra Analóg input modul (National Instruments)

Analog Output Modul:

- áram-, vagy feszültséggenerátor modul szerepét töltik be (a modulok specifikusan csak az egyik szerepben jelenhetnek meg)
- méréshatár változtatása (áram-, vagy feszültség méréshatárok változtatása)
- egyes modulok alkalmasak zajelnyomásra (ipari környezetekben szükséges lehet az aktív zajelnyomás)

Counter Modul – számláló modul:

- „counter” bemenetek
- „gate” bemenetek
- „output” kimenetek
- a „counter” bemenetekre érkező (logikai szintek szerinti) feszültségváltozások számát képes érzékelni (adott feltételek mellett)
- a „gate” bemenet kapuzásra használható, így a számlálás feltételei szabályozhatóak vele
- zajelnyomásra alkalmas (ipari környezetekben szükséges lehet az aktív zajelnyomás)
- a „counter”-modulok kaszkádba is köthetőek, ezáltal kibővíthető a számlálási tartomány (0-65535)

Digital Input Modul:

- digitális bemenetek
- logikai alacsony (0V) és logikai magas (5V) szintek érzékelése

Digital Output Modul:

- digitális kimenetek
- logikai alacsony (0V) és logikai magas (5V) szintek kiadása a kimeneteken

Digital Input-Output Modul:

- univerzálisan programozható digitális be-kimenetek
- logikai alacsony (0V) és logikai magas (5V) szintek érzékelése és kiadása

QUAD Modul:

- kimenetek léptetőmotorok vezérlésére
- méréshatár változtatása (count/ls), mellyel a léptetőmotor bemenetére adott impulzusszám változtatható

RelayModul:

- kimenetek
- áram- és feszültséggenerátorok beépítve; egyen- és váltakozó jelek kiadása
- nagy méréshatárok (Feszültség: max. 0-230V ~; Áram: max. 3A)

Resistance Temperature Detection:

- („érzékeny”) ellenállás bemenetek
- hőérzékelők fogadására alkalmas (platina-ellenállások fogadása)
- méréshatárok változtatása (lehetőség, a csatlakoztatott hőérzékelők értékének Kelvin-, Celsius-, Fahrenheit-, vagy Ohm-skálán való leolvasására)
- lehetőség vezérlések reteszfeltételeinek megadásához

Minta a moduláris rendszerből felépített virtuális laboratóriumra

A távoktatás fejlődése magával hozza a szokásos tantermi, és laboratóriumi foglalkozások gyökeres megváltozását. Ez a fejlődés felveti új gondolatok, elvek, rendszerek kidolgozásának szükségességét. A virtuális laboratórium kialakításának gondolata is ehhez a fejlődéshez kapcsolódik, mely elsősorban a laboratóriumi mérésgyakorlatok egyszerűsítését, modernizálását teszi lehetővé.

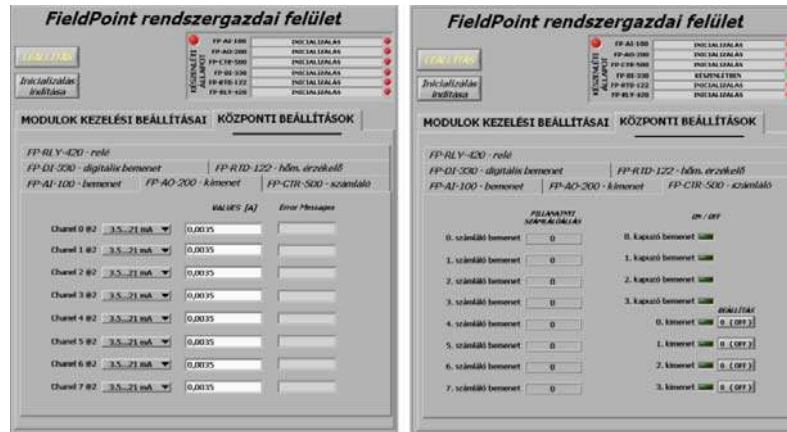
A virtuális laboratórium kialakítása természetesen valós igényeket elégít ki, hiszen előre összerakott kapcsolásokat, feladatokat, méréseket Internet kapcsolat segítségével, virtuális kezelőfelületen keresztül lehet modellezni, és a felhasználók számára elérhetővé tenni. A szaktanári felügyeletet az informatikai rendszer programja adja, mely egyben meghatározza a felhasználók lehetőségeit is.

Az informatikai rendszer feladata a távoli felhasználó lehetőségeinek biztosítása és egyben korlátozása. Mindezt programozástechnikai úton, (a felhasználók részére készülő) virtuális kezelőfelület létrehozásával lehet elérni. A szigorú korlátozásokra a mérés során esetlegesen bekövetkező rövidzár, túlterhelés, vagy más káros jelenség elkerülése miatt van szükség.

A virtuális laboratórium részei, alrendszerei

A rendszer kialakítása során első lépésben egy olyan felhasználói felületet kell létrehozni, amely képes az összes csatlakoztatott modul kezelésére (modulok definiálása, méréshatár-váltás, kijelzés).

A rendszer második szintje a bejelentkezési felület, amely egyrészt egyértelműen definiálja a felhasználó jogait és annak korlátait. Lehetővé teszi a mérések kiválasztását és a mérések közötti dinamikus váltást



3-63. ábra Rendszergazdai kezelőfelületek

A rendszergazdai felület kialakítására azért volt szükséges, mert az Interneten keresztül csatlakozó felhasználó akár a legteljesebb jó szándék mellett is kárt okozhat a hardverben. A károkozás lehetőségének az oka, hogy a virtuális laboratórium rendszeréhez vezérelt áramkörök csatlakoznak, így nem megfelelő használat esetén rövidzárat okozhat a felhasználó, ezért az eszközökre veszélyes állapotok kiküszöbölésére, letiltására mindenképpen fel kell készíteni a rendszert. A külső látogatók elől ezért le kell korlátozni a rendelkezésre álló lehetőségek közül azokat, amelyek az ilyen károkozást lehetővé teszik. A bejelentkezési felület beépítése későbbiekben kerül a rendszerbe, így az alkalmas lesz az Interneten érkező felhasználók között különbséget tenni. Bejelentkezés után a megfelelően beazonosított felhasználó (ill. rendszergazda) előre programozott jogokat kap a virtuális labor egyes részeinek használatához. A rendszergazdák teljes joggal rendelkeznek, míg egy normál felhasználó csak korlátozott lehetőségek között tudja a rendszer állapotát megváltoztatni, a méréseket vezérelni. A rendszergazda a számára készített felületen keresztül átfogóan látja a rendszert, és szükség esetén be is avatkozhat (feszültségszintek, áramszintek beállítása, relék állapotainak megváltoztatása, stb.). Online látja modulonként az egyes csatlakozási pontokat, és figyelheti meg pillanatnyi állapotukat. A megfigyelés mellett a rendszergazdai felület nemcsak állapotlekérdezést valósít meg, hanem beavatkozási lehetőséget is ad a modulok alapbeállításainak megváltoztatására (input modul mérés határ/mért mennyiség beállítása, output modul feszültség szintje, stb.).

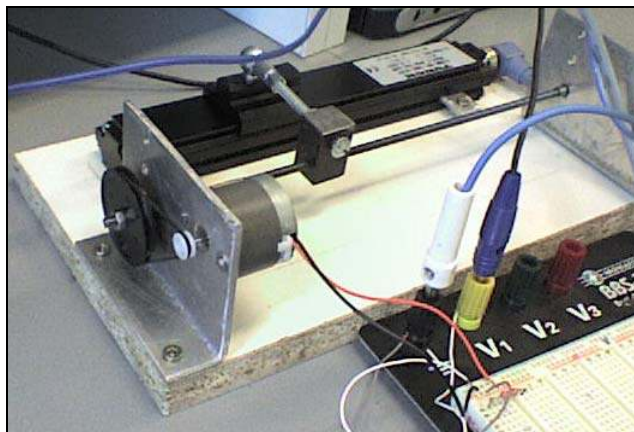
A normál felhasználók (diákok) bizonyos, veszélytelen vezérlési feladatokra kapnak engedélyt, és a mérési eredmények lekérdezésére.

A rendszer kipróbálására egy mintarendszert hozott létre a Miskolci Egyetem Elektrotechnikai-Elektronikai Tanszéke.

Lineáris útdó vezérlése, mozgatása távoli web-es virtuális felületen keresztül

A feladat során egy 3V-os egyenáramú motor segítségével – a hozzá mechanikusan kapcsolt – lineáris útdót mozgatunk. A rendszer létrehozásának a célja semmi más, mint egy egyszerű berendezésen bemutatni a modulrendszerű távvezérelt berendezés lehetőségeit. Ehhez egy analóg input modult, és egy relé modult alkalmazunk. A relék segítségével

vel vezéreljük a motor menetirányát. A lineáris útdó pillanatnyi állása egy 4-20mA mérés határba eső áramjelet szolgáltat, melyet az FP-AI modul 0. csatornáján mérjük. Ezáltal a programban reteszfeltételek beépítését tudtuk elvégezni. Természetesen olvadóbiztosíték segítségével a felmerülő zárlat vagy hiba ellen biztosítjuk a rendszert.



3-64. ábra: Egyenáramú motor és lineáris útdó mechanikus kapcsolata a vezérléshez



3-65. ábra: Felhasználói kezelőfelület a lineáris útdő mozgatásához (vezérléséhez)
LabView 8.0-ban

A rendszer elérhető a Miskolci Egyetem Elektrotechnika Tanszék homepage-éről:

http://nw.elektro.uni-miskolc.hu/~angela/virt_lab.htm

A homepage-en található a virtuális laboratórium távoli futtatásához szükséges LabView 8.0 Runtime Engine. Ezt a programot azoknak a felhasználóknak kell letölteniük, és installálniuk, akiknek nincs feltelepített LabView 8.0 szoftver a gépükön. A telepítés után a virtuális labor böngészőn keresztül használhatóvá válik Windows-os környezetben.

4. Számítógépes mérések vezérlőszoftverei

Az elmúlt időszakban nemzetközi viszonylatban is, de Magyarországon különösen nagy mértékben nyert teret a LabView fejlesztő szoftver rendszere a mérés- és automatizálási feladatok megoldásában, ezért a tananyag elsősorban ennek a fejlesztőkörnyezetnek az ismertetését tűzte ki célul. A LabView gyakorlatilag minden olyan ipari vállalat teszt-mérnökségén megtalálható, ahol számítógéppel vezérelhető mérőrendszereket alkalmaznak, és a magyar műszaki felsőoktatás mérés technikai kurzusai is elsősorban erre a szoftverre épülnek.

4.1. Bevezetés a LabView szoftver alkalmazásába

A LabView egy grafikus programfejlesztő, amely elsősorban mérés technikai és a hozzá kapcsolódó jelfeldolgozási feladatok megoldására szolgál, de alkalmas más, pl. szimulációs munkákra is. A grafikus programozás egy látványos, könnyen követhető programozási módot jelent, amelyet könnyen sajátíthatnak el a hagyományos programnyelveket nem ismerő szakemberek is. Mindazonáltal meg kell jegyezni, hogy a programozás alapvető jellemzői (változók deklarálása, ciklusok) teljes mértékben a C programnyelvhez hasonlóan, illetve azzal analóg módon történnek, ezért bármilyen hagyományos programnyelv alapszintű ismerete sokat segít a kezdeti lépésekben. Természetesen az, hogy mi az *integer*, vagy *double* (Pascalban *real*) típusú változó, vagy hogyan használható a *for* és *while* ciklus, gyorsan megtanulható apróságok, ezért valóban ajánlható a LabView mindenkinek, aki gyorsan és egyszerűen szeretne saját mérőprogramot készíteni. Ez az ismertető elsősorban azoknak készül, akik legalább alapszinten ismernek valamilyen hagyományos programozási nyelvet, ezért a fentebb említett ismereteket itt nem tárgyaljuk. Azoknak a programozóknak, akik nagy integritású rendszereket kívánnak létrehozni és ismerik a C programnyelvet, javasoljuk a LabWindows CVI (Measurement Studio) alkalmazását a LabView helyett, mert ennek használatával gyorsabban és egyszerűbben juthat eredményre. Meg kell azonban jegyezni, hogy bizonyos területeken a LabView abszolút kiemelkedő és egyedülálló szolgáltatásokat nyújt, ilyen például a 3. fejezetben ismertetett Ethernet alapú távvezérelt mérések.

Mennyi időre van szüksége egy műszaki egyetemi hallgatónak a LabView alapszintű elsajátításához?

A mellékelt példaprogramokon keresztül gyorsan elsajátíthatja az alaplépéseket:

A rendszer működésének megismerése: max. 3 óra

A példaprogramokon keresztül a programozás alapszintű megismerése: kb. 5-6 óra

Mérésadatgyűjtés alapszintű megismerése: kb. 5-6 óra

4.2. A LabView működése

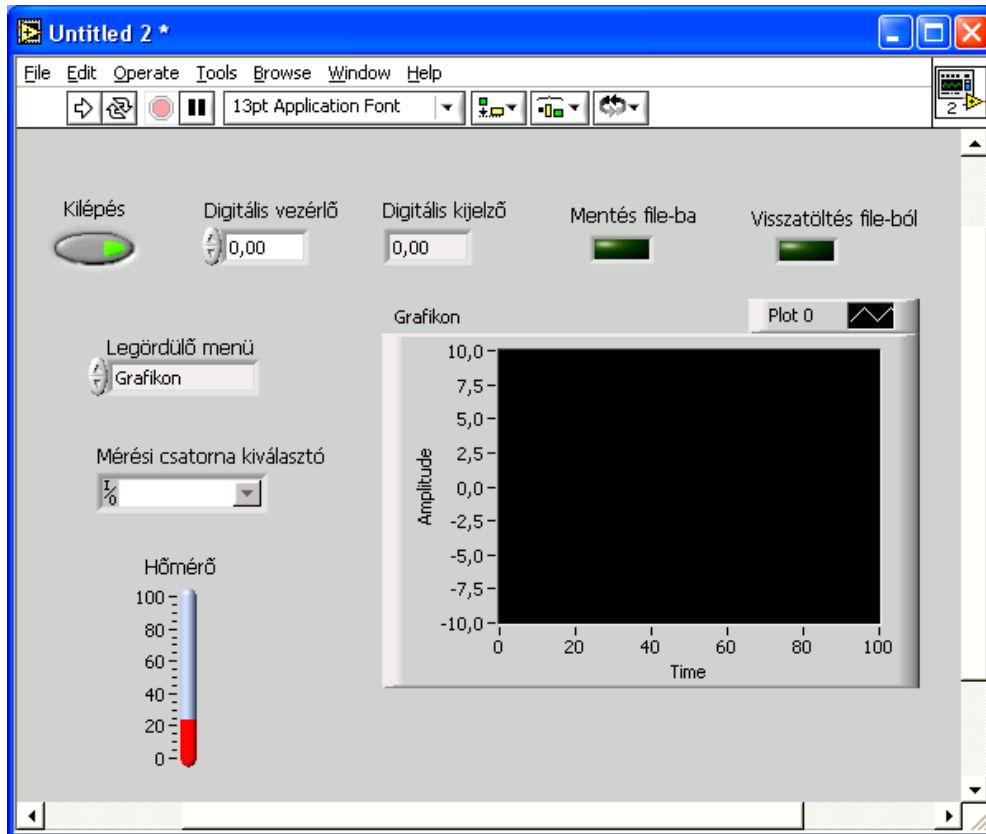
Mivel a rendszer virtuális műszerezésre szolgál, így az elkészült forrásprogramok „vi” (virtual instrument) kiterjesztést kapnak. A vi programok speciális könyvtárakba - VI Library - rendezhetők. A VI library a Windows intézőben egy file-ként jelenik meg

„llb” kiterjesztéssel, de LabView környezetben egy VI library természetesen több *vi* programot is tartalmazhat.

Ha LabView-ban programozunk, akkor a legegyszerűbb esetben kétfajta ablakot használunk: a felhasználói kezelőfelület ablakát (Front Panel) és a grafikus program ablakát (Block Diagram).

A Panel

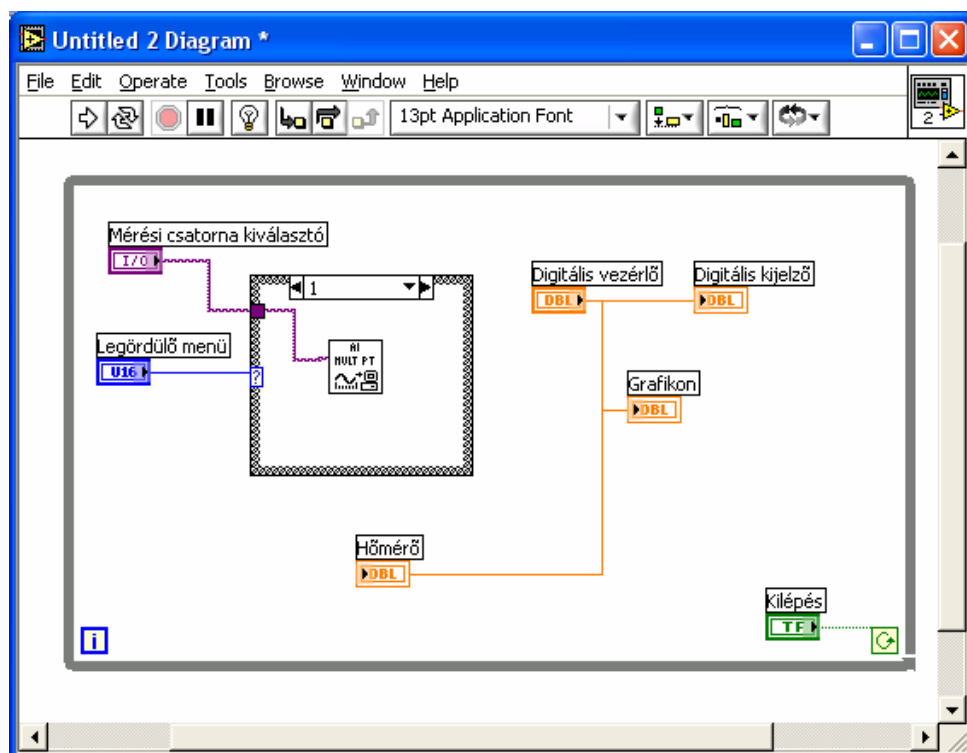
A felhasználói ablak jelenik meg az elkészült *.exe program futtatásakor a képernyőn. Ezen az ablakon vannak elhelyezve a programot vezérlő nyomógombok, kapcsolók, (pl. kilépés a programból, mérés indítása, file-ba mentés, visszatöltés, stb.), értékmegadó mezők (pl. mintavételi frekvencia beállítása, csatornák számának megadása, stb.), különböző kijelzők, grafikonok, vagy legördülő típusú menük, vagyis amit a program használója lát. A program fejlesztése közben a LabView fejlesztő környezetéből történő futtatás során is ezen a képernyőn tesztelhető a program.



4-1. ábra Felhasználói kezelőfelület

A Diagram

A Panelen elhelyezett objektumok névvel ellátva automatikusan megjelennek a grafikus program ablakában. Itt tervezzük meg a program futását. Tulajdonképpen olyan ez, mint a szokásos programnyelvekben (Pascal, C) a szöveges formátumú forrásnyelvű program, csak itt nem a szövegesen beírt sorok futnak le sorba egymás után, hanem a grafikus jelekkel meghatározott műveletek, függvények, a köztük lévő vezetékezésnek megfelelően.



4-2. ábra Grafikus program LabView-ban

4.3. A LabView kezelése

Csak a Windows környezetben megszokott funkcióktól eltérő menük kerülnek bemutatásra, a teljesség igénye nélkül, kezdők számára.

A fejlesztő kétféle módban működtethető, szerkesztő és futtató módban. Az újabb verziókban (6.) kezdetben nincs jelentősége, hogy melyiket használjuk, mert a szerkesztő üzemből is megfuttatható a program. Ezért javaslom kezdetben a szerkesztő módot használni a fejlesztés alatt.

Átváltás a szerkesztő és futató üzem között: *Operate – Change to Run/Edit mode*

Menü



A program futtatása ezzel az ikonnal történik,



futás közben átvált feketére,



de ha a nyíl összetöredezett képet mutat, akkor a program nem futtatható, mert hibás. Ilyenkor az egérrel a nyílra kattintva kapunk egy hibalistát. A listán bármely hibára rákattintunk, részletes leírást ad a kiválasztott hibáról, és a *Show Error* gombot megnyomva, a helyét is megmutatja a diagramon.



A program folyamatos futtatása. Ha a program a végére ér, kezdi előlről. Alkalmazását nem javaslom, legfeljebb különleges programtesztelésekkor.



Vészgomb, a program vészleállítására. Üzemszerűen a program a panelon leállítható kell legyen, ezért ezt a gombot csak akkor használjuk, ha a program leállító gombjával ez nem sikerül (pl. végtelen ciklust hoztunk létre).



pillanatmegállítás a program futása közben



Csak a Diagram ablakban találjuk meg, ha futtatás közben a „lámpát” bekapcsoljuk, akkor vizuálisan követhetjük a program futását a grafikus programban. Láthatjuk, mikor melyik változó, milyen értéket vesz fel és továbbít.

Hasznos menüpont lehet az *Edit* menü *Remove Broken Wires* pontja

Tools Palette

Szerkesztés közben mindig legyen a képernyőn. Megjeleníthető a *Windows - Show Tools Palette* menü kiválasztásával. A program kezelését segíti. A különböző kurzorok segítségével a kezdeti értékek átírhatóak, az objektumok átnevezhetőek, átméretezhetőek, áthelyezhetőek, átszínezhetőek, stb.

A legfontosabb eszközök a kezeléshez:



A kezdeti érték megváltoztatása, nyomógomb átkapcsolása szerkesztő üzem közben.



Általános kurzor az objektumok áthelyezésére, átméretezésére szolgál. Ezzel a kurzorral az objektumok cím mezője az objektumtól függetlenül is mozgatható.



Objektumok megnevezéssel együtt történő áthelyezésére szolgál.



Bármilyen szöveg átírása. Akár menüsorban, akár címben, akár számérték mezőben ezzel átírható a beállított szöveg vagy érték.



Ezt a kurzort csak a Diagram ablakban használjuk, az objektumok összekapcsolására. Ezzel a „vezetékekkel” jelöljük ki a program futásának sorrendjét.



Színek megváltoztatása.



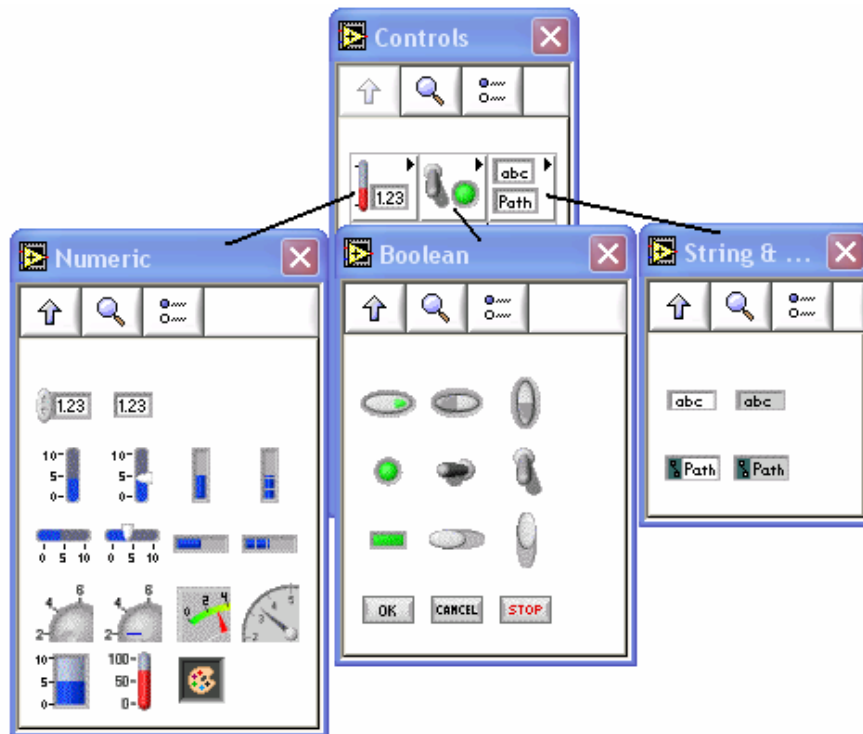
A program futása közben megszakítási pontok (breakpoint) elhelyezése. Ezt a kurzort csak a Diagram ablakban használjuk.

A beállított értékek csak akkor kerülnek elmentésre, tehát akkor fogja a program default-ként kezelni, ha az *Operate - Make Current Values Default* menüpontra lépünk.

Panel

A Panelre a vezérlő palettáról (Controls Palette) választhatjuk ki a programunkhoz szükséges vezérlő és kijelző objektumokat. A vezérlő paletta megjeleníthető a jobb egérgombbal, vagy a *Window - Show Controls Palette* menüpont kiválasztásával.

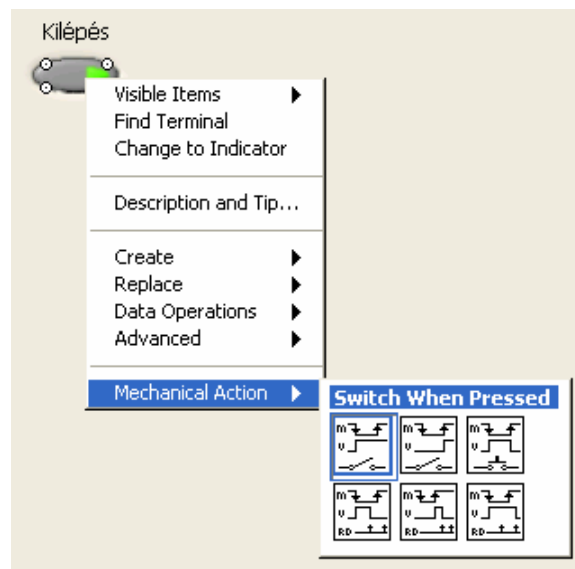
A paletta felső sora:



számérték megadása kétállású kapcsolók szövegmezők

4-4. ábra A Controls Palette felső sorából választható objektumok

Amennyiben a Boolean típusú kapcsoló vezérlő, akkor meghatározhatjuk a kapcsolás módját:

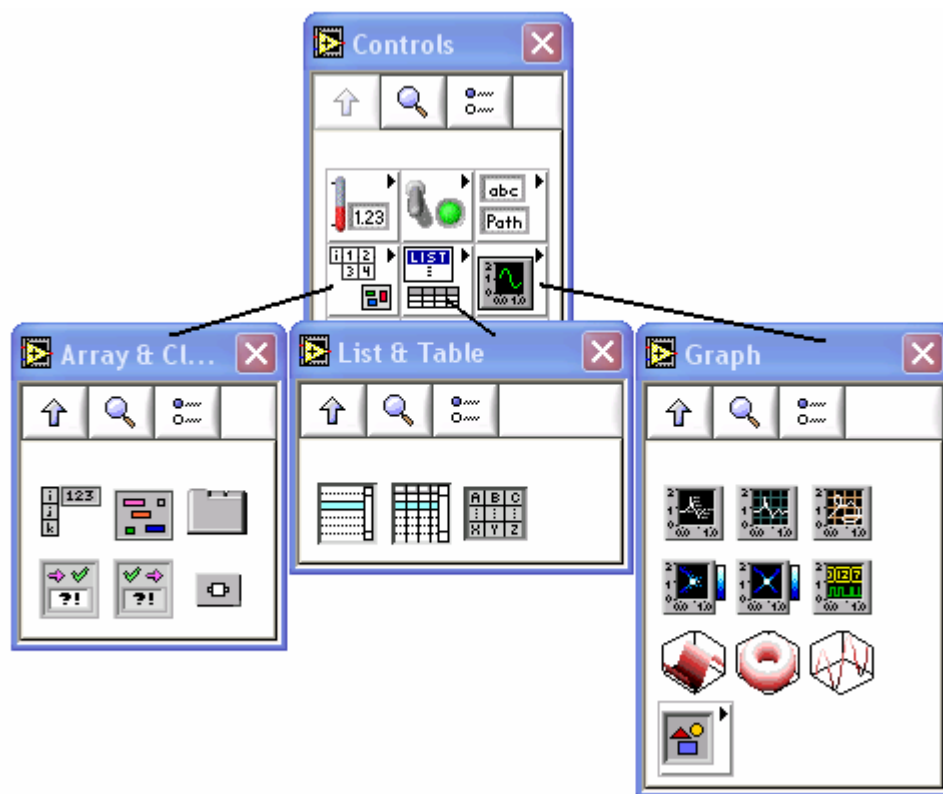


4-5. ábra Kétállású vezérlő kapcsolók kapcsolási módjai

- Megnyomásra kapcsol, és bekapcsolva marad.
- Elengedésre kapcsol, és bekapcsolva marad.

- Addig tart bekapcsolva, amíg a gombot lenyomva tartjuk.
- stb. az ábrák szerint.

A paletta második sora:



tömbök megadása

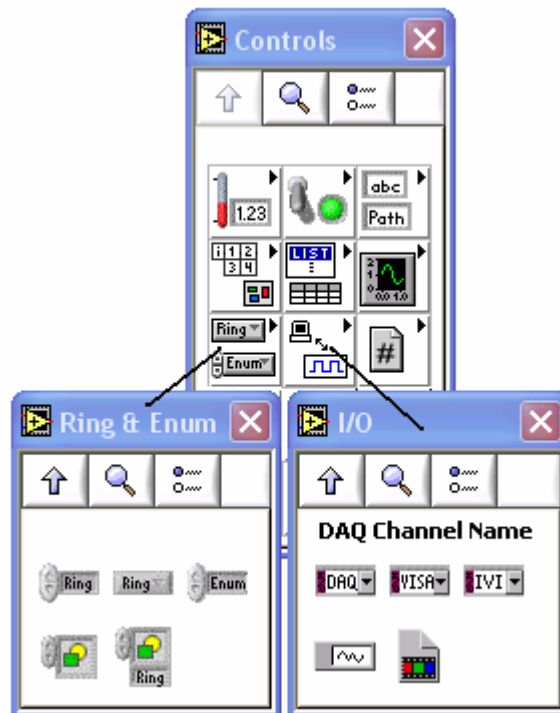
táblázatok

grafikonok (2D és 3D)

4-6. ábra A Controls Palette második sorából választható objektumok

A grafikonok alkalmazásánál figyeljünk oda a *Strip Chart* és a *Graph* közötti különbségre. Az előző folyamatosan „futó” megjelenítésre, az utóbbi „álló” függvények megjelenítésére szolgál.

A paletta harmadik sorában találjuk a legördülő menüket, és a mérésadatgyűjtésnél használható csatorna kiválasztó mezőket.



legördülő menümérőcsatornák kiválasztása

4-7. ábra A Controls Palette harmadik sorából választható objektumok

Diagram

LabView programozásban a változó típusok a C (Pascal) programnyelvekhez hasonlóan alkalmazhatóak, de itt a különböző típusok, különböző színekkel jelennek meg:



integer



double (real)



Boolean



string

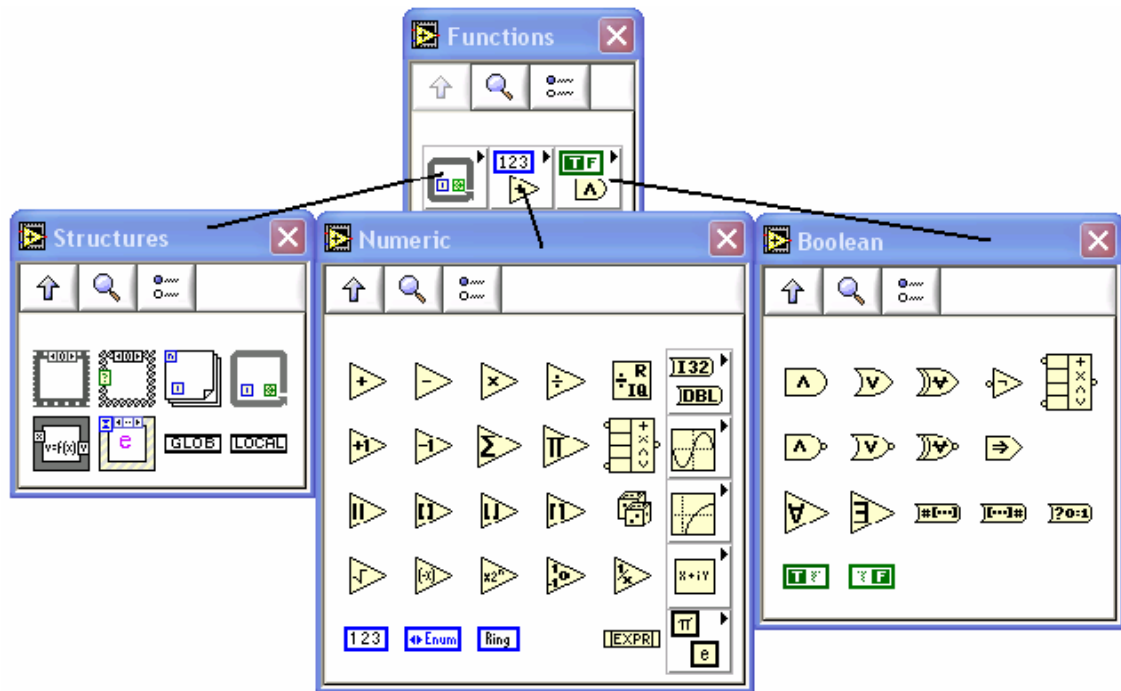


a Measurement and Automation – ban meghatározott virtuális csatorna. Lásd az 5. fejezetben

Integer és double változók típusa megváltoztatható a *Representation* menüpontban (egér jobb gomb)

A programban alkalmazható függvényeket a függvény palettáról (Function Palette) hívhatjuk be.

A függvény paletta felső sora:



ciklusok
while, for
case, sequence
egyenletek

számtani alapműveletek
trigonometrikus függvények

Boolean műveletek

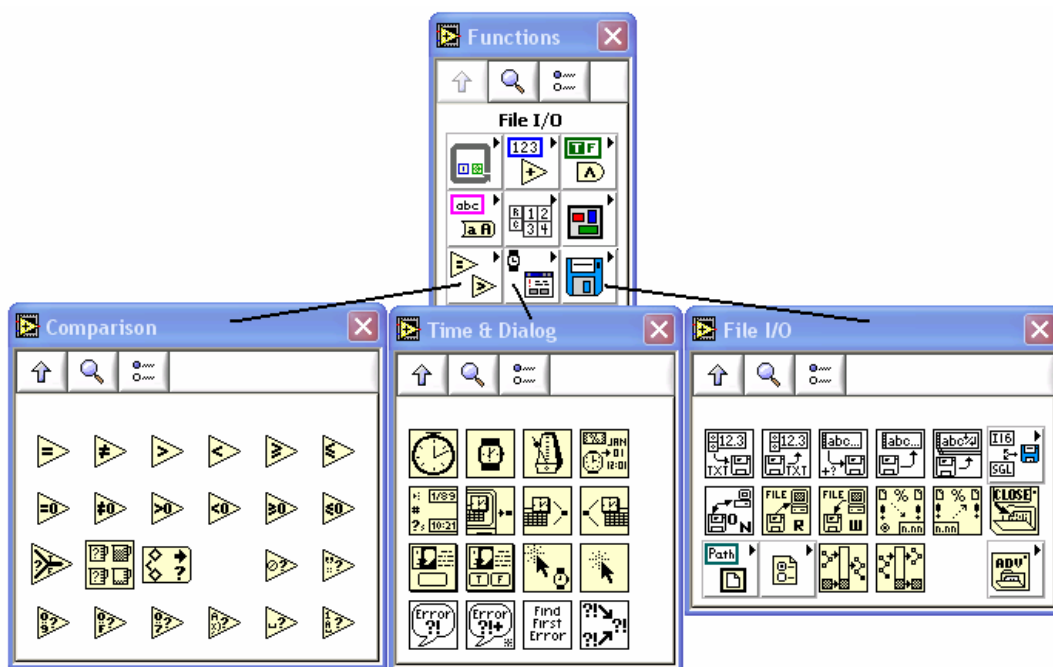
4-8. ábra A Function Palette felső sorából választható függvények

A függvény paletta második sora:



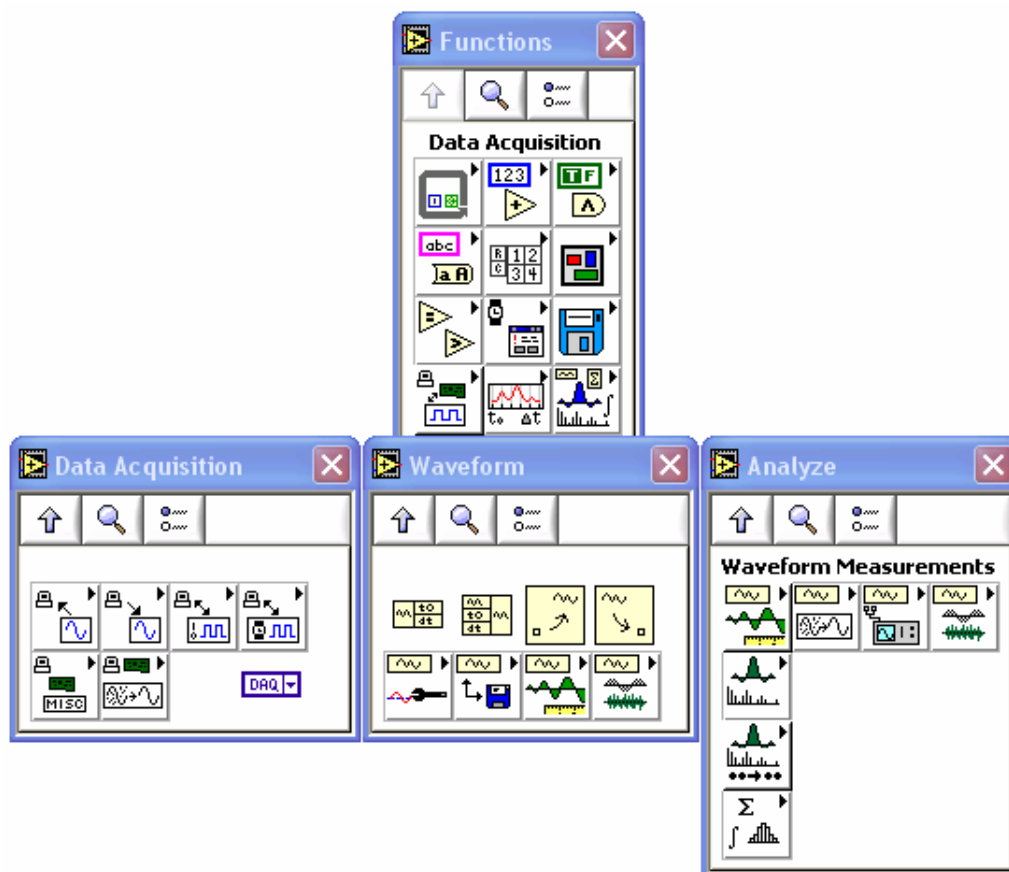
4-9. ábra A Function Palette második sorából választható függvények

A függvény paletta harmadik sora:



4-10. ábra

A függvény paletta negyedik sora:

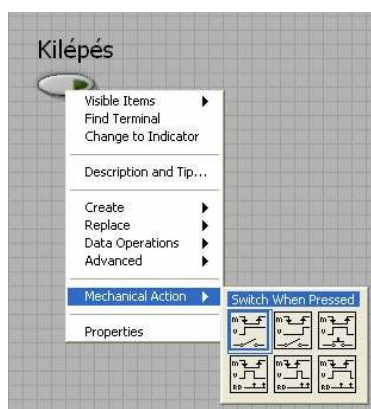


4-11. ábra

4.4. Bevezető mintaprogramok

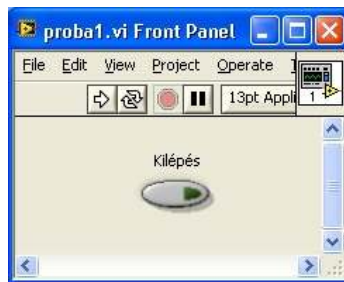
4.4.1. proba1.vi

1. Tegyük fel a panelra egy Boolean típusú kétállású kapcsolót. Adjunk nevet a kapcsolónak.
2. Tanulmányozzuk a kapcsolók üzemmódjait (Mechanical action – csak vezérlő üzemmódban). Jobb egér gombbal kattintsunk a kapcsolóra.

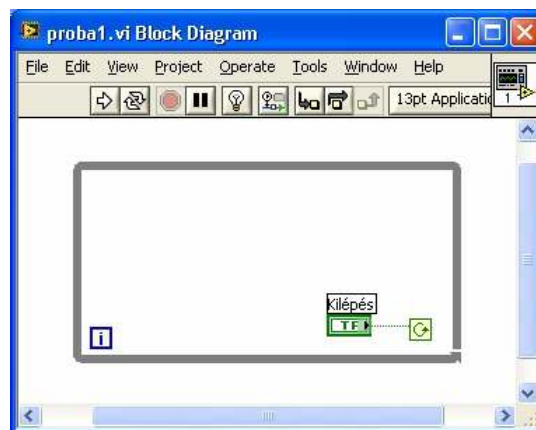


4-12. ábra

3. A diagram oldalon készítsük el a while ciklust. A while ciklus teljesen hasonlóan működik, mint a C programnyelvben, a bal oldalon lévő mező („i” betűvel) az iterációkat számolja, a jobb alsó sarokban lévő mezőhöz pedig a feltételt lehet hozzákapcsolni. A feltétel Boolean típusú értéket fogad, tetszőlegesen beállítható, hogy TRUE vagy FALSE értékre álljon le a while ciklus. Ezt a mezőre jobb gombbal kattintva érhetjük el a „Stop if TRUE” vagy „Continue if TRUE” menüpontok megfelelő kiválasztásával. A feltételhez kössük be a panelra feltett gombot.
4. A „program” futtatható, de futtatás előtt mindig mentjük el a munkánkat.



4-13. ábra Front Panel: proba1.vi

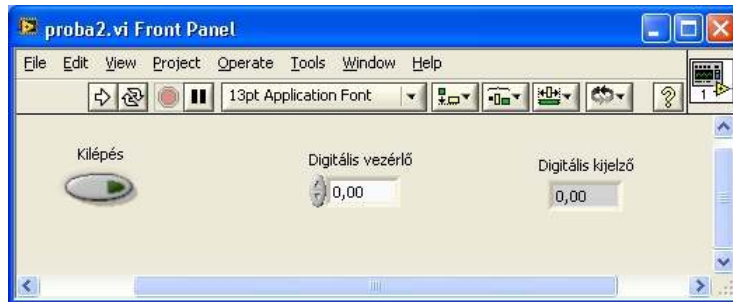


4-14. ábra Block Diagram: proba1.vi

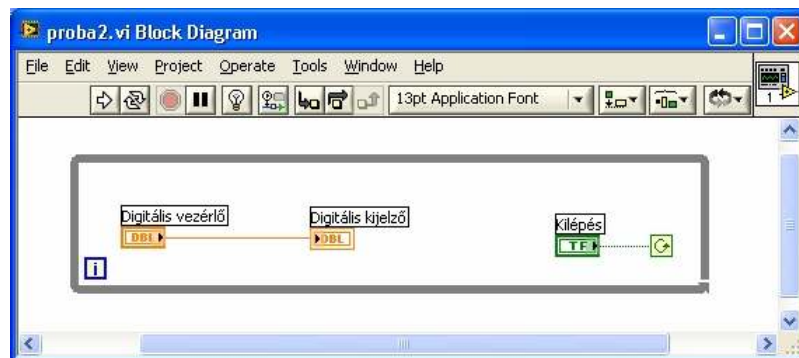
Megjegyzés: Ezt a feladatot az újabb verziókban egyszerűbben is megoldhatjuk, hiszen a block diagramm *Functio palette*-n közvetlenül létrehozható a programkeretet adó while ciklus. Didaktikai megfontolásból azonban első lépésnek a fenti módszer ajánlható.

4.4.2. proba2.vi

1. Tegyük fel a panelra egy digitális vezérlőt és digitális kijelzőt.
2. A while cikluson belül kössük össze a digitális kijelzőt és vezérlőt



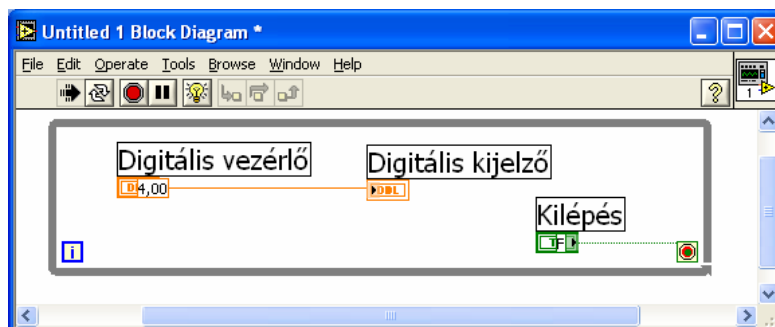
4-15. ábra Front Panel: proba2.vi



4-16. ábra Block Diagram: proba2.vi

Futtassuk a programot.

Nézzük együtt a panelt és a diagrammot úgy, hogy a diagramm oldalon a menüben található lámpát fölkapcsoljuk. Ebben az üzemmódban látványosan követhetjük a program futását.



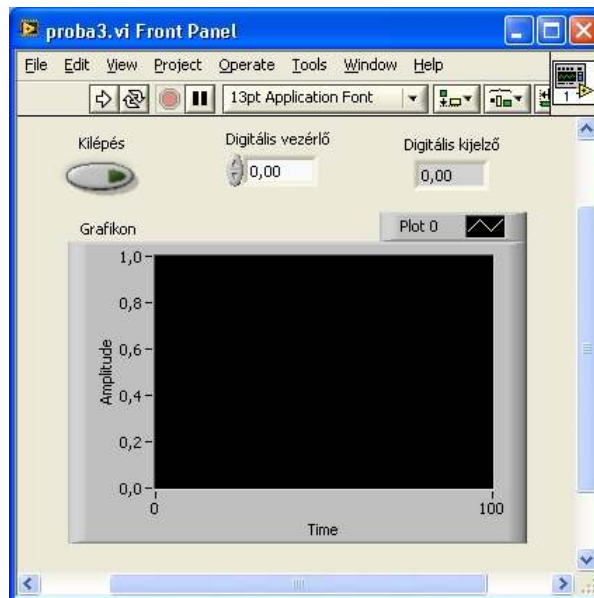
4-17. ábra

4.4.3. proba3.vi

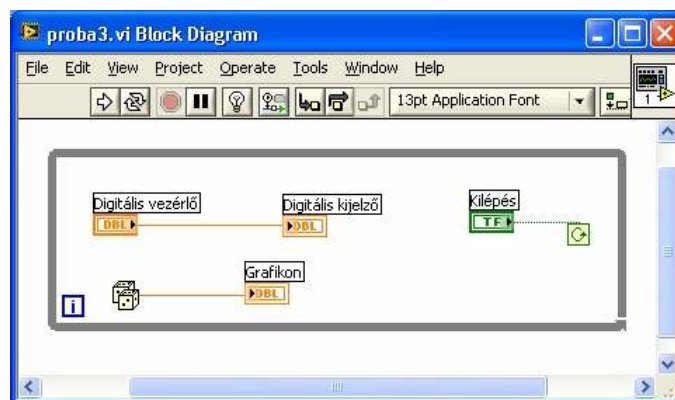
1. Tegyük fel a panelra egy waveform chart típusú grafikont és egy véletlenszám generátort (Numeric könyvtár, Random number).
2. A while cikluson belül kössük össze a generátort a grafikonnal.
3. Így mind a digitális vezérlő-kijelző, mind a véletlenszám kirajzolás működik.

Tanulmányozzuk a grafikon beállítási lehetőségeit. Nézzük meg az X és Y tengely autószkálázását, a kijelzés határainak beállítását, a grafikon jellemzőinek kijelzését, stb.

A LabView nagyon jól használható sűgőval rendelkezik. Kapcsoljuk be a sűgőt a Help menű, Show Context Help menűpont kiválasztásával. Ha egy függvény „dobzkája” fölé állunk a kurzorral, akkor a sűgő ablakban azonnal megjelenik a függvény leírása, és láthatjuk a bemenetek és kimenetek meghatározását és változó típusát. Bekötéskor jelzi a sűgő, hogy melyik csatlakozási pont fölött vagyunk éppen. A sűgő használata különösen ajánlott a mérésadatgyűjtő függvények alkalmazásánál.



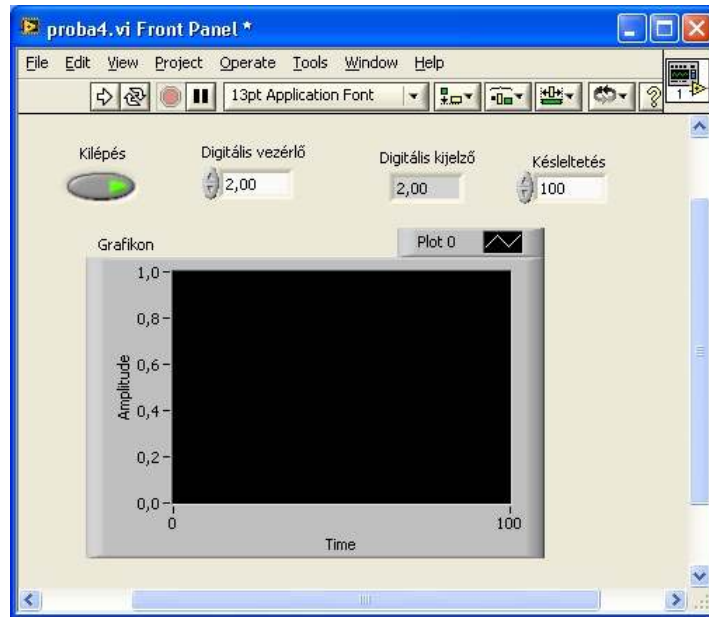
4-18. ábra Front Panel: proba3.vi



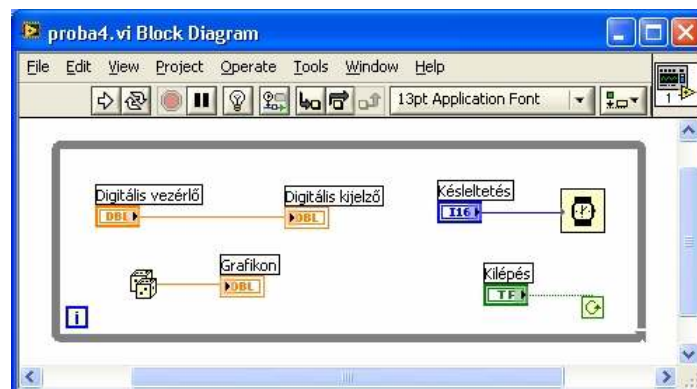
4-19. ábra Block Diagram: proba3.vi

4.4.4. proba4.vi

1. Tegyük a panelra egy digitális vezérőt. Váltuk át integer típusú változóra (Representation, I16).
2. Tegyük fel egy késleltetőt a diagram oldalra - Time & Dialog menu Wait(ms).
3. Kössük össze a kettőt, és próbáljuk ki.



4-20. ábra Front Panel: proba4.vi

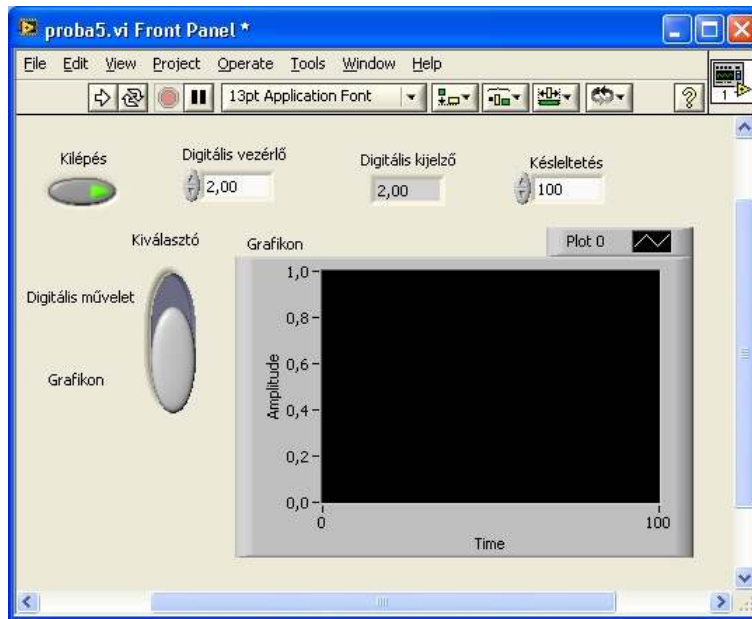


4-21. ábra Block Diagram: proba4.vi

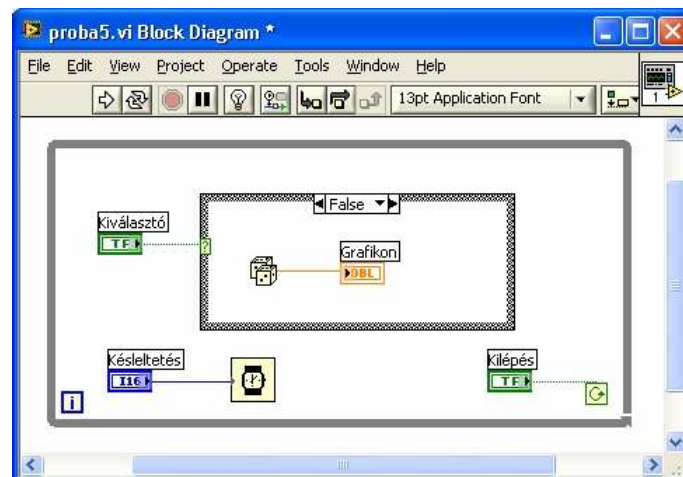
4.4.5. proba5.vi

Alakítsuk át a programot úgy, hogy egy kiválasztó gomb segítségével vagy a digitális vezérlő-kijelző páros, vagy a véletlenszám generátor-grafikon páros működjön.

1. Tegyük fel a panelra egy második kétállású kapcsolót.
2. A diagram oldalon készítsünk egy case struktúrát. A case struktúra két ablakot tartalmaz, egy TRUE és egy FALSE ablakot egymás mögött. Az egyik ablakba tegyük a digitális vezérlő-kijelző párost, a másik ablakba a véletlenszám generátor-grafikon párost. A case feltételmezőjéhez (kérdőjel a falon) kössük a második kapcsolót. Így az egyik állásban csak a grafikon működik, a másik állásban csak a digitális kijelző.



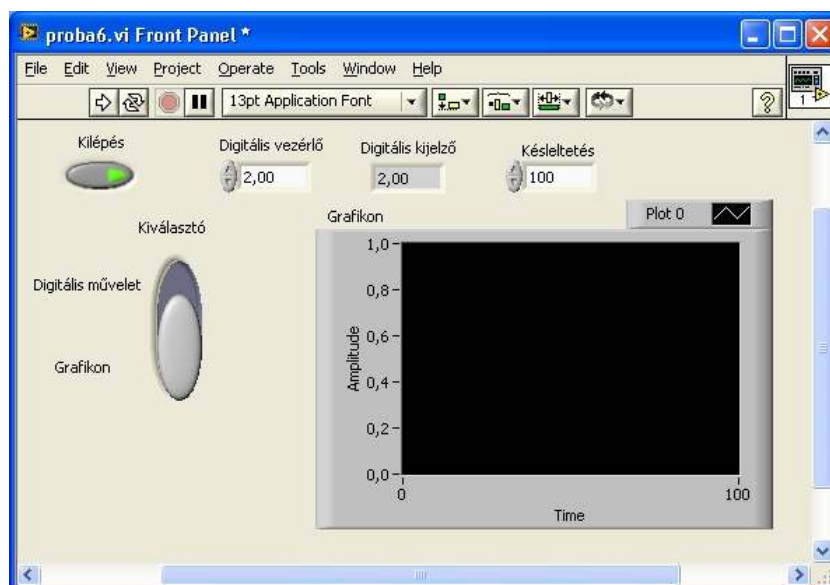
4-22. ábra Front Panel: proba5.vi



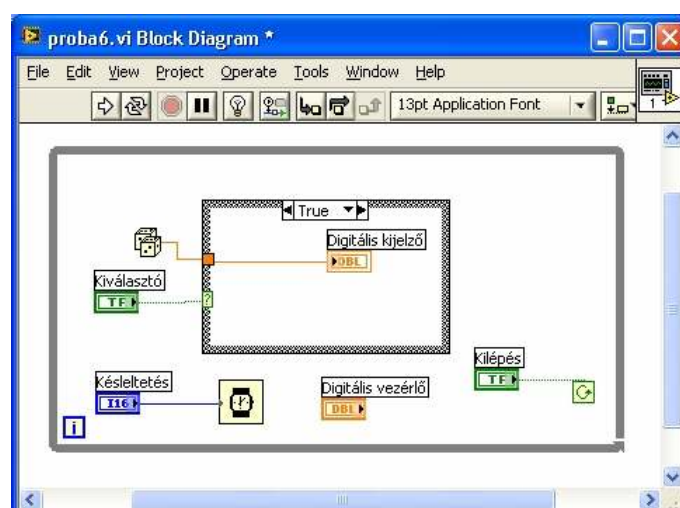
4-23. ábra Block Diagram: proba5.vi

4.4.6. proba6.vi

Alakítsuk át úgy a programot, hogy mindkét kijelzőn (grafikon és digitális kijelző) a véletlenszám generátor értéke megjelenhessen, de egyidőben csak az egyik jelenjen meg. Az, hogy éppen melyiken, azt a kétállású kapcsoló állása döntse el. Egyik állásban csak a grafikonon, a másik állásban csak a digitális kijelzőn lássuk „futni” az értékekekt. (A digitális vezérlőre nincs szükség).



4-24. ábra Front Panel: proba6.vi

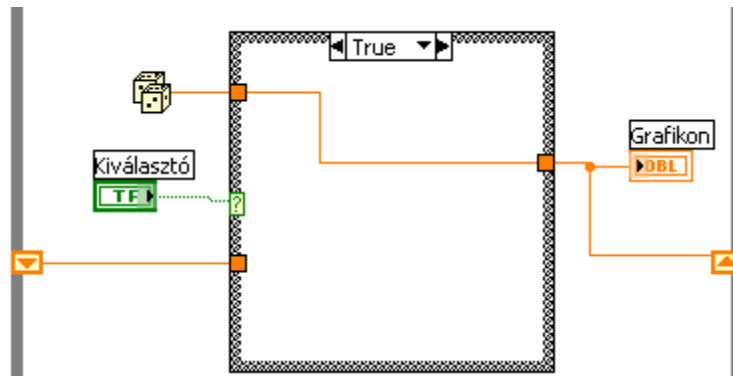


4-25. ábra Block Diagram: proba6.vi

4.4.7. proba7.vi

A LabView programozásában az egyik legnagyobb probléma, hogy a while cikluson belül megadott/kiszámolt értékek a ciklusok között „elvesznek”. Vagyis minden ciklus után úgy tűnik, mintha újra indulna az értékmegadás. A szöveges programnyelvekben ezzel ellentétben egy pl. globális változó, bármikor is kap értéket a program futása közben, a program végéig megtartja értékét, vagy, amíg azt meg nem változtatjuk.

A kérdés, hogyan tudjuk átadni az értékeket a LabView-ban az egyik while ciklusból a következőbe? Erre szolgál a shift register.

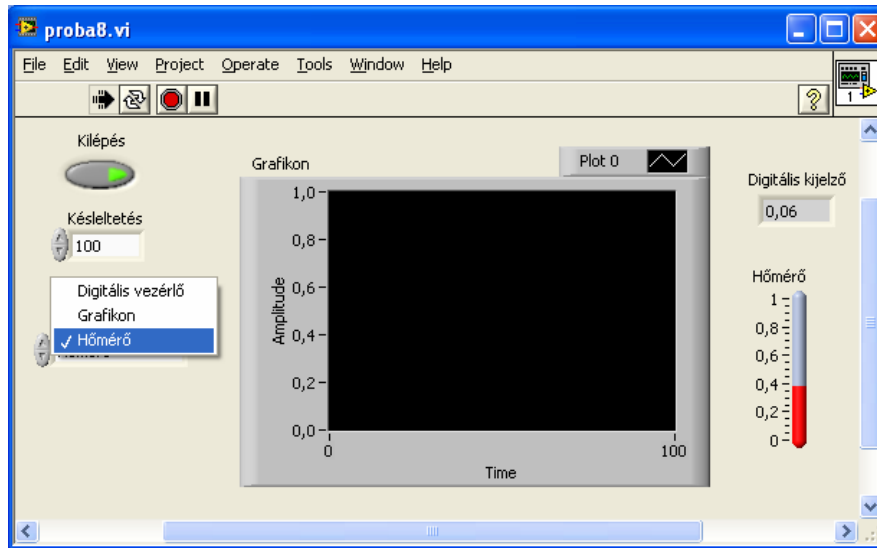


4-27. ábra Block Diagram: proba7.vi (Fent FALSE ablakkal, lent a TRUE ablak)

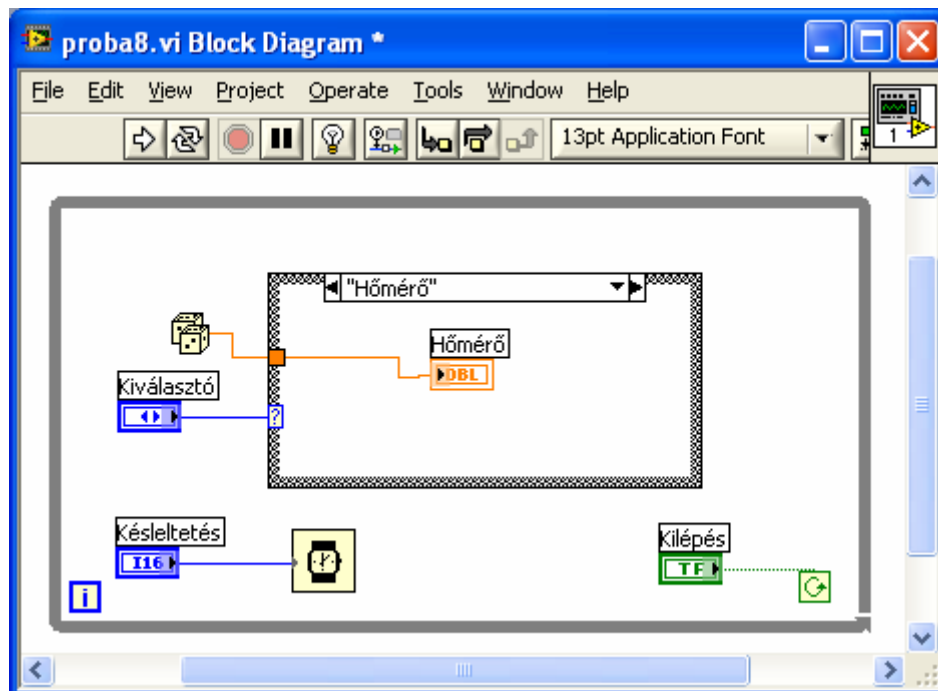
4.4.8. proba8.vi

Alakítsuk át a 6. próbaprogramot úgy, hogy ne csak kétféle, hanem 3 különböző kijelzés közül választhassunk: maradjon meg a digitális kijelző, a grafikon, és legyen még egy hőmérő típusú kijelző is. Mivel ehhez a feladathoz egy három állású kapcsolóra lenne szükségünk, készítsünk egy legördülő menüt 3 választási lehetőséggel.

1. Töröljük ki a kétállású kapcsolót és tegyünk fel a panelre egy „Enum” típusú legördülő menüt. Ez alaphelyzetben egy sorral jelenik meg, ide beírhatjuk az egyik menüpontot, pl: „Digitális vezérlő”. A másik két menüpontot úgy tudjuk hozzáadni, hogy az egér jobb gombjával kiválasztjuk az „Add Item After” feliratot, s ekkor egy-egy menüpontot hozzáad a rendszer a legördülő menünkhöz.
2. Tegyünk fel a panelre egy „Thermometer” típusú kijelzőt.
3. A Diagram oldalon kössük be az Enum ikonját a case struktúra bemenetére. A rákapcsolás pillanatában a case struktúra ablak elnevezései átváltanak az általunk beállított feliratokra. Mivel a case struktúra alaphelyzetben 2 ablakkal jelenik meg, a harmadik ablakot az egér jobb gombjával az „Add Case After” felíratra kattintva tudjuk hozzáadni a programhoz. Ha az ablakokban lévő funkciók nem felelnek meg az adott menüpontnak, pl. a grafikon ikonja van a „Digitális vezérlő” ablakban, akkor a case struktúrára jobb egérgombbal kattintva a „Swap Diagram with Case” menüpontban a sorrend megváltoztatható.



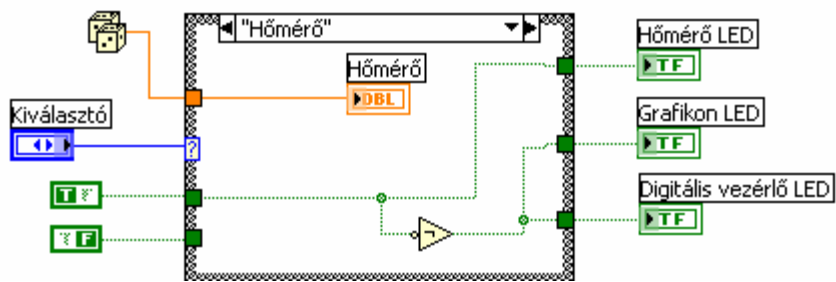
4-28. ábra Front Panel: proba8.vi



4-29. ábra Block Diagram: proba8.vi

4.4.9. proba9.vi

Egészítsük ki a 8. programot 3 LED-del. Feliratozzuk őket sorra az alábbiak szerint: "Digitális vezérlő LED", "Grafikon LED" és "Hőmérő LED". Mindig az a LED világítson, amelyik az éppen aktuális menüponthoz tartozik.



4-31. ábra Block Diagram: proba9.vi (A case struktúra 3 ablakával)

4.4.10. proba10.vi

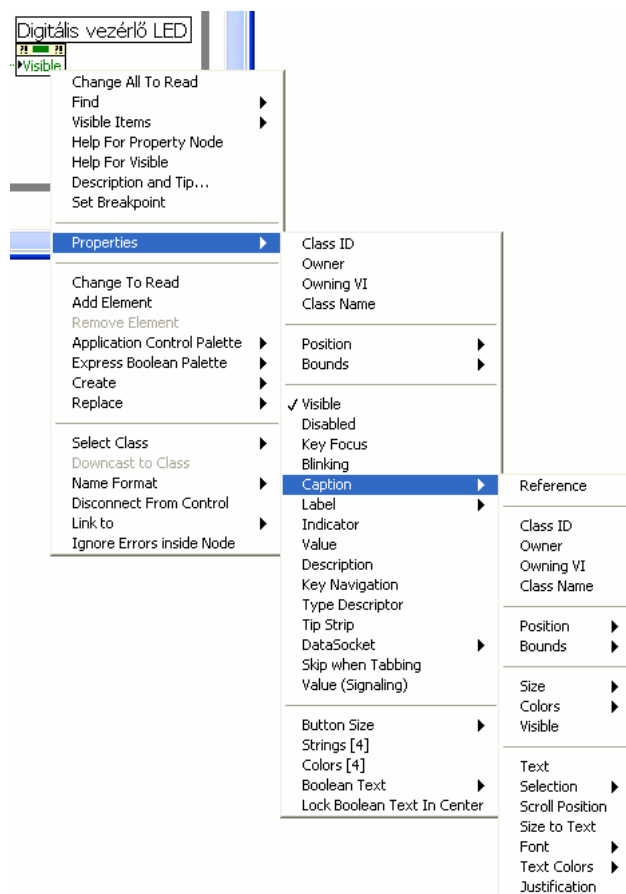
Próbáljuk ki, hogyan lehet megjeleníteni, vagy láthatatlanná tenni a panelon egy objektumot.

Alakítsuk át úgy a 9. mintaprogramot, hogy csak az a LED legyen látható a képernyőn, amelyik éppen világít, a másik kettő pedig tűnjön el a képernyőről.

Minden, panelre felhelyezhető objektumnak beállíthatjuk a jellemzőit. A jellemzők többségét azonban módunkban van a program futása közben is változtatni. Ehhez létre kell hozni egy ún. „Property node”-ot. A „Property node” segítségével számos jellemzőjét állíthatjuk be az egyes egységeknek (4-33. ábra). Ezek között a jellemzők között találjuk például az elhelyezkedését a panelon, a méretet, színezéseket, feliratozásokat, értékét, láthatóság, működési beállítások, stb. Minden jellemző lekérdezhető, vagy megváltoztatható. A vezérlő-kijelző rendszerhez teljesen hasonlóan, a „Change to write” és „Change to read” menüpontokban kiválasztható, hogy beállítani, vagy lekérdezni szeretnénk az adott jellemzőt. Egy „Property node”-ban több jellemzőt is kezelhetünk, mindegyik külön-külön állítható írásra vagy olvasásra. (4-32. ábra)

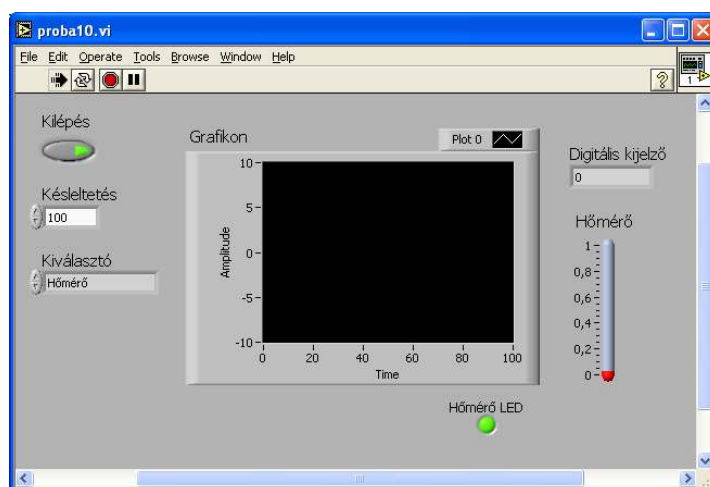


4-32. ábra Több jellemző beállítása-lekérdezése „Property node” alkalmazásával

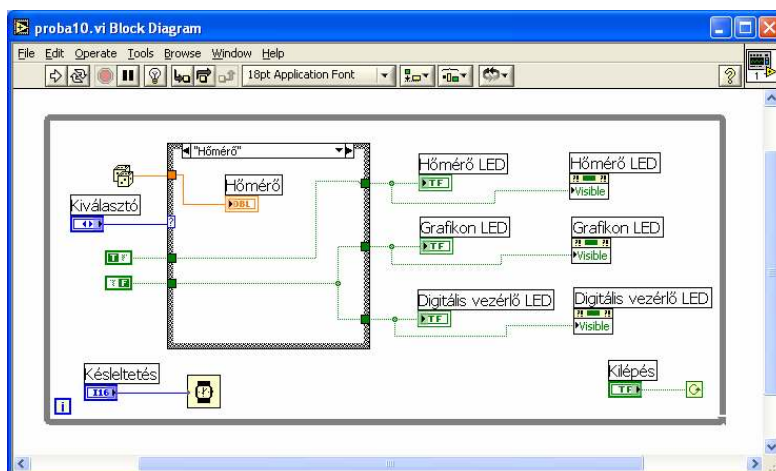


4-33. ábra Property node alkalmazása

Ismét készítsünk a LED-ekhez tulajdonság-mezőt (Property node). A tulajdonságok közül most a láthatóságot (Visible) válasszuk ki (ezzel jelenik meg, tehát nem kell átállítani). Tegyük fel a képernyőre egy kétállású kapcsolót, melynek egyik állásában látni fogjuk a LED-eket, a másikban pedig nem. Egy case struktúrával állítsuk be a true és false ablakokban a láthatóságot az előző példaprogramhoz hasonlóan.



4-34. ábra Front Panel: proba10.vi



4-35. ábra Block Diagram: proba10.vi

4.4.11. proba11.vi

Egy „Kilépés” gombbal működő while ciklusból kiindulva tegyünk a panelre egy grafikon (Waveform Graph) és egy tömb változót.

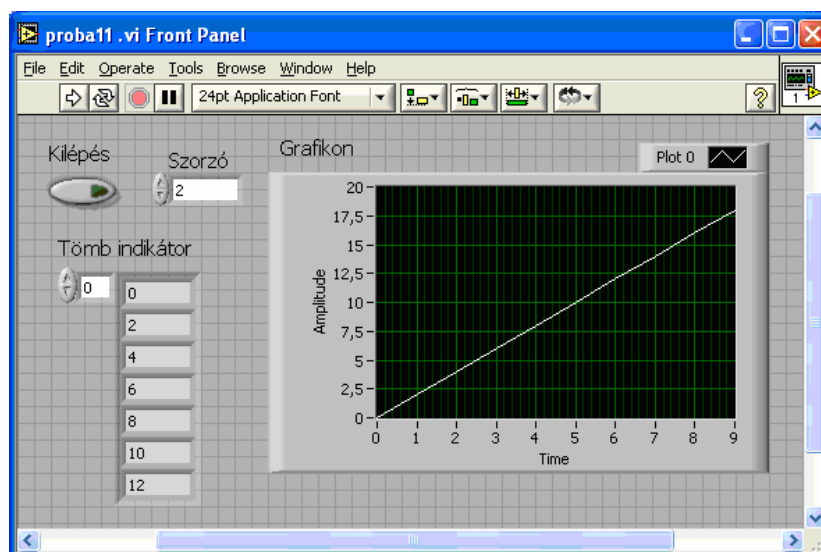
Tegyünk fel a panelre egy double típusú digitális indikátort.

Helyezzük bele a digitális indikátort a tömbbe.

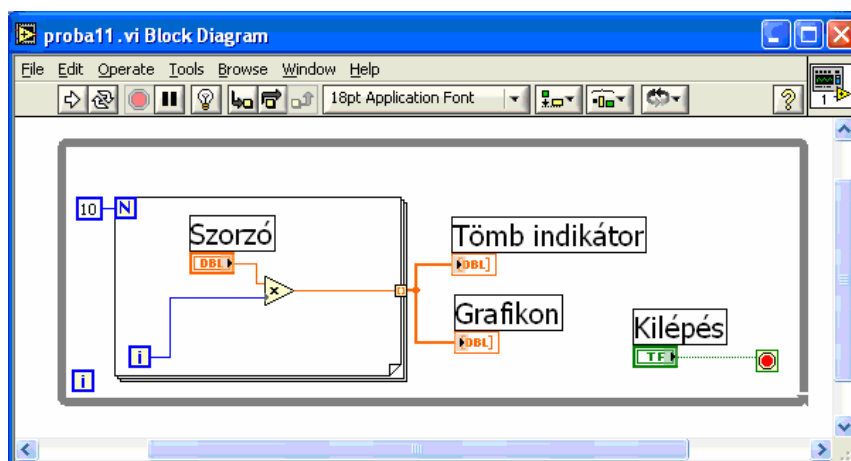
Tegyünk fel a panelre egy digitális vezérlőt „Szorzó” felirattal.

A diagramm oldalon készítsünk egy 10-szer ismétlődő „for” ciklust.

A ciklus aktuálisan futó sorszámát szorozzuk meg a szorzóval, majd a for ciklus után rajzoljuk ezt ki a grafikonra, ill. írjuk ki egy digitális tömbbe is.



4-36. ábra Front panel proba11.vi



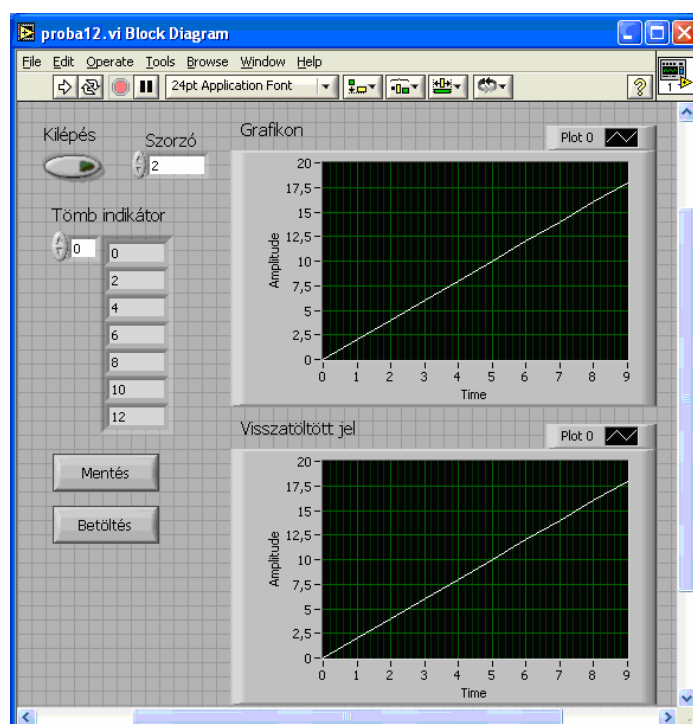
4-37. ábra Block diagram proba11.vi

4.4.12. proba12.vi

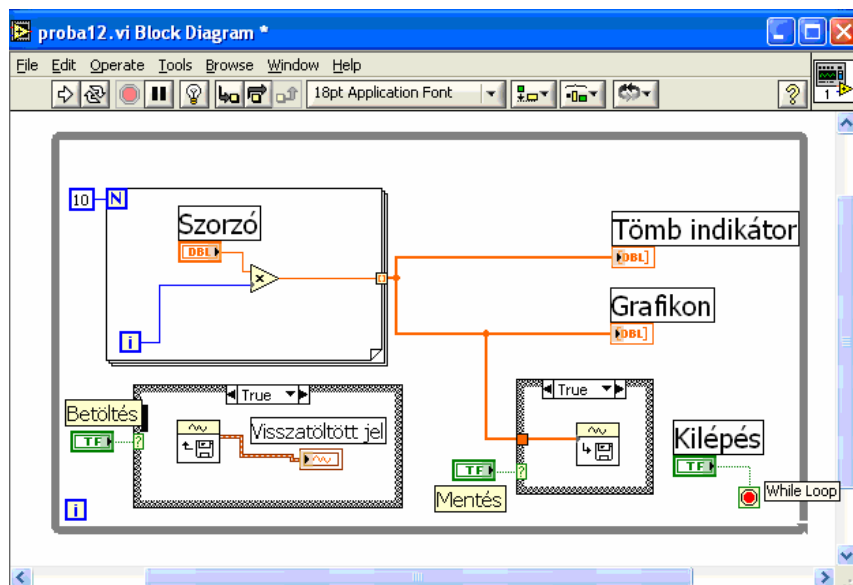
A 11. próba programot alakítsuk át úgy, hogy

1. legyen benne egy „Mentés” feliratú gomb, amelynek megnyomása esetén a generált jelet el lehet menteni egy, a felhasználó által meghatározott nevű adatfájlba;
2. legyen benne egy „Betöltés” feliratú gomb, amelynek megnyomása esetén a felhasználó által kiválasztott adatfájlból visszaolvassa a program az adatokat és ki-rajzolja egy második grafikonra.

Ennek a feladatnak a megoldásánál figyeljünk oda arra, hogy a mentés és betöltés nyomógombjai „csengő” típusú kapcsolók legyenek, vagyis csak addig legyenek bekapcsolva állapotban, amíg a felhasználó azt benyomva tartja (switch until released)



4-38. ábra Front panel proba12.vi

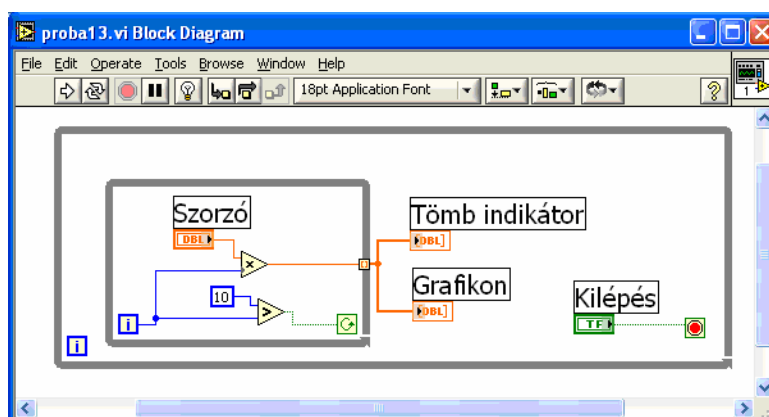


4-39. ábr:a Block diagram proba12.vi

4.4.13. proba13.vi

Készítsük el a proba11.vi programban leírt feladatot for helyett while ciklussal.

A panel megegyezik a proba11.vi paneljével.



4-40. ábra: Block diagramm proba13.vi

4.4.14. Próba feladatok

A fent közreadott bevezető mintaprogramok a LabView programozás legelső lépéseit tartalmazzák. Az alapfeladatok elvégzése után az alább megtalálható próbafeladatokat oldhatjuk meg.

1. feladat

1. Elindulás után egy „Kilépés” feliratú gomb megnyomására leáll a program.
2. Egy számbeviteli mezőn -360 és +360 fok között legyen állítható a szög értéke. A megadott tartományra korlátozza le a bevitelt (az egér jobb billentyűjére előugró menüben a „Data range” menüpont alatt állítható)
3. Egy számkijelzőn jelenítse meg a beviteli mezőn beállított szög szinuszát.

4. Tegyen fel a képernyőre egy kétállású kapcsolót.
5. A kapcsoló egyik állásában a beállított szög szinuszát, a másikban a koszinuszát jelenítse meg a kijelzőn.
6. Tegyen fel a képernyőre 2 db LED-et, az egyiknek „Szinusz”, a másiknak „Koszinusz” nevet adjon.
7. Mindig az a feliratú LED világítson, amelyik értéket a kijelző mutatja.

2. feladat

1. Legyen egy while ciklusban működő „Kilépés” gomb.
2. Készítsen 4 pontból álló legördülő menüt: Szinusz, Négyszög, Háromszög, Fűrész
3. Generálja le a program és egy grafikonon jelenítse meg a menüben kiválasztott jelalakot. (Jelgenerálás: Diagram Function palette: Waveforms, Waveform generation, Sine waveform, Square waveform, Triangle waveform, Sawtooth waveform)
4. Legyen a képernyőn digitális vezérlőkkel változtatható a jel amplitúdója, frekvenciája és négyszögjel esetén a kitöltési tényezője.

3. feladat

Rövid leírás: A program rajzolja ki a felhasználó által kiválasztott trigonometrikus függvényt. 0-360 fok közötti szögek szinuszaiából, vagy koszinuszaiából, vagy -80 és +80 fok közötti szögek tangenseiből rajzol grafikont. a felhasználó egy digitális vezérlővel állíthassa be a görbe pontjainak a számát is, vagyis, hogy hány pontból készüljön a grafikon.

Részletes leírás:

1. Legyen egy while ciklusban működő „Kilépés” gomb.
2. Használjon egy digitális vezérlőt 1-100 közötti integer típusú adatok bevitelére.
3. Tegyen a panelre egy grafikont és egy Enum típusú legördülő menüt.
4. Egy for ciklus segítségével készítsünk olyan ábrát, amely a digitális vezérlőn beállított számú pontból ábrázolja a 0-360 vagy -80 - +80 fok közötti szögek megfelelő trigonometrikus értékét. A trigonometrikus függvényt a legördülő menüről lehessen kiválasztani.
5. A beállított számértéknek megfelelően ossza el a program a 360 fokot arányosan, minden pontban számolja ki a megfelelő szög megfelelő trigonometrikus függvény szerinti értékét, gyűjtse össze egy tömbbe a kiszámolt értékeket, majd a for ciklus lefutása után rajzolja ki az elkészült tömböt egy grafikonra.
6. Legyen a képernyőn egy „Mentés” és egy „Betöltés” feliratú gomb. A gombok megnyomása esetén mentse el, vagy töltse vissza az elmentett fájlból az adatokat a program. A viszatöltött adatokat rajzolja ki egy másik grafikonra.

4. 1. feladat

1. Tegyen fel a Front panelre két kétállású kapcsolót és 3 LED-et, amelyek közül kettő a kétállású kapcsoló állapotát fogja jelezni (S és R jelöléssel), a harmadik a digitális kapu kimenetét (Q jelöléssel).
2. Tegyen fel a Front panelre egy „Enum” típusú legördülő menüt, amelynek 4 eleme van: AND, NAND, OR, NOR.

3. Tegyen fel a Front panelre egy táblázatot, amelynek 17 sora és 4 oszlopa van, az alábbiak szerint:

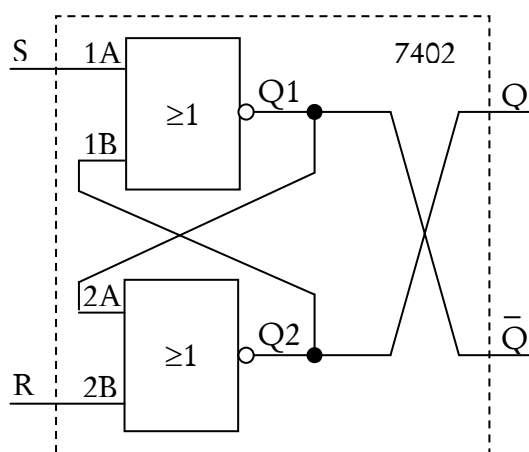
	S	R	Q
AND			
NAND			
OR			
NOR			

4-1. táblázat

4. Készítse el az AND, OR, NAND és NOR kapuk szimulációját a legördülő menü és egy 4 ablakos Case struktúra segítségével és futtatáskor töltse ki a táblázatot a függvények igazságtáblázatával.
5. Futtatás után, a kitöltött igazságtáblázattal nyomja meg a „Make current values default” menüpontot, és ezután mentse el a VI-t.

4.2. feladat

RS tároló megvalósítása NEM-VAGY kapukkal



4-41. ábra R-S tároló

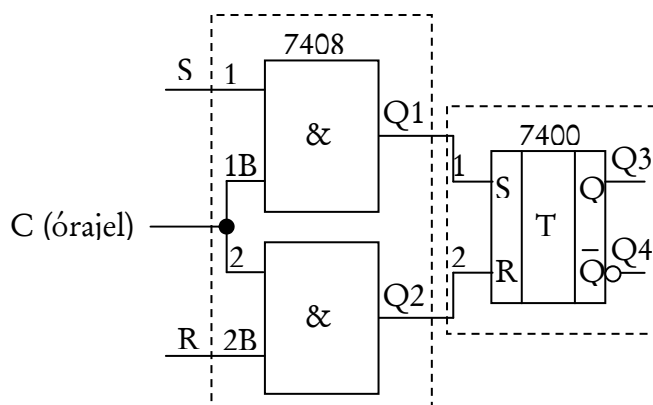
1. Állítsa össze az áramkör szimulációját LabView-ban és vizsgálja meg működését a digitális kimenetek és a LED-ek segítségével. Kössön kétállású kapcsot

lókat és LED-eket az S-re és az R-re, valamint LED-eket a Q-ra és a Q negált lábra. Készítsen az 1. feladathoz hasonló módon igazságtáblázatot!

2. Törölje a Front panelről a táblázatot, és mentse el a programot RS1.VI néven.
3. Készítsen az RS1.VI-ból egy saját ikont! A továbbiakban használja ezt az ikont a kapcsolásokhoz. Figyeljen arra, hogy mindig annyi db különböző vi-t kell használnia, ahány RS tárolót tartalmaz a kapcsolás! Nevezze el ezeket sorra RS1.VI, RS2.VI,...stb. néven.

4. 3. feladat

Kapuzott RS tároló



4-41. ábra Kapuzott R-S tároló

Az RS1.VI alkalmazásával állítsa össze az áramkör szimulációját LabView-ban és vizsgálja meg működését a digitális kimenetek és a LED-ek segítségével. Kössön kétállású kapcsolókat és LED-eket az S-re és az R-re, valamint LED-eket a Q1, Q2, Q3 és Q4 lábakra. Készítsen igazságtáblázatot a megszokott módon!

4.4. feladat

A mérés előkészítése: 8db RS tároló (RS1.VI, RS2.VI,RS8.VI) bemásolása egy külön mappába

Készítse el az alábbi digitális áramkörök szimulációját:

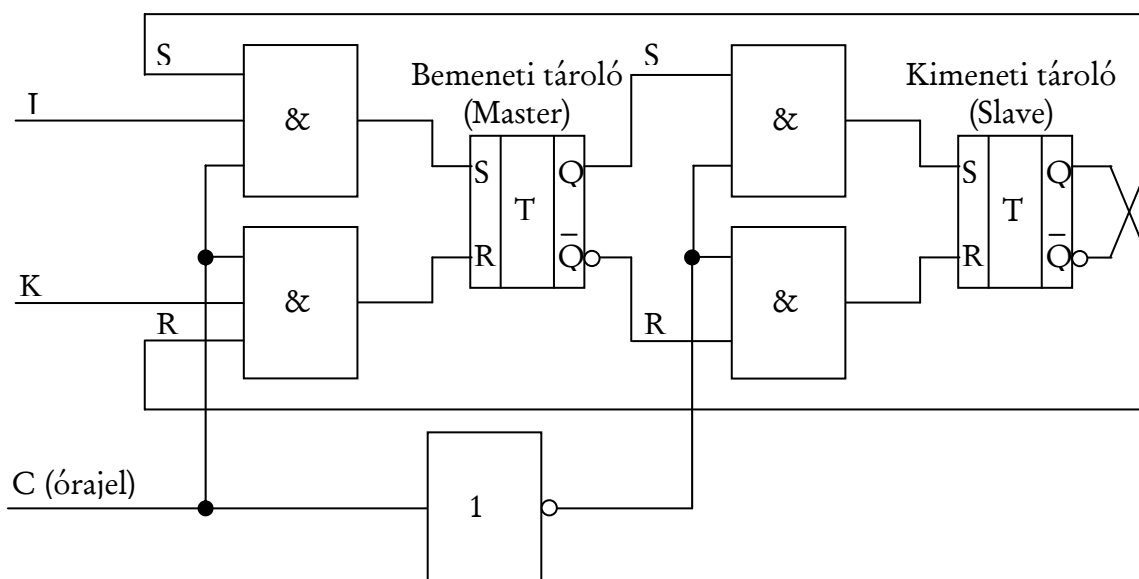
4.4.1. feladat:

2 db RS tároló felhasználásával készítse el a JK tároló programját.

Bemenet: J,K,C (kapcsoló+LED)

Kimenet: Q és Q negált (LED)

Igazságtáblázat

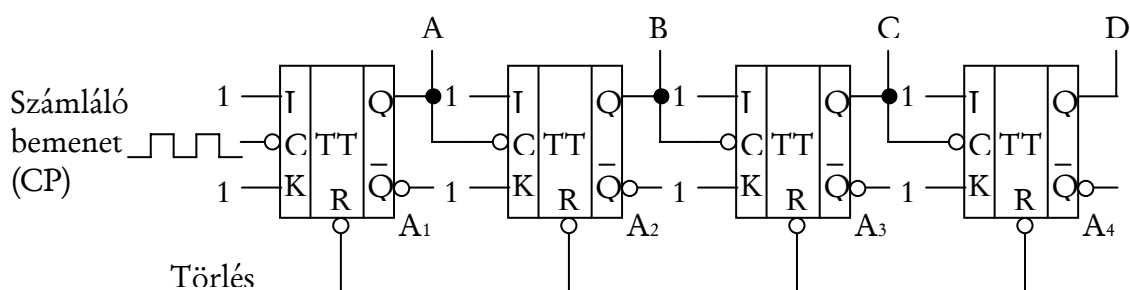


4-42. ábra J-K tároló

Törölje az igazságtáblázatot a panelről, és mentse el a programot JK1.VI néven.
8 db RS tárolóval készítsen 4 db JK ikont. Az ikonokat mentse el egy külön mappába.

4.4.2. feladat

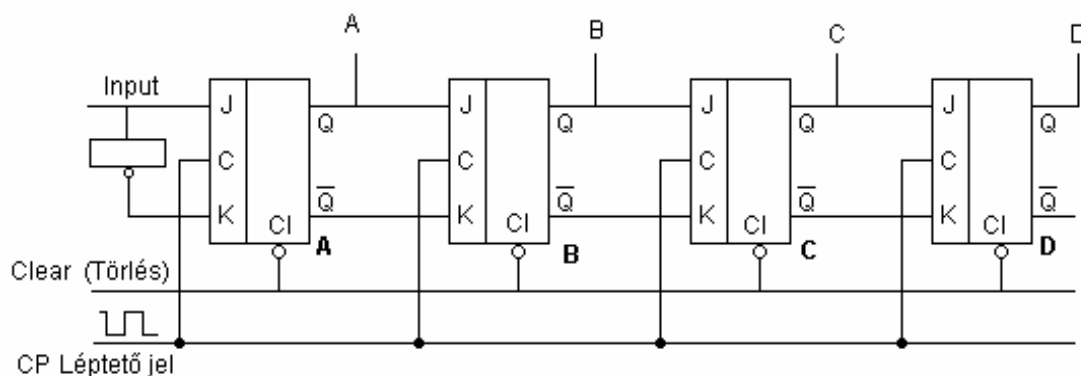
A 4 db JK ikon felhasználásával készítse el az alábbi bináris számláló szimulációját. A törlést nem kötelező felprogramozni.



4-43. ábra Bináris számláló

4.4.3. feladat

A 4 db JK ikon felhasználásával készítse el az alábbi léptető szimulációját. A törlést nem kötelező felprogramozni.



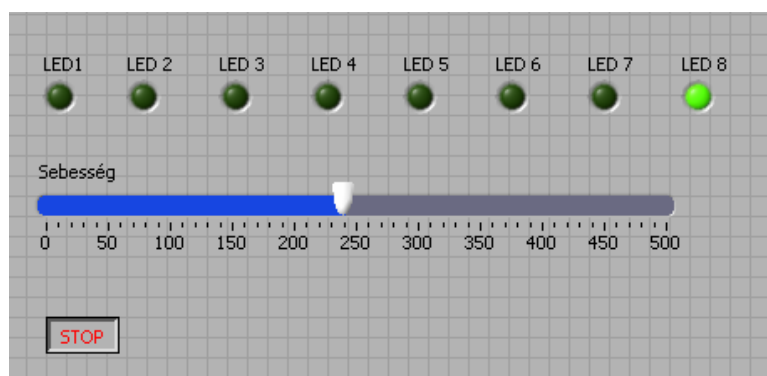
4-44. ábra Léptető regiszter

5. feladat

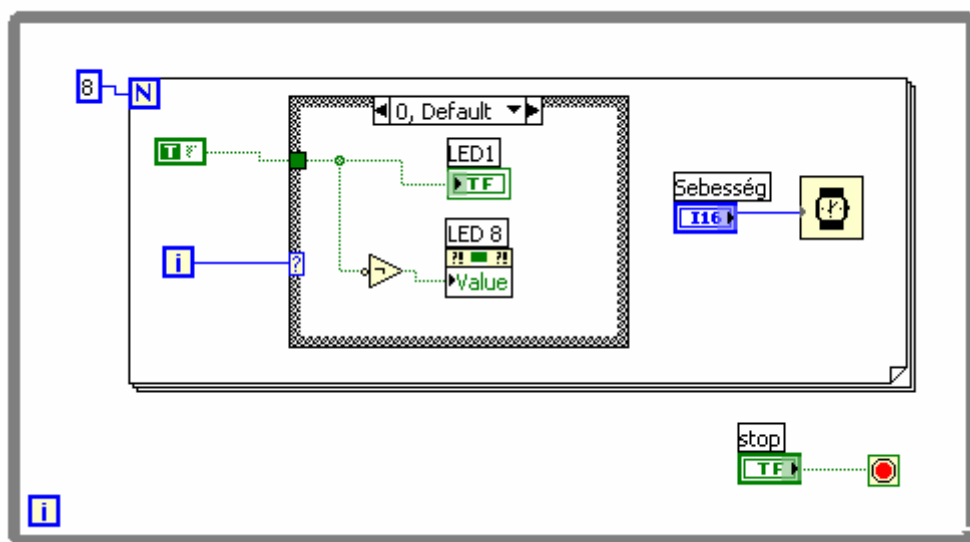
Készítsen olyan programot, amely egy 8 db LED-ből álló futófényt működtet. Egy tolóbeállítóval lehessen változtatni a futófény sebességét 0-500 ms között. Kikapcsológombbal lehessen leállítani a programot.

(Futófény: sorra gyulladnak meg a LED-ek egymás után, és amikor az egyik LED meggyullad, az előtte lévő elalszik. A tolóbeállítóval 1 LED világítási idejét állítjuk be.)

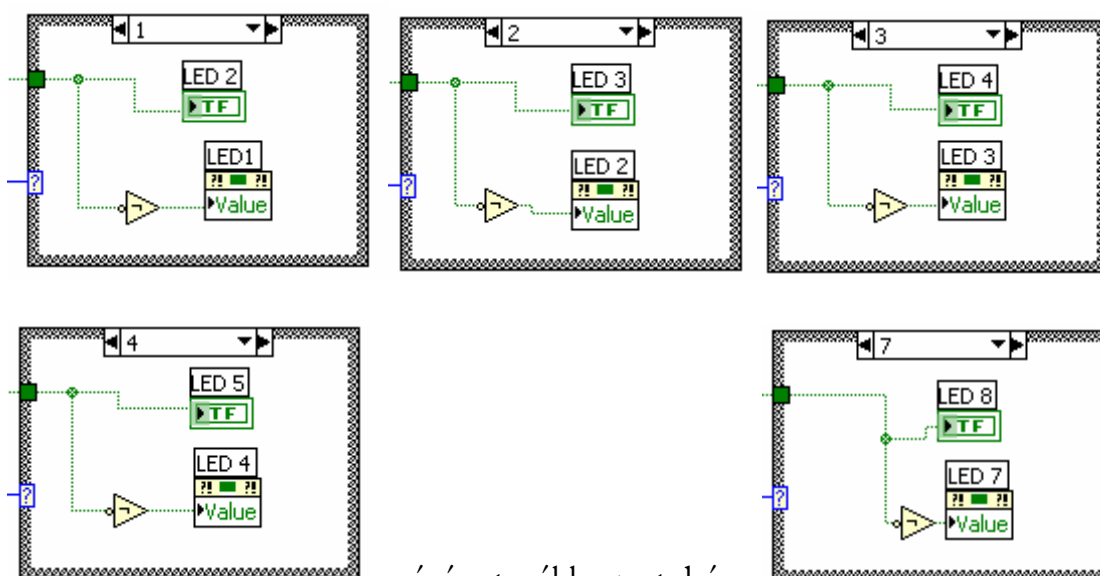
Megoldás:



4-45. ábra Futófény panelje



4-46. ábra Futófény blokkdiagramja



... és így tovább, az utolsó:

4-47. ábra Futófény blokkdiagramjának case ablakai

6. feladat

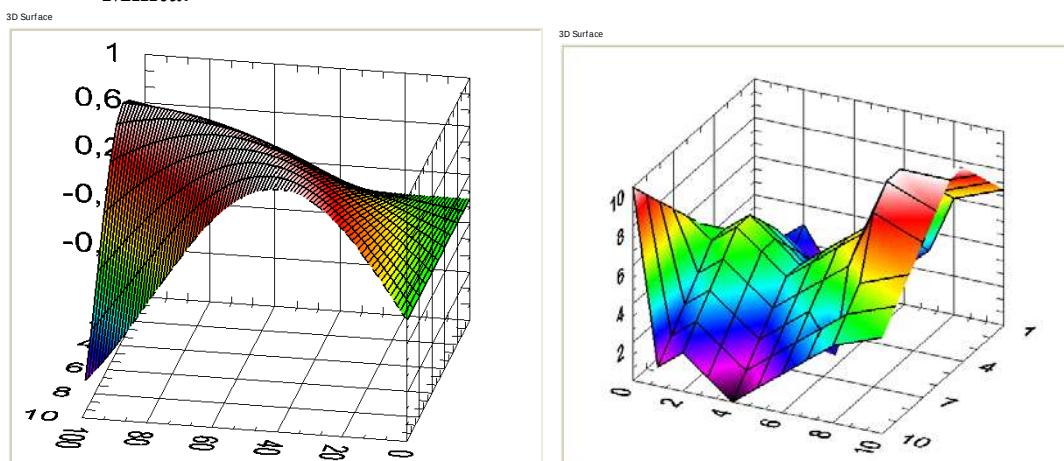
Készítsen egy olyan programot, amely a „3D Surface Graph” felhasználásával tetszőleges 3D-s felületet rajzol ki.

Az X és az Y koordináták min. 10-10 pontból, max. 100-100 pontból álljanak (válassza egyforma méretűre ezt a két tengelyt! Ezek 1D-s tömbökben tárolt adatok) A Z koordináta $X*Y$ mintát kell, hogy tartalmazzon, egy 2D-s tömbben. HASZNÁLJA A HELPET!!

A 3D-s grafikon beállításánál a lenti mintához hasonló kép készítéséhez használja a „CWGraph3D” tulajdonságok menüpontban a „Plots”, „Plot Styles” választási lehetőségek közül a megfelelőt.

Az X, Y és Z koordináták első 10 értékét írassa ki egy digitális tömb kijelzőre.

Minta:



4-48. ábra 3D grafikon megjelenítés LabView-ban

4.5. Mérésvezérlés LabView környezetben

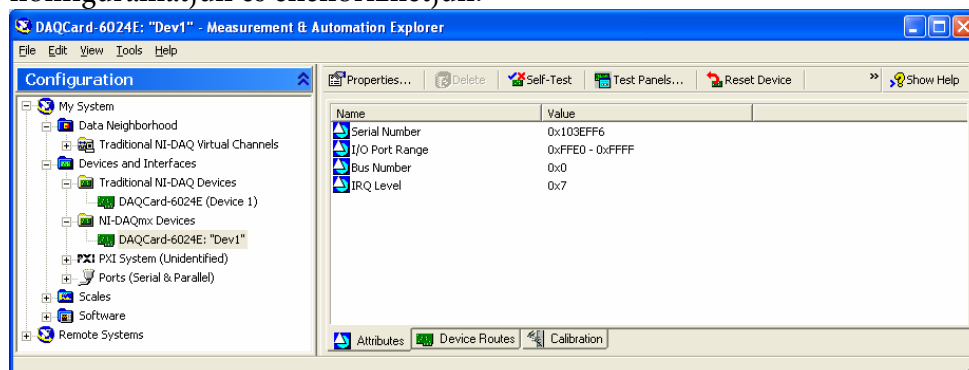
Ez a rövid összefoglaló a jegyzet 3.8.2 fejezetéhez kapcsolódik, a többfunkciós mérés-adatgyűjtő kártyák analóg bemenetének programozását mutatja be.

Amint azt a 3.8.2. fejezetben bemutattuk, mérhetünk rövid ideig nagy mintavételi frekvenciával, ekkor a mérendő mintaszámot előre be kell állítani, vagy mérhetünk folyamatosan hosszú ideig alacsonyabb mintavételi frekvenciával, ekkor indítástól egy külső leállításig futhat a mintavételezés. Mindkét módszer alkalmazható multiplexerrel vagy anélkül, vagyis egysatornás vagy többcsatornás módon.

Ezeknek a módszereknek a LabView környezetben történő alkalmazását mutatjuk be sorra a következő alfejezetekben.

Mielőtt elkezdjük a programozást, szóljunk néhány szót a hardverről.

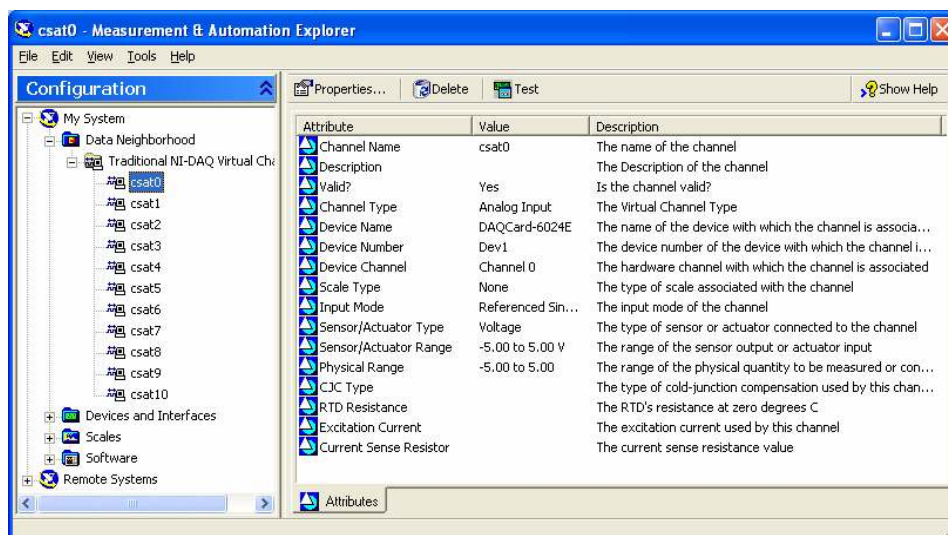
A mérésadatgyűjtőnket installálás után a *Measurement & Automation Explorer*-ben (MAX) konfigurálhatjuk és ellenőrizhetjük.



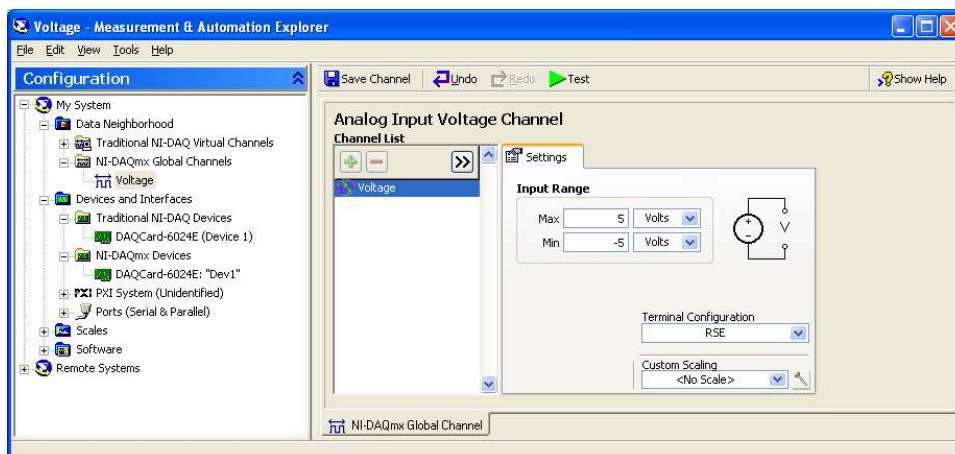
4-49. ábra Measurement & Automation Explorer

Ahhoz, hogy LabViewban mérést vezéreljünk, un. virtuális csatornákat kell létrehozni.

Ezt vagy a *Measurement & Automation Explorer*-ben (MAX), vagy a DAQmx könyvtár megfelelő függvényével tehetjük meg.



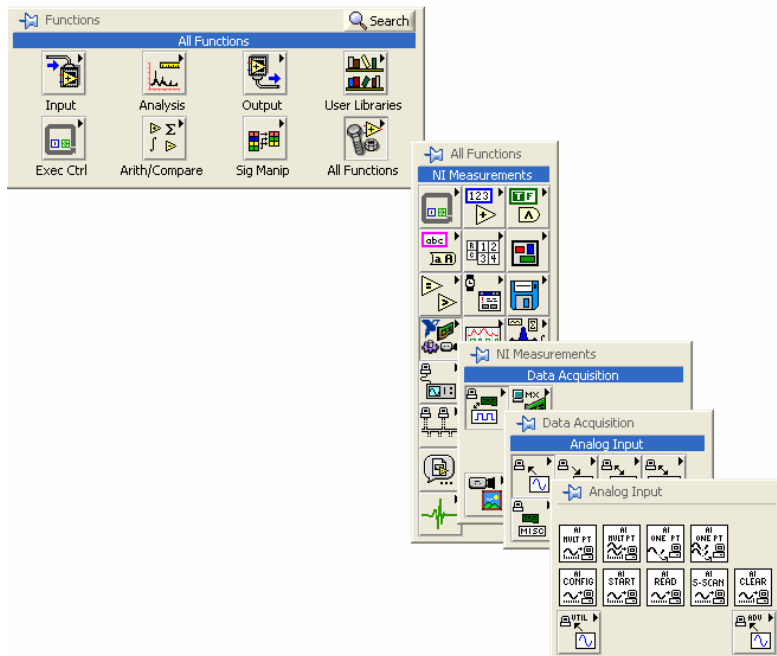
4-50. ábra Tradicionális virtuális csatornák konfigurálása a MAX-ban



4-51. ábra DAQmx virtuális csatornák konfigurálása MAX-ban

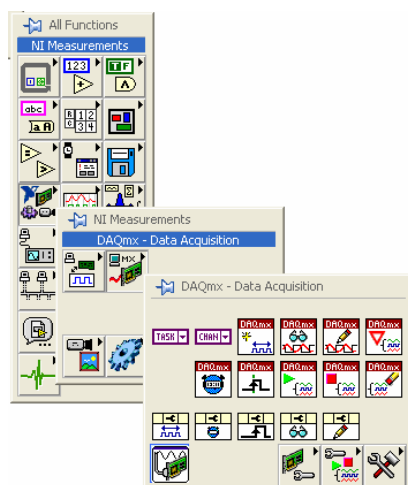
Ha a kártya és a virtuális csatornák megfelelően működnek, elkészíthetjük LabView-ban a vezérlő szoftvert.

Az, hogy milyen mérésadatgyűjtő függvényeket alkalmazunk a hardvertől is függ. A hagyományos és az “DAQmx” típusú berendezések programozásban is különböznek. A hagyományos kártyák programozása a kezdeti lépéseknél bonyolultabb, mert a függvények nem “szolgálják ki” olyan mértékben a programozót, mint a DAQmx esetében. A hagyományos adatgyűjtők függvényeit a NI Measurement könyvtárban találhatjuk meg:



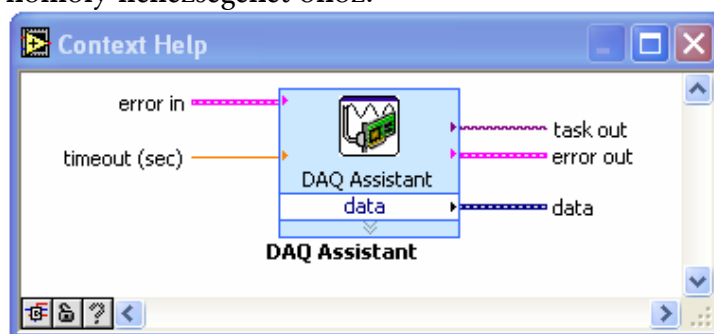
4-52. ábra Hagyományos adatgyűjtők mérőfüggvényeinek könyvtára

Az újabb generációs adatgyűjtők függvényei a DAQmx könyvtárban találhatóak:

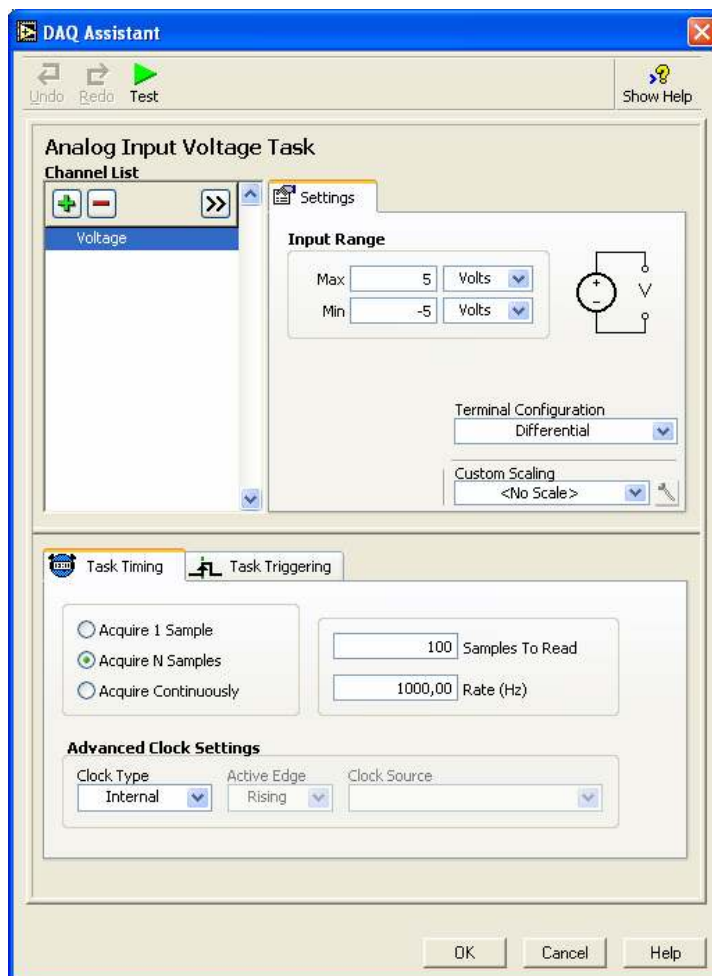


4-53. ábra DAQmx könyvtár

A DAQmx rendszere lényegesen jobban kiszolgálja a felhasználót, mint a hagyományos függvények, a DAQ Assistant alkalmazásával egy ablakban gyakorlatilag minden adatot beállíthatunk a mintavételezéshez, és elvégezhetjük a mérést. Ez a lehetőség egyik oldalról nagy segítség a kezdőknek és az alapfeladatokat alkalmazó haladóknak is, hiszen a lehető legteljesebb mértékben próbálja “kiszolgálni” a felhasználót, másrésztől a bonyolult és összetett mérési-vezérlési feladatoknál gyakran alacsonyabb szinten is szükség van arra, hogy a folyamatokba beavatkozzunk, vagy kövessük azokat, ami az mx rendszer alkalmazása esetén komoly nehézségeket okoz.



4-54. ábra DAQ Assistant az mx rendszerben működő mérések inicializálásához

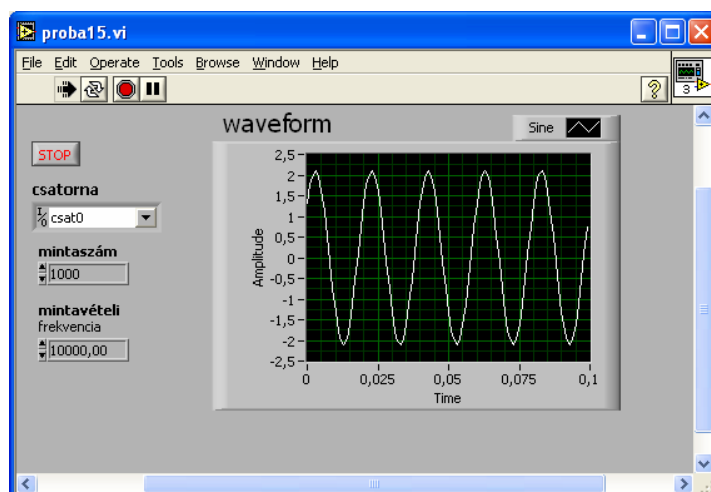


4-55. ábra DAQ Assistant konfigurálása

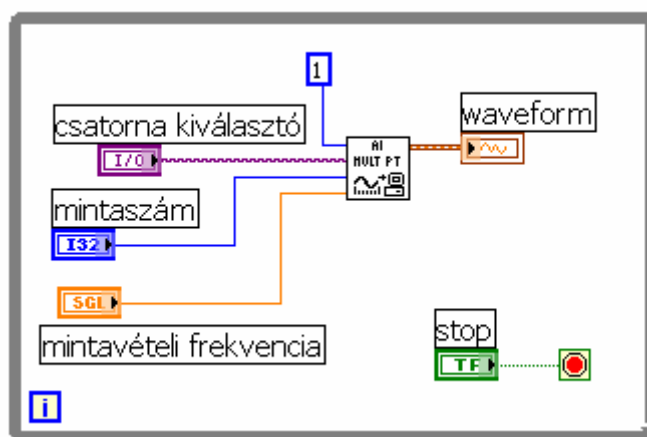
A hagyományos kártyák programozása esetén a különböző módszereket különböző függvényekkel tudjuk alkalmazni.

4.5.1. Egycsatornás rövid mintavételezés

Egycsatornás mintavételezéshez az “Acquire Waveform.vi” függvényt alkalmazzuk. A MAX-ban létrehozott virtuális csatornák közül választhatunk az I/O könyvtárban található csatornakiválasztó segítségével. A mintaszám integer, a mintavételi frekvencia double típusú változó.



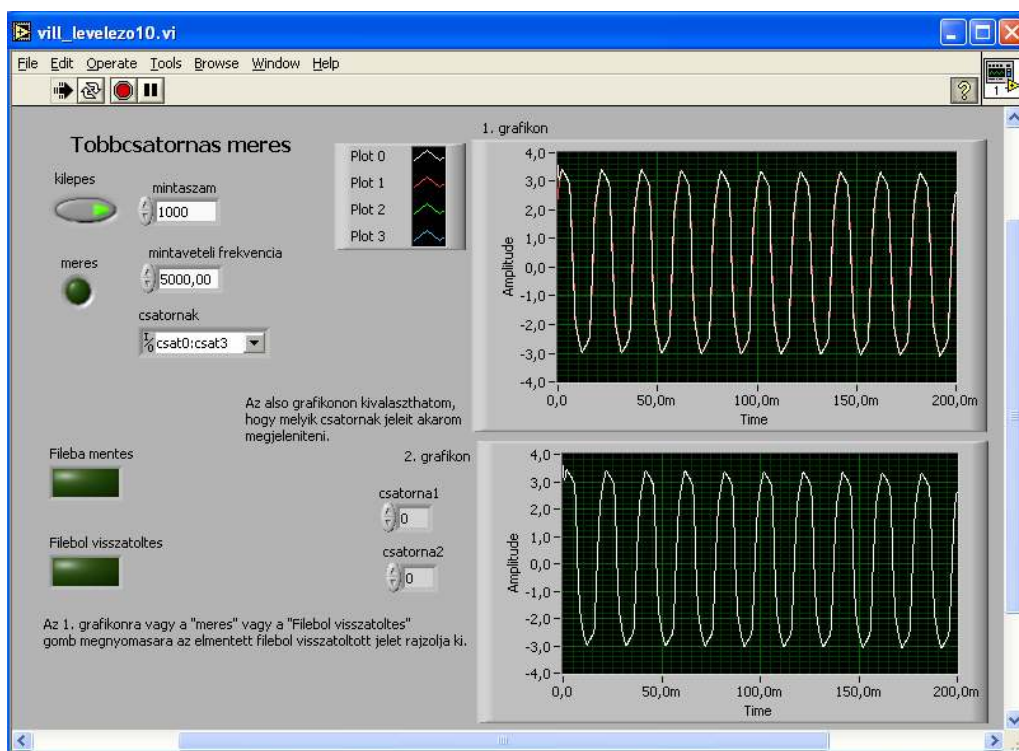
4-56. ábra Egycsatornás mintavételezés panelje



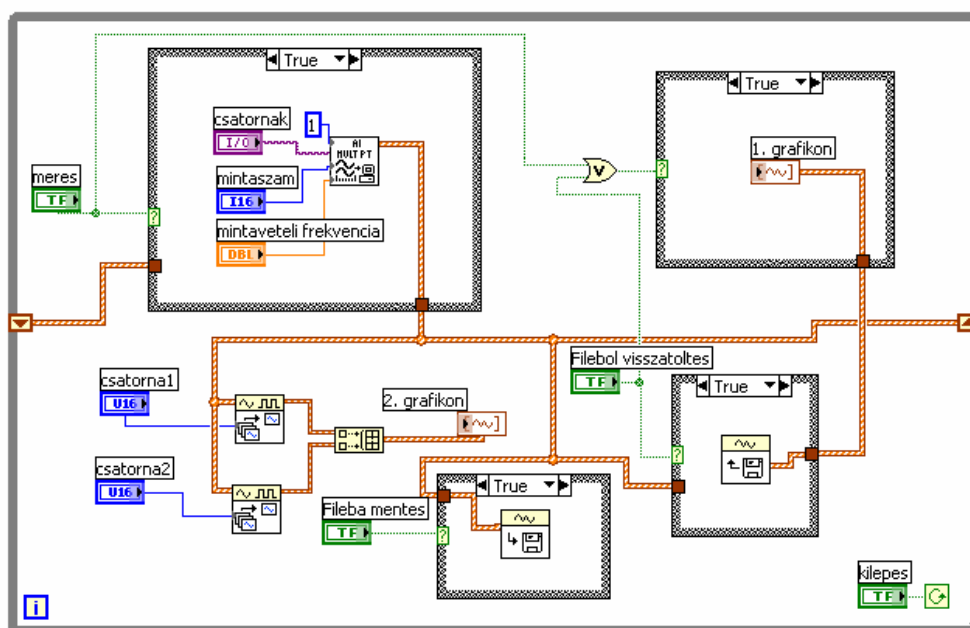
4-57. Egycsatornás mintavételezés blokkdiagramja

4.5.2. Többcsatornás rövid mintavételezés

A többcsatornás mintavételezés teljesen hasonló az egycsatornáshoz, azzal a különbséggel, hogy a függvény amit használunk az "Acquire waveforms.vi", ami már használja a multiplexert is. A függvény paraméterezése teljesen hasonló az előzőhöz, arra kell csupán figyelni, hogy a csatornakiválasztóba vagy vesszővel elválasztva soroljuk fel a csatornákat, vagy kettősponttal, ha túl-ig kívánjuk megadni a mérendő csatornákat. A 4-58. és 4-59. ábrán egy olyan hallgatói mérést mutatunk be, amely többcsatornás mérés elvégzésére szolgál, különböző megjelenítési megoldásokat mutat be, valamint a jel elmentését és fájlból történő visszatöltését is lehetővé teszi. A bemutatott futtatáson 4 csatornás mérést látunk.



4-58. ábra Többcsatornás mérés panelje



4-59. ábra Többcsatornás mérés blokkdiagramja

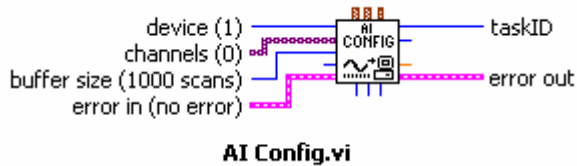
4.5.3. Hosszúidejű folyamatos mintavételezés

Ha a rövid idejű de nagy sebességű mintavételezés nem megfelelő a mérési feladat elvégzésére, akkor mérhetünk folyamatosan, de ebben az esetben a szinkronizálási problémára

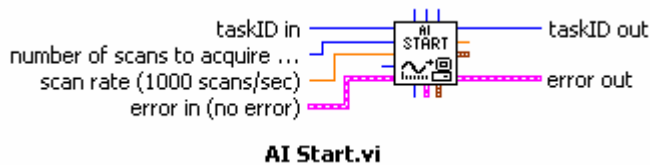
különös figyelmet kell fordítani. Ekkor a mintavételi frekvencia lényegesen alacsonyabb lehet, mint az előző két módszer alkalmazása esetén.

A folyamatos mintavételezés vezérlése az alábbi folyamat szerint történik:

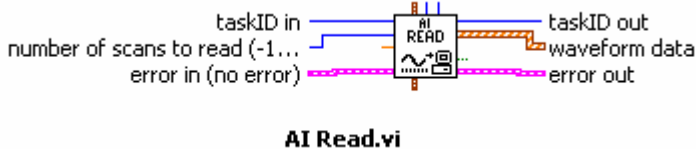
1. A mintavételezés konfigurálása



2. A mintavételezés elindítása



3. A minták szinkronizált kiolvasása a tárolóból

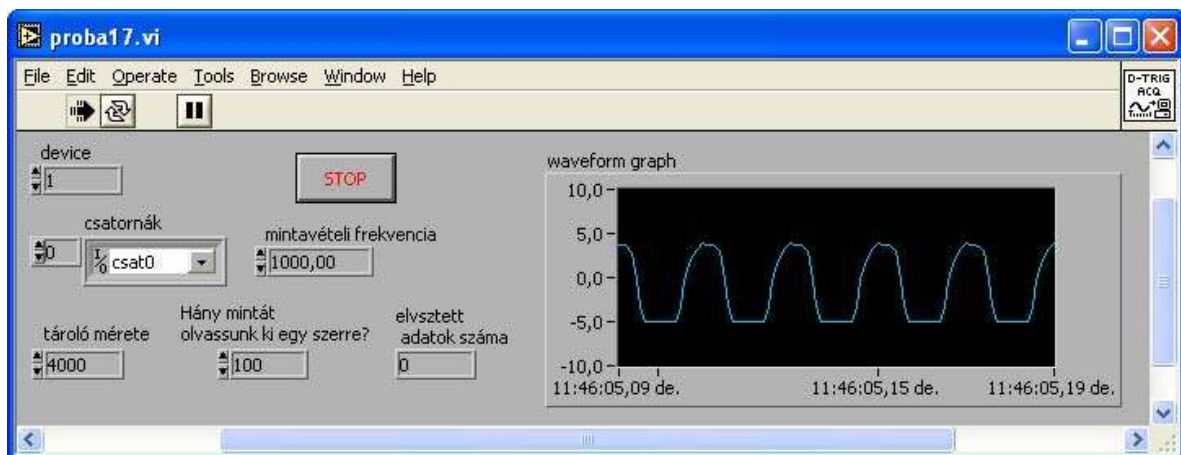


4. A mérés végén a mintavételezés leállítása



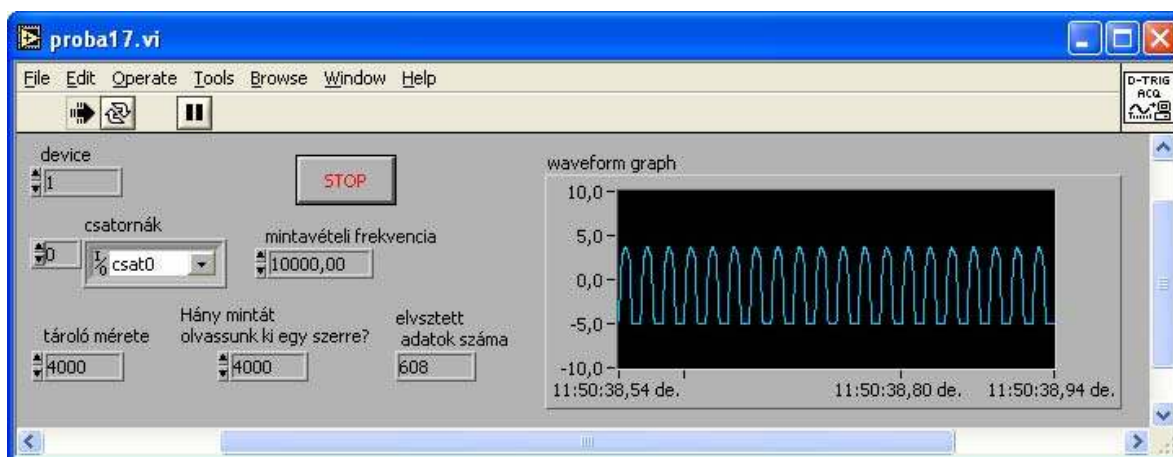
Ennek a programnak a jól követhető megvalósításához kivételesen nem egy while ciklussal kell kezdeni a programozást. Ennek az oka, hogy a mintavételezést nem szabad többször elindítani, csak egyszer. Ha a mérés egy nagy rendszer integrált része, akkor nagy figyelmet kell fordítani arra, hogy automatikus újraindulás ne történhessen.

A mérés blokkdiagramját a könnyebb érthetőség kedvéért vázlatosan mutatjuk be a 4-60-62. ábrákon. Bár a program így is működőképes, a valós mérőprogramban a pontos és biztonságos működtetés érdekében az itt be nem állított paramétereket is tanácsos használni.

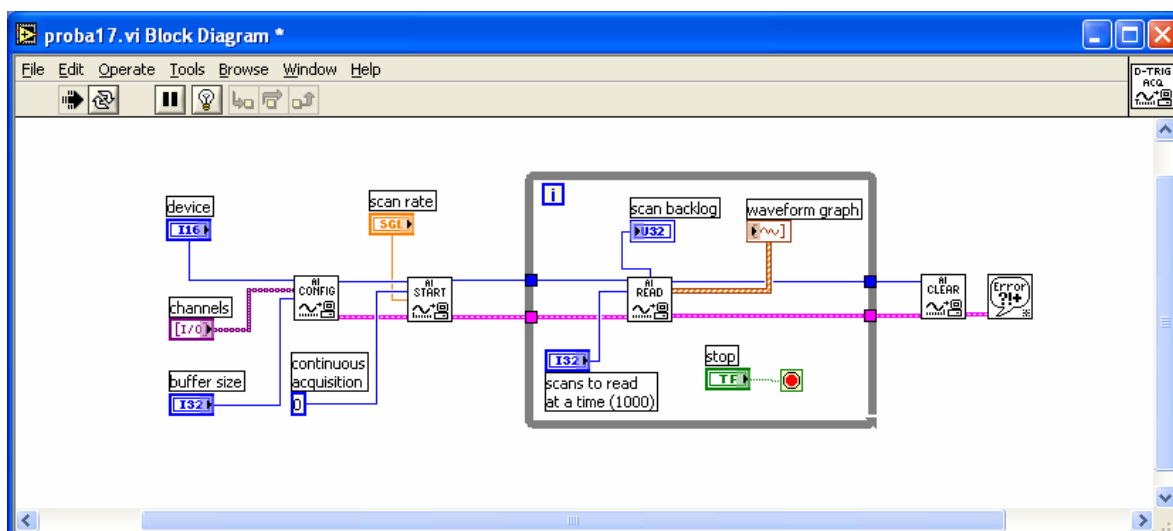


4-60. ábra Folyamatos mintavételezés panelje (jól szinkronizált mérés)

Az elvesztett adatok száma mutatja, hogy a mérést helyesen szinkronizáltuk-e. Ha ez a mennyiség 0-tól eltér, akkor a mintavételi frekvencia, vagy a tároló méretének változtatásával javíthatjuk a szinkronizálást. A 4-61. ábrán azt mutatjuk be, hogy 10.000 Hz-es mintavételi frekvencia alkalmazásakor 4000 mintából 608-at elvesztünk, mert nem tudja olyan gyorsan a rendszer kiolvasni a tárolóból az adatokat, mint amilyen gyorsan beérkeznek azok.

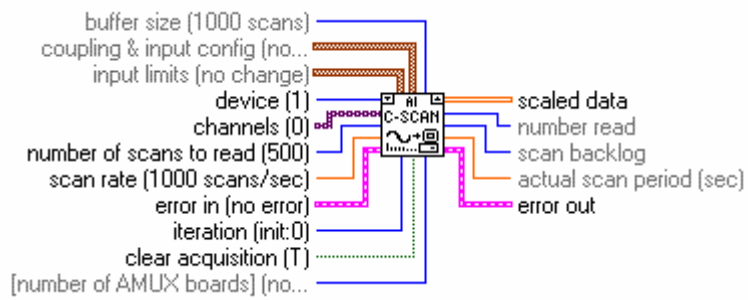


4-61. ábra Rosszul szinkronizált folyamatos mintavételezés



4-62. ábra Folyamatos mintavételezés egyszerűsített blokkdiagramja

A 4-62. ábrán bemutatott programban alkalmazott 4 függvényt a LabViewban összevon-tan 1 függvényben is megtaláljuk:



Az “AI Continuous Scan.vi” összefoglalja a konfigurációs, mérés indító-kiolvasó és leállító függvényeket, ennek megfelelően a paraméterezése nagyon komplex és hozzáértést igénylő feladat, csak a gyakorlott programozóknak ajánljuk.

5. Irodalomjegyzék

- [1] E.O. Doebelin: Measurement Systems, McGraw-Hill, 1990. ISBN 0-07-017338-9
- [2] J. G. Webster: The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook, CRC Press LLC, 1999. ISBN 3-540-64830-5
- [3] Horváth Elek: Méréstechnika, KKMF-1161. 1997.
- [4] Robert G. Seippel: Transducers, Sensors, and Detectors, Prentice-Hall Inc., 1983.
- [5] L. Borucki-J.Dittmann: Bevezetés a digitális méréstechnikába, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [6] Douglas M. Considine: Process/Industrial Instruments & Control Handbook, McGraw-Hill, 1993.
- [7] Tran Tien Lang: Computerized Instrumentation, John Wiley & Sons Ltd., England 1991.
- [8] Zoltán István: Méréstechnika, Műegyetemi Kiadó, Budapest, 1997.
- [9] www.tektronix.com
- [10] www.interfacebus.com
- [11] www.ni.com
- [12] Tektronix Inc.: User manual TDS1000- and TDS2000-Series Digital Oscilloscope (071-1064-00)
- [13] Tektronix Inc.: Programmer manual TDS1000- and TDS2000-Series Digital Oscilloscope (071-1075-00)
- [14] National Instruments Corporation: Getting Started with Your GPIB-ENET and NI-488TM for Windows Me/98/95
- [15] www.scpiconsortium.com
- [16] www.tektronix.com: Understanding Oscilloscope Bandwidth, Rise Time and Signal Fidelity
- [17] Help – LabView 8.0
- [18] FieldPoint User Manual – LabView 8.0
- [19] <http://digital.ni.com>
- [20] <http://www.cobracontrol.hu>
- [21] <http://techteach.no/tekdoc/fieldpoint/index.htm>
- [22] <http://www.a-s.co.uk/acrobat/fieldpoint.pdf>
- [23] <http://forums.ni.com>
- [24] <http://www.mech.uwa.edu.au/jpt/mecha/projects/FieldPoint.pdf>