

7-96940

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
VILLAMOSMÉRNÖKI KAR

Jelek és rendszerek méréstechnikája III.

Villamos jelek mérése és analízise

Főszerkesztő:

Dr. Schnell László
egyetemi tanár

KÉZIRAT

TANKÖNYVKIADÓ, BUDAPEST, 1990

26960

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
VILLAMOSMÉRNÖKI KAR

Jelek és rendszerek méréstechnikája III.

Villamos jelek mérése és analízise

Főszerkesztő:

Dr. Schnell László
egyetemi tanár



KÉZIRAT
Változatlan kiadás

TANKÖNYVKIADÓ, BUDAPEST, 1990

BME KTK



K124565

Készült a Műszaki Könyvkiadó által 1985-ben kiadott azonos című
kiadvány alapján

g-96960

Szerzők

Dr. Blahó Gábor
okl. villamosmérnök
23. fejezet

Dr. Dobrowiecki Tadeusz
okl. villamosmérnök
a műsz. tud. kandidátusa
5. fejezet

Dr. Hainzmann János
okl. villamosmérnök
8.4., 9.3. és 9.4. szakaszok

Dr. Hanák Péter
okl. villamosmérnök
16. fejezet

Horváth Gábor
okl. villamosmérnök
3. fejezet

Dr. Kiss Ernő
okl. villamosmérnök
13. fejezet

Kollár István
okl. villamosmérnök
24. fejezet

Dr. Korányi Gyula
okl. villamosmérnök
22. fejezet

Dr. Osváth Péter
okl. villamosmérnök
a műsz. tud. kandidátusa
25. fejezet

Dr. Papp Zoltán
okl. villamosmérnök
17. fejezet

Dr. Pataki Péter
okl. villamosmérnök
21. fejezet

Dr. Péceli Gábor
okl. villamosmérnök
2. fejezet, 10.1. és 10.2. szakaszok

Dr. Schnell László
okl. gépészmérnök
a műsz. tud. doktora
18. fejezet

Dr. Selényi Endre
okl. villamosmérnök
a műsz. tud. kandidátusa
6., 7. és 14. fejezetek

Steiner László
okl. villamosmérnök
20. fejezet

Dr. Szenn Ottó
okl. villamosmérnök
15. fejezet

Dr. Sztipánovits János
okl. villamosmérnök
a műsz. tud. kandidátusa
1. és 4. fejezetek

Dr. Telkes Béla
okl. villamosmérnök
a műsz. tud. kandidátusa
9.1. és 9.2. szakaszok

Dr. Varga Sándor
okl. villamosmérnök
8.1., 8.2., 8.3., 10.3. és 11.2. szakaszok

Dr. Zoltai József
okl. villamosmérnök
11.1. szakasz és 12. fejezet

Dr. Zoltán István
okl. villamosmérnök
19. fejezet

Szakmailag ellenőrizte

Dr. Herpy Miklós
okl. villamosmérnök
a műsz. tud. kandidátusa

ÖTÖDIK RÉSZ

VILLAMOS JELEK MÉRÉSE ÉS ANALÍZISE

A könyv eddigi részei a mérések és műszerek általános, alkalmazási területtől többé-kevésbé független kérdéseivel foglalkoztak. Ha az általános elveket a mérendő objektumok egy speciális osztályára alkalmazzuk, akkor egy szakterület mérés technikájához jutunk. Az ötödik rész a villamos mennyiségek mérés technikai problémáit tárgyalja.

A villamos mennyiségek mérés technikai szempontból kitüntetett fontosságát az alábbiak indokolják :

— A technológia mai szintjén a villamos jelek az információhordozás meghatározó közegei. Ennek megfelelően az információátviteli rendszerek többsége szorosan kapcsolódik a villamos jelek különféle paramétereinek méréséhez.

— Ugyancsak a kor technológiája által meghatározott okok miatt a villamos jelenségekre alapítva lehet a legnagyobb komplexitású rendszereket konstruálni. Jelenleg döntő mértékben villamos rendszerekre épül az informatika (híradástechnika, mérés technika, számítástechnika, szabályozástechnika) a villamos rendszereknek meghatározó súlya van az energetikában, szállításban, s í. t. A könyv természetesen nem tud kimerítő áttekintést adni a villamos mennyiségek mérés technikájának minden speciális területéről, hanem a legáltalánosabban használt mérés technikai módszerek bemutatására szorítkozik.

A mérések gyakorlati megvalósítása során legtöbbször jelek mérésével, analízisével, vagy ezekre visszavezethető mérési problémákkal foglalkozunk.

A könyv 1. és 2. fejezeteiben részletesen foglalkozik a mérés és modellezés, valamint a jel- és rendszerelmélet alapvető kérdéseivel.

A mérések gyakorlati megvalósításával foglalkozó ötödik rész bevezetőjében emlékeztetünk e fejezetek néhány fontos megállapítására :

— A mérés során a mérendő objektumnak csak bizonyos pontjaihoz tudunk hozzáférni és azt az információt, amire éppen kíváncsiak vagyunk, sok esetben közvetlenül nem tudjuk megszerezni. A hozzáférhető információ (jel) és a keresett információ közötti kapcsolat igen bonyolult is lehet és ezt a kapcsolatot csak akkor tudjuk átlátni, ha megkonstruáljuk a mérendő objektum modelljét.

— A mérőeszköz által hozzáférhető mérési pontokon megjelenő jel sok esetben nemkívánatos zavaró hatásokat is tartalmaz, amihez hozzájárulnak azok a zavaró hatások is, amelyek a mérendő objektum és a mérőeszköz közötti csatlakozóvezeték, valamint magát a mérőeszközt érik. Ezért kívánatos, hogy a mérési eljárás a mérési célként meghatározott jellemzőkre szelektív legyen, a nemkívánatos zavarokat pedig minél nagyobb mértékben elnyomja.

— A mérendő objektum és a mérőeszköz közötti információátadás csak energiaátadás kíséretében valósítható meg.

A mérőeszköz, a mérendő objektum és az ezeket összekapcsoló csatlakozások egy rendszert alkotnak, és az imént felvetett hatások befolyásának mértékére csak e rendszer modelljének megkonstruálása után adhatunk választ. A modell mindig egyszerűsített (és emiatt bizonyos értelemben hibás) képe a valóságnak, ezért azt csak véges pontossággal közelíti. A modell tehát mindig tartalmaz elhanyagolásokat és a méréssel kapcsolatos fontos feladat az, hogy a mérés céljához legjobban illeszkedő modellel válasszuk ki és a mérés eredményét e modell alapján értelmezzük. Nyilvánvaló, hogy a modellezési hiba jelenti az ésszerű korlátot a mérés pontosságának specifikálásában.

Az ötödik részben elsősorban mérési módszereket mutatunk be, de ezek elválaszthatatlanok a mérőeszközöktől, amelyek lehetővé teszik a módszerek alkalmazását. A tárgyalt mérőeszközök modelljeit funkcionális egység mélységig ismertetjük és elsősorban a fizikai működés megértését, valamint a mérési hiba becsléséhez szükséges információk megadását tűztük ki célul. A mérési hibák vizsgálatánál elsősorban a mérőeszköz, a csatlakozó vezetékek, és egyéb nemkívánatos zajok és szórt paraméterek által okozott hibákra hívtuk fel a figyelmet, de figyelembe vettük a mérendő objektum modelljét is, amennyiben ehhez az adott probléma vizsgálata során elegendő információval rendelkezünk. Amennyiben azonban a mérendő objektum más szakterülethez kapcsolódik, akkor ennek modellezési problémái mindenképpen a kompetens szakterület feladatkörébe tartoznak.

A 18. fejezet a villamos jelenségek leírásához szükséges alapegységek levezetésével, realizálásuk módjával és az alapegységek bizonytalanságának problémakörével foglalkozik. Külön vizsgálja az alapegységek fizikai állandókkal történő rögzítésének lehetőségeit.

A 19. fejezet az egyenáram és az egyenfeszültség mérésével foglalkozik. A gyakorlatban ideális egyenfeszültség mérése feladatként ritkán fordul elő, ezért fontos kérdés az, hogy az egyes mérőeszközök hogyan viselkednek a mérendő jelre szuperponált zajokkal szemben és milyen mértékben képesek azokat elnyomni. A fejezet részletesen elemzi a mérőhálózatokat, azok zavarérzékenységet és a zavarfeszültségek hatását az egyenfeszültség mérésére. Ezután tárgyalja az egyenfeszültség mérését elektromechanikus eszközökkel, analóg elektronikus eszközökkel, kompenzátorokkal és digitális egyenfeszültségmérőkkel.

A 20. fejezet témája a váltakozófeszültség és -áram mérése. Tekintettel a komplex periodikus jelek kitüntetett szerepére, ezek mérése képezi a fejezet fő mondanivalóját. Periodikus jelekkel kapcsolatosan felmerül az időfüggvény vizsgálatának, továbbá olyan egyetlen számmal kifejezhető paraméterek, mint a különböző középértékek, csúcsérték, vektoriális paraméterek stb. mérésének igénye. A mérések realizálásával kapcsolatosan bemutatásra kerülnek az elektromechanikus műszerek, a különböző elektronikus módszerek, kompenzációs mérések, továbbá a méréshatár kiterjesztésének lehetőségei és eszközei.

A 21. fejezet az idő- és frekvenciamérés módszereit mutatja be. Ennek a témakörnek kitüntetett szerepe van a mérés technikában, egyrészt azért, mert szinte minden fizikai jelenséget leíró egyenletben az idő is szerepel, másrészt azért, mert az idő-

és frekvenciamérést tudjuk a legpontosabban elvégezni. Foglalkozik a fejezet az idő- és frekvenciaetalonokkal, valamint az idő- és frekvenciamérés módszereivel és ismerteti az e célra szolgáló mérőkészülékek elvi felépítését.

A következő, 22. fejezet röviden bemutatja a villamos teljesítménymérés módszereit és eszközeit, míg a 23. fejezet a mágneses tér jellemzők mérésével foglalkozik. Bemutatja a mágneses fluxus, a térerősség, valamint az ezekből lezármaztatható térjellemzők, továbbá a mágneses tér hatására keletkező veszteségek mérésének módszereit és eszközeit.

A 24. fejezet a jelanalízis módszereinek megvalósítási módjaival, és részben az ehhez szükséges mérőműszerek felépítési elveivel foglalkozik. Röviden áttekinti az időtartománybeli közvetlen jelanalízis eszközeit (oszilloszkópok, jelrögzítők). Ezután a fontos szerepet betöltő átlagoló felépítését, varianciáját és torzítását ismerteti különböző analóg és digitális realizációk esetén. Bemutatja az idő-, az amplitúdó- és a frekvenciatartománybeli mérési módszereket és a gyakorlatban használt eszközök felépítési elveit. A diszkrét *Fourier*-transzformáción alapuló műszerek hibáival és lehetőségeivel a digitális *Fourier*-analízis kiemelkedő jelentősége miatt külön szakasz foglalkozik. A következő szakasz a hálózatjellemző függvények méréstechnikáját tekinti át, és néhány jellegzetes megoldást ismertet. Az utolsó szakasz néhány olyan gyakorlati problémával foglalkozik, amivel a digitális jelfeldolgozást végző szakember gyakran szembekerül. Áttekinti az idő- és a frekvenciatartománybeli mérések egymáshoz viszonyított előnyeit, felhívja a figyelmet a mintavételezési és a kvantálási tétel alkalmazási korlátaira.

A 25. fejezet az impedanciamérés módszereivel foglalkozik. A mérések fizikai elveinek bemutatása után ismerteti az impedanciamérő hálózatokkal szemben támasztott minőségi követelményeket, az R , L és C elemekből felépített, az aránytranszformátoros és induktív osztós, továbbá az induktív áramkomparátoros mérőhidakat, továbbá az elektronikus eszközök alkalmazását és a mérőhálózatok automatikus kiegyenlítését. Befejezésül bemutatja a különböző impedanciakomponensek mérésére alkalmas konkrét kapcsolásokat.

18. Villamos egységek

A mérési folyamatban fontos szerepe van a mérendő mennyiség egységének (mértékegységének). A mérés során ehhez hasonlítjuk a mérendő mennyiséget és ezáltal nyerjük annak számértékét.

A következőkben — elsősorban a villamos mennyiségekre koncentrálna a figyelmünket — azt vizsgáljuk, hogy milyen módon alakultak ki a ma használatos egységek, és hogy ezek méréstechnikai szempontból milyen tulajdonságokkal rendelkeznek.

18.1. Az SI mértékegység-rendszer alapegységei

Vizsgáljuk meg, hogy az egységek kialakítása során milyen mértékben volt lehetőség önkényes választásra, ill. milyen mértékben determinálták azokat a különböző mennyiségek közötti fizikai összefüggések.

Ismeretes, hogy ha egy m számú egyenletből álló egyenletrendszerben n számú ($n > m$) ismeretlen van, akkor a szabadságfok

$$n_0 = n - m,$$

tehát az egyenletekben n_0 számú ismeretlen értéke önkényesen megválasztható.

Ha mindezeket a természettudományok egy-egy meghatározott területére vonatkoztatjuk, a különböző területekre adódó n_0 szabadságfok az önkényesen megválasztható egységek számát jelenti.

n_0 számértéke az egyes területekre a következő:

I. Mechanika	$n_0 = 3,$
II. I + Villamosság	4,
III. II + Hőtan	5,
IV. III + Fénytan	6,
V. Fizika + Kémia	7.

A különböző mértékrendszerek a szabadon választható mennyiségekben és az egységük nagyságában különböznek egymástól.

A jelenleg nemzetközileg elfogadott Nemzetközi Mértékegység Rendszer, az SI (Système International d'Unités) rendszer e szabadon választható mennyiségekre és ezek egységének nagyságára ad előírást.

Az SI rendszer használata Magyarországon 1976-tól kötelező.

Az SI rendszer a következő hét alapegységre épülő koherens mértékegység-rendszer:

a hosszúság egysége:	méter, jele:	m,
a tömeg egysége:	kilogramm, jele:	kg,
az idő egysége:	másodperc, jele:	s,
az áramerősség egysége:	amper, jele:	A,
a hőmérséklet egysége:	kelvin, jele:	K,
a fényerősség egysége:	kandela, jele:	cd,
az anyagemennyiség egysége:	mól, jele:	mol.

E hét alapegységből leszármaztatható valamennyi fizikai és kémiai mennyiség egysége a mennyiségeket összekapcsoló egyenletek alapján [18.1]. Az alapegységeknek a 18.1. táblázatban szereplő definíciói mellett — mérés technikai szempontból —

18.1. táblázat

Az SI alapegységek összefoglalása

SI alapegységek		
Jele	Definíciója	Nemzetközi bevezetésének időpontja
m	A méter annak az útnak a hosszúsága, amelyet a fény vákuumban 1/299 792 458-ad másodperc alatt tesz meg.	1983
kg	A kilogramm az 1889. évben Párizsban megtartott Első Általános Súly- és Mértékügyi Értekezlet által a tömeg nemzetközi etalonjának elfogadott, a Nemzetközi Súly- és Mértékügyi Hivatalban, Sèvres-ben őrzött platina—irídium henger tömege	1899
s	A másodperc az alapállapotú cézium—133—atom két hiperfinom energiaszintje közötti átmenetnek megfelelő sugárzás 9 192 631 770 periódusának időtartama	1967
A	Az amper olyan állandó elektromos áram erőssége, amely két párhuzamos, egyenes, végtelen hosszúságú, elhanyagolhatóan kicsiny körkeresztmetszetű és vákuumban egymástól 1 méter távolságban levő vezetőben áramolva, e két vezető között méterenként $2 \cdot 10^{-7}$ newton erőt hoz létre	1946
K	A kelvin a víz hármaspontja termodinamikai hőmérsékletének 1/273,16-szorosa	1967
cd	A kandela az olyan fényforrás fényerőssége adott irányban, amely $550 \cdot 10^{12}$ hertz frekvenciájú monokromatikus fényt bocsát ki, és sugárerőssége ebben az irányban 1/683 watt per szteradián	1983
mol	A mól annak a rendszernek az anyagemennyisége, amely annyi elemi egységet tartalmaz, mint ahány atom van 0,012 kilogramm tiszta szén—12-ben	1967

alapvető fontosságú azok realizálásának kérdése. A definíció alapján megvalósított egységet *mértéknek* nevezzük. A *mérték* tehát valamely fizikai mennyiség értékét maradandóan megtestesítő, vagy azt ismételtelen létrehozni képes mérőeszköz.

A nemzetközi *alapmértékek* a Franciaországban (Sèvresben) székelő Nemzetközi Súly és Mértékügyi Hivatalban (Bureau International des Poids et Mesures, rövidítve: BIPM) őrzött, a *18.1. táblázat* szerint definiált fizikai mennyiségek egységét, ill. megadott értékét realizáló mértékek.

A nemzetközi alapmértékek másolatait őrzik az egyes országok mérésügyi hivatalai, ezek az országos alapmértékek, amelyek másolatai a különböző hierarchiaszintű *etalonok*.

Etalonnak általában valamely mérhető mennyiség mértékegységének meghatározására, megőrzésére vagy reprodukálására szolgáló mérőeszközt nevezzük, amely a mértékegységnek más mérőeszközökre való továbbbszármaztatására szolgál.

Használatos még a *normália* megjelölés is. A normália — az etalonhoz hasonlóan — egy adott mennyiség meghatározott értékét jeleníti meg nagy pontossággal.

Az alapegységek nemzetközi egységességének megőrzésére, valamint azok definíciójának esetleg szükségessé váló módosítására nemzetközi egyezmények alapján a Nemzetközi Súly- és Mértékügyi Konferencia (Comité International des Poids et Mesures rövid.: CIPM) hivatott. A *18.1. táblázat* e szervezet által elfogadott definíciókat tartalmazza a bevezetés évének megjelölésével. A táblázatból jól látható az a törekvés, hogy az alapegységek fizikai állandókhoz, ill. egyes anyagok reprodukálható tulajdonságaihoz kapcsolódjanak. Jelenleg csak a tömeg alapegysége prototípus egység, ez tehát nem kapcsolható semmiféle fizikai állandóhoz.

A következőkben a villamos alapegység létrehozásával és néhány villamos egységet megtestesítő etalon leszármaztatásával foglalkozunk részletesebben, különösen azt vizsgálva, hogy ezek optimálisan mekkora bizonytalansággal valósíthatók meg.

18.2. A villamos alapegység létrehozása

Méréstechnikai szempontból vizsgálva az egységek kérdését, alapvető probléma egy definiált egység megvalósítása. A definiálás során ugyanis ideális körülményeket tételezünk fel, míg a megvalósítás minden esetben egy kísérlethez kapcsolódik, amely csak valamilyen bizonytalansággal végezhető el.

A minél kisebb bizonytalansággal való megvalósíthatóság mellett egy másik fontos mérés technikai kíváncság az, hogy a szóban forgó alapegység alapmértéke ne csak a megvalósító kísérlet ideje alatt létezzen, hanem az hosszú időre, nagy állandósággal legyen megvalósítható, megtestesíthető és hordozható.

Az áramerősség definíciója az SI rendszerben a következő: Egy amper olyan állandó villamos áram erőssége, amely két párhuzamos, egyenes, végtelen hosszúságú, elhanyagolhatóan kicsiny kör keresztmetszetű és vákuumban egymástól 1 méter távolságban levő vezetőben áramolva, e két vezető között méterenként $2 \cdot 10^{-7}$ newton erőt hoz létre.

Az áramerősség alapegységét ezen definíció szerint úgy realizálhatjuk, hogy keressünk egy olyan fizikai összefüggést, amely az áramerősség egységén kívül csak már ismert alapegységeket, tehát a métert, a kilogrammot és a secundumot tartalmazza.

Ez az összefüggés a két párhuzamos, áram által átjárt vezető között fellépő erőhatást megadó alábbi összefüggés:

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} I^2 \frac{l}{d}, \quad (18.1)$$

ahol μ_0 a vákuum permeabilitása, l és d pedig a 18.1. ábra szerinti távolságok.

A (18.1) egyenletben azonban két ismeretlen mennyiség szerepel, a μ_0 és I . Az egyenlet csak akkor oldható meg I -re, ha μ_0 -nak (önkéntesen választott) értéket adunk. Ez az érték:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2.$$

Amennyiben $l = d = 1 \text{ m}$, a 18.1. ábra szerinti két párhuzamos vezető között fellépő erőhatás 1 A áram esetén

$$F = 2 \cdot 10^{-7} \text{ N}. \quad (18.2)$$

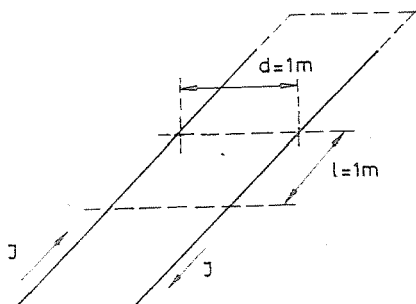
A (18.2) szerinti igen kis erő elfogadható pontossággal nem mérhető, ezért olyan eszközt kellett találni, amely képes ezt a kis erőt megsokszorozni [18.2]. Erre alkalmas berendezés az árammérleg, amelynek elvi vázlatát a 18.2. ábrán mutatjuk be.

Az 1—1 rögzített és a 2 mérlegkarra erősített tekercs villamosan sorba van kapcsolva úgy, hogy az összekötő vezetékek nem okoznak járulékos nyomatótkot. Ha a tekercseken I nagyságú áram folyik, akkor olyan F erőhatás lép fel, amely a 2 tekercset lefelé akarja elmozdítani. Ezt a G súllyal egyenlítjük ki úgy, hogy $x = 0$ legyen.

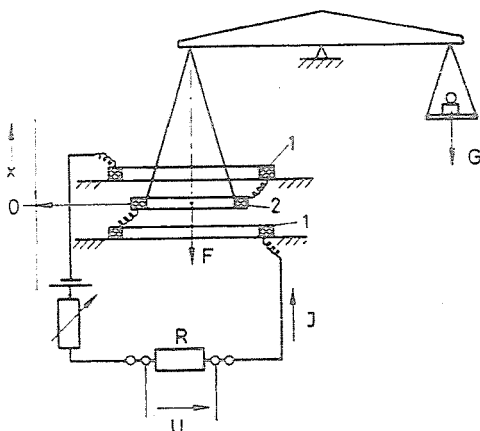
Ebben az esetben fennáll az alábbi összefüggés:

$$F = G = I^2 \frac{dM_{12}}{dx} \Big|_{x=0}. \quad (18.3)$$

Az $M_{12} = M_{12}(x)$ függvény az 1 és 2 tekercsek közötti kölcsönös induktivitás változását írja le x függvényében. Ez a függvény kedvező geometriai elrendezés mellett nagy pontossággal számítható, ill. a Thompson—Lampard kondenzátor (lásd 18.3. szakasz) felhasználásával mérés is meghatározható.



18.1. ábra. Illusztráció az áram erőhatásához



18.2. ábra. Az árammérleg működésének vázlat

A (18.3)-ból

$$I = \sqrt{\frac{G}{\left. \frac{dM_{12}}{dx} \right|_{x=0}}} \quad (18.4)$$

Mivel az egyenlet jobb oldalán szereplő mennyiségek a μ_0 -át és a három mechanikai mennyiség egységének alaplímértékét tartalmazzák, e kísérlettel I egységének alaplímértéke meghatározható.

A meghatározás bizonytalansága a különböző országok laboratóriumaiban végrehajtott kísérletek összehasonlításából becsülhető. Ez a bizonytalanság (optimista becsléssel) jelenleg $6 \cdot 10^{-6}$ relatív érték [18.7].

Felvetődik a kérdés, hogyan lehet a különböző helyeken létrehozott áramerősségértékeket összehasonlítani. Ez közvetlenül nem lehetséges, mivel az áramerősség egysége nem „hordozható”, hanem csak úgy, hogy ezt „átmásoljuk” egy másik, hordozható egységre. Az $I^2 R = P$ összefüggés elvi lehetőséget nyújt ahhoz, hogy az áramerősség alapegységét és a teljesítmény egységét (amely a m, kg és s alapegységeiből kifejezhető) ismerve meghatározzuk az ellenállás egységét reprezentáló etalon, amely mint hordozható egység közvetítő szerepet kaphat a különböző helyeken létrehozott áramerősség alaplímértékek összehasonlításában. Ez az út azonban nem járható, mivel a P teljesítmény mérése — amely hőenergia mérésére vezethető vissza — csak túlságosan nagy bizonytalansággal végezhető el.

Hasonló mondható az $IU = P$ összefüggés alapján meghatározható feszültség-etalonról is. Mindezek szerint tehát az áramerősség „átmásolása” egy jól hordozható egységre — ellenállásra vagy feszültségre —, mérés technikai okok miatt kellő pontossággal nem valósítható meg. Ezért szükséges megvizsgálni még egy másik villamos egység közvetlen (abszolút) meghatározásának lehetőségét. Bár ez az egység nem lesz alapegység, mégis nélkülözhetetlen a további villamos egységek leszármaztatásához.

18.2.1. Az ellenállásetalon realizálása

Először az ellenállás abszolút egységének meghatározása történt meg egy pontosan ismert kölcsönös induktivitás felhasználásával az indukció törvény alapján. Ez a meghatározás is μ_0 -ra, valamint a három mechanikai alapegységre épült [18.3].

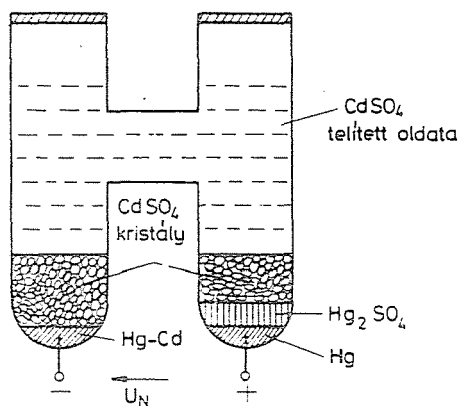
Az 50-es évek végéig az így módon meghatározott ellenállás volt a második villamos egység, amelynek etalonja — konzerválhatósága és hordozhatósága miatt — lényegesen kedvezőbb mérés technikai tulajdonságokkal rendelkezett, mint az áramerősség alaplímértéke.

Az ellenállás egység így módon történt realizálásának bizonytalansága azonban nem volt kisebb, mint az áramerősség egységének bizonytalansága, tehát a villamos egységek realizálásának abszolút pontossága szempontjából előrehaladást nem jelentett.

Az ellenállás egység etalonjának birtokában Ohm törvénye alapján adódik a feszültség egység etalonja, amely a 18.2. ábrán látható módon az R ellenállás kapcsain jelenik meg, amikor $I = 1$ A és $R = 1 \Omega$.

18.2.2. A feszültségetalon realizálása

A feszültség egységének konzerválása a *Weston*-féle normálem segítségével történik. A *Weston*-elem vázlatát a 18.3. ábra szemlélteti. Belső feszültségének ($\approx 1,01\,860\text{ V}$) viszonylagos stabilitása miatt 1910 óta a feszültség egységének megtestesítője. A nemzetközi összehasonlítás során 10–40 normálebenből álló csoportok átlagfeszültségét tekintik vonatkoztatási alapnak.



$$U_N = 1,01855\text{V} \sim 1,01865\text{V}$$

18.3. ábra. A *Weston*-féle normálem

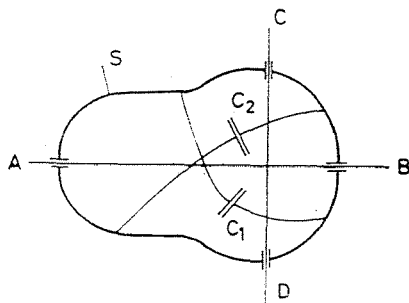
A *Weston*-elemek által képviselt feszültség egység azonban sok tekintetben nem elégítette ki a pontossági igényeket. Egyrészt viszonylag nagymértékű hőmérséklet-függése ($-40\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), másrészt a nemzetközi összehasonlítások során a különböző nemzeti laboratóriumokban hitelesített normálem-csoportok feszültsége közötti viszonylag nagy (max. $10\text{ }\mu\text{V}$) eltérés (amely eltérésben természetesen szerepet játszott az áramerősség alapmértékének viszonylag nagy bizonytalansága mellett az ellenállás-egység etalonjának ugyancsak viszonylag nagy bizonytalansága is) a mérés technika mai fejlettségi szintjén (pl. 6 számjegyes digitális feszültségmérők) már nem kielégítő.

Bár a villamos egységek problémaköre még számos nyitott kérdést tartalmaz, az elmúlt két évtizedben két fontos felfedezés lényeges előrehaladást tett lehetővé e téren. E két felfedezés a *Thompson—Lampard*-féle kereszt-kondenzátor és a *Josephson*-effektus volt.

Vizsgáljuk meg röviden ezek szerepét és jelentőségét az imént tárgyalt ellenállás-etalon, ill. a feszültségetalon létrehozásában.

18.2.3. Az ellenállás etalon megvalósítása a *Thompson—Lampard* kereszt-kondenzátor felhasználásával

Lampard elméleti munkája [18.4] és *Thompson* ötlete [18.5] nyomán sikerült megvalósítani egy olyan számítható kondenzátoretalont, amellyel a kapacitás egysége közel két nagyságrenddel kisebb bizonytalansággal realizálható, mint az ellenállás egységét reprezentáló etalonnak — az előző szakaszban ismertetett módszerrel való — megvalósítása.



18.4. ábra. A Thompson—Lampard-kondenzátor működése

Lampard kimutatta, hogy ha a 18.4. ábrán látható, AB tengelyre szimmetrikus S vezérgörbájű vezető anyagból készült hengert az AB és CD tengelyekkel való metszéspontjaikban alkotó mentén felmetsszük, akkor a szembenfekvő metszetek között kialakult C_1 és C_2 kondenzátorok kapacitására nézve igaz, hogy — ezek egymással egyenlők: $C_1 = C_2$, továbbá

— értékük független az S görbe alakjától, alig függ attól, hogy a henger alkotómenti felmetsszésekor a felmettség vastagsága véges értékű,

— a kialakult kapacitások nagysága csak a henger hosszától függ a következő módon:

$$C_1 = C_2 = C_0 = \frac{\epsilon_0}{\pi} \ln 2 \frac{F}{m} = 1,953\,549\,02 \text{ pF/m},$$

ahol ϵ_0 a vákuum permittivitása, amely a c_0 fénysebességből és μ_0 -ból adódik:

$$\epsilon_0 = \frac{1}{c_0^2 \mu_0}.$$

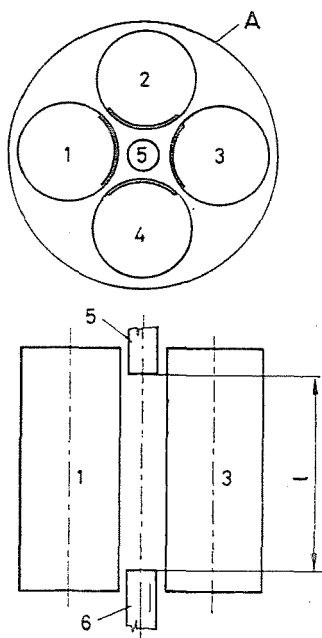
Thompson javaslatára alakult ki a 18.5. ábrán látható gyakorlati megvalósítás. Az 1, 2, 3 és 4 egyenlő átmérőjű, egymástól villamosan elszigetelt hengerek szimmetrikusan helyezkednek el az A jelű árnyékoló hengerben. Az 1 és 3 hengerek közötti C_{13} és a 2 és 4 hengerek közötti C_{24} kapacitást létrehozó felületek az ábrán vastagabb vonallal vannak jelölve, így a 18.4. ábrával kapcsolatos megállapítások itt is érvényesek. Kimutatható, hogy a hengerek közötti véges távolság, valamint az elrendezés kismértékű aszimmetriája a

$$C_0 = \frac{C_{13} + C_{24}}{2}$$

átlagértéket csupán elhanyagolható mértékben befolyásolja. A hengerek l hosszát az 5 és 6 jelű, az A árnyékoló henger potenciálján levő hengerek pozicionálásával lehet beállítani. Ez a pozicionálás interferenciás távolságméréssel, igen kis bizonytalansággal valósítható meg.

Ezzel a módszerrel kis kapacitást ($l = 0,25$ m esetén C_0 0,5 pF körüli érték) sikerült 10^{-8} körüli bizonytalansággal realizálni.

A következő lépés a kapacitásetalonból az ellenállás egységét meghatározó etalon létrehozása. Ennek érdekében igen nagy pontosságú aránytranszformátor segítségével először nagyobb értékű kapacitást állítanak elő, majd ennek $1/\omega C$ reaktanciájából származtatják le — ugyancsak aránytranszformátorral — az ellenállás etalonját, amely a mérés technika mai állása mellett 10^{-7} bizonytalansággal képes megvalósítani az ellenállás abszolút egységét.



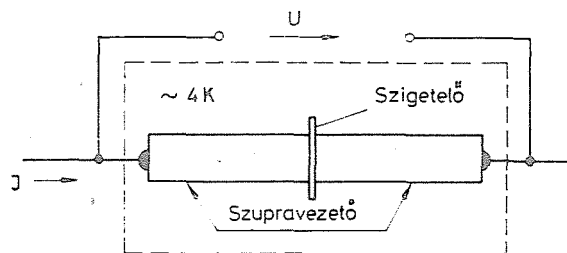
18.5. ábra. A Thompson—Lampard-féle kereszt-kondenzátor gyakorlati felépítése

A Thompson—Lampard számítható kapacitású kondenzátorra épített módszer 10^{-7} bizonytalansággal teszi lehetővé az ellenállás egységét reprezentáló etalon létrehozását. Ez mintegy két nagyságrenddel jobb érték, mint a korábban említett kölcsönös induktivitásra épített módszer. Ma már a világon mindenütt ezzel a módszerrel hozzák létre az ellenállás egységét reprezentáló etalonokat.

18.2.4. A feszültségetalon megvalósítása a Josephson-effektus felhasználásával

A Josephson által 1964-ben publikált [18.6] effektus mérés technikai szempontból azért jelentős, mert segítségével kimutatható az arányosság egy egyenfeszültségi szint és egy frekvencia között, oly módon, hogy az arányossági tényező két természeti állandó hányadosa.

Vizsgáljuk meg a Josephson-effektus mibenlétét a 18.6. ábra alapján. Két szupra-



18.6. ábra. Illusztráció a Josephson-effektus leírásához

vezető anyagot (pl. niobium) igen vékony (10^{-10} m nagyságrendű) szigetelőanyag választ el egymástól. Az ábrán szaggatott vonallal bekeretezett rész folyékony héliumban merítve. A továbbiakban csupán a jelenség leírására szorítkozunk, elméleti indoklása [18.6]-ban található.

Ha a két szupravezetőre U egyenfeszültséget kapcsolunk, akkor a szigetelőre jutó potenciálkülönbséget alagúteffektus révén elektronpárok fogják „átugorni”. Az átugró elektronpárok által kisugárzott energia

$$W = 2eU,$$

ahol e az elektron töltése. A sugárzás frekvenciája

$$f = \frac{W}{h},$$

ahol h a Planck-féle állandó. Ilyen frekvenciájú áram oszcillál a szigetelőben. A két egyenletből az

$$f = U \frac{2e}{h}$$

összefüggés adódik, amely kapcsolatot létesít az U egyenfeszültség és az f frekvencia között.

Sugározzuk be az átmenetet kívülről f_0 frekvenciájú elektromágneses hullámmal. Változtatva az U feszültséget, egy $U = U_0$ feszültségnél az átmenet ugyanazt a frekvenciát nyeli el, mint a külső sugárzás f_0 frekvenciája. Ennek kapcsán moduláció is fellép és a két frekvencia keveréke zérus frekvenciájú oldalsávot is tartalmaz.

A megfigyelő számára ez úgy mutatkozik, hogy f_0 frekvenciájú elektromágneses jellel besugározva az átmenetet

$$U = U_0 = f_0 \frac{h}{2e}$$

feszültségnél az átmenet szupravezetővé válik. Az ekkor kialakuló egyenáram elvileg bármekkora lehetne, gyakorlatban azonban a még létező szabad elektronok és a szigetelő egyéb tulajdonságai miatt a szuperáram csak egy szűk tartományban folyhat.

Mivel az alagúteffektus során lezajló jelenség nem lineáris, a szigetelőrétegen fellépő feszültség felharmonikusokat is tartalmaz. Ezért, ha U_0 feszültséget növeljük, az f_0 frekvencia egész számú többszöröseinél (a felharmonikusok helyén) ugyancsak szuperáramok lépnek fel (18.7. ábra). A lépcsőkhöz tartozó feszültség:

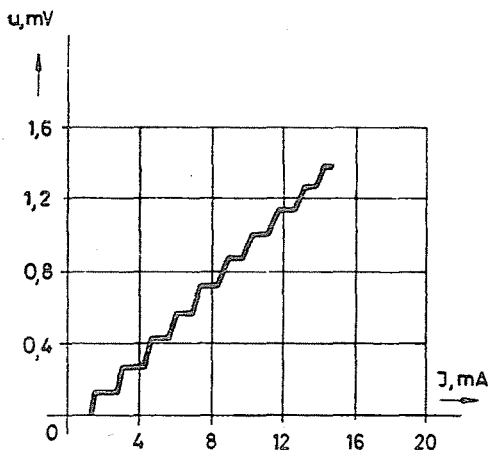
$$U_n = n f_0 \frac{h}{2e},$$

ahol n egész szám.

Fontos megjegyezni, hogy fenti reláció nem függ a szupravezető anyagától, valamint a szupravezetési tartományon belül annak hőmérsékletétől.

Amennyiben $h/2e$ értékét kellően kis bizonytalansággal ismernénk, az U_n és $n f_0$ közötti egyértelmű kapcsolat révén kb. ugyanilyen bizonytalansággal lenne meghatározható U_n abszolút értéke is. Mivel azonban $h/2e$ értékének más úton történt meghatározási bizonytalansága nem éri el a feszültség egységének a 18.8. ábrán feltüntetett meghatározási bizonytalanságát, viszont az bizonyos, hogy $h/2e$ értéke állandó, ezért a Josephson-effektus elsősorban csak mint egyértelműen reprodukálható egyen-



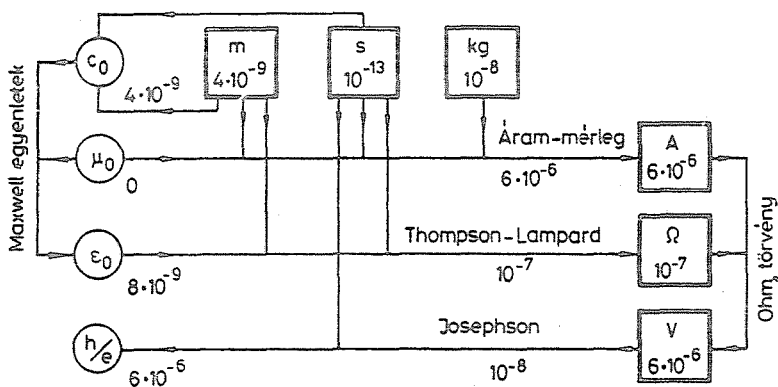


18.7. ábra. Egy *Josephson*-kontaktus egyenáram—egyenfeszültség karakterisztikája 70 GHz-es mikrohullámú besugárzás mellett [18.7]

feszültségek előállításának lehetősége tölt be fontos szerepet a normálemek hosszú-idejű feszültségstabilitásának meghatározásában.

Az NBS (National Bureau of Standards, USA) ajánlása szerint (1972) 1 mV *Josephson*-feszültségnek 483,59 342 GHz frekvencia felel meg.

Jelenleg a *Josephson*-effektus reprodukálhatóságának bizonytalansága 10^{-8} , tehát ha $h/2e$ értékét pontosan ismernénk, a feszültség egységét is 10^{-8} relatív bizonytalansággal tudnánk előállítani. Ez esetben a 18.8. ábrát szemlélve nyilvánvalóvá válna, hogy a *Thompson—Lampard* kondenzátorból lezármaztatott ellenállásból és a *Josephson* feszültségből *Ohm* törvénye alapján 10^{-7} bizonytalansággal válna lehetővé az áramerősség alapegységének meghatározása, amely jelenleg csupán $6 \cdot 10^{-6}$ bizonytalansággal valósítható meg. Ez esetben a mérés technikai szempontok felvetnék az SI rendszerben a villamos alapegység megváltoztatásának indokoltságát. Ma azonban $h/2e$ meghatározási bizonytalansága nem elegendő ehhez, és ezért e kísérlet nem alkalmas még a feszültség egységének meghatározásához.



18.8. ábra. Kapcsolat az SI egységek és természeti állandók között a megvalósítás bizonytalanságának feltüntetésével [18.7]



18.3. A megvalósított villamos egységek bizonytalansága

A 18.8 ábrán bemutatjuk a villamos alapegység, az amper, valamint az ellenállás és a feszültség etalonjainak leszármaztatási útját a három mechanikai alapegységből és μ_0 -ból [18.7]. A feltüntetett számok az egység megvalósításának, ill. lemásolásának eddig elért legkisebb relatív bizonytalanságát jelölik. A megadott bizonytalanságok általában egyszeres szórás (1σ) szélességű konfidencia-intervallumot jelentenek (az erre vonatkozó irodalmi adatok nem mindig egyértelműek).

Az ábrán szereplő vastagabban kihúzott négyzetek az SI alapegységeket jelölik. A c_0 a fénysebesség, amely kísérletileg meghatározott természeti állandó, μ_0 a vákuum permeabilitása, amelynek értékét önkényesen választottuk meg, ezért zérus a bizonytalansága. ϵ_0 a vákuum permittivitása, amely a *Maxwell*-egyenletekből $\epsilon_0 = 1/c^2 \mu_0$ összefüggésből adódik. A h/e értékről annyit tudunk, hogy az egy konstans érték, de nagyságát ezideig nem tudták a feszültségegység etalonjánál nagyobb pontossággal meghatározni. Ezért a h/e érték jelenleg a *Josephson*-effektuson keresztül egy 10^{-8} -nál kisebb bizonytalansággal reprodukálható fix feszültséget (vonatkoztatási feszültséget) definiál.

A tömeg alapegysége prototípus egység, ezért zérus bizonytalansággal kellene szerepelnie. A megadott 10^{-8} bizonytalanság a prototípus lemásolásánál a mérlegelés bizonytalanságát jelenti.

A mechanikai alapegységekhez viszonyítva feltűnően nagy az áramerősség alapegységének (és a feszültség egységének) megvalósítási bizonytalansága (a különbség 3–8 nagyságrend). Sok esetben a gyakorlatban fellépő pontossági követelmények jóval nagyobbak lehetnek, mint a villamos alapegység, az áram (és a feszültség) megvalósított egységének közelítően 10^{-5} ($6 \cdot 10^{-6}$) abszolút pontossága. Fontos tehát annak tudatában lenni, hogy ennél nagyobb abszolút pontossági követelményt valójában nem támaszthatunk. Végezhető természetesen ennél nagyobb pontosságú összehasonlítás is, ebben az esetben azonban a pontosság az adott helyen rendelkezésre álló vonatkoztatási értékhez képesti és nem abszolút pontosság.

Ennél közel két nagyságrenddel kedvezőbb a helyzet a *Thompson—Lampard* kondenzátornak köszönhetően az ellenállás egységének realizálásánál.

19. Egyenáram és egyenfeszültség mérése

Egyenáram, ill. egyenfeszültség mérésénél az áram, ill. feszültség nagyságáról és polaritásáról szerzünk információt. A gyakorlatban tiszta egyenáram, ill. egyenfeszültség mérése mint feladat ritkán fordul elő, ezért fontos annak a kérdésnek a megválaszolása is, hogy egy konkrét mérőeszköz hogyan viselkedik a mérendő egyenáramra, ill. egyenfeszültségre szuperponált zavarokkal, zajokkal szemben, azaz milyen mértékben képes azokat elnyomni.

Az egyenáram és egyenfeszültség mérésének módszereit — a szokásoknak megfelelően — az eszközök szerint csoportosítva ismertetjük.

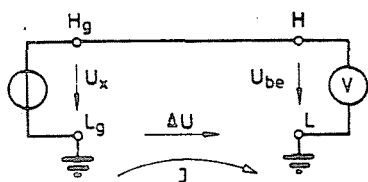
Az elektromechanikus műszerekkel, analóg elektronikus eszközökkel, kompenzátorokkal és digitális egyenfeszültségmérőkkel végezhető mérések ismertetése előtt részletesen megvizsgáljuk a mérőhálózatokat, mivel ezek beható ismerete, ill. megtervezése alapvető fontosságú feladat.

19.1. Mérőhálózatok

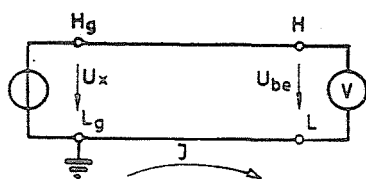
Az egyenfeszültségmérés technikájában a mérőhálózat helyes kialakítására komoly gondot kell fordítani. A következőkben áttekintjük ezen mérőhálózatokat, ismertetjük lényeges tulajdonságaikat. A mérőhálózatokra vonatkozó vizsgálatunk eredményei — értelemszerűen — a váltakozófeszültség mérésénél (20. fejezet) is felhasználhatók.

19.1.1. Elemi mérőhálózatok és tulajdonságaik

Tekintsük elsőként a 19.1. ábrán látható egyszerű mérőhálózatot. A földelt feszültségforrás H_g kapcsát aszimmetrikus mérővezeték köti össze az ugyancsak földelt, aszimmetrikus mérőműszer H kapcsával. Ezen megoldás hátrányos tulajdonsága, hogy a műszaki gyakorlatban általában nem biztosítható az, hogy a két földelési pont azonos potenciálon legyen. Különösen hosszú mérővezetékek esetén az I „idegen” áram



19.1. ábra. Aszimmetrikus mérőhálózat



19.2. ábra. Szimmetrikus mérőhálózat

megengedhetetlenül nagy ΔU feszültséget hozhat létre a földelési pontok között. A mérőműszer kapcsaira így nem U_x , hanem $U_{be} = U_x + \Delta U$ feszültség kerül. Egyetlen ponton földelve azonban a mérőhálózatot, a fenti hiba megszűnik.

A 19.2. ábra szerinti megoldásban az előbbi feszültségforrás kapcsaira szimmetrikus mérővezetéken át lebegő bemenetű mérőműszer kapcsolódik. Láthatóan az I „idegen” áram nem juthat be a mérőhálózatba.

Igen sok esetben a mérendő feszültségforrás nem földelt, hanem „lebeg”. Nyilvánvalóan ekkor csak lebegő bemenetű mérőműszerrel végezhető el a mérés, a 19.3. ábra szerint. Célunk, hogy az U_k közös módusú feszültség ne zavarja a mérést. Ez csak $Z_g = 0$ esetben teljesül, mivel az ábra alapján könnyen belátható, hogy

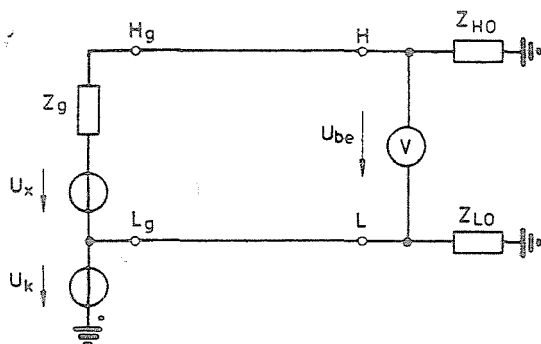
$$U_{be}(U_x = 0) = -U_k \frac{Z_g}{Z_g + Z_{H0}}. \quad (19.1)$$

Amennyiben $Z_g \neq 0$ és nagyobb közösjel-elnyomásra van szükség, védőárnyékolással látjuk el a mérőműszert, a 19.4. ábra szerinti megoldásban. Mint látható, a műszer védőárnyékolása U_k feszültségen „lebeg”. Az ábra alapján belátható, hogy

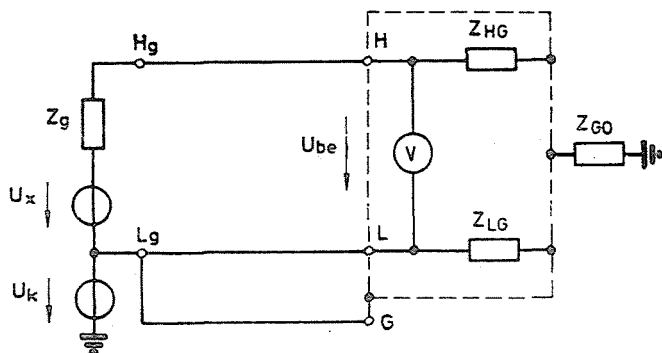
$$U_{be}(U_x = 0) = 0, \quad (19.2)$$

függetlenül Z_g nagyságától, azaz ideális esetben a tökéletes közösjel-elnyomás biztosított. Egy lényeges hátránya van azonban ennek a megoldásnak. A mérőműszer védőárnyékolása U_k feszültségre kerül, ami biztonsági okokból nem mindig engedhető meg. Méréstechnikai szempontból is igen zavaró lehet, ha egy nagy kiterjedésű fémház U_k feszültségen lebeg, mert szórt impedanciákon át zavarhatja környezetét.

A problémát úgy szokás megoldani, hogy a védőárnyékolás köré újabb árnyékolást helyeznek, amit viszont leföldelnek.



19.3. ábra. Szimmetrikus mérőhálózat lebegő feszültségforráshoz



19.4. ábra. A mérőműszer védőárnyékolása

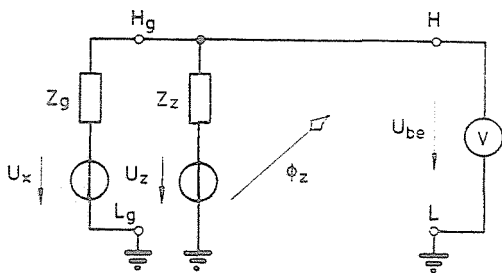
Elemi mérőhálózatok zavarérzékenysége

Az előzőekben ismertetett elemi mérőhálózatok külső zavaró feszültségekre és mágneses terekre érzékenyek. Tekintsük pl. a legegyszerűbb esetet (19.5. ábra). Zérus mérendő feszültség esetén, amennyiben

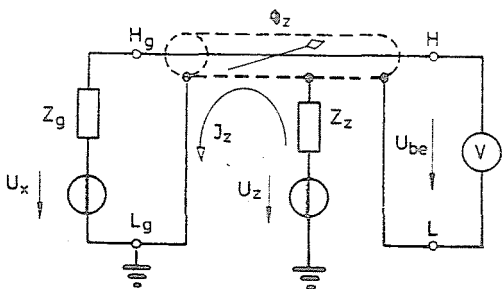
$$Z_i \gg Z_g,$$

$$U_{be} \approx U_z \frac{Z_g}{Z_z} + s \Phi_z. \quad (19.3)$$

A zavarfeszültség hatása csökkenthető a mérővezeték árnyékolásával és egy pont-földeléssel (19.6. ábra). Az ábra alapján belátható, hogy az U_z zavaró feszültségforrás I_z árama az árnyékolóköpenyen keresztül közvetlenül a földelésbe folyik, kikerülve a



19.5. ábra. Aszimmetrikus mérőhálózat külső zavarforrásai



19.6. ábra. A zavarhatás csökkentése árnyékolással

Z_g impedanciát. Koncentrikus árnyékolt vezeték esetén — a szimmetria folytán — a Φ_z zavaró fluxus sem indukál feszültséget a mérőműszer kapcsaira. A valóságban természetesen az árnyékolt vezeték tökéletlensége miatt — csökkentett mértékben ugyan — zavarokkal kell számolnunk. E témakörben a [19.1] és [19.2] irodalmakban található részletesebb útmutatás.

Mérőhálózatok rendszerezése

Mindezek alapján a lehetséges elrendezések — áttekinthető formában — a 19.1. táblázatban láthatók. Mivel e táblázat alapján a gyakorlati számítások nem végezhetők el, a hasonló felépítésű 19.2. táblázatban megadtuk az elemek helyettesítőképét is. Mint ebből látható, a mérendő U_x egyenfeszültségre $u(t)$ váltakozófeszültség és u_z zajfeszültség is szuperponálódhat. Komplikálhatja a helyzetet az is, ha a vizsgált feszültségforrás kapcsaihoz csak Z_H , ill. Z_L impedanciákon keresztül férünk hozzá. A mérővezetékek helyettesítőképében — különösen hosszú mérővezeték esetén — figyelembe kell venni a belső ér vagy erek Z_g , és az árnyékolóköpeny Z_F impedanciáját. Az ér (erek) és a köpeny közötti elosztott paraméterű admittancia figyelembevétele koncentrált paraméterű helyettesítőképpel történik. Ugyancsak a mérővezetékek helyettesítőképébe érthetjük a kontaktusoknál keletkező termofeszültségeket is. A közösjel-elynyomás számításánál szükség van a mérőműszer kapcsai és a föld vagy a védőárnyékolás közötti impedanciák ismeretére is.

19.1.2. A zavarfeszültségek hatása az egyenfeszültség mérésére

Mint láttuk, igen sokféle mérőhálózat ismeretes egyenfeszültség mérésére és e mérőhálózatok bonyolult helyettesítőképekkel írhatók le. Egy egyszerű példa kapcsán érzékeltethető egy-egy konkrét esetben végzendő számítás jellege. A 19.7. ábra szerinti egyszerű modell esetén a mérőműszer kapcsaira jutó feszültség $R_g \ll R_{be}$ és

$R_g \ll \frac{1}{\omega C_z}$ esetén jó közelítéssel:

$$U_{be} \approx U_x \frac{R_{be}}{R_g + R_{be}} + U_{T1} + U_{T2} + U_z s C_z R_g, \quad (19.4)$$

ill.:

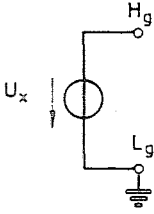
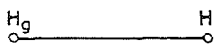
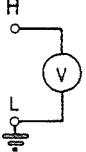
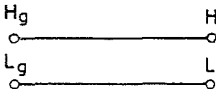
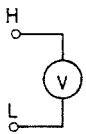
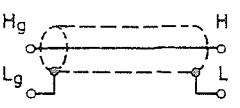
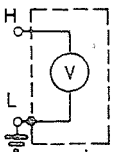
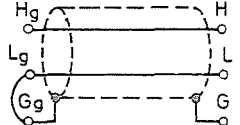
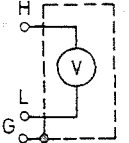
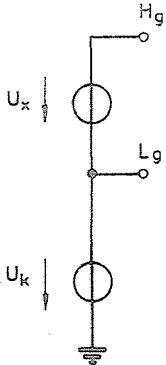
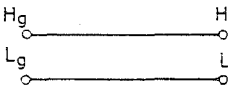
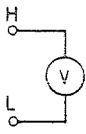
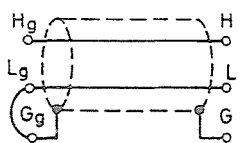
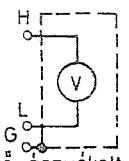
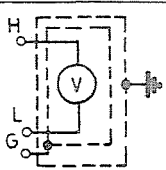
$$U_{be} = U_{be0} + U_{bez}, \quad (19.5)$$

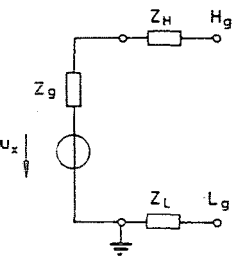
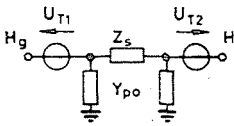
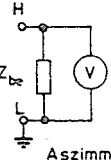
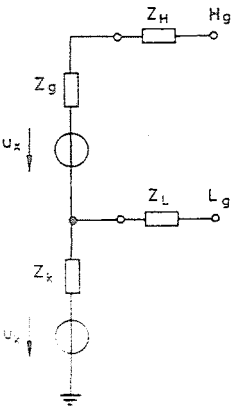
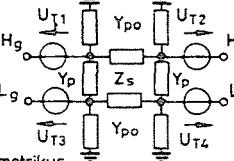
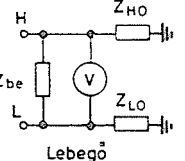
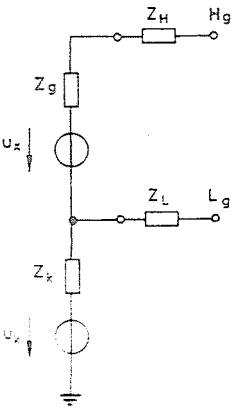
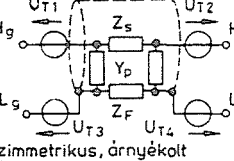
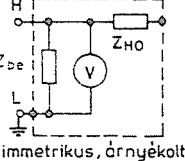
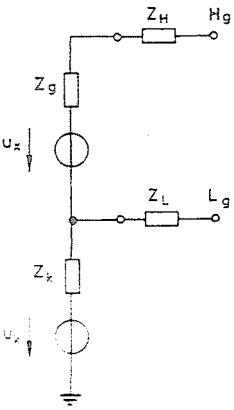
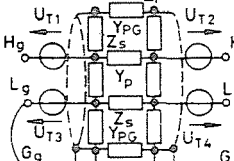
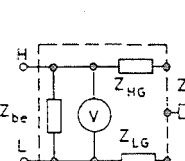
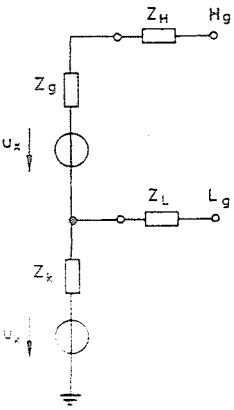
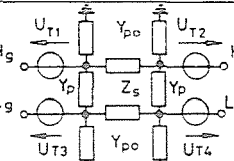
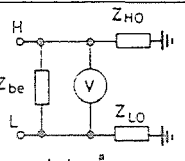
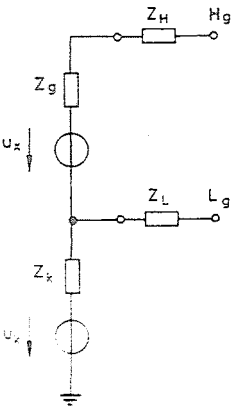
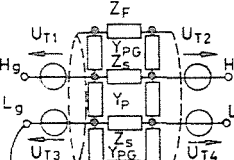
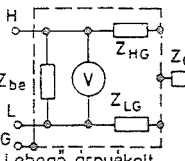
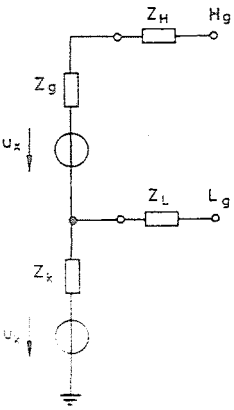
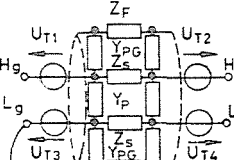
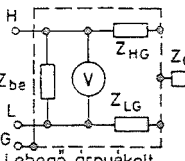
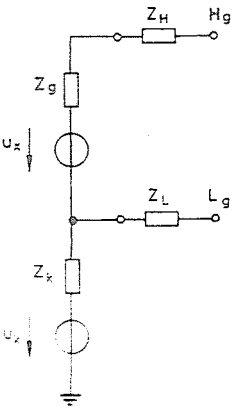
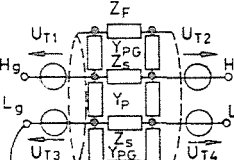
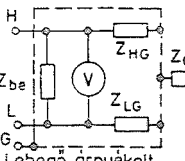
ahol:

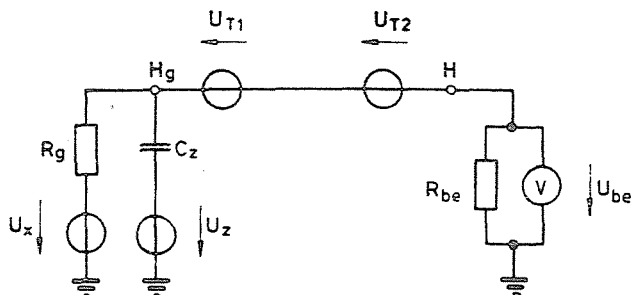
$$U_{be0} = U_x \frac{R_{be}}{R_g + R_{be}} + U_{T1} + U_{T2} \neq U_x,$$

$$U_{bez} = U_z s C_z R_g.$$

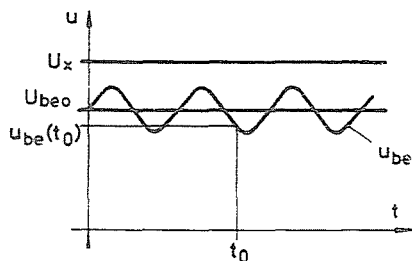
Színuszos zavar feltételezésével, a felmerülő problémákat a 19.8. ábrával illusztráljuk. Eszerint a műszer kapcsaira jutó feszültség középfértéke (U_{be0}) eltér a mérni kívánt egyenfeszültségtől (U_x). Ennek oka a kontaktusoknál keletkező termofeszültség (U_{T1} , U_{T2}) és a voltmérő véges bemenőellenállása. Az U_z zavarfeszültség miatt váltakozó jel is jut a műszer bemenetére, amelynek hatását külön fogjuk vizsgálni.

Mérendő objektum	Mérővezeték	Mérőműszer
 Földelt	 Aszimmetrikus	 Aszimmetrikus
	 Szimmetrikus	 Lebegő
	 Aszimmetrikus, árnyékolt	 Aszimmetrikus, árnyékolt
	 Szimmetrikus, árnyékolt	 Lebegő, árnyékolt
 Lebegő	 Szimmetrikus	 Lebegő
	 Szimmetrikus, árnyékolt	 Lebegő, árnyékolt
		 Lebegő, kettős árnyékolással

Mérendő objektum helyettesítő képe	Mérővezeték helyettesítő képe	Mérőműszer helyettesítő képe
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Földelt	 Aszimmetrikus	 Aszimmetrikus
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Lebegő	 Szimmetrikus	 Lebegő
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Földelt	 Aszimmetrikus, árnyékolt	 Aszimmetrikus, árnyékolt
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Lebegő	 Szimmetrikus, árnyékolt	 Lebegő, árnyékolt
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Lebegő	 Szimmetrikus	 Lebegő
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Lebegő	 Szimmetrikus, árnyékolt	 Lebegő, árnyékolt
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Lebegő	 Szimmetrikus, árnyékolt	 Lebegő, árnyékolt
 $u_x = U_x + u(t) + u_z$ Lebegő	 Szimmetrikus, árnyékolt	 Lebegő, árnyékolt



19.7. ábra. Aszimmetrikus mérőhálózat AC és DC zavarforrással



19.8. ábra. Feszültségviszonyok AC és DC zavar esetén

A fentiek alapján is világos, hogy konkrét esetekben alapos elemző munka szükséges a megfelelő modell kiválasztásához, a jogos egyszerűsítések elvégzéséhez és a tényleges zavarok számításához.

Egyenfeszültségmérők működése szinuszos zavarjel esetén

Mivel a gyakorlatban a zavarok sok esetben hálózati eredetűek, megvizsgáljuk a szinuszos zavarjelek hatását az egyenfeszültségmérés pontosságára. Ebből a szempontból pillanatértékmérő és átlagértékmérő egyenfeszültségmérőket különböztethetünk meg.

Pillanatértékmérés

Legyen a 19.9. ábra szerint

$$u_{be} = U_x + \sqrt{2}U_{bez} \sin \omega t. \quad (19.6)$$

Pillanatértékmérés esetén a mérőeszköz kimenetén megjelenő számérték ideális esetben:

$$U_m = U_{be}(t_0),$$

ahol t_0 a mintavétel időpontja.

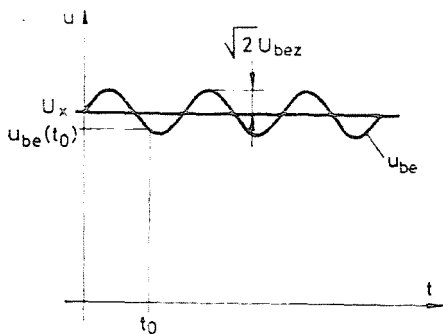
Belátható, hogy

$$U_x - \sqrt{2}U_{bez} \leq U_m \leq U_x + \sqrt{2}U_{bez}$$

Az egyenfeszültség méréseben ezért

$$h_{\max} = \pm \frac{\sqrt{2}U_{bez}}{U_x} \quad (19.7)$$

hibával kell számolni, egyetlen mérés esetén.



19.9. ábra. Szinuszos zavarjel hatása pillanatértékmérő műszer esetén

Átlagértékmérés

Az átlagértékmérés analóg módon aluláteresztő szűrővel vagy szakaszos integrálással oldható meg. Az aluláteresztő szűrő egyszerűbb felépítést biztosít, speciális esetben el is maradhat, mert funkcióját egy elektromechanikus műszer — tehetetlensége miatt — önmagában megvalósíthatja.

Gyors, szakaszos mérést és megfelelő zavarelnyomást biztosítanak az integráló típusú egyenfeszültségmérők. Ezek

$$U_m = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} u_{be}(t) dt \quad (19.8)$$

értéket mutatnak az integrálási idő eltelte után.

Ha

$$u_{be} = U_x + \sqrt{2} U_{bez} \sin \omega t,$$

akkor

$$U_m = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} (U_x + \sqrt{2} U_{bez} \sin \omega t) dt.$$

Az integrálást elvégezve:

$$U_m = U_x + \frac{\sqrt{2} U_{bez}}{2\pi} \frac{T}{T_i} \left(1 - \cos 2\pi \frac{T_i}{T} \right) \quad (19.9)$$

adódik.

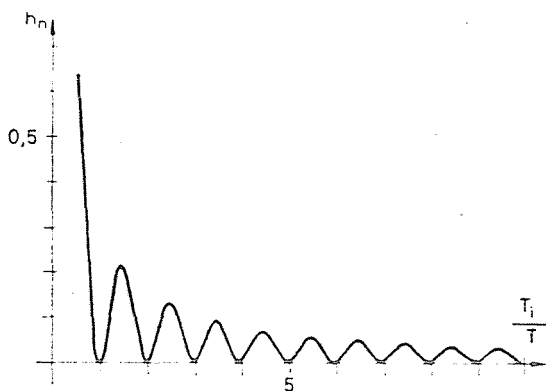
A mérési hiba pedig:

$$h = \frac{U_m - U_x}{U_x} = \frac{U_{bez}}{U_x} \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \frac{T}{T_i} \left(1 - \cos 2\pi \frac{T_i}{T} \right). \quad (19.10)$$

A normált mérési hiba:

$$h_n = \frac{h}{\frac{U_{bez}}{\sqrt{2} U_x}} = \frac{1}{2\pi} \frac{T}{T_i} \left(1 - \cos 2\pi \frac{T_i}{T} \right). \quad (19.11)$$

Láthatóan T_i/T egész értékeinél zérus hibával mérhetünk. A normált mérési hiba T_i/T -től való függését a 19.10. ábra mutatja. Mint látható, T_i/T növekedésével a legkedvezőtlenebb esetben fellépő hibák nagysága hiperbolikusan csökken.



19.10. ábra. Integráló egyenfeszültségmérő normált relatív mérési hibája

Az átlagértékmérés digitális módszerrel is megoldható. Az ilyen voltmérők az átlagolási idő eltelte után

$$U_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_m(i) \quad (19.12)$$

értéket mutatnak, ahol n a mintavételek száma, $u_m(i)$ pedig az i -edik mintavételi érték.

19.2. Egyenfeszültség és egyenáram mérése elektromechanikus műszerekkel

Az indukciós műszer kivételével valamennyi elektromechanikus műszer alkalmas egyenáram, ill. egyenfeszültség méréseire (l. 11. fejezet).

A Deprez-műszer

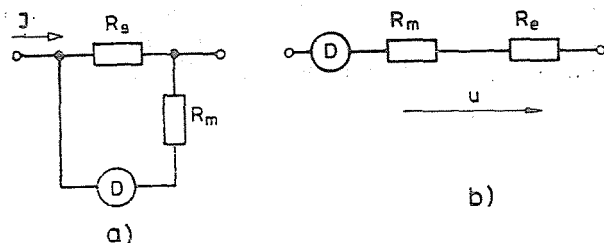
A legelterjedtebben használt műszer a Deprez-műszer, amellyel $1 \mu\text{A} \dots 0,5 \text{ A}$ áram és $1 \text{ mV} \dots 600 \text{ V}$ feszültségtartományban mérhetünk, maximum $0,1\%$ pontossággal.

Nagyobb áramok, ill. feszültségek e műszerrel közvetlenül nem mérhetők, ilyenkor söntök, ill. előtétellenállások alkalmazása szükséges. A 19.11. ábra mutatja a méréshatár-kiterjesztésnek ezt az általánosan használt módszerét. Ha a Deprez-műszer belső ellenállása R_m , végkiteréséhez szükséges áram I_m , akkor söntölés esetén

$$I = I_m \left(1 + \frac{R_m}{R_s} \right) \quad (19.13)$$

a maximálisan mérhető áram. Előtételés esetében pedig

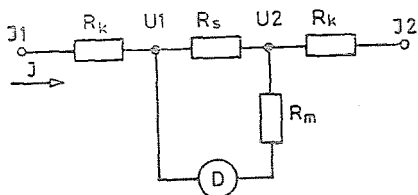
$$U = U_m \left(1 + \frac{R_e}{R_m} \right) \quad (19.14)$$



19.11. ábra. Deprez-műszer méréshatárának kiterjesztése

a söntöléssel; b előtétzéssel

a maximálisan mérhető feszültség. A gyakorlatban a söntellenállások viszonylag kis értékűek, így általában négykapcsú kivitelben készülnek, hogy az R_k hozzávezetési és csatlakozási ellenállások ne okozzanak mérési hibát (19.12. ábra). Mint az ábrán látható, helyes kialakítás esetén a műszerre jutó feszültség nem függ R_k értékétől.



19.12. ábra. Négykapcsú sönt

Feszültségmérőként alkalmazva a Deprez-műszert, lényeges adat a belső ellenállás. Szokásos a voltonkénti belső ellenállás megadása, amelynek tipikus értéke $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$. Ez azt jelenti, hogy például 10 V méréshatár esetén a műszer belső ellenállása $200 \text{ k}\Omega$. Ebből meghatározható a fogyasztás is, ami ebben az esetben $0,5 \text{ mW}$ végkiterésben

Elektrodinamikus műszer

Az elektrodinamikus műszer is $0,1\%$ körüli mérési pontosság elérését teszi lehetővé, de fogyasztása lényegesen nagyobb, tipikusan néhány VA körüli érték. E műszerrel $30 \text{ mA} \dots 100 \text{ A}$ áram- és $15 \text{ V} \dots 600 \text{ V}$ feszültségtartományban mérhetünk. A méréshatár-váltást a tekercsek soros—párhuzamos kapcsolásával, ill. megcsapolásával, vagy előtétzéssel szokták megoldani. Mivel mind egyen-, mind váltakozó mennyiség mérésére alkalmas, transzfer standardként is használható.

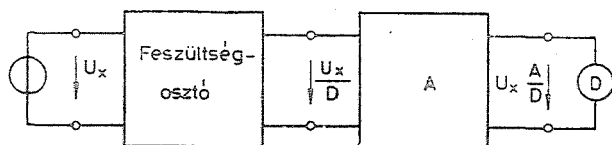
Elektrosztatikus műszer

Igen nagy egyenfeszültségek is ($\text{kV} \text{—} \text{MV}$) mérhetők az elektrosztatikus műszerekkel, gyakorlatilag zérus fogyasztás mellett. A szokásos méréstartomány $10 \text{ V} \dots 1 \text{ MV}$, azonban se gédfeszültség alkalmazásával $0,1 \text{ mV}$ is mérhető. Laboratóriumi kivitelben $0,2\%$ körüli pontossági osztállyal, fénymutatós kivitelben készülnek.

19.3. Egyenfeszültség mérése analóg elektronikus eszközökkel

19.3.1. Egyenfeszültség mérése analóg elektronikus voltmérővel

Az elektromechanikus műszereket, mint láttuk, viszonylag szűk mérési tartomány, többnyire nagy fogyasztás és a túlterhelésre való érzékenység jellemzi. E hátrányok megszüntethetők, ha az elektromechanikus műszer — többnyire *Deprez*-műszer — elé elektronikus fokozatokat kapcsolunk, mint azt a 19.13. ábra mutatja. Az ohmos osztó nagy bemeneti ellenállást ($1 \dots 10 \text{ M}\Omega$) biztosít és a nagyobb feszültségeket kellő mértékben leosztja. Kisebb feszültségeknél az osztó egységnyi átvitelű és a szükséges erősítésről az A erősítő gondoskodik. Az erősítő bemenetét határolók védik. Ilyen



19.13. ábra. Analóg elektronikus voltmérő elvi felépítése

rendszerű univerzális műszereket kb. 1000 V felső méréshatárig alkalmaznak. Nagyobb feszültségek külső, mérőfejbe iktatott nagyfeszültségű osztó alkalmazásával mérhetők kb. 10 kV-ig. Az elérhető pontosságot a *Deprez*-műszer korlátozza általában, tipikusan 1%-ra. Az alsó méréshatár az erősítőben alkalmazott elemektől függ. Régebben elektroncsövekből felépített differenciaerősítő alkalmazásával kb. 1 V alsó méréshatár volt elérhető a szükséges kalibráció elvégzése után. Tranzisztorok (bipoláris és FET) és közös bázisú műveleti erősítők alkalmazásával jelentős javulást értek el, így az alsó méréshatár kb. 10 mV-ra csökkent.

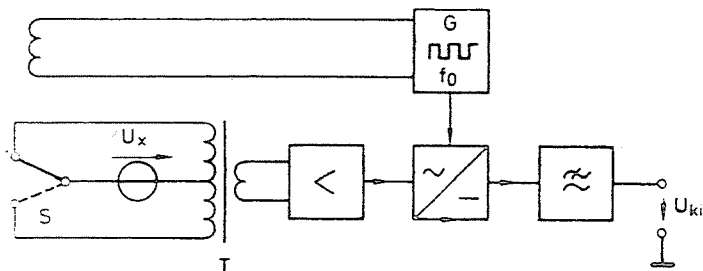
19.3.2. Kis egyenfeszültségek mérése

Mérés DC erősítővel

Közös bázisú műveleti erősítőkkel 10 mV alatti egyenfeszültségek kielégítő pontossággal már nem mérhetők, lévén nagy, $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ körüli a driftjük. Speciális, különleges technológia alkalmazásával elérhető az $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ drift is [19.3]. További jelentős javulást biztosít az az eljárás, amelynek során az integrált áramkörben az alapelemt kb. 80°C -ra felfűtik és belső szabályozó egységgel ezen a hőmérsékleten tartják. Ilyen, fűtött alapelemezű műveleti erősítők driftje tipikusan $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

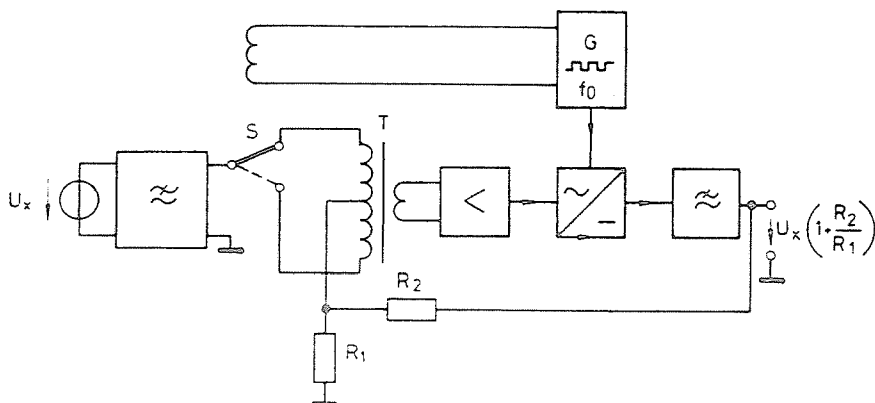
Mérés vevőfrekvenciás erősítővel

Különösen az elektroncsövek fénykorában kényszerültek a mérés technikusok új utakat keresni kis egyenfeszültségek mérésére. Mivel a váltakozófeszültség erősítése lényegesen egyszerűbb volt, kézenfekvőnek látszott a következő eljárás: az egyenfeszültséget váltakozófeszültséggé alakítva és erősítve, a felerősített jelet pedig fázisérzékenyen egyenirányítva (1. 20. fejezet) elérhető a szükséges erősítés. Ilyen rendszer látható a 19.14. ábrán. Az S kapcsoló az f_0 frekvenciának megfelelő ütemben az U_x egyenfe-



19.14. ábra. Vívőfrekvenciás erősítő

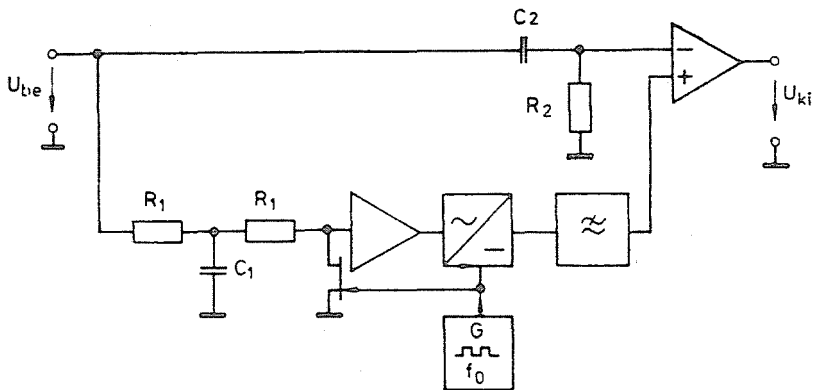
szükséget a T transzformátor egyik, ill. másik tekercsére kapcsolja, így a transzformátor szekunder tekercsén az U_x -szel arányos nagyságú váltakozófeszültség jelenik meg, amelynek az f_0 frekvenciájú jelhez képesti fázishelyzete a polaritás-információt hordozza. Ezért van szükség az erősítés után fázisérzékeny egyenirányításra. A zavarok elnyomása érdekében a bemeneten szűrőt, a nagy bemenőellenállás biztosítása és a pontosság fokozása érdekében pedig a kimenetről a bemenetre negatív visszacsatolást alkalmaznak, mint az a 19.15. ábrán látható. Ilyen rendszerű vívőfrekvenciás erősítővel 30 nV-os alsó méréshatárt értek el, amely nulldetektornak is kiváló érték [19.4].



19.15. ábra. Visszacatolt vívőfrekvenciás erősítő

Mérés chopper-stabilizált DC erősítővel

Az előbb ismertetett vívőfrekvenciás erősítő meglehetősen lassú, a nagy sávszélességű műveleti erősítők driftje pedig túl nagy. Áthidaló megoldásként születtek meg a chopper-stabilizált műveleti erősítők, melyek vázlatos felépítése a 19.16. ábrán látható. A bemenőjel alacsonyfrekvenciás komponense az R_1 – C_1 szűrőn átjutva FET-es szaggatóra jut. A keletkezett váltakozófeszültséget erősítve, fázisérzékenyen egyenirányítva és szűrve az alacsonyfrekvenciás komponens a második DC-erősítő fokozatra jut. A nagyfrekvenciás jelek, melyeket az R_1 – C_1 szűrő kiszűr, az R_2 – C_2 szűrőn át közvetlenül a második fokozatra jutnak. (Előrecsatolásról van szó tulajdonképpen.) Nyilvánvalóan a második fokozat ofszetje és driftje a vívőfrekvenciás csatorna erősítésének mértékében lecsökken. Ilyen elven gyártott chopper-stabilizált műveleti erősítők 0,1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ drift mellett 3 MHz-es sávszélesség elérését is lehetővé teszik [19.3].



19.16. ábra. Chopper-stabilizált DC erősítő

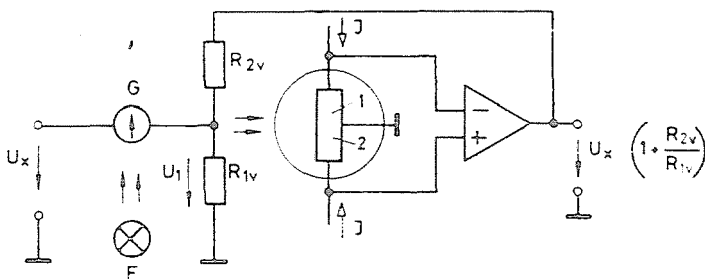
Mérés optikai csatolás alkalmazásával

Rendkívül kis egyenfeszültségek mérhetők az elektromechanikus és elektronikus eszközök kombinálásával, optikai csatolás közbeiktatása révén (19.17. ábra). Az ábra szerinti megoldásban a speciális, visszatérítő nyomték nélküli G tükrös galvanométer az $U_x - U_1$ feszültséget érzékeli és az F fényforrás fényét az 1—2 részekből álló R_1 és R_2 ellenállású differenciál-fotoellenállásra vetíti. A fotoellenállásokat I árammal táplálva, a műveleti erősítő bemenetére $U_0 = I(R_1 - R_2)$ feszültség jut, amely a fotoellenállások megvilágításának arányától, végső soron a galvanométer pozíciójától függ. E feszültséget kb. 10^6 -szorosán felerősíti a műveleti erősítő, a felerősített jel pedig az R_{2v} ellenálláson át visszacsatolódik. Belátható, hogy a galvanométer addig fordul el, amíg $U_x = U_1$ nem lesz.

Ekkor a kimeneten

$$U_k = U_x \left(1 + \frac{R_{2v}}{R_{1v}} \right)$$

nagyságú feszültség jelenik meg, amely független a műveleti erősítő összetételétől. Végeredményben speciális, automatikus kiegyenlítésű analóg kompenzátorról van szó. Ilyen speciális erősítő alkalmazásával nV-mérőt szerkesztettek, melynek alsó méréshatára $5 \mu\text{V}$, felbontóképessége 100 pV , beállási ideje pedig meglepően kicsi, kb. $0,3 \text{ s}$ [19.5].



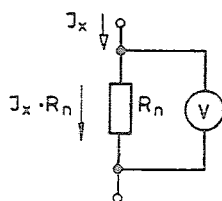
19.17. ábra. nV-mérő optikai csatolással

19.4. Egyenáram mérése analóg elektronikus eszközökkel

19.4.1. Az áram—feszültség átalakítás módszerei

Mérés passzív áram—feszültség átalakítással

Az egyenáram mérést az esetek túlnyomó többségében feszültségmérésre vezetik vissza. A mérendő egyenáramot ismert ellenálláson áthajtva, az azon keletkező feszültséget mérik valamilyen módszerrel (19.18. ábra). A szokásos árammérési tarto-



19.18. ábra. Árammérés visszavezetése feszültségmérésre

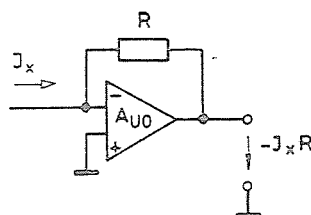
mány $1 \mu\text{A} \dots 10 \text{ A}$ -ig terjed. Hátránya a módszernek, hogy az eszköz bemeneti ellenállása visszahat a mérendő áramra, amennyiben nemideális áramgenerátoros táplálásról van szó. Törekedni kell ezért a relatíve kis R_n értékre, ami viszont kis egyenfeszültségek mérést teszi szükségessé.

Mérés aktív áram—feszültség átalakítással

Aktív áram—feszültség átalakítóval rendkívül kis bemeneti ellenállás biztosítható (19.19. ábra). Az ábra szerinti megoldásban a bemeneti ellenállás egyenáramon:

$$R_{be} = \frac{R}{A_{u0}}, \quad (19.15)$$

ahol A_{u0} tipikusan $2 \cdot 10^5$ körüli érték. E megoldás hátránya, hogy a műveleti erősítő ofszetje és driftje miatt igen kis áramok már nem mérhetők. Általános célú műveleti erősítők bemenőárama bipoláris bemenet esetében 20 nA , FET-bemenet esetében 10 pA körüli érték [19.3], ami meghatározza a még mérhető legkisebb áramot. További problémát jelent, hogy 1 A felett gazdaságtalanul nagy tápegységet igényel a műveleti erősítő.



19.19. ábra. Aktív áram—feszültség átalakító

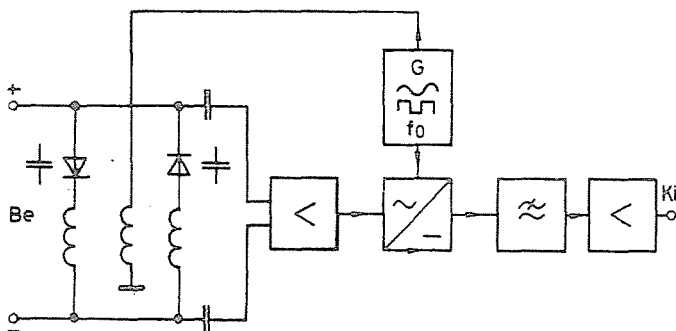
19.4.2. Kis egyenáramok mérése

Mérés passzív áram—feszültség átalakítással

A mérési módszer megegyezik az előzőekben ismertetett módszerrel, (19.18. ábra). A különbség csupán annyi, hogy igen kis egyenfeszültségek méréséről lévén szó, speciális, kis egyenfeszültségek mérésére alkalmas mérőeszközt kell választani.

Mérés aktív áram—feszültség átalakítással

A mérési módszer itt is megegyezik az előzőekben ismertetett módszerrel, azzal a különbséggel, hogy speciális, kis bemenőárammal rendelkező műveleti erősítőt kell használni. Léteznek olyan műveleti erősítők, amelyek bemenőárama 0,1 pA körüli érték [19.3]. Az ún. elektrométer-erősítők bemenőárama még ennél is kisebb, 0,01 pA [19.3]. E speciális erősítők bemenetén varactor-diódás híd található. Ilyen varactor-diódás erősítő vázlatja látható a 19.20. ábrán [19.7]. A hídra jutó feszültség megváltoz-



19.20. ábra. Varactor-diódás erősítő

tatja a varactor-diódák kapacitását, miáltal felborul a híd egyensúlya. Emiatt vivőfrekvenciás jel jelenik meg a híd kimenetén, amit kiszajúz, váltakozófeszültségű erősítő erősít. Fázisérzékeny egyenirányítás és szűrés után szokásos DC-erősítés következik. Végeredményben tehát speciális vivőfrekvenciás erősítőről van szó.

Jóval nagyobb érzékenység (10^{-17} A) érhető el olyan speciális vivőfrekvenciás erősítő alkalmazásával, amelynek bemenetén rezgőkondenzátort használnak [19.8], [19.9].

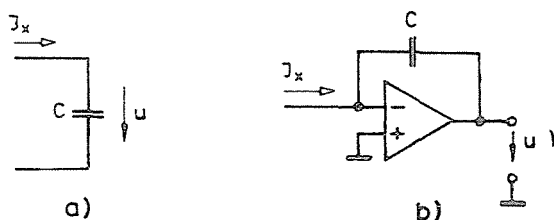
Mérés kondenzátortöltéssel

A mérendő árammal jó minőségű kondenzátort töltve, a kondenzátor feszültségét a töltés kezdetén és végén mérve a töltőáram átlagértéke meghatározható. A kondenzátor töltését a 19.21. ábra alapján passzív és aktív módon végezhetjük.

A mérendő áram átlagértéke

$$I_x = \frac{C}{T} [u(T) - u(0)] \quad (19.16)$$

alakban írható fel, ahol T a mérési (integrálási) idő.



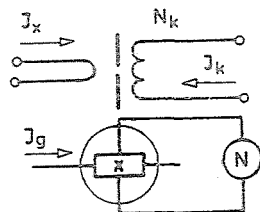
19.21. ábra. Árammérés
a passzív; b aktív kondenzátortöltéssel

Az első megoldás hátránya az, hogy a mérendő objektumra visszahatás van, amely a második megoldásban — a negatív visszacsatolás miatt — lényegesen kisebb. A mérhető legkisebb egyenáramot a műveleti erősítő bemenőárama korlátozza, ami az előzők alapján $0,01 \dots 0,1 \text{ pA}$ körüli érték. (A passzív kondenzátortöltés esetén is számolni kell ezzel a korláttal, hiszen a kondenzátor sarkaira kapcsolt feszültségmérő eszköznek is van bemenőárama.)

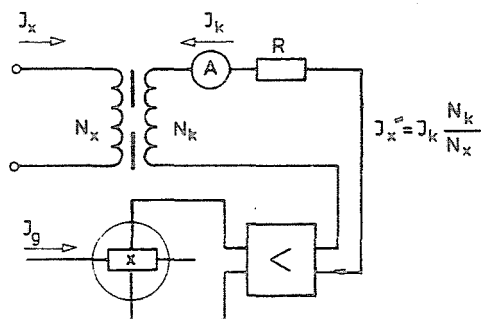
19.4.3. Nagy egyenáramok mérése

Mérés Hall-generátorral

Néhányszor 100 A felett a söntökkel való mérés disszipációs akadályokba ütközik. Ilyen nagy vagy még nagyobb áramok gazdaságosan mérhetők pl. *Hall*-generátor felhasználásával (19.22. ábra). Az ábra szerinti vasmag légrésében helyeztük el a *Hall*-generátort, amelynek a feladata a zérus légrésindukció indikálása. Gerjesztési egyensúly esetén, amikor $I_x = I_k N_k$, ideális esetben a *Hall*-generátorra zérus mágneses indukció jut, így rajta nem keletkezik feszültség. Ez az állapot az I_k áram szabályozásával érhető el. Automatikus szabályozást ír le [19.10]. Ennek vázlatát a 19.23. ábrán látható.



19.22. ábra. Nagy egyenáram mérése *Hall*-generátorral



19.23. ábra. A *Hall*-generátoros mérés automatizálása

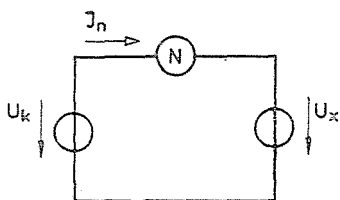
A Hall-generátor feszültségét erősítővel felerősítve az R ellenálláson át I_k kompenzálóáramot kényszerítünk az N_k menetszámú kompenzálótekercsbe. A szerző 0,2% körüli pontosságot ért el. E módszer előnye még az is, hogy galvanikus elválasztást biztosít.

19.5. Egyenfeszültség mérése kompenzátorral

19.5.1. A kompenzációs egyenfeszültség-mérés elve

Az egyenfeszültség mérésének igen pontos módszere a kompenzációs módszer, amelynek lényege a 19.24. ábrán szemléltethető.

Az U_k kompenzálófeszültséget addig változtatjuk, amíg az N nullindikátor zérust nem mutat. Ekkor nyilvánvalóan $U_x = U_k$ és $I_n = 0$. Mivel a körben ekkor áram nem



19.24. ábra. Feszültségkompenzátor elve

folyik, közel ideális (végtelen belső ellenállású) feszültségmérő eszközről van szó. Fontos jellemzője a kompenzátornak az érzékenység, amit a kiegyenlítés környezetében érdemes megvizsgálni és a következő összefüggéssel definiált:

$$E = \left. \frac{\partial I_n}{\partial U_x} \right|_{I_n=0} \quad (19.17)$$

Ezen érzékenység ismeretében, adott indikátor esetén meghatározható a még érzékelhető legkisebb változás a mérendő feszültségben:

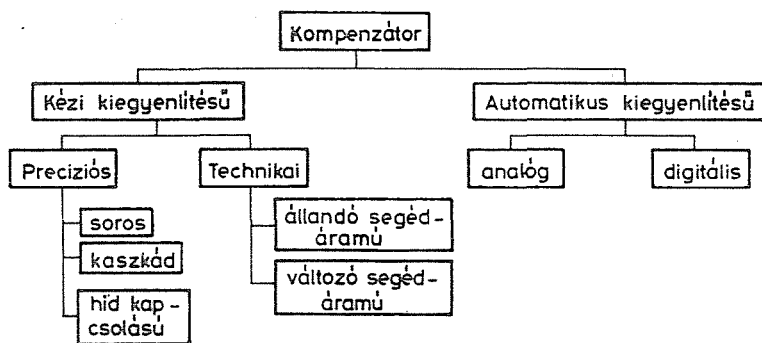
$$\text{Min}(\Delta U_x) = \frac{\text{Min}(I_n)}{E}, \quad (19.18)$$

ahol $\text{Min}(I_n)$ a még érzékelhető legkisebb áram, azaz az indikátor felbontóképessége. Megfordítva, adott $\text{Min}(\Delta U_x)$ felbontóképességhez meghatározható az indikátor szükséges felbontóképessége:

$$\text{Min}(I_n) = E \text{ Min}(\Delta U_x). \quad (19.19)$$

Mindezekből az is következik, hogy a valóságban véges, bár igen nagy belső ellenállású eszközről van szó, amely a mérendő feszültségforrást $\pm \text{Min}(I_n)$ árammal terheli kiegyenlített állapotban.

Ezen kompenzációs mérés bizonytalansága alapvetően az U_k feszültség előállításának bizonytalanságától és az indikátor véges felbontóképességétől függ. Kis feszültségek mérésénél a kompenzáló feszültséget előállító egységben keletkező termofeszültségek további komoly hibaforrások lehetnek. Mindezek alapján a gyakorlatban elérhető relatív bizonytalanság $10^{-3} \dots 10^{-4}$. A gyakorlatban igen sokféle kompenzátor terjedt el, amelyekről jó áttekintést ad a 19.25. ábra.



19.25. ábra. Kompenzátorok csoportosítása

19.5.2. Precíziós kompenzátorok

Soros kapcsolású kompenzátor

Működési elvét a 19.26. ábra alapján érthetjük meg. Az R_s ellenállást addig változtatjuk, amíg az N_n indikátor zérust nem mutat. Ekkor

$$I_s R_n = U_n, \quad (19.20)$$

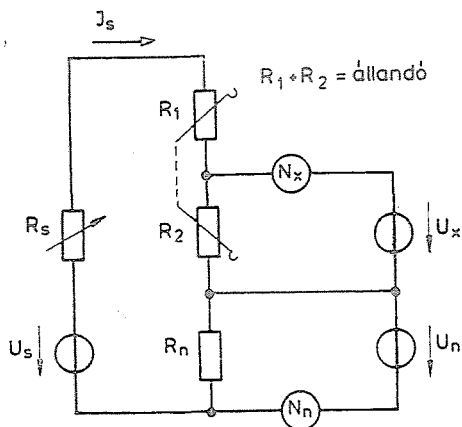
ahol R_n a normáллеllenállás értéke, U_n a normáлем feszültsége. A segédáram fenti beállítását után az R_2 ellenállást változtatjuk mindaddig, amíg az N_x indikátor zérust nem mutat.

Ekkor:

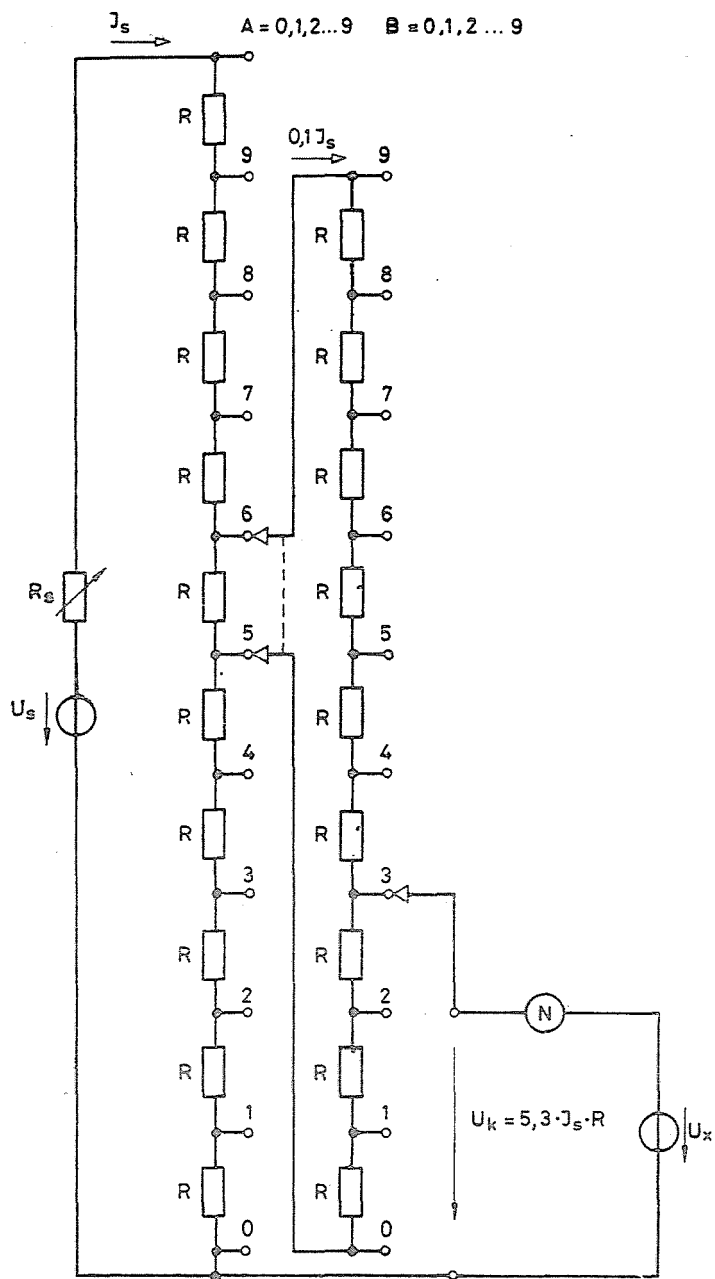
$$I_s R_2 = U_x. \quad (19.21)$$

Az előző két egyenletet elosztva egymással

$$\frac{U_x}{U_n} = \frac{R_2}{R_n} \quad (19.22)$$



19.26. ábra. Soros kompenzátor



19.27. ábra. Kaszkád kompenzátor

adódik, azaz feszültségarányt ellenállásarányba képeztünk le. U_n , R_2 és R_n ismeretében U_x meghatározható:

$$U_x = U_n \frac{R_2}{R_n}. \quad (19.23)$$

Megjegyezzük, hogy az R_2 ellenállás változtatásával együtt az R_1 ellenállás is változik, mégpedig úgy, hogy $R_1 + R_2 = \text{állandó}$ legyen. R_1 és R_2 így állandó bemenőellenállású precíziós feszültségosztót alkot, biztosítva a segédáram változatlanóságát. Ezen az elven működik a *Feussner*-rendszerű kompenzátor, amelynek 5-dekádós változata $10 \mu\text{V}$ felbontóképességet biztosít, 10^{-4} relatív bizonytalanság mellett.

Kaszád kompenzátor

Az alapgondolat a 19.27. ábrából érthető meg. A kettős érintkező bármely állásában R ellenállással $9R$ ellenállás kapcsolódik párhuzamosan, így a második fokozatban az első fokozat áramának egytizede folyik. Az előállított kompenzáló feszültség így:

$$U_k = I_s R(A + 0,1B), \quad (19.24)$$

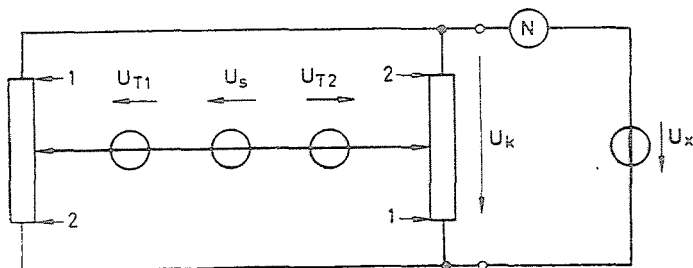
azaz két számjegyre beállítható. Ezen az elven épül fel a *Raps*-féle kompenzátor, amelynek 5-dekádós változata $10 \mu\text{V}$ felbontóképességet biztosít, 10^{-4} relatív bizonytalanság mellett.

A soros és a kaszkád kompenzátorok méréshatára 1 V nagyságrendű. Nagyobb feszültségek mérése esetén precíziós feszültségosztót szokás alkalmazni, ami azonban terheli a mérendő feszültségforrást.

Hídkapcsolású kompenzátor

A soros és kaszkád kompenzátorok kompenzálófeszültséget előállító egységében sok kapcsoló van, amelyek kontaktusai termofeszültségek forrásai. Kis feszültségek mérése ilyen kompenzátorokkal ezért csak pontatlanul végezhető el. A hídkapcsolású kompenzátor ezzel szemben alkalmas kis, μV nagyságú feszültségek méréseire is, mivel ennél a kontaktusokon keletkező termofeszültségek nem adódnak a kompenzálófeszültséghez.

A hídkapcsolású kompenzátor elvi felépítése a 19.28. ábrán látható. Az ábrán berajzolt középpállásban a kompenzálófeszültség zérus. Az érintkezők 1-es állásában,



19.28. ábra. Hídkapcsolású kompenzátor

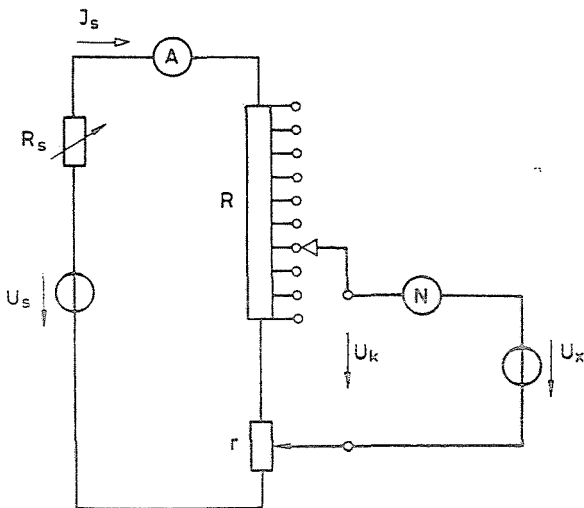
mivel $U_s \gg U_{Ti}$, $U_k \approx -U_s$, míg a 2-es állásban $U_k \approx +U_s$, tehát a kompenzálófeszültség a híd kiegyenlítetlenségének mértékétől függ. Mint látható, a termofeszültségek a segédfeszültséggel kapcsolódnak sorba, nem pedig a kompenzálófeszültséggel, így igen kis feszültségek mérésére nyílik lehetőség. A fenti elven működik a *Diesselhorst*-féle kompenzátor, melynek 5-dekádos változata 10 nV felbontóképességet biztosít.

19.5.3. Technikai kompenzátorok

A kézi kiegyenlítésű precíziós kompenzátorok csak laboratóriumi körülmények között alkalmazhatók. Az ipari környezetben szükséges gyorsabb kiegyenlíthetőséget — a pontosság csökkentése árán — a technikai kompenzátorok biztosítják.

Állandó segédáramú technikai kompenzátor

A 19.29. ábra kapcsolásában a segédáramot precíziós mutatós műszeren állítjuk be. Az R ellenállás megcsapolásai révén lépésekben, az r huzallellenállás segítségével pedig folyamatosan változtatható a kompenzálófeszültség.



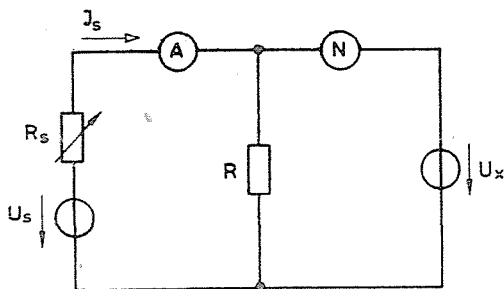
19.29. ábra. Állandó segédáramú technikai kompenzátor

Változó segédáramú technikai kompenzátor

Még egyszerűbb kezelést biztosít a 19.30. ábra megoldása. Az R_s ellenállással addig változtatjuk az I_s segédáramot, amíg az N nullindikátor zérust nem mutat. Ekkor

$$U_x = I_s R. \quad (19.25)$$

Összefoglalóan elmondható, hogy a technikai kompenzátorok 0,1%-nál nem jobb mérési pontosság elérését teszik lehetővé, viszonylag gyors kiegyenlíthetőség mellett, a mutatós műszereknél sokkal nagyobb belső ellenállás biztosításával.



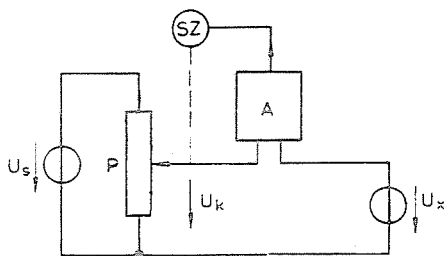
19.30. ábra. Változó segédáramú technikai kompenzátor

19.5.4. Automatikus kiegyenlítésű kompenzátorok

Az imént ismertetett kompenzátorok a fejlődés során automatizált formában is megjelentek. Az automatizálás kezdetben analóg, később digitális úton valósult meg [19.13], [19.14], [19.15].

Igen sokféle megoldás ismeretes a technikai gyakorlatban. Tipikusnak tekinthető megoldást tüntet fel a 19.31. ábra. A kompenzálófeszültséget a P potenciométerről vesszük le. Ha $U_k \neq U_x$, akkor az A erősítésű hibajel-erősítő megfelelő nagyságú és előjelű feszültséget kapcsol az SZ szervomotorra, amely a csúszkát a kiegyenlítés irányába mozgatja. A csúszka pozíciója megfelel a mérendő feszültségnek, ami egy skáláról leolvasható és/vagy írótoállal regisztrálható. Ezen az elven működnek a regisztráló műszerek, valamint az X—Y koordinátaírók.

A digitális rendszerű automatikus kompenzátorok végeredményben digitális voltmérők, amelyekről a 19.7. szakaszban lesz szó.



19.31 ábra. Analóg automatikus kompenzátor

19.6. Egyenáram mérése kompenzátorral

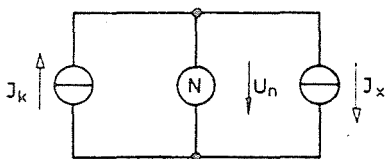
19.6.1. A kompenzációs árammérés elve

Az egyenáram mérésének igen pontos módszere a kompenzációs módszer, amelynek lényege a 19.32. ábrán szemléltethető. Az I_k kompenzáló áramot addig változtatjuk, amíg az N nullindikátor zérust nem mutat. Ekkor $I_x = I_k$ és $U_n = 0$. Mivel a mérőeszközön ekkor feszültség nem esik, ideális (zérus belső ellenállású) árammérő eszközről van szó. Itt is definiálható az érzékenység

$$E = \frac{\partial U_n}{\partial I_x} \Big|_{U_n=0} \quad (19.26)$$

formában. Az érzékenység alapján mint korábban láttuk, meghatározható a felbontóképesség, ill. kiválasztható a szükséges indikátor.

A fenti kompenzációs mérés bizonytalansága alapvetően az I_k áram előállításának bizonytalanságától és az indikátor véges felbontóképességétől függ.



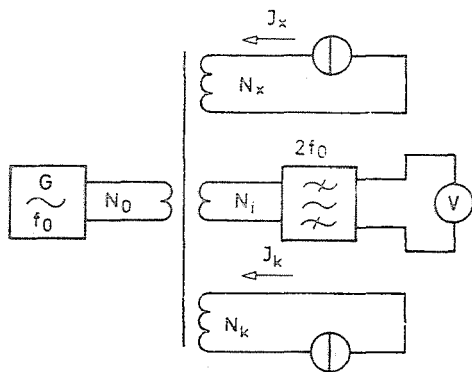
19.32. ábra. Áramkompenzátor elve

19.6.2. Egyenáramú áramkomparátor

Kellemetlen tulajdonsága a látott megoldásnak, hogy nagy áramok mérésénél nagy kompenzáló áramok szükségesek, amelyek pontosan nem állíthatók elő. Ezen segít az egyenáramú áramkomparátor, melynek vázlatos felépítése a 19.33. ábrán látható. Közös vasmagra négy tekercs van elhelyezve: N_k és N_x változtatható menetszámú munkatekercsek, N_0 menetszámú gerjesztőtekercs és N_i menetszámú indikátortekercs. Gerjesztési egyensúly esetén, amikor

$$I_k N_k = I_x N_x, \quad (19.27)$$

a vasmagra egyenáramú (előmágnevező) gerjesztés nem jut Ekkor az f_0 frekvenciájú tiszta szinuszos áramgenerátor gerjesztésének hatására az indikátortekercsben keletkező jelnek páros felharmonikusa nincs, így a második harmonikusra hangolt szűrő kimenetén zérus feszültség jön létre. Ha $I_x N_x \neq I_k N_k$, akkor a vasmag egyenáramú elő-



19.33. ábra. Egyenáramú áramkomparátor

mágnevezése miatt az indikátortekercsben második harmonikus keletkezik, amit a szelektív feszültségmérő jelez. Az I_k áram szabályozásával és az N_k , N_x menetszámok változtatásával beállítva a gerjesztések egyensúlyát (a voltmérőt nullindikátorként használva) a mérendő egyenáram

$$I_x = I_k \frac{N_k}{N_x} \quad (19.28)$$

nagyságú.

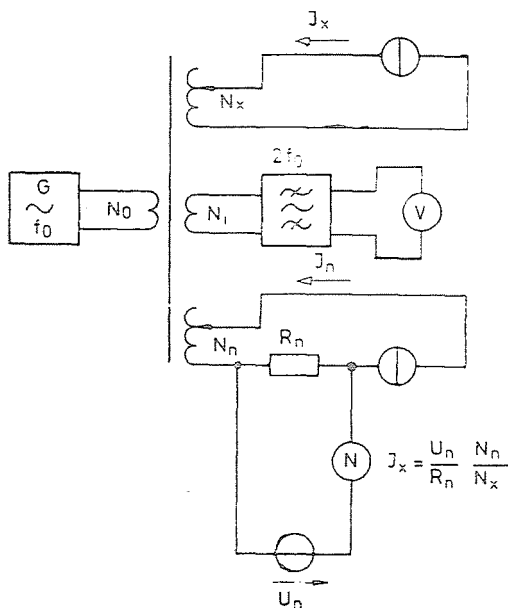
Mivel a menetszámarány pontosan ismert, a mérés pontossága az I_k áram ismeretének pontosságától függ. Ezzel az eszközzel egyenáramú kompenzátort építve két egyenáram aránya rendkívül pontosan, kb. $10^{-7} \dots 10^{-8}$ relatív bizonytalansággal mérhető. A módszer előnye, hogy igen nagy egyenáramok is pontosan mérhetők, mivel nem szükséges nagy kompenzáló áramok előállítása. A szükséges

$$I_k = I_x \frac{N_x}{N_k}$$

kompenzálóáram ugyanis az N_x/N_k áttétel megválasztásával kellően kis értéken tartható. Kellemes tulajdonsága a módszernek az, hogy galvanikus függetlenséget biztosít, így az árammérés nagyobb feszültségszinten is biztonságosan elvégezhető. Megjegyezzük, hogy bár a szakirodalom egyenáramú áramkomparátornak nevezi a fentiekben ismertetett eszközt, valójában gerjesztéskomparátorról van szó,

19.6.3. Precíziós kompenzátor

Az imént ismertetett áramkomparátor felhasználásával precíziós kompenzátor készíthető. A 19.34. ábra szerinti megoldásban az ismeretlen I_x áramot áramkomparátor hasonlítja az I_n ismert áramhoz. A kiegyenlítés a menetszámok változtatásával történik, az I_n áramot pedig az R_n ellenálláson feszültséggé alakítva és e feszültséget kompenzátorral mérve határozhatjuk meg.



19.34. ábra. Precíziós áramkompenzátor

19.7. Digitális egyenfeszültség-mérés

Az egyenfeszültség mérésének technikájában a digitális technika ugrásszerű változást, fejlődést eredményezett. Ezen folyamat az egyenfeszültségű kompenzátorok automatizálásával kezdődött.

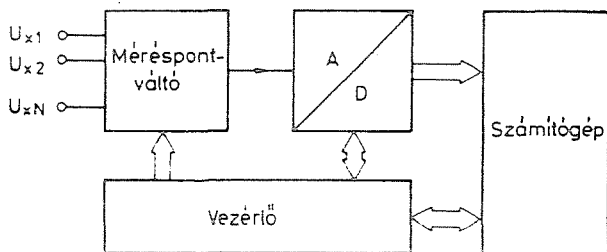
A digitális egyenfeszültség-mérés lényege, hogy valamilyen analóg-digitális (A/D) átalakító segítségével amplitúdótartománybeli kvantálást végzünk, azaz a mérendő egyenfeszültséget számjegyes formában ábrázoljuk.

A digitális mérés legfőbb előnye abban rejlik, hogy általában igen pontos és igen gyors, továbbá lehetőséget teremt a mérési folyamat (táv) vezérlésére, a kapott adatok automatikus feldolgozására, bonyolult mérőrendszerek kiépítésére.

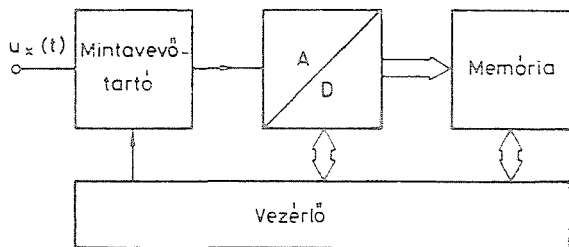
A mérőhálózatokról elmondottakat (19.1. szakasz) természetesen a digitális egyenfeszültség-mérésnél is figyelembe kell venni.

A 19.35. ábra egy tipikus mérési feladat vázlatos megoldását mutatja. N db egyenfeszültség digitális mérését egy méréspontváltón keresztül egyetlen A/D átalakító végzi és az eredményt — feldolgozás céljából — egy számítógép felé közli.

Számunkra e példában bemutatott esetben (és általában is) az egyik legfontosabb kérdés az; hogy az A/D átalakítás milyen gyorsan és milyen pontosan történhet, továbbá az, hogy a szuperponált zavarokra az A/D átalakítás hogyan viselkedik. A digitális egyenfeszültség-mérés szempontjából célszerű ezért az A/D átalakítókat olyan szempontból megkülönböztetni, hogy képesek-e a szuperponált zavarok elnyomására, avagy nem, azaz integráló vagy pillanatértékmérő típusúak.



19.35. ábra. Adatgyűjtés



19.36. ábra. Mintavételezés

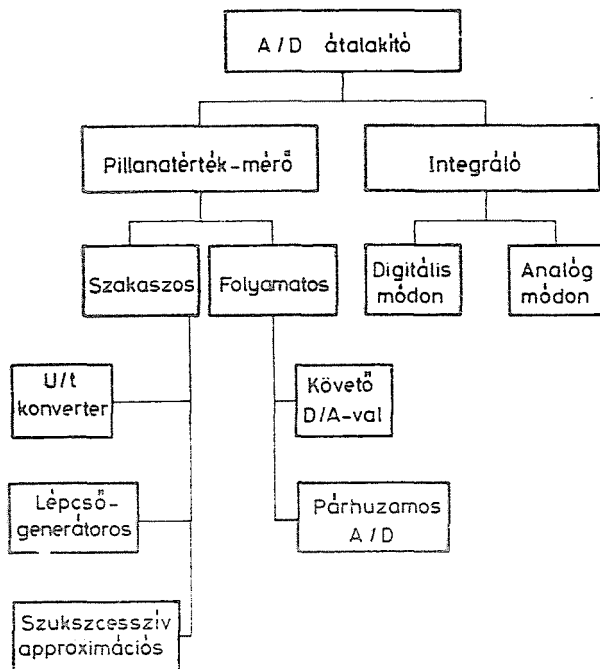
A 19.36. ábrán egy másik tipikus mérési feladat vázlatos megoldását láthatjuk. Az $u_x(t)$ időben változó feszültséget mintavételezzük, a mintavételi értékeket pedig az A/D átalakító kvantálja. A memóriában $u_x(t)$ mintavételi értékei digitális formában tárolódnak. Az A/D átalakítóval szemben itt az az alapvető követelmény, hogy a mintavevő-tartó áramkör kimenetén megjelenő egyenfeszültség-sorozatot gyorsan és pontosan kvantálja.

19.7.1. A/D átalakítók

Az A/D átalakítók egy lehetséges rendszerezését a 19.37. ábra szemlélteti.

Pillanatérték-mérő A/D átalakítók

A pillanatérték-mérő A/D átalakítók a mérendő egyenfeszültség adott időpillanatban felvett értékét mérik meg. A mérendő egyenfeszültségre szuperponált zavarok esetén így mérési hiba keletkezik (l. 19.1. szakasz). Két mérés között eltelt idő szerint szakaszos és folyamatos pillanatérték-mérőket különböztetünk meg. A következőkben részletesebben ismertetjük a vázolt A/D átalakítókat.



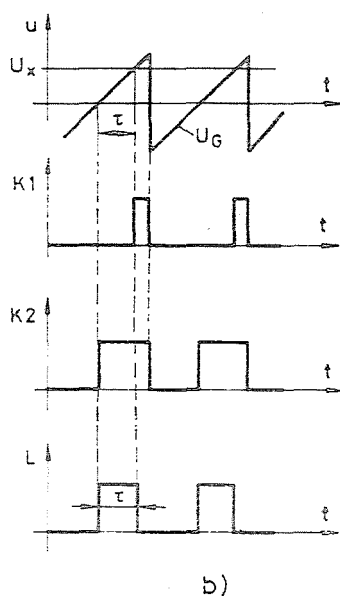
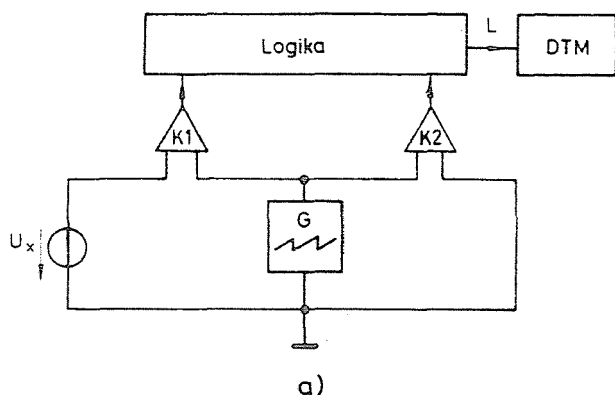
19.37. ábra. A/D átalakítók felosztása

Feszültség—idő konverteres A/D átalakító

Elsőként a klasszikus feszültség—idő konverteres A/D átalakító működését vizsgáljuk meg. A 19.38a ábra szerinti precíziós fűrészgenerátor feszültségét a mérendő feszültséggel a K 1 komparátor hasonlítja össze és jelzi, hogy a kettő mikor egyforma. A K 2 komparátor a fűrészel nullátmeneteit jelzi (lásd 19.38b ábra). A komparátorok jeleit a LOGIKA dolgozza fel, és a mérendő feszültséggel arányos szélességű impulzusokat állít elő, mivel ismert m fűrészelmeredekség esetén

$$\tau = \frac{U_x}{m} \quad (19.29)$$

A digitális időintervallummérő (DTM) pedig megméri a τ időt, ill. az azzal arányos U_x feszültséget, pontosabban annak pillanatértékét.

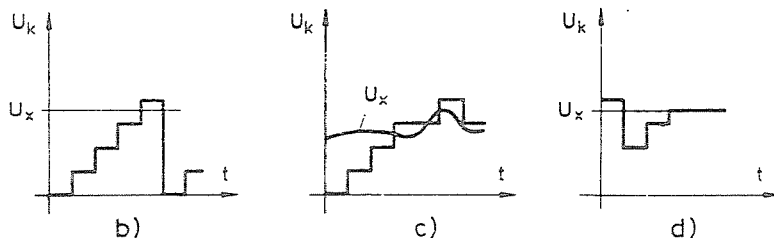
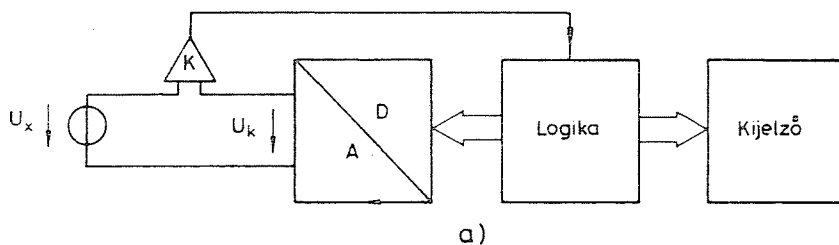


19.38. ábra. U/t konverteres A/D átalakító
a) elvi vázlat; b) idődiagram

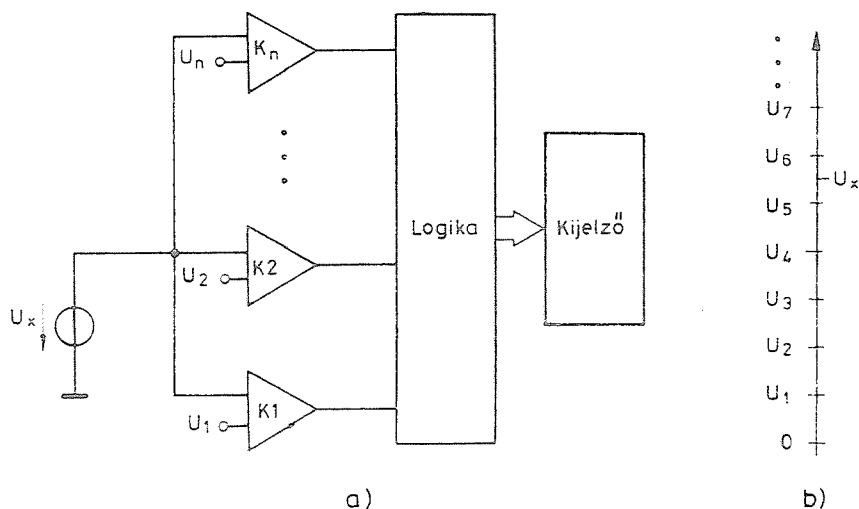
D/A átalakítót tartalmazó A/D átalakító

Másodikként tekintsük a 19.39a ábra szerinti A/D átalakítókat. Az U_x feszültséget kompenzációs módszerrel mérjük meg. A K komparátor összehasonlítja az U_x és U_k feszültséget és a D/A konvertert olyan új állapotba hozza, hogy az eltérés csökkenjen egészen addig, amíg $U_x = U_k$ nem lesz. Ekkor a D/A állásának megfelelő számérték kerül a kijelzőegységbe. A kiegyenlítés algoritmusától függően lépcsőgenerátoros (19.39b ábra), követő D/A-s (19.39c ábra) és szukszcesszív approximációs A/D (19.39d ábra) alakítható ki. Ezen utóbbi — szemben az első kettővel — igen gyors mérést tesz lehetővé, de a kiegyenlítési algoritmust zavarhatja a mérendő feszültség kiegyenlítés közbeni megváltozása.

Az ilyen A/D átalakítók tulajdonképpen digitális automatikus egyenfeszültség kompenzátorok (1. 19.5. szakasz).



19.39. ábra. D/A átalakítót tartalmazó A/D átalakító
a) elvi vázlat; b, c, d) idődiagramok



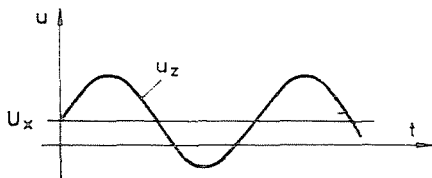
19.40. ábra. Párhuzamos A/D átalakító
a) elvi vázlat; b) referenciaszültségek

Párhuzamos A/D átalakító

A pillanatértékmérő A/D átalakítók ismertetését egy rendkívül gyors eszközzel, a párhuzamos (szimultán) A/D-vel zárjuk (19.40a ábra). A mérendő feszültség n darab komparátorhoz csatlakozik, melyek mindegyike más-más referenciaszültségre kapcsolódik. A komparátorok állapotából a logika határozza meg, hogy melyik két referenciaszültség közé esik a mérendő feszültség (lásd 19.40b ábra). A komparátorok sebességétől függően 10...100 ns konverziós idő érhető el.

Integráló A/D átalakítók

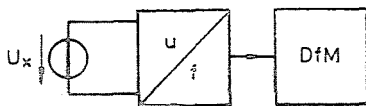
Ha a mérendő feszültségre zavarjel szuperponálódik, akkor a pillanatérték-mérő A/D átalakítókkal csak igen sok mérési eredmény átlagolásával jutunk helyes mérési eredményhez. A 19.41. ábra szerinti kis U_x feszültség mérése során az u_z zavarfeszültség értékétől függően mindig más és más eredményt mutat a pillanatérték-mérő A/D átalakító, olykor még előjelben is. Analóg szűrő segítségével javíthatunk ugyan a helyzeten, de ez igen lelassítja a rendszert. Az integráló A/D átalakítók előnyösen használhatók ilyen esetekben, mivel képesek a zavarjelek elnyomására [19.17], [19.18]. A zavar-elnyomás mértékét a 19.1. szakaszban már meghatároztuk.



19.41. ábra. Szuperponált zavar

Digitálisan integráló A/D átalakító

Digitális integrálás végezhető a 19.42. ábra szerinti elrendezésben. A mérendő feszültséget azzal arányos frekvenciává alakítja az U/f konverter. A kimenőfrekvenciát a digitális frekvenciamérő (DfM) méri, ill. átlagolja. Ha ugyanis a bemenőfeszültség változik, akkor e változásnak megfelelően a kimenőfrekvencia is ugyanúgy változik. A DfM pedig átlagfrekvenciát mér. A mérés pontosságát az U/f konverzió pontossága határozza meg, ami 0,01...0,1% közötti érték.



19.42. ábra. Digitálisan integráló A/D átalakító

Analóg módon integráló A/D átalakító

Analóg módon történik az integrálás az igen elterjedt kettős meredekségű (Dual-slope) A/D átalakítóknál (19.43a ábra). Az S kapcsoló felső állásában az u_x feszültséget integrálja az integrátor. A kezdetben energiamentes integrátor kimenőfeszültsége T_i idő után:

$$U_p = \frac{-1}{RC} \int_0^{T_i} u_x dt = -\frac{T_i}{RC} U_x. \quad (19.30)$$

A T_i időpontban az S kapcsoló az ellentétes polaritású U_r referenciafeszültségre kapcsol, és az integrátor kimenőfeszültsége csökkenni kezd. T_r idő múltán az integrátor kimenőfeszültsége zérus, amit a K komparátor jelez a logika számára. Ekkor:

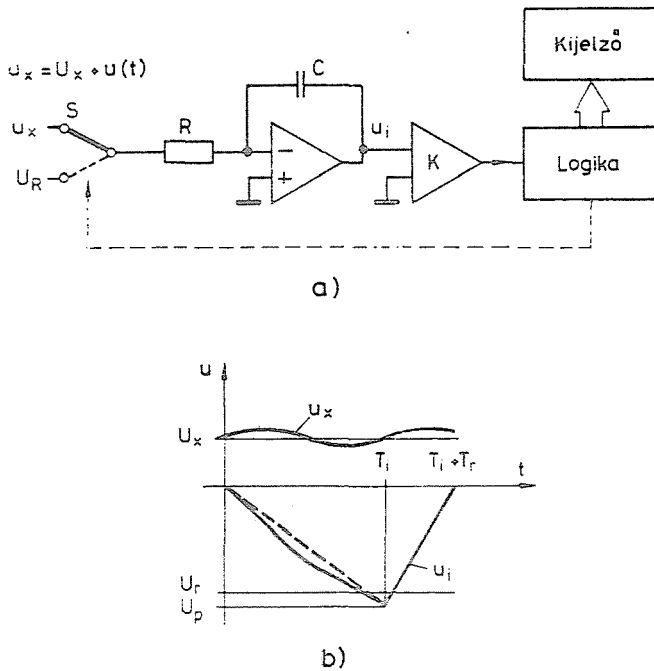
$$0 = U_p - \frac{1}{RC} \int_0^{T_r} (-U_r) dt = U_p + \frac{T_r}{RC} U_r.$$

Az előző két egyenletből következik, hogy

$$U_x = U_r \frac{T_r}{T_i} \quad (19.31)$$

Láthatóan az átlagfeszültség mérését időintervallumok arányának mérésére vezettük vissza, ami a digitális technikában egyszerűen és pontosan végezhető el. Az ilyen elven működő A/D átalakítók jó zavarelnomással rendelkeznek, amennyiben a zavarjel periódusidejének egészszámu többszöröse közel áll a T_i integrálási időhöz (1.19.1. szakasz).

Az A/D átalakítók további, itt nem részletezett tulajdonságait a 9.3. szakasz tárgyalja.



19.43. ábra. Dual-slope A/D átalakító
a) felépítés; b) idődiagram

19.7.2. Digitális voltmérők

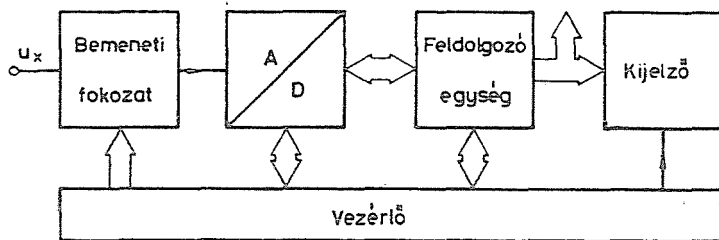
Digitális voltmérők telepítése

A digitális voltmérők (DVM) a digitális egyenfeszültség-mérés témakörében kiemelt, önálló szerepet játszanak. Nagy pontosság, nagy méréshatártartomány jellemzi e műszereket, amelyek különleges szolgáltatásokkal is rendelkeznek. Ilyen szolgáltatások pl. az automatikus méréshatárváltás, az automatikus polaritás-jelzés és az automatikus önhibeletesítés. Távvézelhetőségük és digitális kimenetük révén a DVM-ek tipikus elemei a különböző mérőrendszereknek.

Általános felépítésük a 19.44. ábrán tanulmányozható. Az ábra szerinti korszerű DVM bemeneti fokozata biztosítja a nagy bemenőellenállást, a méréshatárváltást, a szuperponált zavarok szűrését és a túlvezérlés elleni védelmet. Az A/D átalakító többnyire Dual-slope elven működik, biztosítva a szűrés után megmaradt zavarok elnyomását. A feldolgozóegység az egyes mérési eredményeket a beállított program szerint értékeli, feldolgozza. Leggyakrabban nullpont-korrekcióról, önhibeletesítésről, valamint átlagszámításról van szó.

A feldolgozás eredménye a kijelzőn, ill. a digitális kimeneten jelenik meg. Az egyes egységek működését mikroprocesszoros vezérlőegység szervezi.

Az egyszerűbb felépítésű DVM-k feldolgozóegységet természetesen nem tartalmaznak.



19.44. ábra. Digitális voltmérők felépítése

Digitális voltmérők automatikus nullpontkorrekciója és önhibeletesítése

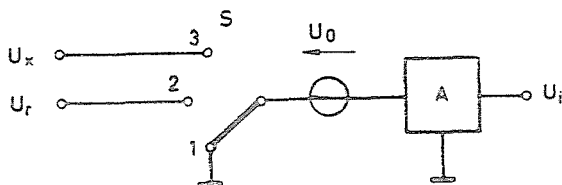
A gyakorlatban az A/D átalakító elé erősítőt kapcsolnak, hogy a nagy és állandó bemenőellenállás biztosított legyen. Az erősítő ofsztje és az erősítési tényező bizonytalansága azonban lerontja a pontosságot. [19.19] egy lehetséges, speciális módszerről számol be, amely megszünteti a fenti hátrányokat (19.45. ábra).

Az ábra szerinti S kapcsoló 1-es állásában $U_1 = U_0 A$
 2-es állásában $U_2 = (U_r + U_0) A$
 3-as állásában $U_3 = (U_x + U_0) A$

az erősítő kimenetén a feszültség. Merve a három feszültséget és képezve az

$$\frac{U_3 - U_1}{U_2 - U_1} = \frac{(U_x + U_0)A - U_0A}{(U_r + U_0)A - U_0A} = \frac{U_x}{U_r} \quad (19.32)$$

hányadost, az független lesz az ofsztetfeszültségtől, és az erősítéshibától. A fenti funkciókat és műveleteket természetesen automatikusan végzi el a berendezés.



19.45. ábra. Ofszt és erősítéshiba hatástalanítása

Digitális voltmérők felbontóképességének javítása

A DVM felbontóképességét a benne levő A/D átalakító felbontóképessége (a kvantumnagyság) szabja meg. A mérendő feszültséget többször megmérve és átlagolva a kvantumnagyság alá mérhetünk. A korszerű DVM-ek ezen átlagoló funkciót automatikusan végzik el.

Digitális voltmérőkkel elérhető pontosság

A 19.44. ábra szerinti felépítésű korszerű digitális voltmérőkkel jelenleg $\pm 0,002\% \pm 1$ számjegy pontosság érhető el, $6\frac{1}{2}$ számjegyes kijelzéssel, 0,1 V...1000 V-os mérési határok között, 0,1...1000 μV felbontóképesség mellett. Ezeket az adatokat, mint a jelenleg elérhető legjobb jellemzőket kell tekinteni.

20. Váltakozóáram és feszültség mérése

Ebben a fejezetben váltakozó jelen az időben periodikusan ismétlődő szinuszos és komplex periodikus jeleket értjük, annak ellenére, hogy az időben változó jelek köre szélesebb. Ezt a szűkítést azért tesszük, mert a gyakorlati méréstechnikában a periodikus jelek mérésének kitüntetett szerepe van.

E fejezetben az esetek jelentős részében nem teszünk különbséget váltakozófeszültség és a váltakozóáram mérése között, mert ugyan az ismertetett mérési módszerek döntő többsége feszültségmérő módszer, de értelemszerűen megfelelő mérőhálózattal kiegészítve váltakozóáram is mérhető ezekkel a műszerekkel.

Egy periodikus jelet egyértelműen az időfüggvénye ír le, viszont az időfüggvény pontos mérése a legbonyolultabb. Sok esetben csak az egyes jelek bizonyos jellemzőinek, paramétereinek ismerete szükséges. Ilyenkor a mérés célja a kérdéses paraméter meghatározása és nincs szükség az összes paramétert tartalmazó, de nehezen kiértékelhető időfüggvény mérésére. A következőkben röviden áttekintjük a váltakozójelek mérhető paramétereinek definícióját, majd ismertetjük a mérhető paraméterek szerint csoportosított mérési módszereket. Végül foglalkozunk a méréshatár kiterjesztésének eszközeivel. A mérőhálózatokkal e fejezetben külön nem foglalkozunk, mert az egyenfeszültség és egyenáram méréseivel foglalkozó 19. fejezetben leírtak értelemszerűen itt is érvényesek.

20.1. Váltakozójelek paraméterei

A periodikus jelek közös jellemzője, hogy a t időpontban felvett $x(t)$ értéküket bármely $(t + kT)$ időpontban is felveszik, vagyis:

$$x(t) = x(t + kT); \quad \text{ahol} \quad k = \dots -1, 0, 1 \dots$$

A T ismétlési időt periódusidőnek, az ehhez tartozó frekvenciát

$$f_0 = \frac{1}{T}$$

alapfrekvenciának, az

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T$$

kifejezéssel definiált, rad/s dimenziójú mennyiséget pedig körfrekvenciának nevez-
zük. A periódusidő és frekvencia a váltakozójel egyik paramétere, ennek ellenére mé-
résének módszereit a frekvencia- és időméréssel foglalkozó fejezetben (21. fejezet)
tárgyaljuk.

A váltakozójelek jellemzésére gyakran használjuk középértékeiket. Ezek a kö-
zépértékek egy periódusra vonatkoztatott átlagértékek, de értelemszerűen a teljes
periodikus jelre érvényesek.

Egyszerű középérték

Az egyszerű vagy elektrolitikus középérték a jel egy periódusra vett átlagértéke:

$$X_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt. \quad (20.1)$$

Villamos jelek esetén a jel egyenáramú összetevőjét adja meg és egyben az elektrolízis
során kiváló anyagmennyiségnek mérőszáma.

Abszolút középérték

Az abszolút középérték a jel abszolút értékének egy periódusra vett átlagértéke:

$$X_k = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt. \quad (20.2)$$

A váltakozójel által keltett fizikai hatások jellemzésére — jelalak ismerete nél-
kül — nem alkalmas. Széles körű elterjedése viszonylag egyszerű mérhetőségének kö-
vetkezménye.

Effektív érték

Az effektív érték vagy négyzetes középérték matematikai definíciója:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt}. \quad (20.3)$$

Villamos jel esetén a jel effektív értéke fizikailag azzal az egyenfeszültséggel vagy
egyenárammal egyenlő, amely egy adott ellenálláson ugyanakkora hőenergiát termel,
mint a periodikusan változó feszültség vagy áram.

Csúcsértékek

Periodikus jelek szélső értékeinek szokásos elnevezése a csúcsérték. Definiálható a jel
maximális, az ún. pozitív csúcsértéke, X_{p+} , a jel minimális, ún. negatív csúcsértéke,
 X_{p-} , valamint a két szélső érték különbsége, az ún. csúcstól csúcsig érték X_{pp} .

Alaktényezők

Periodikus jelek alakját egy periódusuk időfüggvénye írja le. A műszaki gyakorlatban viszont használnak két alakjellemező mérőszámot is, amelyek ugyan nem adnak egyértelmű leírást a jelalakról, de mennyiségi tájékoztatást nyújtanak róla. Ezek a következők:

$$k_p = \frac{X_p}{X} \quad (20.4)$$

kifejezéssel definiált csúcstényező. (Abban az esetben, ha a két csúcérték nem azonos nagyságú, akkor a nagyobbat vesszük figyelembe a csúcstényező kiszámításánál.)

A másik a

$$k_f = \frac{X}{X_k} \quad (20.5)$$

definíciójú formatényező

$$\left(\text{Szinuszos alakú jeleknél ezek értéke: } k_p = \sqrt{2}, k_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11. \right)$$

Pillanatérték és időfüggvény

A periodikus jel tetszőleges t_i időpontban felvett értékét a jel t_i időpontban vett pillanatértékének nevezzük és $x(t_i)$ -vel jelöljük.

A periodikus jel időfüggvényének $x(t)$ jellemzésére elegendő egyetlen periódus alakjának mérése. Az egy periódus jelalakját a t_i és $(t_i + T)$ intervallumba eső pillanatértékek halmaza adja meg.

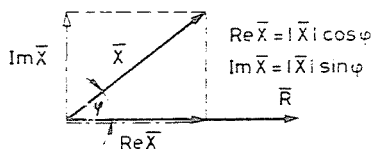
Frekvenciaspektrum

Komplex periodikus jelek diszkrét frekvenciájú szinuszos jelek összegére bonthatók. Az f_0 frekvenciájú összetevő az alapharmonikus, az nf_0 ($n=2, 3, 4, \dots$) frekvenciájú összetevők a felharmonikusok. A 0 frekvenciájú összetevő pedig a periodikus jel egyszerű középértéke. Ezeknek az összetevőknek amplitúdóit a frekvencia függvényében ábrázolva egy vonalas spektrumképet (l. 24. fejezet) kapunk, amely jól jellemzi pl. a vizsgált jel átviteléhez, méréséhez szükséges sáv szélességet, de pl. a jelalakról már kevés információt hordoz.

Egy mérés végrehajtása vagy egy mérési elrendezés megtervezése során mindig vizsgálni kell, hogy az alkalmazott mérőműszer vagy mérési módszer mennyire érzékeny a mérendő jelben szükségszerűen előforduló felharmonikusokra, ill. azt, hogy a felharmonikusok nem hamisítják-e meg a mérést. A következőkben ismertetésre kerülő mérési módszereket ilyen szempontok alapján is vizsgáljuk.

Vektoriális paraméterek

Bizonyos mérési feladatoknál (l. 25. fejezet) meg kell határozni egy szinuszos jelnek ($\bar{X}$) egy vele azonos frekvenciájú, valós referencia (R) jelhez viszonyított valós ($\text{Re}\bar{X}$) és képzetes ($\text{Im}\bar{X}$) összetevőjét, vagy abszolút értékét ($|\bar{X}|$) és a referenciajelhez viszonyított fázisszögét (φ). A viszonyokat a 20.1. ábrán látható fázorábra szemlélteti. Ebben az esetben a váltakozójel jellemzésére két paraméter szükséges. Itt már nemcsak a mérendő jel nagyságát, hanem egy másik mennyiséghez viszonyított fázishelyzetét is meg kell határozni.



20.1. ábra. Váltakozójel vektoriális komponensei

20.2. A váltakozójel paramétereinek mérési módszerei

20.2.1. Egyszerű középérték mérése

Váltakozójel egyszerű középértékét pusztán elektromechanikus műszerrel nem célszerű mérni annak ellenére, hogy az állandó mágnesű (*Deprez*) mérőmű az egyszerű középérték mérésére alkalmas (l. 11. fejezet). Ennek oka az, hogy a műszerben kitérítő nyomatókat bár a váltakozójel egyenáramú összetevője létesít, de az egyenáramú összetevőhöz képest rendszerint nagy váltakozóáramú összetevő létegetheti a műszer lengőtekercsét. A vázolt problémát aluláteresztő szűrő alkalmazásával lehet megoldani, mivel az aluláteresztő szűrő kiszűri a váltakozóáramú összetevőt és így a szűrő kimenetére kapcsolt állandó mágnesű műszerre csak a mérendő egyenáramú összetevő kerül.

Az egyszerű középérték mérésére alkalmasak az átlagoló típusú digitális voltmérők is (l. 19. fejezet). Viszont itt is célszerű az aluláteresztő szűrő használata, mert segítségével elkerülhető, hogy a nagy váltakozófeszültségű összetevő túlvezérelje a műszer bemeneti erősítőjét, mivel esetleges aszimmetrikus túlvezérlődésnél a mérést meghamisító járulékos egyenfeszültségű összetevő keletkezhet.

20.2.2. Abszolút középérték mérése

Az abszolút középértéket képző egyenirányító kapcsolásoknak közös tulajdonsága, hogy a váltakozójel abszolút középértékével arányos egyenkomponenst tartalmazó jelet állítanak elő és ennek a jelnek egyszerű középértékét méri az egyenirányító egység kimenetére kapcsolódó egyenfeszültség vagy egyenárammérő. Ezek az ún. egyenirányító kapcsolások napjainkban már szinte kizárólag félvezető diódás kapcsolások. Működési módjukat tekintve megkülönböztetünk egyutas és kétutas egyenirányítókat.

Egyutas egyenirányítók

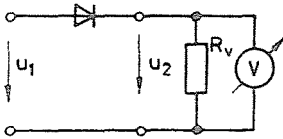
Egyutas egyenirányító kapcsolásokat olyan jelek abszolút középértékének mérésére használhatjuk, amelyeknek pozitív és negatív amplitúdótartománybeli átlagértéke azonos, vagyis egyszerű középértékük nulla.

Egy passzív egyutas egyenirányító kapcsolást mutat a 20.2. ábra. Az ábrán szereplő feszültségmérő vagy egy előtétellezett állandómágnesű műszer, amelynek eredő ellenállása R_v , vagy egy R_v bemeneti ellenállású, integráló típusú digitális voltmérő (l. 19. fejezet). Ideális dióda esetén a V-mérő a nulla (egyszerű) középértékű váltakozófeszültség abszolút középértékét mutatná. A valóságos dióda viszont a mérésben

rendszeres hibát okoz. A 20.3. ábrán látható kapcsolás a valóságos dióda modellezésével mutatja be ennek a rendszeres hibának forrásait.

A 20.3. ábrán levő diódamodell nem veszi figyelembe a valóságos dióda záróirányú vezetését, mert a korszerű diódák visszárama elhanyagolhatóan kicsi. Az esetek jelentős részében a dióda nyitóirányú ellenállása ($r_f \approx 10 \dots 20 \Omega$) is elhanyagolható a V-mérő bemeneti ellenállása mellett. Viszont a 0,2...0,5 V-os küszöbfeszültség (U_D) kis jelek mérésénél nagy hibát okoz. Ezt a hibaforrást lehet csökkenteni a 20.4. ábrán látható aktív egyutas egyenirányító kapcsolással. Belátható, hogy ez a kapcsolás olyan egyutas egyenirányító kapcsolásnak felel meg, ahol a dióda küszöbfeszültsége a valóságos diódák küszöbfeszültségének A_0 -lad része. Vagyis az eredő küszöbfeszültsége:

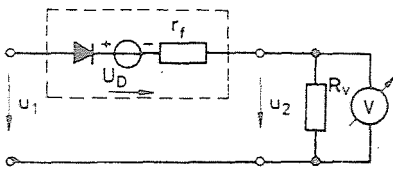
$$U'_D = \frac{U_D}{A_0}. \quad (20.6)$$



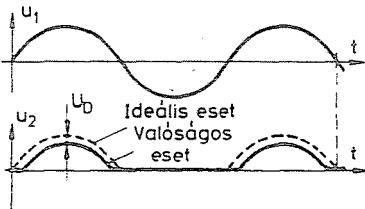
—▷— : valóságos dióda

20.2. ábra. Egyutas egyenirányító kapcsolási rajza

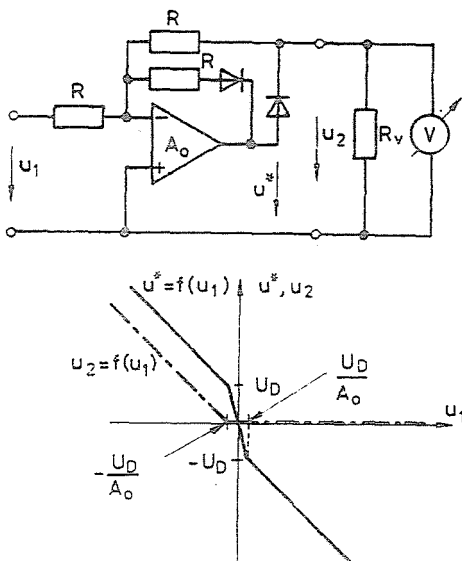
Figyelembe véve, hogy a műveleti erősítők nyílthurkú, kisfrekvenciás erősítése $10^4 \dots 10^6$ körüli, ezért az eredő küszöbfeszültség 0,2...50 μ V érték lesz. Ezzel a kapcsolással tehát kiküszöbölhető a dióda küszöbfeszültsége által okozott rendszeres hiba. Hátránya viszont az, hogy a műveleti erősítő 10...20 kHz-ben korlátozza az egyenirányító-kapcsolás felső határfrekvenciáját, szemben a passzív egyenirányító 100...200 kHz-es felső határfrekvenciájával. (Itt a felső határfrekvenciát csak a dióda kapacitása korlátozza.)



—▷— : ideális dióda



20.3. ábra. Egyutas egyenirányító modellje és időfüggvényei

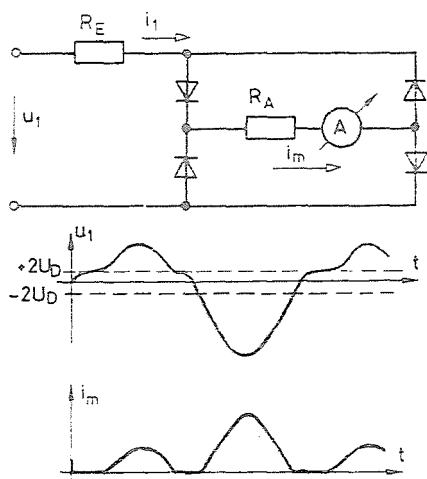


20.4. ábra. Aktív egyutas egyenirányító kapcsolási rajza és karakterisztikái

Kétutas egyenirányítók

A kétutas egyenirányító-kapcsolásokkal tetszőleges alakú váltakozó jel abszolút középértéke mérhető.

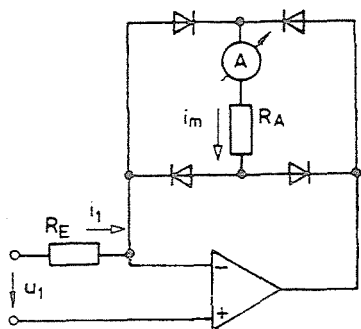
A 20.5. ábrán látható passzív kétutas egyenirányító-kapcsolás szokásos elnevezése: *Graetz*-kapcsolás. A kapcsolásban szereplő műszer állandómágnesű (*Deprez*) mérőmű. A műszer a rajta átfolyó $i_m = |i_1|$ áram egyszerű középértékét, vagyis az i_1 bemenőáram abszolút középértékét méri. Kis feszültségek mérésénél a diódák küszöbfeszültsége itt is nagy hibát okoz. Ezt a hibát aktív kétutas egyenirányító-kapso-



20.5. ábra. Kétutas egyenirányító kapcsolási rajza és időfüggvényei

lással lehet elhanyagolható mértékűre csökkenteni. Az aktív kétutas egyenirányító-kapcsolása a 20.6. ábrán látható. Ez a kapcsolás a 20.4. ábrán bemutatott kapcsoláshoz hasonlóan a diódák küszöbfeszültségét látszólagosan A_0 -ad részére, vagyis néhány μV -ra csökkenti kisfrekvencián. Ez a rendszeres hiba viszont már elhanyagolható a kapcsolás véletlen hibája mellett.

A 20.5. és a 20.6. ábrán vázolt kapcsolásokat váltakozófeszültséget is mérő digitális voltmérőkben — szokásos elnevezésük digitális multiméterek — nem szokták használni, mert itt az egyenirányított jelet mérő műszer lebegő (egyik kapcsa sincs földpotenciálon) és a digitális voltmérő földelt fokozataihoz való csatlakoztatás nehézségekbe ütközik.



20.6. ábra. Aktív kétutas egyenirányító kapcsolási rajza

Az olcsó, általános célú digitális multiméterekben a 20.7. ábrán bemutatott abszolút középvértékképző kapcsolást használják elterjedten. A kapcsolás működése a következő: Ha $C=0$, akkor

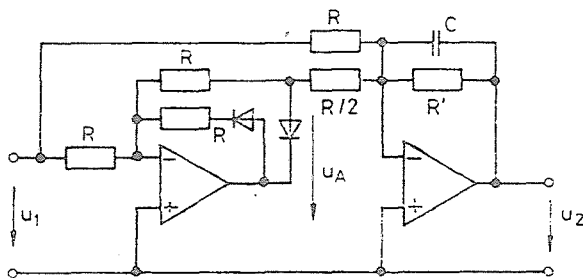
$$u_2(t) = -(u_1(t) + 2u_A(t)) \frac{R'}{R},$$

ahol

$$\begin{aligned} u_A(t) &= -u_1(t) & \text{ha} & \quad u_1 > 0 \\ u_A(t) &= 0 & \text{ha} & \quad u_1 < 0 \end{aligned}$$

u_A értékét u_2 kifejezésébe helyettesítve kapjuk, hogy

$$u_2(t) = |u_1(t)| \frac{R'}{R}.$$



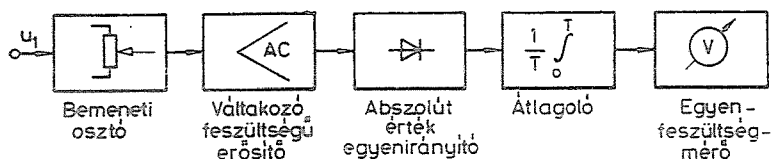
20.7. ábra. Abszolút középvértékképző kapcsolási rajza

Ha $C \neq 0$, akkor a második fokozat egy $\frac{1}{1+sR'C}$ átvitelű aluláteresztő szűrő, amely kiszűri u_2 váltakozó komponensét és így a kimeneten u_2 egyszerű középfértékével, vagyis a bemenőjel abszolút középfértékével arányos egyenfeszültség jelenik meg:

$$U_2 = \frac{R'}{R} \frac{1}{T} \int_0^T |u_1(t)| dt. \quad (20.7)$$

Az R'/R arányossági tényező szokásos értéke 1,11 (ez a szinusz jel formatényezője), mert ekkor a kimeneten megjelenő egyenfeszültség, szinuszos bemenőjel esetén, az effektív értékkel lesz azonos. Tehát a digitális multiméter kijelzőjén a szinuszos bemenőjel effektív értéke jelenik meg. Ha a mérendő jel nemszinuszos, akkor a kijelzőn leolvasható érték természetesen nem effektív érték, hanem az abszolút középférték 1,11-szerese.

Amint azt már említettük, az aktív abszolút érték egyenirányítók használati frekvenciatartományát a műveleti erősítő néhányszor 10 kHz-ben korlátozza, de a diódák paralel kapacitása miatt a passzív egyenirányítók is csak néhányszor 100 kHz-ig használhatók. Ezért az abszolút középfértéket mérő elektronikus feszültségmérők (pl. hangfrekvenciás csővoltmérők, digitális multiméterek) kisfrekvenciás műszerek és ezért felépítésükben is különböznek a később ismertetendő nagyfrekvenciás csúcsérték- és effektívérték-mérőktől. Egy elektronikus abszolút középfértékmérő blokkvázlata a 20.8. ábrán látható. A bemenetre kerülő jel a méréshatásváltást biztosító bemeneti osztó után váltakozófeszültségű erősítőre kerül. Mivel az AC erősítő egyes



20.8. ábra. Elektronikus abszolút középfértékmérő blokkvázlata

fokozatai között kapacitív csatolás van, ezért az erősítő leválasztja a mérendő váltakozójel esetleges egyenfeszültségű összetevőjét. Tehát az egyenirányító csak a váltakozófeszültségű komponenszt egyenirányítja és így, függetlenül attól, hogy egyutas vagy kétutas egyenirányítót használunk, az átlagoló egység bemenetére a váltakozó összetevő abszolút értékével arányos jel kerül. Az átlagoló egység kimenetére kapcsolódó egyenfeszültség-mérő (állandómágneseű mérőmű vagy digitális egyenfeszültség-mérő) a bemenetre adott jel váltakozófeszültségű összetevőjének abszolút középfértékét méri. Itt is meg kell jegyezni, hogy a gyári műszerek ugyan effektív értékben vannak skálázva, de nemszinuszos jel esetén a korábban mondottak érvényesek.

Mivel a váltakozófeszültségű erősítőknél nincsenek offset és drift problémák (mert a kapacitív csatolás miatt az erősítő nem viszi át az egyes erősítőfokozatok offsetjét), ezért ezzel a műszerrel már néhány mV-os váltakozófeszültségű jeleket is lehet mérni. A műszer alsó határfrekvenciáját a kapacitív csatolások 4...5 Hz-re, a felső határfrekvenciát pedig az abszolút értéket képző egyenirányító-kapcsolások 20...200 kHz-re korlátozzák.

20.2.3. Effektív érték mérése

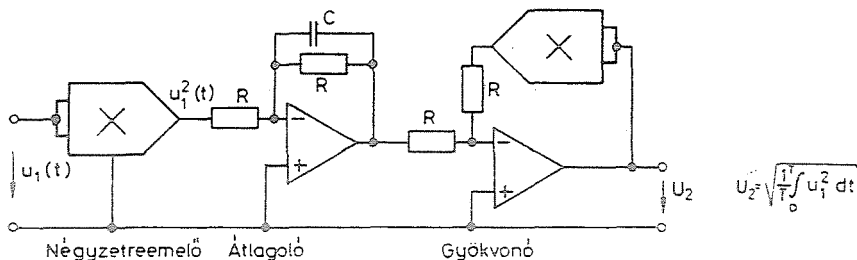
Váltakozójel effektív értékének mérésére alkalmasak azok az elektromechanikus műszerek, amelyeknél a kitérítő nyomaték a műszerre kapcsolt jel négyzetével arányos. Amint azt már a 11. fejezetben bemutattuk, az állandómágnesű (*Deprez*) műszer kivételével az összes elektromechanikus műszer ilyen. Különbség csak a műszerek fogyasztásában, határfrekvenciájában, a műszerekre adható váltakozójel maximális csúcstényezőjében van. Ezeket a problémákat érinti a 11. fejezet.

Effektív értéket képző kapcsolások

Az effektívérték-képzők a váltó-egyenátalakítók azon csoportját alkotják, amelyek a mérendő váltakozójel effektív értékével arányos egyenfeszültséget állítanak elő.

Szorzos effektívérték-képzők

Ezek az áramkörök az effektív érték matematikai definícióját realizálják elektronikus szorzók (l. 10. fejezet) felhasználásával. Az egyik lehetséges kapcsolás a 20.9. ábrán látható. A kapcsolásban szereplő két elektronikus szorzó korlátozott pontossági igények esetén lehet analóg szorzó, de nagyobb pontosság esetén kapcsolóüzemű szorzókat, ill. ezek egyik speciális fajtáját az ún. időosztásos szorzókat (TDM) használják. Ezeknek nagy előnye az analóg szorzókkal szemben az, hogy nincs ofszet-hibájuk, ezért kis jelek mérésére is alkalmasak. Hátrányuk viszont az, hogy csak néhány kHz-ig használhatók, míg az analóg szorzókkal 1...5 MHz-ig lehet effektív-érték-képző kapcsolást realizálni.



20.9. ábra. Szorzós effektívérték-képző kapcsolási rajza

A 20.10. ábra olyan kapcsolást mutat be, amely egyetlen időosztásos szorzóval valósít meg effektívérték-képzőt. A kapcsolás analízise:

$$\varepsilon = (U_2 - u_1)(U_2 + u_1) = U_2^2 - u_1^2.$$

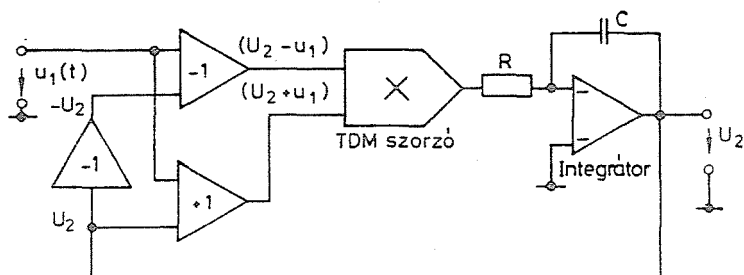
Legyen

$$u_1(t) = U_p \sin \omega t,$$

akkor

$$\varepsilon = U_2^2 - u_1^2 = U_2^2 - U_p^2 \sin^2 \omega t = U_2^2 - \frac{U_p^2}{2} + \frac{U_p^2}{2} \cos 2\omega t.$$

$\underbrace{\quad}_{\varepsilon_{DC}} \quad \underbrace{\quad}_{\varepsilon_{AC}}$



20.10. ábra. Visszacsatolt szorzós effektívérték-képző kapcsolási rajza

Látható, hogy ε egy egyenfeszültségű (ε_{DC}) és egy váltakozófeszültségű (ε_{AC}) összetevőből áll. Az integrátor a váltakozófeszültségű komponenst kiszűri, az egyenfeszültségű komponenst pedig addig integrálja, amíg a negatív visszacsatolás miatt az nulla nem lesz, vagyis:

$$\varepsilon_{DC} = 0,$$

ekkor

$$U_2 = \frac{U_p}{\sqrt{2}}. \quad (20.8)$$

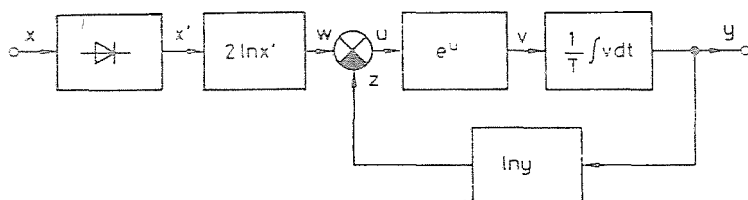
Tehát a kimeneten megjelenő egyenfeszültség a bemenetre adott váltakozófeszültség effektív értékével azonos. Belátható, hogy a kapcsolás nemszinuszos periodikus jelek esetén is az effektív értéket képi.

Függvénytranszformátoros effektívérték-képzők

A 9. fejezet bemutatott olyan elektronikus áramköröket, amelyekkel különféle nemlineáris függvények közelíthetők. A négyzetreemelő és gyökvonó áramköröket effektív érték mérésére is fel lehet használni (l. 20.9. ábra).

Ugyancsak használnak effektív érték mérésére logaritmikus és exponenciális erősítőket. A realizálás egy lehetséges módja a 20.11. ábrán látható. A kapcsolás analízise a következő:

$$\begin{aligned} x' &= |x|, \\ w &= 2 \ln |x|, \\ z &= \ln y, \\ u &= 2 \ln |x| - \ln y, \\ v &= e^u = e^{(2 \ln |x| - \ln y)} = \frac{|x|^2}{y}. \end{aligned}$$



20.11. ábra. Logaritmikus és exponenciális átvitelű erősítőkből felépülő effektívérték-képző blokkvázlata

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T v \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{|x|^2}{y} \, dt.$$

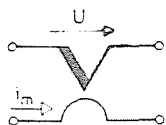
Mivel y időfüggetlen átlagérték, ezért:

$$y = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |x|^2 \, dt}. \quad (20.9)$$

A megoldás előnye, hogy a bemeneti logaritmikus erősítő miatt nagy csúcs-tényezőjű jelek effektív értékének mérésére is alkalmas. Határfrekvenciája viszont a bemeneti abszolútérték-képzés és a logaritmikus erősítő miatt korlátozott.

Termoátalakítós effektívérték-képzők

Ezek az áramkörök az effektív érték fizikai definíciója alapján működnek. Egyszerűbb változata az ún. termokeresztes átalakító. Ez két részből áll: a mérendő árammal felmelegíthető fűtőszálból, valamint a fűtőszállal termikus csatolásban levő hőelemből.



20.12. ábra. Termokeresztes átalakító szimbolikus rajza

Az átalakító szimbolikus rajza a 20.12. ábrán látható. Működésének lényege az, hogy az áram hatására a fűtőszál hőmérsékletének környezethez képesti emelkedése közelítőleg:

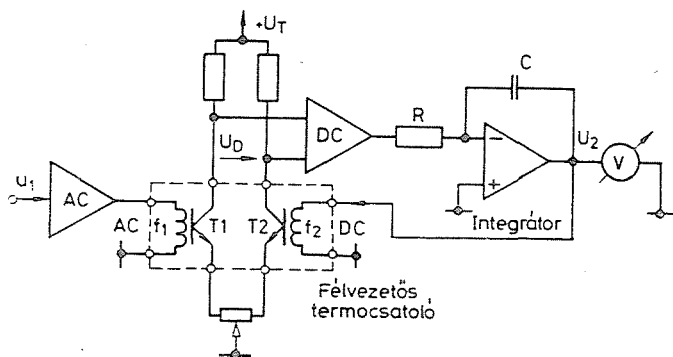
$$\Delta T = k_1 I_m^2.$$

Ennek hatására a hőelem sarkain fellépő egyenfeszültség:

$$U = k_2 \Delta T = k_1 k_2 I_m^2. \quad (20.10)$$

Sok esetben a termokeresztes átalakítót egyenfeszültséget mérő elektiromechanikus műszerbe építik be. Ezekkel a műszerekkel mikrohullámú jelek effektív értéke is mérhető. Előnye még az is, hogy skálájuk egyenárammal is hitelesíthető és így számos rendszeres hiba megszüntethető. Hátrányuk viszont az, hogy túlterhelésre nagyon érzékenyek, mert a vékony fűtőszál könnyen elég.

Elektronikus műszerekben használják effektív érték képzésére az ún. termocsatlásokat. Felépítésüket tekintve létezik termoelemes és félvezetős termocsatlás. Működésük lényegét a 20.13. ábrán látható kapcsolással mutatjuk be. Az u_1 mérendő váltakozófeszültség-erősítést és teljesítményillesztést biztosító, széles sávú váltakozófeszültségű erősítőn keresztül fűti az egyik fűtőszálát. A fűtőszál hőmérsékletnövekedése a váltakozójel effektív értékének négyzetével arányos. A fűtőszál melegíti a T_1 tranzisztort, a melegítés hatására felborul a T_1, T_2 tranzisztorokból felépülő differenciálerősítő egyensúlya. Ezért az U_D differenciális feszültség nullától eltérő lesz, viszont U_D -t az integrátor addig integrálja, vagyis U_2 kimeneti egyenfeszültséget addig növeli, míg az U_2 által fűtött második fűtőszál T_2 hőmérsékletét megemeli úgy, hogy visszaálljon a két tranzisztor termikus egyensúlya és így U_D értéke ismét nulla



20.13. ábra. Févezetős termocsatolással felépülő effektívérték-mérő kapcsolási rajza

lesz és U_2 növekedése megáll. Ebben az esetben u_1 által okozott hőmérséklet-növekedés a T_1 tranzisztornál azonos U_2 által okozott hőmérséklet-növekedéssel a T_2 tranzisztornál, vagyis:

$$k_1 U_{1\text{eff}}^2 = k_2 U_2^2,$$

tehát

$$U_2 = \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} U_{1\text{eff}}. \quad (20.11)$$

A kapcsolat határfrekvenciáját csak a bemeneti erősítő korlátozza. Különlegesen szélessávú erősítővel 10 Hz-től 1 GHz-ig működő elektronikus effektívérték-mérőket gyártanak ilyen átalakító felhasználásával.

20.2.4. Csúcsérték mérése

A csúcsértékképzők vagy csúcsegyenirányítók a váltakozójel pozitív vagy negatív csúcsértékével, vagy a csúcstól csúcsig vett értékével arányos egyenfeszültséget állítanak elő, és ezt az egyenfeszültséget méri a 19. fejezetben megismert valamelyik feszültségmérő. Már bevezetőül meg kell említeni, hogy a csúcsegyenirányítókat rendszerint nagyfrekvenciás jelek egyenirányítására használják jó nagyfrekvenciás tulajdonságaik miatt. Ezért a passzív csúcsegyenirányító-kapcsolások jelentősége nagyobb, mint a rosszabb nagyfrekvenciás tulajdonságokkal rendelkező aktív kapcsolásoké.

Soros diódás csúcsegyenirányító

Kapcsolási rajza és jelalakjai a 20.14. ábrán láthatók. Az R ellenállás a kondenzátorra kapcsolódó egyenfeszültség-mérő bemeneti ellenállását modellezi. Ideális esetben a kondenzátor feszültsége a bemenetre adott u_1 váltakozójel csúcsértékével azonos. A valóságban rendszeres hibát okoz a dióda küszöbfeszültsége (U_D) és a kondenzátor kisülése az R ellenálláson. A kisülésből származó hibakomponens a következőképpen határozható meg. A dióda küszöbfeszültségének hatását figyelmen kívül hagyva a kondenzátor feszültségének időfüggvénye — az exponenciális tag sorbafejtésével — a következő közelítéssel írható le:

$$u_2(t) = U_{1p} e^{-\frac{t}{RC}} \cong U_{1p} \left(1 - \frac{t}{RC} \right).$$

Ha $t = T$, akkor a 20.14. ábra alapján

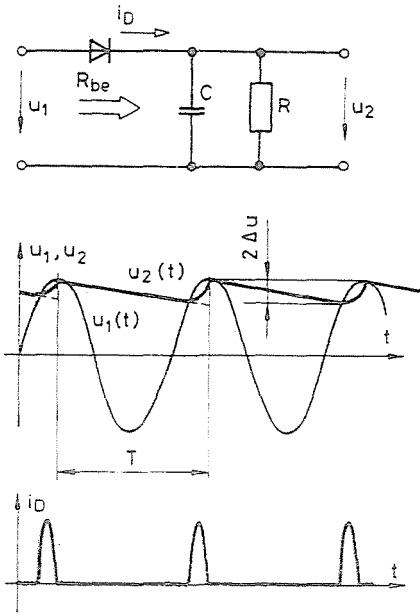
$$u_2(T) \cong U_{1p} - 2\Delta u \Rightarrow \Delta u \cong \frac{1}{2} (U_{1p} - u_2(T))$$

kisülésből származó relatív hiba tehát

$$h = \frac{\Delta u}{U_{1p}} = \frac{T}{2RC} = \frac{1}{2RCf}. \quad (20.12)$$

Az egyenirányítás hibája a mérendő jel frekvenciájával fordítottan arányos.

A 20.14. ábrán a dióda áramának jelalakjából látható, hogy a soros diódás csúcsegyenirányító a meghajtó generátort nemlineárisan terheli. Mégis az egyszerű lineáris modellezések során az egyenirányító terhelő hatását egy ekvivalens bemeneti ellen-



20.14. ábra. Soros diódás csúcsegyenirányító kapcsolási rajza és időfüggvényei

állással (R_{be}) szokás figyelembe venni. Az ekvivalens bemeneti ellenállás a generátor által leadott teljesítmény és az R bemeneti ellenállású mérőműszer által felvett teljesítmény azonosságából határozható meg:

$$\frac{U_{1eff}^2}{R_{be}} = \frac{U_2^2}{R}.$$

Szinuszos bemenőjelnél:

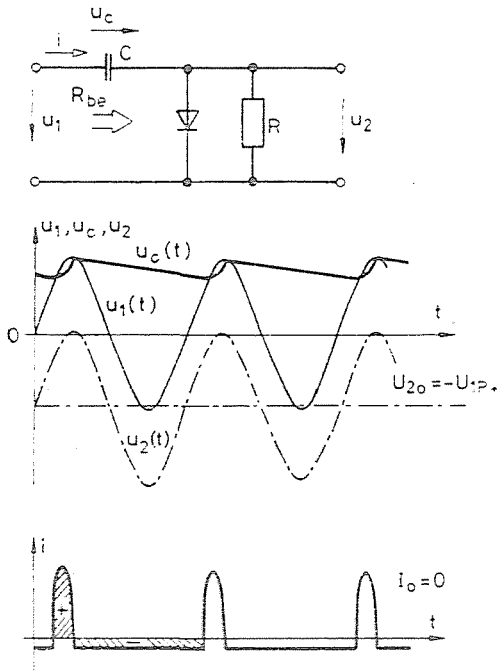
$$U_{1eff} = \frac{U_{1p}}{\sqrt{2}} \quad \text{és} \quad U_2 \cong U_{1p},$$

ezért az ekvivalens bemeneti ellenállás nagysága :

$$R_{be} \cong \frac{R}{2}. \quad (20.13)$$

Párhuzamos diódás csúcsgegyenirányító

Kapcsolási rajza és jelalakjai a 20.15. ábrán láthatók. Az R ellenállás itt is a mérőműszer bemeneti ellenállását modellezi. A kapcsolás működésének lényege az, hogy a bemenőjel pozitív félperiódusában a kondenzátor feltöltődik a pozitív csúcsértékre és a kisüléstől eltekintve tartja ezt a feszültséget. A pozitív csúcsértékre feltöltött kondenzátor a bemenőjelet eltolva engedi át a kimenetre úgy, hogy a kimenőjel pozitív csúcsértékét a nulla szinten rögzíti. (Pontosabban a dióda küszöbfeszültsége körüli szinten rögzíti.) Ezért ezt a kapcsolást szintrögzítő kapcsolásnak is nevezik. A kimenetre kapcsolt egyszerű középértéket mérő egyenfeszültségmérő pedig méri a kimenőjel egyszerű középértékét, amely jó közelítéssel a bemenetre adott jel pozitív csúcs-



20.15. ábra. Párhuzamos diódás csúcsgegyenirányító kapcsolási rajza és időfüggvényei

értékének mínusz egyszeresével azonos. A kapcsolás jellegzetessége még az is, hogy a generátort terhelő nemszinuszos áram egyszerű középértéke nulla, szemben a soros csúcsértékmérő bemenőáramával.

Máshogy fogalmazva ez azt jelenti, hogy a kapacitív csatolás miatt a kapcsolás csak a bemenőjel változó összetevőjének csúcsértékét képzí.

A kapcsolásban rendszeres hibát okoz a dióda küszöbfeszültsége és a kondenzátor kisülése.

Az utóbbi hibakomponens a soros diódás csúcsértékmérőhöz hasonlóan, a bemenőjel frekvenciájával fordítottan arányos.

Ez a kapcsolás is nemlineárisan terheli a mérendő feszültségforrást, lineáris modelljének ekvivalens bemeneti ellenállása (R_{be}) a mérendő feszültségforrás által leadott (P_1) és a mérőműszer által felvett (P_2) teljesítmények azonosságából határozható meg. Szinuszos jel esetén:

$$P_1 = \frac{U_{1eff}^2}{R_{be}} = \frac{U_{1p}^2}{2R_{be}},$$

$$P_2 = \underbrace{\frac{U_{1p}^2}{R}}_{DC} + \underbrace{\frac{U_{1p}^2}{2R}}_{AC} = \frac{3}{2R} U_{1p}^2.$$

(P_2 egy egyenáramú és egy váltakozóáramú teljesítményből áll.) Mivel $P_1 = P_2$ az ekvivalens bemeneti ellenállás:

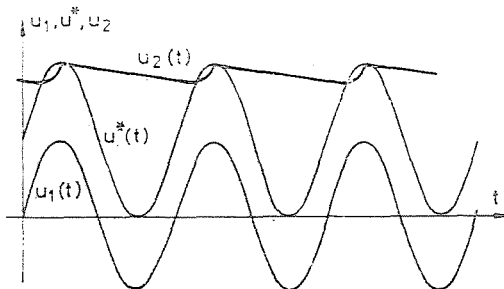
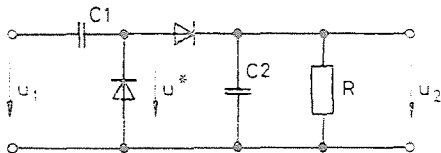
$$R_{be} = \frac{R}{3}. \quad (20.14)$$

Tehát azonos bemeneti ellenállású (R) feszültségmérőt feltételezve, a párhuzamos diódás csúcsegyenirányító jobban terheli a mérendő feszültségforrást, mint a soros diódás csúcsegyenirányító.

Párhuzamos soros diódás csúcsegyenirányító

Kapcsolási rajza és jelalakjai a 20.16. ábrán láthatók. A kapcsolás felfogható egy párhuzamos és egy soros diódás csúcsegyenirányító lánckapcsolásának. Az ábrából is következik, hogy ez a kapcsolás a bemenetre adott jel váltakozó komponensének csúcstól csúsig vett értékét képezi. A mérési elrendezésben a két dióda kétszeres kúszöbfeszültsége és a kondenzátorok kisülése okoz rendszeres hibát. Lineáris modelljének ekvivalens bemeneti ellenállása:

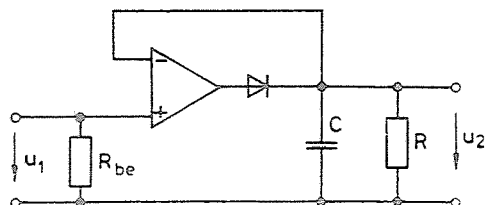
$$R_{be} \cong \frac{R}{8}. \quad (20.15)$$



20.16. ábra. Párhuzamos-soros diódás csúcsegyenirányító kapcsolási rajza és időfüggvényei

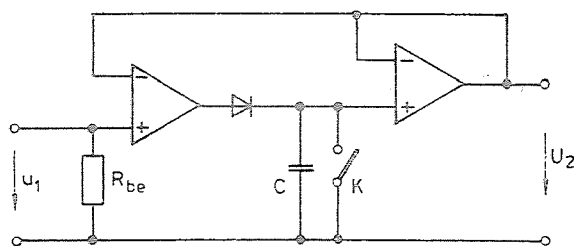
Aktív csúcsegyenirányító kapcsolások

Már említettük, hogy nagyfrekvenciás mérések céljára rendszerint passzív csúcsegyenirányítókat használnak, kis frekvencián pedig az abszolútérték-egyenirányítók terjedtek el. Ennek ellenére kisfrekvenciás elektronikus berendezésekben bizonyos esetekben szükség van a csúcstérték képzésére, vagy nem periodikus jeleknél a maximális érték rögzítésére. A csúcstérték mérésére a soros diódás csúcsegyenirányító 20.17. ábrán látható aktív változata alkalmas. A kapcsolás előnye, hogy kiküszöböli a dióda küszöbfeszültsége által okozott rendszeres hibát. Ezért kis jelek mérésére is alkalmas. A kondenzátor kisüléséből származó rendszeres hiba azonos a passzív soros diódás csúcsegyenirányító frekvenciafüggő hibájával. Előnye még a kapcsolásnak az, hogy bemeneti ellenállása lineáris, szemben a passzív kapcsolással.



20.17. ábra. Aktív csúcsegyenirányító kapcsolási rajza

A 20.18. ábrán a legnagyobb csúcstértéket rögzítő ún. csúcsetektor kapcsolása látható. Ez a kapcsolás lényegében csak annyiban különbözik a 20.17. ábrán látható kapcsolástól, hogy a kondenzátorra egy nagy bemeneti ellenállású (pl. FET bemenetű) erősítő kapcsolódik és így a kondenzátor nem sül ki. Tehát a kimeneten az előforduló legnagyobb csúcstértékekkel (pl. nem periodikus jeleknél) azonos egyenfeszültség mérhető egészen addig, míg a K kapcsolóval ki nem sűjtjük a kondenzátort. (Természetesen a kondenzátor saját vezetésén, a dióda visszáramán és az erősítő nem végtelen bemeneti ellenállásán keresztül folyamatosan veszít töltéséből, de ennek mértéke nagyságrendekkel kisebb, mint a 20.17. ábrán látható kapcsolásban.)



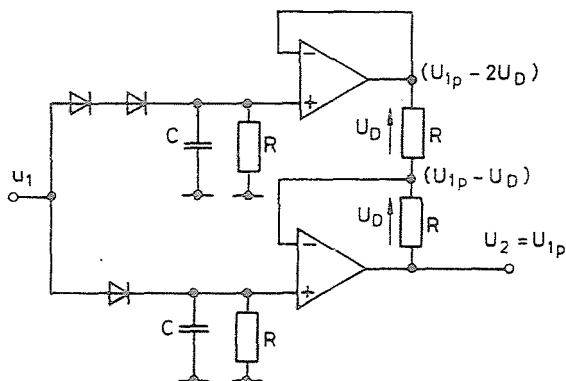
20.18. ábra. Csúcsetektor kapcsolási rajza

A 20.19. ábra olyan kapcsolást mutat be, amely passzív csúcsegyenirányítást végez ugyan, de az egyenirányított feszültségeket aktív eszközök felhasználásával úgy összegezi, hogy a válogatott diódák küszöbfeszültsége által okozott hiba minimális legyen. Ezzel a kapcsolással 1...2 V-os nagyfrekvenciás jelek pontos csúcsegyenirányítását lehet megoldani.

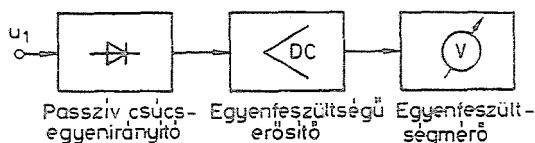
A csúcseyenirányítókat tartalmazó nagyfrekvenciás feszültségmérők felépítése eltér a 20.8. ábrán látható, abszolútérték-egyenirányítót tartalmazó kisfrekvenciás feszültségmérőktől.

A 20.20. ábrán bemutatott blokkvázlat jellegzetessége az, hogy a váltakozójelet a bemeneten levő — sok esetben a mérőfejbe épített — csúcseyenirányító egyenirányítja és a már egyenirányított jelet erősíti az egyenfeszültségű erősítő. Végül a megfelelő szintre erősített egyenfeszültséget méri a beépített állandómágneseű műszer vagy digitális voltmérő.

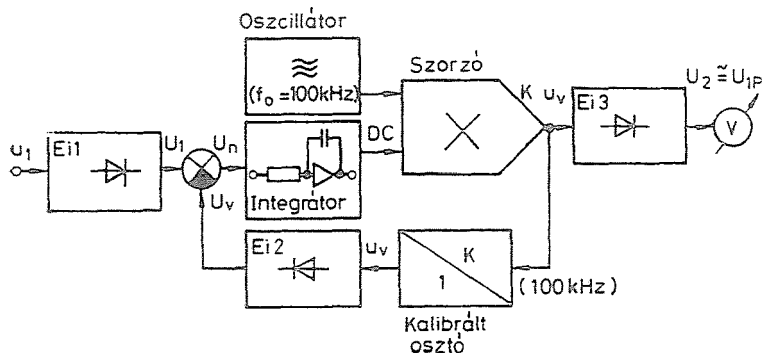
A nagyfrekvenciás működés miatt a bemeneti csúcseyenirányító passzív. A passzív egyenirányításból következik viszont, hogy kis jelek mérésénél a diódák küszöbfeszültségéből és nemlineáris karakterisztikájából származó mérési hiba nagy. Ezért kis szintű (10...100 mV), nagyfrekvenciás jelek mérésére a 20.21. ábra alapján felépülő műszert használnak. A készülék működésének lényege a következő.



20.19. ábra. A diódák maradékfeszültségének hatását csökkentő kapcsolás kapcsolási rajza



20.20. ábra. Elektronikus csúcsértékmérő blokkvázlata



20.21. ábra. Kis szintek mérésére alkalmas nagyfrekvenciás csúcsértékmérő blokkvázlata

Az E11 és E12 csúcsegyenirányítók gondosan válogatott, azonos karakterisztikájú félvezető diódákból épülnek fel. A szabályozási kör biztosítja, hogy az E12 egyenirányítóra ugyanolyan amplitúdójú, de fix frekvenciájú (100 kHz) jel kerüljön, mint az E11 egyenirányító bemenetén levő, változófrekvenciájú mérendő jel amplitúdója. Tehát a két egyenirányítóra kerülő, azonos amplitúdójú, kis szintű jelek egyenirányításánál elkövetett rendszeres hibák előjele és nagysága azonos. Ebből következik, hogy amikor a hibajel (U_h) nulla, akkor a két egyenirányított feszültség egyenlő ($U_1 = U_2$), vagyis az egyenirányítók szimmetriája miatt a mérendő (u_1) jel csúcserőssége is egyenlő a fix frekvenciájú visszacsatolt (u_v) jel csúcserősségével. A nagy osztású, mérésátváltást is biztosító precíziós osztó bemenetén nagy szintű (Ku_v) és fix frekvenciájú (100 kHz) jel van. Ennek a jelnek pontos csúcsegyenirányítása és mérése már könnyen megoldható az ismertett csúcsegyenirányítók valamelyikével.

20.2.5. Pillanatérték mérése

Digitális elvű mérőberendezésekben és különböző elektronikus készülékekben sok esetben szükség van a váltakozójel adott pillanatbeli értékének megmérésére. Mivel minden méréshez (információszerzéshez) idő kell, ezért a pillanatértéket csak úgy lehet megmérni, hogy az adott pillanatban a váltakozójelből mintát veszünk; és ezt a mintát a méréshez szükséges időtartamig egy tárolóegységben tároljuk. Ezt az összetett funkciót valósítják meg a 10. fejezetben tárgyalt mintavevő-tartó áramkörök.

20.2.6. Időfüggvény mérése

Az időfüggvény mérésének széles körben elterjedt eszköze az *oszilloszkóp*. A mérendő jel időfüggvényét katódsugárcső ernyőjén jeleníti meg. A műszer — a vele szemben támasztott igényektől függően — sokféle kialakítású lehet. Egy szokásos felépítést szemléltet a 20.22. ábra.

Az ábrán bemutatott megoldásnál egysugaras katódsugárcsővet egy elektronkapcsoló egység segítségével két jel egyidejű megjelenítésére tettük alkalmassá. A műszerrel az amplitúdó és időmérést hosszúságmérésre visszavezetve végezhetjük el. A mérés pontossága a vonalvastagságtól és a leolvasási hibától függően 1...5%.

Két jel egyidejű megjelenítését szaggatott (Chopped) vagy váltakozó (Alternate) üzemmódban végzi az elektronkapcsoló egység. Az első esetben a katódsugár egy végigfutása alatt felváltva az Y_1 és Y_2 jelet jeleníti meg. A második üzemmódban az egyik végigfutás idején Y_1 , a másik végigfutás alatt Y_2 jelet kapcsolja az Y végerősítőre. Ebből a különbségből származik az, hogy a „Chopped” üzemmód a kis-, az „Alternate” nagyfrekvenciás méréseknél előnyösebb.

A mai korszerű oszcilloszkópok tipikus adatai:

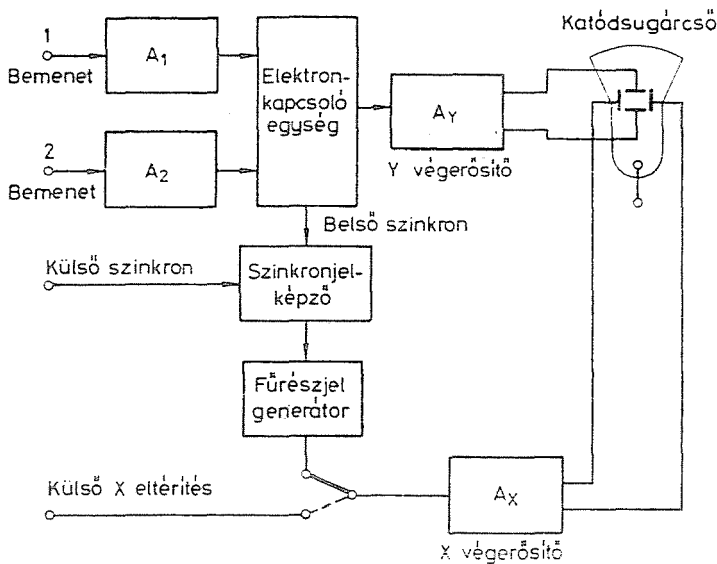
sávszélesség 0—60...100 MHz,

bemeneti érzékenység 5...10 mV/cm—10...50 V/cm,

bemeneti impedancia 1 MΩ || 5...10 pF.

A katódsugárcsővekről a 11.2. szakaszban talál az Olvasó bővebb ismertetést.

Az időfüggvények hosszabb idejű vizsgálatának egyik lehetséges módja a tároló oszcilloszkóp alkalmazása. A mintaregisztrátum hosszú idejű megjelenítését két úton szokták megvalósítani:



20.22. ábra. Oszcilloszkóp blokkvázlata

- tárolócső segítségével, ilyenkor a cső ernyője tárolja az információt;
- memória alkalmazásával; ilyenkor a mintaregisztrátum időben és amplitúdóban kvantált értékeit elektronikus memóriába „írják be”, majd rendszeresen innen „kiolvassa” frissítik az oszcilloszkóp ábráját.

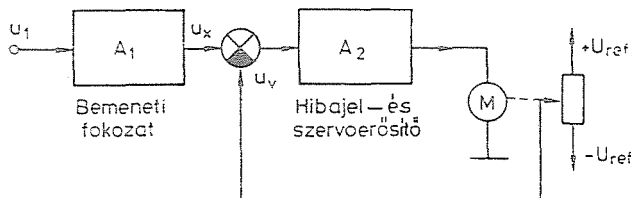
Időfüggvények regisztrálására direktíró regisztrálókat vagy kompenzográfokat használnak.

A *direktíró regisztrálók* olyan elektromechanikus műszerek, amelyeknél a mutató helyén írószerkezet helyezkedik el, alatta pedig regisztráló papír mozog, általában állandó sebességgel.

Ezzel a megoldással néhány százalék pontosságú műszerek készülnek, főleg kapcsolótáblába építhető kivitelben. A mérőmű az elektromechanikus műszereknél ismertetett bármelyik típus lehet. Az elérhető felső határfrekvencia alacsony, néhány Hz—néhányszor tíz Hz.

A *kompenzográfok* olyan automatikus kompenzátorok, amelyek regisztrálási képességgel is rendelkeznek. Blokkvázlatuk a 20.23. ábrán látható.

Az M motor a potenciométer csúszkáját addig mozgatja, amíg a visszacsatolt u_v feszültség egyenlő nem lesz u_x feszültséggel. A potenciométer csúszkájával mechanikai kapcsolatban levő toll ezalatt nyomot hagy az alatta elhelyezett és egyenletesen mozgó regisztráló papíron. Az ábrán DC motorral realizált szervomechanizmust ábr-



20.23. ábra. Kompenzográf blokkvázlata

rázoltunk. Természetesen megoldható a feladat AC szervo-hálózattal is, de ezek dinamikus tulajdonságai kedvezőtlenebbek.

A kompenzográf felső határfrekvenciája néhány Hz, bemeneti érzékenysége az A_1 fokozattól függően kb. $100 \mu\text{V/cm} \dots 10 \text{ V/cm}$.

Az $X-Y$ rekorderekben az írószerkezet mindkét tengely mentén el tud mozdulni. Tulajdonképpen mindkét csatorna egy-egy kompenzográf. Alkalmazása ott előnyös, ahol a független változó nemcsak az idő lehet, hanem valamely más villamos jel vagy villamos jellé alakítható mennyiség.

20.2.7. Szelektív mérések

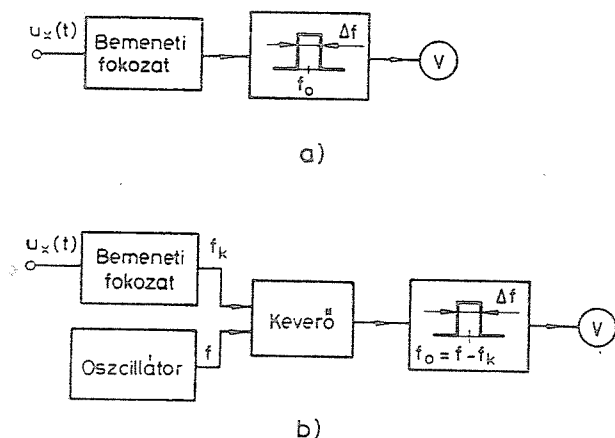
A mérendő jelre gyakran zaj, ill. zavar szuperponálódik, amely keskenysávú szelektív voltmérő alkalmazásával eredményesen elnyomható. A mérendő jellel azonos frekvenciájú zavarjel esetén e módszer természetesen nem használható.

Komplex periodikus jelek egyes komponenseinek kimérése szintén szelektív voltmérővel végezhető el. Nullmódszeres feszültség vagy impedanciamérésnél a kiegyenlítés csak az alapharmonikuson lehetséges, így olyan szelektív feszültségmérőre (null-indikátorra) van szükség, amely a felharmonikusokra kellően érzéktelen.

Ezen feladatokra alkalmas szelektív voltmérők kedvező tulajdonsága az is, hogy jóval érzékenyebbek, mint a szélessávúak, mivel saját, bemeneti fokozatukban keletkező belső zajukat is elnyomják.

Szelektív voltmérők felépítése

A sáváteresztő szűrőt tartalmazó szelektív voltmérő (20.24a ábra) tulajdonsága, hogy f_0 növelésével a sávszűrő Δf sáv szélessége is nő $\left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)$ közel állandó. Mivel ez általában nem megengedhető, előnyösebb a heterodin rendszerű szelektív feszültségmérő (20.24b ábra) használata, amely állandó Δf sáv szélességet biztosít.



20.24. ábra. Szelektív feszültségmérők

a sáváteresztő szűrőt tartalmazó szelektív voltmérő; b heterodin rendszerű szelektív feszültségmérő felépítésének vázlatai

20.2.8. Vektoriális komponensek mérése

Fázisérzékeny egyenirányítók

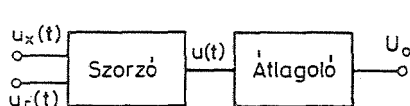
A fázisérzékeny egyenirányítók működési elve

A fázisérzékeny egyenirányítókkal a mérendő szinuszos feszültségnek egy adott referenciafeszültségre eső vetületét határozhatjuk meg.

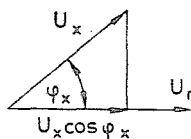
Általános felépítésük a 20.25a ábrán látható. Tételezzük fel, hogy mindkét bemenőjel szinuszos:

$$u_x(t) = \sqrt{2}U_x \sin(\omega t + \varphi_x), \quad (20.16)$$

$$u_r(t) = \sqrt{2}U_r \sin \omega t. \quad (20.17)$$



a)



b)

20.25. ábra. Fázisérzékeny egyenirányító

a elvi felépítés; b fázorábra

A szorzóegység kimenőfeszültsége:

$$u(t) = u_x(t)u_r(t) = 2U_xU_r \sin(\omega t + \varphi_x) \sin \omega t.$$

Átalakítva a két szinuszfüggvény szorzatát:

$$u(t) = U_xU_r[\cos \varphi_x - \cos(2\omega t + \varphi_x)] \quad (20.18)$$

adódik.

$u(t)$ középfértéke ebből már könnyen meghatározható:

$$U_0 = U_rU_x \cos \varphi_x. \quad (20.19)$$

A referenciafeszültségre eső vetület (20.25b ábra):

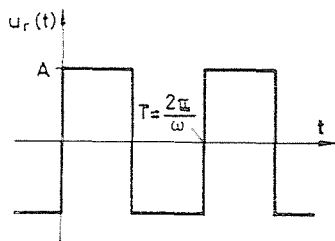
$$U_x \cos \varphi_x = \frac{U_0}{U_r}. \quad (20.20)$$

Láthatóan a fázisérzékeny egyenirányító U_0 kimenőfeszültsége az U_x egyik vektoriális komponensét adja. A referenciafeszültség 90° -os elforgatásával a másik komponens ($U_x \sin \varphi_x$) is meghatározható.

Gyakran használnak referenciafeszültségként szimmetrikus vagy aszimmetrikus négyszögjelet (20.26. ábra).

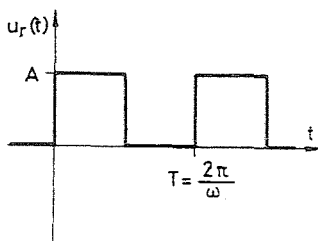
A szorzóegység kimenőfeszültsége szimmetrikus négyszögjel, mint referencia esetén:

$$u(t) = u_x(t)u_r(t) = \sqrt{2}U_x \sin(\omega t + \varphi_x) \frac{4A}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t. \quad (20.21)$$



$$u_r(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t$$

a)



$$u_r(t) = A \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t \right]$$

b)

20.26. ábra. Négyyszögjelek mint referenciák

a) szimmetrikus; b) aszimmetrikus

Némi átalakítás után:

$$u(t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} AU_x \left[\cos \varphi_x - \cos(2\omega t + \varphi_x) + \right. \\ \left. + 2 \sin(\omega t + \varphi_x) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t \right], \quad (20.22)$$

$u(t)$ középvértéke pedig:

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} AU_x \cos \varphi_x, \quad (20.23)$$

ahonnan U_x vektoriális komponense:

$$U_x \cos \varphi_x = \frac{U_0}{A} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (20.24)$$

ismét a fázisérzékeny egyenirányító kimenőfeszültségével arányos.

Aszimmetrikus négyyszögjel esetén a fázisérzékeny egyenirányító kimenőfeszültsége a szimmetrikus négyyszögjel, mint referenciajel esetéhez képest felére csökken:

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} AU_x \cos \varphi_x. \quad (20.25)$$

Felharmonikusok hatása a fázisérzékeny egyenirányításra

A mérendő $u_x(t)$ a gyakorlatban nem mindig tiszta szinuszos jel. A felharmonikusok hatását egyszerűen vizsgálhatjuk, ha feltételezzük, hogy a fázisérzékeny egyenirányító bemenetére csak a felharmonikusokat kapcsoljuk, azaz

$$u_x(t) = \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \varphi_k). \quad (20.26)$$

Szinuszos referencia feltételezésével a 20.25. ábra szerinti szorzó kimenőfeszültsége:

$$u(t) = \sqrt{2} U_r \sin \omega t \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \varphi_k). \quad (20.27)$$

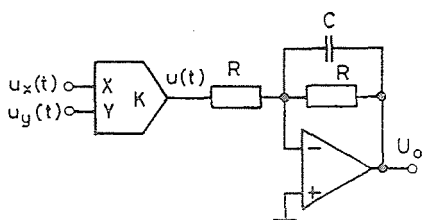
Ennek középértéke (U_0) zérus, mivel különböző frekvenciájú szinuszos jelek szorzata zérus középértékű.

Megállapítható mindezekből, hogy szinuszos referencia esetén a fázisérzékeny egyenirányító kimenőfeszültsége $u_x(t)$ alapharmonikusának vektoriális komponensével arányos és független a felharmonikusoktól.

Négyszögjel mint referencia esetén azonban már más a helyzet. Tekintve, hogy a fázisérzékeny egyenirányító ekkor a $\left[0, \frac{T}{2}\right]$ intervallumon átlagolja a mérendő $u_x(t)$ jelet, annak páratlan felharmonikusai általában nem átlagolódnak ki, csak a páros felharmonikusok, mivel a $\left[0, \frac{T}{2}\right]$ intervallumra bármely páros felharmonikus egész számú periódusa jut. Ügyelni kell tehát arra, hogy négyszögjel mint referencia esetén a mérendő jel páratlan felharmonikusai kellően kis szinten legyenek.

Fázisérzékeny egyenirányítók megvalósítási lehetőségei

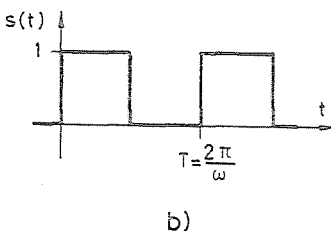
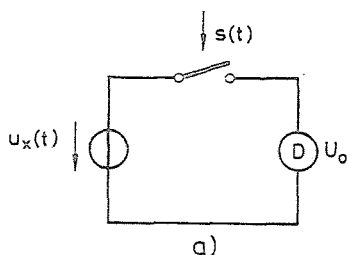
Analóg szorzó alkalmazásával egyszerű fázisérzékeny egyenirányító készíthető (20.27. ábra). A szorzatjel átlagát aktív aluláteresztő szűrő képezi. A szorzás művelete vezérelt kapcsolóval is megoldható, amely nagyobb pontosság elérését teszi lehetővé, mint az analóg szorzó. Ekkor a mérendő $u_x(t)$ jelet egy $s(t) = \frac{u_r(t)}{A}$ kapcsolási függvénnyel szorozzuk meg, ahol $u_r(t)$ a 20.26. ábra szerinti négyszögjelek valamelyike.



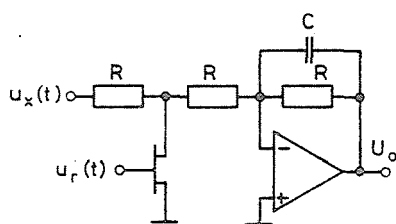
20.27. ábra. Fázisérzékeny egyenirányító analóg szorzóval

Legegyszerűbb esetben egy egyutas fázisérzékeny egyenirányítás a 20.28. ábra szerinti alapkapsolásban képzelhető el. A Depréz-műszer egyben az átlagolást is elvégzi. A kapcsoló lehet elektromechanikus, dióda, bipoláris vagy térvezérlésű tranzisztor. FET-es kapcsoló alkalmazására mutat példát a 20.29. ábra.

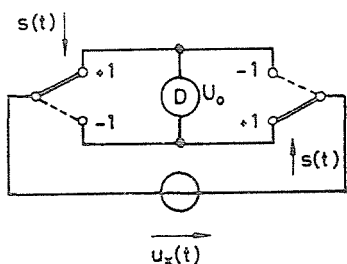
Kétutas fázisérzékeny egyenirányításhoz általában négy vezérelt kapcsolóra (vagy két átkapcsolóra) van már szükség. Ilyen alapkapsolást mutat a 20.30. ábra. $u_x(t)$



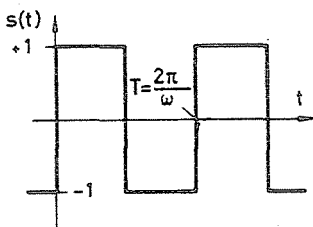
20.28. ábra. Fázisérzékeny egyenirányító vezérelt kapcsolóval
a elvi vázlat; b kapcsolási függvény



20.29. ábra. Fázisérzékeny egyenirányító FET-es kapcsolóval

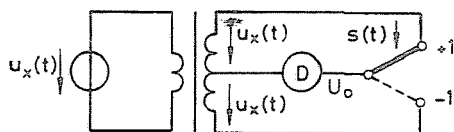


a)



b)

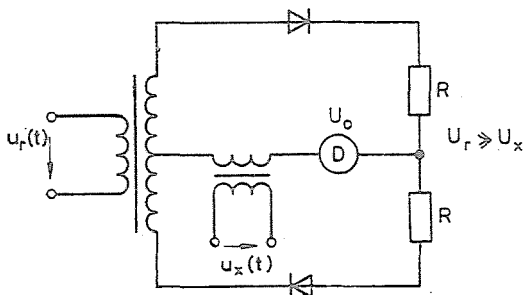
20.30. ábra. Kétutas fázisérzékeny egyenirányítás
a elvi vázlat; b kapcsolási függvény



20.31. ábra. Kétutas fázisérzékeny egyenirányító vezérelt átkapcsolóval

szimmetrikus előállítás esetén egyetlen átkapcsoló is elég, (20.31. ábra). Diódás kapcsoló alkalmazására ad példát a 20.32. ábra. E megoldásban U_r pozitív félperiódusában a diódák kinyitnak és a *Deprèz*-műszeren $u_x(t)$ -vel arányos áram folyik. A kiegyenlített hídkapcsolás miatt $u_r(t)$ hatására a *Deprèz*-műszeren áram nem tud folyni. Mivel a diódák U_r negatív félperiódusában zártak, egyutas fázisérzékeny egyenirányításról van szó.

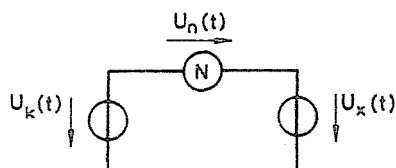
Összefoglalóan elmondható, hogy elektromechanikus vezérelt kapcsolók néhány-szor 100 Hz-ig használhatók. Magasabb frekvenciákon FET-es vagy diódás kapcsolók terjedtek el, mint a fázisérzékeny egyenirányítók vezérelt kapcsolói.



20.32. ábra. Egyutas fázisérzékeny egyenirányító diódás kapcsolókkal

Komplex kompenzátorok

A komplex kompenzátorok segítségével a váltakozófeszültség (áram) kompenzációs (null-) módszerrel mérhető meg. E módszer elve a 20.33. ábra alapján érthető meg. Az $u_k(t)$ kompenzálófeszültség változtatásával elérhető, hogy $u_n(t)=0$. Ekkor $u_x(t)=u_k(t)$.

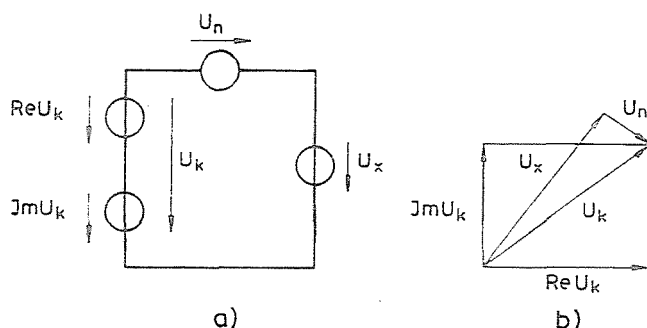


20.33. ábra. Komplex kompenzátor elve

A módszer előnye nagy pontossága és az a tulajdonsága, hogy a mérendő kört elyben nem terheli. $u_x(t)$ görbealakja elyben tetszőleges lehet, a gyakorlatban azonban csak szinuszos jelekre készítenek komplex kompenzátort. Ezen egyszerű eset is lényegesen bonyolultabb kompenzátorfelépítést igényel, mint amilyenek az előző fejezetben megismert egyenfeszültségű kompenzátorok, hiszen ott a kompenzálófeszültségnek csak a nagyságát (esetleg polaritását is) kellett változtatni. A gyakorlatban $u_x(t)$ felharmonikusaira a kompenzáció nem végezhető el, ezért a komplex kompenzátorokban szelektív nullindikátor alkalmazása szükséges.

Derékszögű komplex kompenzátor

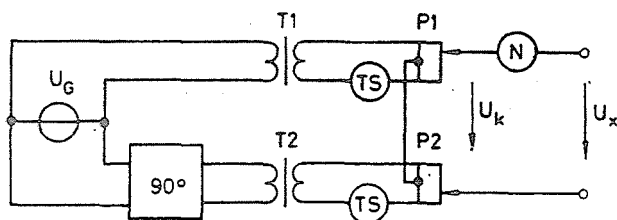
E kompenzátornál a kompenzáló feszültség valós és képzetes része külön-külön változtatható (20.34. ábra) mindaddig, amíg $U_n = 0$ nem lesz.



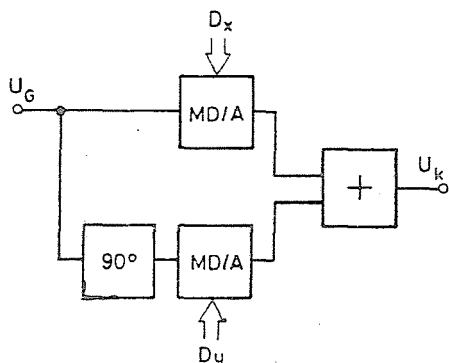
20.34. ábra. Derékszögű komplex kompenzátor
a elvi vázlat; b fázorábra

Ilyen derékszögű kompenzátort mutat a 20.35. ábra. Az U_G feszültség a T_1 precíziós transzformátoron keresztül a P_1 potenciométerre kapcsolódik, a 90° -kal eltolt U_G feszültség pedig T_2 precíziós transzformátoron át a P_2 potenciométerre. A potenciométerek középpontjainak összekötése miatt bármely síknegyedbe eső kompenzálófeszültség előállítható.

A potenciométerekről leolvasható U_x valós és képzetes része. A TS transzfer standard segítségével a kompenzátor kalibrálható.



20.35. ábra. Derékszögű komplex kompenzátor

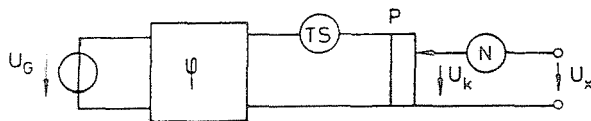


20.36. ábra. Derékszögű komplex kompenzátor digitális vezérléssel

Szorzó D/A (MD/A) átalakítókkal digitálisan vezérelhető komplex kompenzátor készíthető (20.36. ábra). A szorzó D/A átalakítókra szinuszos, ill. koszinuszos jelet kapcsolva kimenetükön szinuszos, ill. koszinuszos jel jelenik meg, amelyek nagysága digitálisan (D_x , D_y változtatásával) állítható. Összegzés után előállítható a kívánt komplex kompenzálófeszültség.

Polár-kompenzátor

A polár vagy fázistolós kompenzátorok segítségével a kompenzálófeszültség nagysága és fázisa külön-külön beállítható. Ilyen kompenzátorot mutat be a 20.37. ábra. A φ fázistolóval U_k fázisa, a P potenciométerrel pedig nagysága változtatható.



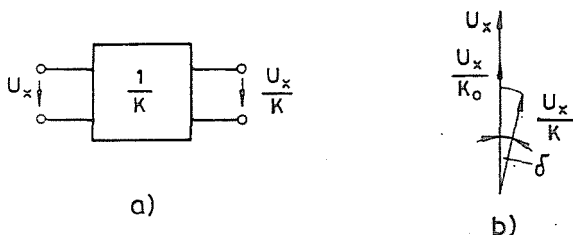
20.37. ábra. Polár-kompenzátor

Összefoglalóan elmondható, hogy a komplex kompenzátorok segítségével a váltakozófeszültség (áram) vektoriális komponensei határozhatók meg, derékszögű vagy polár koordináták szerint. Mérőtranszformátorok hitelesítő berendezéseiben, valamint impedanciamérő készülékekben nyernek elsősorban alkalmazást.

20.3. Méréshatár kiterjesztésének eszközei

Nagyobb feszültségek (áramok) mérése esetén a mérendő feszültséget (áramot) le kell osztani, ill. transzformálni kell, hogy a mérőműszerre kapcsolhassuk. Alapkövetelmény ilyen osztó (transzformáló) eszközzel szemben, hogy átviteli tényezője pontosan ismert és jó közelítéssel valós szám legyen.

A 20.38. ábra szerinti feszültségosztó átviteli tényezője $\frac{1}{K}$.



20.38. ábra. Feszültségosztó
a elvi vázlat; b fázorábra

Ideális esetben $K = K_0$, pontosan ismert és valós szám. A gyakorlatban K komplex, így a kimenőjel fázisa eltér a bemenőjelétől, azaz szöghiba (δ) keletkezik, továbbá $|K| \neq K_0$, és így áttételi hiba is keletkezik. Bonyolítja a helyzetet az is, hogy az osztó terhelése és U_x nagysága is befolyásolhatja az áttételi és szöghibát. A komplex relatív hiba a következő alakban adható meg:

$$\varepsilon = \frac{\frac{U_x}{K} - \frac{U_x}{K_0}}{\frac{U_x}{K_0}} = \frac{K_0}{K} - 1. \quad (20.28)$$

$K = K_0[1 - (h + j\delta)]$ bevezetésével, kis hibák esetén jó közelítéssel:

$$\varepsilon \cong h + j\delta, \quad (20.29)$$

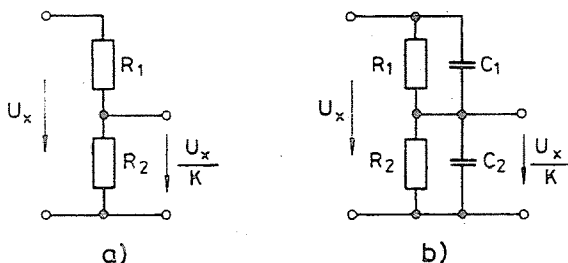
ahol h az áttételi, δ pedig a szöghiba.

20.3.1. Ohmos osztó

Leggyakrabban ohmos osztókat alkalmaznak a méréshatár kiterjesztésére. A 20.39a ábra szerint i ohmos osztó átviteli tényezője

$$\frac{1}{K_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (20.30)$$

Nagyobb frekvenciákon az ellenállások szórt (szerelési) kapacitásai hibát okoznak (20.39b ábra). Járulékos kapacitások beépítésével azonban e hiba kompenzálható, amennyiben $R_1 C_1 = R_2 C_2$ -t állítunk be.



20.39. ábra. Ohmos osztó
a egyszerű; b kompenzált kivitel

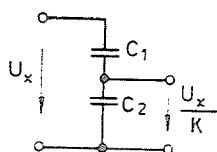
20.3.2. Kapacitív osztó

Nagyfeszültségű méréseknél gyakran alkalmazzák a 20.40. ábra szerinti kapacitív osztót.

Ennek átviteli tényezője:

$$\frac{1}{K_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (20.31)$$

C_1 és C_2 veszteségei szöghibát okozhatnak. Az ohmos osztóhoz képest előnye a kapacitív osztónak, hogy disszipációja gyakorlatilag nincs.



20.40. ábra. Kapacitív osztó

20.3.3. Induktív osztó

Precíziós méréseknél előnyösen használható az induktív osztó (20.41. ábra).

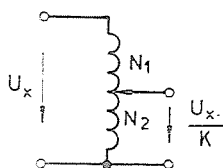
Az induktív osztó átviteli tényezője

$$\frac{1}{K_0} = \frac{N_2}{N_1 + N_2}, \quad (20.32)$$

ahol N_1 és N_2 az egyes tekercsek menetszámai.

Az áttételi és szöghibák fő forrása az N_1 — N_2 tekercsek nem tökéletes csatolása és a menetkapacitások terhelő hatása.

Az induktív osztó kis belső impedanciái miatt jól terhelhető, de hátrányos lehet alacsony bemeneti impedanciája.



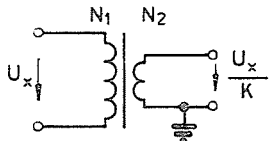
20.41. ábra. Induktív osztó

20.3.4. Feszültségváltó

Nagyfeszültségű hálózatokon (1...100 kV) alapkövetelmény a mérőkör galvanikus leválasztása. A galvanikus elválasztásra természetesen nemcsak életvédelmi, hanem mérés technikai okokból is szükség lehet. Precíziós transzformátorral — feszültségváltóval — a galvanikus elválasztás és a transzformálás egyszerűen megoldható.

A feszültségváltó olyan túlméretezett transzformátor, amelynek primer tekercsére feszültséget kényszerítve, a szekunder oldalon azzal arányos feszültséget ad le. A 20.42. ábra szerinti feszültségváltó átviteli tényezője:

$$\frac{1}{K_0} = \frac{N_2}{N_1} \quad (20.33)$$



20.42. ábra. Feszültségváltó

Az áttételi és szöghibák fő forrása az N_1 — N_2 tekercsek nem tökéletes csatolása.

Az erősáramú ipar számára (mérési és védelmi célokra) 100, ill. 110 V névleges szekunder feszültségű feszültségváltókat gyártanak, amelyek h áttételi hibája 0,1...1%, δ szöghibája 0,1...1 század radián körüli érték.

Biztonsági okokból a szekunder kör egyik kapcsát földelni kell, hogy esetleges primer-szekunder áttűtésnél a mérőkör ne kerülhessen nagyfeszültség alá.

20.3.5. Áramváltó

Az áramváltó igen nagy áramok (akár 10 000 A) mérését is lehetővé teszi, galvanikus elválasztás mellett. Tulajdonképpen túlméretezett transzformátor, melynek primer tekercsére áramot kényszerítve, a szekunder oldalon azzal arányos áramot ad le.

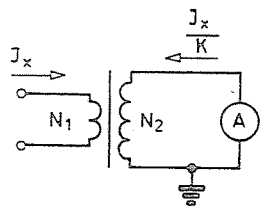
Az áramváltó működése ezért alapvetően eltér a feszültségváltóétól. Szekunder kapcsát rövidre zárva üresjárási állapotba kerül, mivel ekkor teljesítményt nem ad le. Ez egyben azt is jelenti, hogy az áramváltó szekunder kapcsait megszakítani nem szabad, mert ekkor életveszélyes feszültség jelenik meg kapcsain.

A 20.43. ábra szerinti áramváltó átviteli tényezője

$$\frac{1}{K_0} = \frac{N_1}{N_2} \quad (20.34)$$

Az áttételi és szöghibák fő forrása a mágnesezőáram, így jó minőségű vasanyag alkalmazása szükséges. Az erősáramú ipar számára 1, ill. 5 A névleges szekunder áramú áramváltókat gyártanak, amelyek h áttételi hibája 0,1...1%, δ szöghibája 0,1...1 század radián körüli érték.

A szekunder kör biztonsági okokból itt is földelendő.



20.43. ábra. Áramváltó

21. Idő- és frekvenciamérés

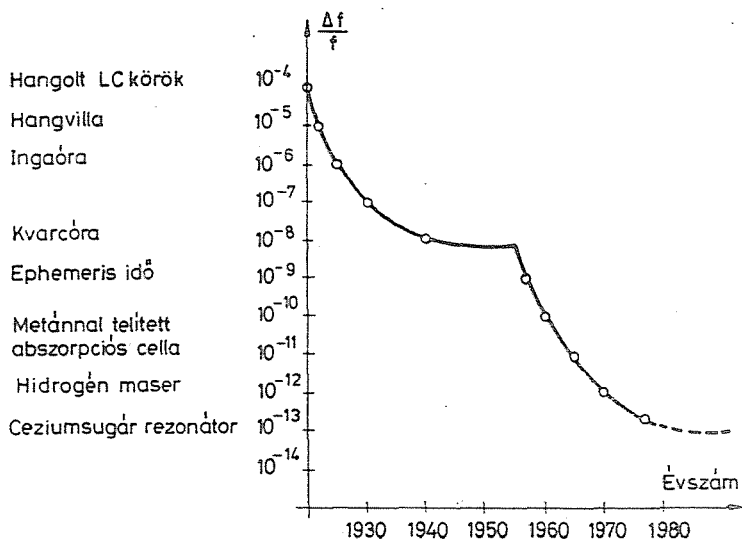
A fizikai jelenségek frekvenciájának az egy adott időintervallumba eső jelváltások számát nevezzük. (Ezt az intervallumot rendszerint 1 s-ra választjuk.) A definícióból következik, hogy a frekvencia és idő között szoros kapcsolat van. Egy frekvencia-etalon egyben időetalonnak is tekinthető és viszont.

Az „idő” kifejezés a gyakorlatban két fogalmat takar; egyrészt *időpontot* (amely egy egyezményes kezdőpontú időskálán helyezkedik el), másrészt *időtartamot* vagy *időintervallumot* jelent (amelynek az időskálán való elhelyezkedését rendszerint nem adjuk meg). A gyakorlati mérés technikában az utóbbinak van nagyobb jelentősége, de a csillagászatban, űrkutatásban, navigációban, régészetben, geológiában stb. az időpont mérése az elsődleges feladat. Mérés technikai szempontból az időpont nagypontosságú mérése a nehezebb, mivel méréséhez nemcsak egy precíziós frekvencia-etalon (pl. atomóra) szükséges, hanem az etalont szinkronizálni is kell az időskála kezdőpontjához (amely nemzetközi megegyezés szerint 1958. január 1. 0 h 0 min 0 s).

Mivel a villamos jelek mérés technikájában az időintervallum mérésének van döntő szerepe, ezért a következőkben a hangsúlyt az időtartam, valamint a vele szoros kapcsolatban levő frekvencia mérésére helyezzük és az időpontmérés problémáival részletesen nem foglalkozunk. A továbbiakban az „időtartam” kifejezés helyett az „idő”-t fogjuk használni.

21.1. A frekvenciaetalonok pontosságának alakulása és a pontosság növelésének elméleti határai

Az idő- és frekvenciamérésnek kitüntetett szerepe van a mérés technikában; egyrészt azért, mert szinte minden fizikai jelenséget leíró egyenletben az idő is jelen van mint független változó, másrészt azért, mert az idő- és frekvenciamérést tudjuk a technika jelenlegi szintjén, a legpontosabban elvégezni. Az elmondottak illusztrálására: a 21.1. ábrán a laboratóriumi elsődleges frekvenciaetalonok pontosságának alakulása



21.1. ábra. Az elsődleges frekvenciaetalonok pontosságának alakulása az utóbbi 60 évben

látható az utóbbi 60 évben. A 21.1. ábrán látható 10^{-13} -as frekvenciapontosság már közel elméleti határnak tekinthető a földhöz rögzített koordináta-rendszerünkben, mert a relativisztikus hatások, valamint a gravitációs potenciál változásának hatása, földi viszonylatban is, ebbe a nagyságrendbe esnek [21.1., 21.3., 21.4., 21.5.]. Ezek a hatások hatványozottan jelentkeznek egy űrhajóban működő óránál, mivel itt csak a gravitációs potenciál változása 10^{-10} nagyságrendű relatív frekvenciaeltolódást eredményez egy azonos felépítésű földi óra frekvenciájához képest [21.1.].

21.2. A frekvenciaingadozás és fázisidő definíciója

A hatvanas évek elején a nagystabilitású frekvenciaetalonok tulajdonságainak jellemzésére a legkülönbözőbb matematikai leírási formákat használták. A különböző tárgyalásmódok megnehezítették az egyes szakterületek közötti kommunikációt. Ezért 1964-ben a NASA (National Aeronautics and Space Administration) és az IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) konferenciát rendezett a rövididejű frekvenciastabilitás tárgyalásmódjának egyszerűsítésére. 1970-ben az IEEE publikálta [21.7] az egységesített leírásmódot, amelynek két lényeges fogalma, az ún. *relatív* frekvenciaingadozás és a fázisidő. Ezek a következőképp származtathatók, ill. definiálhatók.

Egy szinuszos generátor kimenőjelének pillanatértéke:

$$u(t) = U_p \sin(2\pi f_0 t + \Phi(t))$$

alakú. Ahol U_p az amplitúdó, f_0 pedig a frekvencia névleges értéke, időben állandók, $\Phi(t)$ az időfüggő fázisingadozás. Az amplitúdóingadozást azért nem vesszük figyelembe, mivel lineáris rendszerekben nem okoz fázisingadozást.

A pillanatnyi frekvencia időfüggvénye tehát:

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} = f_0 + \Delta f(t),$$

ahol $\Delta f(t)$ az időfüggő frekvenciaingadozás.

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}.$$

A különböző f_0 névleges frekvenciák miatt a frekvenciaingadozás jellemzésére jobban használható $\Delta f(t)$ -nek f_0 -ra normált értéke:

$$y(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d\Phi(t)}{dt}, \quad (21.1)$$

ahol $y(t)$ a *relatív frekvenciaingadozás* („fractional frequency offset”).

Egy másik bevezetett relatív jellemző $y(t)$ időintegrálja:

$$x(t) = \int_0^t y(t) dt = \frac{1}{2\pi f_0} \Phi(t). \quad (21.2)$$

$x(t)$ a pillanatnyi fázissal arányos, de dimenziója idő, ezért *fázisidőnek* („phase-time”, „Phasenzeit”) nevezzük. $x(t)$ fizikai értelmezése: két járó óra mutatása közötti időkülönbség.

21.3. Idő- és frekvenciaetalonok

Az idő- és frekvenciaetalonok nem választhatók el egymástól; ami etalonja az egyiknek, az egyben etalonja a másiknak is, és viszont.

A 21.1. ábrával kapcsolatban már vázoltuk az idő- és frekvenciaetalonok fejlődését az utóbbi 60 évben. A következőkben röviden ismertetjük a nagypontosságú idő- és frekvenciaetalonok főbb jellemzőit.

Nagy pontossági igények esetén atomórákat használnak. Itt az oszcillációs frekvenciát atomi vagy molekuláris rezonátorok határozzák meg. Működésük lényege, hogy a diszkrét energiaszintű elektronhéjak közötti elektronátmenet során a sugárzás frekvenciája:

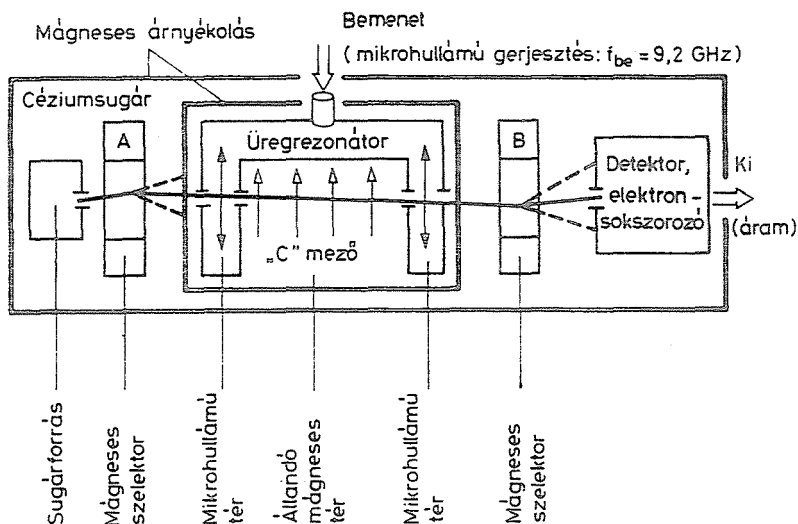
$$f_0 = \frac{\Delta E}{h} = \frac{E_p - E_q}{h}, \quad (21.3)$$

ahol h a Planck-féle állandó, ΔE pedig a p és q szintek energiájának különbsége.

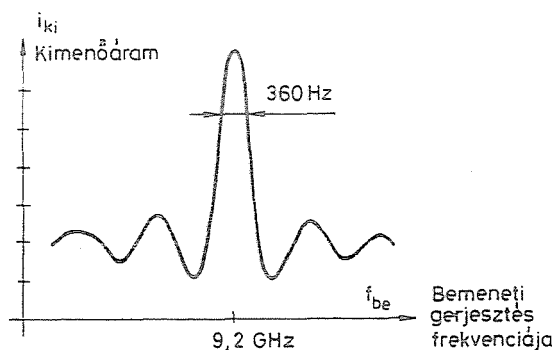
Az atomórákban a *Mendelejev*-féle periódusos rendszer első oszlopában elhelyezkedő atomokat használnak (alkálifémek). Ezeknek az anyagoknak közös jellegzetességük, hogy külső elektronhéjukon egyetlen elektron van és ennek gerjesztése után a kisugárzott energiát, vagyis a sugárzás frekvenciáját a külső két elektronhéj energiájának különbsége határozza meg. Így a sugárzás frekvenciája az anyagra jellemző. Működési elvük alapján megkülönböztetünk aktív és passzív atomórákat. Az aktív atomórák (maserek) emisszió útján hozzák létre az állandó frekvenciájú sugárzást. Közös jellemzőjük a különlegesen jó rövididejű stabilitás. A passzív atomórák az elektronhéjak energiakülönbségének megfelelő frekvenciájú sugárzást abszorbeálják. Ezekben az atomórákban egy nagystabilitású, feszültségvezérelt kvarcoszcillátor

elől frekvenciasokszorozással állítják elő a gerjesztőjelet és egy szervoszabályozó az atomi rezonátor rezonanciafrekvenciájára hangolja a kvarcscillátort. Működési elvükből következik, hogy stabilitásuk rosszabb, mint az aktív atomóraké.

Napjaink legelterjedtebb atomórája a céziumsugaras atomóra. Ez egy passzív atomóra. A beépített céziumsugaras rezonátor jósági tényezője $2 \cdot 10^8$, sávközepe 9,2 GHz, rezonanciafrekvenciájának pontossága pedig 10^{-13} körüli [21.3—21.6]. A céziumsugaras rezonátor vázlatos felépítése a 21.2. ábrán látható, működésének lényege a következő: a céziumatomokból álló sugarat folyékony céziumot tartalmazó fűtött sugárforrás szolgáltatja. Az „A” mágneses szelektor nagy mágneses tere a céziumsugárból kiválasztja az alacsonyabb energiaszintű atomokat és csak ezeket engedti az üregrezonátorba. Az üregrezonátorba vezetett mikrohullámú tér gerjeszti az



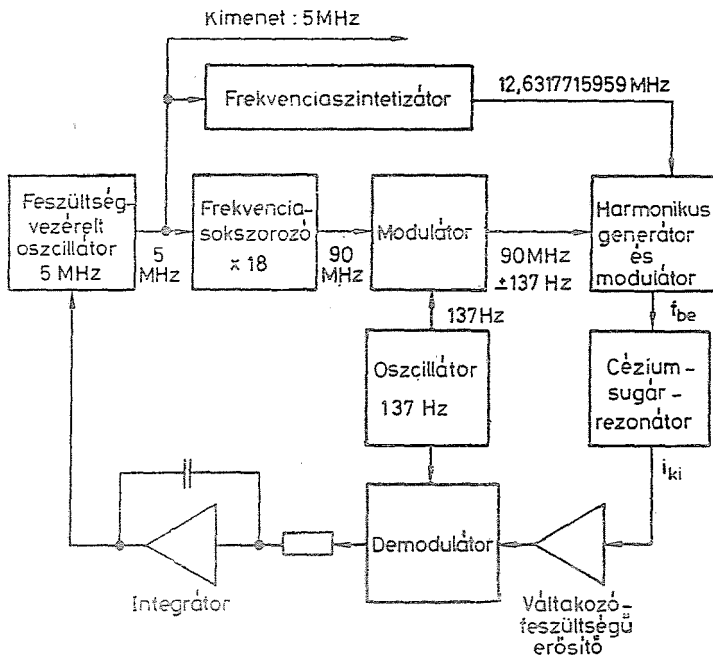
a)



b)

21.2. ábra. Céziumsugár-rezonátor
a vázlatos felépítése; b rezonanciagörbe

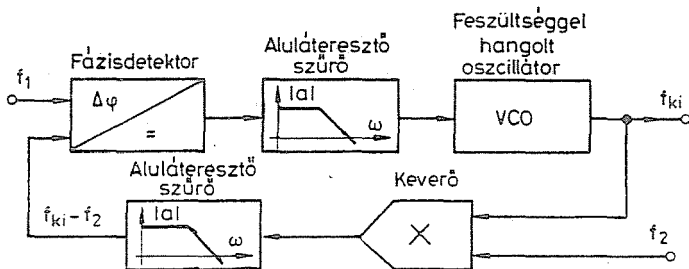
atomokat. Az állandó gyenge mágneses tér („C” mező) biztosítja, hogy az atomok gerjesztése során elektronátmenet csak két kitüntetett energiaszint között jöheszen létre. A „B” mágneses szelektor a detektorba csak a megfelelően gerjesztett atomokat engedi be. A detektorba kerülő céziumatomokat izzószállal ionizálják, majd az ion-áramot elektronsokszorozóval felerősítik. A céziumsugár-rezonátort tartalmazó atomóra blokkvázlata a 21.3. ábrán látható. A 21.3. ábrán látható szervo szabályozási hurok akkor van kiegyenlítve, ha a váltakozófeszültségű erősítő kimenetén levő jelben nincs 137 Hz-es komponens, csak 274 Hz-es. Ebben az esetben a mikrohullámú gerjesztőjel frekvenciája a rezonátor rezonanciafrekvenciájával azonos.



21.3. ábra. Passzív céziumsugár-rezonátoros atomóra blokkvázlata

A gyakorlati mérés technika legelterjedtebb frekvenciaetalonja a kvarckristállyal, mint nagy jóságú tényezőjű rezonáns elemmel vezérelt oszcillátor (1. 10. fejezet). A periódusok számlálásával és a megszámlált periódusok kijelzésével időetalonként is használható. Problémát okoz viszont az, hogy a kvarcoszcillátorok frekvenciája állandó és gyakorlatilag nem, vagy csak nagyon kis mértékben hangolható. Sok esetben viszont szükséges tetszőleges frekvenciájú, de kvarc pontosságú jel előállítás. Ebben az esetben a kvarcoszcillátor frekvenciáját alakítják át más frekvenciájú jellé.

Közvetlen frekvenciaátalakítást valósítanak meg a keverő kapcsolások, a frekvencia sokszorozók és a frekvenciaosztók. A keverők vagy modulátorok (1. 10. fejezet) két különböző frekvenciájú jelből különbségi és összefrekvenciájú komponensekből álló jelet állítanak elő. A frekvenciasokszorozók vagy harmonikus generátorok a bemenetre adott szinuszos jel torzításával nagy felharmonikus tartalmú jelet állítanak elő. A billenő áramkörökből felépülő frekvenciaosztók a bemenetre adott jel frekvenciáját osztják le az osztásarány mértékében. Ezeknek a közvetlen frekven-



21.4. ábra. Frekvenciaösszegző fáziszárt hurok blokkvázlata

ciaátalakítási módszereknek hiányossága az, hogy csak diszkrét frekvenciájú jelek előállítására alkalmasak.

Gyakorlatilag tetszőleges frekvenciájú jel előállítására alkalmasak a közvetett frekvenciaátalakítást végző frekvenciaszintetizátorok. A frekvenciaszintetizátorok alapja a fáziszárt hurkból (PLL) felépülő frekvenciaösszegző és frekvenciaszorzó áramkörök.

A frekvenciaösszegző hurok vázlatos felépítése a 21.4. ábrán látható. Állandósult állapotban a fázisdetektor bemenetein levő jelek frekvenciája azonos. Ebből következik, hogy:

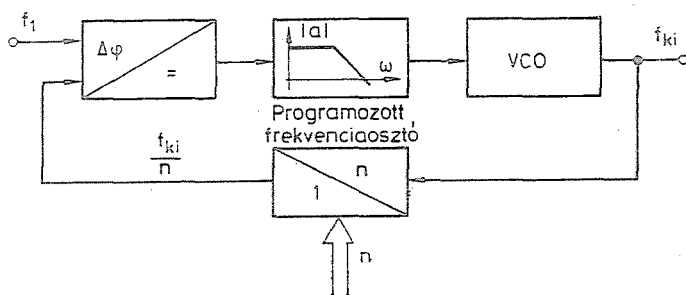
$$f_{ki} = f_1 + f_2. \quad (21.4)$$

A 21.5. ábrán látható frekvenciaszorzó hurok működésének lényege az, hogy a visszacsatoló ágban levő programozható osztásarányú frekvenciaosztó leosztja az oszcillátor frekvenciáját. Állandósult állapotban a leosztott frekvencia lesz egyenlő a fázisdetektor másik bemenetére adott jel frekvenciájával. Tehát a kimeneten levő jel frekvenciája:

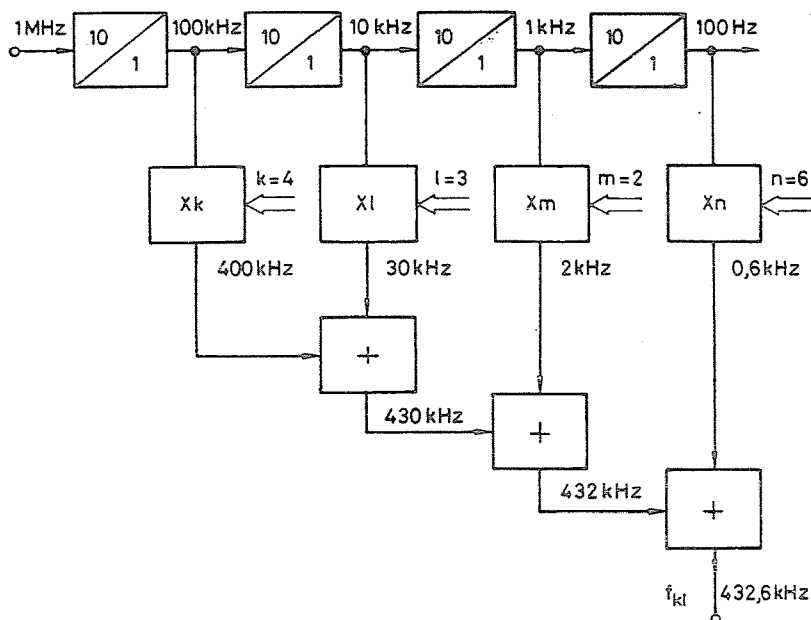
$$f_{ki} = n f_1. \quad (21.5)$$

Dekadikus frekvenciaosztókból, szűrőkből és frekvenciaösszeadó és szorzó hurokból felépülő frekvenciaszintetizátorra mutat példát a 21.6. ábrán látható blokkvázlat.

Ez a kapcsolás az 1 MHz-es kvarcoszcillátor jeléből négy számjegy pontossággal tetszőleges frekvenciájú jelet tud előállítani. Ezzel a megoldással pl. 10 Hz-től 10 MHz-ig, 0,01 Hz-es lépésekben, vagy más készülékeknél 1 MHz-től 100 MHz-ig, 100 Hz-es lépésekben lehet tetszőleges frekvenciájú és kvarcpontosságú frekvencia-etalont előállítani.



21.5. ábra. Frekvenciaszorzó fáziszárt hurok blokkvázlata



21.6. ábra. Frekvenciaszintetizátor blokkvázlata

21.4. Frekvencia- és periódusidő-mérés módszerei

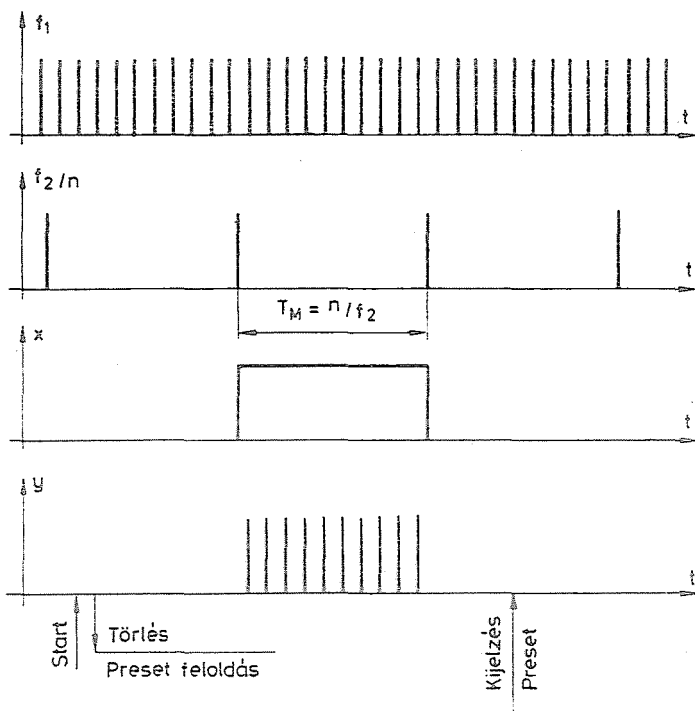
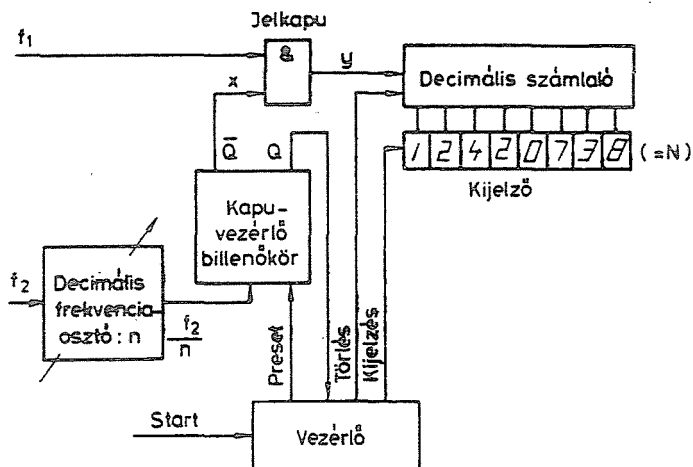
A különböző frekvenciamérési módszerek két csoportba sorolhatók. Az első csoportba tartozó módszereknél az ismeretlen frekvenciát egy ismert frekvenciájú frekvenciaetalonhoz hasonlítjuk. A második csoportnál az ismeretlen frekvenciát valamilyen frekvenciafüggő elem segítségével határozzuk meg. Az első módszert összehasonlító, a másodikat rezonancia módszernek nevezzük. A frekvenciaetalonok nagy pontosságából következik, hogy az összehasonlító módszer pontosabb, mint a rezonancia módszer.

A következőkben ismertetjük a főbb frekvenciamérési módszereket úgy, hogy a hangsúlyt a nagy pontosságú módszerekre helyeztük.

21.4.1. Frekvencia- és periódusidő-mérés számlálókkal

Az elektronikus számlálót tartalmazó frekvenciamérő két frekvenciának az arányát méri és így az összehasonlító módszerek csoportjába tartozik. A 21.7. ábrán látható frekvenciaösszehasonlító áramkör blokkvázlata és idődiagramja alapján az áramkör működését a következőkben ismertetjük.

Az indítóimpulzus (START) megjelenése után a vezérlőáramkör törli a számlálót és megszünteti a kapuzó jelet (x) előállító billenőkör PRESET állapotát. A következő f_2/n frekvenciájú impulzus hatására az x kapuzó jel logikai IGEN szintbe billen és $T_M = n/f_2$ ideig az f_1 frekvenciájú impulzussorozatot a decimális számláló be-



21.7. ábra. Számlálós frekvenciaösszehasonlító áramkör blokkvázlata és idődiagramjai

menetére kapcsolja (y). Tehát a számláló T_M ideig számolja f_1 periódusainak a számát. A T_M mérési idő után a számláló és kijelző állapota (N):

$$N = f_1 T_M = n \frac{f_1}{f_2} . \quad (21.6)$$

Tehát a $T_M = n/f_2$ mérési idő letelte után a számláló állapota (N) a két frekvencia ará-

nyával arányos. Az arányossági tényező a tíz hatványai szerint változtatható osztási tényező (n). Az áramkör működésének feltétele az $f_1 \gg f_2/n$ egyenlőtlenség teljesülése.

A 21.7. ábrán vázolt elrendezés frekvenciamérésre alkalmas, ha az egyik frekvenciát (f_1 -et vagy f_2 -t) ismert frekvenciájú frekvenciaetalonnal (pl. kvarcoszcillátorral) állítjuk elő. Az ezen az elven működő frekvenciamérőknek két üzemmódjuk van; közvetlen frekvenciamérő és periódusidő-mérő üzemmód.

Közvetlen frekvenciamérő üzemmód

Közvetlen frekvenciamérő üzemmódban az ismeretlen frekvenciájú jelet, amint azt a 21.7. ábrán láttuk, egy illesztő és jelformáló egységen keresztül az f_1 bemenetre adjuk, míg az f_2 bemenetre az ismert frekvenciájú, nagystabilitású frekvenciaetalont kapcsoljuk.

Tehát

$$f_1 \equiv f_X \quad \text{és} \quad f_2 \equiv f_N$$

helyettesítéssel (21.6) alapján az ismeretlen frekvencia:

$$f_X = \frac{N}{n} f_N, \quad (21.7)$$

valamint a mérési idő:

$$T_M = n/f_N. \quad (21.8)$$

A mérési idő eltelte után a kijelző állapota (N) egyenesen arányos a mérendő frekvenciával. Az arányossági tényező a mérési idő reciproka; tehát a mérési idő megfelelő beállításával (1 s, 1 ms, 1 μ s) a kijelzett szám frekvenciában adható meg (Hz, kHz, MHz).

Az ismeretlen frekvencia mérésének hibája egyrészt a számlálás ± 1 bites hibájától (l. 5. fejezet), másrészt a frekvenciaetalon hibájától függ. Tehát a mérés relatív hibája:

$$\frac{\Delta f_X}{f_X} = \pm \frac{1}{N} \pm \frac{\Delta f_N}{f_N},$$

(21.7) és (21.8) behelyettesítésével:

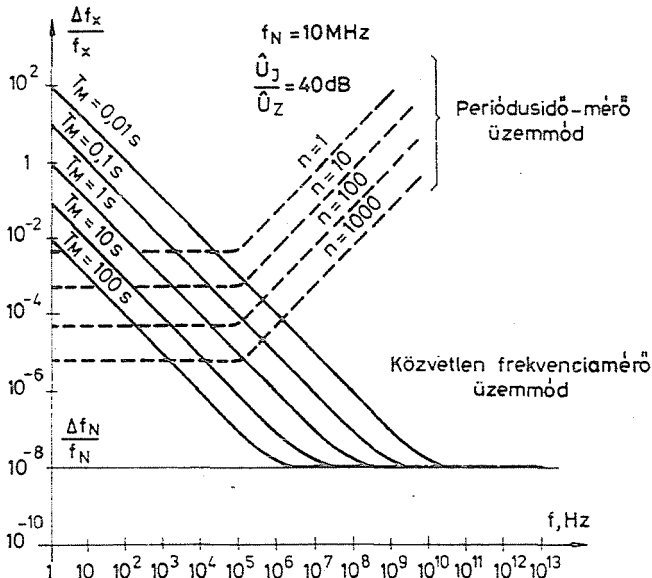
$$\frac{\Delta f_X}{f_X} = \pm \frac{1}{T_M} \frac{1}{f_X} \pm \frac{\Delta f_N}{f_N}. \quad (21.9)$$

Nagy pontosságú frekvenciaetalon esetén kis- és közepes frekvenciákon, a hiba első tagja dominál, vagyis:

$$\frac{1}{T_M} \frac{1}{f_X} \gg \frac{\Delta f_N}{f_N}.$$

A közvetlen frekvenciamérés relatív hibájának frekvenciafüggését logaritmikus koordináta-rendszerben, folytonos vonallal a 21.8. ábrán ábrázoltuk. Az ábrából látható, hogy kis frekvencián adott mérési hibához hosszú mérési idő szükséges. (Adott f_N frekvenciájú frekvenciaetalon esetén a megfelelő mérési idő a frekvenciaosztó osztási tényezőjének (n) változtatásával állítható be.)

Már említettük, hogy a mérendő jel egy illesztő erősítőn és egy jelformáló egységen keresztül jut a frekvenciaösszehasonlító áramkör bemenetére. A telítésgátolt, szélessávú erősítő biztosítja a mérendő jel megfelelő erősítését, ill. leosztását, valamint



21.8. ábra. A mérési hiba frekvenciafüggése közvetlen frekvenciamérő és periódusidő-mérő üzemmódban

a megfelelő bemeneti impedanciát. Az erősítőről a jel egy hiszterézises jelformáló áramkörre (*Schmitt-trigger*) (1. 10. fejezet) kerül, amelynek kimenetén a bemenőjel frekvenciájával azonos frekvenciájú impulzussorozat jelenik meg. Kis amplitúdójú, zajos mérendő jelek esetén, amint azt a 21.9. ábra is mutatja, a hibás jelformálás is mérési hibát okozhat. Ez a hibaforrás csak gondos mérési összeállítással küszöbölhető ki, mint pl. a mérendő jel jelalakjának oszcilloszkópos ellenőrzésével és szükség esetén, előzetes erősítéssel, szűréssel, valamint nagyfrekvenciás jeleknél illesztett lezárások alkalmazásával.

Kis frekvenciákon a közvetlen frekvenciamérés hibája (21.9)-ből adódóan rohamosan növekszik. Ebben az esetben a periódusidő mérésével csökkenthető a mérési hiba.

Periódusidő-mérő üzemmód

Periódusidő-mérő üzemmódban az ismeretlen frekvenciájú jelet az illesztő és jelformáló egységen keresztül, az f_2 bemenetre, míg a normálfrekvenciát az f_1 bemenetre kapcsoljuk. Tehát ez az üzemmód a közvetlen frekvenciamérő üzemmód inverzének tekinthető. Az $f_1 \equiv f_N$ és $f_2 \equiv f_X$ helyettesítéssel (21.6) alapján az ismeretlen frekvencia:

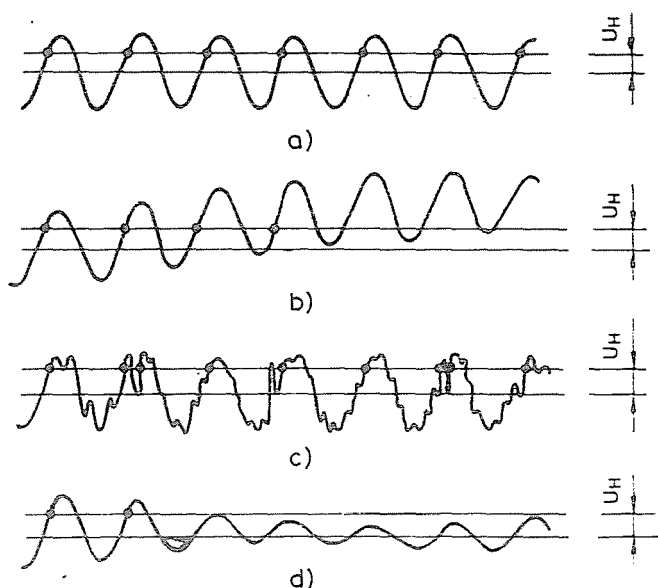
$$f_X = \frac{n}{N} f_N$$

a periódusidő:

$$T_X = \frac{N}{n} \frac{1}{f_N}, \quad (21.10)$$

a mérési idő pedig:

$$T_M = n T_X. \quad (21.11)$$



21.9. ábra. A zajok hatása közvetlen frekvenciamérő üzemmódban

a zajmentes megfelelő amplitúdójú jel $\rightarrow$ hibátlan mérés; *b* klsfrekvenciás additív zaj $\rightarrow$ hibás mérés; *c* nagyfrekvenciás additív zaj $\rightarrow$ hibás mérés; *d* amplitúdómodulált jel $\rightarrow$ hibás mérés (U_H a jelformáló egység hiszterézise)

Ebben az üzemmódban a mérendő jel n számú periódusáig van nyitva a jelkapu és így a számláló nT_X ideig számolja a normálfrekvencia periódusainak a számát és így n számú periódus periódusidejének átlagát méri a készülék.

Kisfrekvencián ez a módszer nagyobb felbontóképeségénél fogva nagyobb pontosságot biztosít. Például 1 MHz-es normálfrekvencia esetén egy 400 Hz-es jel egy periódusának mérésénél a számláló tartalma 2500 μs , míg közvetlen frekvenciamérő üzemmódban a számláló tartalma csak 400 Hz.

Az ismeretlen frekvencia (vagy periódusidő) mérésének relatív hibája az előzőek alapján:

$$\frac{\Delta f_X}{f_X} = \left(\frac{\Delta T_X}{T_X} \right) = \pm \frac{1}{nf_N} f_X \pm \frac{\Delta f_N}{f_N}.$$

Ez a kifejezés nem vesz figyelembe egy olyan hibátényezőt, amely csak periódusidő-mérő üzemmódban jelentkezik, nevezetesen a jelben előforduló szélessávú zaj és zavar hatására létrejövő *nullátmenet-hibát*. Nagy jel-zaj viszonynál ennek a hibatagnak a közelítő értéke [21.13]:

$$\pm \frac{1}{n\pi} \frac{U_{zp}}{U_{jp}} \quad \left(\text{ha } \frac{U_{jp}}{U_{zp}} > 20 \text{ dB} \right),$$

ahol n a mért periódusok száma, U_{zp} a zaj csúcserőssége, U_{jp} pedig a jel csúcserőssége. Kis frekvenciákon és kis számú periódus idejének mérésénél ez a hibateg dominál. Például $n=1$ és 40 dB-es zajtényező esetén a mérés hibája 0,3%. Több periódus idejének mérésével és az átlagos periódusidő kijelzésével a zaj hatása csökkenthető (additív zajszűrés). (Korszerű készülékeknel $n_{\max} = 10^5$.)

A fentiek alapján periódusidő-mérő üzemmódban a mérés eredő relatív hibája:

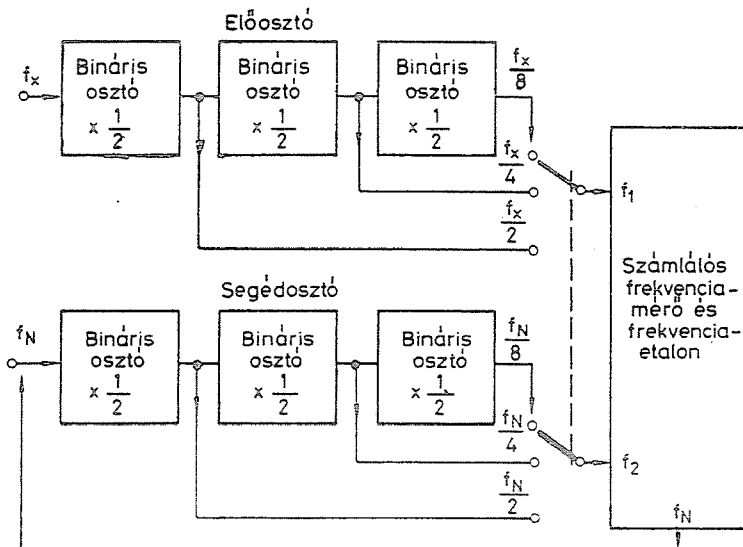
$$\frac{\Delta f_X}{f_X} = \pm \frac{1}{nf_N} f_X \pm \frac{1}{m\pi} \frac{U_{zp}}{U_{jp}} \pm \frac{\Delta f_N}{f_N}. \quad (21.12)$$

Periódusidő-mérő üzemmódban a mérési hiba frekvenciafüggése, szaggatott vonallal ábrázolva a 21.8. ábrán látható.

A korszerű számlálós frekvenciamérőkkel közvetlenül mérhető maximális frekvencia 50...100 MHz. A méréshatár kiterjesztésére előosztókat, frekvenciakonvertereket és transzfer oszcillátorokat használnak.

Frekvencia-méréshatár kiterjesztés előosztással

A mérési elrendezés blokkvázlata a 21.10. ábrán látható. A bináris osztólánc használata azért szükséges, mert nagyfrekvenciákon, 100...150 MHz felett a decimális osztást megvalósító kapuk késleltetése miatt decimális osztó megvalósítása nehézségekbe ütközik. A blokkvázlatban látható segédosztó a mérési időt az előosztás mértékében



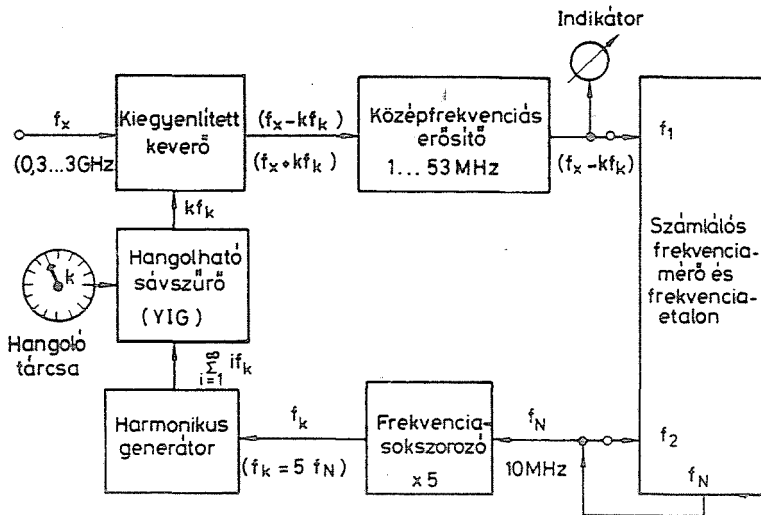
21.10. ábra. Frekvencia-méréshatár kiterjesztés előosztással

megnöveli és így a kijelzett frekvencia a ténylegesen mért f_X frekvencia lesz és nem a leosztás után kapott f_1 frekvencia. Ez azért is előnyös, mert a kijelzés ± 1 számjegyes hibája az f_X frekvenciára vonatkozik, és nem a ténylegesen mért f_1 frekvenciára. Természetesen a frekvenciamérő decimális számlálójának és kijelzőjének „hosszát”, vagyis a kijelzhető maximális impulzusszámot ($N_{\max}$) is legalább kétszeresére kell növelni, ennek viszont műszaki akadálya nincs.

A módszer hátránya, hogy növeli a megkívánt mérési pontossághoz szükséges mérési időt. Előosztókkal kb. 1...1,5 GHz-ig terjeszthető ki a frekvencia-méréshatár.

Frekvencia-méréshatár kiterjesztése heterodin frekvenciakonverterekkel

A módszer lényege, hogy a mérendő frekvenciájú jelhez egy ismert frekvenciájú jelet kevernek és a számlálós frekvenciamérővel a keverés hatására létrejövő különbségi frekvenciát mérik. A szokásos mérési elrendezésre egy példát a 21.11. ábra szemléltet.



21.11. ábra. Heterodin frekvenciakonverter blokkvázlata

A hangolótárcsával 50 MHz-től 50 MHz-es lépésekben fokozatosan növeljük a keverő-frekvenciát addig, amíg az indikátor jelzi, hogy $f_m = f_x - k f_n < 50$ MHz. Ebben az állásban a frekvenciamérő az f_m különbségi frekvenciát méri, az aktuális felharmonikus-szám (k) pedig a hangolótárcsáról olvasható le. Ezek alapján az ismeretlen frekvencia:

$$f_x = f_m + 5k f_N.$$

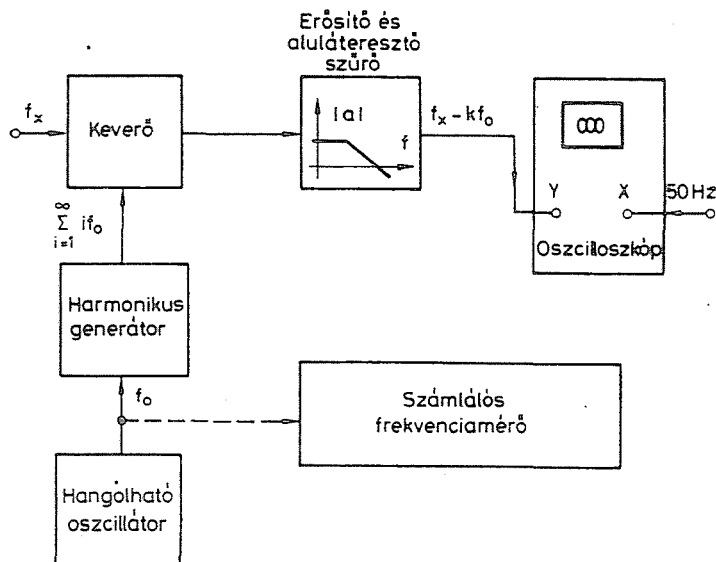
Belátható, hogy f_x mérésének hibája fordítottan arányos a mérendő frekvenciával, vagyis:

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} \approx \frac{1}{T_M} \frac{1}{f_x}, \quad (21.13)$$

ahol T_M a közvetlen frekvenciamérő üzemmódban működő számláló frekvencia-mérő mérési ideje ($T_M = 1/f_N$). Ezzel a módszerrel tehát rövidebb mérési idővel is nagyobb pontosság biztosítható, mint előosztó alkalmazásával. Frekvenciakonvertereket maximálisan 10–15 GHz-ig használnak. Ennél nagyobb frekvenciák mérése transzfer oszcillátorokkal történik.

Frekvencia-méréshatár kiterjesztése transzfer oszcillátorokkal

Transzfer oszcillátorokkal 20...25 GHz-ig terjeszthető ki a frekvencia-méréshatár. A módszer lényege a következő: az oszcillátort addig hangoljuk, míg valamelyik felharmonikusának frekvenciája meg nem egyezik a mérendő frekvenciával. A számláló frekvenciamérővel pedig az oszcillátor alapharmonikusának frekvenciáját mérik (egyes esetekben előosztó vagy frekvenciakonverter felhasználásával). A készülék blokkvázlata a 21.12. ábrán látható. Az oszcillátor hangolása közben, a különbségi frekvencia megjelenítésével az oszcilloszkópon látható, hogy valamelyik felharmonikusnak a frekvenciája egyenlő a mérendő frekvenciával. Ez az állapot $f_0 = f_{01}$ -nél következik be. Tovább hangoljuk az oszcillátort addig, míg ismét frekvenciaegyezést látunk a képernyőn; ebben az állásban $f_0 = f_{02}$. A két mérés eredményéből megállá-



21.12. ábra. Frekvencia-méréshatár kiterjesztés transzfer oszcillátorral

pítható, hogy f_0 hányadik felharmonikusának frekvenciája egyezett meg a mérendő frekvenciával:

$$K_1 = \frac{f_{02}}{f_{02} - f_{01}}. \quad (21.14)$$

K_1 ismeretében a mérendő frekvencia:

$$f_X = K_1 f_{01}. \quad (21.15)$$

A számláló számlálási idejét K_1 -szeresre növelve a kijelző közvetlenül a mérendő frekvenciát mutatja.

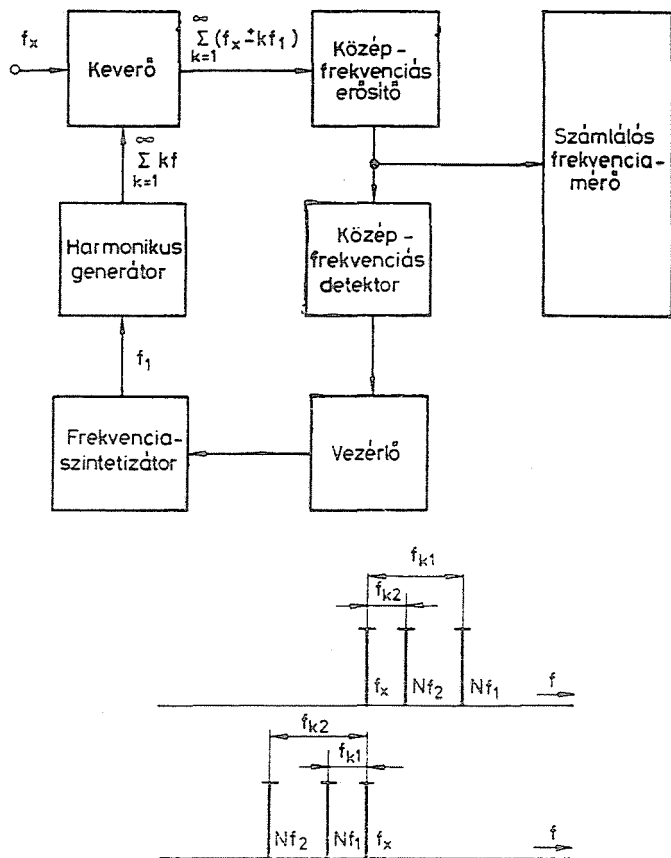
A mérés hibáját a számlálás ± 1 számjegyes hibája, a frekvenciaegyezés kimutatásának hibája (ez ± 1 kHz körüli vagy ennél kisebb), valamint a transzfer oszcillátor stabilitása és hangolhatósága (felbontóképessége) határozza meg. Jó minőségű, kézi hangolású transzfer oszcillátoroknál a mérési hiba 10^{-7} körüli. A hibás frekvenciaegyezés miatti hiba kiküszöbölésére fáziszárt (PLL) hurokkal hangolt, automatikus transzfer oszcillátorokat használnak, ezeknél a mérési hiba határa 10^{-9} .

Frekvencia-méréshatár kiterjesztése harmonikus heterodin konverterekkel

A harmonikus heterodin konverter a méréshatár-kiterjesztés legkorszerűbb eszköze. Ezek a konverterek egyesítik a heterodin konverterek és a transzfer oszcillátorok előnyeit. Működési elvük a 21.13. ábra alapján a következő:

A frekvenciaszintetizátor fokozatosan növeli a frekvenciát addig, amíg a közép-frekvenciás erősítő kimenetén meg nem jelenik egy f_{K1} frekvenciájú középfrekvenciás jel. Az f_{K1} megjelenését a detektor jelzi és a vezérlő leállítja a szintetizátort. Ebben az esetben a mérendő frekvencia:

$$f_X = N f_1 \pm f_{K1}.$$



21.13. ábra. Harmonikus heterodín frekvenciakonverter blokkvázlata és a spektrumok

Az f_{K1} különbségi frekvenciát a számlálós frekvenciamérő méri, a szintetizátorral előállított f_1 frekvencia (a szintetizátor állásából) ismert. Az N felharmonikus-szám és az aktuális előjel meghatározásához a rendszer automatikusan még egy mérést végez úgy, hogy a vezérlő egy Δf frekvenciával elhangolja a szintetizátort ($f_2 = f_1 - \Delta f$). (Az elhangolás mértéke sokkal kisebb, mint a középfrekvenciás erősítő sávszélessége.) Ebben az állásban a frekvenciamérő méri az új különbségi frekvenciát (f_{K2}). A két mérés eredményéből a mérendő frekvencia meghatározható, mivel a 21.13. ábrán látható spektrumképből következik, hogy

$$\begin{aligned} \text{a) ha } f_{K1} > f_{K2}, \\ \text{akkor } f_x &= Nf_1 - f_{K1}, \\ \text{ahol } N &= \frac{f_{K1} - f_{K2}}{f_1 - f_2}. \end{aligned} \quad (21.16)$$

$$\begin{aligned} \text{b) ha } f_{K1} \leq f_{K2}, \\ \text{akkor } f_x &= Nf_1 + f_{K1}, \\ \text{ahol } N &= \frac{f_{K2} - f_{K1}}{f_1 - f_2}. \end{aligned} \quad (21.17)$$

Jelenleg ezeket a konvertereket lehet a legnagyobb frekvenciáig használni (kb. 40 GHz), mivel a szintetizátor által kiadott frekvenciát nem korlátozza a frekvenciamérő, és így könnyebb a keveréshez szükséges nagyfrekvenciás felharmonikus előállítása harmonikus generátorral.

Az előzőekben részletesen foglalkoztunk a számlálós frekvenciamérési módszerekkel. A számlálós frekvenciamérők széles körű elterjedése miatt ezek a legelterjedtebb frekvenciamérési módszerek.

A következőkben röviden összefoglaljuk a más elvek alapján működő frekvenciamérési módszereket.

21.4.2. Rezonancia elven működő frekvenciamérők

Ezeknek — a ma már ritkán használt — frekvenciamérőknek közös sajátossága, hogy a mérendő frekvenciát hangolható rezonanciafrekvenciájú áramkörrel határozzák meg úgy, hogy az áramkört addig hangolják, míg rezonanciafrekvenciája egyenlő nem lesz a mérendő frekvenciával. A rezonancia indikálásával és az áramkör paramétereinek ismeretében a mérendő frekvencia meghatározható. Ezen az elven működnek az RC hidas (pl.: *Wien*-hidas), az LC hidas és rezgőkörös frekvenciamérők, valamint mikrohullámú tartományban az üregrezonátoros és tápvonalas frekvenciamérők. A 21.1. táblázatban a rezonancia típusú frekvenciamérők főbb jellemzőit foglaltuk össze.

21.1. táblázat

Rezonancia típusú frekvenciamérők tulajdonságai

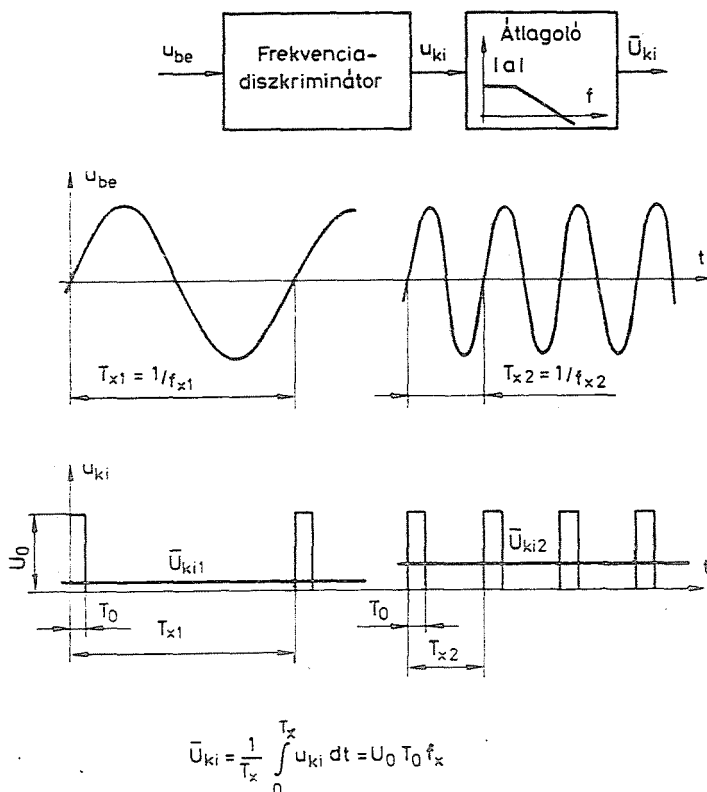
Típus	Mérési tartomány	Mérési hiba, %	Frekvencia- átfogás
RC hidak és RC szelektív áramkörök	10 Hz...50 kHz	(0,1)...1	1 : 10
LC hidak és rezgőkörök	50 kHz...1,2 GHz	(0,1)...1	1 : 3
Üregrezonátorok és tápvonalak	1,1 GHz...140 GHz	0,01...0,1	1 : 2 egy oktáv

21.4.3. Frekvencia-diszkriminátorok (ratemeter)

Ezek tulajdonképpen frekvencia-áramátalakítók. Működésük lényege az, hogy a mérendő jel minden egyes periódusában egy állandó amplitúdójú és állandó szélességű impulzust szolgáltatnak. A kiadódó impulzussorozat középértéke a mérendő frekvenciával arányos (21.14. ábra). Frekvenciadiszkriminátorokat főleg frekvenciamodulált (FM) jelek demodulálására használnak. (Az átlagolási időállandó megfelelő megválasztásával biztosítják, hogy az átlagoló „átengedje” a moduláló frekvenciát, de elnyomja a vivőfrekvenciát.)

21.4.4. Heterodin frekvenciamérők

Működési elvük azonos a 21.13. ábrán ismertetett frekvenciakonverterek működési elvével. A mérendő frekvenciát egy frekvenciaszintetizátor frekvenciájával összekeverve, és nulla különbségi frekvenciáig változtatva a szintetizátort, a mérendő frekvencia a szintetizátor állásából meghatározható.



21.14. ábra. Frekvenciadiszkriminátor és jelalakjai

21.4.5. Oszilloszkópos frekvencia-összehasonlítás

Oszilloszkópos frekvenciaösszehasonlításra két módszert használnak:

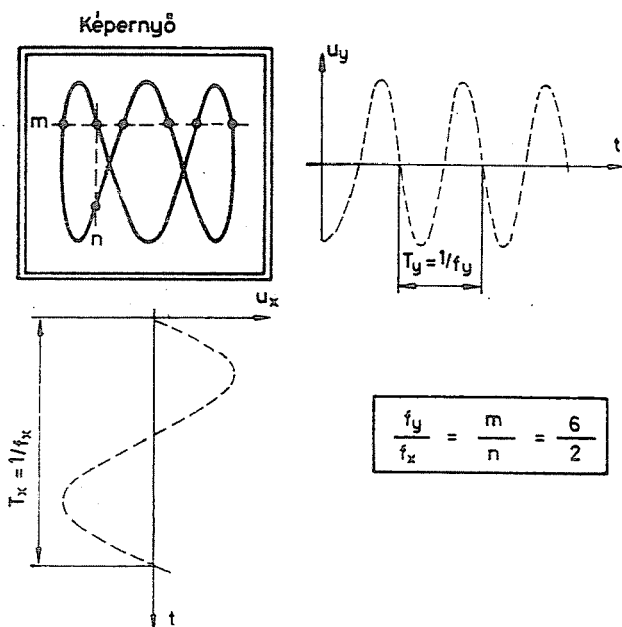
a) *Lissajous*-ábrás összehasonlításnál az egyik jelet a vízszintes, a másikat pedig az oszcilloszkóp függőleges bemenetére kapcsoljuk. Racionális frekvenciaarányoknál a képernyőn megjelenő álló ábrából (21.15. ábra) a frekvenciaarány a következő módszerrel határozható meg:

Az ábra egy tetszőleges pontján keresztül egy vízszintes és egy függőleges egyenest fektetve; a metszések számából a keresett frekvenciaarány:

$$\frac{f_y}{f_x} = \frac{\text{vízszintes metszések száma}}{\text{függőleges metszések száma}} \quad (21.18)$$

ahol f_x a vízszintes, f_y pedig a függőleges bemenetre kapcsolt jel frekvenciája.

b) A második módszernél az egyik jelet az oszcilloszkóp függőleges bemenetére kapcsoljuk, a másikkal pedig szinkronizáljuk (EXT.TRIGG.) az eltérítést. Álló ábránál a két frekvencia egyenlő (vagy arányuk racionális szám). Folytonosan jobbra mozgó ábránál az Y bemenetre kapcsolt jel frekvenciája nagyobb, mint a szinkronozó be-



21.15. ábra. Lissajous-ábrás frekvenciaösszehasonlítás

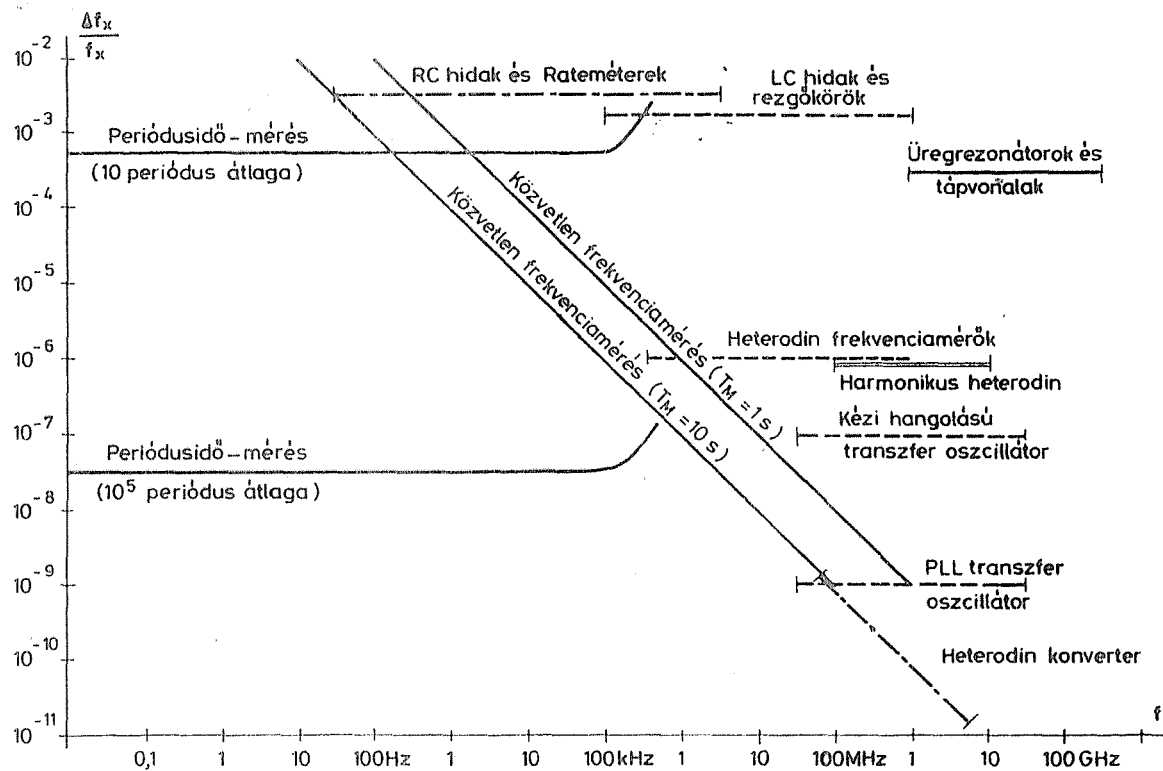
menetre kapcsolt jel frekvenciája. Balra mozgó ábránál a helyzet fordított. (A mozgás sebességéből a két frekvencia eltérése meghatározható.)

Összefoglalásul a 21.16. ábrán a frekvenciamérés módszereinek használati frekvenciatartományát és pontosságát ábrázoltuk.

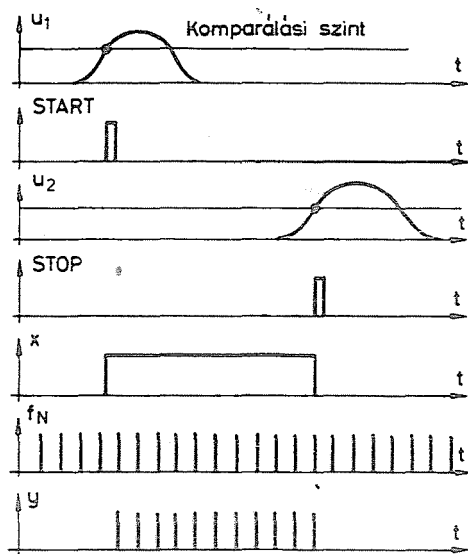
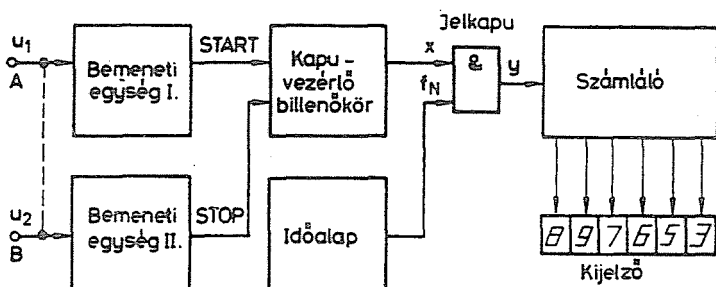
21.5. Időintervallum-mérés

A számlálós időintervallum-mérő blokkvázlata és idődiagramja a 21.17. ábrán látható. A bemeneti egységek változtatható komparálási szintű hiszterézises komparátorokat tartalmaznak. A kapcsolás működése az idődiagram alapján követhető. Az esetek egy részében nem két jel (U_1 , U_2) bizonyos pontja között, hanem egy jel két pontja között akarunk időintervallumot mérni (pl. felfutási-lefutási idő mérése, impulzusszélesség mérése stb.). Ebben az esetben az A, B bemenetekre ugyanazt a jelet vezetjük (szaggatott vonal) és a bemeneti egységek komparálási szintjének beállításával mérjük a kívánt időintervallumot. (Periodikus folyamatoknál a komparálási szintek ellenőrzésére oszcilloszkópot használhatunk úgy, hogy az X kapujellel az oszcilloszkóp intenzitását moduláljuk.)

Az időintervallum-mérés pontosságát a bemenőjelekre szuperponálódó additív zaj (lásd periódusidő-mérés), valamint a számlálás ± 1 számjegyes bizonytalansága befolyásolja. A számlálás bizonytalanságának csökkentése, vagyis a felbontóképeség növelése az időalap frekvenciájának növelésével lehetséges. A növelés mértékét a korszerű számlálók számlálási sebessége korlátozza ($f_{N\max} \approx 500$ MHz). A felbontóképes-



21.16. ábra. A frekvenciamérés módszereinek összehasonlítása

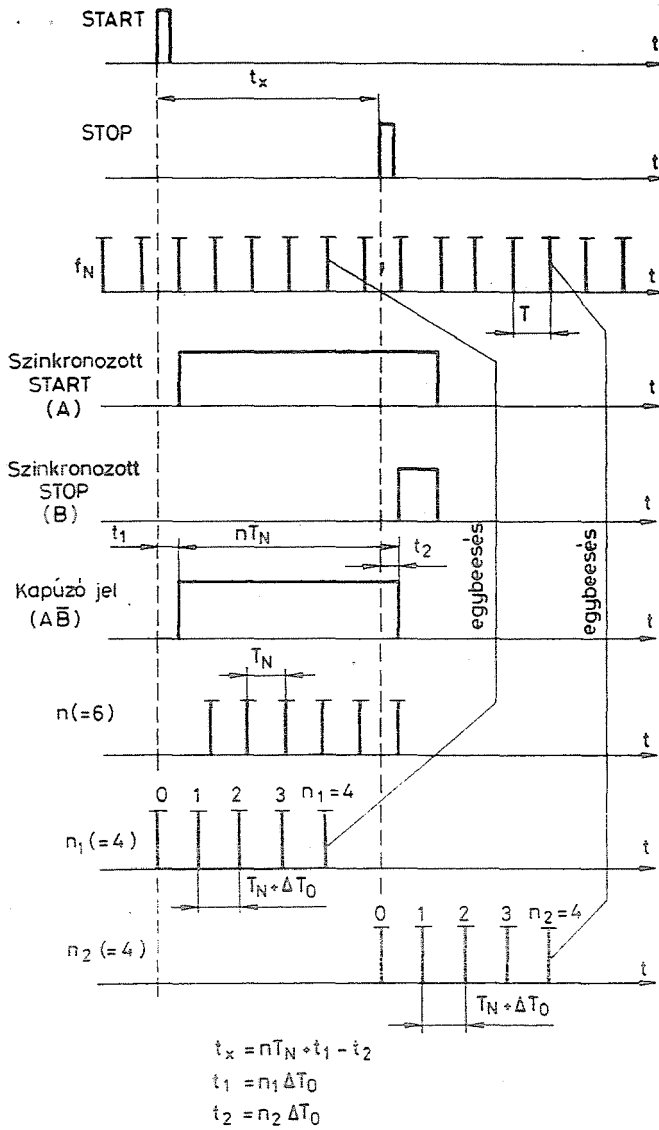


21.17. ábra. Számlálás időintervallum-mérő blokkvázlata és idődiagramjai

ség átlagos időintervallum mérésével vagy interpolációs módszer alkalmazásával növelhető:

a) Periodikus folyamatoknál a mérendő időintervallum is periodikusan ismétlődik. Ebben az esetben az *átlagos időintervallum mérésével* a felbontóképesség $\sqrt{N}$ -szerre növelhető, ahol N a mért időintervallumok száma. (Például $f_N = 100$ MHz esetén a pillanatnyi időintervallum mérésének felbontóképessége 10 ns, de $N = 10^6$ -os mérési számnál a felbontóképesség 10 ps-ra javítható. A 10^6 számú mérés mérési ideje pedig 1 MHz-es ismétlődésnél 1 s.) Problémát csak az okoz, hogy a mérési bizonytalanság csak akkor csökken, ha az időintervallumok ismétlődésének frekvenciája statisztikailag független az időalap-frekvenciától. Ezt a függetlenséget a gyakorlatban úgy biztosítják, hogy az időalap frekvenciáját keskeny sávú, normális eloszlású zajjal modulálják.

b) A pillanatnyi időintervallum-mérés felbontóképessége *interpolációs módszer* alkalmazásával javítható. A módszer lényege az, hogy az időalap által meghatározott időegységet nóniuszos alaosztással kisebb részekre osztják fel. A 21.18. ábrán látható idődiagram alapján a berendezés működésének lényege az, hogy a szinkronjelek



21.18. ábra. Időintervallum-mérés felbontóképességének növelése interpolációs módszerrel

(START, STOP) megjelenésének pillanatában elindul egy-egy segédoszillátor, ezeknek a frekvenciája egy Δf_0 offset frekvenciával kisebb, mint az időalap frekvenciája. A segédoszillátorok impulzusait egy-egy segéd számláló számolja egészen addig, míg egy koincidencia áramkör nem jelzi, hogy a segédoszillátor és az időalap által kiadott impulzus időben egybeesik. A főszámláló (n) és a két segéd számláló tartalmának (n_1, n_2), valamint az időalap frekvenciájának $\left(\frac{1}{T_N}\right)$ és az offset frekvencia $\left(\frac{1}{\Delta T_0}\right)$

ismeretében egy számítógésség számításal határozza meg a t_x időintervallum nagyságát:

$$t_x = nT_N + (n_1 - n_2)\Delta T_0. \quad (21.19)$$

Belátható, hogy $\Delta T_0 = T_N/K$ esetén a felbontóképesség K szorosra növekszik. ΔT_0 szükséges pontossága pedig $1/K$, tehát a segédoszillátorok frekvenciájának megengedett hibája $1/K^2$ -nél kisebb. A berendezés pontos működését a koincidencia áramkörök gyorsasága és az indított segédoszillátorok gyors indulása is befolyásolja. A vázolt interpolációs módszerrel működő, korszerű pillanatnyi időintervallum-mérőnek a felbontóképessége 20 ps ($f_N = 200$ MHz, $T_N = 5$ ns). (A szemléletesség kedvéért megemlítjük, hogy 20 ps alatt a fénysugár 6 mm-es utat fut be [21.11].) Hasonló célú, de analóg interpoláló áramköröket is használnak a felbontóképesség növelésére [21.9].

21.6. Fázisszögmérés

Egy szinuszos jel fázisszögén vagy kezdőfázisán egy másik azonos frekvenciájú szinuszos jelhez képesti eltolódását értjük. Az időeltolódás (τ) és a fázisszög (φ) között a következő kapcsolat van:

$$\tau = \frac{\varphi}{2\pi} T_0 = \frac{\varphi}{2\pi f_0}, \quad (21.20)$$

ahol T_0 a két szinuszos jel periódusideje. Összevetve a (21.20) kifejezést a (21.2) kifejezéssel, látható, hogy a τ időeltolódás a (21.2) kifejezésben bevezetett fázisidővel $[x(t)]$ azonos.

Az elmondottakból következik, hogy a fázisidő mérése az időintervallum-mérés speciális esete és így az ott megismert módszerek értelemszerűen itt is alkalmazhatók. A „fázisidőt” a precíziós mérés technikában használják (pl. frekvenciaetalonok összehasonlítása, szinkronozása). A mérnöki gyakorlatban még nem terjedt el a fázisidő mérése, itt még olyan módszereket használnak, amelyek közvetlenül a mérendő fáziszöget szolgáltatják.

21.6.1. Fázisszögmérés számlálókkal

A számlálós időintervallum-mérőből kialakított számlálós fázisszögmérő blokkvázlata és idődiagramja a 21.19. ábrán látható.

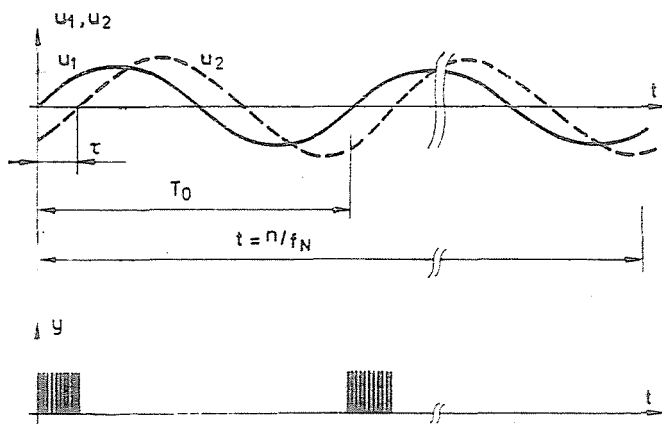
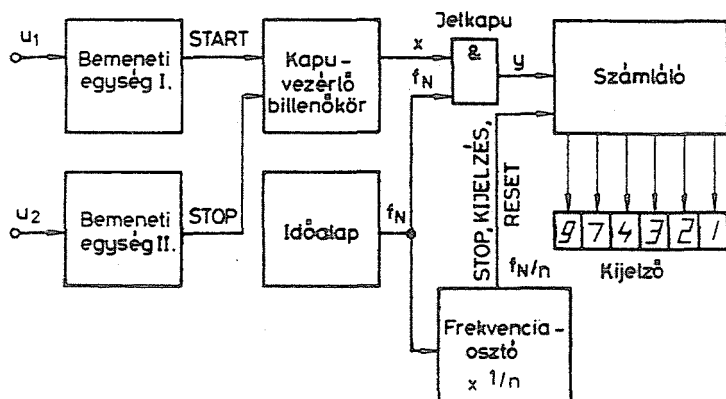
A kapcsolás működésének lényege az, hogy a számláló $t = n/f_N$ ideig összegzi a jelkapuból periódusidőnként érkező, a két jel közötti időeltérésre (τ) jellemző impulzuscsomagokat. A t mérési idő eltelte után a számláló tartalma:

$$N = n \frac{\tau}{T_0},$$

$n = 2\pi m$ -et választva, a számláló közvetlenül a fázisszöget mutatja:

$$N = m \frac{\tau}{T_0} 2\pi = m\varphi. \quad (21.21)$$

A radiánban kapott mérési eredmény nem korrigálható rendszeres hibát tartal-



21.19. ábra. Számlálós fázisszögmérő elve és idődiagramjai

maz. A hiba oka az, hogy a mérési idő (t) alatt nem biztos, hogy egész számú periódus játszódtott le. Ez a hibát a mérési idő (t) növelésével csökkenthető:

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} \cong \frac{T_0 - \tau}{t}. \quad (21.22)$$

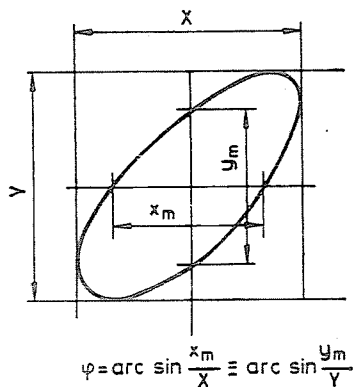
A számlálás ± 1 számjegyes bizonytalanságából származó véletlen hiba:

$$\Delta\varphi_{\text{száml.}} = \pm 2\pi \frac{f_0}{f_N}. \quad (21.23)$$

Ez a hiba a mérési idő növelésével csak abban az esetben csökkenthető, ha a mérendő jelek frekvenciája statisztikailag független az időalap frekvenciájától (lásd átlagos időintervallum-mérés). Mérési hibát okoz a bemenőjelekre szuperponálódó additív zaj (lásd periódusidő-mérés), valamint a bemenőegységek komparálási szintjeinek offset hibája is.

21.6.2. Fázisszögmérés oszcilloszkóppal

A Lissajous-ábra felhasználható fázisszögmérésre is. A két azonos frekvenciájú jelet az oszcilloszkóp vízszintes és függőleges bemenetére kapcsoljuk úgy, hogy a képernyőn a két jel azonos nagyságú kitérést hozzon létre x és y irányban. A képernyőn megjelenő ábra alapján a fázisszög meghatározható (21.20. ábra).



21.20. ábra. Fázisszögmérés Lissajous-ábrával

Mérhetünk fázisszöget kétsugaras oszcilloszkóp felhasználásával is úgy, hogy a két jel időfüggvényének képéből határozzuk meg a közöttük levő fáziseltérést.

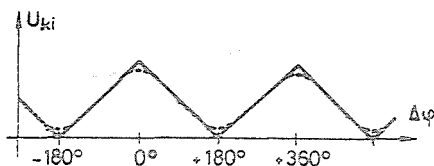
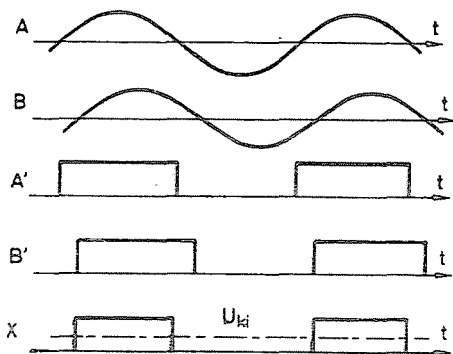
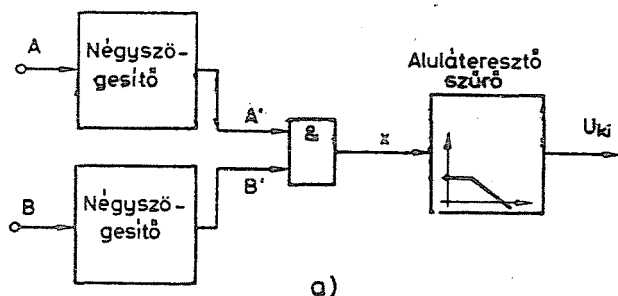
21.6.3. Fázisszögmérés fázisdetektorral

A fázisdetektorok fáziskülönbség-feszültség átalakítók. Legfontosabb felhasználási területe a fáziszárt (PLL) hurkok, de pontosabb változatait fázismérésre is használják [21.14—21.16].

A 21.21. ábrán látható fázisdetektorral az összehasonlítandó jeleket (A és B) négyszögesítőn keresztül egy ÉS kapura adjuk. A kapu kimenetén megjelenő impulzussorozat (X) középvértéke az A és B jel fáziskülönbségével arányos. Az impulzussorozat középvértékét az aluláteresztő szűrő képzi és így a kimeneten megjelenő egyenfeszültség a fáziskülönbséggel arányos.

A fázisdetektor transzferkarakteristikájából (21.21c ábra) látható, hogy 180° -os tartományban lineáris az átalakítás. Az átalakító linearitását a négyszögesítő fokozatok tulajdonságai határozzák meg és így nagyfrekvencián a négyszögesített jel véges fel- és lefutási meredeksége miatt az átalakítás hibája 0° és 180° környezetében nagy (21.21c ábra szaggatott vonal).

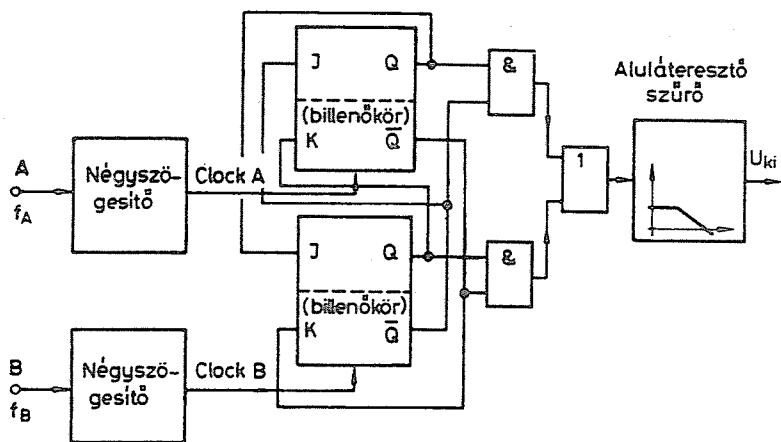
A bemutatott fázisdetektor hátránya az, hogy transzferkarakteristikája csak 180° -os tartományban lineáris. A négyszögesített jeleket egy-egy billenőkörrel leosztva és a leosztott jeleket vezetve a 21.21. ábrán látható ÉS kapu bemeneteire, egy 360° -os tartományban lineáris fázisdetektort kapunk. 360° -os tartományban lineáris fázisdetektorokat élvezérelt billenőkörrel is lehet realizálni úgy, hogy az A jel felfutó éle bebillenti, a B jel felfutó éle pedig visszabillenti a billenőkört [21.15—21.16]. Ezek a fázisdetektorok jól használhatók azonos frekvenciájú jelek közötti fáziskülönbség mérésére. Hátrányuk viszont az, hogy kissé eltérő frekvenciák esetén a kimenőjel változásának iránya nem függ a frekvenciaeltérés irányától. A 21.22. ábrán olyan



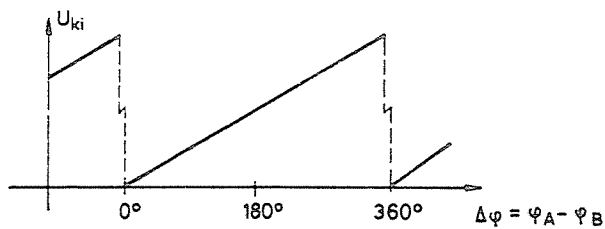
21.21. ábra. 180°-os tartományban lineáris fázisdetektor
a) blokkvázlat; b) idődiagram; c) transferkarakterisztika

360°-os tartományban lineáris fázisdetektor látható, amelynél a kimenőjel változása pozitív meredekségű, ha $f_A > f_B$ és negatív meredekségű, ha $f_A < f_B$. Az ilyen fázisdetektorral tehát nem csak két azonos frekvenciájú jel közötti fáziskülönbség mérhető, hanem kissé eltérő frekvenciájú jelek összehasonlításánál a kimeneten megjelenő fűrészjel periódusidejének mérésével és a fűrészjel meredekségének megfigyelésével a frekvenciaeltérés nagysága és iránya is meghatározható.

A frekvencia-, idő- és fáziszmérés módszereinek tárgyalásánál nagy hangsúlyt helyeztünk a számlálós mérési módszerekre és az egyéb módszerekkel nem, vagy csak vázlatosan foglalkoztunk. Ezt egyrészt azért tettük, mert a digitális elven mérő számlálós mérőberendezésekkel lehet az alapvetően kvantált időt és frekvenciát a legnagyobb pontossággal mérni. Másrészt napjainkban ezek a berendezések aránylag olcsók, univerzálisak és szinte minden laboratóriumban megtalálhatók.



a)



b)

21.22. ábra. 360°-os tartományban lineáris fázisdetektor
a blokkvázlat; b transzferkarakterisztika

22. Teljesítmény és energia mérése

A villamos teljesítmény pillanatértéke az áram és feszültség pillanatértékeinek szorzata:

$$p=ui.$$

Az egyenáramú hálózat teljesítménye adott U feszültség és I áram esetén:

$$P=\pm UI.$$

A $+$ előjel a felvett (elfogyasztott), a $-$ előjel a leadott (termelt) teljesítmény. A hálózat R ellenállásán disszipálódó teljesítmény, az *Ohm*-törvény felhasználásával

$$P=+I^2R=+U^2/R.$$

Színuszos váltakozóáramú hálózat árama és feszültsége

$$i=\sqrt{2}I \sin \omega t; \quad u=\sqrt{2}U \sin (\omega t+\varphi)$$

a hálózatra felírható pillanatnyi teljesítményértéke pedig

$$ui=p(t)=UI \cos \varphi [1-\cos 2\omega t]+UI \sin \varphi \sin 2\omega t. \quad (22.1)$$

A P hatásos teljesítmény, a pillanatnyi teljesítmény egy periódusra vonatkozó középértéke

$$P=\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt=UI \cos \varphi, \quad (22.2)$$

$\cos \varphi$ -t teljesítménytényezőnek nevezzük.

A (22.1) kifejezés második tagja képviseli a meddő teljesítményt. Ennek átlagértéke zérus, meddő teljesítménynek megállapodászerűen ennek maximumát tekintjük:

$$Q=UI \sin \varphi, \quad (22.3)$$

és a látszólagos teljesítmény

$$S = UI. \quad (22.4)$$

Mindezek tömören kifejezhetők a komplex teljesítménnyel. Legyen $\bar{U} = Ue^{j\varphi_u}$, $\bar{I} = Ie^{j\varphi_i}$ és $\varphi_u = \varphi_i + \varphi$, ahol φ az $\bar{U}$ és $\bar{I}$ közötti fázisszög. Ha $\bar{I}^*$ az $\bar{I}$ áram konjugáltja, akkor a komplex teljesítmény kifejezése:

$$\bar{S} = \bar{U}\bar{I}^* = Ue^{j(\varphi_u - \varphi_i)} Ie^{-j\varphi_i} = UIe^{j\varphi} = UI(\cos \varphi + j \sin \varphi) = P + jQ. \quad (22.5)$$

Így tehát

$$\operatorname{Re} \bar{S} = P, \quad \operatorname{Im} \bar{S} = Q \quad \text{és} \quad |\bar{S}| = S.$$

Nemszinuszos periodikus jelek felbonthatók szinuszos harmonikus összetevőkre. Hatásos teljesítményt csak azonos frekvenciájú áramok és feszültségek hoznak létre, ezért periodikus feszültség és áram hatásos teljesítménye az egyes harmonikusok hatásos teljesítményének összegével egyenlő:

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k. \quad (22.6)$$

Azok a műszerek alkalmasak teljesítmény mérésére, amelyek képesek fenti összegezés végrehajtására.

Hasonlóan felírható a meddő teljesítményre a

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k \quad (22.7)$$

összefüggés is.

Többfázisú hálózatban a generátor vagy a fogyasztó P teljesítménye az egyes fázisok teljesítményének összege:

$$P = \sum_{i=1}^n P_i, \quad (22.8)$$

ahol P_i az egyes fázisok teljesítménye és n a fázisok száma. A gyakorlatban legnagyobb jelentősége a háromfázisú rendszernek ($n=3$) van. Szimmetrikus rendszerben

$$P = 3U_{I_f} \cos \varphi = 3I_f^2 R = 3GU_f^2 = \sqrt{3}U_v I_v \cos \varphi$$

összefüggések adják meg a rendszer teljesítményét. U_f , I_f fázisfeszültség, ill. fázisáram, U_v , I_v vonalfeszültség, ill. vonaláram effektív értékei.

A villamos energia (munka) a teljesítmény idő szerinti integrálja

$$W = \int_0^t ui \, dt = \int_0^t p \, dt, \quad (22.9)$$

ahol t a vizsgálati időtartam. A definíció teljesen általános érvényű és az előbbieken definiált teljesítmények esetében mindig meghatározható [22.1]. Periodikus jel esetében $t \gg T$ kell legyen, ahol T a periódusidő.

22.1. A villamos teljesítmény mérése

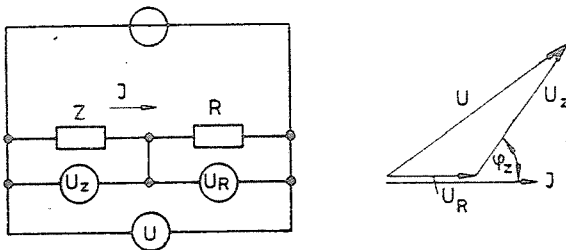
A villamos teljesítmény mérésére alkalmasak a következőkben ismertetésre kerülő módszerek.

22.1.1. Teljesítménymérés feszültségmérővel (és árammérővel)

Az ún. *három voltmérős* módszer alkalmazható egy Z impedancián keletkező teljesítmény mérésére, amennyiben rendelkezünk egy ismert R ellenállással. A kapcsolás és a fázorábra a 22.1. ábrán látható. Amennyiben a feszültségmérő fogyasztása elhanyagolható, a teljesítmény a fázorábra alapján a következő módon adódik:

$$U^2 = U_R^2 + U_z^2 + 2RIU_z \cos \varphi_z,$$

$$IU_z \cos \varphi_z = P_z = \frac{U^2 - (U_R^2 + U_z^2)}{2R} \quad (22.10)$$



22.1. ábra. Teljesítménymérés három V-mérővel

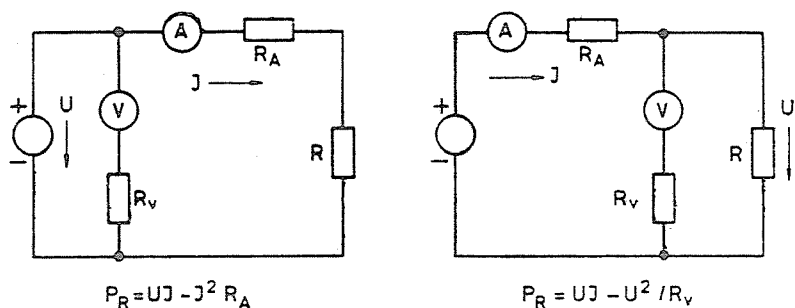
A módszer nagyfrekvenciás körökben is használható nem ohmos fogyasztókon fellépő teljesítmény mérésére. Hátránya, hogy $\varphi_z \rightarrow \frac{\pi}{2}$ esetben a (22.10) számlálója zérushoz tart, ezért a mérés relatív hibája igen nagy lehet.

Ha ismert R ellenálláson fellépő teljesítmény mérése a feladat, akkor a teljesítmény az ellenállás kapcsain mért $\bar{U}$ (effektív) feszültségből

$$P_R = \frac{\bar{U}^2}{R}$$

szerint határozható meg.

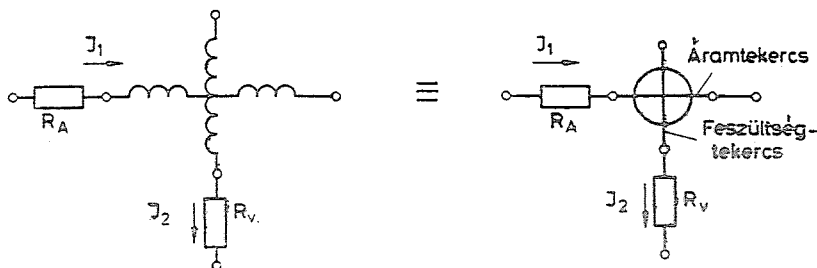
Amennyiben egyenfeszültségre kapcsolt ismeretlen R ellenálláson keletkező teljesítményt kell meghatározni, a 22.2. ábrán vázolt kapcsolások egyike alkalmazható aszerint, hogy melyiknél kisebb a műszerfogyasztás miatti rendszeres hiba. Itt célszerű a Deprez-műszer használata.



22.2. ábra. Teljesítménymérés V—A mérővel

22.1.2. Teljesítménymérés elektromechanikus műszerrel

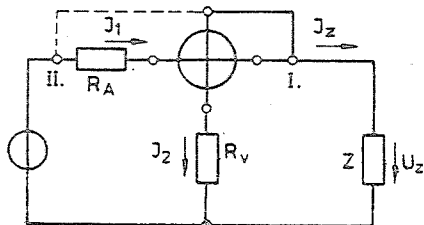
A 11.1.4. pontban tárgyalt elektrodinamikus műszer (akár vasmagos, akár vasmentes kivitelben) alkalmas a villamos teljesítmény mérésére $10^3 \dots 10^4$ Hz tartományig. Az elektrodinamikus műszer állótekerescsből (gerjesztőtekerecs) és lengőtekerescsből áll. A 22.3. ábrán feltüntettük a műszer jelképi rajzát. A gerjesztőtekerecset áramtekercsnek, a lengőtekerecset feszültségtekercsnek szokás nevezni. $Z_A \cong R_A$ az áramtekercs belső ellenállása, $Z_V \cong R_v$ pedig a feszültségtekercs belső ellenállásának és előtétellenállásának összege.



22.3. ábra. Elektromechanikus wattmérő szimbolikus ábrázolása

A 22.4. ábra az elektrodinamikus wattmérő kapcsolását mutatja. Mivel $I_2 = U_z / R_v$, a (11.9) összefüggés így alakul:

$$\alpha = \frac{K}{R_v} I_1 U_z \cos \varphi = \frac{K}{R_v} P.$$



22.4. ábra. Elektromechanikus wattmérő kapcsolása

A wattmérő kitérése tehát arányos a P teljesítménnyel. A P teljesítmény a 22.4. ábra alapján:

$$P = P_z + \frac{U_z^2}{R_v}$$

A műszer tehát a Z impedancián és a wattmérő feszültségtekercsén fellépő teljesítmények összegét méri. A Z impedancián fellépő P_z teljesítmény kiszámításához tehát a feszültségtekercs U_z^2/R_v teljesítményfelvétele rendszeres hibát okoz:

$$P_z = P - \frac{U_z^2}{R_v}$$

Ez a korrekció a feszültségtekercs I. ponthoz történt csatlakoztatása esetén (1. 22.4. ábra) érvényes. Ha a II. ponthoz csatlakozunk, akkor az áramtekercs teljesítményfelvételével kell korrigálni:

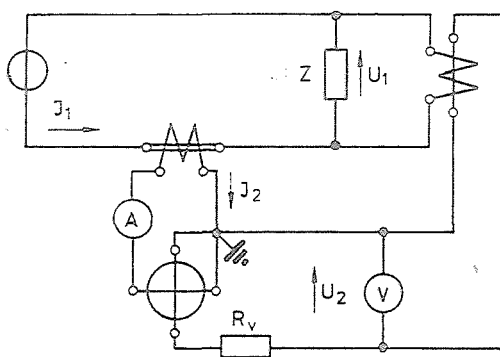
$$P_z = P - I_1^2 R_A$$

A műszer bekötésénél ügyelni kell arra, hogy a feszültségtekercs és az áramtekercs közel azonos potenciálon legyen.

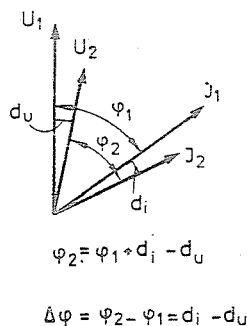
A koszinusz függvény tulajdonságaiból eredően a műszer kitéréséből nem lehet a terhelő impedancia jellegére következtetni (kapacitív vagy induktív terhelés), a kitérés viszont előjelet vált, ha megváltozik az energiaáramlás iránya.

A vasmentes elektrodinamikus műszereket általában laboratóriumi célra készítik 0,1 és 0,2 pontossági osztályban. A vasmagos műszerek kapcsolótábla, ill. hordozható kivitelben készülnek 0,5 pontossági osztályig. Általában 5...10 A-nál nagyobb áram, ill. 600 V-nál nagyobb feszültség esetén mérőtranszformátorok alkalmazása válik szükségessé.

A mérőtranszformátorok bővebbismertetése a 20.3. szakaszban található. A 22.5a ábrán a Z impedancián fellépő teljesítmény mérése látható mérőtranszformátorok közbeiktatásával. A 20.3. szakaszban említés történt a mérőtranszformátorok áttételi és szöghibájáról. Feszültség- és árammérés esetében csak az áttételi hibát kell figyelembe venni, teljesítménymérésnél azonban a szöghibák is befolyásolják a mérés pontos-

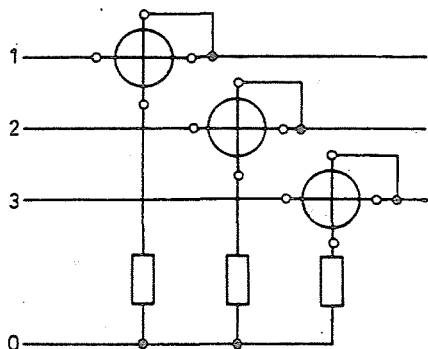


a)



b)

22.5. ábra. Teljesítménymérés mérőtranszformátorok közbeiktatásával



22.6. ábra. Háromfázisú teljesítmény mérése három wattmérővel

ságát. A Z impedancián fellépő teljesítmény $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$, a teljesítménymérő azonban (a tekercsfogyasztás miatti rendszeres hibától eltekintve) $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$ teljesítményt mér. A mérőtranszformátorok hibái által okozott rendszeres hiba relatív értéke az 5.6. szakasz szerint

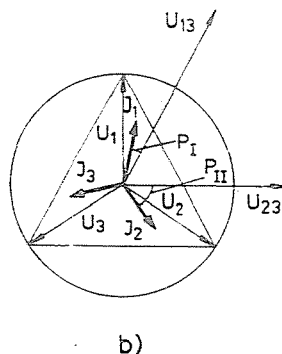
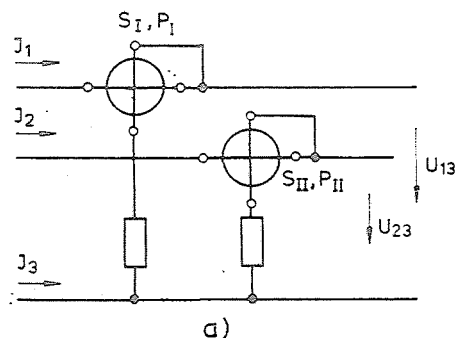
$$\frac{\Delta P_2}{P_2} = \frac{\Delta U_2}{U_2} + \frac{\Delta I_2}{I_2} - \Delta \varphi \operatorname{tg} \varphi_2,$$

ahol $\frac{\Delta U_2}{U_2} = h_u$ és $\frac{\Delta I_2}{I_2} = h_i$ a feszültségváltó, ill. az áramváltó áttételi hibája, d_u és d_i azok szöghibái és $\Delta \varphi = d_i - d_u$, mint azt a 22.5b ábra szemlélteti. A kifejezés utolsó tagja arra utal, hogy a mérőtranszformátorok szöghibái annál nagyobb súllyal jelentkeznek a teljesítménymérés hibájában, minél közelebb van a φ_2 fázisszög $\pi/2$ -höz.

Többfázisú hálózat teljesítményét a (22.8) szerint az egyes fázisok teljesítményének összegeként nyerjük. A 22.6. ábrán látható wattmérők mindegyike egy-egy fázis teljesítményét méri, mutatójuk összege a háromfázisú teljesítményt adja. Ez a kapcsolás általánosan használható, akkor is, ha nincs nullvezető.

Ha a háromfázisú rendszerben nincs nullavezető (delta kapcsolás, csillag kapcsolás nullvezető nélkül) két wattmérővel is mérhető a háromfázisú teljesítmény a 22.7a ábra szerinti kapcsolásban. A három fázis komplex teljesítményeinek összege:

$$\bar{S} = \bar{U}_1 \bar{I}_1^* + \bar{U}_2 \bar{I}_2^* + \bar{U}_3 \bar{I}_3^*.$$



22.7. ábra. Háromfázisú teljesítmény mérése két wattmérővel (Aron-kapcsolás)

a) kapcsolás; b) fázorábra

Ha nincs nullavezető, akkor :

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0; \quad \bar{I}_1^* + \bar{I}_2^* + \bar{I}_3^* = 0 \quad \text{és} \quad \bar{I}_3^* = -\bar{I}_1^* - \bar{I}_2^*,$$

tehát

$$\bar{S} = (\bar{U}_1 - \bar{U}_3)\bar{I}_1^* + (\bar{U}_2 - \bar{U}_3)\bar{I}_2^* = \bar{U}_{13}\bar{I}_1^* + \bar{U}_{23}\bar{I}_2^* = \bar{S}_I + \bar{S}_{II}.$$

A P_I és P_{II} wattmérők e komplex teljesítmények valós részét mérik, tehát

$$\operatorname{Re} \bar{S} = P = P_I + P_{II}.$$

A 22.7b ábrából kitűnik, hogy a P_{II} wattmérő által mutatott teljesítmény a P_I -hez viszonyítva negatív is lehet ($\varphi > 60^\circ$ esetén).

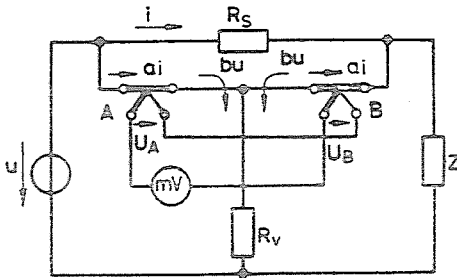
22.1.3. Teljesítménymérés hőelem alkalmazásával

Az alapkioscsolást a 22.8. ábra szemlélteti. A Z impedancián fellépő teljesítmény mérése a feladat. A és B azonos karakterisztikával rendelkező hőelemek. Az A hőelem fűtőszálán az i (pillanatértékű) árammal és az u feszültséggel arányos

$$i_A = ai + bu$$

áram folyik, ahol a és b konstans arányossági tényezők. Hasonlóképpen a B hőelemen átfolyó áram

$$i_B = ai - bu.$$



22.8. ábra. Teljesítménymérés két azonos karakterisztikájú hőelemmel

Egyszerűen igazolható, hogy az i és u által létrejött ui pillanatnyi teljesítmény így is felírható

$$ui = \frac{1}{4ab} (i_A^2 - i_B^2).$$

Elvégezve az átlagolást:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = \frac{1}{4ab} \left[\frac{1}{T} \int_0^T i_A^2 \, dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_B^2 \, dt \right] = \frac{1}{4ab} (I_A^2 - I_B^2).$$

Az I_A és I_B effektív értékű áram hatására az A és B hőelemen U_A és U_B egyenfeszültség lép fel. A hőelem tulajdonságából adódóan

$$U_A = kI_A^2; \quad U_B = kI_B^2,$$

tehát $U_A - U_B$ eredő egyenfeszültség a P teljesítménnyel arányos:

$$P = k \frac{1}{4ab} (U_A - U_B).$$

Ezt a mV nagyságrendű egyenfeszültséget kismegszakító feszültségmérővel kell mérni.

Az R_s , ill. R_v ellenállásokon keletkező teljesítmény korrigálható rendszeres hibát okoz. Az ismertetett elvű műszerek MHz-es frekvenciatartományig használhatók 1% körüli bizonytalansággal [22.4].

22.1.4. Teljesítménymérés Hall-szondával

A Hall-szondának alapvető működését a 23. fejezetben, a 23.2 ábrán vázoltuk fel. Az ábrából látható, hogy az u_H feszültség a félvezető lapkán átfogó i_1 áram, és az azt átmetsző B_t indukció szorzatával arányos. A K_H arányossági tényező a Hall-szonda méretétől és tulajdonságától függ. Fentiek szerint

$$U_H = K_H i_1 B_t,$$

ahol B_t is pillanatérték. A Hall-szonda tehát alkalmas két időfüggvény szorzatának képzésére.

A (22.2) összefüggés szerint a P hatásos teljesítmény a teljesítményt létrehozó áram és feszültség u és i pillanatértéke szorzatának átlagával egyenlő:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = UI \cos \varphi.$$

Legyen $u = ai_1$ és $i = bB_t$ (a és b arányossági tényezők):

$$P = ab \frac{1}{T} \int_0^T i_1 B_t \, dt = \frac{ab}{K} U_{Hk},$$

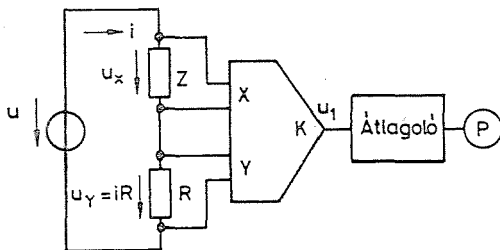
ahol U_{Hk} az U_H feszültség átlagértéke.

Tekintettel a Hall-konstans időtől és hőmérséklettől függő változásaira, a mérési elrendezés gyakori hitelesítést kíván. DC-től GHz nagyságrendig alkalmas teljesítmény mérésére.

22.1.5. Elektronikus teljesítménymérők

Az elektronikus teljesítménymérők a teljesítményt hordozó feszültség és áram időfüggvény szorzását és átlagolását elektronikus eszközök alkalmazásával valósítják meg [22.3, 22.5].

Analóg szorzóval dolgozó teljesítménymérő vázlatát mutatja a 22.9. és 22.10. ábra. A 22.9. ábra szerinti kapcsolásban a Z impedancián megjelenő U_z feszültségnek és



22.9. ábra. Teljesítménymérés analóg szorzóval

a rajta átfolyó $i = \frac{u_y}{R}$ áramnak szorzását és átlagolását végzi a K átviteli tényezőjű analóg szorzó. A szorzó kimenetén megjelenő

$$u_1 = Ku_x u_y = KR u_x i$$

szorzat átlaga

$$KR \frac{1}{T} \int_0^T u_x i \, dt = P$$

a Z impedancián megjelenő teljesítmény.

A 22.10. ábrán a Z impedancia árama és feszültsége mérőtranszformátorokon keresztül kapcsolódik az analóg szorzóhoz.

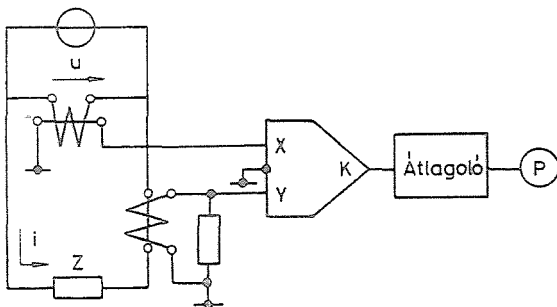
Analóg szorzóként célszerűen alkalmazhatók az időosztásos szorzó áramkörök (time division multiplier). Ezekkel viszonylag nagy pontosság érhető el. A kapcsolással részletesebben a 10. fejezet foglalkozik (10.58. ábra). Ha f a mérendő teljesítményt hordozó váltakozóáram frekvenciája, és a 10.58. ábrát tekintve

$$\frac{1}{t_1 + t_2} \gg f,$$

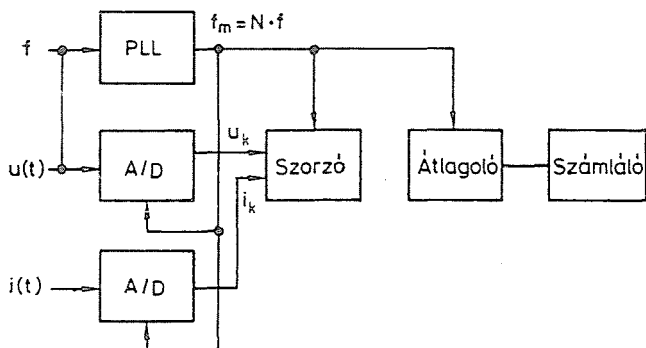
akkor az $\bar{U}_M$ átlagfeszültség a váltakozóáramú teljesítménnyel arányos.

Ezzel a szorzóval 20 Hz és 20 kHz közötti frekvenciatartományban 0,01%-os pontosság érhető el.

Digitális szorzóval dolgozik a 22.11. ábra szerinti kapcsolás. Az A/D átalakítók a feszültség és áram időfüggvényeit mintavételezik, és a mintavételezett értékeket kvan-



22.10. ábra. Teljesítménymérés analóg szorzóval, mérőtranszformátorok közbeiktatásával



22.11. ábra. Teljesítménymérés digitális módszerrel

tájkák (u_k, i_k). A mintavételezést az $u(t)$, ill. $i(t)$ f frekvenciájával táplált frekvencia-sokszorozó vezérli. Ha az f egy periódusa alatt N mintát akarunk venni, akkor $f_m = Nf$, tehát a mintavételezés sűrűsége $\Delta T = \frac{1}{Nf}$. A szorzó és az átlagoló után megjelenő jel arányos a

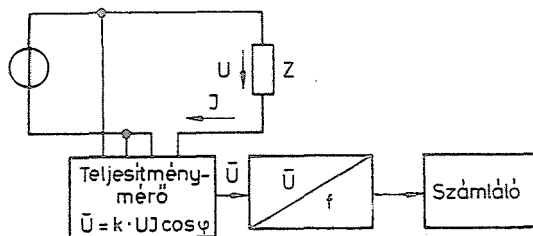
$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u_k i_k$$

teljesítménnyel.

22.2. A villamos energia mérése

A villamos energiát a (22.9) szerint a pillanatnyi teljesítmény időintegrálja adja meg. Az energiamérő eszközök tehát olyan teljesítménymérők, amelyek integrálási feladatot is el tudnak látni. E feladat legegyszerűbben azokkal a teljesítménymérőkkel oldható meg, amelyeknek kimenőjele a teljesítménnyel arányos villamos jel. Ilyenek pl. a hőelemes, a Hall-szondás és az elektronikus teljesítménymérők. Ezeknél az integrálás $\bar{U}/f$ konverterrel és számlálóval oldható meg (22.12. ábra).

Az 50 Hz-es váltakozóáramú hálózatokban az indukciós fogyasztásmérővel történik a termelt és fogyasztott energia mérése. Erről rövid ismertetés a 11.1.4. pontban található. Ezeknek előnye az olcsó ár és a viszonylag nagy pontosság (1...2% a mért értékre vonatkoztatva). Ennél nagyobb pontossági igény esetén (pl. hitelesítési célokra) elektronikus fogyasztásmérők alkalmazhatók [22.2, 22.5].



22.12. ábra. Energiamérés U/f átalakító alkalmazásával

23. Mágneses jellemzők mérése

Az előző fejezetek részletesen tárgyalták a villamos jellemzőkkel kapcsolatos méréseket, azok megvalósításának módjait, pontosságát és egyéb tulajdonságait.

Ebben a fejezetben a mágneses jelenségekhez kapcsolódó alapvető jellemzőkkel — ún. mágneses jellemzőkkel — foglalkozunk, tárgyaljuk ezek mérési módszereit. A mágneses jellemzők mérésénél általában koncentrált paraméterű modellel dolgozunk, de ez a valóságot csak közelítőleg írja le, a villamos jellemzők mérésénél alkotott modellhez viszonyítva. A helyzetet jól szemlélteti a villamos és a mágneses körök példája. A villamos vezetőképesség aránya a vezető és a környezet között lényegesen nagyobb, mint a mágneses permeabilitás aránya a mágneses vezető és a környezete között. Ezért az a feltételezés, hogy a környezet nem vezet, a mágneses köröknél jelentős hiba forrása lehet.

A mágneses térjellemzők mérésénél a valóságnak modellel történő közelítésére az alapvető mágneses mennyiségek közötti összefüggések kapcsán még visszatérünk. Mindezekből az következik, hogy a mágneses jellemzők mérési pontossága általában alatta marad a villamos jellemzők mérési pontosságának. A továbbiakban a fejezet egyrészt a mágneses térjellemzők mérésével, másrészt a ferromágneses anyagok vizsgálatával foglalkozik.

23.1. Mágneses térjellemzők mérése

A mágneses tér leírásához szükséges alapvető mennyiségeket a következő táblázatban foglaltuk össze.

Megnevezés	Jel	Mértékegység	Mértékegység jele
Fluxus	Φ	weber	Wb
Indukció	B	tesla	T
Mágneses feszültség	U_m	amper	A
Mágneses térerősség	H	amper/méter	A/m
Permeabilitás	μ	henry/méter	H/m

Az elektromágneses tér pontosan leírható a *Maxwell*-egyenletek segítségével. A gyakorlatban azonban speciális esetekre lényegesen egyszerűbb és így könnyebben kezelhető összefüggések állíthatók fel a mágneses és villamos mennyiségek között. A következőkben felsoroljuk a legfontosabb összefüggéseket és azok egyszerűsített formáit, megemlítve az egyszerűsítés feltételét [23.4].

Egy zárt görbe által kifeszített A felületen áthaladó fluxus:

$$\Phi = \int_A \mathbf{B} \, dA. \quad (23.1)$$

Ha az indukció az A felület minden pontjában azonos nagyságú és a felületre merőleges, akkor az összefüggés leegyszerűsödik:

$$\Phi = BA. \quad (23.2)$$

A gyakorlatban használják a fluxus kapcsolódást (jele: Ψ) is. Egy N menetű tekercsre, amelynek minden menete Φ fluxust zár körül, a fluxuskapcsolódás:

$$\Psi = \Phi N. \quad (23.3)$$

A P_1 és P_2 pontot összekötő vonalra vett mágneses feszültség:

$$U_m = \int_{P_1}^{P_2} \mathbf{H} \, dl. \quad (23.4)$$

Amennyiben a vonal $\mathbf{H}$ irányába mutat és $\mathbf{H}$ nagysága a vonal mentén állandó:

$$U_m = Hl. \quad (23.5)$$

Egy N menetű tekercs, melyben I áram folyik

$$U_m = IN \quad (23.6)$$

értékű mágneses feszültséget hoz létre.

Egy l zárt görbére és az általa kifeszített A felületre a következő összefüggés áll fenn:

$$\oint_l \mathbf{E} \, dl = - \int_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \, dA, \quad (23.7)$$

ahol $\mathbf{E}$ a villamos térerősség vektor és t az idő. A bal oldalon az l görbe mentén elhelyezkedő vezetőben indukálódó feszültség kifejezése látható. Ha a görbe — ami egy menetű tekercsnek tekinthető — által kifeszített felületen Φ fluxus halad át, akkor az indukált feszültség nagysága:

$$u_i = \frac{d\Phi}{dt}. \quad (23.8)$$

Egy μ permeabilitású anyagban az indukció és a térerősség közti kapcsolat:

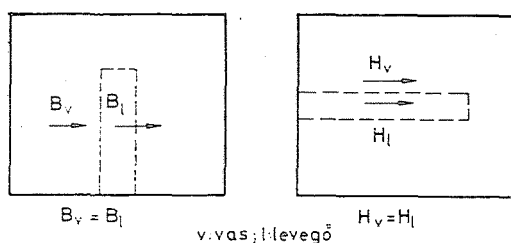
$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}, \quad (23.9)$$

ahol μ_0 a vákuum permeabilitása, melynek értéke definíció szerint $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, és μ_r az anyag relatív permeabilitása. Az összefüggésből látható, hogy ismert permeabilitású anyagban (pl. levegőben) $\mathbf{H}$ mért értékéből $\mathbf{B}$ kiszámítható, és fordítva. Ennek a



felhasználásával a 23.1.1. pontban és a 23.1.2. pontban tárgyalt módszerek egyaránt alkalmazhatók mind B , mind H mérésére.

A későbbiekben tárgyalásra kerülő mérési módszerekkel szilárd anyagban való mérés általában bonyolultabb a levegőben történő méréshez képest. Kihasználva az indukciónak, ill. a térerősségnek azt a tulajdonságát, hogy a határfelületre merőleges indukciókomponens, ill. a határfelülettel párhuzamos térerősség-komponens folytonosan megy át, bármilyen anyagban történő B , ill. H mérés megoldható levegőben történő méréssel. Ha ugyanis az indukció irányára merőleges keskeny résben mérjük az indukciót, az a fentiek szerint jó közelítéssel megegyezik a környező anyagban uralkodó indukció nagyságával. Hasonlóan, ha a térerősség irányával párhuzamos keskeny résben mérjük a térerősséget, az jó közelítéssel megegyezik a környező anyagban uralkodó térerősség nagyságával. Mindezeket szemlélteti a 23.1. ábra.



23.1. ábra. Az indukció és a térerősség mérése szilárd anyagban

23.1.1. A fluxus és az indukció mérése

A fluxus és az indukció mérése általában ugyanazzal a módszerrel történhet. A (23.1), ill. a (23.2) összefüggés alapján — az általában jól definiált A felület miatt — a két mennyiség egymásba könnyen átszámolható. A méréseket stacionárius (egyen) és változó terekben levő fluxus és indukció mérésre osztjuk.

Stacionárius terek fluxusának és indukciójának mérése

Az indukált feszültség mérésével való fluxusmérés (23.7), ill. (23.8) alapján történik. Egy N menetszámú tekercsben indukált feszültség:

$$u_i = N \frac{d\Phi}{dt}. \quad (23.10)$$

Ennek integrálja mialatt a fluxus ellentétes irányúvá válik:

$$\int_0^t u_i dt = N \int_{-\Phi}^{\Phi} d\Phi = 2N\Phi. \quad (23.11)$$

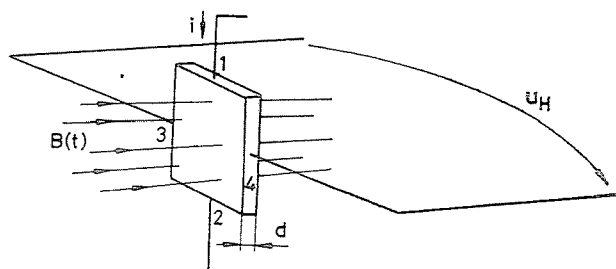
A feszültségimpulzus integráljának a meghatározására két lehetőség kínálkozik.

Fluxmérő [23.2] felhasználásával (vö. 11.1.4.), amely az N menetű mérőtekercsre csatlakozik, a mérést a következő módon kell elvégezni. A mérőtekercset be kell helyezni a mérni kívánt térbe úgy, hogy a tekercs hossz tengelye egybeessen az indukció irányával. A fluxmérő mutatójának pillanatnyi helyzetét kell kiindulási helyzetnek

tekinteni. A fluxusnak a mérőtekercshez viszonyított irányítását meg kell változtatni, amely történhet a mágneses kör ellenkező irányú felmágnesezésével, vagy a mérőtekercs hossz tengelyére merőleges tengely körüli 180° -os átfordításával. Az ennek hatására létrejött mutatóállás megváltozása arányos a feszültségimpulzus integráljával és így a mérőtekercsen áthaladó fluxus értékével is. A mérés pontossága néhány százalék.

Elektronikus integrátorral kiegészített *Deprèz*-műszer segítségével ugyancsak megoldható a feladat [23.3]. A kiindulási helyzet beállítása az integrátor nullázásával is elvégezhető, ami a mérés kényelmét fokozza. A mérés menete egyébként megegyezik a fluxusmérőnél leírtakkal. A mérés pontossága néhány százalék.

Hall-szonda [23.1] segítségével még egyszerűbb a fluxus, ill. indukció mérése. Röviden tekintsük át a *Hall-szonda* működési elvét és felépítését. A *Hall-szonda* kismértű félvezető lapka (23.2. ábra), melyen az 1 és 2 kivezetésen át i áramot vezetünk.



23.2. ábra. A *Hall*-effektus

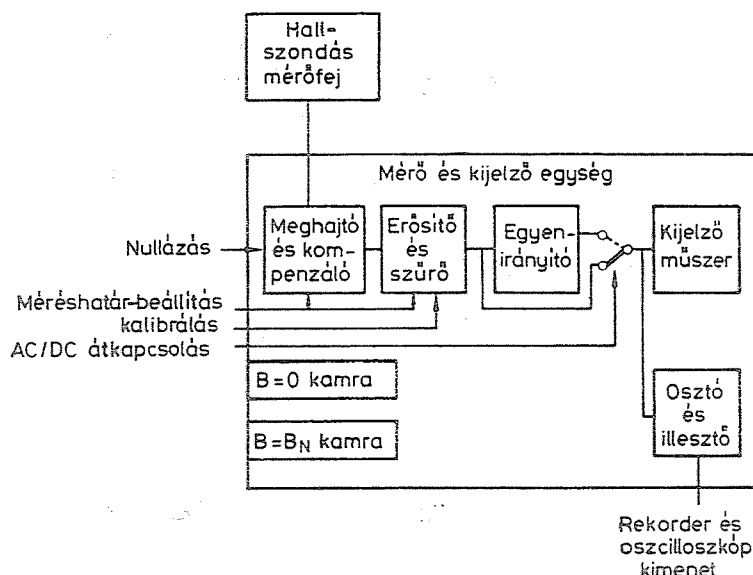
A lapra merőleges $B(t)$ mágneses indukciókomponens hatására a 3 és 4 pont között u_H *Hall*-feszültség jön létre:

$$u_H = \frac{K_H i B(t)}{d}, \quad (23.12)$$

ahol K_H a szondára jellemző állandó és d a szonda vastagsága. A *Hall-szonda* kis méretben készíthető, a szokásos szondafelület $1 \dots 10 \text{ mm}^2$. Kis mérete miatt könnyen lehet mágneses eszközök által keltett inhomogén teret mérni, az indukcióeloszlást „feltérképezni”. A szonda elforgatásával könnyen meg lehet határozni B irányát és irányítását.

Hall-szondával készült indukciómérő blokkvázlata általában a 23.3. ábrán látható elemekből áll. A *Hall-szondás* mérőfej a mérő és kijelző egységhez hajlékony kábelon keresztül csatlakozik. A meghajtó és kompenzáló egység gondoskodik a szonda áramellátásáról, valamint a *Hall*-feszültség nullhibájának kiküszöböléséről. A mérőfej cserélhető, a mérőfejek nullértékének beállításához a szondát a $B=0$ kamrába kell helyezni, a kalibrációhoz pedig a $B=B_N$ kamrába, ahol ismert B_N normál indukció uralkodik. A *Hall*-feszültség erősítését az erősítő és szűrőegység végzi, a szűrés a zajelnyomás miatt szükséges. Stacionárius mérés esetén az erősített jel közvetlenül a kijelző műszerre kerül, valamint az osztó és illesztő egységen át a rekorder és oszcilloszkóp kimenetre. A [23.3]-ban leírt ún. *Gauss-meter* méréstartomány $2 \text{ T} \dots 2 \cdot 10^{-4} \text{ T}$ között változtatható, pontossága $3\% \dots 5\%$. Ezzel a műszerrel a Föld mágneses tere is érzékelhető.

A teljesség kedvéért meg kell említeni a *proton precessziós magnetométri* [23.1, 23.4], amely nagy érzékenységgel és pontosságával tűnik ki. A működésének alapja, hogy mágneses térben a protonok a kitérített pörgettyűre jellemző precesszáló moz-



23.3. ábra. A Hall-szondás indukciómérő blokkvázlata

gást végeznek. Ennek a frekvenciája és az uralkodó mágneses indukció közt szoros kapcsolat áll fenn; a precesszió frekvenciájából az indukció meghatározható. A problémát az jelenti, hogy csak igen nagy számú proton szinkronban végzett precessziója detektálható. A szinkron precesszió létrehozásához és fenntartásához szükséges segédeszközök miatt ez a mérőkészülék meglehetősen bonyolult felépítésű.

Váltakozótér fluxusának és indukciójának mérése

Mérőtekercsben indukált feszültség mérése

Váltakozó, szimmetrikus csak páratlan felharmonikusokat tartalmazó $\Phi(t)$, ill. $B(t)$ függvénnyel leírható térben a fluxus, ill. indukció mérést a (23.7), ill. (23.8) alapján lehet megvalósítani. Egy N menetű mérőtekercs kivezetéseire kapcsolt abszolút középtérteket mérő feszültségmérő kitérése, mint az alábbi levezetésből kitűnik, a tekercsen áthaladó fluxus maximális értékével arányos. A mérőtekercsben indukált feszültség (u_i) abszolút értékének átlaga (23.8) felhasználásával:

$$\frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_i dt = \frac{2}{T} \int_{-\Phi_m}^{\Phi_m} N d\Phi, \quad (23.13)$$

hiszen u_i nullátmenetei Φ szélső értékeivel egyidőben következnek be. A bal oldalon a feszültségmérőn kijelzett feszültség (U_K) kifejezése látható, ezért:

$$U_K = 4fN\Phi_m. \quad (23.14)$$

Az indukció mérésekor a mérőtekercset úgy kell beállítani, hogy a tekercs síkja merőleges legyen az indukció irányára. A mérés pontosságát a mérőtekercs mechanikai kivitele, valamint a feszültségmérő pontossága szabja meg.

Hall-szonda [23.1] felhasználásával váltakozó terek fluxusa, ill. indukciója is mérhető. A *Hall*-effektus ugyanis nagyfrekvencián is létrejön. A *Hall*-szondán létrejött *Hall*-feszültséget valamilyen váltakozó feszültségmérővel lemérve a fluxusnak, ill. indukciónak ugyanaz a középértéke megmérhető.

23.1.2. A mágneses térerősség és a mágneses feszültség mérése

A mágneses térerősség és a mágneses feszültség között a (23.4) és a (23.5) összefüggés teremt kapcsolatot. A második összefüggés feltételei mellett a mágneses feszültségből geometriai adatok segítségével a mágneses térerősség kiszámítható. Mivel gyakran ez a feltételezés elfogadható legalább a mágneses kör egy részére, így a mágneses feszültség feltérképezésével a térerősség megoszlása is felvázolható.

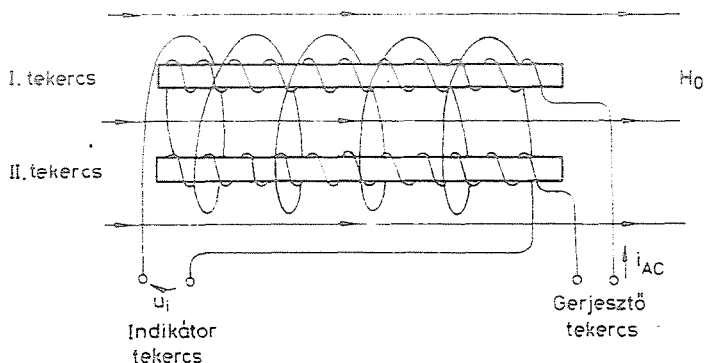
Statikus tér mágneses térerősségének és mágneses feszültségének mérése

Hall-szonda alkalmazásával (lásd 23.1.1.) a (23.9) összefüggés alapján a mágneses térerősség is megmérhető. A *Hall*-szonda irányérzékeny volta következtében a térerősség irányát is meg lehet határozni.

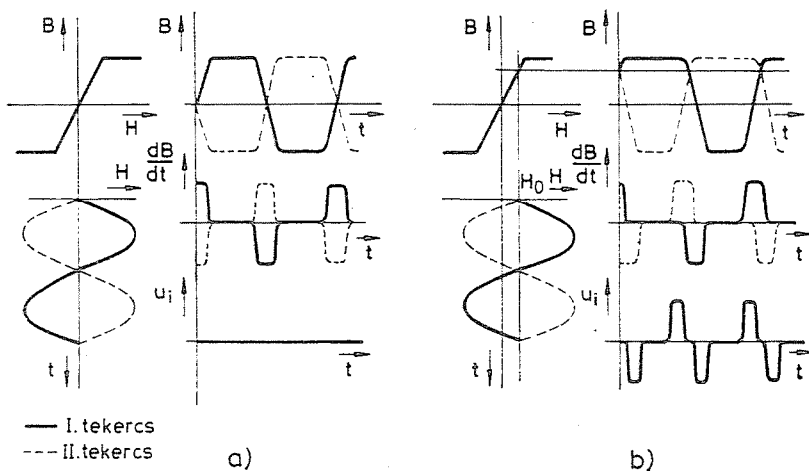
A *telített vasmagos magnetométer* működése a (23.7) és a (23.8) összefüggésen alapszik. A felépítését a 23.4. ábra szemlélteti. A speciális mágnesezési görbével rendelkező azonos paraméterű vasmagokra tekercselt azonos menetszámú tekercs egymással ellentétes irányú teret hoz létre, ha gerjesztőáram halad át rajta. Amennyiben a mérendő H_0 térerősség zérus, az indikátor tekercsben a szimmetrikus elrendezés következtében az indukált feszültség is zérus. A 23.5a ábrán ezt az esetet látjuk. H_0 nem zérus esetén a szimmetria felbomlik, és H_0 térerősséggel arányos feszültség indukálódik az indikátor tekercsben a 23.5b ábrán vázolt módon.

Az indikátor tekercsen fellépő u_i feszültséget egyenirányítás után megméri, és ez arányos lesz a mérendő térerősséggel. A telített vasmagos magnetométer érzékenysége nagy, a földmágnesesség jól mérhető vele. A térerősségnek a tekercsek hossz tengelyébe eső vetületét méri, így a térerősség iránya is megállapítható.

Rogowski-tekercssel [23.3] a mágneses feszültséget lehet mérni. Kössük össze a térben felvett P_1 és P_2 pontot két vonallal. A két vonal zárt görbét alkot. Ha ezen zárt görbe által kifeszített felületen áram nem halad át, a zárt görbére veti mágneses feszültség (23.4) szerint zérus, ezért a P_1 és P_2 pontot összekötő mindkét vonalra a mág-



23.4. ábra. A telített vasmagos magnetométer tekercs elrendezése

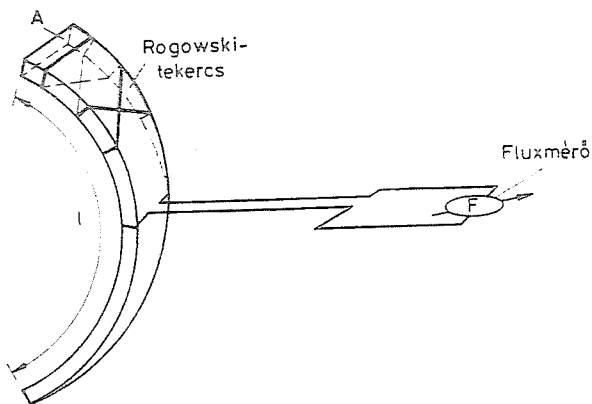


23.5. ábra. A telített vasmagos magnetométer működési elve
a H_0 térerősség zérus; b H_0 térerősség zérustól eltérő

neses feszültség nagysága megegyezik. Így két pont között a mágneses feszültséget bármilyen vonal mentén lehet mérni, ha a fenti feltétel fennáll. Ezt a *Rogowski*-tekercssel történő méréseknél kihasználjuk. A tekercs hajlékony műanyag lapra készül, sarkaira fluxmérő csatlakozik (23.6. ábra). A fluxmérő által jelzett értéknek a kommutálás hatására bekövetkezett változása (23.2), (23.3), (23.5) és (23.9) felhasználásával:

$$\Delta\Psi = \int_{P_1}^{P_2} d\Psi = 2 \frac{N}{l} \mu_0 A \int_{P_1}^{P_2} H dl = 2 \frac{N}{l} \mu_0 A U_{mP_1P_2}, \quad (23.15)$$

ahol $d\Psi$ a tekercs dl darabjában a kommutálás hatására fellépő fluxuskapcsolódás-változás, N a tekercs menetszáma, l a hossza, A a keresztmetszete.



23.6. ábra. A *Rogowski*-tekercs

Így a tekercs két végpontja között levő mágneses feszültség:

$$U_{mP_1P_2} = \frac{\Delta\Psi}{2N\mu_0 A} \quad (23.16)$$

A mérést a következő módon kell elvégezni: a vizsgált mágneses kör két kiválasztott pontja közé illesztjük a tekercs végpontjait, majd kommutálunk. A fluxmérő kitéréséből (23.16) alapján a mágneses feszültséget kiszámítjuk. Feltételezve, hogy P_1 és P_2 között a térerősség konstans, a térerősséget (23.5) segítségével kiszámíthatjuk. Ha kommutálásra nincs lehetőség, mint pl. állandó mágnes esetében, a Rogowski-tekercset térerősségmentes helyről közelítve a kiválasztott pontokhoz illesztjük és a fluxmérő kitéréséből (23.16) szerint számolható a mágneses feszültség azzal a különbséggel, hogy a nevezőben levő 2 szorzó most nem szerepel. A módszer pontossága 3...5%.

Változó tér mágneses térerősségének és mágneses feszültségének mérése

A térerősségmérés a (23.9) összefüggés segítségével indukciómérésre visszavezethető. A 23.1.1. pontban leírt módszerek a változó tér indukciójának mérésére ezáltal alkalmazhatók itt is, feltéve, hogy a permeabilitás ismert.

Rogowski-tekercssel a mágneses feszültség (23.14) és (23.16) alapján lemérhető. Mivel

$$\Delta\Psi = 2N\Phi_m, \quad (23.17)$$

így

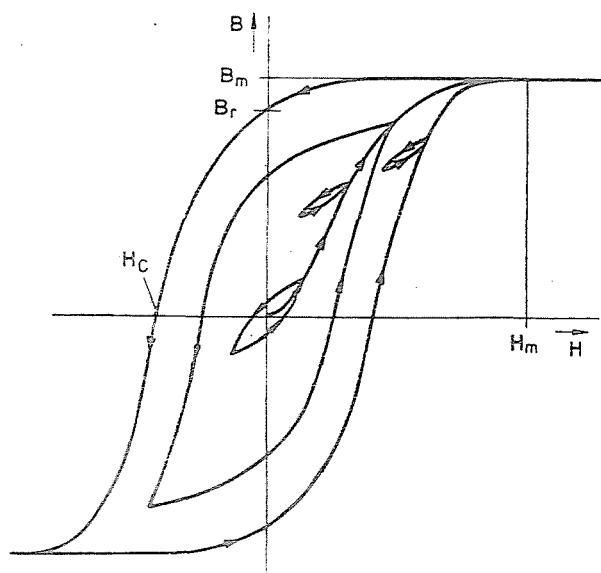
$$U_{mP_1P_2} = \frac{U_K l}{4fN\mu_0 A} \quad (23.18)$$

A mérés összeállítása megegyezik a 23.6. ábrán látható elrendezéssel, csak fluxmérő helyett abszolút középpértéket mérő egyenirányítós feszültségmérőt kell használni.

23.2. Ferromágneses anyagok vizsgálata

A villamosipar nagyon sokféle eszközt használ, amelyhez különféle mágneses tulajdonságú ferromágneses anyagok szükségesek. A felhasználási terület, valamint a mágneses tulajdonságok alapján két csoportra lehet osztani a ferromágneses anyagokat: lágymágneses és keménymágneses anyagokra. A lágymágneses anyagokat pl. transzformátorokban, elektromágnesekben, villanymotorokban használják. Fontos tulajdonságuk a kis hiszterézis veszteség, a nagy mágneses permeabilitás és a viszonylag nagy indukció mellett bekövetkező telítettségi állapot. Keménymágneses anyagokból különféle célokra permanens mágneseket készítenek, amelyeknél a legfontosabb tulajdonságok a nagy koercitív erő és a nagy remanencia.

Mielőtt az egyes mérési módszerek ismertetésére rátérnénk, tekintsük meg a 23.7. ábrán látható mágnesezési és hiszterézis görbéket. A ferromágneses anyag mágneszettségi állapota a $B-H$ síkon egy pontnak felel meg. Mágnesezetlen állapotban a pont a $B=0$, $H=0$ origóban van. Ha az anyagot felmágnesezzük oly módon, hogy a mágneses térerősséget H_m értékig növeljük, az állapotot jellemző pont az első mágnesezési görbén fut végig. Az origóra szimmetrikus hiszterézis görbék csúcspontjai az első mágnesezési görbe pontjaira esnek. Különböző módon változtatva a térerősséget,



23.7. ábra. Tipikus mágnesezési és hiszterézis görbesereg

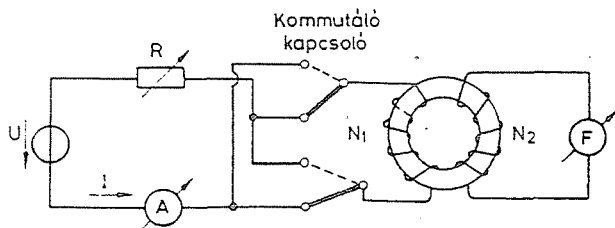
az állapotot jellemző pont a megrajzolt görbéken fut végig a megjelölt irányban. Az összes lehetséges görbét természetesen nem tünteti föl a rajz. Az ábrán megnevezett értékek: B_m maximális indukció, H_m maximális indukcióhoz tartozó minimális gerjesztés, B_r zérus gerjesztésnél fennmaradó indukció, másnéven remanencia, H_c a zérus indukciójú állapot eléréséhez szükséges térerősség, másnéven koercitív erő. A fel- és lemágnesezési görbék (hiszterézis görbék) közé zárt terület energiasűrűség dimenziójú mennyiség, megmutatja, hogy az anyag egyszeri átmágnesezéséhez térfogategységre vonatkoztatva mennyi energia szükséges. Ez az energia — a hiszterézis veszteség — az anyagban hővé alakul.

23.2.1. B—H görbe mérése

A mágneses anyagok vizsgálata céljából meghatározott méretű próbatestet készítenek. A próbatest lehetőség szerint gyűrű alakú, melyen a vizsgálathoz szükséges tekercsek egyenletesen vannak feltekerve. Ez szimmetrikus felépítése folytán biztosítja, hogy a fluxusszóródás minimális legyen. Lemezelt próbatest elkészítéséhez három eljárást szoktak alkalmazni. A gyűrűt szalagból tekercselik fel, és vagy körgyűrű alakú vagy téglalap alakú lemezdarabokat helyeznek egymásra, és úgy alakítják ki a kívánt keresztmetszetet. Ez utóbbi esetben a gyűrű egy négyzet kerületén helyezkedik el, mint pl. az Epstein-készülékben (lásd 23.2.2.).

Egyenáramú módszer

Első mágnesezési görbe felvétele [23.5]. Az első mágnesezési görbét a próbatest ismert gerjesztőárammai történő átmágnesezésének hatására létrejött indukcióváltozás megmérése útján tudjuk felvenni. A görbe felvételéhez szükséges indukció meghatározása



23.8. ábra. Első mágnesezési görbe felvétele fluxmérővel

a (23.2) és a (23.3) alapján, a térerősség meghatározása pedig a (23.5) és a (23.6) alapján történik. A 23.8. ábrán látható a mérési elrendezés. A próbatestre feltekert N_1 menetszámú gerjesztőtekercsen át a feszültségforrásból az R ellenállás segítségével a kívánt nagyságú áramot beállíthatjuk. Ezt az áramot az A árammérővel lehet lemérni. A létrejött térerősség

$$H = \frac{U_m}{l} = \frac{IN_1}{l}, \quad (23.19)$$

ahol l a gyűrű középvonalának hossza. Kommunikálás után a fluxmérőn, amely az N_2 menetet tartalmazó indikátor tekercsre csatlakozik, leolvasható a fluxuskapcsolódás-változás ($\Delta\Psi$). Ebből az indukció értéke:

$$B = \frac{\Delta\Psi}{2NA}. \quad (23.20)$$

H és B meghatározza az első mágnesezési görbe egy pontját. A fenti eljárást növekvő I áramnál elvégezve, az első mágnesezési görbe teljes menete felvehető. A mérés pontossága 0,5...1%.

Váltakozó áramú módszerek

Oscilloszkóp felhasználásával a $B-H$ görbe is és az első mágnesezési görbe is felrajzolható [23.5]. A módszer a (23.19), (23.10) és a (23.2) összefüggésen alapul. A mérési elrendezést a 23.9. ábra mutatja be. Az U_m váltakozó feszültségforrás az N_1 menetű gerjesztőtekercsen i áramot hajt át. Az R ellenállás sarkaira kapcsolt egységnyi erőssítő kimenetének feszültsége arányos lesz a próbatestben létrehozott térerősséggel:

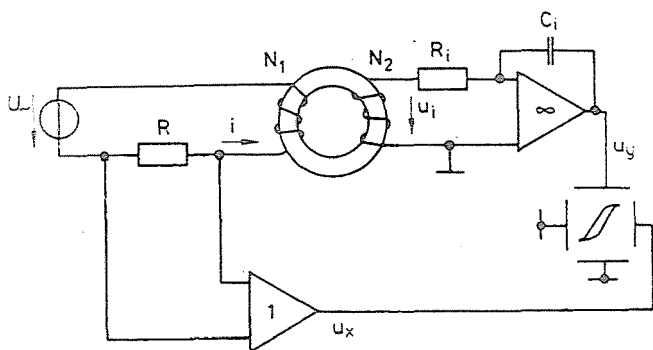
$$u_x = Ri = \frac{RlH}{N_1}, \quad (23.21)$$

átrendezve:

$$H = \frac{N_1}{Rl} u_x. \quad (23.22)$$

A próbatestben létrejött változó indukció következtében az N_2 menetű indikátor tekercsben u_i feszültség indukálódik. Ezt a feszültséget az ábra szerint integrálva kapjuk a B indukcióval arányos u_y feszültséget:

$$u_y = \frac{1}{R_i C_i} \int_0^t u_i dt = \frac{1}{R_i C_i} N_2 \int_0^t \frac{d\Phi}{dt} dt = \frac{N_2}{R_i C_i} (\Phi - \Phi_0) = \frac{N_2}{R_i C_i} A(B - B_0). \quad (23.23)$$



23.9. ábra. Hiszterézis görbe felvétele oszcilloszkóppal

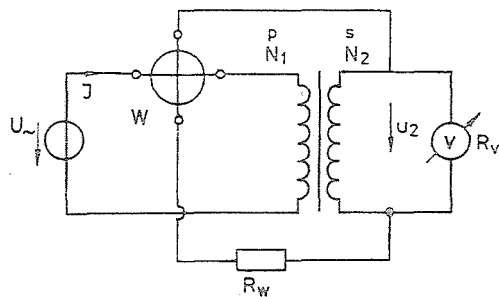
Feltételezve, hogy az integrálás kezdetekor az indukció zérus volt, B_0 zérus. Átrendezve:

$$B = \frac{R_i C_i}{N_2 A} u_y. \quad (23.24)$$

(23.22)-ből és (23.24)-ből következően az oszcilloszkópon a $B-H$ görbe jelenik meg. A gyakorlati megvalósításban a készülékhez hitelesített mérőbefogók tartoznak, melyekkel az előírt méretű próbatestet befogva az oszcilloszkópon közvetlenül a térerősség, ill. indukció olvasható le. A módszer pontosságát a mechanikai kivitel és a kijelző pontossága korlátozza.

23.2.2. A vasvesztesség mérése és összetevőinek meghatározása

Mint említettük, a hiszterézisgörbe körbejárása során valamekkora energia elvész az anyagban, hő formájában. Ez a hiszterézisvesztesség. Váltakozó mágneses tér az anyagban a vezetőképességétől függő mértékben örvényáramot indukál, amely ugyancsak energiavesztességet okoz. A hiszterézisvesztesség csökkentése elsősorban anyagtechnológiai feladat. Az örvényáramú veszteség csökkentése a vasmag lemezelésével vagy porkohászati eljárással — az anyag fajlagos ellenállásának növelésével — történhet. A vasvesztesség a hiszterézis- és örvényáramú veszteség összege. A vasvesztesség mérésére az *Epstein*-készülék különböző típusait leggyakrabban (23.10. ábra).



23.10. ábra. Az *Epstein*-készülék kapcsolási vázlata

Az *Epstein*-készülék egy speciális felépítésű, üresjárásban vizsgált transzformátor. A W wattmérő áramtekercse a primer áramot, feszültség tekercse a szekunder feszültséget érzékeli. A próbatestben létrehozott térerősség az áramtekercs áramával arányos, a feszültségtekercs feszültsége pedig az indukált feszültséggel, ha a szekunder tekercs nincs terhelve. A rézvesztés így nem okoz mérési hibát. A wattmérő által mutatott teljesítmény:

$$P_h = U_2 I \cos \varphi, \quad (23.25)$$

ahol U_2 a szekunder feszültség, I a primer áram és φ a köztük levő fázisszög. A szekunder feszültség üresen járó transzformátor esetében

$$U_2 = U_{11} \frac{N_2}{N_1}, \quad (23.26)$$

ahol U_{11} a primer tekercsben indukált feszültség, N_1 és N_2 a primer és a szekunder tekercs menetszáma. Így

$$P_h = \frac{N_2}{N_1} U_{11} I \cos \varphi. \quad (23.27)$$

A vasvesztés éppen $U_{11} I \cos \varphi$, tehát a wattmérőn leolvasott teljesítményből a vasvesztés számolható:

$$P_v = P_h \frac{N_1}{N_2}. \quad (23.28)$$

A V egyenirányítós feszültségmérő az indukció csúcserősségének mérésére szolgál.

A vasvesztés két összetevőjének nagyságát az alább leírt módon lehet meghatározni. A hiszterézisvesztés

$$P_h = m \sigma_h f B_m^n, \quad (23.29)$$

ahol m a vas tömege, σ_h az anyagra jellemző állandó, f a gerjesztés frekvenciája, B_m a maximális indukcióérték, és n az anyagtól függő állandó (szokásos értéke 1,6 és 2 közé esik). Az örvényáramú veszteség

$$P_o = m \sigma_o (df B_m)^2, \quad (23.30)$$

ahol σ_o az anyagra jellemző állandó, d a lemezel vasanyag lemezvastagsága. Látható a (23.29) kifejezésből, hogy a hiszterézisvesztés a frekvencia első, míg (23.30) kifejezésből az örvényáramú veszteség a második hatványával arányos. Ha a két egyenlet mindkét oldalát az f frekvenciával elosztjuk, a

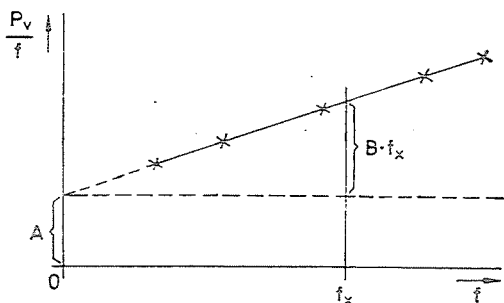
$$\frac{P_h}{f} = m \sigma_h B_m = A \quad (23.31)$$

és

$$\frac{P_o}{f} = m \sigma_o (dB_m)^2 f = Bf \quad (23.32)$$

összefüggéseket nyerjük, ahol A és B az f frekvenciától nem függ. A vasvesztés és a frekvencia hányadosa tehát (23.31) és (23.32) összege

$$\frac{P_v}{f} = A + Bf. \quad (23.33)$$



23.11. ábra. A hiszterezis- és örvényáramú veszteség meghatározása

Ha különböző frekvenciákon végezzük el a mérést, és ezek eredményeit a 23.11. ábrán látható módon ábrázoljuk, a mérési pontok egy egyenesre illeszkednek, melynek függőleges tengelymetszete éppen A -nak, valamely f_x frekvencián mért örvényáramú veszteségére jellemző Bf_x érték az egyes A fölött mért távolságának felel meg. A hiszterezis és örvényáramú veszteség a frekvenciával való beszorzással adódik.

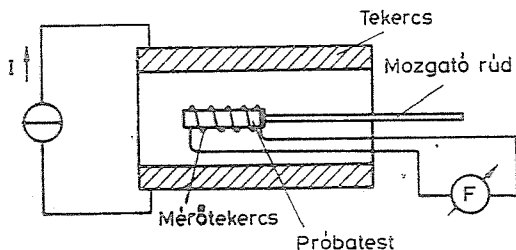
$$P_h = Af_x \quad (23.34)$$

$$P_o = (Bf_x)f_x \quad (23.35)$$

23.2.3. A koercitív erő és a remanencia mérése

Koercitív erő mérése

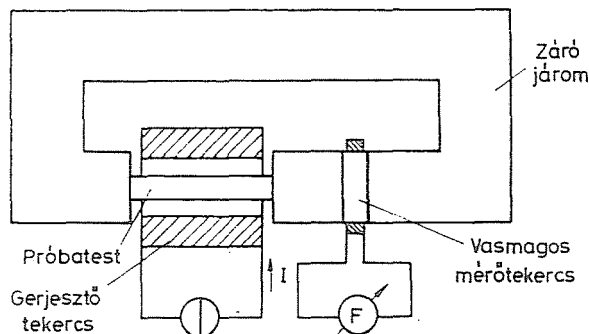
Keménymágneses anyagok egyik fontos jellemzője a koercitív erő, H_c . A 23.7. ábra alapján látható, hogy H_c méréséhez létre kell hozni az anyagban a $B=0$ állapotot, melyre egy árammal gerjesztett tekercs szolgál. A mérési összeállítást a 23.12. ábra mutatja be. A mérőtekercsben elhelyezett próbatestet kihúzával a rögzített mérőtekercsből, az F fluxmérőn leolvasható fluxusváltozást okoz, ha a próbatestben az indukció nem zérus. I gerjesztőáramot lassan növelve a próbatest ismételt kihúzásával és visszahelyezésével a zérus indukciójú, ill. fluxusú állapotot kell elérni. Az ekkor alkalmazott gerjesztés, ami az I gerjesztőáram és az elrendezés geometriai adatainak függvénye, megegyezik a koercitív erővel. Amennyiben a zérus fluxushoz tartozó állapoton túlhaladtunk, a zérus fluxus előtti és utáni I áram és Φ fluxus értékekből lineáris interpolációval határozhatjuk meg a koercitív erőt.



23.12. ábra. A koercitív erő mérése

A remanencia mérése

Keménymágneses anyagok fölmágnesezés után zérus mágneses térerősség esetén B_r remanenciával rendelkeznek (23.7. ábra). A remanenciát indukció mérésére alkalmas módszerekkel lehet mérni. Ha a különböző mágnesezési állapothoz tartozó remanencia mérése szükséges, használható a 23.13. ábra szerinti elrendezés. A próbatestet a



23.13. ábra. A mágneses remanencia mérése

kis mágneses ellenállás érdekében simára csiszolt végű járomba fogják, és a gerjesztő tekercsen I áramot átvezetve a kívánt mértékig fölmágnesezik. A gerjesztés megszüntetése után a járom-próbatest mágneses körben

$$\Phi = B_r A \quad (23.36)$$

fluxus alakul ki, ahol A a próbatest keresztmetszete. A fluxus leméréséhez a vasmagos mérőtekercset, amely vasmag a járom egy szelete, kihúzzák, és a fluxmérőn jelzett értéket leolvassák. A remanencia (23.36) alapján számolható.

Hasonló eszköz készíthető Hall-szonda felhasználásával, aminek könnyű kezelhetősége a remanencia mérését egyszerűbbé teszi.

24. Jelanalizátorok

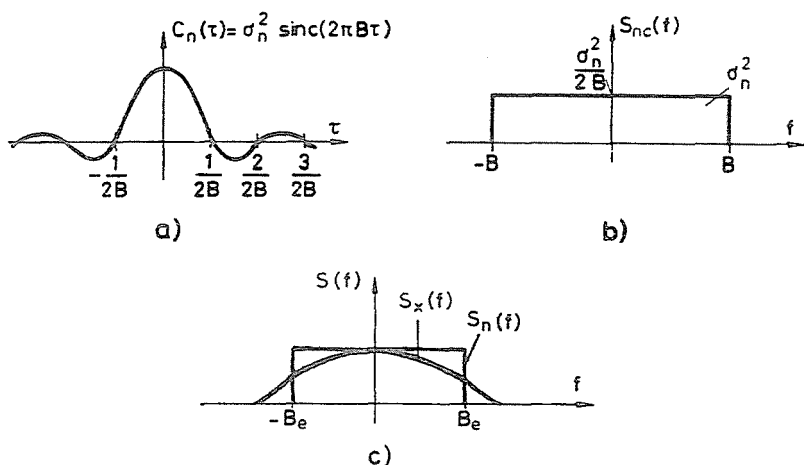
A 2. fejezetben láttuk, hogy a jelek jellemzésének számos módja lehetséges. Vizsgálhatjuk közvetlenül az időfüggvényeket, megmérhetünk skaláris jellemzőket (pl. középérték, szórás), ill. egy- és többváltozós függvényeket (pl. korreláció, spektrum, valószínűség-sűrűségfüggvény). Ebben a fejezetben a felsorolt jellemzők mérés technikáját a következő csoportosításban tárgyaljuk: először az időfüggvény megjelenítésére és rögzítésére szolgáló eszközöket ismertetjük. Ezután a szinte valamennyi mérőeszközben fontos szerepet játszó átlagolási módszereket elemezzük. Az ezt követő három fő részben a sztochasztikus jelek három fő mérési tartományában (idő-, amplitúdó- és frekvenciatartomány) tekintjük át a fontosabb mérési eljárásokat és mérőeszközöket. Külön kitérünk az egyes eljárások analóg, ill. digitális realizációjának kérdéseire is.

Ebben a fejezetben a mérendő sztochasztikus jelekről mindig feltételezzük, hogy stationáriusak és ergodikusak, ill. legalább a mérési idő alatt annak tekinthetők. A továbbiakban sztochasztikus $x(t)$ jelen egy μ_x középértékű és σ_x szórású ergodikus sztochasztikus folyamat egy realizációját értjük.

Az 5. fejezetben már megadtuk több mérési eljárás torzítását és varianciáját is. A képletek gyakorlati alkalmazása azonban nem triviális. A középérték-bebecslés varianciájának meghatározásához (és így a mérés megtervezéséhez) pl. a kovarianciafüggvényre van szükségünk.

Felmerül a kérdés, hogy honnan ismerjük a kovarianciafüggvényt, ha még a középértéket is csak most mérjük? Sőt, pl. valószínűségi függvények mérésekor a variancia kifejezésében maga a mérendő függvény is szerepel (ld. (24.37) kifejezés)! Ez az ellentmondás egyszerűen feloldható: a varianciával az átlagos négyzetes hibát akarjuk felülről becsülni: a „hiba hibája” pedig lehet nagy. Elég tehát, ha a variancia kifejezésében szereplő mennyiségekről valamelyes közelítő ismeretünk van. Ez lehet a priori ismeret (pl. a sávszélesség közelítő ismerete), de származhat egy előző, nagyobb hibával terhelt mérésből is. Ilyenkor elképzelhető, hogy a mérési eljárás iteratív: az egyre pontosabb ismeretek alapján egyre jobban meg lehet tervezni a mérést.

A varianciára, ill. torzításra vonatkozó képletekben gyakran a jellemző függvények funkcionálja (pl. integrálja) szerepel. Ha a hibát úgyis csak becsülni akarjuk, és a függvény úgysem ismert pontosan, indokolatlannak látszik a funkcionál pontos



24.1. ábra. Az egyenértékű fehér zajjal való helyettesítés

a a helyettesítő zaj autokorrelációs függvénye; b a helyettesítő zaj teljesítménysűrűség-függvénye; c helyettesítés a frekvenciatartományban

kiszámítása. Ehelyett gyakran alkalmazunk közelítéseket. Ilyen pl. az egyenértékű fehér zajjal történő helyettesítés (24.1. ábra), melyet a továbbiakban mi is többször használunk [24.1, 24.2].

Eszerint a valódi autokorrelációs függvényt, ill. teljesítménysűrűség-spektrumot alkalmas sávkorlátozott fehér zaj autokorrelációjával, ill. spektrumával helyettesítjük. Az eljárás analóg azzal, amikor egy valódi sávszűrő sávészellejét kell definiálnunk, pl. a teljesítménysűrűség-spektrum mérésénél.

Az ekvivalens sávészelletség többféleképpen definiálható [24.1—24.2], és egyes számításokban ezek közül egy-egy lehet elvileg helyes. A gyakorlatban azonban az elvi pontossággal általában nem törődünk: a definiálható sávészellesek gyakorlatilag úgyis közel esnek egymáshoz, különösen, ha jó minőségű szűrőket használunk. Mivel a későbbi variancia-képleteket általában csupán becslésre használjuk, erre a célra gyakorlatilag bármilyen ekvivalens sávészelletség megfelelő.

A sávkorlátozott fehér zajra a hibát megadó funkcionálok általában paraméteresen kiszámíthatók, ezzel egy-két paramétert tartalmazó egyszerű képleteket nyerhetünk a mérés hibájára, és így a mérés egyszerűen tervezhető.

24.1. Az időfüggvény megjelenítése oszcilloszkóppal

A mérendő jel időfüggvényének megjelenítését teszi lehetővé az oszcilloszkóp. A közhíres oszcilloszkóppal olyan periodikus jeleket vizsgálhatunk, amelyek méréséhez a periódusnak megfelelő indítójelet tudunk előállítani.

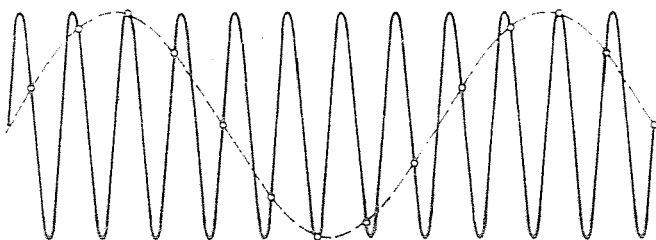
A megjeleníthető jel frekvenciáját felülről a katódsugárcső és a bemeneti erősítő határfrekvenciája korlátozza (ma ez kb. 1 GHz), alulról pedig az emberi szem tehetlensége (ez nem tároló rendszerű oszcilloszkópoknál általában kb. 20 Hz alsó határt jelent). A mérési (leolvasási) pontosság a sztatikus eltérítés által korlátozott képernyőméret következtében legfeljebb 1%.

Az utóbbi években megjelenő oszcilloszkópok az eddigiekhez képest minőségileg új szolgáltatásokra is képesek. Az oszcilloszkópokba különböző kiegészítő mo-

dulok illeszthetők (RMS voltmérő, S/H, DVM, idő/frekvenciamérő, logikai állapot-analizátor, spektrumanalizátor stb.). Ezeket felhasználva a képernyőn markerjelekkel kiválasztott feszültségek, ill. idők nagy pontossággal mérhetők, így a leolvasási pontatlanságok lényegében kiküszöbölődnek. Lehetővé válik továbbá logikai áramkörök vizsgálatánál az összetett trigger-feltételek beállítása is.

24.1.1. A mintavételező oszcilloszkóp

A határfrekvencia lényeges növelését teszi lehetővé a mintavételező (sampling) elvű oszcilloszkóp. Ez ismétlődő (periodikus) jelek vizsgálatára alkalmas. Szekvenciális változata a jelfrekvenciától kissé eltérő frekvenciával vagy ennek törtrészeivel mintavételezi a jelalakot, és a különböző periódusokból származó mintavételi értékek egymás utáni felvillantásával jeleníti meg a jelformát a képernyőn (24.2. ábra).



24.2. ábra. A szekvenciálisan mintavételező oszcilloszkóp működési elve

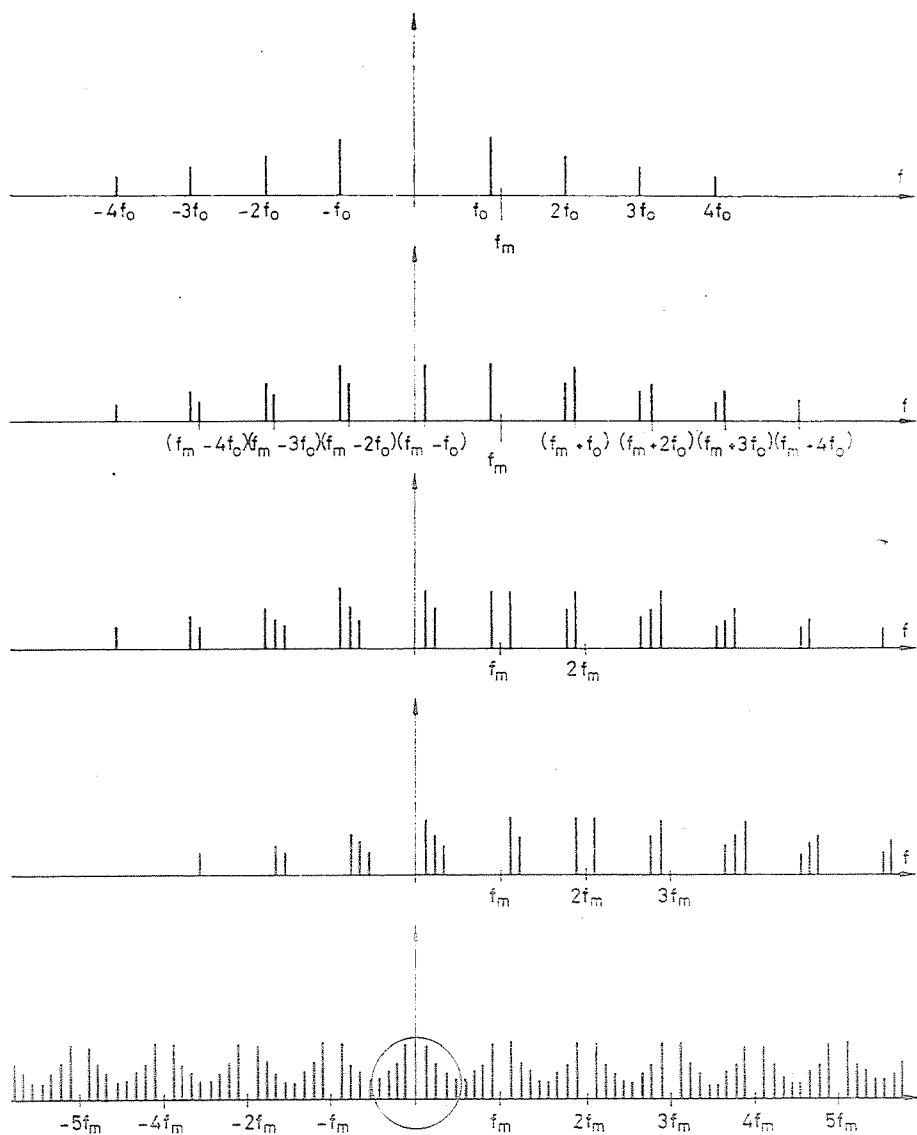
A kisebb frekvencián megjelenő alakhű jel felfogható úgy is, mint a mintavételi törvény (2. fejezet) be nem tartásából származó frekvenciatranszformáció eredménye (24.3. ábra). A 24.3a ábrán látható egy f_0 alaphfrekvenciájú periodikus jel spektruma. Az f_m mintavételezési frekvenciát valamivel az f_0 frekvencia fölött választottuk meg. A mintavételezés következtében az eredeti spektrum a $\pm kf_m$ helyek körül megismétlődik. A 24.3b, c, d ábrákon az f_m , $2f_m$, $3f_m$ helyekhez tartozó ismételt spektrumok egymásra másolódása látható. Megfigyelhetjük, hogy a 0 frekvencia környékén felépül a letranszformált jel spektruma. Könnyen belátható, hogy a 24.3e ábrán látható teljes letranszformált spektrum valóban az eredeti jel spektrumának felel meg.

A leírtaktól eltérő elven működő véletlenszerűen mintavételező oszcilloszkópot itt nem ismertetjük, ennek felépítése az irodalomban (pl. [24.4—24.5]) tanulmányozható.

A mintavételező oszcilloszkóp hátránya zajérzékenysége (a képet pontonként más-más periódusból rakja össze). Határfrekvenciája, melyet a mintavételező kapcsolási ideje korlátoz, néhányszor 10 GHz.

24.1.2. A tárolócsöves oszcilloszkóp

Az egyszeri (tranziens) jeleket és az alacsonyfrekvenciás (< 10 Hz) jeleket is jól megfigyelhetővé teszi a tárolócsöves oszcilloszkóp (11.2.3. pont). Az írási sebesség eléri a $2500 \text{ cm}/\mu\text{s}$ értéket, ami nanoszekundumos tranziens pulzusok megfigyelését is lehetővé teszi. Az alsó határfrekvencia — mivel íráskor a cső felejtési ideje véges — kb. 10^{-4} Hz.



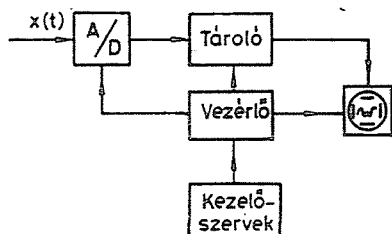
24.3. ábra. A szekvenciálisan mintavételező oszcilloszkóp mint frekvenciatranszformátor

24.1.3. A digitális oszcilloszkóp

Az alsó határfrekvencia gyakorlatilag korlátlan csökkentését teszi lehetővé a digitális oszcilloszkóp (24.4. ábra). Ez a mérendő jelet mintavételezi, kvantálja, és digitális memóriába helyezi. A kijelzőn a memória mindenkor tartalma jelenik meg.

A digitális oszcilloszkóp működési elve több járulékos szolgáltatást is lehetővé tesz:

- Meg lehet jeleníteni a triggerjel előtti jeleket is (pretrigger üzemmód). Ilyen-



24.4. ábra. A digitális oszcilloszkóp

kor az oszcilloszkóp folyamatosan mintavételezi és tárolja a bemenőjelet, és a triggerjel megjelenésekor, ill. a beállított késleltetés után leállítja a mintavételt: a memóriából a kívánt jelalak kijelezhető.

— Lehetséges a mért lassú jel folyamatos monitorozása (roll üzemmód). Ilyenkor a memória mindenkori tartalma látható a képernyőn, és mintavételezéskor a teljes tartalmat balra léptetjük: a bal oldali (legrégebbi) mintavett érték elvész, és a jobboldalon megjelenik az új pont. A működés azt a képzetet kelti, mintha a jelet balról jobbra folyamatosan végigpásztáznánk. Ha hosszabban akarjuk vizsgálni az időfüggvény egy részét, az aktuális tartalom „befagyasztható”.

— A memóriában eltárolható pl. egy referencia-jelalak, és méréskor az aktuális jellel együtt összehasonlítás céljából megjeleníthető.

— A memóriában tárolt jelalak könnyen dokumentálható, akár számértékek (táblázat) formájában nyomtatón, akár ábra formájában rekorderen vagy plotteren.

— Mivel a digitális oszcilloszkóp eleve mintavételez, a frekvenciahatár növelése könnyen megvalósítható az analóg mintavételező oszcilloszkóp elvének felhasználásával (ld. 24.1.1. pont).

24.2. Jelrögzítő eszközök

24.2.1. Az analóg jelrögzítés eszközei

A legrégebb analóg rögzítési technika a direktíró regisztrálók, az automatikus kompenzátorok, a $T-Y$, ill. $X-Y$ rekorderek alkalmazása (ld. 20.2.6. pont). Ezek alsó határfrekvenciája gyakorlatilag 0 Hz (ld. pl. automatikus kompenzátorok), felső határfrekvenciájukat a tollmozgató mechanika korlátozza. A korszerű léptetőmotorok határfrekvenciája néhány Hz, ez elektronikusan kb. 10 Hz-re növelhető. Az írási sebességet azonban a motorok maximális fordulatszáma korlátozza, így a rekorderekkel a szokásos méretek esetén néhány Hz-ig regisztrálhatók a jelek.

A frekvenciakorlátot újabban jelentősen megnövelik (1...10 kHz) az ún. transziens rekorderek. Ezek kívülről a szokásos analóg bemenetű rekordereknek látszanak, de belül A/D egységet tartalmaznak, mely a memóriába raktározza a gyorsan mintavételezett értékeket, és innen a digitális bemenetű egység (plotter) lassabban rajzolhatja ki a függvényt.

A rekorderek maximális pontossága kb. 0,1%. Hátrányuk a körülményes utólagos feldolgozás (ld. később).

Korszerű analóg adatgyűjtő eszköznek ma az analóg mágnesszalagos rögzítők számítanak. Általában több csatornán képesek jelrögzítésre, multiplexelt, ill. többsávós rögzítéssel. Felső határfrekvenciájuk kb. 1 MHz, alsó határfrekvenciájuk FM jelrögzítés esetén 0 Hz.

24.2.2. Az analóg módon rögzített jelek feldolgozása

A T — Y rekorderrel felvett görbék értékelése történhet

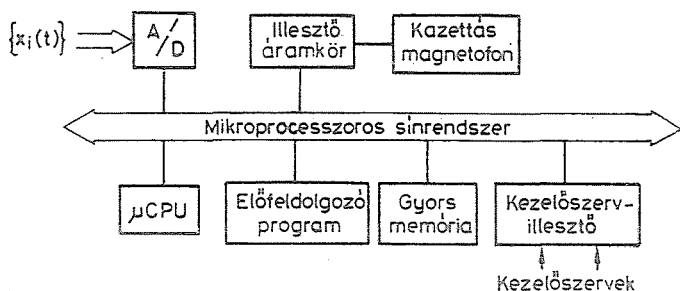
- kézzel;
- görbekövetővel analóg jellé alakítva;
- a számítógép memóriájába digitalizálva, TV elvű képfeldolgozóval, ill. automatikus ábraleolvasóval (görbekövetővel) beírva.

Az oszcilloszkóp ábráját kézzel, ill. lefényképezés után a fenti módszerekkel dolgozzuk fel.

Az analóg mágnesszalagos jelrögzítővel felvett jel nagy előnye, hogy a lejátszási szalagsebesség változtatásával csökkenthetjük, ill. növelhetjük a jel frekvenciáját, és így a jelet alkalmas frekvenciatartományban analizálhatjuk.

24.2.3. Digitális jelrögzítés

Az analóg jelrögzítést fokozatosan felváltja a digitális jelrögzítés. Előnye: a regisztrátum számítógéppel könnyen feldolgozható, és a tárolás érzéketlen az A/D átalakító utáni zajokra. A mikroprocesszoros adatgyűjtők (24.5. ábra) könnyen mozgathatók, a mérés színhelyén adattömörítés, előfeldolgozás stb. is végezhető.



24.5. ábra. Mikroprocesszoros adatgyűjtő blokkvázlata

A digitális jelrögzítés legfontosabb eleme az A/D átalakító. Számunkra fontos jellemzői:

- a maximális mintavételezési frekvencia korlátozza a feldolgozható jelek sáv-szélességét;
- a felbontóképesség korlátozza az elérhető jel-zaj viszonyt.

A leggyorsabbak a párhuzamos A/D konverterek, hátrányuk a korlátozott bít-szám. Kétlépcsős, 8 bites ECL változatuk határfrekvenciája ma 200 MHz. További gyorsulás az új technológiáktól várható [24.14—14.15].

A digitális adatgyűjtés átmeneti tárolói: MOS, ill. bipoláris RAM, CCD. Nem törlődő tárolók: mágnesbuborékos memória, mágnesszalag (kazetta), hajlékonylemez tároló (floppy diszk), Winchester diszk.

A digitálisan tárolt jeleket általában számítógéppel dolgozzuk fel. Gyakori feladatok:

- jellegzetes görbealakok keresése;
- fel- és lefutási idők mérése;

- meredekségi arányok számítása;
- mintaillesztés;
- regressziók;
- integrálok;
- gyors *Fourier*-transzformáció (FFT);
- spektrum- és korrelációs számítás;

stb.

24.2.4. A tranziens analízátor

Kimondottan digitális jelrögzítő és feldolgozó készülék a tranziens analízátor. Ez lényegében egy digitális jelrögzítő, mely saját kijelzővel és járulékos jelfeldolgozó képességgel van ellátva, tehát egy kibővített digitális oszcilloszkóp (ld. 24.1.3.); gyakran így is nevezik.

A digitális oszcilloszkóp 24.1.3. pontban ismertetett fontosabb funkcióira itt csak emlékeztetünk:

- pretrigger üzemmód;
- roll üzemmód;
- tárolt referenciajel.

A felhasználó a tranziens analízátor használatakor interaktív kapcsolatban áll a feldolgozóprogrammal, a kijelzett regisztrátum mozgatható markerpontokkal kijelölt részein különböző, általa vagy a gyártó cég által előre beprogramozott feldolgozó algoritmusokat hajthat végre.

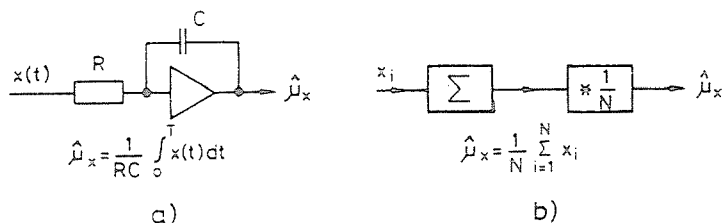
24.3. A középértékmérés és eszközei

Az 5.1. szakaszban részletesen foglalkoztunk az átlagolási eljárásokkal és a kapott becslők hibáival. Ebben a fejezetben részben értelmezzük a kapott eredményeket, részben a megvalósítás eszközeivel foglalkozunk.

24.3.1. Az egyszerű átlagolás

Analog módszerrel az egyszerű átlagolás integrálást jelent (24.6a. ábra):

$$\hat{\mu}_x = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt. \quad (24.1)$$



24.6. ábra. Az egyszerű átlagolás

a analóg; b diszkrét átlagolás

Ez a becslés torzítatlan:

$$E\{\hat{\mu}_x\} = \frac{1}{T} \int_0^T E\{x(t)\} dt = \mu_x.$$

Varianciája az 5. fejezet alapján (5.58. kifejezés):

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) C_x(\tau) d\tau. \quad (24.2)$$

Ha $\tau > t_0$ esetén ($t_0 \ll T$) $C_x(\tau) \cong 0$, azaz $C_x(\tau)$ kiterjedése sokkal kisebb T -nél, akkor

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} \cong \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} C_x(\tau) d\tau = \frac{1}{T} S_{xc}(0). \quad (24.3)$$

Itt $S_{xc}(f)$ a kovarianciafüggvényből számított teljesítménysűrűség-spektrum. Sávkorlátozott fehér zaj esetén (24.1. ábra)

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} \cong \frac{1}{T} S_{xc}(0) = \frac{\sigma_x^2}{2BT}, \quad (24.4)$$

amiből adott varianciához könnyen kiszámítható a szükséges T mérési idő.

Digitális módszerrel átlagolva a becslő a következő:

$$\hat{\mu}_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i.$$

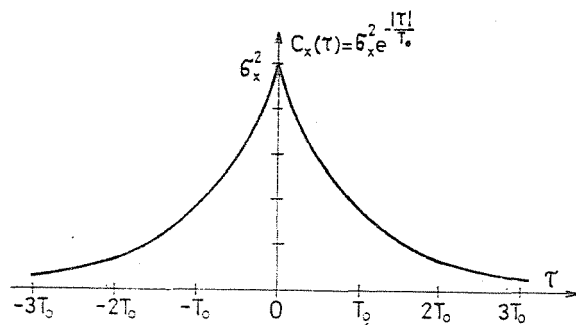
A becslés a véges bitszámú A/D konverzió okozta torzítástól eltekintve torzítatlan. Megemlítjük, hogy a kvantálási torzítás megfelelő zaj, az ún. *dither* hozzákeverésével megszüntethető (ld. pl. polaritás koincidencia korrelátor). A jelhez keverendő zaj lehet kvantumnagyságnyi terjedelmű egyenletes zaj, vagy néhány kvantumnagyságnyi, gyakorlatilag tetszőleges (de folytonos) eloszlású zaj. A *dither* a torzítást megszünteti, de természetesen növeli a varianciát.

A digitális középértékbecslő varianciája tehát finom A/D konverziót feltételezve az (5.53) kifejezés alapján:

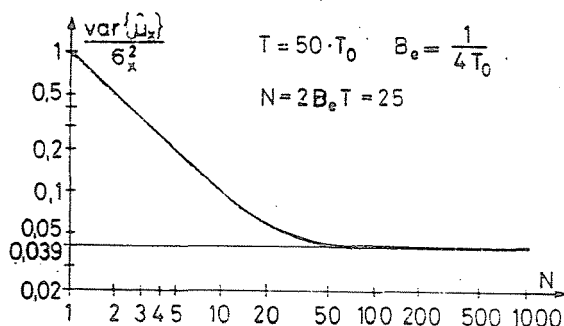
$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} = \frac{1}{N} \sum_{i=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|i|}{N}\right) C_x(i\Delta t). \quad (24.5)$$

Jól látható, hogy a képlet éppen megfelel a (24.2) kifejezésnek, a kérdés csak az, hogy a szumma hogyan közelíti az integrált. Exponenciális korrelációfüggvény esetén konstans mérési idő ($T = N\Delta t$) mellett látható a variancia N függvényében a 24.7. ábrán. Megfigyelhető, hogy a variancia $N \cong 2B_c T = 25$ -ig erősen (és N -nel arányosan) csökken, utána konstans értékhez tart, mely közelítőleg megegyezik a (24.4) kifejezésből kapható értékkel:

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} \cong \frac{1}{T} S_{xc}(0) = \frac{\sigma_x^2}{2B_c T},$$



a)



b)

24.7. ábra. A középértékmérés varianciája N függvényében sávkorlátozott fehér zaj esetén

ahol B_e az ún. ekvivalens statisztikai sávszélesség (ld. a 24. fejezet bevezetője), melyet középértékmérés esetén a következőképpen érdemes definiálni:

$$B_e = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_{xc}(f) df}{2S_{xc}(0)} = \frac{1}{4T_0}.$$

Az ábrán feltüntetett értékekkel:

$$\frac{1}{T} S_{xc}(0) = \frac{2T_0}{T} \sigma_x^2 = 0,04 \sigma_x^2.$$

A diszkrét esetben tehát alkalmas mintavételi szám esetén tetszőlegesen megközelíthető a folytonos módszer varianciája, ami a szemlélet alapján nem is meglepő. Az $N = 2B_e T = 25$ érték éppen az az adatszám, amivel a közelítő mintavételi tétel értelmében a folytonos jel visszaállítható, ennél több adat már nem ad több információt. A varianciák egyenlőségére kapott $N \geq 2B_e T$ feltétel jelentése tehát heurisztikusan megmagyarázható: a maximális információt ilyenkor szolgáltatja a mintavételezett adatsorozat.

24.3.2. Átlagolás sztochasztikus-ergodikus konverterrel

Az előző fejezetekben a digitális értékeket pontosnak feltételeztük, és így analizáltuk az átlagértékbecslőket. A középértékmérés azonban a 2.6. szakasz alapján durva kvantálással is torzítatlanul elvégezhető, ha a mérendő jel teljesít bizonyos feltételeket, vagy pedig alkalmas zajt (dither) keverünk a jelhez.

Vizsgáljuk meg, hogy zajhozzákeverés nélkül milyen durva kvantálással teljesíthető a kvantálási tétel! A torzítatlan mérés feltétele az, hogy a mérendő jel karakterisztikus függvénye megfelelő helyeken 0 legyen:

$$\varphi_x(u)=0, \quad u=k \frac{2\pi}{q}, \quad k=\pm 1, \pm 2, \dots$$

Ez a feltétel általában akkor teljesül, ha a karakterisztikus függvény sávkorlátozott:

$$\varphi_x(u)=0, \quad \text{ha} \quad |u| \geq u_x, \quad (24.6)$$

és a sávkorlát megfelelően kicsi:

$$u_x \leq \frac{2\pi}{q}.$$

Ez egyben azt jelenti, hogy a jel sűrűségfüggvénye nem lehet sávkorlátozott, tehát elvben korlátlanul nagy amplitúdók is előfordulhatnak, és így végtelen sok kvantumszintre van szükség.

A gyakorlatban persze élhetünk közelítésekkel. Gauss-jel esetén pl. a karakterisztikus függvény:

$$\varphi(u) = e^{-j\mu_x u - \sigma_x^2 \frac{u^2}{2}},$$

az e^{-x^2} jellegű tényező miatt közelítőleg sávkorlátozottnak tekinthető. Bebizonyítható [24.17], hogy $q < 5\sigma_x$ esetén a kvantumnagyságra vonatkoztatott relatív torzítás μ_x szerint vett maximuma jól majorálható az

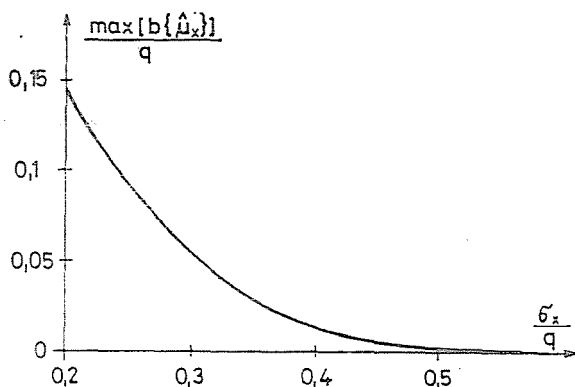
$$\frac{1}{\pi} e^{-2\pi^2 \frac{\sigma_x^2}{q^2}}$$

függvénnyel. Ennek egy szakasza látható a 24.8. ábrán. Megfigyelhetjük, hogy a relatív torzítás még $q = 5\sigma_x$ esetén sem nagyobb, mint 15% ($0,15q$)!

A további elemzésektől itt eltekintünk, és utalunk a szakirodalomra [24.16, 24.17].

A zajhozzákeveréses középértékmérést a továbbiakban a lehető legdurvább kvantálással, a komparátorral felépített középértékmérő példáján ismertetjük [24.18–24.20].

A 24.9. ábrán látható kapcsolás az ún. sztochasztikus-ergodikus konverter. Nevét onnan kapta, hogy az $x(t)$ és a belőle előállított sztochasztikus $\frac{A}{2} q(t)$ jel időátlaga megegyezik, ha betartjuk az $|x(t)| < \frac{A}{2}$ feltételt (ilyenkor ugyanis a komparátor



24.8. ábra. Gauss-zaj kisbitszámú kvantálással történő középértékmérésének torzítása

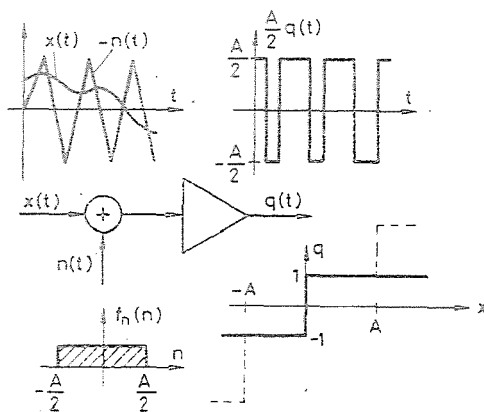
A kvantum nagyságú egyenletes kvantálónak fogható fel, hiszen $|n(t) + x(t)| < A$ miatt a kvantáló karakterisztikája a $[-A, A]$ tartományon kívül érdektelen.

Ha megvizsgáljuk a 24.9. ábrán látható időfüggvényt, akkor megállapíthatjuk, hogy $q(t)$ alakjának látszólag semmi köze $x(t)$ -hez. Ráadásul a bemenőjelet a zajjal nyilván „elrontottuk”. Hogy lehet a két jel statisztikai jellemzője mégis azonos?

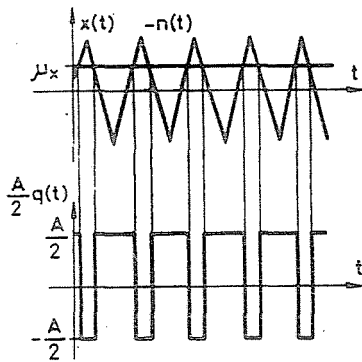
Az egzakt matematikai bizonyítás helyett vizsgáljunk meg egy egyszerű példát (24.10. ábra), ahol $x(t)$ konstans. Az ábrán megfigyelhetjük, hogy $\frac{A}{2} q(t)$ -

ben a $+\frac{A}{2}$ értékű tartományok annál szélesebbek, minél nagyobb $\mu_x = E\{x(t)\}$ értéke.

Az összefüggés nyilvánvalóan lineáris, és $x(t) \equiv 0$, ill. $x(t) \equiv \frac{A}{2}$ esetén a középértékek egyenlősége könnyen ellenőrizhető. Úgy képzelhetjük el, hogy a hozzákevert zaj „szétkeni” az $x(t)$ jelet a komparálási tartományban, így a komparátor „tudomást szerez” az $x(t) \neq 0$ értékekről is.



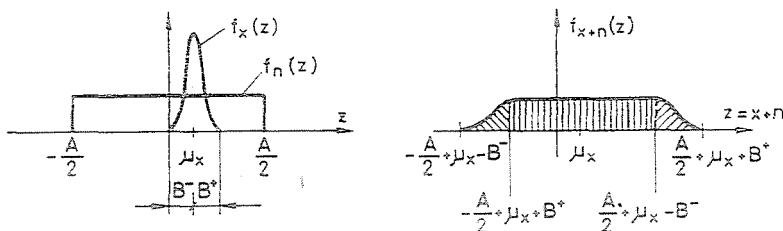
24.9. ábra. A sztochasztikus-ergodikus konverter



24.10. ábra. Egyenszint mérése sztochasztikus-ergodikus konverterrel

Ha $x(t)$ egy általános ergodikus sztochasztikus folyamat mintafüggvénye, akkor bonyolultabb ugyan a helyzet, de a konverter működéséről ebben az esetben is szemléletes képet alakíthatunk ki magunknak. A 24.11. ábrán látható $x(t)$, $n(t)$ és $x(t) + n(t)$ valószínűség-sűrűségfüggvénye. $f_{x+n}(z)$ a két sűrűségfüggvény konvolúciójával kapható:

$$f_{x+n}(z) = \int_{-\infty}^{\infty} f_x(z-u) f_n(u) du.$$



24.11. ábra. $x(t) + n(t)$ valószínűség-sűrűségfüggvényének származtatása

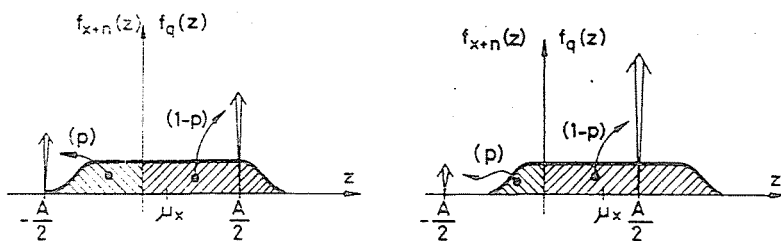
Megfigyelhetjük, hogy a $\left[-\frac{A}{2} + \mu_x + B^+, \frac{A}{2} + \mu_x - B^-\right]$ tartományban $f_{x+n}(z)$ egyenletes. Ez abból következik, hogy az $|x(t)| < \frac{A}{2}$ feltétel miatt $f_x(z)$ z irányú kiterjedése kisebb, mint a zaj terjedelme, így a konvolúció konstans értéket ad, amíg $f_x(z-u)$ végigcsúszik a zaj sűrűségfüggvénye előtt.

A 24.12. ábrán $q(t)$ sűrűségfüggvényének származtatása látható két különböző μ_x érték mellett. A bal oldali Dirac-delta területe éppen megegyezik $f_{x+n}(z)$ bal fel-síkra eső részének területével (p). $q(t)$ várható értéke

$$E\{q(t)\} = (-1)p + 1(1-p) = 1 - 2p.$$

Állításunk, mely szerint a várható értékek megegyeznek, azaz

$$E\left\{\frac{A}{2} q(t)\right\} = E\{x(t)\} = \mu_x.$$



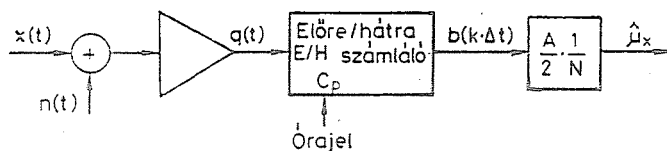
24.12. ábra. $\frac{A}{2} q(t)$ valószínűség-sűrűségfüggvényének származtatása

azt jelenti, hogy a megengedett μ_x tartományban — $|x(t)| < \frac{A}{2}$ miatt ez

$\left[-\frac{A}{2} + B^-, \frac{A}{2} - B^+\right]$ — p -nek egyenesen arányosnak kell lennie μ_x -szel. $f_{x+n}(z)$ konstans szakasza miatt ez a feltétel éppen teljesül is.

A középértékmérő kapcsolás és a középértékbecslés vizsgálata

Mindezek alapján könnyen megérthető a 24.13. ábrán látható középértékmérő működése. Az előre-hátra számláló az órajel ütemében „megméri” a ± 1 értékű $q(t)$ jelet, azaz értékének megfelelően előre, ill. hátra számol. N ütem után a kimeneten megjelenik a $\hat{\mu}_x$ becslő.



24.13. ábra. A sztochasztikus-ergodikus konverterrel felépített középértékmérő

A következőkben ezt a becslőt hasonlítjuk össze a folytonos feldolgozással (integrálás) kapható

$$\hat{\mu}_{xf} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

becslővel.

Mind a két becslő torzítatlan:

$$E\{\hat{\mu}_x\} = E\{\hat{\mu}_{xf}\} = \mu_x.$$

Folytonos esetben a varianciát a (24.2) kifejezés adja meg.

A sztochasztikus-ergodikus konverterrel végzett mérés esetén a helyzet lényegesen bonyolultabb.

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} = F[N, C_{xx}(k\Delta t), C_{xn}(l\Delta t), C_{nn}(m\Delta t)]. \quad (24.7)$$

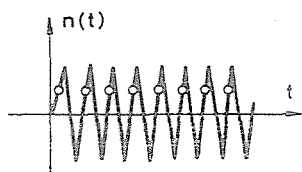
A konvertert úgy célszerű megépíteni, hogy az $x(t)$ jel és az $n(t)$ zaj függetlenek legyenek [$C_{xn}(l\Delta t) \equiv 0$], továbbá a mintavételi pontokban a zaj pillanatértékei egymástól függetlenek legyenek [$C_{nn}(m\Delta t) = 0, m \neq 0$]. Mivel F még így is elég bonyolult, először két speciális esetet vizsgálunk meg:

1. $\Delta t \rightarrow 0$ (sűrű mintavételezés);
2. $C_{xx}(k\Delta t) = 0, k \neq 0$ (független mintavételi értékek).

Sűrű mintavételezés

$\Delta t \rightarrow 0$ azt jelenti, hogy nagyon sűrűn mintavételezünk, azaz kis ΔT időintervallumokban [ahol $x(t)$ alig változik] is sok mintát veszünk. Ha a mintavételi értékeket ΔT intervallumonként csoportosítva képzeljük el, akkor könnyen belátható, hogy a ΔT intervallumokban lényegében $x(t)$ pillanatértékét mérjük meg, hiszen a sok mintavétel miatt a variancia kiátlagolódik. A kimeneten ezeknek a pillanatértékeknek az átlaga jelenik meg. Mivel $\Delta t \rightarrow 0$ miatt ΔT is tetszőlegesen kicsire választható, az integrálás tetszőlegesen jól megközelíthető. Eszerint ez az eset ugyanolyan hatásos (azonos idő alatt azonos variancia), mint a folytonos eset (integrátor)!

A realizációnál egy dologra kell ügyelnünk: a sűrítéskor is be kell tartani a $C_{nn}(m\Delta t) = 0, m \neq 0$ feltételt. Ezt a fontos előírást a gyakorlatban nem könnyű teljesíteni, itt csak néhány megjegyzést teszünk: A hozzákevert zaj sávzélességét a feltétel teljesíthetősége érdekében a mintavételezési frekvenciával arányosan növelni kell. Ha a zajt háromszögjellel realizáljuk, ennek frekvenciáját kissé véletlenszerűen változóvá kell tenni, ugyanis ha véletlen frekvenciaegybeesés miatt $n(t)$ mintavételi értékei közel állandóak (24.14. ábra), a hozzákevert zaj nem „keni szét” megfelelően a mérendő $x(t)$ jelet. Ez egyébként úgy is elkerülhető, hogy a digitális háromszög, ill. zajgenerátort a mintavételezéssel szinkron járattuk, és így biztosítjuk, hogy $x(t)$ egymáshoz közeli (tehát erősen korrelált) értékeit különböző $n(t)$ értékekkel hasonlítsuk össze.



24.14. ábra. $n(t)$ „szerencsétlen” mintavételezése

Független mintavételi értékek

A függetlenség feltételezése azt jelenti, hogy az $x(t)$ mintavételi értékei függetlenek egymástól. Ezt az esetet az integrálással igen körülményes összevetni, mivel a függetlenség általában aránylag ritka mintavételt jelent. Ezért becslőnket itt a finom kvantálással, azonos időzítéssel nyert

$$\hat{\mu}_{xm} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i\Delta t)$$

becslővel hasonlítjuk össze. Ennek varianciája a függetlenség miatt tetszőleges eloszlás esetén:

$$\text{var} \{ \hat{\mu}_{xm} \} = \frac{\sigma_x^2}{N}.$$

A sztochasztikus-ergodikus konverterrel kapott $\hat{\mu}_x$ varianciája az alapján számítható ki egyszerűen, hogy a ± 1 értékű független $q(t)$ értékek összegzésével kapott $b(N\Delta t)$ N szabadságfokú binomiális eloszlású, és a torzítatlan középértékmérés miatt

$$E\{b(N\Delta t)\} = N \frac{\mu_x}{A/2} = N(1-2p).$$

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} = \text{var}\left\{\frac{A}{2N} b(N\Delta t)\right\} = \frac{A^2}{4N} \left[1 - \left(\frac{2\mu_x}{A}\right)^2\right] = \frac{1}{N} \left[\frac{A^2}{4} - \mu_x^2\right]. \quad (24.8)$$

A variancia kifejezése természetesen nem lehet negatív, hiszen

$$|x(t)| < \frac{A}{2} \quad \text{miatt} \quad |\mu_x| < \frac{A}{2}.$$

Az $|x(t)| < \frac{A}{2}$ feltételből levezethető, hogy

$$\text{var}\{\hat{\mu}_x\} \cong \text{var}\{\hat{\mu}_{xm}\},$$

azaz azonos mintavételi pontok esetén a sztochasztikus-ergodikus konverterrel nyert becslő varianciája nem lehet kisebb a finom kvantálással nyert becslő variációjánál. Kis μ_x értékek esetén a varianciák aránya jó közelítéssel

$$\frac{\left(\frac{A}{2}\right)^2}{\sigma_x^2},$$

tehát a zajterjedelm és a jelszórás hányadosának négyzete.

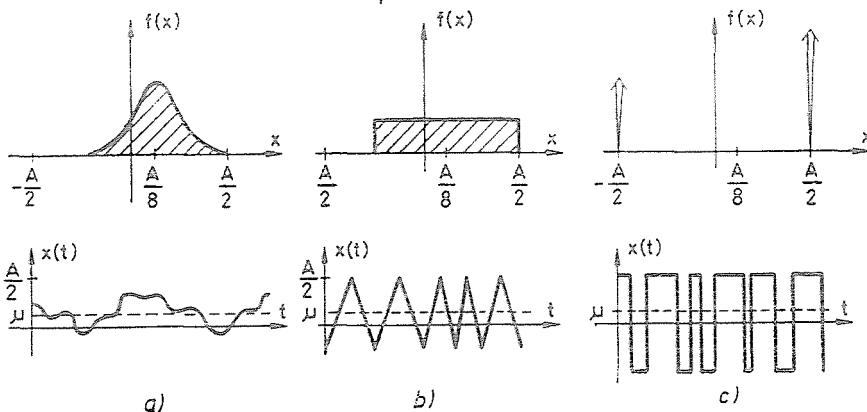
Az összehasonlítást három speciális esetre végezzük el (24.15. ábra):

a) Gauss-jel, $\mu_x = \frac{A}{8}$, $\sigma_x = 0,125A$;

(a sűrűségfüggvénynek a $\mu_x \pm 3\sigma_x$ tartományból kieső részét elhanyagoljuk);

b) egyenletes eloszlású jel, $\mu_x = \frac{A}{8}$, $\sigma_x = \sqrt{\frac{3}{64}} A \cong 0,217A$;

c) bináris jel, $\mu_x = \frac{A}{8}$, $\sigma_x = \sqrt{\frac{15}{64}} A \cong 0,484A$.



24.15. ábra. Néhány tipikus sztochasztikus jel
Gauss-eloszlású; b egyenletes eloszlású; c bináris jel

(24.8)-ből jól látható, hogy a sztochasztikus-ergodikus konverterrel nyert becslő varianciája μ_x azonossága miatt mindhárom esetben azonos, és a $\text{var} \{\hat{\mu}_{xm}\}$ értékek σ_x eltérése miatt különböznek:

- a) $\text{var} \{\hat{\mu}_x\} = 15 \text{ var} \{\hat{\mu}_{xm}\};$
- b) $\text{var} \{\hat{\mu}_x\} = 5 \text{ var} \{\hat{\mu}_{xm}\};$
- c) $\text{var} \{\hat{\mu}_x\} = \text{var} \{\hat{\mu}_{xm}\}.$

Azt kaptuk tehát azonos mintavételi időpontok mellett, hogy a varianciák speciális esetekben meg is egyezhetnek (c) pont), máskor jelentősen eltérhetnek egymástól. A 15-szörös variancia (ill. azonos varianciához 15-szörös mérési idő) általában nem megengedhető, ezért a mintavételt sűríteni kell. Ilyenkor ugyan a mintavett értékek fokozatosan korrelálttá válnak, de a variancia a nagyobb átlagolási szám miatt általában mégis csökken.

Az előző pontban láttuk, hogy a mintavételi frekvencia növelésével a folytonos eset (integrátor) varianciája is megközelíthető. Ez a kijelentés általában igaz a finom és a durva kvantálóra is. Míg azonban a sztochasztikus-ergodikus konverternél a mintavételi frekvencia a komparátor és a számláló gyorsasága miatt jelentősen fokozható, a finom kvantálónál az A/D konverter átalakítási ideje erősen korlátoz. Abban az esetben tehát, ha az $x(t)$ jel nagy sáv szélessége miatt a finom kvantáló nem képes kihasználni a T idő alatt kinyerhető teljes információt, a sztochasztikus-ergodikus konverterrel felépített átlagoló nemcsak hogy kiváltja az A/D konvertert és a sokbites átlagolót, hanem felül is múlhatja ezek teljesítményét (azonos $T = N\Delta t$ mérési idő alatt kisebb variancia érhető el vele).

Hogy a frekvencia növelésének szükséges mértékét megvizsgálhassuk, a továbbiakban a variancia általánosabb kifejezését is megvizsgáljuk.

A mintavételes középértékmérés varianciája korrelált mintavételi értékek esetén

A finom kvantáló esetén a variancia az 5.1.5. pont szerint:

$$\text{var} \{\hat{\mu}_{xm}\} = \frac{1}{N_m} \sum_{i=-(N_m-1)}^{N_m-1} \left(1 - \frac{|i|}{N_m}\right) C_{xx}(i\Delta t). \quad (24.9)$$

A sztochasztikus-ergodikus konverternél $C_{xx}(k\Delta t) = 0$ és $C_{xx}(l\Delta t) = 0$, $l \neq 0$ miatt teljesül a másodrendű momentumok torzítatlan mérésére (ld. 24.4.2. pont) vonatkozó feltétel, és így $k \neq l$ esetén közvetlenül felírható, hogy

$$\frac{A^2}{4} \text{cov} \{q(k\Delta t), q(l\Delta t)\} = C_{xx}[(k-l)\Delta t], \quad k \neq l,$$

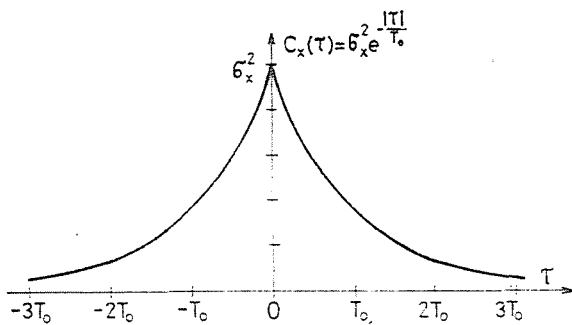
továbbá a binomiális eloszlású $q(t)$ -t megvizsgálva

$$\frac{A^2}{4} \text{var} \{q(k\Delta t)\} = \frac{A^2}{4} - \mu_x^2.$$

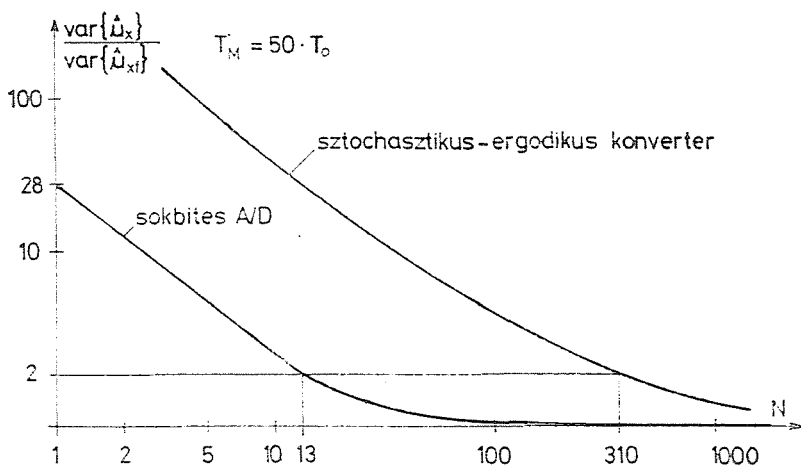
Ezek alapján, figyelembe véve, hogy a sztochasztikus-ergodikus konverter kovarianciája csak $k=l$ esetén tér el a finom kvantáló kovarianciájától:

$$\text{var} \{\hat{\mu}_x\} = \frac{1}{N} \sum_{i=-(N-1)}^{N-1} \left[\left(1 - \frac{|i|}{N}\right) C_{xx}(i\Delta t) \right] + \frac{1}{N} \left(\frac{A^2}{4} - \mu_x^2 - C_{xx}(0) \right). \quad (24.10)$$

A fentiekre példa látható a 24.16. ábrán. A felső diagramon a $C_{xx}(\tau)$ függvény lát-



a)



b)

24.16. ábra. A mintavételes középértékbecslők varianciája N függvényében az analóg elvű becslőhöz viszonyítva

ható, alatta a variancia N függvényében fix T_M regisztrátumhossz mellett. Megfigyelhetjük, hogy N növekedtével a varianciák aszimptotikusan a folytonos eset (integrátor) varianciájához tartanak.

A variancia (24.10) kifejezésének vizsgálatával megállapítható, hogy a finom kvantálótól való eltérést a második tag írja le, mely N növelésével eltüntethető (N növelésével az első tag a (24.2) integrált közelíti meg). Ez azt jelenti, hogy a sztochasztikus-ergodikus konverternél gyakran érdemes N -et növelni akkor is, ha az első tag már gyakorlatilag nem változik (megközelítette a folytonos esetet), ugyanis a hozzákevert zaj és a komparálás által okozott varianciát is lehetőleg minimálisra kell csökkenteni. Ez a helyzet a 24.16. ábrán, ha $\Delta t \leq \frac{1}{2B_c}$ ($N \geq 25$, ld. 24.3.1. pont). Ilyenkor ugyanis $x(t)$ -re betartjuk a mintavételi törvényt, ezért a mintavételi értékek már tartalmazzák az összes információt μ_x -re nézve. Ezért — bár egyébként az egyenletesen súlyozott átlag csak közelítőleg optimális — Δt csökkentésével az első tag nem változik, de a durva kvantálás okozta variancia csökken.

A sztochasztikus-ergodikus konverternél a (24.10) kifejezés második tagja miatt érdemes sűríteni a mintavételt. Ez az információtartalom szempontjából úgy is értelmezhető, hogy a sztochasztikus-ergodikus konverter megnövelte a $q(t)$ jel sávszélességét, ezért a mintavétel sűrítése több információt jelent. Ugyanakkor pl. a 24.15b ábrán látható amúgy is nagyobb sávszélességű $x(t)$ jelnél a sávszélesség-növelés kisebb, a 24.15c ábrán pedig — mivel a négyszögjel alakja változatlan marad — zérus: ennek megfelelően a járulékos variancia is kisebb, ill. zérus, így a mintavétel-sűrítés is kevésbé hatékony.

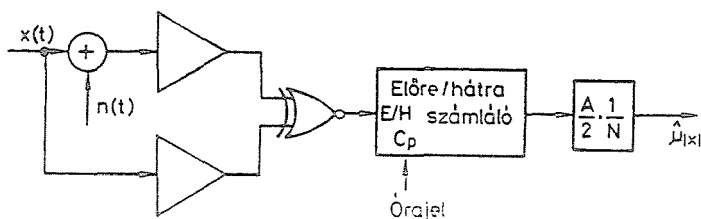
A 24.16. ábrából további következtetést is levonhatunk: a 2 értékű relatív varianciához finom kvantálónál $N_m \cong 13$, a sztochasztikus-ergodikus konverternél $N \cong 310$ tartozik, ami azt mutatja, hogy az egybites kvantálóval reálisan megvalósítható a finom kvantálóhoz hasonló hatásosság.

Az abszolút középérték mérése sztochasztikus-ergodikus konverterrel

A sztochasztikus-ergodikus konverterrel speciális mérések is könnyen elvégezhetők. Így pl. míg az abszolút középérték méréséhez elvben a

$$g(x) = |x| = x \operatorname{sign}(x)$$

függvénykapcsolatot kellene megvalósítani, a sztochasztikus-ergodikus konverterrel ez a művelet könnyen kikerülhető (24.17. ábra). Az ekvivalencia-kapu a sztochasztikus-ergodikus konverter kimenőjelét x előjelével szorozza össze. Egyszerűen belátható, hogy az összeállítás valóban $E\{|x|\}$ értékét méri.



24.17. ábra. Az abszolút középérték mérése polaritás koincidencia korrelátorral

24.3.3. A rekurzív átlagolás

Mind az analóg, mind a digitális átlagolás hátránya, hogy szakaszosan szolgáltat eredményt, az eredmény csak a teljes integrálás, ill. szummázás elvégzése után értékelhető. A variancia egyébként T , ill. N növelésével elvben korlátlanul csökkenthető.

Digitális esetben az ún. rekurzív átlagolással segíthetünk ezen a nehézségen:

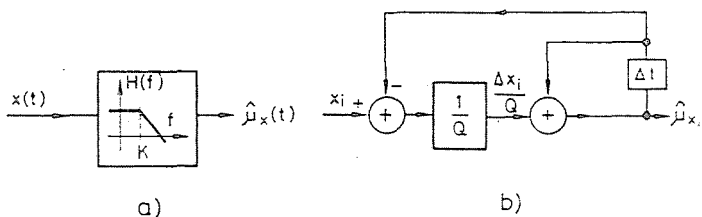
$$\hat{\mu}_{x,0} = 0,$$

$$\hat{\mu}_{x,i} = \frac{1}{i} x_i + \frac{i-1}{i} \hat{\mu}_{x,i-1} = \hat{\mu}_{x,i-1} + \frac{1}{i} (x_i - \hat{\mu}_{x,i-1}), \quad i = 1, 2, \dots$$

A rekurzív átlagolást részletesen tárgyalja az 5.1.2. pont.

24.3.4. A felejtő átlagolás (exponenciális átlagolás)

Az egyszerű átlagolást gyakran helyettesítjük a szintén rekurzív jellegű *felejtő* (exponenciális) *átlagolással*.



24.18. ábra. A felejtő átlagolás
a analóg; b diszkrét átlagolás

Analóg esetben ez a 24.18a ábrán látható elrendezést jelenti. Tegyük fel, hogy a $t=0$ pillanatban kapcsoljuk rá a szűrőre az $x(t)$ jelet. A szűrő átviteli, ill. súlyfüggvénye:

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fK}, \quad h(t) = \frac{1}{K} e^{-\frac{t}{K}}. \quad (24.11)$$

Az 5.1.4. pontban levezettük a torzítás képletét (5.46):

$$\hat{\mu}(T_r) = \mu_x \left(1 - e^{-\frac{T_r}{K}}\right). \quad (24.12)$$

A középértékbecslés tehát torzított, és a torzítás az idővel exponenciálisan csökken.

A variancia az 5.1.5. pont alapján (ld. (5.73) kifejezés)

$$\text{var} \{\hat{\mu}_x\} = \int_{-T_r}^{T_r} e^{-\frac{|\tau|}{K}} \frac{1 - e^{-2\frac{T_r - |\tau|}{K}}}{2K} C_x(\tau) d\tau. \quad (24.13)$$

Az állandósult esetre innen $T_r \rightarrow \infty$ átmenettel kaphatunk összefüggést, de egyszerűbben is célhoz érhetünk:

$$\text{var} \{\hat{\mu}(T_r)\}_{|T_r \gg K} \cong C_{\hat{\mu}}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\hat{\mu}c}(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1 + j2\pi fK} \right|^2 S_{xc}(f) df,$$

ahol $S_{xc}(f)$ a kovarianciafüggvényből számított teljesítménysűrűség-függvény.

Sávkorlátozott fehér zaj esetén:

$$\int_{-B}^B \frac{1}{1 + (2\pi fK)^2} \frac{\sigma_x^2}{2B} df = \frac{\sigma_x^2}{2\pi BK} \arctg(2\pi BK);$$

$BK > 1$ esetén:

$$\text{var} \{\hat{\mu}(T_r)\}_{|T_r \gg K} \cong \frac{\sigma_x^2}{4BK}. \quad (24.14)$$

Így $T_r \gg K$ esetén az aluláteresztő szűrő időállandója határozza meg a varianciát, és ez nem függ a T_r időtől. Az aluláteresztő szűrő alkalmazása tehát $T_r \gg K$ esetén a variancia szempontjából $T_e = 2K$ idejű integrálással egyenértékű, a mintaregisztrátum hosszát viszont általában jóval nagyobbra kell választani a torzítás csökkentése érdekében.

$T_r = 2K$ esetén egyébként a variancia valamivel kisebb, mint a fenti összefüggés szerint lenne:

$$\text{var } \{\hat{\mu}_x\}_{|T_r=2K} \cong \frac{\sigma_x^2}{4BK} (1 - e^{-4}).$$

Megjegyezzük még, hogy a torzítás elvben $\frac{1}{1 - e^{-\frac{T_r}{K}}}$ -val való szorzással kiküszöböl-

hető (ez a varianciát megnöveli), de ezt a gyakorlatban nem használt eljárást már nem vizsgáljuk részletesen. A torzítás T_r növelésével általában megfelelőképpen csökkenthető.

Az aluláteresztő hálózattal történő átlagolás *digitális* megfelelője az állandó súlyozású rekurzív átlagolás (24.18b ábra):

$$\begin{aligned} \hat{\mu}_0 &= 0, \\ \hat{\mu}_i &= \hat{\mu}_{i-1} + \frac{1}{Q} (x_i - \hat{\mu}_{i-1}) \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (24.15)$$

Ugyanis a differenciálegyenletet differenciaegyenletté alakítva:

$$\frac{x(s)}{1 + sK} = \hat{\mu}(s),$$

$$x(t) = \hat{\mu}(t) + K \frac{d\hat{\mu}(t)}{dt},$$

$$x_i = \hat{\mu}_i + K \frac{\hat{\mu}_i - \hat{\mu}_{i-1}}{\Delta t},$$

$$\hat{\mu}_i = \hat{\mu}_{i-1} + \frac{1}{1 + \frac{K}{\Delta t}} (x_i - \hat{\mu}_{i-1}).$$

$$\text{Tehát } Q = 1 + \frac{K}{\Delta t}.$$

Számítsuk ki (24.15) explicit alakját:

$$\hat{\mu}_N = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^N x_i \left(\frac{Q-1}{Q} \right)^{N-i}. \quad (24.16)$$

Ebből meghatározható a várható érték és a variancia (ld. 5.1.5. pont):

$$E\{\hat{\mu}_N\} = \mu_x \left[1 - \left(\left(1 - \frac{1}{Q} \right)^Q \right)^N \right] \cong \mu_x \left(1 - e^{-\frac{N}{Q}} \right). \quad (24.17)$$

Ezen közelítés miatt nevezik a felejtő átlagolást másnéven exponenciális átlagolásnak is. A kis torzítás feltétele: $N \gg Q$. Ehhez természetesen megfelelő bitszámú átlagolóra van szükség.

A variancia független mintavételi értékek esetén :

$$\begin{aligned}
 E\{\hat{\mu}_N^2\} &= \frac{1}{Q^2} \sum_{i=1}^N \sigma_x^2 \left[\left(\frac{Q-1}{Q} \right)^{(N-i)} \right]^2 + \frac{1}{Q^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \mu_x^2 \left(\frac{Q-1}{Q} \right)^{N-i} \left(\frac{Q-1}{Q} \right)^{N-j} = \\
 &= \frac{\sigma_x^2}{Q^2} \sum_{i=1}^N \left(\frac{Q-1}{Q} \right)^{2(N-i)} + E^2\{\hat{\mu}_N\}. \\
 \text{var}\{\hat{\mu}_N\} &= \frac{\sigma_x^2}{Q^2} \frac{1 - \left(\frac{Q-1}{Q} \right)^{2N}}{1 - \left(\frac{Q-1}{Q} \right)^2} \cong \sigma_x^2 \frac{1 - e^{-\frac{2N}{Q}}}{2Q-1}.
 \end{aligned} \tag{24.18}$$

Látható, hogy közelítőleg ugyanazt kaptuk, mint az analóg esetben: a felejtő átlagolás $N_e \cong 2Q$ paraméterű egyszerű átlagolásnak felel meg, de több adatot kell feldolgoznunk.

A felejtő átlagolás nevét onnan kapta, hogy a régebbi x_i értékeket egyre kisebb súllyal veszi figyelembe, „elfelejti”. Előnye, hogy a lassú középértékváltozásokat követi, ezért nemcsak stacionárius esetben alkalmazható.

24.3.5. A mozgó átlagolás és az additív zajszűrés

Speciális átlagolási eljárásként fogható fel a zajos jelek feldolgozására szolgáló mozgó átlagolás és additív zajszűrés.

A *mozgó átlagolást* az 5.1.3. pontban már elemeztük, és láttuk, hogy frekvenciaátviteli függvénye (24.19. ábra) :

$$H(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j2\pi f_i T_s} = \begin{cases} \frac{1}{N} \frac{e^{-j2\pi f N T_s} - 1}{e^{-j2\pi f T_s} - 1}, & \text{ha } f T_s \text{ nem egész,} \\ 1 & \text{ha } f T_s \text{ egész,} \end{cases} \tag{24.19}$$

ahol T_s a mintavételezési idő.

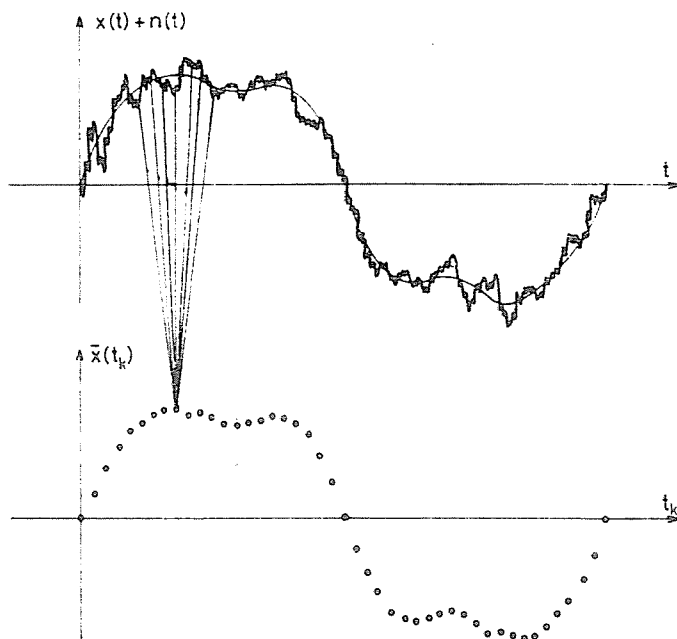
Ezt az eljárást általában úgy használjuk, hogy a mérendő jel frekvenciájánál lényegesen sűrűbben mintavételezünk (ld. 24.19b ábra), és így az átviteli karakterisztikát úgy állítjuk be, hogy a jel frekvenciája a 0 környéki kis csillapítású szakaszra essen.

Így a nagyfrekvenciás zajok, továbbá a $\frac{k}{NT_s}$ frekvenciájú zavarójelek ($k \neq pN$) a hasznos jelhez képest igen hatásosan elnyomhatók (pl. 50 Hz-es hálózati zavarójel elnyomása).

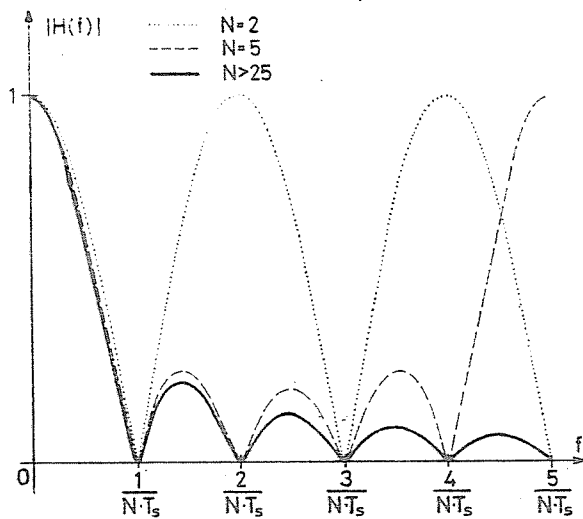
Ha valamilyen módon a mérendő jelhez szinkronizált triggerjelet tudunk előállítani, akkor használhatjuk az ún. *additív zajszűrést*. Ennél a triggerjel segítségével a hasznos jel periódusidejének egész számú többszöröseinél mintavételezünk, és így a mintavételi frekvenciát pontosan egyenlővé tesszük a jel frekvenciájával. Könnyen belátható, hogy a hasznos jelre és összes felharmonikusára nézve a csillapítás 0.

Tipikus alkalmazási lehetőség látható a 24.20c ábrán. A zajos H hálózatnak a bemenőjelre adott válaszfüggvényét keressük: az ismert bemenőjelből közvetlenül előállítható az additív zajszűréshez szükséges szinkronjel.

Megemlítjük, hogy az additív zajszűrés akkor is alkalmazható, ha nem feltétlenül periodikusan ismétlődő zajos tranziens jelet mérünk, amennyiben a bekövetkezési időkből valahogy szinkronjelet tudunk előállítani. Ilyenkor a szűrőértelmezés természetesen sokkal nehezebben vihető végig.



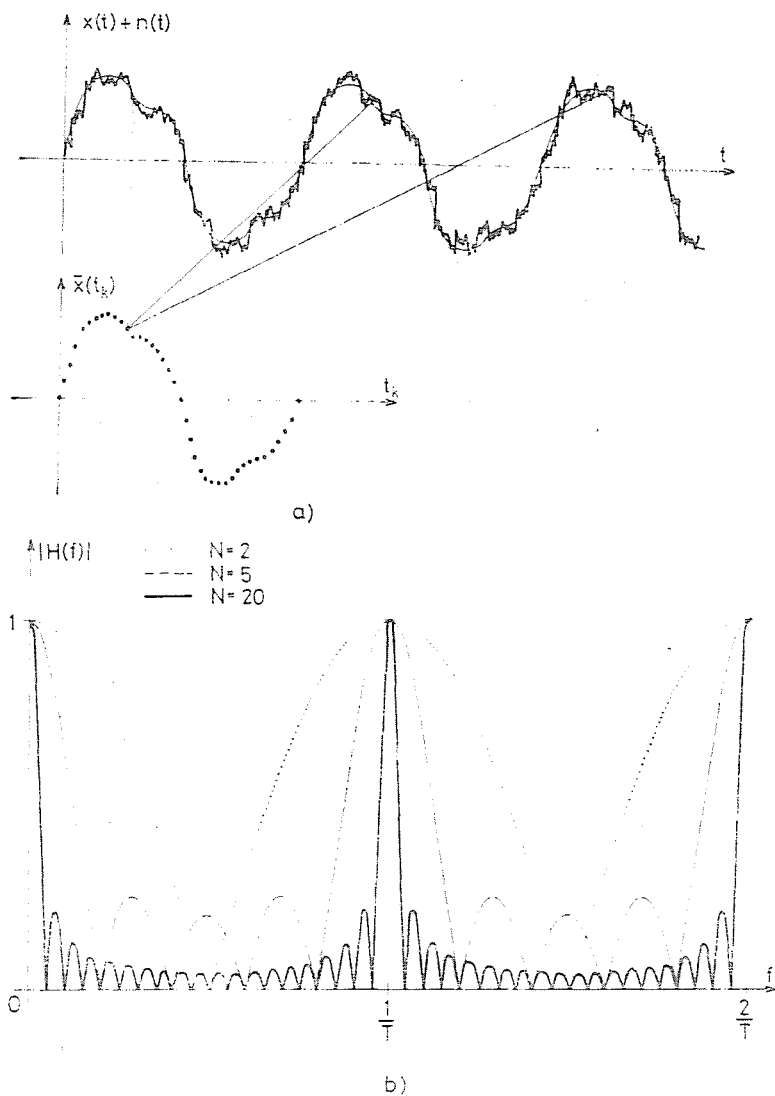
a)



b)

24.19. ábra. A mozgó átlagolás

a átlagolás az időtartományban; b az ekvivalens átviteli függvény



24.20. ábra. Az additív zajszűrés

a átlagolás az időtartományban; b az ekvivalens átviteli függvény; c alkalmazási példa

24.3.6. Az átlagos négyzetes érték mérése

Az átlagos négyzetes érték mérése $x^2(t)$ átlagértékének meghatározását jelenti, ezért erősen támaszkodhatunk a 24.3. szakasz eddigi eredményeire. Ugyanakkor azonban

$$E\{x^2(t)\} = R_{xx}(0),$$

azaz a négyzetes középérték mérése a korrelációmérés speciális esete, ezért hivatkozni fogunk a 24.4. szakaszra is.

Legyen becslőnk

$$\hat{\psi}_x^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt.$$

Könnyen belátható, hogy ez a becslő torzítatlan.

A varianciára *Gauss*-jelek esetén a negyedrendű momentumokat másodrendűekkel felírva (24.2)-höz hasonló összefüggés kapható (ld. még (24.25)-öt is):

$$\text{var} \{\hat{\psi}_x^2\} = \frac{2}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) [C_x^2(t) + 2\mu_x^2 C_x(t)] dt.$$

Amennyiben $C_x(t)$ szélessége sokkal kisebb T -nél,

$$\text{var} \{\hat{\psi}_x^2\} \cong \frac{2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} [C_x^2(t) + 2\mu_x^2 C_x(t)] dt.$$

Ebből sávkorlátozott fehér zajra

$$\text{var} \{\hat{\psi}_x\} \cong \frac{1}{2BT} (2\sigma_x^4 + 4\mu_x^2 \sigma_x^2). \quad (24.20)$$

A diszkrét, ill. felejtő átlagolás esetén a variancia kifejezése a 24.3. szakasz és 24.4.1. pont alapján felírható.

Az átlagos négyzetes érték mérése négyzetreemelő áramkört igényel. Ez főleg analóg esetben kellemetlen, mivel a szorzóáramkörök dinamikája kicsi (30 dB), és határfrekvenciájuk korlátozott. A megoldással a 24.7.2. pontban foglalkozunk, itt csak a későbbiekben fontos két esetet emeljük ki röviden:

1. Ha tudjuk, hogy a mérendő jel 0 középértékű szinuszjel, akkor tetszőleges jellemzőt mérve kiszámítható a négyzetes érték;

2. Ha a mérendő jel 0 középértékű *Gauss*-jel, akkor a négyzetes érték mérése visszavezethető akár az abszolút, akár a félhullámú középérték mérésére, ugyanis ezeknél a jeleknél érvényesek az alábbi összefüggések:

$$E\{\xi^2\} = \frac{\pi}{2} E^2\{|\xi|\} = 2\pi E^2\{\xi^+\}. \quad (24.21)$$

24.4. A korrelációs függvények mérése

A korrelációs függvények mérésének leírásakor nem különböztetjük meg az auto- és keresztkorreláció mérését.

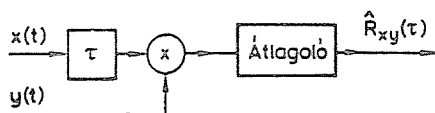
24.4.1. Analóg módszerek

A korrelációs függvény kifejezése ergodikus jelek esetén:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t+\tau) dt.$$

Szavakban: a korrelációs függvény az $x(t)y(t+\tau)$ szorzat átlagértéke. Ennek (helyesebben az ezzel egyenértékű $x(t-\tau)y(t)$ átlagértéknek) a becslését végzi a 24.21. ábrán látható korrelációmérő.

Az átlagoló a 24.3. szakaszban bemutatott kapcsolások egyike lehet. A következőkben az egyszerű átlagolóval nyert korrelációbecslő tulajdonságait elemezzük, a felejtő átlagolóra az eredmények a 24.3.4. pont alapján kiszámíthatók.



24.21. ábra. Analóg elvű korrelációmérés

Véges idejű átlagolás esetén

$$\hat{R}_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t-\tau)y(t) dt. \quad (24.22)$$

$$E\{\hat{R}_{xy}(\tau)\} = \frac{1}{T} \int_0^T E\{x(t-\tau)y(t)\} dt = R_{xy}(\tau), \quad (24.23)$$

tehát $\hat{R}_{xy}(\tau)$ torzítatlan.

A varianciát általános esetben a negyedik momentumok segítségével lehet felírni. Vezessük be a következő jelölést:

$$C_{RR, \tau}(t_2 - t_1) = \text{cov} \{x(t_1 - \tau)y(t_1), x(t_2 - \tau)y(t_2)\}.$$

Ezzel

$$\text{var} \{\hat{R}_{xy}(\tau)\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) C_{RR, \tau}(t) dt. \quad (24.24)$$

Gauss-esetben a negyedrendű momentum átírható másodrendűre. Ezzel a variancia:

$$\text{var} \{ \hat{R}_{xy}(\tau) \} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) [R_{xx}(t)R_{yy}(t) + R_{xy}(t+\tau)R_{xy}(t-\tau)] dt - 2\mu_x^2\mu_y^2. \quad (24.25)$$

Amennyiben $C_{RR,\tau}(t)$ T -hez viszonyítva hamar eltűnik, akkor az integrálási határok $\pm \infty$ -re cserélhetők, és a Bartlett-ablak elhagyható.

Ebből 0 középértékű sávkorlátozott fehér zaj autokovariancia-becslőjére

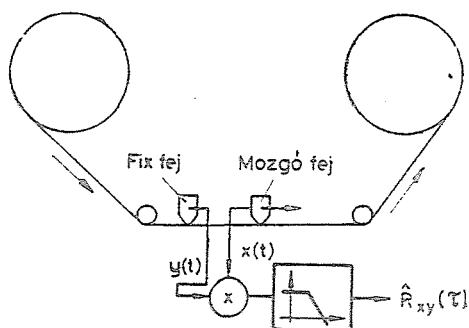
$$\text{var} \{ \hat{C}_x(\tau) \} \cong \frac{C_x(0)}{2BT} [C_x(0) + C_x(2\tau)] \cong \frac{C_x^2(0)}{BT} \quad (24.26)$$

adódik.

Az analóg korrelációmérésben a legnagyobb nehézséget a késleltetés megvalósítása okozza. A következőkben ezzel foglalkozunk.

Késleltetés analóg magnetofoonnal

A késleltetést igen egyszerű módon oldja meg a 24.22. ábrán látható analóg magnetofofonos elrendezés. A szalagra rögzített jelet egy fix és egy mozgatható pozíciójú olvasófejjel érzékeljük. Az analóg szorzás és átlagolás után az $\hat{R}_{xy}(\tau)$ becslőt nyerjük. A késleltetés a fejek távolságától és a felvételi szalagsebességtől függ (a lejátszás sebességétől nem). 18 cm/s felvételi sebességet és 1...10 cm fejtávolságot feltételezve a megvalósítható késleltetés 0,05...0,5 s.



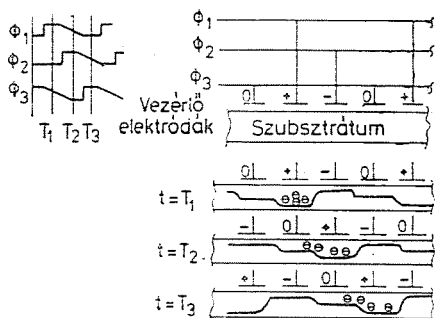
24.22. ábra. Korrelációmérés analóg jelrögzítővel

Töltéscsatolt eszközök (CCD)

Az 1 kHz...1 MHz közötti frekvenciákon a töltéscsatolt (CCD) késleltetők használhatók [24.22]. Ezek analóg MOS léptetőregiszterek, működési elvük a 24.23. ábrán látható. A háromfázisú órajel keltette potenciálcspadák lépésről lépésre jobbra „sodorják” a bennük felhalmozott töltést (elektronok). A késleltetés az órajel frekvenciájától függ: $\frac{N}{f_0}$, ami jól szabályozható késleltetést tesz lehetővé. A jelenlegi

technológia mellett a késleltetés 32...512 lépés figyelembevételével 30 μ s...0,5 s lehet. A CCD eszközök által okozott zajra (hibára) a 70...80 dB jel-zaj viszony jellemző.

Említésre méltó, hogy a CCD eszközök még jobban kihasználhatók, ha nemcsak az $x\left(t-\frac{N}{f_0}\right)$, hanem az összes $x\left(t-\frac{i}{f_0}\right)$ késleltetett érték felhasználható. Ezt oldják meg az integrált CCD korrelátorok [24.23].



24.23. ábra. Töltéscsatolt léptetőregiszter

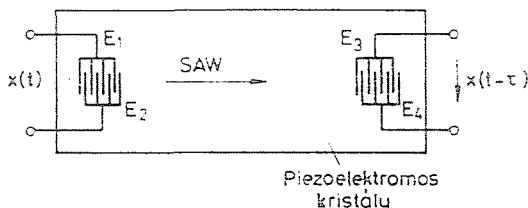
Felületi akusztikus hullámú eszközök

Nagyobb frekvenciákon a késleltetés megvalósítására LC művonalak vagy felületi akusztikus hullámú (SAW) késleltetővonalak használhatók [24.24]. Ez utóbbiak működési elve a következő (24.24. ábra).

Az elektromágneses hullámokat egy piezoelektromos kristály felületén elhelyezett elektródák (E_1, E_2) segítségével felületi mechanikai hullámokká alakítjuk. Ez utóbbiak a kristály felülete mentén terjednek, sebességük 1000 m/s nagyságrendű. Ez azt jelenti, hogy 10 cm utat feltételezve 1 ms késleltetés valósítható meg. Az érzékelő elektródák felépítése hasonló a gerjesztőelektródákéhoz.

Ha a végighaladó hullám útjába több érzékelő elektródát helyezünk, akkor a CCD eszközökhöz hasonlóan az $x(t-i\Delta t)$ jeleket kapjuk és ezek már felhasználhatók korreláció képzésére.

Megemlítjük, hogy a SAW konvolútorokhoz (ld. 24.7.5. pont) hasonló elrendezésben közvetlenül mérhető a korrelációs függvény is: a piezoelektromos kristály felületére integrált kis kapacitások segítségével az egyik hullám „befagyasztható”, és így egy másik jellel képezhető a korreláció. A részletes leírást lásd [24.25].

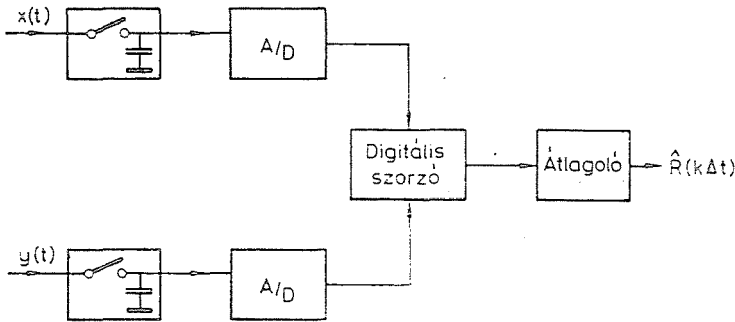


24.24. ábra. Felületi akusztikus hullámú késleltető

24.4.2. A korreláció digitális elvű mérése

A definíció szerinti mérési összeállítás látható a 24.25. ábrán. A mérőeszköz a korrelációfüggvényt általában a $k\Delta t$ ($k=0, 1, \dots$ vagy $k=0, 1, -1, 2, -2, \dots$) pontokban állítja elő. Megfelelő időzítéssel azonban tetszőleges τ -ra is előállítható $\hat{R}(\tau)$. A megoldás hátránya a sokbites szorzás és átlagolás miatt korlátozott sebesség, valamint a drága szorzó és A/D konverter áramkörök. Ezért ezt a megoldást ritkán alkalmazzák.

Az A/D konverterek átalakítási frekvenciájánál nagyobb frekvenciákon az $\hat{R}(0)$, $\hat{R}(\Delta t)$, $\hat{R}(2\Delta t)$, ... becslők folyamatos mérését a 24.25. ábra szerinti elrendezésben az ún. nóniusz-elv segítségével érhetjük el (24.26. ábra). A két aránylag lassú A/D



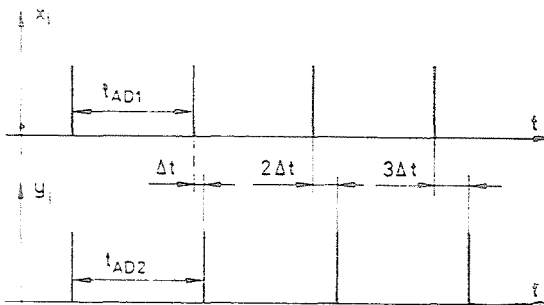
24.25. ábra. Digitális korrelátor

konvertert kismértékben eltérő frekvenciával működtetjük. Így az ábrán látható időzítést megvalósítva t_{AD} nagyságrendű átalakítási idővel is folyamatosan mérhetjük a korrelációs függvényt $\Delta t \ll t_{AD}$ felbontással a $k=0, 1, 2, \dots$ értékekre.

A torzítás

$$E\{x(t)y(t+\tau)\} = R_{xy}(\tau)$$

alapján zérus. A varianciát az analóg esethez hasonlóan a negyedrendű momentumok segítségével lehet meghatározni. Mivel a variancia kifejezése a jel statisztikai tulajdonságain és az átlagoló felépítésén kívül a mintavételezési stratégiától is függ, az egyes esetekben ezt külön-külön kell meghatározni. Itt csak azt említjük meg, hogy az átlagértékméréshez hasonlóan egyszerű mintavételezésnél a variancia akkor kö-



24.26. ábra. A nóniusz-elv alkalmazása

zelíti meg a folytonos esetét, ha a mintavételezési frekvenciával megközelítjük az egyenértékű fehér zaj sávkorlátjának kétszeresét.

Gauss-esetben a variancia-analízist a következő összefüggés segítségével végezhetjük:

$$E\{x_1 x_2 x_3 x_4\} = E\{x_1 x_2\}E\{x_3 x_4\} + E\{x_1 x_3\}E\{x_2 x_4\} + E\{x_1 x_4\}E\{x_2 x_3\} - 2\mu_{x1}\mu_{x2}\mu_{x3}\mu_{x4}. \quad (24.27)$$

Ebből kiszámítható pl. egyetlen szorzat varianciája:

$$\text{var}\{\hat{R}_{xy}\} = \text{var}\{xy\} = \psi_x^2 \psi_y^2 + R_{xy}^2 - 2\mu_x^2 \mu_y^2 = (1+r^2)\sigma_x^2 \sigma_y^2 + \mu_x^2 \sigma_y^2 + \mu_y^2 \sigma_x^2 + 2r\mu_x \mu_y \sigma_x \sigma_y,$$

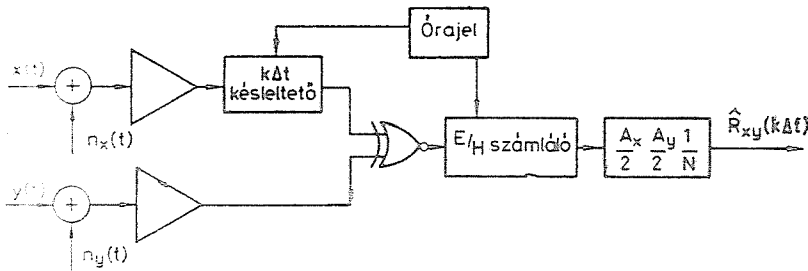
ill. 0 középvérték esetén

$$\text{var}\{xy\} = (1+r^2)\sigma_x^2 \sigma_y^2. \quad (24.28)$$

Ez a kifejezés természetesen csak Gauss-jelekre pontos, de szükség esetén közelítő összefüggésként használható más eloszlásoknál is.

A polaritás koincidencia korrelátor

A 24.3.2. pontban átlagértékmérésre használt sztochasztikus-ergodikus konverter alkalmas magasabbrendű momentumok mérésére is. Ilyen pl. a 24.27. ábrán látható elrendezés, melyet polaritás koincidencia korrelátornak nevezünk. Az elnevezés onnan származik, hogy az ekvivalenciakapu lényegében a két, zajjal kevert jel előjelét hasonlítja össze. Bebizonyítható, hogy ha mindkét konverterre külön-külön teljesülnek a középvértékmérésnél is előírt feltételek (egymástól és a mérendő jelektől függet-



24.27. ábra. A polaritás koincidencia korrelátor

len, egyenletes eloszlású zajok, $|x(t)| < \frac{A_x}{2}$; $|y(t)| < \frac{A_y}{2}$; $C_{nn}(l\Delta t) = 0$, $l \neq 0$, akkor

$$R_{xy}(\tau) = E\{x(t)y(t+\tau)\} = \frac{A_x}{2} \frac{A_y}{2} E\{q_x(t)q_y(t+\tau)\}, \quad (24.29)$$

azaz a 24.27. ábrán látható elrendezés alkalmas a korreláció (tehát a másodrendű momentum) mérésére.

Próbáljuk meg a középvértékméréshez hasonlóan itt is összevetni a finom és a durva kvantálót.

Egyetlen mintavételepárból képzett korrelációbecslő esetén finom kvantálóra

$$\text{var}\{\hat{R}_{xy,m}\} = E\{x^2 y^2\} - R_{xy}^2,$$

továbbá a polaritás koincidencia korrelátornál a sztochasztikus-ergodikus konverterrel végzett középértékmérés vizsgálatához hasonlóan a binomiális modellel számolva

$$\text{var } \{\hat{R}_{xy,p}\} = \frac{A_1^2}{2} \frac{A_2^2}{2} - R_{xy}^2.$$

A két variancia összevetésével megállapítható, hogy a polaritás koincidencia korrelátor varianciája nem lehet kisebb, mint a finom kvantálódé:

$$\text{var } \{\hat{R}_{xy,p}\} = \frac{A_1^2 A_2^2}{4} - \hat{R}_{xy}^2 \cong E\{x^2 y^2\} - \hat{R}_{xy}^2 = \text{var } \{\hat{R}_{xy,m}\}. \quad (24.30)$$

Független mintavételeknél mindkét variancia egyszerűen N -nel osztható.

A nem független mintavételre vonatkozólag a középértékmérésnél alkalmazott eszmefuttatás szinte szó szerint megismételhető, csak a felhasznált kovarianciafüggvény lesz más. A polaritás koincidencia korrelátornál a mintavételi frekvencia könnyen növelhető, sőt itt a finom esetben szükséges szorzóáramkör elmaradása is előnyösen befolyásolja a határfrekvenciát. Finom kvantáló esetén felírható a kovariancia és $\hat{R}_{xy}(\tau)$ becslő között:

$$\begin{aligned} C_{RR,\tau,f}(t_2 - t_1) &= \text{cov } \{\hat{R}_{xy}(\tau, t_1), \hat{R}_{xy}(\tau, t_2)\} = \\ &= E\{x(t_1)y(t_1 + \tau)x(t_2)y(t_2 + \tau)\} - R_{xy}^2(\tau). \end{aligned}$$

Megemlítjük, hogy Gauss-esetben a C_{RR} kovariancia kifejezhető a jel kovarianciafüggvényével:

$$C_{RR,\tau,f}(t_2 - t_1) = C_{xx}(t_2 - t_1)C_{yy}(t_2 - t_1) + C_{xy}(\tau + t_2 - t_1)C_{xy}(\tau - (t_2 - t_1)).$$

$C_{RR,\tau,f}(t_2 - t_1)$ segítségével kiszámítható a T ideig tartó átlagolás utáni variancia:

$$\text{var } \{\hat{R}_{xy,T,f}(\tau)\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) C_{RR,\tau,f}(t) dt.$$

A polaritás koincidencia korrelátor esetén először a különböző értékpárokból képzett korreláció-becslők varianciáját és kovarianciáját írjuk fel:

$$C_{RR,\tau}(0) = \text{var } \{\hat{R}_{x_1 x_2,p}\} = \frac{A_1^2}{4} \frac{A_2^2}{4} - R_{xy}^2. \quad (24.31)$$

$t_1 \neq t_2$ esetén a kovariancia az alapján írható fel, hogy zajhozzákeveréssel a negyedrendű momentumok is torzítatlanul mérhetők:

$$\begin{aligned} C_{RR,\tau,p}(t_2 - t_1) &= \text{cov } \{\hat{R}_{xy,p}(\tau, t_1), \hat{R}_{xy,p}(\tau, t_2)\} = \\ &= E\{x(t_1)y(t_1 + \tau)x(t_2)y(t_2 + \tau)\} - R_{xy}^2(\tau), \quad t_1 \neq t_2. \end{aligned} \quad (24.32)$$

Látható, hogy a kovarianciák hasonlóak az átlagértékmérésnél kapottakhoz. A polaritás koincidencia korrelátornál a T időre átlagolt becslő varianciája:

$$\begin{aligned} \text{var } \{\hat{R}_{xy,T}(\tau)\} &= \frac{1}{N} \sum_{i=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|i|}{N}\right) C_{RR,\tau,f}(i\Delta t) + \\ &+ \frac{1}{N} \left(\frac{A_1^2}{4} \frac{A_2^2}{4} - R_{xy}^2(\tau) - C_{RR,\tau,f}(0) \right). \end{aligned} \quad (24.33)$$

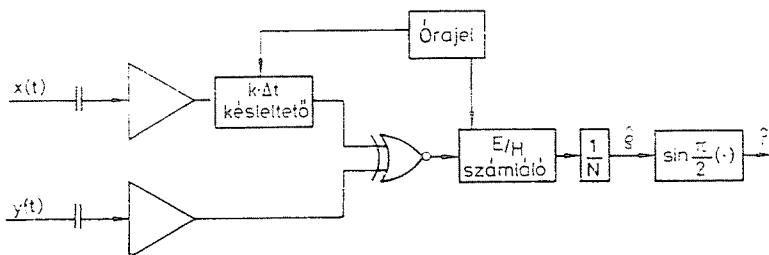
A (24.33) kifejezés Gauss-jelekre aránylag egyszerűen kiértékelhető a kovarianciafüggvény (esetleg közelítő) ismeretében. Nem Gauss-jelek esetén a Gauss-esetre számított eredményeket felhasználhatjuk a variancia közelítő meghatározására.

A végeredmény igen emlékeztet a középértékmérés varianciafüggvényére. Ez nem meglepő, hiszen a korrelációmérés a szorzás elvégzése után maga is átlagolás. A viszonylag nagy frekvenciával működő polaritás koincidencia korrelátor tehát jól helyettesítheti a nagybitszámú átlagolóra épülő korrelátort.

Gauss-jelek korrelációmérése polaritás koincidencia korrelátorral

Az előzőekben ismertetett korrelátor természetesen alkalmas Gauss-jelek analízisére. Feltétlenül meg kell azonban említenünk, hogy a mérésmélet eredményei alapján [24.17—24.20, 24.26, 24.27] a polaritás koincidencia korrelátor zajhózzákeverés nélkül

is alkalmas Gauss-jelek korrelációs együtthatójának $\left(r = \frac{\text{cov}\{x, y\}}{\sigma_x \sigma_y}\right)$ mérésére (24.28. ábra). Az átlagoló kimenete torzított, ezért „visszatorzító” elemet kell alkalmaznunk. A visszatorzítás akkor ad helyes eredményt, ha $\hat{r}$ varianciája elegendően kicsi (a nemlineáris karakterisztika a munkapontban ($E\{\hat{r}\}$) linearizálható).



24.28. ábra. Gauss-jelek korrelációanalízise polaritás koincidencia korrelátorral

Bebizonyítható, hogy független mintavételi értékek esetén nagy N -re (var $\{\hat{r}\}$ kicsi)

$$\varepsilon^2(r) = \text{var}\{\hat{r}\} \cong \frac{1}{N} \left[\left(\frac{\pi}{2} \right)^2 - \arcsin^2(r) \right] (1 - r^2). \quad (24.34)$$

A függvény a 24.29. ábrán látható. Megfigyelhetjük, hogy a variancia $r \cong 0$ -nál a legnagyobb:

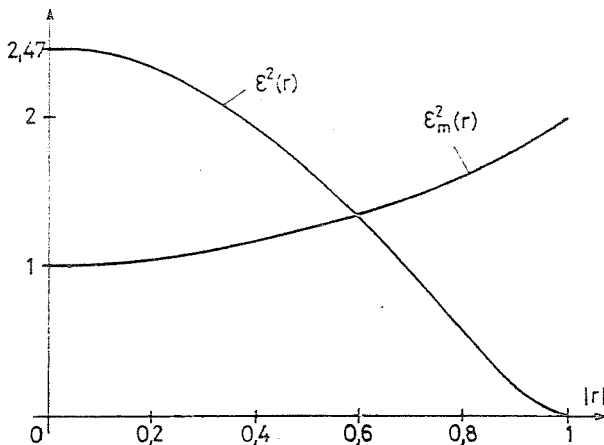
$$\max(\text{var}\{\hat{r}\}) \cong \left(\frac{\pi}{2} \right)^2 \frac{1}{N} \cong 2,47 \frac{1}{N}.$$

Azt a meglepő eredményt kaptuk tehát, hogy a $\tau = 0$ esetre ($r = 1$) vonatkoztatott relatív variancia maximuma:

$$\frac{\max(\text{var}\{\hat{r}\})}{\max^2(r)} = \left(\frac{\pi}{2} \right)^2 \frac{1}{N} = 2,47 \frac{1}{N},$$

mindössze 2,47-szerese a finom kvantálónál kapott

$$\varepsilon_m^2(r) = \frac{1}{N} \frac{\text{cov}\{x, y\}^2}{\sigma_x^2 \sigma_y^2} = \frac{1}{N} (1 + r^2) \cong \frac{1}{N}$$



24.29. ábra. A varianciák összehasonlítása egy mintapár esetén. $\varepsilon_m^2(r)$ sokbites eset; $\varepsilon^2(r)$ polaritás koincidencia korrelátor

értéknek! Továbbá, ha $|r|$ nő, akkor a helyzet a polaritás koincidencia korrelátor javára változik, $|r| > 0,59$ esetén a polaritás koincidencia korrelátor varianciája a kisebb, és a kvantálás határfrekvencia-növelő hatása miatt a mintavételezési frekvencia növelésével az arány feltehetően tovább javul.

[24.26] szerint a sávkorlátozott Gauss fehér zaj mérésénél a mintavételezési frekvenciát a Nyquist-frekvencia kétszeresére növelve a relatív variancia maximuma már csak $1,82 \frac{1}{N}$ lesz.

Vizsgáljuk meg végül, hogyan viszonylik a (24.34) variancia a zajhozzákeverés korrelációmérés varianciájához!

A normális eloszlást a $\mu_x \pm 3\sigma_x$ sávban figyelembe véve az $|x(t)| < \frac{A}{2}$ feltétel miatt $\mu_x = 0$ esetén is a $3\sigma_x < \frac{A}{2}$ feltételt be kell tartanunk. Korrelálatlan $\hat{R}_x(\tau)$ értékeket átlagolva a (24.33) kifejezésből

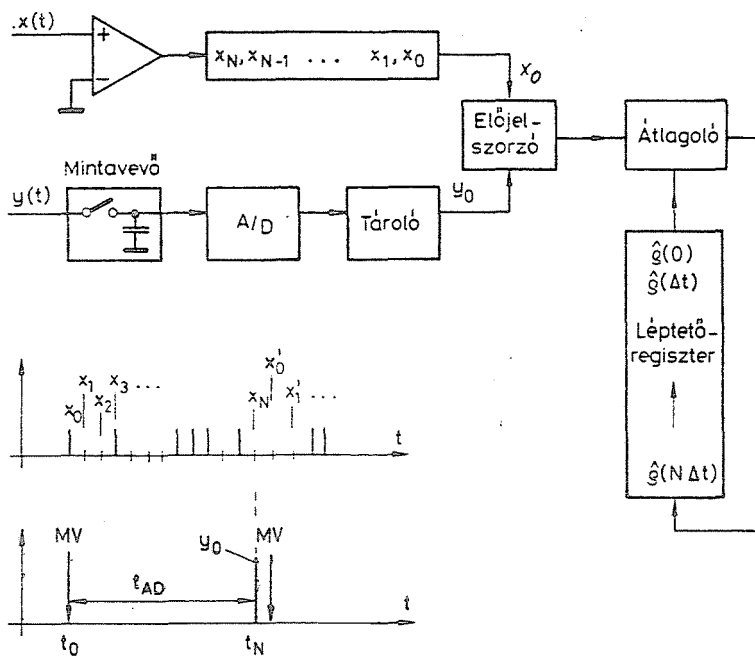
$$\text{var} \{ \hat{R}_{xy}(\tau) \} = \frac{1}{N} \left(\frac{A_1^2}{4} - \frac{A_2^2}{4} - R_{xy}^2(\tau) \right) \cong \frac{1}{N} (81 - r^2) \sigma_x^2 \sigma_y^2$$

adódik, ami több, mint egy nagyságrenddel nagyobb a Gauss-jelekre zajhozzákeverés nélkül kapott (24.34) varianciánál! A zajhozzákeverés nélküli mérés hátránya viszont a szükséges nemlineáris visszatorzítás, továbbá az, hogy σ_x és σ_y értékét külön meg kell mérnünk.

A polaritás koincidencia korrelátorhoz hasonlóan durván kvantáló más kisbiteszámú korrelátorok is létrehozhatók, ezek kvantitatív analízise [24.26]-ban olvasható.

A gyűrűmodulátoros korrelátor

Gyakran alkalmazzák a polaritás koincidencia korrelátor és a sokbites korrelátor közötti kompromisszumos megoldást (gyűrű-modulátoros korrelátor, másnéven Ring- vagy Relay-korrelátor, 24.30. ábra), hiszen a többfunkciós műszerekben egy-egy



24.30. ábra. A gyűrűmodulátoros korrelátor

sokbites A/D konverter, ill. átlagoló egység rendszerint úgyis megtalálható, másrészt a sokcsatornás méréshez történő gyors, kisbitszámú mintavételezés az egyik csatornán amúgy is időt biztosít a másik csatornán a lassúbb, de pontos A/D konverzióhoz; továbbá a sokcsatornás méréshez amúgy is célszerű a mért adatokat ciklikusan körbeforduló léptetőregiszterben tárolni.

A gyűrűmodulátoros korrelátor működése a következő: a t_0 időpontban a mintavételező egység feltölti a kondenzátort, és a léptető regiszter beveszi a komparátoron megjelenő x_0 értéket. Ezután Δt időközönként kerül be új érték a léptetőregiszterbe. Az x_N érték bevitelével egyidőben befejeződik az A/D konverzió, és a tárolóba betöltődik az y_0 érték.

Ezt a helyzetet mutatja a 24.30. ábra. Ezután működésbe lép az előjelszorzó. Az x csatornán bejövő egybites jel szorzása az y_0 értékkel előjelszorzással oldható meg. A léptetőregiszter sorban kiadja az $x_0, x_1, \dots$ értékeket és az előjelszorzó elvégzi a szorzást. Az $x y_0$ értéket összeadjuk (átlagoljuk) a második léptetőregiszterben tárolt $\hat{g}(i \Delta t)$ értékkel.

Az $x_0, \dots, x_N$ és y_0 értékek feldolgozása alatt az új A/D konverzió és az $x'_0, x'_1, \dots$ értékek bevétele folyamatosan történik. Így mire az x_N értéket is feldolgoztuk, az első léptetőregiszterben előáll az $x'_0, x'_1, \dots, x'_N$ sorozat és a tárolóba betöltődik az y'_0 érték: a szorzás és átlagolás ezekkel folyik tovább.

A gyűrűmodulátoros korrelátor előnye, hogy a komparátorok gyorsaságát kombinálja az A/D konverteres mérés kisebb varianciájával. A felbontás:

$$\Delta t = \frac{t_{AD}}{N}.$$

A torzítási kérdésekről hasonló mondható el, mint a polaritás koincidencia korrelátor esetében:

a) Ha a két bemenőjel egy *Gauss*-folyamatból származik, szintén nem szükséges hozzákevert zaj, de a középértékeket le kell választani (ld. 24.28. ábra). Ilyenkor a kovarianciabecslő a következő:

$$\hat{C}_{xy}(i\Delta t) = \frac{2}{\pi} \sigma_x \hat{q}(i\Delta t).$$

b) Egyéb esetekben egyenletes eloszlású független zajt keverünk az $x(t)$ jelhez $\left[|x(t)| < \frac{A}{2}\right]$,

$$\hat{R}_{xy}(i\Delta t) = \frac{A}{2} \hat{q}(i\Delta t).$$

A gyűrűmodulátoros korrelátor varianciáját általános esetben nem lehet zárt alakban meghatározni. 0 középértékű *Gauss*-jelekre azonban kiszámítható a variancia. Egyetlen mintavételi érték esetén

$$\text{var} \{\hat{C}(i\Delta t)\} = \frac{\pi}{2} (1+r^2) \sigma_x^2 \sigma_y^2,$$

tehát a variancia mindössze $\frac{\pi}{2} = 1,57$ -szer akkora, mint a sokbites korrelátornál (ld. (24.28) összefüggés). Ez azt jelenti, hogy független mintavétel esetén 1,57-szer több mintavétel kell azonos variancia eléréséhez. A szorzás elmaradása miatt viszont a mintavételi sebesség jobban növelhető, és így megközelíthető a sokbites korrelátorral elérhető variancia.

A korreláció indirekt elvű mérése

A korrelációs függvény kiszámítható a spektrumból:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi f\tau} df.$$

Ha tehát van eljárásunk a spektrum közvetlen becslésére, akkor inverz *Fourier*-transzformációval előállítható a korrelációs függvény becslője is. Ilyen eljárás a direkt *Fourier*-transzformáció (ld. 24.6.2. pont):

$$\hat{S}_{xy}(f) = \frac{1}{T} \overline{X(f, T)} Y(f, T), \quad (24.35)$$

ahol $X(f, T)$ a T hosszúságú mintaregisztrátum *Fourier*-transzformáltja. Mivel a *Fourier*-transzformáció az FFT algoritmus (ld. 24.7.5. pont) segítségével igen hatékonyan elvégezhető, sok adat esetén az indirekt korrelációbecslés kevesebb számítási kapacitást igényel, mint a közvetlen számítás.

Vizsgáljuk meg tehát az

$$\hat{R}_{xy}^c(\tau) = \int_0^{\frac{N}{T}} \frac{1}{T} \overline{X(f, T)} Y(f, T) e^{j2\pi f\tau} df$$

becslőt (az ún. cirkuláris korrelációs függvényt), ill. diszkrét megfelelőjét.

$$\begin{aligned}
E\{\hat{R}_{xy}^c(i\Delta t)\} &= E\left\{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N\Delta t} \left[\sum_{p=0}^{N-1} (x_p e^{+j2\pi \frac{pk}{N}}) \Delta t \sum_{q=0}^{N-1} (y_q e^{-j2\pi \frac{qk}{N}}) \Delta t \right] e^{j2\pi \frac{ik}{N}} \Delta t \right\} = \\
&= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum_{s=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|s|}{N}\right) R_{xy}(s\Delta t) e^{-j2\pi \frac{sk}{N}} e^{j2\pi \frac{ik}{N}} \right] = \\
&= \frac{1}{N} \sum_{s=-(N-1)}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left(1 - \frac{|s|}{N}\right) R_{xy}(s\Delta t) e^{j2\pi \frac{(i-s)k}{N}}.
\end{aligned}$$

A k szerinti összegzésben az exponenciális tényezők (komplex egységgyökök) csak akkor nem ejtik ki egymást, ha $(i-s)$ az N -nek egész számú többszöröse: esetünkben $i-s=0$ vagy $i-s=N$. Ilyenkor viszont az N tag összegzésével az $\frac{1}{N}$ szorzó kiesik:

$$E\{\hat{R}_{xy}^c(i\Delta t)\} = \left(1 - \frac{i}{N}\right) R_{xy}(i\Delta t) + \frac{i}{N} R_{xy}[(i-N)\Delta t], \quad i=0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (24.36)$$

Azt kaptuk, hogy a háromszög alakú, ún. *Bartlett*-ablakkal (ld. 24.6.2. pont) súlyozott korrelációs függvény bal oldala rámásolódik a jobb oldalra (24.31a. ábra). Ha a korrelációs függvény a $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$ intervallumon kívül elhanyagolható (tehát elegendően hosszú mintaregisztrátumot dolgozunk fel), ez az átmásolódás nem zavaró. Ha azonban $R(\tau)$ szélesebb (pl. periodikus komponens esetén egyáltalán nem tűnik el), akkor az egymásmásolódás kellemetlen torzítást okoz.

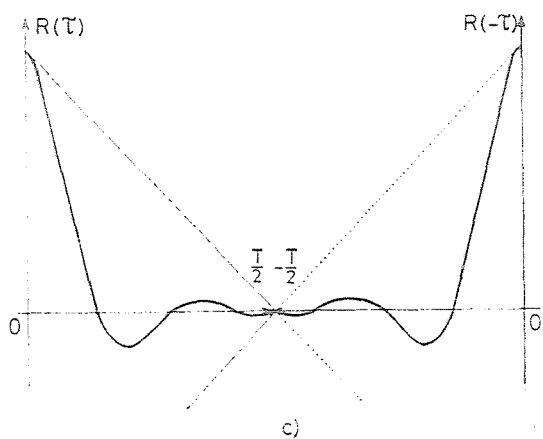
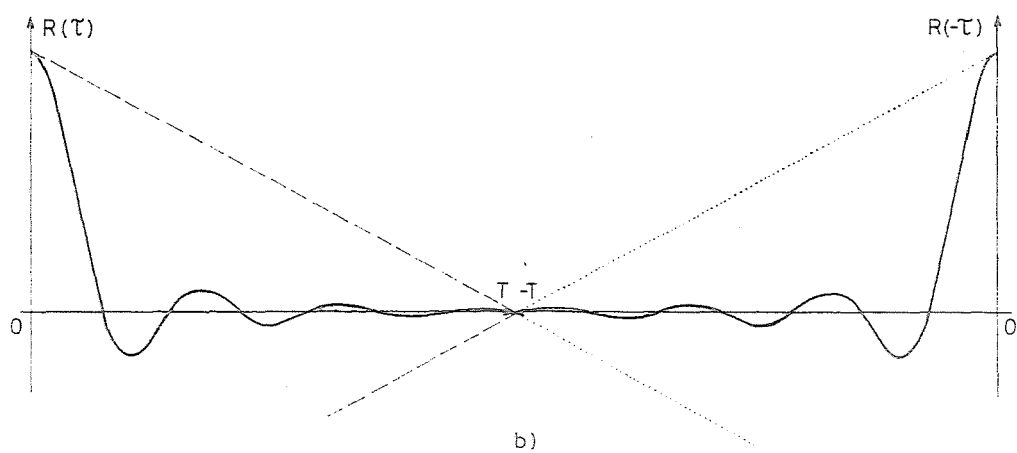
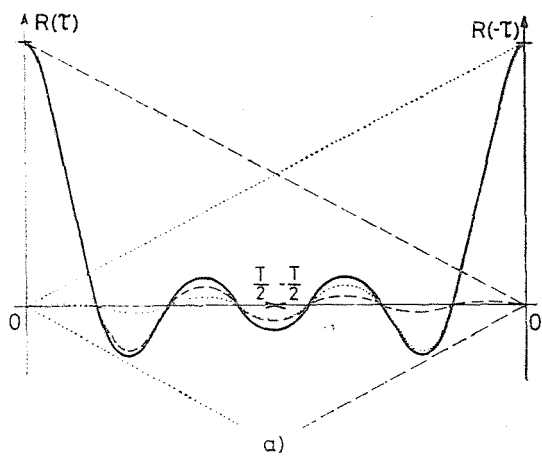
Vizsgáljuk meg, miből is származik az összemásolódás! A mintaregisztrátum az $i\Delta t$ ($i=0, \dots, N-1$) pontokban adott ($T=N\Delta t$ időtartam), és így *Fourier*-transzformáltja is N pontos. $X(f, T)$ -nek és $Y(f, T)$ -nek így a $\frac{k}{T}$ ($k=0, \dots, N-1$) helyeken (N pont) számítottuk ki az értékeit. Az utána elvégzett szorzásnak azonban konvolúció felel meg az időtartományban, és így az $i\Delta t$ ($i=0, \pm 1, \dots, \pm(N-1)$) pontokban kellene megkapnunk a korrelációs függvényt. Ennek a $2T$ korrelációhossznak azonban a frekvenciatartományban az $\frac{l}{2T}$ ($l=0, \dots, 2N-1$) pontok felelnek meg, tehát a spektrumra kétszer sűrűbb mintavételezéssel lenne szükségünk. Az N -pontos $X(f, T)$ -ből a mintavételi tétel értelmében a közbenső értékek is meghatározhatók, de a számítás meglehetősen körülményes (ld. 2.61. összefüggés). Ezért célszerűbb, ha az időtartományban kiegészítjük a mintaregisztrátumokat N darab 0-val, és így $2N$ -pontos diszkrét *Fourier*-transzformációt hajtva végre a megfelelő pontokban kapjuk meg a *Fourier*-transzformáltakat és a spektrumbecslőt (24.31b ábra). A másik megoldás az, hogy az időfüggvényt $T/2$ hosszra csonkítjuk (24.31c ábra).

A cirkuláris korreláció fellépte egyébként analóg azzal a megfigyeléssel, hogy míg a folytonos transzformáció a konvolúciót és a szorzást valóban egymásba viszi át, a DFT a frekvenciatartománybeli szorzást az ún. cirkuláris konvolúciónak felelteti meg:

$$Z_k = \sum_{i=0}^{N-1} y_{(k-i+N)(\text{mod } N)} x_i,$$

ahoi

$$(k-i+N)(\text{mod } N)$$



24.31. ábra. A cirkuláris korreláció

a $(k-i+N)$ szám N -re vonatkozó maradékát jelöli. Az állítás a cirkuláris korrelációhoz hasonlóan bizonyítható. A 24.6.2. pontban megmutatjuk, hogy a korreláció és konvolúció rokon műveletek, és ezt figyelembe véve nem meglepő, hogy a diszkrét megvalósítás mindkét esetben cirkularitást mutat.

A nullákkal való kiegészítéssel a körbeforduló sorozatba annyi nullát iktatunk, hogy a körbefordulás cirkuláris jellege a nullákkal való szorzás miatt eltűnjön (24.31b. ábra).

24.5. Valószínűség-sűrűségfüggvények és eloszlásfüggvények mérése

A valószínűség-sűrűségfüggvényeket és az eloszlásfüggvényeket gyakorlatilag mindig a definíciós összefüggések alapján:

$$F(x) = P(\xi < x), \quad f(x) \cong \frac{P\left(x - \frac{\Delta x}{2} \leq \xi < x + \frac{\Delta x}{2}\right)}{\Delta x}$$

mérjük relatív gyakoriság felvételével. Az eloszlásfüggvények mérése általában torzítatlan, a sűrűségfüggvények mérése annyira torzított, amennyire az $\left[x - \frac{\Delta x}{2}, x + \frac{\Delta x}{2}\right]$ intervallumban a sűrűségfüggvény sávközépen felvett értéke eltér az integrálközeptől.

A varianciát független mintavételi értékek esetén a binomiális eloszlású valószínűségi változókra vonatkozó képletek alapján határozhatjuk meg: pl. eloszlásfüggvény mérése esetén

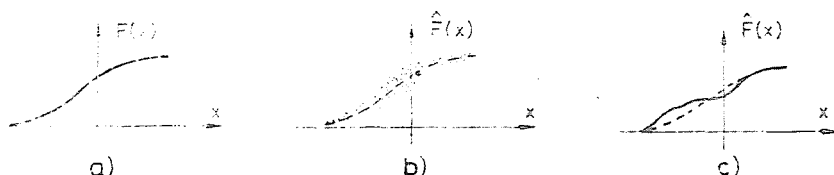
$$\text{var} \{F(x)\} = \frac{1}{N} F(x)[1 - F(x)], \quad (24.37)$$

sűrűségfüggvény mérése esetén

$$\text{var} \{f(x)\} = \frac{1}{N\Delta x^2} f(x)\Delta x[1 - f(x)\Delta x] \cong \frac{1}{N\Delta x} f(x). \quad (24.38)$$

Tipikus eloszlásfüggvény-mérési eredmények láthatók a 24.32. ábrán. A 24.32b ábrán jól megfigyelhető a (24.37) kifejezésből is levonható tanulság: a variancia $F(x) = 0,5$ -nél maximális. A 24.32c ábra olyan esetet mutat, ahol $\hat{F}(x_i)$ és $\hat{F}(x_j)$ korreláltak. Az eloszlásfüggvény varianciája felületes szemlélő számára „torzulásként” jelentkezik.

A következőkben a fenti függvények mérésére néhány jellegzetes megoldást mutatunk be. Nem térünk ki a minden esetben lehetséges számítógépes megoldásokra,



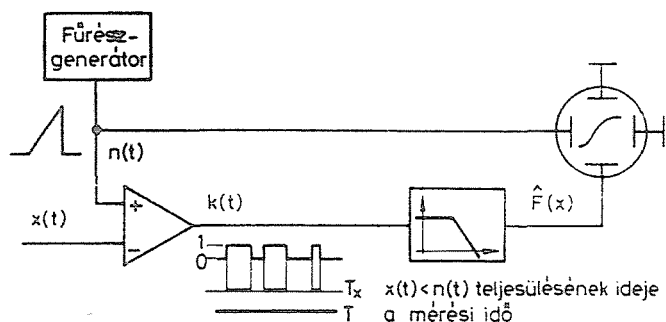
24.32. ábra. Az $\hat{F}(x_i)$ becslők korreláltságának hatása

a a mérendő $F(x)$ függvény; b mérési eredmény korrelátlan $\hat{F}(x_i)$ becslőkkel; c mérési eredmény korrelált $\hat{F}(x_i)$ becslőkkel

mivel ezek általában egyszerűen a megfelelő becslők számításos előállításából állnak (hisztogram-programok stb.).

A valószínűségeloszlás-függvény mérése megoldható pl. analóg módon a 24.33. ábrán látható módon. A fűrészgenerátor lassan végigsöpri a teljes amplitúdótartományt. A komparátor az aktuális fűrészjelértéket összehasonlítja az $x(t)$ jellel, a $k(t)$ kimenőjelet átlagolóra vezetjük. Az összeállítás az $F(x_i) \cong \frac{T_x}{T}$ összefüggés alapján becsli az eloszlásfüggvényt, tehát lényegében $k(t)$ kitöltési tényezőjét mérjük.

A részletes hibaanalízist ebben az esetben nem végezzük el. A becslés torzított, mivel az aluláteresztő szűrő miatt az $x < x_r$ -hez tartozó $\hat{F}(x)$ értékek is hatnak az $\hat{F}(x_i)$ becslőre, ezért a végigsöpési sebességet, valamint a szűrő határfrekvenciáját az előírt minimális torzítás, $F(x)$ alakja és $x(t)$ spektruma szabja meg.

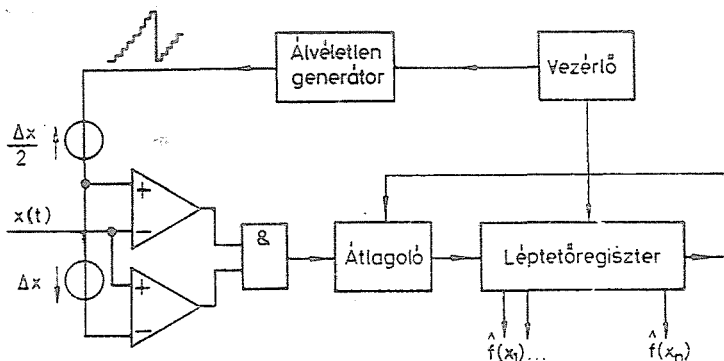


24.33. ábra. Az amplitúdóeloszlás-függvény analóg elvű mérése

A valószínűség-sűrűségfüggvény digitális elvű mérésére mutat példát a 24.34. ábra. Figyeljük meg a komparátor kialakítását: ez ún. ablakkomparátor, azaz akkor ad ki logikai 1 jelet, ha

$$n(t) - \frac{\Delta x}{2} < x(t) < n(t) + \frac{\Delta x}{2}.$$

Így tehát közvetlenül mérhetjük a Δx tartományokba való esés valószínűségét. A megoldás csak pozitív $f(x_i)$ értékeket szolgáltat, viszont $\hat{f}(x_i)$ integrálja nem feltétlenül 1.

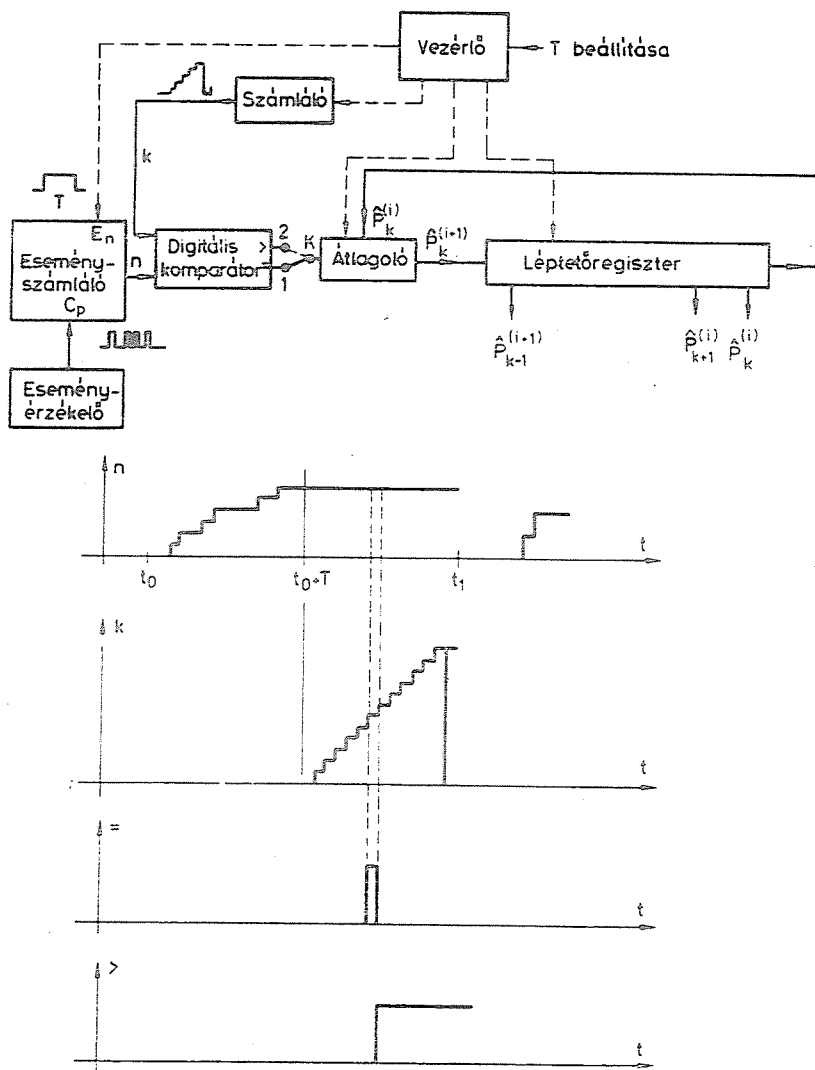


24.34. ábra. Ablakkomparátoros sűrűségfüggvény-mérő

Az eddigiekhez hasonlóan valószínűségi függvényeket becslünk az esemény-sűrűség- és időintervallum-statisztikák mérésekor is. Ezeket akkor használjuk, ha időben egymás után történő események bekövetkezésének törvényszerűségeit vizsgáljuk. Ilyen események pl. részecskebecsapódás, telefonhívás, kereszteződésen áthaladó autó stb.

Eseménysűrűség-függvényen az adott időintervallum alatt bekövetkező események számának sűrűségfüggvényét értjük. Az eseményszámhoz diszkrét eloszlás tartozik, a valószínűségek a 0, 1, 2, ... értékekhez vannak hozzárendelve.

Az eseményfolyamatokhoz rendelt másik jellemző az egymást követő események



24.35. ábra. Az esemény-sűrűség-statisztika mérése, idődiagramok

között eltelt idő valószínűség-eloszlásfüggvénye. Ez természetesen folytonos eloszlásfüggvény, a $(0, \infty)$ intervallumban van értelmezve.

Az eseményssűrűség- és intervallumstatisztikák az előzőkhöz hasonló elrendezésben mérhetők. Az eseményssűrűség-statisztika mérésére mutat példát a 24.35. ábra.

Ezzel az eszközzel adott idő alatt bekövetkező események számának P_k valószínűségeit mérjük (tehát egy diszkrét sűrűségfüggvényt becsülünk). A mérés két szakaszban történik. Először az eseményszámláló a vezérlőn beállított T ideig számlálja a bekövetkező eseményeket. Az eredmény n . Ezután a K kapcsoló „1” állásában a $\hat{P}_n$ értékhez 1-et, a többi becslőhöz 0-t átlagolunk. Ezt úgy végezzük el, hogy körbeléptetjük a léptetőregisztert. A lépések számát a számláló kimenete (k) jelzi. A digitális komparátor az n -edik lépésben logikai 1 jelet, egyébként logikai 0-t ad ki, ezért az átlagoló csak $\hat{P}_n$ értékét növeli. A körbeléptetés után a ciklus előlről kezdődik.

Az eloszlásfüggvény teljesen hasonlóan mérhető, de a digitális komparátor „=” kimenete helyett a „>” kimenetét kell felhasználni (a K kapcsoló „2” állása).

24.6. Az energetikai spektrumok mérési módszerei

Az energia jellegű (ill. teljesítmény jellegű) spektrumokat (tehát a teljesítmény-, az energiasűrűség-, a teljesítménysűrűség- és a kereszt-teljesítménysűrűség-spektrumot, (ld. 2.4. szakasz) összefoglaló néven energetikai spektrumoknak nevezzük. A jobb áttekinthetőség kedvéért röviden megismételjük ezek definícióját.

a) *Teljesítményspektrum*: periodikus jelek esetén

$$P_i = |C_i|^2, \quad \text{ahol} \quad C_i = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-j2\pi \frac{i}{T} t} dt, \quad (24.39)$$

és T a periódusidő.

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

$$E(f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \right|^2. \quad (24.40)$$

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

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (24.41)$$

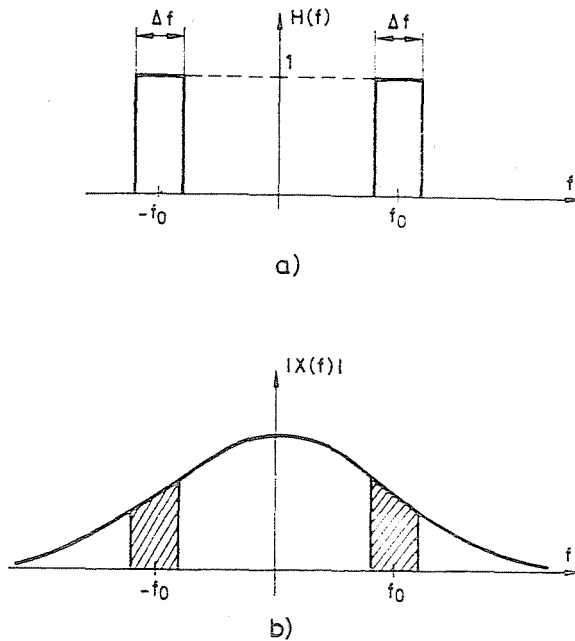
d) *Kereszt-teljesítménysűrűség-spektrum*: sztochasztikus és periodikus jelek esetén a kereszt-korrelációs függvény *Fourier*-transzformáltja:

$$S_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (24.42)$$

24.6.1. A sávszűrő analízis

Elnevezése szerint mindegyik energetikai spektrum az adott jel energia-, ill. teljesítménytartalmának frekvencia szerinti eloszlását írja le. Ezért várható, hogy ideális sávszűrővel (24.36. ábra) ezek a spektrumok mérhetők (24.37. ábra).

A teljesítményspektrum esetén az állítás nyilvánvaló: ha megfelelően keskeny sávszűrővel csak a minket érdeklő harmonikust engedjük át, a teljesítmény könnyen mérhető (24.37a ábra).



24.36. ábra. Sávszűrő spektrummérés
a az ideális sávszűrő; b a sávszűrő hatása

Az energiasűrűség-spektrum esetén már nem ennyire triviális a helyzet, de az állítás eléggé szemléletes, és a 24.37b ábrán látható mérőeszköz helyes működése itt is könnyen belátható. Legyen ugyanis a sávszűrő kimenőjele

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

Ebből a Fourier-transzformáltakra

$$Y(f) = H(f)X(f),$$

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

adódik. Az energia a fentiek és a Parseval-tétel segítségével átalakítva

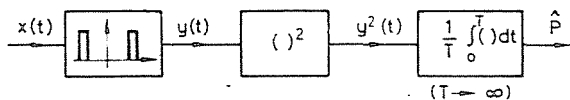
$$W = \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 |X(f)|^2 df =$$

$$= \int_{-f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{-f_0 + \frac{\Delta f}{2}} |X(f)|^2 df + \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} |X(f)|^2 df \approx 2\Delta f |X(f_0)|^2,$$

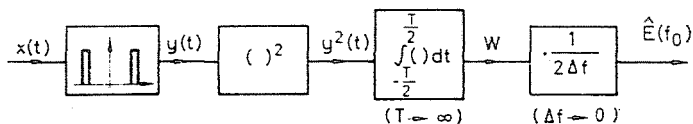
ami éppen a bizonyítani kívánt állítás.

A teljesítménysűrűség-spektrum esetén a 24.37c és 24.37d ábrán látható mérőeszköz helyes működése már egyáltalán nem triviális, hiszen a teljesítménysűrűség-spektrumot az autokorrelációs függvényen keresztül definiáltuk.

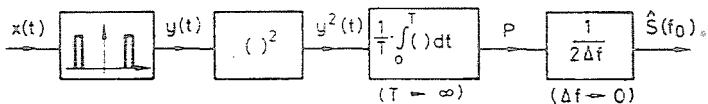
Vizsgáljuk meg tehát a 24.37c ábrán látható mérőeszközt.



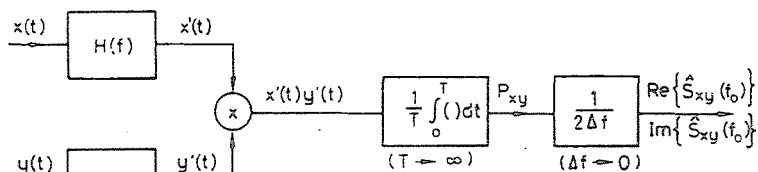
a)



b)



c)



d)

24.37. ábra. Az energetikai spektrumok mérése

a a sávteljesítmény mérése; b az energiasűrűség-spektrum mérése; c a teljesítménysűrűség-spektrum mérése; d a kereszteljesítménysűrűség-spektrum mérése

A 2.5.1. pontban láttuk, hogy $R_{yy}(\tau)$ kifejezhető a szűrő $h(t)$ függvénye és a bemenőjel autokorrelációs függvénye segítségével:

$$R_{yy}(\tau) = h(t) * h(-t) * R_{xx}(\tau). \quad (24.43)$$

Ugyanez a frekvenciatartományban:

$$S_{yy}(f) = |H(f)|^2 S_{xx}(f). \quad (24.44)$$

Ennek segítségével felírható a P teljesítmény:

$$\begin{aligned} P = \psi_y^2 = R_{yy}(0) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{yy}(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 S_{xx}(f) df = \\ &= \int_{-f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{-f_0 + \frac{\Delta f}{2}} S_{xx}(f) df + \int_{+f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{+f_0 + \frac{\Delta f}{2}} S_{xx}(f) df. \end{aligned}$$

Kis Δf esetén $S_{xx}(f)$ -et a sávközépen felvett értékével lehet helyettesíteni:

$$P \cong S_{xx}(-f_0) \Delta f + S_{xx}(f_0) \Delta f = 2S_{xx}(f_0) \Delta f.$$

Eszerint a mérőeszköz a $2\Delta f$ -fel való osztás után valóban a jel teljesítménysűrűség-spektrumát adja.

Az energetikai spektrumok sávszűrős becslésének hibái

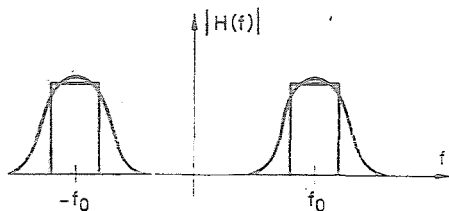
Az általános tárgyalásmód érdekében kizárjuk a teljesítményspektrumot a következő fejtegetésekből; helyette a periodikus jelekre is értelmezhető és vele egyenértékű teljesítménysűrűség-spektrumot vizsgáljuk.

Torzítás

Az eddigi levezetésekből látható, hogy az energetikai spektrumok sávszűrős becselője (ill. ennek várható értéke) végtelen idejű átlagolás esetén a következőkhöz hasonló módon írható fel:

$$E\{S_x(f_0)\} = \frac{1}{2\Delta f} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 S_x(f) df,$$

ahol $H(f)$ az f_0 középső sávszűrő átviteli függvénye. A valódi átviteli függvényt a számításokhoz gyakran közelítjük Δf sávzélességű ideális sávszűrővel (24.38. ábra).



24.38. ábra. A valódi sávszűrő és idealizált közelítése

Ezen becslés torzított, hiszen a becslőben $S_x(f)$ -nek $f \neq f_0$ -hoz tartozó értékeit is figyelembe vesszük. Általános esetben a becslés torzítása csak a fenti képlet alapján számítható. Ha azonban elfogadjuk az ideális sávszűrőközelítést, és feltételezzük, hogy $S_x(f)$ Taylor-sorba fejthető az f_0 helyen, akkor a következőket kapjuk:

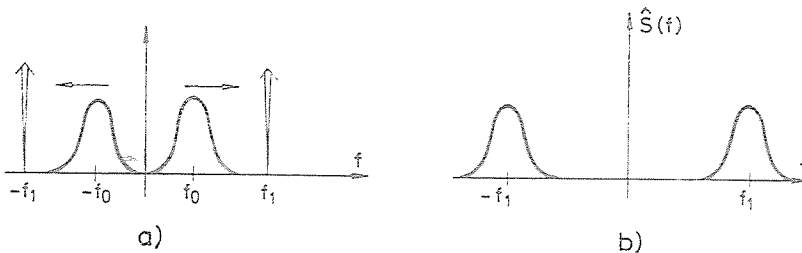
$$E\{\hat{S}_x(f_0)\} \cong \frac{1}{\Delta f} \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} \left[S_x(f_0) + \frac{dS_x(f)}{df} \Big|_{f=f_0} (f-f_0) + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \frac{d^2 S_x(f)}{df^2} \Big|_{f=f_0} (f-f_0)^2 \right] df = S_x(f_0) + \frac{1}{24} \frac{d^2 S_x(f)}{df^2} \Big|_{f=f_0} \Delta f^2. \quad (24.45)$$

A második tag a torzítás keresett közelítése.

Periodikus jelek teljesítménysűrűség-spektruma Dirac-delták összegéből áll. Ez a spektrum sehol sem fejthető Taylor-sorba, ezért másképp kell számolnunk. Egy f_1 frekvenciájú szinuszjel spektruma becslőjének várható értéke:

$$E\{\hat{S}_x(f_0)\} = \frac{1}{\Delta f} \int_0^{\infty} |H_{f_0}(f)|^2 \frac{U_p^2}{4} \delta(f-f_1) df = \frac{1}{\Delta f} \frac{U_p^2}{4} |H_{f_0}(f_1)|^2. \quad (24.46)$$

Ha a sávszűrő f_0 sávközepét végigtoljuk az f tengely mentén, akkor a kimeneti spektrum alakja f_1 körül éppen $|H_{f_1}(2f_1-f)|^2$ alakjával egyezik meg (24.39. ábra), így a maximális értékből $\hat{S}_x(f_1) = \frac{1}{\Delta f} \frac{U_p^2}{4} |H_{f_1}(f_1)|^2$ meghatározható. Ezért ha f_0 végigtolásával és maximumkereséssel mérjük a spektrumot, akkor az torzítatlan lesz (tudniillik az $\frac{U_p^2}{4} \frac{1}{\Delta f}$ értékhez viszonyítva), egyébként pedig $|H_{f_0}(f)|^2$ alakjától függően torzított.



24.39. ábra. Szinuszos jel spektrumának mérése

Variancia

1. Tranziens jelek spektruma definíciónk értelmében determinisztikus, ezért varianciája 0.

2. Sztochasztikus jelek esetén a sávszűrő kimenete 0 középvértékű, $2\Delta f$ sáv szélességű fehér Gauss-zaj. Ezért a spektrumbecslő varianciája a 24.37c ábrán látható elrendezésben $C_x(\tau)$ szélességénél nagyobb T mérési idő esetén

$$\text{var} \{\hat{\psi}_x^2\} \cong \frac{2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} C_x^2(\tau) d\tau \quad (24.47)$$

alapján (ld. 24.3.6. pont) a Parseval-tétellel

$$\text{var} \{\hat{S}_x(f_0)\} \cong \frac{S_x^2(f_0)}{\Delta f T}. \quad (24.48)$$

3. Periodikus jelek torzított spektrumbecslőjének olyan értelemben van varianciája, hogy a jelet véletlen fázishelyzetben kapcsoljuk az átlagolóra.

A varianciát f_1 frekvenciájú szinuszos jel T idejű integrátorral történő spektrumbecslésének esetére határozzuk meg feltételezve, hogy a sávszűrő bemenetére jóval korábban kapcsoltuk a jelet (a kimenet stacionárius).

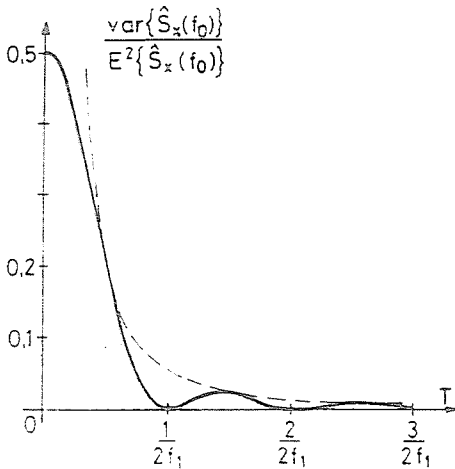
$$\begin{aligned} \hat{S}_x(f_0) &= \frac{1}{2\Delta f} \frac{1}{T} \int_0^T U_p^2 \cos^2(2\pi f_1 t + \varphi) |H_{f_0}(f_1)|^2 dt = \\ &= \frac{U_p^2}{4\Delta f} |H_{f_0}(f_1)|^2 + \frac{U_p^2}{4\Delta f} |H_{f_0}(f_1)|^2 \frac{1}{2\pi f_1 T} \sin(2\pi f_1 T) \cos(2\pi f_1 T + 2\varphi). \end{aligned}$$

Ha φ -t $(0, 2\pi)$ között egyenletes eloszlású valószínűségi változónak tekintjük, akkor a varianciát okozó második tag φ -nek szinuszos függvénye. Ebből könnyen kiszámítható a várható érték és a várható értékre vonatkoztatott relatív variancia:

$$E\{\hat{S}_x(f_0)\} = \frac{U_p^2}{4\Delta f} |H_{f_0}(f_1)|^2, \quad (24.49)$$

$$\frac{\text{var} \{\hat{S}_x(f_0)\}}{E^2 \{\hat{S}_x(f_0)\}} = \frac{1}{2} \text{sinc}^2(2\pi f_1 T). \quad (24.50)$$

A relatív variancia görbéje a 24.40. ábrán látható.



24.40. ábra. Szinuszos jel sávszűrős spektrumbecslőjének varianciája

24.6.2. A direkt Fourier-transzformáció

Amennyiben valamilyen módon elő tudjuk állítani egy tranziens jel *Fourier*-transzformáltját (24.7.5. pont), a determinisztikus jelek spektrumait egyszerűen meg tudjuk határozni. A determinisztikus tranziens jel spektruma (ill. ennek négyzete) maga az eredmény, a periodikus jelnél pedig egy periódust tranziens jelnek tekintve végrehajtjuk a *Fourier*-transzformációt és az eredményt a periódusidővel osztjuk: az alapharmonikus egész számú többszöröseinél a *Fourier*-sor együtthatóit kapjuk.

A sztochasztikus vagy ezzel kevert jelek teljesítménysűrűség-spektrumával bonyolultabb a helyzet. A *Fourier*-transzformációt lehetne úgy alkalmazni, hogy az autokorrelációs függvényt vetnénk alá a transzformálásnak, de ez megnehezítené a dolgot: először valamilyen mérőeszközzel meg kellene határozni a korrelogramot, majd transzformálni. Célszerűnek látszik inkább közvetlen eljárást keresni.

A 24.37b és 24.37c ábrát összehasonlítva megállapíthatjuk, hogy az energia- és teljesítménysűrűség-analizátor formailag csak egy $1/T$ szorzóban különbözik egymástól. Ezért felvetődik az a gondolat, hogy nem lehetne-e az autokorrelációs függvény kiszámításának megkerülésével a teljesítménysűrűség-spektrumot is közvetlenül a mintaregisztrátum *Fourier*-transzformáltjának abszolútérték-négyzetéből meghatározni?

Az eljárás helyes volta azért is várható, mert a *Fourier*-transzformáció a konvolúciót szorzásba viszi át:

$$z(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau - t)y(t) dt \Leftrightarrow Z(f) = X(f)Y(f),$$

és $x(t)$ argumentumát (-1) -gyel szorozva

$$R(\tau) \cong \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau)y(t) dt \Leftrightarrow S(f) \cong \frac{1}{T} \overline{X(f, T)}Y(f, T),$$

ugyanis

$$\begin{aligned} \overline{X(f)} &= \overline{\int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{j2\pi ft} dt = \int_{\infty}^{-\infty} x(-t)e^{j2\pi f(-t)} d(-t) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(-t)e^{-j2\pi ft} dt. \end{aligned}$$

Tekintsük tehát az $x(t)$ függvényből kivágott, T hosszúságú $x(t, T)$ mintaregisztrátumot. $x(t, T)$ tranziens jelnek tekinthető, ezért *Fourier*-transzformálható:

$$X(f, T) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t, T)e^{-j2\pi ft} dt = \int_0^T x(t)e^{-j2\pi ft} dt. \quad (24.51)$$

Ebből az energiasűrűség-spektrum:

$$E(f, T) = |X(f, T)|^2.$$

A 24.37b és 24.37c ábrák hasonlósága alapján azt várjuk, hogy ebből $S_x(f)$ közelítése így nyerhető:

$$\hat{S}_x(f, T) = \frac{1}{T} |X(f, T)|^2. \quad (24.52)$$

Ezt a közvetlen spektrumbecslési algoritmust *direkt Fourier-transzformációnak* (DRFT), a (24.52) kifejezést *periodogramnak* nevezzük.

A következőkben azt vizsgáljuk meg, hogy $\hat{S}_x(f, T)$ várható értéke hogyan közelíti $S_x(f)$ -et.

$$\begin{aligned} E\{\hat{S}_x(f, T)\} &= E\left\{\frac{1}{T} |X(f, T)|^2\right\} = \frac{1}{T} E\{|X(f, T)|^2\} = \\ &= \frac{1}{T} E\left\{\int_0^T X(t_1) e^{j2\pi f t_1} dt_1 \int_0^T x(t_2) e^{-j2\pi f t_2} dt_2\right\} = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \int_0^T E\{x(t_1)x(t_2)\} e^{j2\pi f t_1} e^{-j2\pi f t_2} dt_1 dt_2 = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \int_0^T R_x(t_2 - t_1) e^{j2\pi f t_1} e^{-j2\pi f t_2} dt_1 dt_2. \end{aligned}$$

Bevezetve a $\tau = t_2 - t_1$ helyettesítést, új változóként τ -t és t_1 -et választva:

$$E\{\hat{S}_x(f, T)\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^0 \int_{-\tau}^T R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} dt_1 d\tau + \frac{1}{T} \int_0^T \int_0^{T-\tau} R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} dt_1 d\tau.$$

Ebből közvetlenül adódik a végeredmény:

$$E\{\hat{S}_x(f, T)\} = \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = W_{BT}(f) * S_x(f). \quad (24.53)$$

Úgy tekinthetjük, hogy a háromszög alakú, ún. *Bartlett*-ablakkal szorzott autokorrelációs-függvény *Fourier-transzformáltja* adja a periodogram várható értékét.

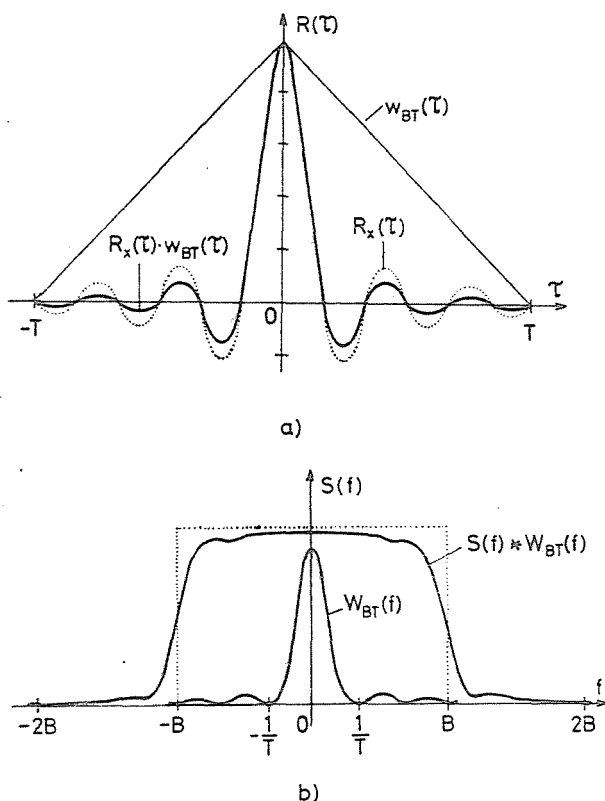
A *Bartlett*-ablak definíciója:

$$w_{BT}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T} & \text{ha } -T < \tau < T, \\ 0 & \text{egyébként.} \end{cases} \quad (24.54)$$

Példaképpen a 24.41a ábrán szemlélhetünk egy $R_x(\tau)$ függvényt. A mintaregisztrátum hossza T .

A 24.41b ábrán $S_x(f)$ -et láthatjuk és a *Bartlett*-ablak *Fourier-transzformáltját*. Ez utóbbi egyenlete:

$$W_{BT}(f) = \mathcal{F}\left\{1 - \frac{|\tau|}{T}\right\} = T \operatorname{sinc}^2(\pi f T) = T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}\right)^2. \quad (24.55)$$



24.41. ábra. A Bartlett-ablak fellépése

a az ablakfüggvény az időtartományban; *b* az ablakfüggvény a frekvenciatartományban

A direkt Fourier-transzformációs $\hat{S}(f)$ becslő torzításának képletéből (24.53) az is leolvasható, hogy a periodikus jelek DRFT-vel kapott teljesítménysűrűség-spektrumának becslője véges, azaz a Dirac-delták helyett a megfelelő helyeken a Bartlett-ablak jelenik meg (24.42. ábra):

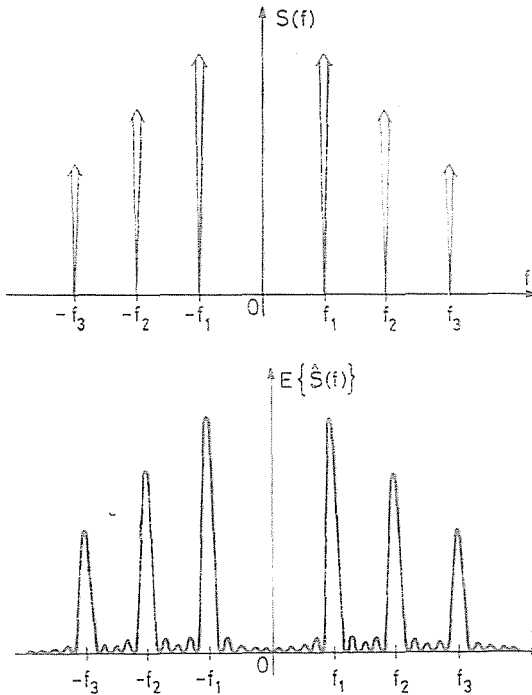
$$E\{\hat{S}(f)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2 \delta(f - nf_0) * W_{BT}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2 W_{BT}(f - nf_0). \quad (24.56)$$

Tehát a periodikus jelek analizálhatók a véges teljesítménysűrűségű sztochasztikus jelekkel együtt DRFT-vel, csak arra kell módszert kidolgoznunk, hogy az $\hat{S}(f)$ becslőből valahogy meg tudjuk határozni $|C_n|^2$ értékét. Erre a konkrét realizációknál fogunk kitérni.

A DRFT-vel végzett teljesítménysűrűség-spektrum becslés hibái

A torzítást (24.53) megadja, ezért itt csak a varianciával foglalkozunk.

Sztochasztikus esetben a variancia meghatározásához részletesebben kiírva a DRFT képletét:



24.42. ábra. Periodikus jel direkt *Fourier*-transzformációs becslése

$$\hat{S}_{xi}(f, T) = \frac{1}{T} \left| \int_0^T x_i(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2. \quad (24.57)$$

Az i index az i -edik mintaregisztrátumot jelzi.

Ebből:

$$\hat{S}_{xi}(f, T) = \frac{1}{T} \left[\left(\int_0^T x_i(t) \cos 2\pi ft dt \right)^2 + \left(\int_0^T x_i(t) \sin 2\pi ft dt \right)^2 \right]. \quad (24.58)$$

Ebben a kifejezésben

$$\xi_i = \int_0^T x_i(t) \cos 2\pi ft dt, \quad \text{valamint} \quad \eta_i = \int_0^T x_i(t) \sin 2\pi ft dt$$

valószínűségi változók, amelyek normális eloszlásúak, ha $x_i(t)$ is az (a normális eloszlás általában tetszőleges $x(t)$ esetén jó közelítés a centrális határeloszlási tétel következtében, ha $R(\tau)$ T -hez viszonyítva hamar eltűnik).

Ezek a valószínűségi változók $fT \gg 1$ vagy $fT = (\text{pozitív egész})$ esetén függetlenek, várható értékük zérus, varianciájuk pedig közelítőleg $\frac{T}{2} S_x(f)$ -fel egyezik meg, hiszen

$$E\{\hat{S}_{xi}(f, T)\} = E\left\{\frac{1}{T} (\xi_i^2 + \eta_i^2)\right\} \cong S_x(f).$$

Ezért a következő írható :

$$2 \frac{\hat{S}_{xi}(f, T)}{S_x(f)} = 2 \frac{\frac{1}{T} (\xi_i^2 + \eta_i^2)}{S_x(f)} = \frac{\xi_i^2 + \eta_i^2}{\frac{T}{2} S_x(f)} = \chi^2.$$

A $2 \frac{\hat{S}_{xi}(f, T)}{S_x(f)}$ hányados tehát két szabadságfokú χ^2 eloszlású valószínűségi változó.

Ennek alapján a relatív standard hiba négyzete :

$$\epsilon_r^2(f) = \frac{\text{var} \{ \hat{S}_{xi}(f, T) \}}{S_x^2(f)} = \frac{1}{4} \text{var} \left\{ 2 \frac{\hat{S}_{xi}(f, T)}{S_x(f)} \right\} = \frac{1}{4} \text{var} \{ \chi^2 \} = \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot 2 = 1. \quad (24.59)$$

Hasonlóan számítható $f=0$ esetén a variancia, csak az χ^2 eloszlás szabadságfoka lesz 1 :

$$\epsilon_r^2(0) = \frac{\text{var} \{ \hat{S}_{xi}(0, T) \}}{S_x^2(0)} = 2. \quad (24.60)$$

A (24.59) kifejezés másképp felírva azt jelenti, hogy

$$\text{var} \{ \hat{S}_{xi}(f, T) \} \cong S_x^2(f).$$

Összevetve ezt a sávszűrős analízisnél kapott (24.48) kifejezéssel, formálisan az adódik, hogy

$$\Delta f T = 1,$$

azaz

$$\Delta f = \frac{1}{T}.$$

Ez pedig szemléletünknek éppen megfelel : a *Bartlett*-ablak szélessége kb. $\frac{1}{T}$, és mindkét eljárás kihasználja a T idő alatt nyerhető maximális információt.

A relatív standard hiba értéke tehát az $f \neq 0$ helyen 1 (100%), és a mintaregisztrátum hosszától (T -től) független, így a becslés nem konzisztens. Az egységnyi relatív hiba azt jelenti, hogy a becslő a várható érték körül 100%-ot szór, ami a gyakorlatban használhatatlanná teszi. A relatív hiba csökkentésének módszereit a 24.8.3. pontban találja az Olvasó.

Periodikus jelek analízisének a *Gauss*-közelítés nem alkalmazható. A sztochasztikus jelleget az adja, hogy az analizálandó szinuszjel fázisa a feldolgozás szempontjából általában véletlenszerű.

Legyen $x(t) = U_p \cos(2\pi f_1 t + \varphi)$, ahol a φ fázis a $(0 \dots 2\pi)$ tartományban egyenletes eloszlású valószínűségi változó.

$$\begin{aligned} X(f, T) &= \int_0^T x(t) e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \int_0^T U_p \frac{e^{j(2\pi f_1 t + \varphi)} + e^{-j(2\pi f_1 t + \varphi)}}{2} e^{-j2\pi f t} dt = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{U_p}{2} \left[\frac{e^{j[2\pi(f_1-f)t+\varphi]}}{j2\pi(f_1-f)} + \frac{e^{-j[2\pi(f_1+f)t+\varphi]}}{-j2\pi(f_1+f)} \right]_0^T = \\
&= \frac{U_p}{2} \left(e^{j\varphi} \frac{e^{j2\pi(f_1-f)T}-1}{j2\pi(f_1-f)} + e^{-j\varphi} \frac{e^{-j2\pi(f_1+f)T}-1}{-j2\pi(f_1+f)} \right) \cdot \\
\hat{S}(f, T) &= \frac{1}{T} \overline{X(f, T)} X(f, T) = \\
&= \frac{U_p^2}{4T} \left[\frac{2-2\cos 2\pi(f_1-f)T}{4\pi^2(f_1-f)^2} + \frac{2-2\cos 2\pi(f_1+f)T}{4\pi^2(f_1+f)^2} + \right. \\
&\quad + \frac{e^{-j2\varphi}(1-2e^{-j2\pi f_1 T} \cos 2\pi f T + e^{-j4\pi f_1 T})}{-4\pi^2(f_1^2-f^2)} + \\
&\quad \left. + \frac{e^{j2\varphi}(1-2e^{j2\pi f_1 T} \cos 2\pi f T + e^{j4\pi f_1 T})}{-4\pi^2(f_1^2-f^2)} \right]. \tag{24.61}
\end{aligned}$$

Az első két tag determinisztikus. Átalakítva őket:

$$\begin{aligned}
&\frac{U_p^2}{4} \frac{1}{T} \frac{\sin^2 \pi(f_1-f)T}{[\pi(f_1-f)T]^2} + \frac{U_p^2}{4} \frac{1}{T} \frac{\sin^2 \pi(f_1+f)T}{[\pi(f_1+f)T]^2} = \\
&= \frac{U_p^2}{4} [T \operatorname{sinc}^2 \pi(f_1-f)T + T \operatorname{sinc}^2 \pi(f_1+f)T]. \tag{24.62}
\end{aligned}$$

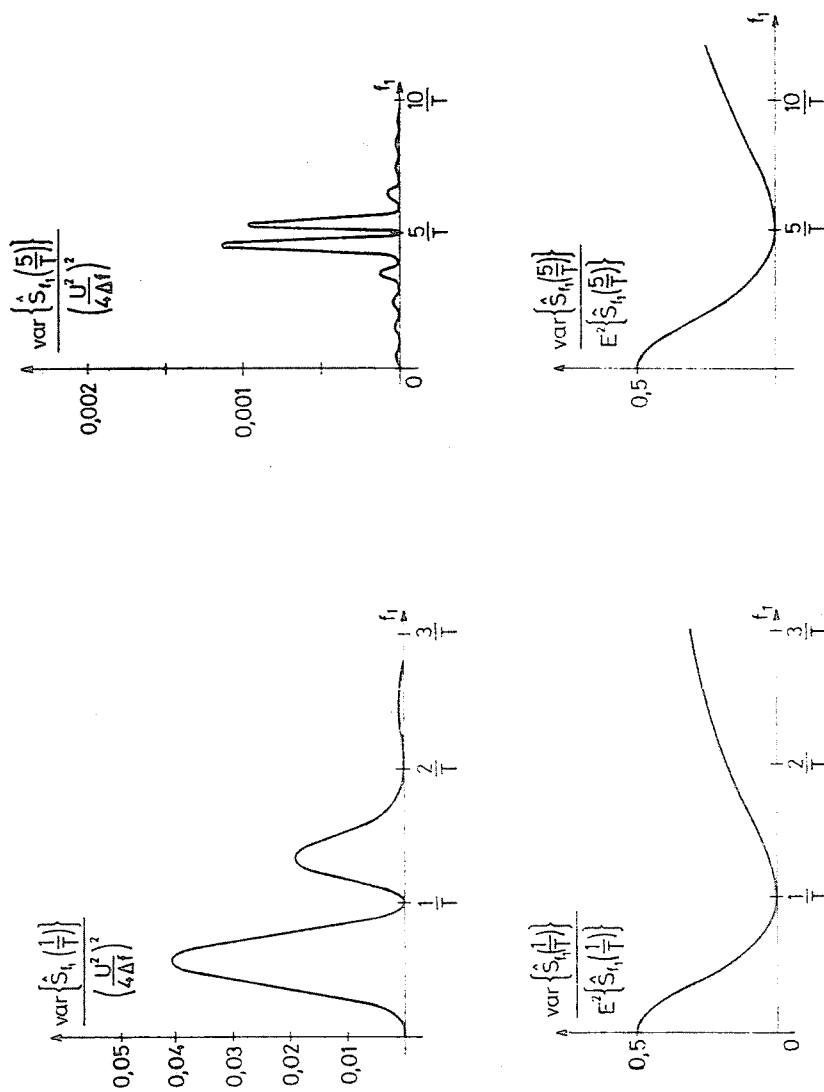
A zárójeles kifejezés éppen az f_1 és $-f_1$ közepű *Bartlett*-ablak összege, amint ez a (24.56) kifejezésből várható is volt.

(24.61) harmadik és negyedik tagjának várható értéke $E\{e^{j2\varphi}\} = 0$ miatt 0. Ezért ezek járulékos torzítást nem okoznak, csak varianciát. A két tagot egyszerűbb jelölésekkel felírva

$$\xi = e^{j2\varphi} Y + e^{-j2\varphi} \bar{Y}.$$

Ez φ függvényének tekintve $2|Y|$ amplitúdójú szinuszfüggvény. Ezért:

$$\begin{aligned}
\operatorname{var} \{\xi\} &= 2|Y|^2, \\
2|Y|^2 &= 2Y\bar{Y} = \frac{2U_p^4}{(4T)^2} (1 + 4\cos^2 2\pi f T + 1 + 2\cos 4\pi f_1 T - 4\cos 2\pi f_1 T \cos 2\pi f T - \\
&\quad - 4\cos 2\pi f_1 T \cos 2\pi f T) \frac{1}{[4\pi^2(f^2-f_1^2)]^2} = \\
&= \frac{2}{64} \frac{U_p^4}{T^2} \frac{(\cos 2\pi f T - \cos 2\pi f_1 T)^2}{[\pi^2(f^2-f_1^2)]^2} = \frac{2U_p^4}{16\Delta f^2} \operatorname{sinc}^2[\pi(f-f_1)T] \operatorname{sinc}^2[\pi(f+f_1)T]. \tag{24.63}
\end{aligned}$$



24.43. ábra. Periodikus jel direkt Fourier-transzformációs becslésének varianciája

A várható érték négyzetéhez viszonyított relatív variancia közelítése $f \approx f_1$ esetén

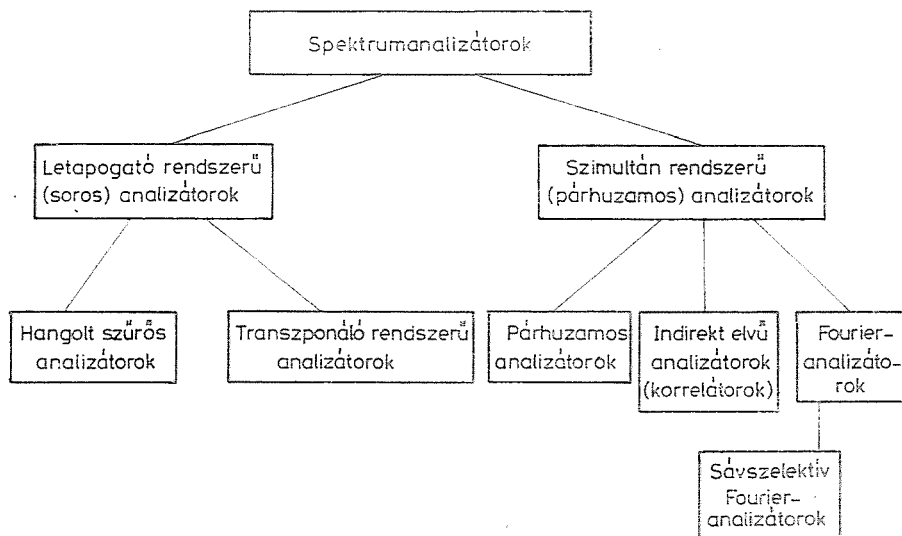
$$\frac{\text{var}\{\xi\}}{E^2\{\xi\}} = \frac{2 \text{sinc}^2[\pi(f-f_1)T] \text{sinc}^2[\pi(f+f_1)T]}{(\text{sinc}^2[\pi(f-f_1)T] + \text{sinc}^2[\pi(f+f_1)T])^2} \approx \frac{2 \text{sinc}^2[\pi(f+f_1)T]}{\text{sinc}^2[\pi(f-f_1)T]} \quad (24.64)$$

A 24.43. ábrán var $\{\hat{S}(f, T)\}$ abszolút, ill. relatív értéke látható a szinusz-frekven-
cia (f_1) függvényében f néhány értéke mellett (a DRFT esetén a spektrumot az
 $f = \frac{k}{T}$ helyeken becsljük, ezért ezeken a helyeken adjuk meg a varianciát is).

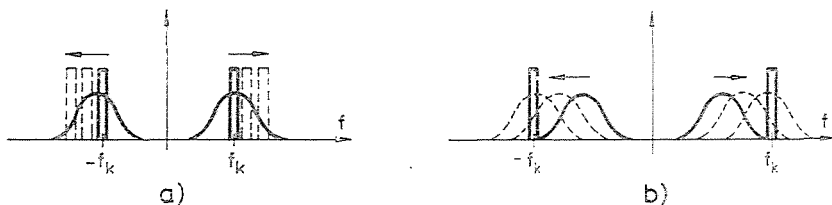
24.7. Spektrumanalizátor-típusok

Az eddigiekben láttuk, hogy spektrummérést közvetlen módon megvalósító analizá-
torok csak normáló tényezőkben különböznek. Ezért a következőkben egységesen
tárgyalhatjuk az analizátorokat, az alkalmazási korlátokra esetenként kitérünk.

A spektrumanalizátorokat működési elvük szerint a 24.44. ábrán látható módon
csoportosítjuk. A továbbiakban részletesen ismertetjük az egyes típusokat.



24.44. ábra. A spektrumanalizátorok felosztása



24.45. ábra. A letapogató módjai
a szűrőhangolás; b spektrummozgató

Letapogató rendszerű analízátorok

A letapogató rendszerű analízátorok közös jellemzője, hogy egy időpillanatban a spektrumnak csak egyetlen pontját mérik. Ezért végig kell pásztázniuk a spektrumot a teljes mérés elvégzéséhez. Tranziens jel analízisére csak akkor alkalmasak, ha a tranziens jelet időben periodikusan megismétljük.

A spektrum egy pontját a sávszűrős elv alapján mérhetjük. A pásztázás kétféle módon végezhető el:

1. A szűrő f_k középfrekvenciáját változtatjuk (hangolt szűrős analízátor, 24.45a ábra).
2. A spektrumot toljuk végig a fix középfrekvenciájú frekvenciaablak előtt (transzponáló rendszerű, más néven heterodin analízátor, 24.45b ábra).

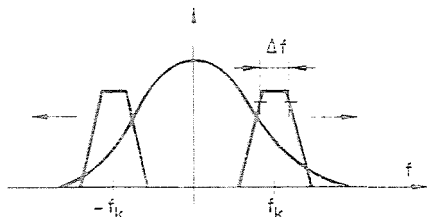
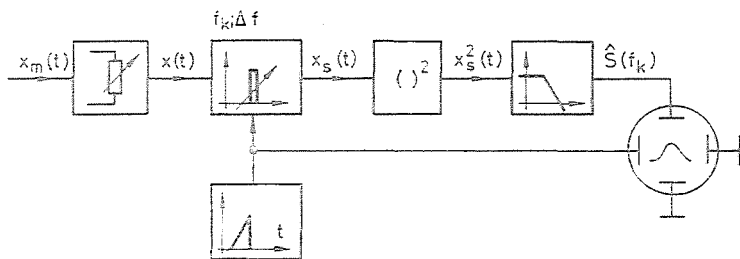
24.7.1. Hangolt szűrős analízátorok

A hangolt szűrős analízátor felépítése a 24.46. ábrán látható.

Az $x(t)$ jel elektronikusan hangolható középfrekvenciájú sávszűrőre jut. A sávszűrő hangolójelét fűrészgenerátor szolgáltatja, és a középfrekvenciával arányos fűrészfeszültség jut a kijelző X bemenetére is. A sávszűrő kimenőjelének teljesítménye arányos az $x_m(t)$ jelnek az $f_k \pm \frac{\Delta f}{2}$ frekvenciasávba eső teljesítményével. E teljesítmény becslőjét négyzetreemelő és felejtő módon (aluláteresztő szűrővel) átlagoló (videoszűrő) egység segítségével állítjuk elő.

A kijelző leggyakrabban $X-Y$ rekorder, oszcilloszkóp, ill. tároló oszcilloszkóp.

A végigsöprési sebességet a sávszűrő és a videoszűrő tranzienseinek ideje (beállási idő) korlátozza:



24.46. ábra. A hangolt szűrős analízátor elve és spektruma

- minél jobb a felbontás (Δf minél kisebb), annál hosszabb a beállási idő;
- minél kisebb a videoszűrő határfrekvenciája (és így minél kisebb a becsülő varianciája) annál hosszabb a beállási idő.

A széles frekvenciatartományban való pontos sweepest igen nehéz megvalósítani. A folytonos hangolászú elemek közül az elektronikus hangolászúak (pl. varicap) hangolási tartománya kicsi, és nemlineáris, a mechanikus hangolászúaké (forgókondenzátor, potenciométer) pedig nehézkesen automatizálható és kb. két nagyságrendnél nem nagyobb. A diszkrét hangolás (pl. kondenzátorok ki/be kapcsolása) viszont kellemetlen tranzienseket okozhat. Kellemetlen továbbá, hogy magasabb fokszámú szűrők hangolásához több elem együttfutását kellene biztosítanunk. Ez nehezen oldható meg, ezért a hangolt szűrős analízátor felbontóképessége korlátozott (oktáv, terc).

A hangolt szűrős analízátorokban egyformán megvalósítható az állandó sáv szélesség ($\Delta f = \text{const.}$), ill. az állandó relatív sáv szélesség $\left(\frac{\Delta f}{f} = \text{const.}\right)$.

24.7.2. Transzponáló rendszerű analízátorok

A hangolt szűrős analízátor súlyos nehézsége, hogy a gyakorlatban nem tudunk kellően szelektív és széles frekvenciatartományban hangolható szűrőt készíteni. Fix frekvencián építhető megfelelő szűrő, ehhez viszont a spektrumot kell mozgatnunk a frekvenciatartományban a szűrő előtt (24.45b ábra).

A keverés

A spektrummozgatás keveréssel oldható meg (24.47. ábra).

A fűrészgenerátor által előállított feszültség vezérli a hangoló oszcillátort (VCO) és a kijelző X bemenetét. A VCO a fűrészfeszültség pillanatértékével arányos frekvenciájú szinuszos jelet állít elő, mellyel összeszorozzuk (moduláljuk) a leosztott mérendő jelet.

A moduláció hatására a spektrum széthasad (24.47b ábra). A következőkben a spektrum széthasadását belátjuk periodikus, tranziens és sztochasztikus jelekre is. Legyen a moduláló jel $y(t) = \cos(2\pi f_1 t + \varphi)$.

a) Periodikus jel esetén

$$\begin{aligned} U \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_1 t + \varphi) &= \\ &= \frac{U}{2} \cos[2\pi(f_0 + f_1)t + \varphi] + \frac{U}{2} \cos[2\pi(f_0 - f_1)t - \varphi]. \end{aligned} \quad (24.65)$$

Látható, hogy az eredmény $f_0 + f_1$ és $f_0 - f_1$ frekvenciájú szinuszos jelek összege.

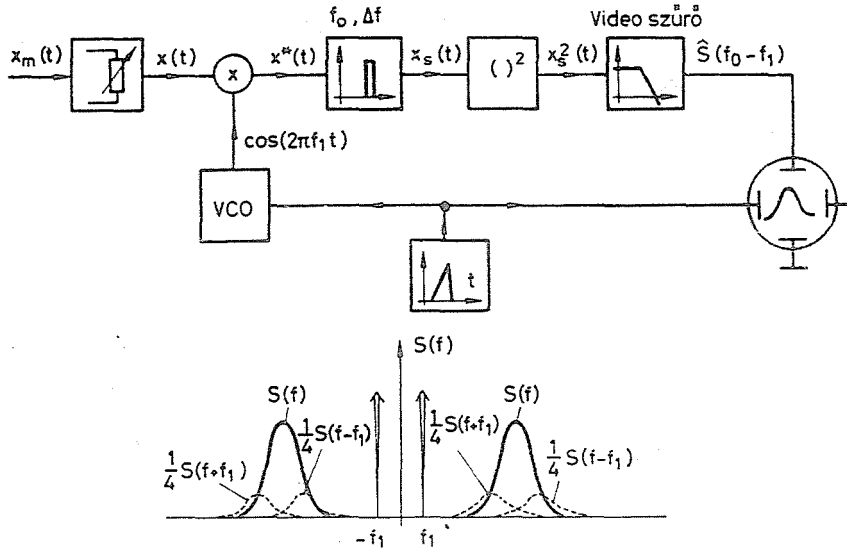
b) Tranziens jelek esetén

$$\begin{aligned} X^*(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos(2\pi f_1 t + \varphi) e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{e^{j(2\pi f_1 t + \varphi)} + e^{-j(2\pi f_1 t + \varphi)}}{2} e^{-j2\pi f t} dt = \end{aligned}$$

$$= \frac{e^{j\varphi}}{2} X(f-f_1) + \frac{e^{-j\varphi}}{2} X(f+f_1). \quad (24.66)$$

A tranziens jel amplitúdóspektruma tehát széthasad. A széthasadt spektrumok szorzója $\varphi=0$ esetén 1. Az energiasűrűség-spektrum:

$$E_x(f) = \overline{X^*(f)} X^*(f) = \frac{1}{4} E_x(f-f_1) + \frac{1}{4} E_x(f+f_1) + \frac{e^{-j2\varphi}}{4} \overline{X(f-f_1)} X(f+f_1) + \frac{e^{+j2\varphi}}{4} X(f-f_1) \overline{X(f+f_1)}. \quad (24.67)$$



24.47. ábra. Keverés szinuszos jellel

Az első két tag a felhasadt spektrum. A harmadik és negyedik tag a φ fázistól és a felhasadt spektrum átlapolódásától függ.

Ha feltételezzük, hogy $X(f-f_1)$ és $X(f+f_1)$ nem lapolódik át (tehát pl. $X(f)$ f_1 sávkorlátú), akkor az utolsó két tag 0 lesz:

$$E_{x^*}(f) = \frac{1}{4} E_x(f-f_1) + \frac{1}{4} E_x(f+f_1). \quad (24.68)$$

c) Sztochasztikus esetben vizsgáljuk meg először a modulált jel autokorrelációs függvényét fix φ fázis esetén:

$$R_{x^*}(\tau, t) = E\{x(t) \cos[2\pi f_1 t + \varphi] x(t+\tau) \cos[2\pi f_1(t+\tau) + \varphi]\} = R_x(\tau) \cos[2\pi f_1 t + \varphi] \cos[2\pi f_1(t+\tau) + \varphi]. \quad (24.69)$$

A korrelációból látható, hogy a folyamat instacionáriussá vált, ezért az ergodikus hipotézis közvetlenül nem alkalmazható.

Számunkra azonban az a fontos, hogy feldolgozási algoritmusunk valahogy visszaadja $S_x(f)$ -et. A t szerint vett átlagolás (melyre a variancia csökkentése céljából egyébként is szükség van) lecsökkenti a periodikus instacionaritást:

$$\begin{aligned}
 R'_x(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T E\{x(t) \cos[2\pi f_1 t + \varphi] x(t+\tau) \cos[2\pi f_1(t+\tau) + \varphi]\} dt = \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T E\{x(t)x(t+\tau)\} \frac{1}{2} \left(\cos 2\pi f_1 \tau + \cos[2\pi f_1(2t+\tau)+2\varphi] \right) dt = \\
 &= \frac{1}{2} R_x(\tau) \cos(2\pi f_1 \tau) + \frac{1}{2} R_x(\tau) \frac{\sin 2\pi f_1 T}{2\pi f_1 T} \cos[2\pi f_1(T+\tau)+2\varphi]. \quad (24.70)
 \end{aligned}$$

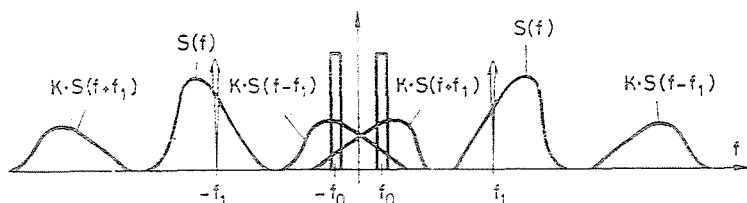
Mivel elegendően nagy T esetén a második tag elhanyagolható, továbbá az $x(t)$ jeltől függetlenül véletlen φ fázis esetén várható értéke is 0, jó közelítéssel az első tagból számítható a modulált jel spektruma:

$$\begin{aligned}
 S_x(f) &\cong \int_{-\infty}^{\infty} R'_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \cong \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} R_x(\tau) \frac{e^{j2\pi f_1 \tau} + e^{-j2\pi f_1 \tau}}{2} e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \\
 &= \frac{1}{4} [S_x(f-f_1) + S_x(f+f_1)]. \quad (24.71)
 \end{aligned}$$

Ez az, amit bizonyítani akartunk.

A jellemző frekvenciák megválasztása

A sávszűrő a széthasadt spektrum $f_0 \pm \Delta f/2$ sávba eső részét engedi át, és a detektor kimenetén ennek becslője jelenik meg. Ebből azonnal megállapítható egy rendkívül fontos követelmény: f_0 -t és az $(f_{1\min} < f_1 < f_{1\max})$ tartományt úgy kell megválasztanunk, hogy a széthasadt spektrumnak csak az egyik fele essen az f_0 középső sávra, hiszen egyébként torzított lesz a mérés: nem tudjuk szétválasztani a szuperponálódó spektrumértékeket (24.48. ábra).

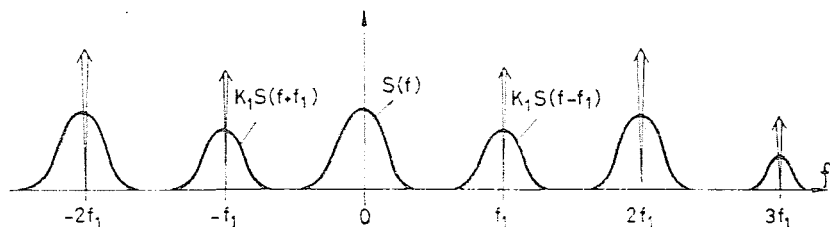


24.48. ábra. A spektrum torzított becslése

A 24.47. ábrán látható egyszerű felépítésű analizátornál a következő nehézségekbe ütközünk:

- A bemenőjel sávzélessége gyakran nagyobb, mint $f_0 + f_1$, ezért a felhasított spektrum torzulhat;

- A modulátorral általában nem tudunk tiszta harmonikus keverést létrehozni. A keverő a gyakorlatban nem teljesen kiegyenlített (a bemenőjelek gyengítve átjutnak rajta), továbbá a keverő gyakran torzítja az oszcillátor jelét (különösen a széles frekvenciatartományban használható kapcsolóüzemű keverő), azaz a felharmonikusok is modulálódnak. Ez azt jelenti, hogy a kevert jel spektruma (24.49. ábra):



24.49. ábra. A felharmonikus keverés

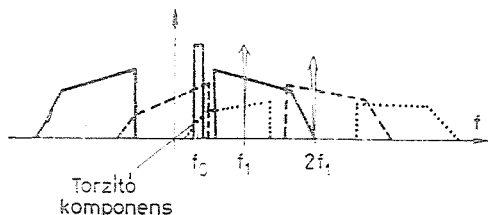
$$S'_{x*}(f) = \sum_k [a_k S(f - k(f_1)) + b_k \delta(f - kf_1)]. \quad (24.72)$$

Ezt figyelembe véve kell tehát úgy megválasztanunk f_0 -t és a változó f_1 határait, hogy a mérés torzítatlan legyen;

— Az f_0 középfrekvenciának lehetőleg kis értékűnek kell lennie (legfeljebb néhány MHz), hogy a kellő sáv szélességet biztosítani tudjuk. Ezért a VCO-val szemben támasztott igény túl nagy: a szükséges frekvencialöket gyakorlatilag megvalósíthatatlan. Tegyük fel pl., hogy a 100 Hz...1 MHz tartományt kívánjuk analizálni. Ha f_0 -t kb. 50 Hz-re választjuk, a VCO-nak az 50 Hz...1 MHz tartományt kell végigsöpörnie, ami $2 \cdot 10^4$ frekvencialöketet jelent. Ha viszont f_0 lehet nagyobb (pl. $f_0 = 1$ MHz), akkor a szükséges 1 MHz-es végigsöpítés pl. 1 MHz...2 MHz között mindössze kétszeres frekvencialöketet jelent.

Ezen nehézségek közül az első könnyen megoldható: a bemeneten aluláteresztő szűrőt kell alkalmaznunk. A különböző jellegzetes frekvenciák megválasztása azonban már alapos megfontolást igényel.

A már részletezett kiegyenlítetlenség miatt az f_0 középfrekvenciát nem lehet a mérési tartományban megválasztani. Ha f_0 -t a mérési tartomány alatt választjuk meg, akkor a felharmonikus keverés okoz torzulást. A 24.50. ábrán pl. az f_0 középfrekven-



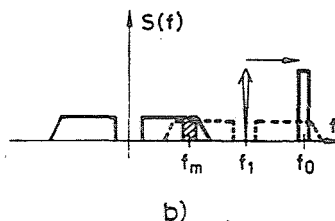
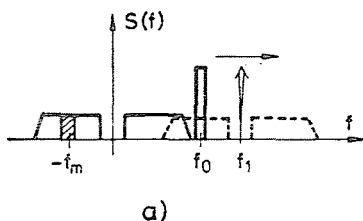
24.50. ábra. A felharmonikus keverés okozta torzítás

cián nemcsak az f_1 frekvenciával kevert spektrum (alapharmonikus keverés, szaggatott vonal), hanem a $2f_1$ felharmonikus frekvenciával kevert spektrum (pontozott vonal) is megjelenik. Ezért f_0 -t a mérési tartomány fölött szokás megválasztani. A mérési tartomány fölött érdemes kijelölni az $f_{1\min} < f_1 < f_{1\max}$ tartományt is. Ennek oka az itt szükséges kis frekvencialöket.

Az eddigiek alapján két lehetőségünk maradt a frekvenciakiosztásra (f_m a mérendő frekvencia):

$$f_m < f_0 < f_1, \quad (24.51a \text{ ábra}),$$

$$f_m < f_1 < f_0, \quad (24.51b \text{ ábra}).$$



24.51. ábra. Keverési módok

a a középfrekvencia a keverőjel frekvenciája alatt, b a középfrekvencia a keverőjel frekvenciája felett

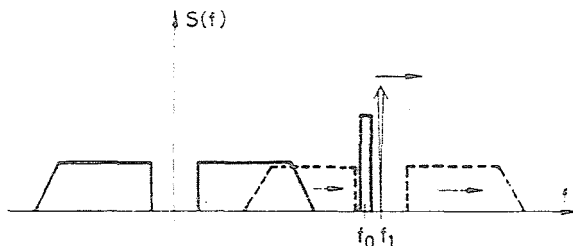
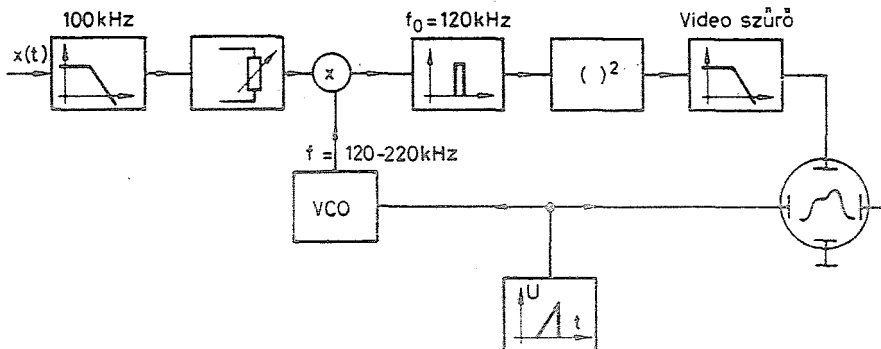
A két megoldás nagyjából egyenértékű. Mivel azonban f_0 frekvencián további feldolgozást kell végeznünk, a kisebb f_0 -t biztosító keverés a célszerű (24.51a ábra). Egy a fenti elvek alapján működő spektrumanalizátor blokkvázlata látható a 24.52. ábrán.

A 100 MHz fölötti tartományban működő spektrumanalizátoroknál további problémát jelent, hogy ilyen nagy frekvencián nem tudunk elegendően szelektív sáv-szűrőt készíteni. Ezért az immár sávkorlátozott jelet le kell keverni alacsonyabb frekvenciára, hogy itt a kívánt felbontást megvalósíthassuk.

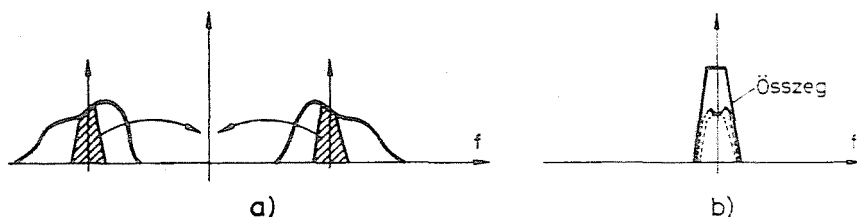
Két lehetőségünk van:

1. $f_2 = 0$ Hz (24.53. ábra, [24.28]). Ezen a frekvencián tetszőleges ablakszélesség könnyen megvalósítható.

Hátrányt jelent viszont a flickerzaj (teljesítménye $1/f$ -fel arányos) és az egyenfeszültségű erősítő driftje. E két hatás miatt az $f_2 = 0$ Hz-re keverő analizátor dinamikája kisebb, mint az $f_2 \neq 0$ Hz középfrekvenciára keverőé.



24.52. ábra. Transzponáló rendszerű spektrumanalizátor elve és a spektrum

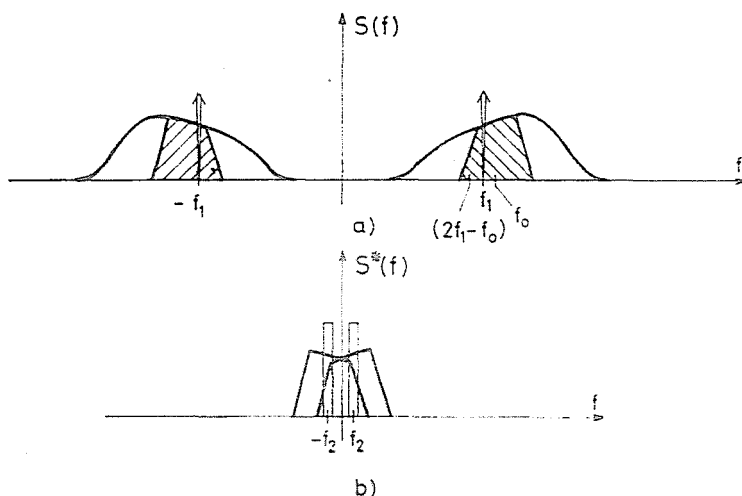


24.53. ábra. Keverés $f_0 = 0$ Hz-re

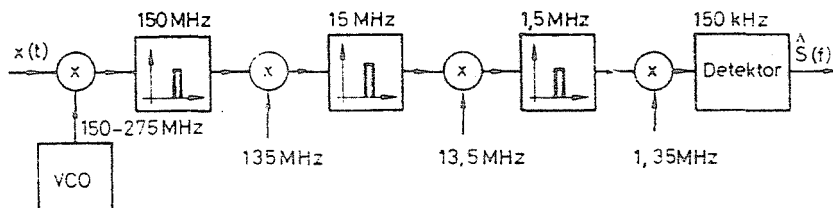
a a spektrum keverés előtt; b szűrés és keverés után

2. A másik lehetőség az, hogy $f_2 \neq 0$ (24.54. ábra).

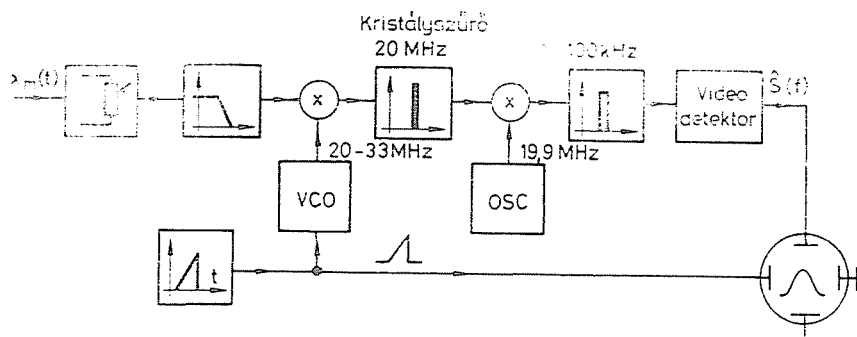
Az ábrából leolvasható az alapvető nehézség: ha az f_0 középfrekvenciájú sávszűrő jelelnyomása a $2f_1 - f_0$ frekvencián nem elég nagy (60...80 dB), akkor az f_2 frekvencián átlapolódás (tehát torzulás) következik be. Az f_0/f_2 frekvenciatranszponálási arányt tehát az f_0 sávszűrő szelektivitása korlátozza, LC szűrők alkalmazása esetén kb. 10...20 körül. Ezért a nagyobbfrekvenciás analízátorokban a frekvenciatranszponálást több lépcsőben kell végrehajtani (24.55. ábra).



24.54. ábra. Keverés $f_2 \neq 0$ Hz-re



24.55. ábra. Többszörös frekvenciatranszponálás



24.56. ábra. Kristálysűrős spektrumanalizátor

© Copyright 1975, Hewlett-Packard Company. (A cég engedélyével)

Néhányszor 10 MHz frekvencia alatt alkalmazható kristálysűrő is az LC szűrő helyett [24.29]. Ennek szelektivitása sokkal jobb, ezért 100...200 lehet a frekvencia-arány. Egy ilyen kristálysűrős analízator blokkvázlata látható a 24.56. ábrán.

A transzponáló analízatorokban a feldolgozási sávszélességet az utolsó fokozat szabja meg. A variancia — mely az utolsó fokozat sávszélességével fordítottan arányos — a négyzetre emelés után még meglehetősen nagy, ezért aluláteresztő szűrőt, ún. videosűrőt alkalmaznak. A swepeleési sebességet főként a videosűrő határfrekvenciája korlátozza, mely az előírt varianciacsökkentés miatt általában kicsi.

A transzponáló rendszerű analízatorok fent leírt működési elvei általánosnak mondhatók. A továbbiakban néhány részproblémával foglalkozunk.

A frekvenciastabilitás növelése

A frekvenciastabilitás különösen a nagy felbontóképességű (< 10 Hz) analízatorokban alapvető követelmény. Ezért a korszerű analízatorokban az összes keverőjelek frekvenciáját fázis-zárt hurkokkal egyetlen, különös gonddal felépített kvarcoszcillátorhoz szinkronizálják. A swepelelt jel frekvenciáját több pontban a stabil alaposzcillátor felharmonikusaihoz hasonlítják, és ha szükséges, korrigálják [24.31]. A különböző jelek előállítását gyakran önálló egység (szintetizer) végzi.

Nagy felbontóképességű analízatorokban további nehézséget jelent az utolsó fokozatban található keskeny sávsűrő középfrekvenciájának driftje. Ezen úgy lehet segíteni, hogy a szűrőben található frekvencia-meghatározó elem (pl. kvarckristály) párjával oszcillátort építünk, és az oszcillátor frekvenciájával utánahangoljuk a sávsűrőre érkező jelet [24.29].

A követő generátor

A spektrumanalizátor használatánál kézenfekvő követelmény, hogy a spektrum egyes pontjainak (pl. szinusztartalomra utaló csúcs) frekvenciáját a lehetséges maximális pontossággal meg tudjuk határozni. Sajnos a változó frekvencia pillanatértékét megmérni nehézkes és pontatlan, a VCO-t hangoló fűrészel méréséből való számítás még inkább. Ezért használják az ún. követő (tracking) generátort (24.57. ábra [24.32]).

A követő generátor szorosan összeépül a spektrumanalizátorral. Az ábrán látható spektrumanalizátorban a középfrekvenciát a változó f_1 és fix f_2 frekvencia segítségével állítjuk elő:

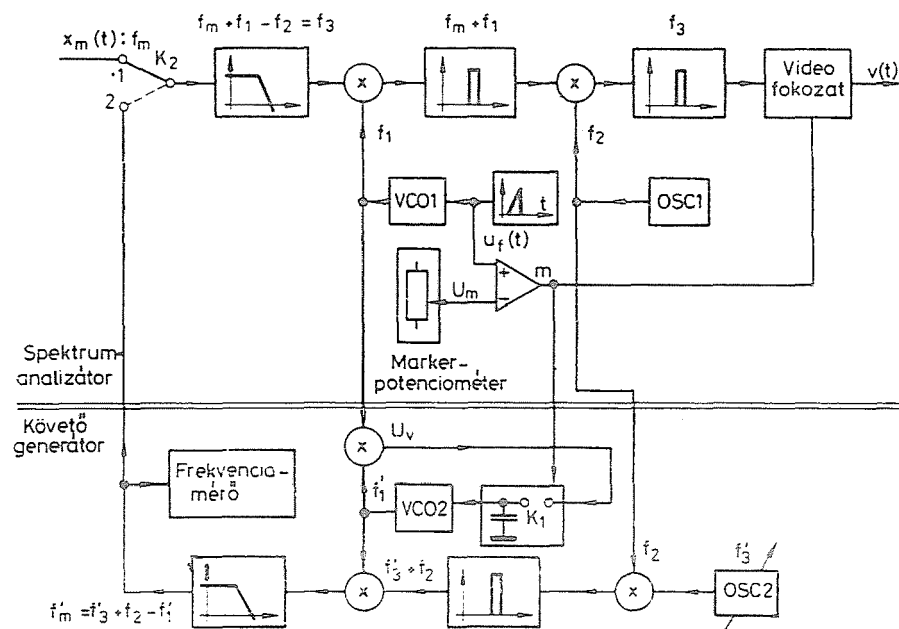
$$f_3 = f_m + f_1 - f_2.$$

A követő generátor ennek fordítottját végzi: az f_m frekvenciát a spektrumanalizátor jeleiből szintetizálja:

$$f'_m = f'_3 + f_2 - f'_1.$$

Az f'_1 frekvenciát a fázisdetektorból, a K_1 kapcsolóból és a VCO_2 feszültségvezérelt oszcillátorból álló fázis-zárt hurok szinkronizálja az f_1 frekvenciára. Az f_2 frekvenciát közvetlenül használjuk fel az analizátorból. Az f_3 frekvencia (a szűrő közép-frekvenciája) nem áll rendelkezésre. Ezért az OSC_2 oszcillátorral állítjuk elő.

$f_3 + f_2 - f_1$ és $f'_3 + f'_2 - f'_1$ pontos egyezését úgy biztosítjuk, hogy a K_2 kapcsoló 2 állásában az OSC_2 oszcillátort addig hangoljuk, amíg az analizátor kimenetén maximális jelet nem érzékelünk. Ilyenkor f'_3 éppen az f_3 sávszűrő középfrekvenciájával egyezik meg. Ezután elkezdhetjük a mérést. A fűrészelés és a marker-potenciometer feszültségének megegyezésekor megjelenő m markerjel felvillant egy erősebben kivilá-



24.57. ábra. A követő generátor

gított ún. markerpontot a képernyőn. Így a marker-potenciométerrel a markerpontot rá tudjuk vinni pl. a számunkra érdekes spektrumcsúcsra. Az m jel megjelenésekor a K_1 kapcsoló nyit, és a VCO_2 oszcillátor frekvenciája „befagy” a pillanatnyi frekvencián. Ezért a követő generátor ezután a markernek megfelelő fix f'_m frekvenciát ad ki, amit már frekvenciamérővel a kívánt pontossággal megmérhetünk.

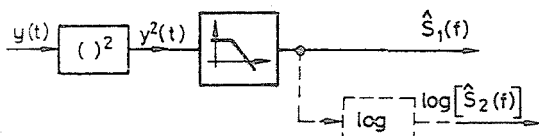
A videodetektor

Eddig nem foglalkoztunk részletesen a sávszűrő fokozatot követő egységekkel, közös néven a videodetektorral.

A definíció szerint a kimenőjel átlagos négyzetes értékét kell megmérnünk. A végigszóprás miatt célszerű felejtő átlagolást alkalmazni, hogy folytonos $\hat{S}(f)$ bec-

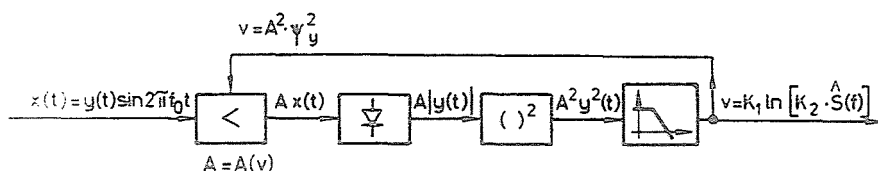
lőt kapjunk (24.58. ábra). Az ábrán látható megoldás hátránya, hogy bár a logaritmikus kijelzés kellő dinamikát biztosít, a négyzetre emelő hálózat dinamikája korlátozott (max. 40...50 dB), és így az utána helyezett logaritmáló áramkör sem szolgáltat kellő dinamikájú kimenőjelet. Ezért a négyzetre emelő hálózatot kell valahogy kiküszöböl-
nünk, vagy a szükséges dinamikát kell csökkentenünk.

a) Szabályozható erősítőt alkalmazunk (24.59. ábra). Az ábrán a detektálandó $y(t)$ jel f_0 frekvenciájú hordozón kerül a szabályozható erősítőre. Ez lineáris erősítő, erősítését a gyakorlatilag konstans v feszültség $A(v)$ függvénye adja. Az erősítő után demodulátor és aluláteresztő szűrő adja a v jelet. Mivel v csak lassan változik (a sweeplés relative kis sebessége miatt), $A(v)$ kellő pontossággal realizálható.

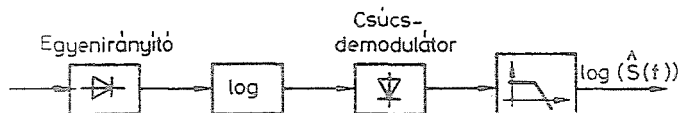


24.58. ábra. Az elvileg helyes videodetektor

b) Logaritmálhatjuk a demodulálatlan jel pillanatértékét, ill. — a logaritmusfüggvény pozitív értelmezési tartománya miatt — vagy ennek az abszolút értékét, vagy pedig egyutasan egyenirányított értékét (24.60. ábra). A logaritmálás előtti demodulálás (a burkolójel előállítás a modulált jeltől) drift- és zajproblémák miatt nem célszerű.



24.59. ábra. Erősítésszabályozásos logaritmikus videodetektor



24.60. ábra. A pillanatértéket logaritmáló videodetektor

A burkolójel szemléletesen a nagyfrekvenciás jel csúcsait összekötő görbe. Matematikailag már nehezebb definiálni. Bebizonyítható [24.33], hogy a keskenysávú Gauss-zaj felírható

$$x(t) = y(t) \cos 2\pi f_0 t - z(t) \sin 2\pi f_0 t$$

alakban, ahol $y(t)$, $z(t)$ keskenysávú kisfrekvenciás független Gauss-zajok, és f_0 a sávközépi frekvencia, továbbá, hogy a burkoló

$$R(t) = \sqrt{y^2(t) + z^2(t)}$$

alakú és így eloszlása az ún. Rayleigh-eloszlás.

Mivel ebben a megoldásban nem az átlagos négyzetes értéket, hanem a logaritmikus középértéket érzékeljük, elvileg csak akkor kapunk helyes spektrumot, ha a mérendő jelről a priori ismereteink vannak (pl. tiszta szinuszos jel, Gauss-zaj stb.), és a mérési eredményt eszerint léptékezzük. Ez a körülményes eljárás a kevert esetekben még nehezebb, ráadásul kis jelszinteknél az analizátorok saját zaja is beleszól a mérésbe, ezért a gyártók korrekciós diagramokkal segítik a kiértékelést. Az ilyen rendszerű spektrumanalizátorokat tiszta szinuszos jelekre kalibrálják, egyrészt mert a kalibrálójel egyszerűen előállítható, másrészt mivel periodikus jelek analízise amúgy is gyakori mérési feladat [24.36].

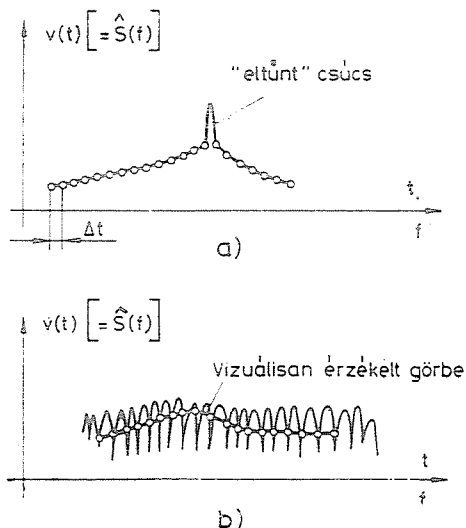
Az ilyen rendszerű detektorokkal 100...120 dB-es dinamika érhető el.

A spektrumanalizátor által mért spektrumon gyakran további feldolgozást szeretnénk végezni. Ezt teszi lehetővé az analizátorhoz tartozó digitális videoprocesszor, amely mintavételezi a spektrumértékeket, és a digitálisan tárolt — tehát pl. átlagolással feldolgozható — görbét jeleníti meg. Az eddig tárgyalt videodetektor kimenőjele mintavételező és kvantáló egységre jut. Ezek kimenetét a memóriában tároljuk. A kijelzőn nem a $v(t)$ jel, hanem a memóriában tárolt spektrumkép jelenik meg.

Ahhoz, hogy a videojel teljes információtartalmát megjelenítsük a képernyőn, be kell tartani a mintavételezési törvényt. Ehhez nagy memóriára és gyors A/D konverterre lenne szükség. A drága megoldás helyett inkább ritkábban mintavételezünk. Ilyenkor azonban kétféle hibalehetőségünk is van.

1. A keskeny csúcsok a spektrumban elveszhetnek (24.61a ábra).
2. Zajos $v(t)$ mintavételi értékeiből determinisztikusnak látszó ábra állhat össze, a zajra nem utal semmi (24.61b ábra).

Ezeket a nehézségeket speciális megoldásokkal segíthetünk [24.38].



24.61. ábra. A digitális kijelzés lehetséges hibái

a a mintavételezés következtében fellépő információvesztés; b hibás görbék megjelenése

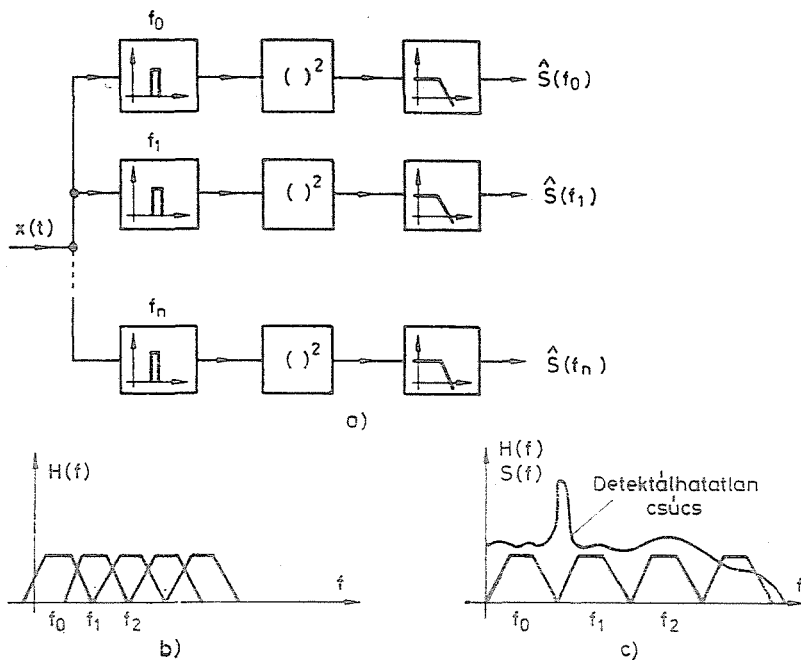
Szimultán rendszerű analízátorok

A szimultán analízátorokra az jellemző, hogy a spektrum mérési tartományában több pontban egyszerre szolgáltatnak eredményt. Mivel a jelnek gyakorlatilag teljes információtartalmát kinyerjük, tranziens jelek analízisére is alkalmasak, de — természetesen — a kimeneteken felejtő átlagolás helyett egyszerű átlagolást (integrálást) kell alkalmaznunk.

24.7.3. A párhuzamos analízátor

A szimultán rendszerű analízátorok közül a legegyszerűbb működésű a szűrősorozatot tartalmazó párhuzamos analízátor (sokcsatornás analízátor). Működési vázlata a 24.62. ábrán látható.

A mérendő $x(t)$ jelet az $f_0, f_1, \dots, f_n$ sávközepű (középfrekvenciájú) sávszűrőkre vezetjük. Ezek kimeneti jele négyzetének átlaga arányos az $S(f_i)$ spektrumértékkel.



24.62. ábra. A párhuzamos analízátor

a felépítés; b helyes frekvenciakiosztás; c hibás frekvenciakiosztás

A mérés az ábrán jól láthatóan torzított, hiszen az f_1 sávközepű szűrő teljes sávzélességében átengedi az $x(t)$ jelet. A szűrők kismértékű átlapolódása szükséges is (24.62b ábra), hiszen csak így kerülhető el, hogy egy nagy teljesítményű spektrumrész detektálhatatlanul maradjon (24.62c ábra).

A párhuzamos analízátor előnyei a következők:

1. Felépítése egyszerű, sok hasonló elemet tartalmaz;
2. Működése elvileg a lehetséges leggyorsabb;
3. Az $f_0, f_1, \dots, f_n$ középfrekvenciákat az alkalmazásnak megfelelően tetszőlegesen megválaszthatjuk.

Hátránya a szűrők korlátozott száma miatti korlátozott felbontás. Emiatt kb. 100 kHz-ig használják: ennél nagyobb frekvenciákon már a transzponáló rendszerű analízátor is elég gyors.

A hangfrekvenciás tartományban (20 Hz...20 kHz) a szűrők frekvenciabeosztása gyakran oktáv (1 : 2 frekvenciaarány), ill. 1/3 oktáv (terc). A tercbeosztás az ennél kissé szélesebb 1,6 Hz...20 kHz tartományban 42 csatornát jelent [24.39], ez kb. az ésszerű csatornaszám felső határa.

A hangfrekvenciás tartományban használhatunk analóg, ill. digitális elvű szűrőket.

A digitális sávszűrők alkalmazása érdekes megoldási lehetőségeket kínál [24.39]. Multiplexelt működéssel 2 db 2,5 μ s végrehajtási idejű digitális szűrőegység képes terc/oktáv felbontással analízálni a teljes hangfrekvenciás tartományt.

24.7.4. Indirekt analízátorok

Az indirekt elven működő analízátorok a definíció alapján mérik a spektrumot:

$$S(f) = \mathcal{F}\{R(\tau)\}.$$

A korrelátorokat részletesen tárgyaltuk a 24.4. szakaszban, a *Fourier*-transzformátorokkal pedig a 24.7.5. pontban foglalkozunk, ezért ezeket az analízátorokat itt nem elemezzük.

24.7.5. Fourier-analízátorok

Fourier-analízátoroknak nevezzük mindazokat a készülékeket, amelyek *Fourier*-transzformációs egységeken alapulnak. A gyakorlatban gyakran a gyors *Fourier*-transzformáción alapuló eszközöket nevezik így.

A továbbiakban áttekintjük a *Fourier*-transzformáció eszközeit. A digitális *Fourier*-analízis kiemelkedő jelentősége miatt a *Fourier*-analízátorok hibáinak és ezek kiküszöbölésének módjával külön fejezetben foglalkozunk.

A *Fourier*-transzformáció általunk tárgyalt eszközei:

- gyors *Fourier*-transzformátorok (FFT-eszközök);
- a diszkrét *Fourier*-transzformáció speciális eszközei;
- töltés-csatolt eszközök (CCD);
- felületi akusztikus hullámú (SAW) eszközök;
- optikai *Fourier*-transzformátorok.

Mintavételező eljárások

A digitális és töltés-csatolt eszközök a jelek T hosszúságú regisztrátumát mintavételezve dolgozzák fel. A 2.2.2. pontban láttuk, hogy a diszkrét jelekre értelmezhető az ún. diszkrét *Fourier*-transzformáció (DFT):

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i W^{ki}, \quad (24.73)$$

ahol $W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$.

Ez a közvetlen diszkrét értelmezés mellett úgy is felfogható, hogy a pontos *Fourier*-transzformáltat:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt, \quad (24.74)$$

véges téglányösszeggel közelítjük:

$$X\left(k \frac{1}{T}\right) = \sum_{i=0}^{N-1} \left[x(i\Delta t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} i\Delta t} \right] \Delta t = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{ik}{N}} \Delta t. \quad (24.75)$$

Itt a Δt szorzó csak a mintavételezési frekvenciától függ, és az x_i sorozaton végzett transzformáció f_m -től függetlenül végrehajtható. Ezért a sorozaton végzett, Δt -től független transzformációt nevezik *diszkrét Fourier-transzformálnak* (DFT). A diszkrét *Fourier*-transzformáció komplex adatok esetén N^2 komplex szorzást és $N(N-1)$ komplex összeadást jelent. A műveletigény tehát igen nagy. Ezért dolgoztak ki a DFT szimmetriatulajdonságain alapuló kevésbé műveletigényes algoritmusokat (24.73) kiértékelésére.

A gyors Fourier-transzformáció (Fast Fourier Transform, FFT)

A gyors *Fourier*-transzformáció alapötletéhez [24.40] következőképpen juthatunk el: legyen N 2-hatvány. Osszuk fel az x vektor elemeit két csoportra: az első csoportba tartozzanak a páros indexűek és nevezzük ezeket y_i értékeknek:

$$y_i = x_{2i}.$$

A második csoportba tartozzanak a páratlan indexűek, és nevezzük ezeket z_i értékeknek:

$$z_i = x_{2i+1}.$$

y_i -ből és z_i -ből $N/2$ van. Diszkrét *Fourier*-transzformáltjuk képezhető:

$$Y_k = \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} y_i e^{-j4\pi \frac{ik}{N}}; \quad Z_k = \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} z_i e^{-j4\pi \frac{ik}{N}}. \quad (24.76)$$

Írjuk fel most a (24.73) szerinti DFT-t, páros és páratlan indexű részre bontva:

$$\begin{aligned} X_k &= \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[y_i e^{-j4\pi \frac{ik}{N}} + z_i e^{-j2\pi \frac{k}{N}(2i+1)} \right] = \\ &= \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} y_i e^{-j4\pi \frac{ik}{N}} + e^{-j2\pi \frac{k}{N}} \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} z_i e^{-j4\pi \frac{ik}{N}}. \end{aligned}$$

Egyszerűbb jelölésekkel:

$$X_k = Y_k + e^{-j2\pi \frac{k}{N}} Z_k.$$

Y_k és Z_k a mintavételezett jelek tulajdonságai szerint $N/2$ periódussal ismétlődik; továbbá

$$W^{k+\frac{N}{2}} = -W^k.$$

Ezért

$$\left. \begin{aligned} X_k &= Y_k + W^k Z_k, \\ X_{k+N/2} &= Y_k - W^k Z_k, \end{aligned} \right\} \quad 0 \leq k < \frac{N}{2}.$$

Y_k és Z_k kiszámításához egyenként $\left(\frac{N}{2}\right)^2$ komplex szorzás szükséges, majd még $\frac{N}{2}$ komplex szorzás az X_k -k számításához.

Így a szükséges műveletszám:

$$M = 2 \left(\frac{N}{2}\right)^2 + \frac{N}{2} = \frac{N^2 + N}{2} < N^2,$$

tehát a szorzások száma csökkent. Az összeadások számára hasonló összefüggés írható fel. Amennyiben most az y_i és z_i sorozatokat osztjuk fel két-két csoportra, a fenti eljárást újra végrehajthatjuk. Ha az adatok eredeti száma 2 egész kitevőjű hatványa volt,

$$N = 2^m,$$

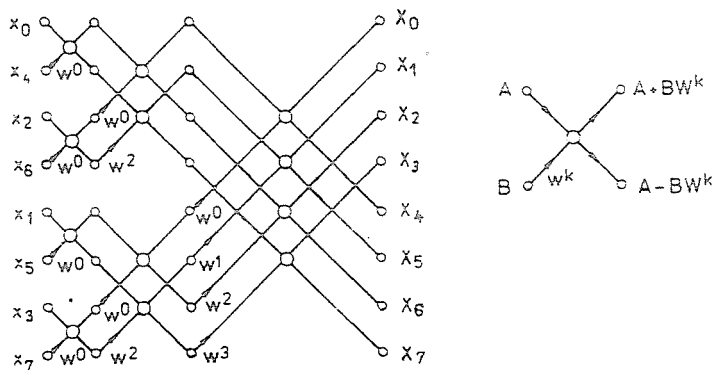
akkor nyilvánvaló, hogy a felosztást egészen addig lehet folytatni, amíg az egyetlen adatból álló csoportokig le nem érünk.

Ekkor a szükséges műveletszám:

Nm komplex összeadás,

$\frac{1}{2}Nm$ komplex szorzás.

Példa látható a 24.63. ábrán, $N=8$ adatra.



24.63. ábra. FFT 8 pontra (Radix 2, időosztás)

Látható, hogy az x_k adatok sorrendje nem természetes. Bebizonyítható, hogy az átrendezés az indexek kettes alapú számfordítottján alapul. Egy „ a ” szám kettes számrendszerben felírva:

$$a = a_n, a_{n-1}, \dots, a_0,$$

kettes számfordítottja :

$$a^f = a_0, a_1, \dots, a_n.$$

Például :

$$a = 6_{10} = 110_2;$$

$$a^f = 011_2 = 3_{10}.$$

Tehát X_6 a 3-as helyen keletkezik.

Az FFT nem egyetlen algoritmust, hanem egy a számításokat gyorsító elvet jelent. Ezen az elven sok algoritmust kidolgoztak (Radix 2, 4 algoritmusok; 2 helyett más prím szám-alapú algoritmusok stb.). Ebben a szakaszban nem ezekkel a konkrét algoritmusokkal, hanem a megvalósítási elvekkel foglalkozunk.

Mintapéldának a 24.63. ábrán látható $N=8$ alapú Radix 2 időosztású algoritmust választottuk (ez azt jelenti, hogy $8=2 \cdot 2 \cdot 2$ alapján 3 fázisban végezzük a transzformációt, és a 24.63. ábrán látható lepkével dolgozunk: az első fázisban a szomszédos pontok 2-es diszkrét Fourier-transzformációját hajtjuk végre). Látható, hogy pontosan $\log_2 N=3$ lépcső van, és minden lépcsőben $N/2=4$ ún. *lepkét* kell végrehajtanunk. Ennek a műveletsorozatnak a fizikai megvalósítását 4 alapvető elv alapján végezhetjük [24.41].

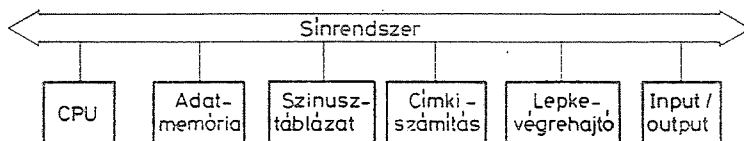
1. Soros FFT

A műveleti diagramon látható lepkéket egyetlen műveleti egység segítségével időben egymás után hajtjuk végre. Így dolgozik a legtöbb számítógépes gyors Fourier-transzformátor.

A műveleti idő egy lepke végrehajtási idejének (T_L) $\frac{N}{2} \log_2 N$ -szerese.

Az FFT előzőekhez hasonló megvalósítása pl. mikroszámítógépen olcsó és egyszerű, de a lepkékhez tartozó adatok címének kiszámítása, ill. a gyakran programozott szorzás sok időt vesz igénybe. Ezért az a leggyakoribb megoldás, hogy ezeket a feladatokat hardver egység látja el (24.64. ábra).

Hardver szorzókkal az egy lepke végrehajtásához szükséges idő μs alá szorítható.



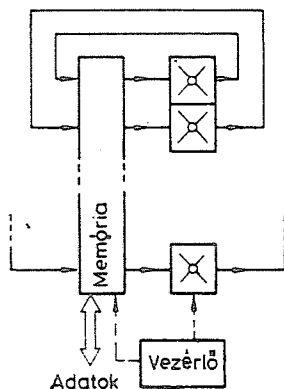
24.64. ábra. Hardver-gyorsított soros FFT

2. Kaszkád FFT

Minden fázishoz hozzárendelünk egy lepkevégrehajtó-egységet. A processzor szervezése nem triviális, hiszen az utolsó fázis lepkéihez a teljes első fázis eredményeire szükség van. Ezt a megoldást nem ismertetjük részletesen.

3. A párhuzamos iteratív processzor

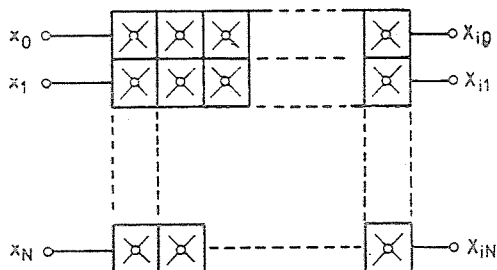
Ebben a processzorban $N/2$ lepke-aritmetika párhuzamosan hajt végre egy-egy fázist (24.65. ábra). A működés kezdetén betöltjük a memóriába a transzformálandó adatsorozatot, és a visszacsatolt processzor $\log_2 N$ fázis végrehajtásával számítja ki a transzformáltat. A transzformációs idő tehát $(\log_2 N)T_L$, ahol T_L egy lepke végrehajtási ideje.



24.65. ábra. Párhuzamos iteratív FFT processzor

4. Tömbfeldolgozás

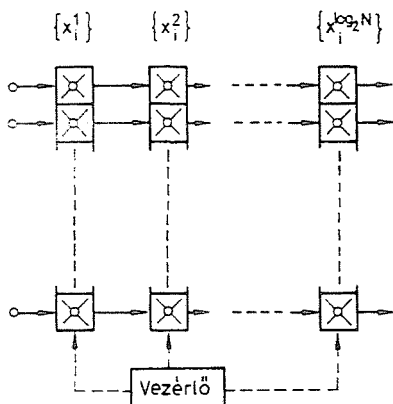
Ebben a struktúrában minden lepkéhez külön aritmetikai egységet rendelünk. Ez a leggyorsabb FFT struktúra: szinkron vagy kombinációs hálózat (24.66. ábra).



24.66. ábra. FFT tömbfeldolgozás

Gyakori a pipe-line jellegű megvalósítás (24.67. ábra), ilyenkor az egyes fokozatok szinkronizálva dolgoznak, és ütemezve adják át egymásnak az adatokat. Így a különböző fokozatok azonos időben különböző mintaregisztrátumokon dolgozhatnak. Egy regisztrátum $(\log_2 N) T_L$ idő alatt halad át a transzformátoron, de a hálózat T_L időnként kiad egy transzformált sorozatot, és beolvas egy feldolgozandó sorozatot.

Tömbfeldolgozás esetén a transzformációs időt a kapukésleltetések határozzák meg. Magas ára miatt ezt a megoldást igen ritkán alkalmazzák.



24.67. ábra Pipe-line FFT processzor

A diszkrét Fourier-transzformáció speciális eszközei

A DFT gyors feldolgozására az FFT-n kívül más algoritmusokat is kidolgoztak. A továbbiakban ezek közül röviden ismertetünk néhányat.

Az ún. *Winograd-féle Fourier-transzformáció* (WFTA, [24.42, 24.43]) azon alapszik, hogy a *Fourier-transzformációs* mátrix sok esetben alkalmasan faktorizálható:

$$W = S \cdot C \cdot T,$$

ahol C komplex elemű diagonálmátrix, S és T pedig ún. incidenciamátrixok (elemeik $0, -1, 1$ lehetnek).

$N=3$ esetén pl. a 24.68. ábrán látható egy alkalmas faktorizáció.

$$\begin{bmatrix} W_3^0 & W_3^0 & W_3^0 \\ W_3^0 & W_3^1 & W_3^2 \\ W_3^0 & W_3^2 & W_3^1 \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & 1 \\ 0 & 0 & j \sin \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$W_3 = e^{-j \frac{2\pi}{3}} = \cos \frac{2\pi}{3} - j \sin \frac{2\pi}{3}$

24.68. ábra. Faktorizáció $N=3$ esetén

A faktorizációban M nem feltétlenül egyenlő N -nel; akkor alacsony a műveletszám, ha M minél kisebb. Sajnos a megfelelő faktorizációk megkeresése nem automatikus, és különböző N értékekre egymástól független. Ezért a WFTA-t inkább számítógépeken valósítják meg, hardver processzorok elterjedése egyelőre nem várható.

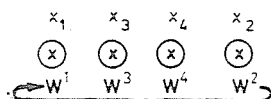
A diszkrét *Fourier-transzformáció* műveletigénye úgy is csökkenthető, hogy konvolúcióra vezettjük vissza, és gyors konvolúciós algoritmust keresünk. Erre mutatunk be példákat a következőkben.

Bebizonyítható, hogy ha N prímszám, akkor a DFT átrendezéssel mindig visszavezethető cirkuláris konvolúcióra (24.69. ábra), azaz az

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^1 & W^2 & W^3 & W^4 \\ 1 & W^2 & W^4 & W^1 & W^3 \\ 1 & W^3 & W^1 & W^4 & W^2 \\ 1 & W^4 & W^3 & W^2 & W^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_4 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^1 & W^3 & W^4 & W^2 \\ 1 & W^2 & W^1 & W^3 & W^4 \\ 1 & W^4 & W^2 & W^1 & W^3 \\ 1 & W^3 & W^4 & W^2 & W^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_2 \end{bmatrix}$$



24.69. ábra. A DFT visszavezetése cirkuláris konvolúcióra

$$y_l = \sum_{i=0}^{N-1} h_{(i-l)(\text{mod } N)} x_i \quad (24.77)$$

kifejezésre, ahol

$$(i-l)(\text{mod } N)$$

az $(i-l)$ szám N -re vonatkozó nemnegatív maradékát jelenti, azaz a konvolúció körbefordul (24.69. ábra).

A kérdés most már az, hogy miként lehet a cirkuláris konvolúciót minél gyorsabban végrehajtani.

A cirkuláris korreláció levezetésénél (ld. 24.4.2. pont) láttuk, hogy a diszkrét Fourier-transzformációval a (24.77) cirkuláris konvolúció szorzásba megy át:

$$Y_k = H_k X_k,$$

ahol az indexelt nagybetűk a megfelelő sorozatok transzformáltjának k -adik elemét jelölik, tehát pl.

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N-1} y_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}}$$

Megfelelő átalakításokkal elérhető [24.44], hogy a cirkuláris konvolúció kiszámítása az egész számokkal történő szorzásokat nem számítva mindössze $2N-1$ szorzást igényeljen.

A cirkuláris konvolúciós tulajdonság azonban nemcsak a DFT sajátja. Bebizonyítható [24.45], hogy ilyen tulajdonságú minden

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \alpha^{ik}$$

alakú transzformáció, ahol az adott gyűrűben (halmaz benne értelmezett esetleg absztrakt összeadással és szorzással, ld. [24.46], DFT esetén ez a komplex számok gyűrűje) $\alpha^N = 1$. Ezek közül kevés műveletet igényelnek és a kerekítési hibáktól is mentesek az ún. prímszám-transzformációk. Ezekkel részletesebben nem foglalkozunk.

A töltéscsatolt (CCD, Charge Coupled Device) Fourier-transzformátor

A CCD eszközök közös alapeleme az analóg léptetőregiszter. Ezzel a különböző késleltetési értékek súlyozott összegét tudjuk előállítani, ami matematikailag egy fix függvénnyel való konvolúciót jelent. A CCD eszközzel tehát akkor tudunk Fourier-transzformációt végrehajtani, ha ezt konvolúcióra tudjuk visszavezetni. Ezt teszi az ún. chirp z -transzformáció [24.47].

A $2ik = i^2 + k^2 - (k-i)^2$ azonosság alapján átalakítjuk a diszkrét Fourier-transzformáltat:

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}} = e^{-j\pi \frac{k^2}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} (x_i e^{-j\pi \frac{i^2}{N}}) e^{j\pi \frac{(k-i)^2}{N}}. \quad (24.78)$$

A kifejezés három művelet elvégzését jelenti:

1. A mintavételi értékeket végigszorozzuk (moduláljuk az $e^{-j\pi \frac{i^2}{N}}$ függvényértékekkel (ezt a négyzetes kitevőjű komplex exponenciális függvényt nevezik chirp-függvénynek).

2. A chirp-függvénnyel konvolúciót képzünk (ez az alapvető CCD művelet).

3. A kapott eredményt ismét moduláljuk a chirp-függvénnyel.

A valóságban a valós és képzetes részeket külön értékként kell kezelnünk. Komplex számok szorzása négy valós szorzást jelent, ennek megfelelően (24.78) megvalósítása négy CCD konvolútorral történik (24.70. ábra, [24.48]).

A 24.70. ábrán látható analízátor egy-egy teljes DFT-t számít ki, és ezért működése szakaszos. A gyakorlatban azonban — tranziens jelek analizését kivéve — nem feltétlenül egy teljes regisztrátum Fourier-transzformáltjára van szükség, hanem X_k értékekre. Vizsgáljuk meg, mi lesz a kimenet, ha folyamatosan mintavételezünk, és a kimeneti moduláló függvényt konjugáljuk (24.71. ábra).

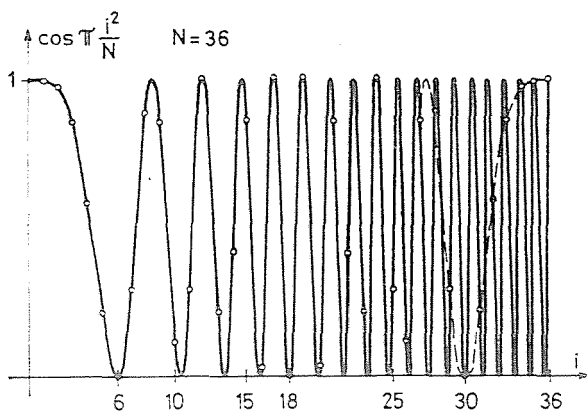
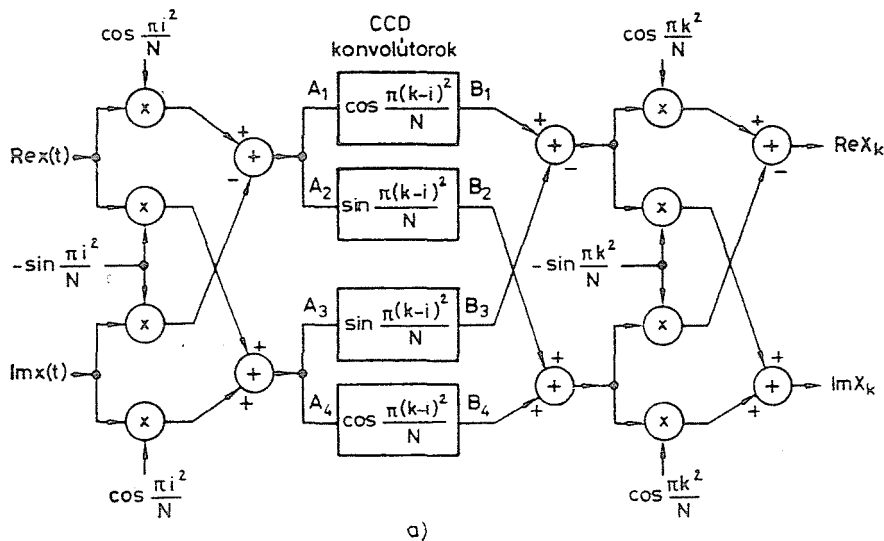
A k -adik lépés után

$$X'_k = e^{+j\pi \frac{k^2}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} x_{i+k} e^{-j\pi \frac{(i+k)^2}{N}} e^{j\pi \frac{i^2}{N}} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i+k} e^{-j2\pi \frac{ki}{N}}.$$

Itt X'_k éppen az $x_k, x_{k+1}, \dots, x_{k+N-1}$ sorozat Fourier-transzformáltjának k indexű eleme.

Az eszköz által előállított Fourier-transzformált értékek tehát nem egyetlen tömb transzformációjából származnak, hanem egymáshoz képest eltolt regisztrátumokból (24.71b ábra). Ez a gyakorlatban nem okoz nehézséget, pl. ergodikus sztochasztikus jelek spektrumának felvételénél nem követelmény az azonos regisztrátum.

Jelenleg technológiai okokból a mintavételezési frekvencia 4 kHz...2 MHz, a jel-zaj viszony max. 60 dB, de ezekben az adatokban javulás várható.

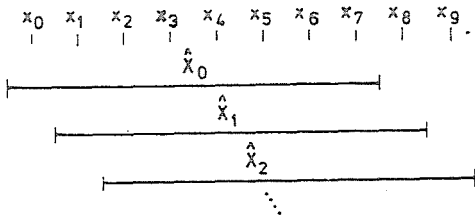
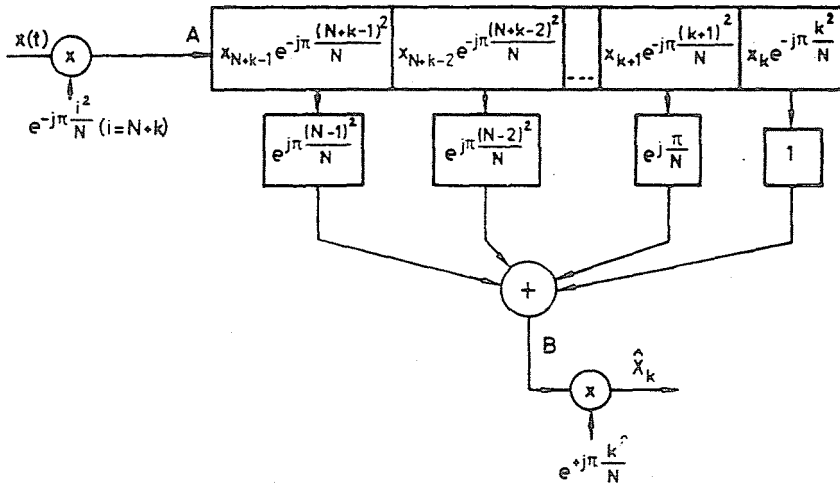


24.70. ábra. Chirp z transzformáció CCD elemekkel
a blokkvázlat; b a chirp-függvény

A felületi akusztikus hullámú (Surface Acoustic Wave, SAW) Fourier-transzformátorok

A 24.4.1. pontban láttuk, hogy a felületi akusztikus hullámú eszköz nem más, mint egy analóg késleltető elem. Az ezzel megvalósítható Fourier-transzformátorok ezért általában a CCD transzformátoroknál már ismertetett chirp z -transzformációt hajtják végre. A kétféle eszköz a konvolúció végrehajtásában különbözik egymástól.

A SAW konvolutor blokkvázlatát a 24.72. ábrán láthatjuk. A lítium-niobát piezoelektromos kristályon elhelyezett két átalakítóra vezetjük az ω frekvenciára ültetett $f(t)$, ill. $g(t)$ jelet [$m_1(t)$ és $m_2(t)$]. Ezek felületi mechanikai hullámokká alakítva v sebességgel haladnak egymással szemben. A hullámokkal együtt haladó elektromágneses tér bejut a szilíciumkristályba. Az x helyen keletkező potenciál

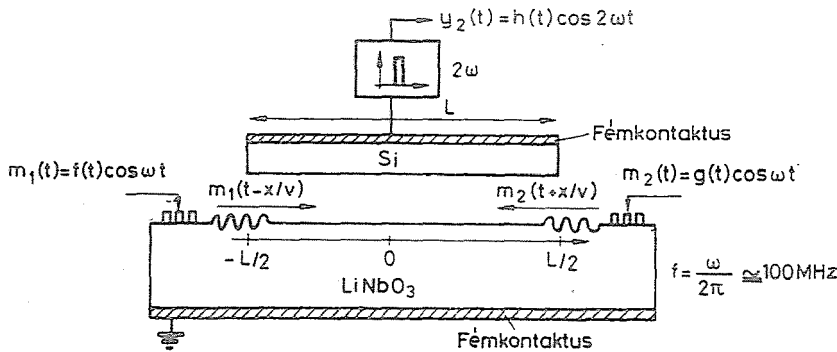


24.71. ábra. Folyamatos spektrummérés CCD elemekkel
 a a helyzet $N+k$ lépés után; b a folyamatos spektrummérés

$$U(x, t) = k_1 V \left[m_1 \left(t - \frac{x}{v} \right) + m_2 \left(t + \frac{x}{v} \right) \right]$$

alakú, tehát a hullámmplitúdók összegének valamilyen (nemlineáris) függvénye.
 A fémkontaktus az L hosszon átlagolja a potenciált:

$$y(t) = k_2 \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} V \left[m_1 \left(t - \frac{x}{v} \right) + m_2 \left(t + \frac{x}{v} \right) \right] dx.$$



24.72. ábra. SAW konvolutor

Vizsgáljuk meg, hogy a 2ω közepű sávszűrő kimenetén milyen jel jelenik meg! Írjuk fel $V(m)$ -et *Taylor*-sor alakjában:

$$V(m) = \dot{V}(0) + \dot{V}(0)m + \frac{\ddot{V}(0)}{2} m^2 + \frac{\ddot{V}(0)}{6} m^3 + \dots$$

Bebizonyítható, hogy a *Taylor*-sor bármely tagjából a 2ω hordozó frekvencián keletkező tagok mindegyikében a szinuszos tényező argumentuma tartalmaz $\frac{x}{v}$ összetevőt, ezért kiátlagolódik, kivéve a másodrendű tagból keletkező

$$y_2(t) = k_3 \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} f\left(t - \frac{x}{v}\right) g\left(t + \frac{x}{v}\right) dx \cos 2\omega t$$

tagot.

A sávszűrő kimenetén tehát 2ω körfrekvenciájú hordozón a két jel $\frac{L}{v}$ integrálási idejű konvolúcióját mérhetjük. L/v értéke $L=10$ cm, $v=1000$ m/s adatokkal 1 ms lehet.

Az optikai Fourier-transzformáció

Az optikai elvű jelfeldolgozás ma már önálló tudományág [24.49—24.51], itt csak az alapelveit illusztráljuk egyszerű példákon. Megmutatjuk, hogy ha egy vékony lencse fókuszsíkban egy

$$f(x)e^{j\omega t} = a(x)e^{j\varphi(x)}e^{j\omega t} \quad (24.79)$$

hullámfront helyezkedik el, akkor a másik fókuszsíkban jó közelítéssel $F(ky)e^{j\omega t}$ hullámfront jelenik meg, ahol k alkalmas konstans, y az optikai tengelytől mért merőleges távolság és $F(ky) = \mathcal{F}\{f(x)\}$.

A legegyszerűbb példák közismertek: az optikai tengellyel párhuzamos sugarakat (konstans függvény) egy pontba (*Dirac*-delta) gyűjti össze a lencse (24.73a ábra), a fókuszbeli pontszerű fényforrás fényét pedig az optikai tengellyel párhuzamos sugarakká alakítja.

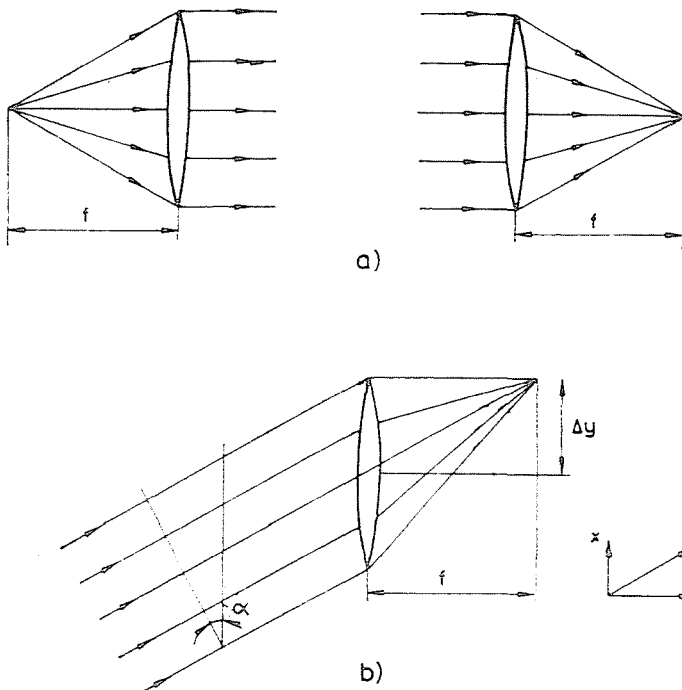
Az is ismert az elemi optikából, hogy az optikai tengellyel szöget bezáró párhuzamos sugarak is egy pontba fókuszálódnak, de ez a gyűjtőpont eltolódik a fókusz-síkban (24.73b ábra). Vizsgáljuk meg ezt az esetet részletesen!

Egy párhuzamos nyaláb egyenlete (skalárhullámként vizsgálva, [24.51]) a nyaláb irányába eső w koordinátát felvéve

$$V(w, t) = K e^{j\omega\left(t - \frac{w}{c}\right)}.$$

Itt V valamelyik térjellemezőnek (E , H) a haladási irányra merőleges komponense lehet. A fókusz-síkban felírva az α szög alatt beeső nyaláb egyenletét, a fáziskésés ($\Delta\varphi$) x függvényében

$$\Delta\varphi = \frac{x \sin \alpha}{c} \omega.$$



24.73. ábra. Egyszerű példák az elemi optikából
 a az optikai Fourier-transzformáció alapesetei; b gyújtópont-eltolódás véges beesési szög esetén

Ebből

$$V(x, t) = K e^{j\omega \left(t - \frac{x \sin \alpha}{c} \right)} = K e^{-j\omega \frac{x \sin \alpha}{c}} e^{j\omega t}. \quad (24.80)$$

Eszerint a ferdén beeső nyaláb egyenlete a fókusz síkban komplex periodikus függvény. Az eltolódás a lencse szimmetriapontján áthaladó sugár alapján kis α szögre

$$\Delta y = f \tan \alpha \cong f \frac{c}{\omega} f_x,$$

ahol $f_x = \omega \frac{\sin \alpha}{c}$ azaz a komplex periodikus jel térbeli „frekvenciája”, és f a fókusztávolság. Eszerint az ilyen komplex periodikus jeleket a lencse szétválogatja: az f_x frekvenciájú jel a fókusztól $\Delta y \cong f \frac{c}{\omega} f_x$ távolságra hoz létre erős intenzitást. A hasonló tulajdonságú Fourier-transzformációval összevetve és az fc/ω szorzót figyelembe véve megállapíthatjuk, hogy a másik fókusz síkban közelítőleg valóban az

$$F\left(\frac{\omega}{fc} y\right) \cong \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-j \frac{\omega}{fc} y x} dx$$

Fourier-transzformáltat figyelhetjük meg.

Ez a gondolatmenet természetesen nem tekinthető bizonyításnak, inkább illusztr-

ráció jellegű. A részletes bizonyítás a hullámegyenlet megoldásával adható meg, és megtalálható a [24.49—24.50] irodalmakban.

A *Fourier*-transzformáltat optikai úton módosítani lehet (szűrés), és így újabb transzformációval komplett feldolgozó berendezéseket készíthetünk. Ezeknek az eszközöknek különösen kétdimenziós feladatoknál (képfeldolgozás) van jelentősége, hiszen a sebességüket gyakorlatilag csak a hullámgenerátorok és érzékelők gyorsasága korlátozza. Ez utóbbiak, valamint a mechanika realizálási problémái jelentik ma az optikai feldolgozás fő nehézségét. Megjegyezzük, hogy az érzékelők általában nem térjellemzőket (E , H), hanem átlagos fényteljesítményt ($I \sim E^2$, $I \sim H^2$) érzékelnek, ami közvetlenül az energetikai spektrumoknak megfelelő mennyiség.

24.7.6. Összehasonlítások

A spektrumanalizátoroknak nemcsak az eddigiekben tárgyalt csoportosítása lehetséges. Gyakran felbukkan a „real-time” (valós idejű) analízátor elnevezés. Ez a következőket jelenti:

1. Gyors működés: az analízisidő összemérhető a mérési idővel, ill. annál rövidebb.

2. Párhuzamos működés: a mérési eredmények különböző frekvenciákon egyszerre, ill. közel egyszerre jelennek meg, és a mért jelből a közel maximális információt kinyerjük.

3. A mért eredmény elég hamar előáll ahhoz, hogy a mért folyamatot szabályozhassuk a mért értékek alapján.

Mindezekből megállapítható, hogy általában a szimultán analízátorok teljesítik a leírt feltételeket.

Az eddigiekben láttuk, hogy fázisinformációt csak a *Fourier*-analízátorok képesek mérni. Ezért pl. hálózatanalízisre vagy amplitúdóspektrumok felvételére ezek képesek, a többi analízátor viszont gyakorlatilag nem (bár minimálfázisú esetben az abszolútérték-függvényből elvben előállítható a fázisspektrum).

A spektrumanalizátorok közül a hangolt szűrős analízátorok korlátozott felbontásúak a hangolási nehézségek miatt, ezért ritkán és főként a hangfrekvenciás tartományban alkalmazzuk őket.

A különféle korszerű transzponáló analízátorok frekvenciatartománya néhány Hz-től néhányszor 10 GHz-ig terjed. A hangfrekvencia fölött egyeduralkodónak mondható ez a típus. Kisebb frekvenciákon azonban a sweepelési idő egyre nagyobb (s nagyságrendű), ezért itt a párhuzamos analízátorok dominálnak. A logaritmikus detektálás és kis zajú fokozatok eredményeképpen a dinamika 100...120 dB-nél is jobb lehet. A felbontás alsó határa Hz nagyságrendű.

A szimultán rendszerű analízátorok közül a párhuzamos analízátorok elsősorban a hangfrekvenciás tartományban oktáv-, ill. tercianalízis céljára terjedtek el. Dinamikájuk max. 70...80 dB a mérsékeltebb igények és a kisfrekvenciás zajtényezők miatt.

Az indirekt elvű analízátorok (korrelátor alapú műszerek) általában kb. 100 MHz-ig működnek, dinamikájukat az átlagolóegység és a *Fourier*-transzformátor-egység bitszáma korlátozza 60 dB körül.

A korszerű *Fourier*-analízátorok a dinamika növelése céljából 10 bit fölötti felbontású A/D átalakítót és aritmetikát tartalmaznak. Az előbbi miatt határfrekvenciájuk kb. 100 kHz-nél nem nagyobb. A fixpontos aritmetika dinamikájukat kb. 70 dB körül korlátozza. Felbontásuk mHz-nél jobb lehet.

24.8. A digitális Fourier-analizátorok hibái és ezek csökkentése

A 0-tól kb. 100 kHz-ig terjedő tartományba eső jelek vizsgálatában egyre nagyobb szerepet kapnak a digitális *Fourier*-analizátorok. A digitális feldolgozás azonban — a direkt *Fourier*-transzformáció hibáin túl — sok speciális problémát vet fel. A következőkben összefoglaljuk a digitális *Fourier*-analizátorok problémáit és ismertetjük ezek jellegzetes megoldási módjait.

A digitális *Fourier*-analízis hibaforrásai, ill. korlátai a következők [24.52]:

1. A mintavételezés problémái:
 - a mintavételezés időzítési bizonytalansága és amplitúdóhibája;
 - a mintavételezési frekvencia által korlátozott felső határfrekvencia.
2. A kvantálás okozta hibák:
 - a kvantálás nem ideálisan egyenletes karakterisztikájából származó torzítás;
 - a kvantáló korlátozott amplitúdótartományából származó torzítás (széltorzítás);
 - az ideális egyenletes kvantáló okozta torzítás és variancia;
 - a sávkorlát növekedése.
3. A véges mintaregisztrátum-hossz és a direkt *Fourier*-transzformáció hatásai:
 - korlátozott frekvenciafelbontás;
 - torzítás (*Bartlett*-ablak!), korlátozott dinamika;
 - a szinuszos jelek torzított amplitúdómérése (picket fence effektus);
 - sztochasztikus jeleknél 100% variancia.
4. A digitális aritmetika hatásai:
 - a véges szóhosszúságból származó torzítás és variancia;
 - korlátozott feldolgozási sebesség.
5. A diszkrét *Fourier*-transzformáció hatása:
 - egyenetlen relatív frekvenciafelbontás (egyenletes abszolút frekvenciafelbontás).

A mintavételezési problémákkal itt nem foglalkozunk részletesen. Az időzítési bizonytalanságokkal kapcsolatban az irodalomra utalunk [24.53, 24.54], a korlátozott felső határfrekvenciával kapcsolatban pedig a következőket jegyezzük meg:

— a mintavételezési frekvenciát elsősorban a nagybitszámú A/D konverterek sebessége korlátozza, ma a határ kommerciális analizátoroknál kb. 100 kHz, különleges készülékeknél 50...100 MHz. Az analizátorok határfrekvenciája speciális eljárásokkal növelhető [24.55];

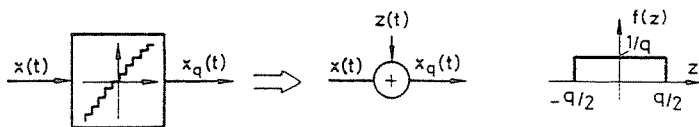
— ugyanakkor a digitális *Fourier*-analizátorokat elsősorban a hangfrekvenciás tartományban (20 Hz...20 kHz) alkalmazzák, és ezt a tartományt le lehet fedni velük;

— nagyobb frekvenciákon egyre inkább probléma az előfeldolgozás (ld. pl. sáv-szelektív *Fourier*-analízis, 24.8.4. pont), és a transzformáció korlátozott sebessége is.

24.8.1. A bemeneti kvantálás okozta hiba

A kvantálás nemlineáris művelet, ezért vizsgálata igen bonyolult, és komoly matematikai apparátust igényel [24.17].

A 2.6. szakaszban láttuk azonban, hogy a kvantálás lépcsős karakterisztikájából származó torzítás megfelelő hozzákevert zaj (dither) segítségével eltüntethető. Áltá-



24.74. ábra. A kvantáló legegyszerűbb modellje

lában is kijelenthető, hogy ha elegendő kvantumszintet használunk (erre nézve ld. pl. a 24.3.2. pontot), és az A/D konverter integrális hibája nem túl nagy, akkor a kvantálási hiba elsősorban varianciaként jelentkezik.

A variancia becslése céljából a kvantálást a legegyszerűbb modellel vehetjük figyelembe (24.74. ábra): a q kvantumnagyságú kvantáló a spektrum szempontjából közelítőleg úgy modellezhető, mintha $\pm q/2$ között egyenletes amplitúdóeloszlású független fehér zajt kevernénk a jelhez. Ennek a zajnak a varianciája $\frac{q^2}{12}$. N pontos diszkrét Fourier-transzformációt feltételezve ez a 24.1. táblázatban látható módon befolyásolja a spektrumbecslőt. Részletesebb analízist [24.52]-ben talál az Olvasó.

Példa

Tekintsünk egy aq amplitúdójú, $f_1 = \frac{k}{T}$ frekvenciájú szinuszjelet, és egy q kvantumnagyságú kvantálóval képezzük a teljesítménysűrűség-spektrumot. (A kvantálási torzítást hanyagoljuk el!) Határozzuk meg a minimális, még éppen detektálható szinuszjel amplitúdóját!

$$\hat{S}\left(\frac{k}{T}\right) \text{ várható értéke: } \frac{(aq)^2}{4 \frac{1}{T}}.$$

A kvantálási zajból származó komponens várható értéke $T \frac{q^2}{12N}$, szórása is ugyanannyi az $f_i \neq f_1$ helyeken. Mivel a várható érték korrigálható, csak a variancia számít.

Definiáljuk úgy a detektálható spektrumcsúcsot, hogy ez a környező pontokban mérhető szórás 5-szörösénél legyen nagyobb. Ezért a detektálható szinuszcúcsra

$$T \frac{(aq)^2}{4} > 5T \frac{q^2}{12N},$$

$$a^2 > \frac{5}{3N}.$$

Tehát $N = 1024$ pontból álló regisztrátumot feltételezve a még detektálható szinusz amplitúdója $0,04 q$, ami azt mutatja, hogy a dinamika igen jó lehet.

24.8.2. A véges mintaregisztrátum-hossz hatása

Először az amplitúdóspektrum torzulásával foglalkozunk, majd ez alapján az energetikai spektrumokkal.

A bemeneti kvantálás hatása a spektrumokra

	Becslő	A kvantált becslő torzítása	Az eredeti variancia	A kvantált jel spektrumának varianciája ($f \neq 0$)
Tranziens jel amplitúdóspektruma	$\hat{A}(f) = X(f)$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\frac{q^2}{12} N \Delta t^2$
Energiasűrűség-spektrum	$\hat{E}(f) = X(f) ^2$	$\frac{q^2}{12} N \Delta t^2$	$\emptyset$	$\left[\frac{q^2}{12} N \Delta t^2 \right]^2 + E(f) \frac{q^2}{6} N \Delta t^2$
Zaj teljesítménysűrűség-spektruma	$\hat{S}(f) = \frac{1}{T} X(f) ^2$	$\frac{q^2}{12} \Delta t$	$S^2(f)$	$\left[S(f) + \frac{q^2}{12} \Delta t \right]^2$
Periodikus jel teljesítménysűrűség-spektruma	$\hat{S}(f) = \frac{1}{T} X(f) ^2$	$\frac{q^2}{12} \Delta t$	$\cong \emptyset$	$\left(\frac{q^2}{12} \Delta t \right)^2 + S(f) \frac{q^2}{6} \Delta t$
Zaj kereszt-teljesítménysűrűség-spektruma	$\hat{S}_{xy}(f) = \frac{1}{T} X(f)Y(f)$	$\emptyset$	$ S_{xy}(f) ^2$	$\left(\frac{q_x q_y}{12} \Delta t \right)^2 + S_x(f) \frac{q_y^2}{12} \Delta t + S_y(f) \frac{q_x^2}{12} \Delta t + S_{xy}(f) ^2$
Periodikus kereszt-teljesítménysűrűség spektruma	$S_{xy}(f) = \frac{1}{T} X(f)Y(f)$	$\emptyset$	$\cong \emptyset$	$\left[\frac{q_x q_y}{12} \Delta t \right]^2 + S_x(f) \frac{q_y^2}{12} \Delta t + S_y(f) \frac{q_x^2}{12} \Delta t$

A véges mintaregisztrátum-hossz hatása úgy modellezhető, mintha az időfüggvényt egy T hosszúságú „ablakkal” szoroznánk. Ennek az ún. négyszög-ablaknak az egyenletei (24.75. ábra):

$$w_N(t) = \varepsilon(t - t_0) - \varepsilon(t - t_0 - T),$$

$$W_N(f) = T \operatorname{sinc}(\pi f T) e^{-j2\pi f \left(t_0 + \frac{T}{2}\right)}.$$

A frekvenciatartományban a szorzásból konvolúció lesz, így az amplitúdó-spektrum az alábbi módon torzul:

$$X'(f) = X(f) * W_N(f).$$

A konvolúció miatt $X(f)$ éles csúcsai és ugrásai elkenődnek, és az ablak oldallengései miatt $X'(f_0)$ értékeit az $f \neq f_0$ értékek is módosítják.

Az időtartománybeli modellből nyilvánvaló, hogy ha a torzulás csökkenthető is a szorzó ablak alakjának változtatásával, meg nem szüntethető, hiszen a csonkítás biztosan információvesztést okoz.

A torzítás különböző spektrumosztályok esetén az ablakfüggvény megválasztásával módosítható [24.52, 24.56, 24.57]. A különböző ablakfüggvények közül itt csak a gyakran alkalmazott *Hann*- vagy más néven *Hanning*-ablakot ismertetjük.

Legyen a továbbiakban $t_0 = -\frac{T}{2}$, azaz

$$w_N(t) = \varepsilon\left(t + \frac{T}{2}\right) - \varepsilon\left(t - \frac{T}{2}\right), \quad (24.82)$$

$$W_N(f) = T \operatorname{sinc}(\pi f T). \quad (24.83)$$

A *Hann*-ablak egyenletei:

$$w_{HN}(t) = \left(1 + \cos 2\pi \frac{t}{T}\right) w_N(t), \quad (24.84)$$

$$W_{HN}(f) = W_N(f) + 0,5W_N\left(f - \frac{1}{T}\right) + 0,5W_N\left(f + \frac{1}{T}\right). \quad (24.85)$$

Az ablakfüggvényt úgy normáltuk, hogy a frekvenciatartományban 0 a eltoláshoz tartozó $W_N(f)$ függvény együttthatója 1 legyen. A szakirodalomban egyébként több-fajta normálást is használnak. A normálás az ablak jellegét nem befolyásolja, hiszen csak egy konstanssal való szorzást jelent.

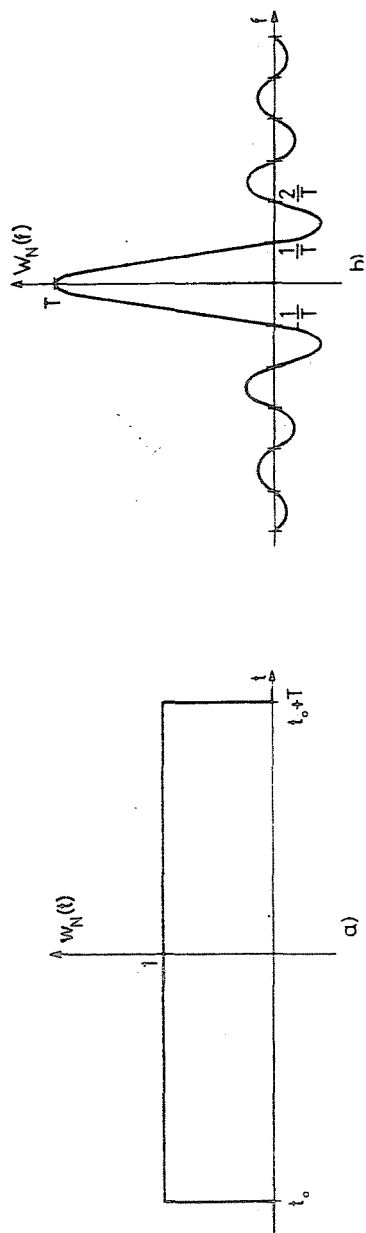
A *Hann*-ablak a 24.76. ábrán látható. Megfigyelhetjük, hogy a főhullám (a frekvenciatartományban a 0 frekvencia körüli rész) szélessége nőtt, míg az oldallengések amplitúdója csökkent.

A főhullám szélességének és alakjának periodikus jelek mintavételező amplitúdó-analízisének van fontos szerepe.

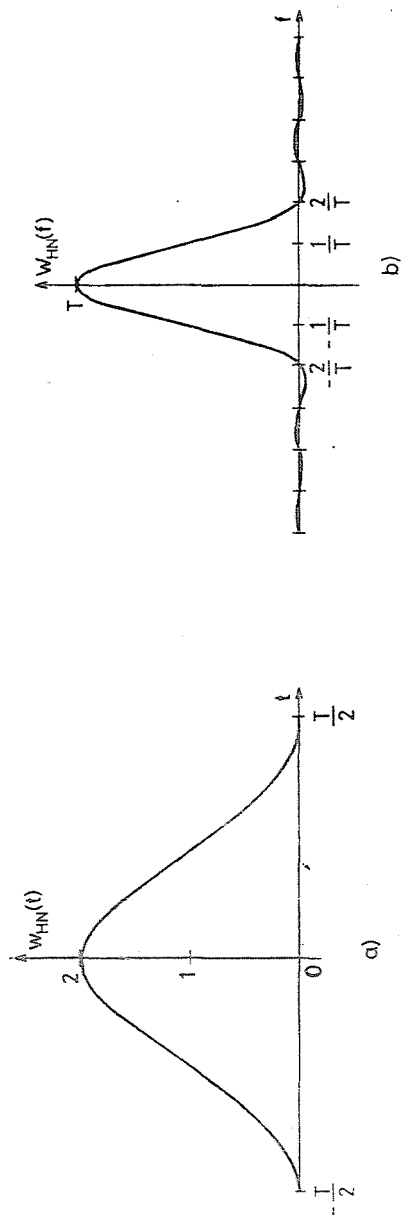
Legyen a vizsgálandó periodikus jel

$$x_p(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos\left(2\pi \frac{n}{T_p} t + \varphi_n\right).$$

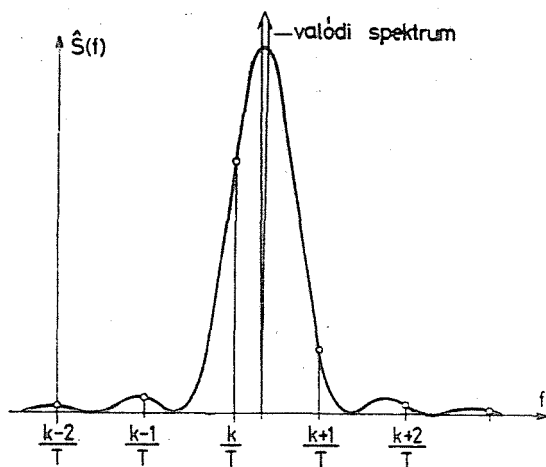
A *Fourier*-analízis azt jelentené, hogy egy (vagy több) teljes periódusra végezzük el a *Fourier*-transzformációt (sorfejtés).



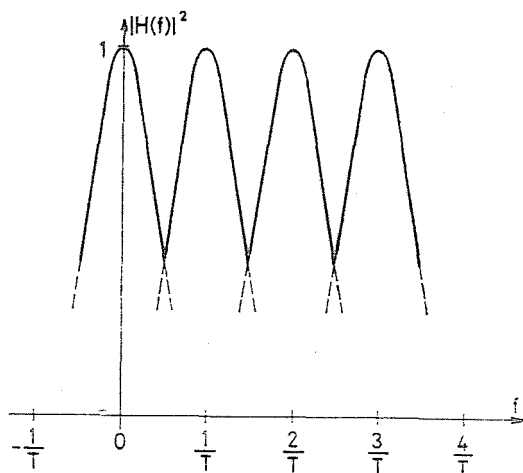
24.75. ábra. A négyzög-ablak



24.76. ábra. A Ham-ablak



a)



b)

24.77. ábra. A picket fence effektus

a az ablakfüggvény mintavételezése; b az „átviteli függvény”

A gyakorlatban azonban nem tudjuk a mintavételezőkor biztosítani, hogy $T_p f_m$ egész szám legyen. Ezért a mintavételezett teljesítménysűrűség-spektrum a 24.77. ábrán látható módon torzul. Az $\frac{n}{T_p}$ helyen kialakuló $\left(\frac{A_n}{2}\right)^2 T$ abszolút értékű csúcs helyett ennek környezetében az ún. Bartlett-ablakból (ld. később) kapunk mintavett értékeket $\left(\frac{k}{T}, \frac{k-1}{T} \text{ stb.}\right)$. Látható, hogy a korlátozott felbontóképesség itt előnyös: az $\frac{n}{T_p}$ helyen levő csúcs hatása megjelenik a $\frac{k}{T}$ és $\frac{k+1}{T}$ helyeken.

A 24.77b ábrán látható „átviteli függvény” azt mutatja, hogy az adott frekvenciájú szinuszos jel mekkora csúcserőként jelentkezik a $\frac{k}{T}$ pontokban kapott teljesítménysűrűség-spektrumbecslőben.

Ha a frekvencia éppen két mintavett érték közé esik, azaz

$$\frac{n}{T_p} = \frac{1}{2} \left(\frac{k}{T} + \frac{k+1}{T} \right),$$

akkor $\frac{A_n^2}{4} T$ helyett a mintavételi értékek $\frac{A_n^2}{4} T \left(\frac{2}{\pi} \right)^2$ abszolút értékek. Az amplitúdó mérésben ez megengedhetetlenül nagy hibát jelent. A megoldás többféle lehet:

a) A csúcs környezetében A_n és f_n változtatásával illesztjük az

$$S(f) = \frac{A_n^2}{4} T \operatorname{sinc}^2[\pi(f-f_n)T]$$

függvényt a mintavett értékekre.

Ez az eljárás bonyolult és hosszadalmas, bár elvileg a legcélravezetőbb.

b) Az ún. lineáris modellillesztéssel (ld. 3.5.1. pont) becsüljük a spektrumot. Ez is elsősorban számítógépes eljárás, felbontóképessége bizonyos esetekben sokkal jobb lehet, mint a DRFT-n alapuló spektrumbecslésé.

c) Módosítjuk az ablakfüggvény alakját. A feladatnak megfelel például az ún. Flat top (lapos tetejű) ablak [24.52, 24.62] (24.78. ábra). Egy ilyen tulajdonságú ablak egyenletei:

$$w_{FT}(t) = \left[\sum_{n=-4}^4 A_n \cos 2\pi \frac{n}{T} t \right] w_N(t),$$

$$A_0=1, \quad A_1=0,938\,522, \quad A_2=0,603\,326, \quad A_3=0,180\,371, \quad A_4=0,015\,469.$$

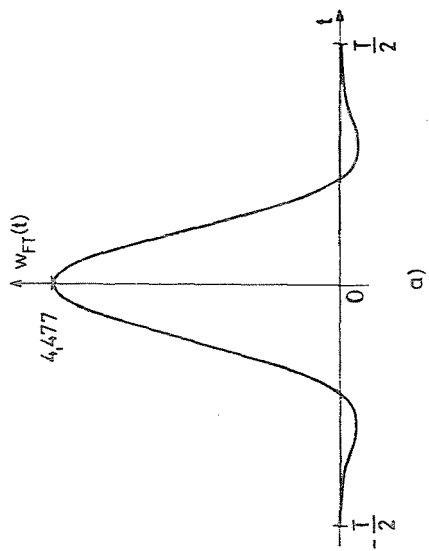
$$W_{FT}(f) = \sum_{n=-4}^4 A_n W_N \left(f - \frac{n}{T} \right).$$

A $W_{FT}(f)$ ablak ingadozása a $\left[\frac{-0,5}{T}, \frac{+0,5}{T} \right]$ tartományban 1% alatt van, továbbá a nagy (95 dB) dinamikával a szivárgás kicsi, ezért az amplitúdómérés sokkal pontosabbá vált. A pontosság növelésének ára láthatóan a főhullám szélesedése, azaz a felbontóképesség romlása.

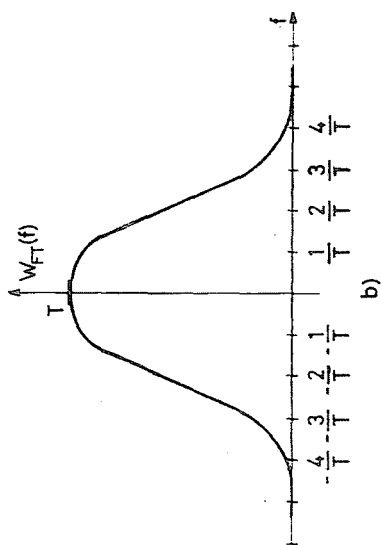
A $W_{FT}(f)$ ablakot tanulmányozva érdekes analógiát fedezhetünk fel az analóg feldolgozással: a párhuzamos analízátor f_k középtű szűrőjét ugyancsak célszerű „lapostetejűre” készíteni, hogy az $f_p \neq f_k$ periodikus jel amplitúdóját pontosan megmérhessük.

Az ablakfüggvényekről mondottak alapján az energetikai spektrumok torzulása már egyszerűen tárgyalható.

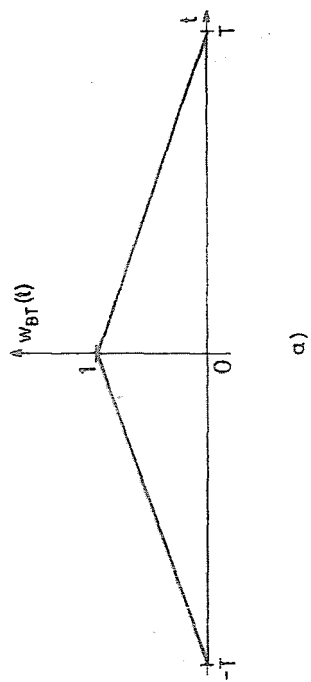
Az indirekt elvű analízátorban a korrelációfüggvény négyszögablakkal csonkított részét transzformáljuk, ezért a torzulás az amplitúdóspektrumhoz hasonlóan számítható.



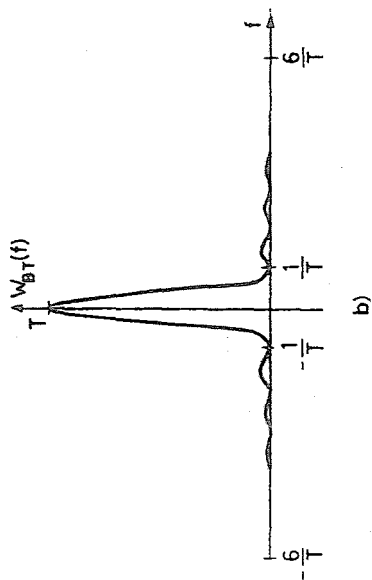
a)
24.78. ábra. A „flat top“-ablak



b)



a)



b)

24.79. ábra. A Bartlett-ablak

A direkt *Fourier*-analizátorokban az energetikai spektrumokat szorzással (abszolútértéknégyzet-képzéssel) állítjuk elő a *Fourier*-transzformáltból. Bebizonyítható, hogy ez a $W_N(f)$ ablak konstanssal szorzott négyzetével való konvolúciót jelent, azaz az időtartományban $w_N(t)$ autokonvolúciójával való szorzást (ld. direkt *Fourier*-transzformáció, 24.6.2. pont).

Az itt szereplő ablak a már ismert *Bartlett*-ablak (24.79. ábra). Egyenletei:

$$w_{BT}(t) = [\varepsilon(t+T) - \varepsilon(t-T)] \left[1 - \frac{|t|}{T} \right],$$

$$W_{BT}(f) = T \operatorname{sinc}^2(\pi f T).$$

Az előzőekben szereplő fejtegetések az amplitúdóspektrumokhoz hasonlóan végigvihetők, de a négyszögablak szerepét a *Bartlett*-ablak veszi át, és az időfüggvényeken végzett ablakozások a frekvenciatartományban az ablakfüggvény normált négyzetével való konvolúciót jelentenek.

Az ablakfüggvényeket alkalmazhatjuk az idő- és a frekvenciafüggvényeken. Koszinuszos ablakok (pl. *Hann*-ablak) alkalmazása a frekvenciatartományban sem jelent különösebben sok műveletet, mivel csupán a szomszédos értékek súlyozott összegezéséről van szó, ld. (24.85). Mivel az összegzésnek varianciacsökkentő hatása is van, továbbá átlagolás esetén elegendő az átlagolt spektrumon elvégezni az egyes mért spektrumok helyett, az ablakfüggvényeket gyakran a frekvenciatartományban, az energetikai spektrumokon alkalmazzuk (kvadratikus simítás). Ennek az eljárásnak azonban van egy súlyos hátránya. A fenti fejtegetés csak a várható értékkel és a torzítással foglalkozott. A dinamika szempontjából azonban a variancia is fontos lehet. A kvadratikus simítás az oldallengések tartományában a torzítást minimálisra teszi, de az „átszivárgott” varianciát már nem tudja eltüntetni. Ezért a jó dinamikájú analízis feltétele a lineáris (a négyzetreemelés előtti) simítás nagy dinamikájú ablakfüggvénnyel akár az idő-, akár a frekvenciatartományban. Az eredő ablakfüggvény alakjának végleges beállítása azonban elvégezhető kvadratikus ablakkal is.

24.8.3. A variancia csökkentése

A 24.6.2. pontban láttuk, hogy a sztochasztikus jelek teljesítménysűrűség-spektrumának becslője 100%-os varianciájú. A varianciát kétféle módon csökkenthetjük:

a) *Welch*-módszer (24.80. ábra, [24.59]).

n darab T hosszúságú független mintaregisztrátumból meghatározunk n darab teljesítménysűrűség-függvény becslőt:

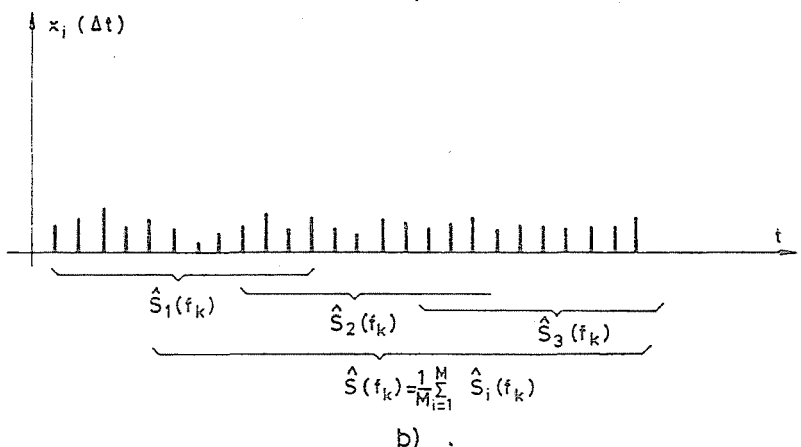
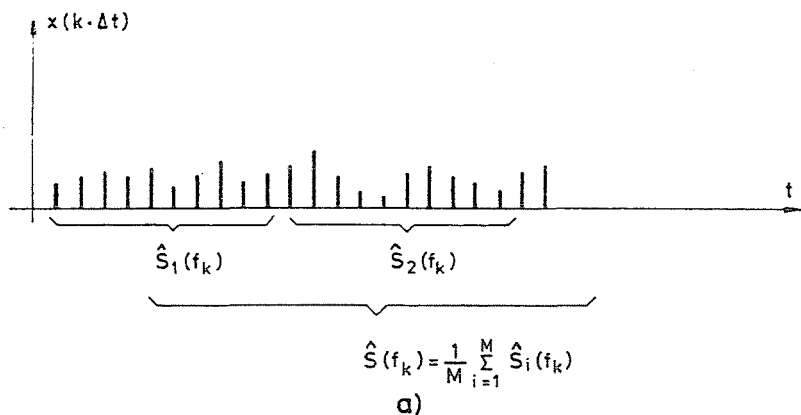
$$\hat{S}_{x1}(f, T), \hat{S}_{x2}(f, T), \dots, \hat{S}_{xM}(f, T).$$

Kisebb varianciájú becslést nyerünk, ha az n becslő átlagát képezzük (24.80a ábra):

$$\hat{S}_{xc}(f, T) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \hat{S}_{xi}(f, T).$$

A becslés varianciája független mintaregisztrátumokat feltételezve a következő módon számítható:

$$\operatorname{var} \{ \hat{S}_{xc}(f, T) \} = \frac{1}{M} \operatorname{var} \{ \hat{S}_{xi}(f, T) \}.$$



24.80. ábra. Varianciacsökkentés *Welch*-módszerrel
a az átlagolási stratégia; b a módosított *Welch*-módszer

A relatív variancia :

$$\varepsilon_r^2 = \frac{1}{M}.$$

A *Welch*-módszer az ablakfüggvény alakját változtatlanul hagyja. Hatékonysága tovább javítható, ha átlapolt regisztrátumokból származtatjuk a becslőket (módosított *Welch*-módszer [24.59], 24.80b ábra).

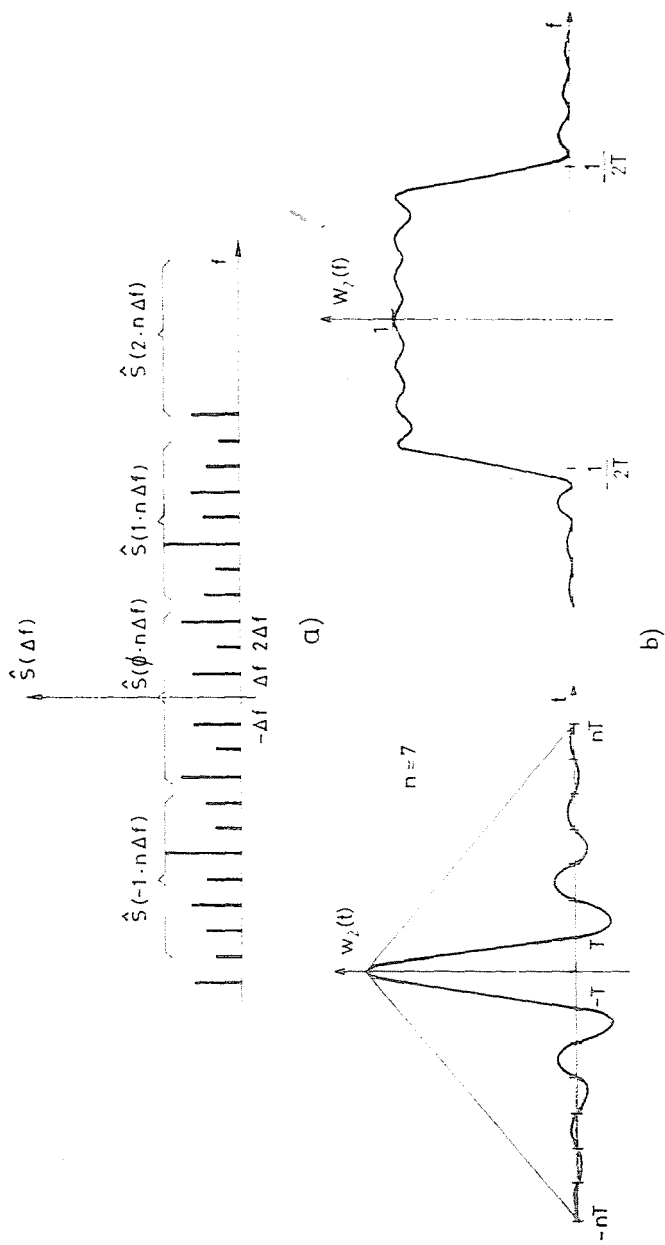
Ennek az eljárásnak különösen kis frekvenciákon van jelentősége, ugyanis kevesebb mintavett érték alapján (tehát rövidebb mintaregisztrátumból) előállítható az adott varianciájú becslő. Hosszadalmas számításokkal bebizonyítható [24.52], hogy az átlapolt regisztrátumokból származó spektrumbecslők még 50%-os átlapolás esetén is gyakorlatilag függetlenek, tehát a varianciacsökkentő hatás alig romlik.

b) *Bartlett*-módszer (24.81. ábra).

Az nT hosszúságú mintaregisztrátum *Fourier*-transzformáltjából meghatározzuk a teljesítményspektrum közelítését:

$$\hat{S}_x(f, nT) = \frac{1}{T} |X(f, nT)|^2.$$





24.81. ábra. Varianciacsökkentés *Bartlett*-módszerrel
 a az átlagolási stratégia; b a *Bartlett*-módszer eredő ablakfüggvénye

A mintavételezési tétel értelmében ezt a teljesítménysűrűség-spektrumot az $f = \frac{k}{nT}$ mintavételezési pontokban nyerjük. Ennek a spektrumnak a relatív standard hibája 100% (ill. $k=0$ esetén 200%).

Ha a spektrumminta értékeit n számú vonalat tartalmazó csoportokba osztjuk (n páratlan), és ezekben a csoportokban a vonalmagasságok átlagát képezzük, akkor az $f = \frac{k}{T}$ mintaértékeknél megadott spektrumot nyerjük.

Mivel az $f_1 = \frac{k_1}{nT}$ és $f_2 = \frac{k_2}{nT}$ pontokban nyert spektrumvonalak gyakorlatilag függetlenek, a kapott átlagolt spektrum relatív varianciája $\varepsilon_r^2 = \frac{1}{n}$.

Hozzá kell tenni azonban, hogy az utóbbi módszer megváltoztatja az eredő ablakfüggvény alakját (24.81. ábra). Míg a Welch-módszernél marad a $2T$ szélességű Bartlett-ablak:

$$W_{BT}(\tau) = 1 - \frac{|\tau|}{T}, \quad |\tau| \leq T,$$

$$W_{BT}(f) = T \operatorname{sinc}^2(\pi f T),$$

addig az n pontra vett átlagolás a frekvenciatartományban $\frac{n}{nT} = \frac{1}{T}$ szélességű négyszögablakkal vett konvolúciónak felel meg:

$$W_2(f) = W_{BT, nT}(f) * \operatorname{rect}_{\frac{1}{T}}(f).$$

A diszkrét esetre kiírva:

$$W_2(f) = \frac{1}{n} \sum_{i=-\frac{n-1}{2}}^{\frac{n-1}{2}} nT \operatorname{sinc}^2 \left[\pi \left(f - \frac{i}{nT} \right) nT \right],$$

$$W_2(\tau) = W_{BT, nT}(\tau) \operatorname{sinc} \left(\pi \frac{1}{T} \tau \right).$$

Az ábrán látható, hogy a felbontóképesség az nT esethez képest n -edrészre csökkent, így a $\frac{k}{T}$ (ritkább) pontokban elég a becslőt megtartani. Azt is megfigyelhetjük azonban, hogy a módosult ablakfüggvény alakja jobban közelíti a frekvenciatartománybeli ideális négyszögablakot: a periodikus jelekre az amplitúdómérés torzítása kisebb lesz.

Megemlítjük, hogy a Bartlett-módszer nem más, mint egy a frekvenciatartományban egyenletes kvadratikusan ablakkal végzett simítás. A varianciacsökkentési gyakran más alakú kvadratikusan ablakkal végzik, ilyenkor a torzítást is a kívánt módon lehet befolyásolni.

24.8.4. A felbontóképesség növelése

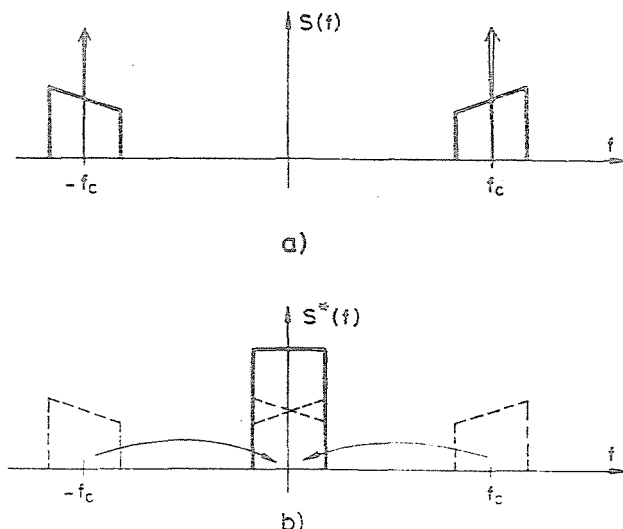
Az eddigiekben láttuk, hogy a *Fourier*-analízis felbontóképessége legfeljebb $\Delta f = \frac{1}{T}$, ill. ablakfüggvényt alkalmazva ennél is rosszabb (ld. 24.75b, 24.76b, 24.78b ábra). Gazdaságossági okokból $N=2^{10}$ fölé nem érdemes menni az adatszámmal, ez pl. 10 kHz frekvencián a mintavételezési törvény miatt szükséges minimális $f_m = 20$ kHz mintavételezési frekvenciával is csak $\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{f_m}{N} = 20$ Hz felbontást jelent. A jobb felbontás eléréséhez tehát kisebb mintavételezési frekvenciát kellene biztosítanunk. Ezt úgy érhetjük el, hogy a bennünket érdeklő tartományt 0 Hz környezetébe transzformáljuk, és az érdektelen részek kiszűrése után a mintavételezési törvény kisebb f_m -et követel.

Az előzőekben láttuk, hogy a keverés ilyen tulajdonságú (24.82. ábra). Az ábráról leolvasható azonban, hogy a szinuszos keverés spektrumhasító tulajdonsága miatt a két spektrumrész egymásra másolódik, és a spektrum csak az f_c frekvencián nem torzul. Nem lehet kihasználni tehát a *Fourier*-analízis előnyét, hogy sok pontban képes egyszerre meghatározni a spektrum értékét, hiszen a torzított spektrum kevés információt nyújt. Olyan keverésre van tehát szükség, amely csak eltolást okoz, hasítást nem. Ez pedig a komplex keverés: az $e^{j2\pi f_c t}$ komplex függvényvel való szorzás (24.83. ábra).

A komplex keverés ismeretében megérthetjük, miért okoz fázishasítást a $\cos 2\pi f_c t$ függvényvel való moduláció:

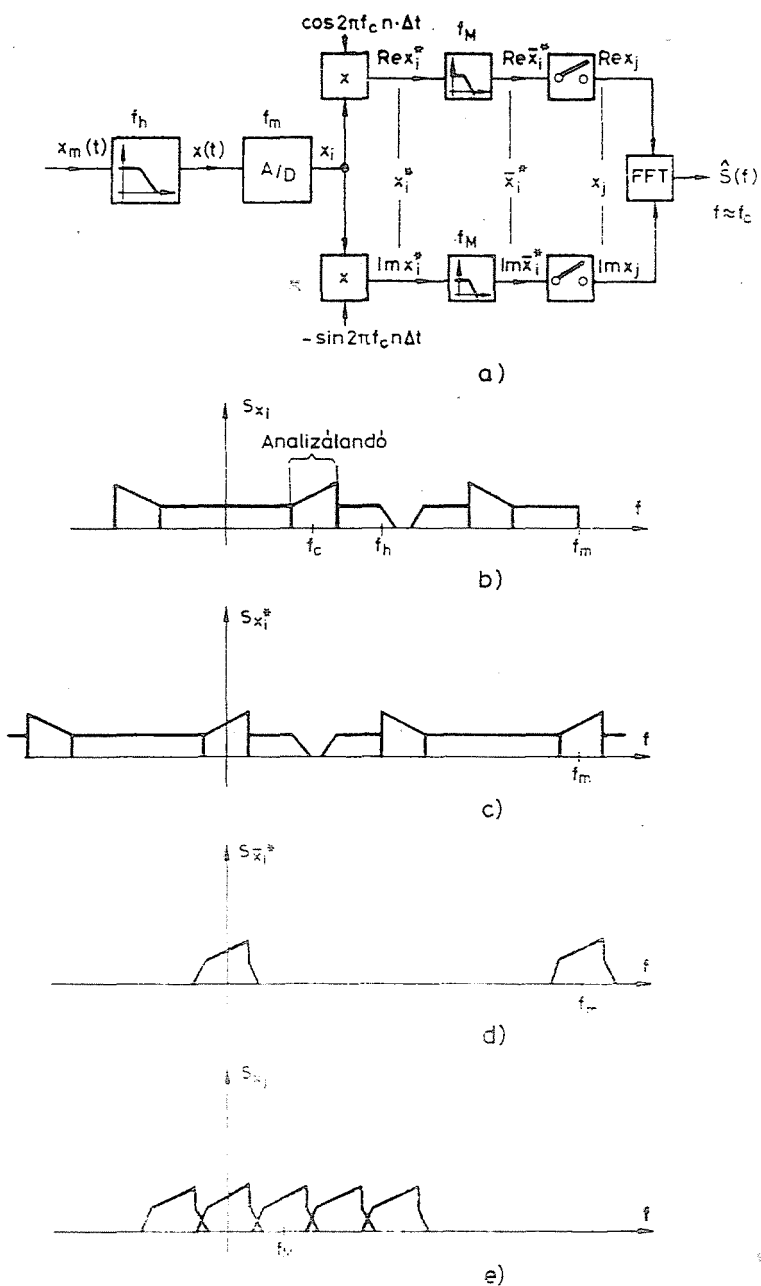
$$\cos 2\pi f_c t = \frac{e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t}}{2}.$$

A moduláció tehát egy balra- és egy jobbrtolás összegét jelenti.



24.82. ábra. Szinuszos keverés

a alaphelyzet; b a spektrum a keverés után



24.83. ábra. A sávselektív *Fourier*-analízis

a) elvi vázlat; b, c, d, e) frekvenciaspektrumok © Copyright 1975, Hewlett-Packard Company. (A közzétételével)

A komplex keverés végrehajtható a valós és a képzetes résszel (koszinusz, ill. szinusz) való szorzásként; ügyelni kell azonban arra, hogy a mintafüggvény most már komplex lesz.

A fenti elven működő sávselektív *Fourier*-analízis (Band-Selectable Fourier Analysis, BSFA [24.61], vagy más néven komplex demoduláció) algoritmusát a 24.83. ábrán követhetjük.

A mérendő $x(t)$ jel határfrekvenciáját az aluláteresztő szűrő segítségével korlátozzuk, majd $f_m > 2f_b$ frekvenciával mintavételezzük. A kapott x_i sorozat spektruma a 24.83b ábrán látható. Minket az f_c frekvencia környéke érdekel, ezért az $e^{j2\pi f_c t}$ függvénnyel modulálunk. A komplex keverést közvetlenül nem tudjuk elvégezni, ezért a blokkvázlaton látható módon a valós és képzetes részt külön kezeljük, pl. $x_i^* = \text{Re } x_i^* + j \text{Im } x_i^*$ alapján a $\text{Re } x_i^*$ és $\text{Im } x_i^*$ értékeket számoljuk. A spektrumképeken a komplex jelek spektruma látható.

Az eltolt $S_{x_i^*}$ spektrum látható a 24.83c ábrán. Most már aluláteresztő szűréssel kivágható a 0-ra kevert spektrumtartomány (24.83d ábra). Mivel a jel sávkorlátja csökkent, a mintavétel ritkítható (újrámintavételezés) annyira, hogy a 0 középső spektrumtartomány éppen ne torzuljon (24.83e ábra). Az x_i^* sorozatból (azaz a $\text{Re } x_i^*$ és $\text{Im } x_i^*$ sorozatból) csak minden f_m/f_M -edik értéket tartunk meg. A 24.83e ábráról leolvasható, hogy a célt elértük: megfelelő spektrumú, minimális frekvenciával mintavételezett jelsorozatot kaptunk, melyen gazdaságosan elvégezhető a gyors *Fourier*-transzformáció.

24.8.5. A változó sáv szélesség biztosítása

Láttuk, hogy a mintavételező *Fourier*-analízisnél a felbontóképesség minden pontban ugyanakkora, és a frekvencialépték lineáris. Gyakran van azonban szükség arra, hogy a relatív felbontóképesség $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)$ legyen állandó: nagyobb frekvencián kisebb abszolút felbontásra van szükségünk, a *Bode*-diagram felvételéhez pedig logaritmikus frekvencialéptékre van szükség. Ezen feladat közelítő megoldására alkalmas a frekvenciatorzítás módszer (frequency warping [24.64—24.66]). Alapgondolata a következő: a frekvenciákat a mintavételezett jelsorozat útjába helyezett, frekvenciafüggő fázistolást okozó elemekkel módosítja. (A részleteket illetően az irodalomra utalunk.) A frekvenciatorzításos módszer jelentős számítási kapacitást vagy hardver támogatást igényel, ezért alkalmazása viszonylag ritka.

24.8.6. A véges szóhosszúságú aritmetika okozta hibák

A gyors *Fourier*-transzformáció sebességét technikai eszközökkel is igyekszünk növelni. Ezt az algoritmus egyes lépéseinek gyorsításával ($W^{1/N}$ táblázatos előállítás, hardver cím kiszámítás, táblázatos szorzás, hardver szorzók alkalmazása stb.) érhetjük el. A sebesség növelésének érdekében szokás alkalmazni a fixpontos aritmetikát. Ez azonban kerekítési hibákat okoz:

1. a tárolt fixpontos $W^{1/N}$ értékek pontatlanok (kvantáltak);
2. az elvégzett szorzások után kerekítünk (az eredményt véges bitszámon tároljuk);
3. ha többszörös lépés lép fel az összeadásoknál, akkor ennek kiküszöbölésére 2-vel oszadjuk az adatsort: az utolsó bit így elvész.

Ezeket a hibákat elemzi a szakirodalom [24.67—24.70]. Itt az irodalom alapján az utolsó két hibára adunk egy felső korlátot, 2-es komplementes fixpontos számábrázolás esetére.

A képlet a transzformálandó pontsorozat $\{x\}$ és a pontos transzformált pontsorozat $\{X\}$ átlagos négyzetes értéke, valamint a véges bitszámú diszkrét *Fourier*-transzformált pontonkénti hibájának átlagos négyzetes értéke között ad meg összefüggést:

$$\frac{\psi(Z)}{\psi(X)} \cdot h = \frac{2^{\frac{M+3}{2}} \cdot 2^{-B} \cdot 0,9}{\psi(X)} = \frac{\sqrt{N} \cdot 2^{-B} \cdot 1,2}{\psi(X)},$$

ahol $M = \log_2 N$,

B = a feldolgozó processzor bitszáma (előjelbit nélkül),

$$\psi(x) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2},$$

$$\psi(X) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i^2},$$

$$\psi(Z) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Z_i^2},$$

Z_i a véges bitszámmal számolt X_i hibája.

Ez a képlet — tekintve, hogy átlagos négyzetes értékek között ad meg összefüggést — nem értelmezhető közvetlenül. A szorzófaktor függ a jelalaktól is, pl. egyenletes eloszlású zaj esetén vagy komplementes helyett előjeles bináris számábrázolás mellett valamivel kisebb.

Tekintsünk ezért két példát:

1. Közel egyenletes eloszlású fehér zajt analizálunk. Legyen $|x| < 1$, és használjuk ki teljesen a B bites szavakat.

Eszerint $\psi(x) = \frac{1}{3}$. $h < 0,3$ -at megengedve a 8 bites mikroszámítógép is csak

$$N = \frac{h^2 \psi^2(x) 2^{2B}}{1,2^2} = \frac{9 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{1}{9} \cdot 2^{-14}}{1,44} \cong 115$$

adatot dolgozhat fel: mindenképpen varianciacsökkentésre van szükség. Ez pedig DRFT esetén nem is olyan egyszerű, mivel a kerekítési hiba a négyzetre emelés után kapott spektrumban növeli a spektrum várható értékét, és ez a csak közelítőleg ismert determinisztikus faktor nehezen korrigálható.

2. Szinuszos jelet analizálunk. Legyen $|x| < 1$, 8 bites a számábrázolás,

$N = 128$, $\psi(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$. Mivel a spektrumcsúcs értéke

$$\frac{C_p^2}{4\Delta f} \cdot \frac{1}{\Delta t} = \frac{N}{4}, \quad \psi(X) = \sqrt{2 \cdot \frac{N}{4}} / N = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

és így

$$\psi(Z) < \frac{\sqrt{128} \cdot 2^{-7} \cdot 1,2}{\frac{1}{\sqrt{2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,106.$$

Ez azt jelenti, hogy a teljesítményspektrum-csúcsnál a relatív hiba durva közelítéssel csak kb.

$$\frac{\left(\sqrt{\frac{128}{4}} + 0,106\right)^2 \frac{128}{4}}{128/4} \approx 0,037,$$

a többi pontokban mérhető spektrumszórás és a teljesítménycsúcs viszonya pedig 0,0033 (−24,8 dB).

24.9. A hálózatjellemző függvények mérése

A hálózatjellemző függvények mérése elvben sok szempontból eltérő feladatot jelent, mint általában a jelanalízis. Az itt alkalmazott gyakorlati mérés technika és a felhasznált műszerek azonban nagyrészt megegyeznek a jelanalízisben felhasználtakkal (lényegében a be- és kimenőjelek együttes analiziséről van szó), ezért a hálózatjellemző függvények mérés technikáját is ebben a fejezetben vizsgáljuk.

A 2.5.1. pontban láttuk, hogy a független generátorokat nem tartalmazó lineáris invariáns kétkapukról (és többkapukról) kívülről szerezhető maximális információ a frekvenciafüggő átviteli mátrix. A mérés tehát ennek elemeire (ill. valamilyen ekvivalensükre) irányulhat, így

- a súlyfüggvényekre;
- az átmeneti függvényekre;
- az átviteli függvényekre.

Méréskor általában egyszerre csak két jel közötti összefüggést határozunk meg. Az áramot és feszültséget ebből a szempontból nem különböztetjük meg, így a következő paraméterek mérését sem:

- be- és kimeneti immittanciák;
- transzfer immittanciák;
- áram- és feszültségerősítés.

24.9.1. Mérések tranziens vizsgálójelekkel

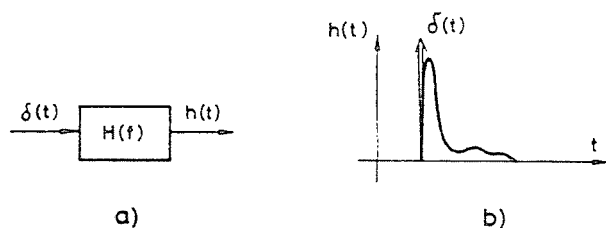
A tranziens vizsgálójelekkel való mérés során közvetlenül a súlyfüggvényt, ill. az átmeneti függvényt mérjük. A mérések fő nehézsége, hogy a mérendő jel energiatartalma kicsi, ezért a zajok által okozott relatív mérési variancia nagy.

A súlyfüggvény mérése

A súlyfüggvény definíció szerinti mérése igen körülményes, mivel

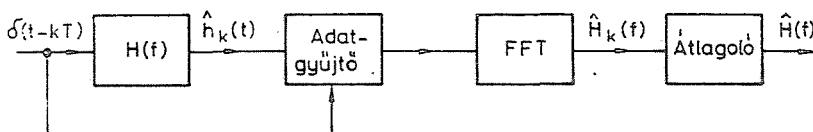
- a) a gerjesztőfüggvény elméletileg *Dirac*-delta, és ennek közelítése nehéz;
- b) a hálózat gyakran csak korlátozott bemenőjel-amplitúdót képes lineáris üzemmódban fogadni;

c) a kimeneten gyakran nagy a súlyfüggvény dinamikája, ezért a regisztrálás is nehézkes (24.84. ábra).



24.84. ábra. A súlyfüggvény közvetlen mérése
a blokkvázlat; b időfüggvények

A gerjesztőimpulzusok rossz reprodukálhatósága és a kis jel-zaj viszony miatt a súlyfüggvényt gyakran többször vesszük fel, és az eredményt átlagoljuk. Mivel a Fourier-transzformált $[H(f)]$ sokszor jobban értékelhető, a regisztrátumokból rögtön Fourier-transzformáltat számolunk; az átlagolás így a Fourier-transzformáció keverítési hibáit is csökkenti. Egy ilyen eszköz blokkvázlata látható a 24.85. ábrán.



24.85. ábra. Az átviteli függvény mérése súlyfüggvényt mérésel

A regisztráló nemcsak a $h(t)$ függvények, hanem a vizsgálópulzusok alakját is rögzíti az esetleges korrekciók megkönnyítése, ill. a mérési hibák felismerése céljából.

A súlyfüggvény felvételének elsősorban ott van jelentősége, ahol kimondottan pulzusszerű gerjesztést tudunk alkalmazni (pl. robbantásos, légalapácsos geofizikai mérések).

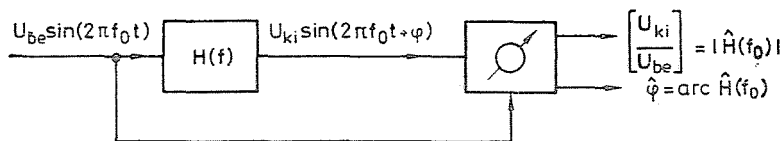
Az átmeneti függvény mérése

A súlyfüggvénynek a gerjesztésből származó nehézségei nem lépnek fel az átmeneti függvény mérésekor. A regisztrált $v(t)$ függvény feldolgozása történhet a súlyfüggvényéhez hasonló módon, esetleg néhány paraméteres identifikációt végzünk a regisztrátumon [24.71]. Az identifikáció hátránya, hogy előre meg kell becsülnünk a mérendő hálózat foksámát.

24.9.2. Mérések szinuszos vizsgálójellel

Szinuszos vizsgálójellel nem az időtartománybeli jellemzőket mérjük, hanem közvetlenül a frekvenciatartománybeli jellemző értékeit (24.86. ábra).

Egy adott frekvencián a be- és kimenőfeszültséget, továbbá a fázistolást a 21. fejezetben ismertetett módszerekkel mérhetjük. A hányadosmérés kiküszöbölhető, ha U_{be} értékét f_0 -tól független, állandó értéken tartjuk.



24.86. ábra. Mérés szinuszos vizsgálójellel

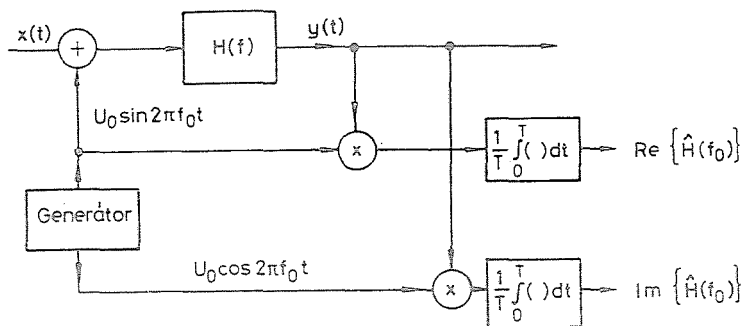
$H(f_0)$ komponenseinek közvetlen mérését végzik a vektor-voltmérők (ld. 20. fejezet). A Bode-diagram könnyebb felvétele érdekében az amplitúdó-skálázás gyakran dB-ben történik. A mérendő hálózat linearitását, zajmentességét torzításmérővel ellenőrizhetjük.

A voltmérős eljárásnál két dologra kell ügyelnünk:

a) az eredményt csak akkor olvassuk le, ha a tranziensek már lezajlottak (ezt az időt a mérendő hálózat határozza meg);

b) a voltmérővel csak az f_0 frekvenciájú komponenszt mérjük (elkülönítve a hálózati stb. zavaroktól). Ennek érdekében célszerű szelektív voltmérőt használni.

A szelektivitás lényeges javítását jelenti az ún. ortogonális korrelátor (24.87. ábra) alkalmazása. A generátor által kiadott $U_0 \sin(2\pi f_0 t)$ jellel üzem közben is gerjeszthetjük a $H(f)$ átviteli függvényű hálózatot. Mivel a generátor a 90° -kal eltolt



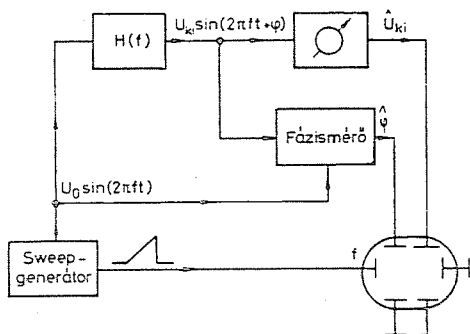
24.87. ábra. Az ortogonális korrelátor blokkvázlata

gerjesztőfüggvényt is előállítja, a keresztkorreláció-képzéssel az átviteli függvény valós és képzetes része is előállítható. Az átlagolási idő növelésével tetszőleges, a gerjesztőjellel nem szinkronizált zavaró hatás kiátlagolható, így a mérési pontosság nagy lehet.

A fenti módszerekkel végigmérhető a teljes átviteli függvény, de ez kézzel igen nehézkes. A teljes mérést elvégzik az automatikus hálózatanalizátorok (24.88. ábra).

A sweepgenerátor stabilizált amplitúdójú, növekvő frekvenciájú szinuszjelet állít elő a mérendő hálózat bemenetén. A kimenet lineáris, invariáns esetben szintén szinuszos, ennek amplitúdóját valamilyen váltakozófeszültség-mérési módszerrel mérjük.

A fázismérés szükséges pontossága a spektrumanalizátorokban 1° -nál nem több, ez pl. a kitöltési tényező mérésével (ld. 21. fejezet) is elvégezhető. Nagyobb frekvenciákon (10...100 MHz fölött) gyakran elegendő és könnyebb is a fáziskarakterisztika helyett ennek deriváltját, a futásiidő-karakteristikát, ill. csoportkésleltetés-karakteristikát mérni. Ennek méréstechnikájára itt nem térünk ki részletesen.



24.88. ábra. Az automatikus hálózatanalizátor blokkvázlata

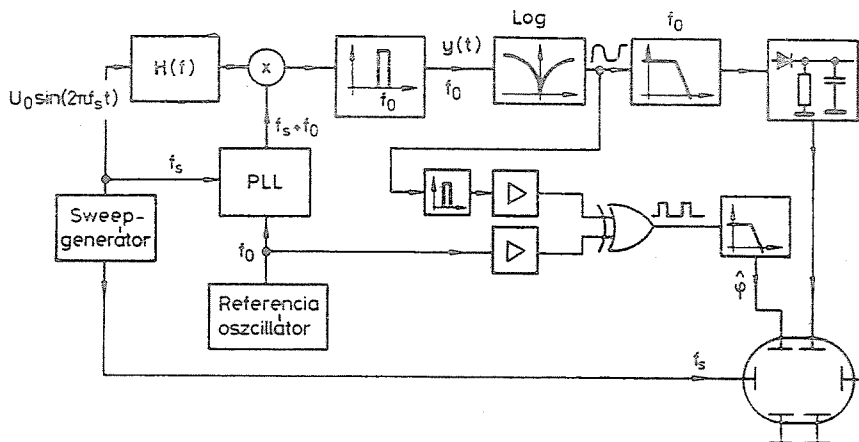
A gyakorlatban megvalósított hálózatanalizátorok alapvetően a fenti módon működnek, de részegységeikben lehetnek eltérések. A következőkben ezek bemutatására ismertetünk néhány megoldást.

A 24.89. ábrán látható analízator analóg elvű, és közepes frekvencián működik [24.74]. A sweep-generátor szolgáltatja a mérendő hálózat gerjesztőjelét. Mivel a kimenőjel túlságosan nagy frekvenciájú, f_0 középfrekvenciára keverjük. A fázishelyes keverőjelet PLL áramkör biztosítja. A fázismérés helyességének feltétele, hogy az f_0 sávszűrő és aluláteresztő szűrő együttes fázistolása az f_0 frekvencián stabilan 0 vagy legalábbis ismert értékű legyen.

A középfrekvenciás jelet két úton dolgozzuk fel:

a) Koincidenciakapuvál kitöltési tényezővé alakítjuk az f_0 frekvenciás referenciajel és $y(t)$ jel fáziskülönbségét, majd ezt aluláteresztő szűrő segítségével a fázissal arányos jellé transzformáljuk.

b) A középfrekvenciás jelet közvetlenül a logaritmikus erősítőre vezetjük. Az erősítőkarakterisztika természetesen csak közelítés, mivel $U \rightarrow 0$ esetén a kimenet elvben végtelenhez tartana.



24.89. ábra. Keverő rendszerű analóg hálózatanalizátor blokkvázlata

Az alapharmonikus

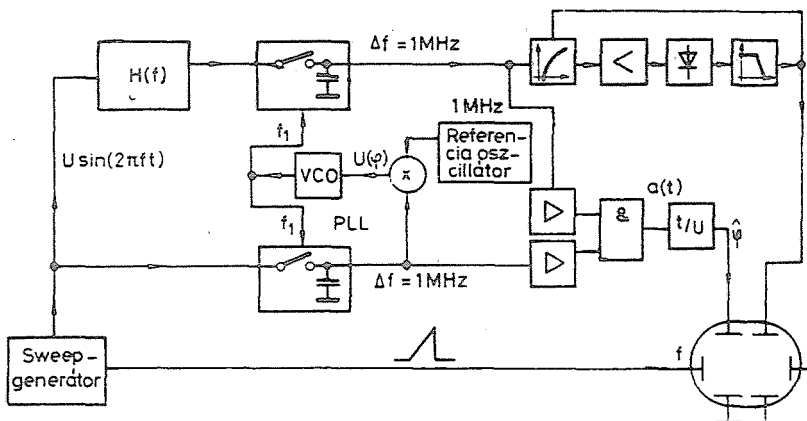
$$U_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin x \ln(U \sin x) dx = \frac{\ln U}{\pi} + \frac{2}{\pi} (\ln 2 - 1) =$$

$$= \frac{1}{\pi} \ln [U(2 \ln 2 - 2)].$$

Az alapharmonikus detektálásával tehát egyértelműen meg lehet mérni a bemenőfeszültség logaritmikus értékét.

Ezen megoldás előnye a nagy dinamika, amit a detektor elé helyezett logaritmikus erősítő biztosít.

A 24.90. ábrán látható hálózatanalizátor nagyobb frekvenciáig (GHz) működik [24.75].



24.90. ábra. Mintavételező analóg hálózatanalizátor

A működés hasonló a 24.89. ábrán látott analizátoréhoz, de

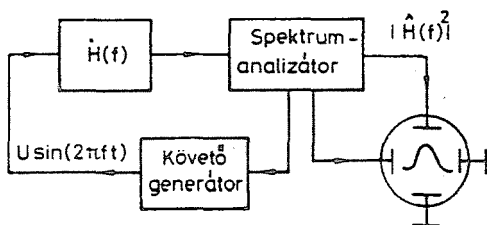
- a keverést mintavételezés helyettesíti;
- az amplitúdódetektor logaritmikusan visszacsatolt szabályozható erősítőn alapul;
- a fázismérést időmérésre vezettük vissza.

A mintavételezéses frekvenciatranszformáció a mintavételező oszcilloszkópnál (24.1.1. pont) bemutatott módon működik. Az 1 MHz-re való keverést (és így a további feldolgozó egységek számára a fix frekvenciát) fázis-zárt hurok (PLL) biztosítja.

Mivel a sweepgenerátor által előállított frekvenciát ugyanígy transzformáljuk, a két jel relatív fázishelyzete azonos marad, ezt a $\Delta f = 1$ MHz frekvencián könnyebben megmérhetjük.

A fázist úgy mérjük, hogy a két azonos frekvenciájú jelet jelformálón keresztül ÉS-kapura vezetjük. Az $a(t)$ jel akkor „1” értékű, ha mindkét bemenőjel fázisa pozitív. $a(t)$ időviszonyait mérve egyértelműen meghatározhatjuk a $\phi(f)$ fázisbecslőt.

Az amplitúdódetektor a nagy dinamikatartomány elérése céljából visszacsatolt logaritmikus erősítőt tartalmaz (ld. pl. 24.7.2. pont).



24.91. ábra. Hálózatanalízis követő generátoros spektrumanalizátorral

A szinuszos jellel gerjesztett hálózatok átviteli függvényének mérése megoldható spektrumanalizátor segítségével is, ha biztosítani tudjuk, hogy a gerjesztés frekvenciája végig megegyezzen a spektrumanalizátor középfrekvenciájával. Ez a követő generátor segítségével oldható meg (24.7.2. pont). A 24.91. ábrán látható elrendezésben a spektrumanalizátor a $|H(f)|^2$ értéket méri, a fázis mérésére nem képes.

24.9.3. Mérések sztochasztikus gerjesztőjelekkel

A 2.5.1. pontban már láttuk, hogy a transzfer függvények sztochasztikus vizsgálójelek esetén az alábbi összefüggések alapján becsülhetők:

$$R_{xx}(\tau) * h(\tau) = R_{xy}(\tau); \quad (24.86)$$

$$S_{xx}(f)|H(f)|^2 = S_{yy}(f); \quad (24.87)$$

$$S_{xx}(f)H(f) = S_{xy}(f). \quad (24.88)$$

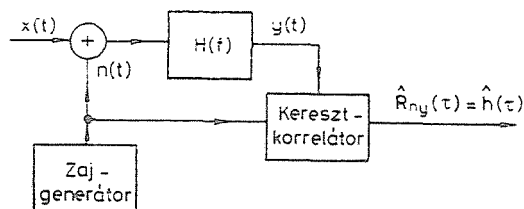
1. A (24.86) alapján való becsléskor láthatóan dekonvolúciót kell végrehajtani. Ez nem mindig egyértelmű, és végrehajtása is körülményes. Ezért speciális gerjesztőjelet használunk: fehér zajt (ill. ennek közelítését). A közelítés feltételeit ld. a következő pontban. Fehér zajra $R_{xx}(\tau) = R_0 \delta(\tau)$, így a konvolúciót végrehajtva

$$h(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau)}{R_0}.$$

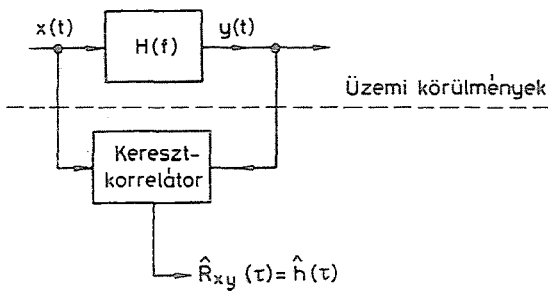
A keresztkorrelációt mérve tehát megfelelő kalibrálással éppen a súlyfüggvényt mérhetjük. A keresztkorreláció-mérési módszereket ld. a 24.4. szakaszban.

A keresztkorrelációs technikát elsősorban akkor alkalmazzuk, ha

a) a szinuszos gerjesztés nem oldható meg, pl. üzem közben szeretnénk mérni az átvitelt (24.92. ábra);



24.92. ábra. Súlyfüggvényt mérés üzem közben



24.93. ábra. Mérés üzemi gerjesztőjellel

b) az üzemi gerjesztésre adott válaszból elégséges információ nyerhető, pl. akusztikus késleltetések mérése (24.93. ábra);

c) a környezet túl zajos a determinisztikus jellegű átviteli függvény-mérésekhez;

d) ok-okozati összefüggéseket akarunk feltárni egyes jelek között, ill. a késleltetési időket kívánjuk mérni.

2. A (24.87) és (24.88) összefüggések alapján a teljesítménysűrűség-függvényekből osztással származtatható az átviteli függvény (ill. abszolútértékének négyzete). A (24.87) kifejezés alkalmazásánál azonban arra kell ügyelnünk, hogy ez csak zajmentes hálózat esetén alkalmazható, szemben a másik két kifejezéssel, melyekből a zaj kiátlagolódik.

Mérésadatfeldolgozáskor gyakran szükség van az átviteli függvény fázisinformációjára is, ezért ha van mód a keresztspektrum mérésére, a (24.88) képlet alapján becsülünk. Mivel azonban a kis számmal való osztás a legtöbb esetben nehézségeket okoz, az osztást lehetőleg elkerüljük. Itt is a fehér zaj alkalmazható:

$$S_{xx}(f) \equiv S_{xx}(0),$$

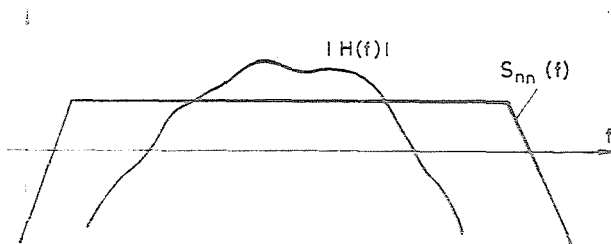
$$S_{xx}(0)H(f) = S_{xy}(f); \quad S_{xx}(0)|H(f)|^2 = S_{yy}(f). \quad (24.89)$$

A frekvenciatartományban jól megfogalmazható a közelítő fehér zajra vonatkozó feltétel: $H(f)$ mérési sávjában $S_{xx}(f)$ legyen egyenletes, ezen kívül eltűnhet (24.94. ábra). A mérési sáv lehet csak a minket érdeklő tartomány, vagy a mérőműszer által egyáltalán mérhető $H(f)$ tartomány ($-60, -80$ dB felett).

Amennyiben nincs módunk arra, hogy a bemenetet fehér zajjal gerjesszük, akkor a

$$\hat{H}(f) = \frac{\hat{S}_{xy}(f)}{\hat{S}_{xx}(f)} \quad (24.90)$$

kifejezés alapján becsülhetjük az átviteli függvényt.



24.94. ábra. Az ideális fehér zaj közelítése

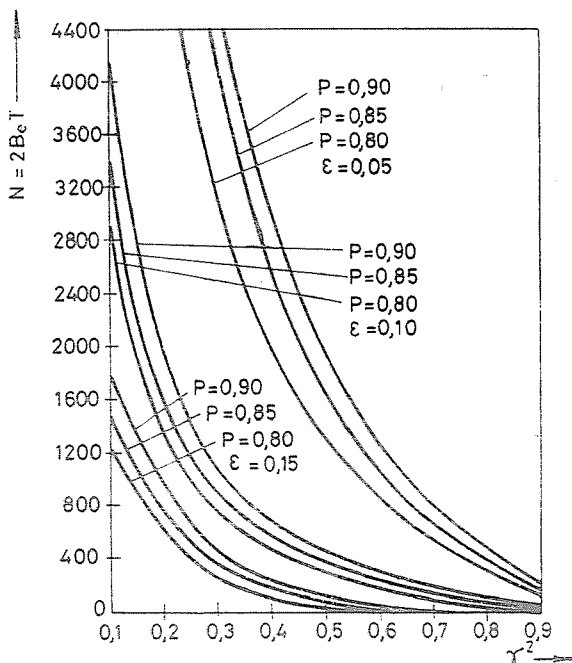
Az osztás miatt a varianciát nehéz becsülni. Itt [24.1] alapján közlünk két formulát a konfidenciaintervallum meghatározásához. Legyen

$$H(f) = |H(f)|e^{-j\Phi(f)}.$$

Bebizonyítható a következő állítás:

$$P \left[\left| \frac{\hat{H}(f) - H(f)}{H(f)} \right| < \sin \varepsilon \cap |(\hat{\Phi}(f) - \Phi(f))| < \varepsilon \right] \cong 1 - \left[\frac{1 - \gamma_{xy}^2(f)}{1 - \gamma_{xy}^2(f) \cos^2 \varepsilon} \right]^{B_e T}, \quad (24.91)$$

ahol B_e a spektrumbecslés ekvivalens sávszélessége. Látható, hogy a konfidenciahatár a koherencia (ld. 24.9. pont) függvénye, és a variancia annál kisebb, minél nagyobb a koherencia. Ezért a (24.90) kifejezés alapján történő becslés csak a koherenciafüggvény párhuzamos mérésével értékelhető ki.

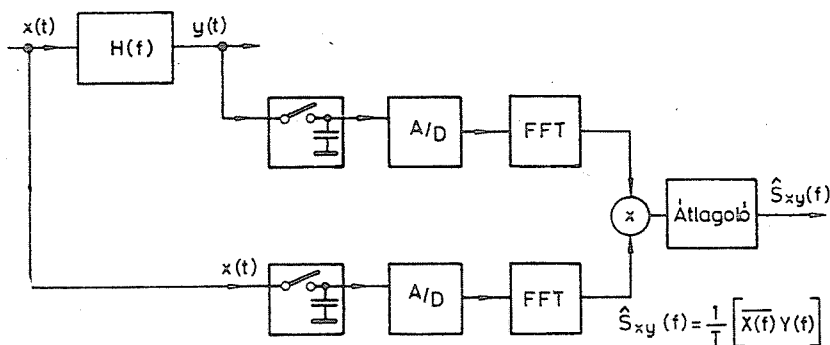


24.95. ábra. Az átviteli függvény mérésének konfidenciaintervallumai

© Copyright 1965, John Wiley and Sons. (A cég engedélyével)

A keresztspektrum közvetlen analóg elvű mérésére szolgáló műszer megépítéséhez a koincidencia- és kvadratúraspektrum közvetlen becslésére lenne szükség (2.2.4. pont).

A koincidenciaspektrum esetén a mérés analóg úton is egyszerűen megoldható. A kvadratúraspektrum méréséhez azonban komplex jelkezelésre (valós és képzetes rész külön csatornán) lenne szükség, ezt analóg analízátorral körülményes megvalósítani.



24.96. ábra. *Fourier-hálózatanalizátor* blokkvázlata

A komplex jeleket (ill. valós és képzetes részüket) felépítési elvüknél fogva könnyen tudják kezelni a digitális *Fourier*-analizátorok. Eerre jellemző példa a sávselektív *Fourier*-analízis (24.8.4. pont). Ezért a digitális *Fourier*-analizátorokba gyakran eleve beépítik a keresztspektrum, az átviteli függvény és a koherenciafüggvény mérésének lehetőségét (24.96. ábra). A digitális *Fourier*-analizátoroknál így általában nem lehet szétválasztani a spektrumanalizátort a hálózatanalizátortól.

Keresztspektrum mérésénél az autospektrum méréséhez hasonlóan felírhatók a varianciák [24.1]. *Sávszűrős analízis* esetén

$$\text{var} \{ |\hat{S}_{xy}(f)| \} \cong \frac{S_{xx}(f) S_{yy}(f)}{B_e T}, \quad (24.92)$$

ahol B_e az ekvivalens sáv szélesség. A relatív variancia

$$\varepsilon^2 = \frac{\text{var} \{ |\hat{S}_{xy}(f)| \}}{|S_{xy}(f)|^2} \cong \frac{1}{B_e T \gamma_{xy}^2(f)}. \quad (24.93)$$

Látható, hogy a relatív variancia a koherenciával fordítottan arányos: $\gamma_{xy}^2(f) = 1$ esetén a legkisebb.

Direkt Fourier-transzformációs becslés esetén:

$$\hat{S}_{xy}(f) = \frac{1}{T} \overline{X(f, T) Y(f, T)}.$$

A variancia felírható a koincidencia- és a kvadratúraspektrumra külön-külön [24.77]:

$$\text{var} \{ \hat{P}_{xy}(f) \} \cong \frac{1}{2} [S_{xx}(f) S_{yy}(f) + P_{xy}^2(f) - Q_{xy}(f)],$$

$$\text{var} \{ \hat{Q}_{xy}(f) \} \cong \frac{1}{2} [S_{xx}(f) S_{yy}(f) - P_{xy}^2(f) + Q_{xy}(f)].$$

Ezekből:

$$\text{var} \{ \hat{S}_{xy}(f) \} = \text{var} \{ \hat{P}_{xy}(f) \} + \text{var} \{ \hat{Q}_{xy}(f) \} \cong S_{xx}(f) S_{yy}(f),$$

ami jól megfelel az autospektrum direkt *Fourier*-transzformációs mérésénél kapott kifejezésnek. Összevetve (24.93)-mal, itt is megfigyelhető, hogy a direkt *Fourier*-transzformációs becslés ekvivalens sáv szélessége $\frac{1}{T}$.

24.9.4. A koherenciafüggvény mérése

Ebben a pontban a lineáris invariáns kétkapuk átvitelének mérésével foglalkozunk. Méréskor gyakran előírás, hogy a mérendő hálózat független forrásokat ne tartalmazzon, és más bemenet ne hasson a mért kimenetre (a kimenőjel egyedül a vizsgált bemenőjeltől keletkezzen). Az eddigiek azonban a mérés megkezdésekor csupán feltevételezések, hiszen az egyes erősítők torzíthatnak, zajosak lehetnek stb. Ezért a feltevételezéseket ellenőriznünk kell. Erre szolgál az ún. koherenciafüggvény:

$$\gamma^2(f) = \frac{|S_{xy}(f)|^2}{S_{xx}(f)S_{yy}(f)}. \quad (24.94)$$

A koherenciafüggvény arra jellemző, hogy a kimenet mekkora része származik a bemenet lineáris invariáns átviteléből. Tegyük fel ugyanis, hogy y -ra felírható a következő egyenlet:

$$Y(f) = H(f)X(f) + N(f); \quad Y'(f) = H(f)X(f).$$

Itt $N(f)$ származhat más független generátorból, ill. a nemlineáris vagy variáns elemek miatt az $f_0 \neq f$ frekvenciájú komponensekből.

Legyen $S_{nn}(f) \cong 0$, ekkor $|S_{xy}(f)|^2 \cong S_{xx}^2(f) |H(f)|^2$ miatt

$$\gamma^2(f) = \frac{S_{xy}(f)}{S_{yy}(f)} = \frac{S_{xx}(f)|H(f)|^2}{|H(f)|^2 S_{xx}(f) + S_{nn}(f)} = \frac{1}{1 + \frac{S_{nn}(f)}{|H(f)|^2 S_{xx}(f)}}.$$

A koherenciafüggvényről tehát a következők állapíthatók meg:

1. $0 \leq \gamma^2(f) \leq 1$.
2. $\gamma^2(f)$ értéke arányos a kimenőspektrumnak a bemenettel koherens (a bemenetből lineáris invariáns átvittelől származó) részével.

A koherenciafüggvény mérése a (24.94) kifejezésből látható módon spektrumok mérésére vezethető vissza. Ezek mérés technikáját más alfejezetekben részletesen elemeztük, itt csak a koherenciafüggvény becslésének speciális problémáival foglalkozunk.

A (24.94) kifejezésből látható, hogy a koherenciafüggvény számításakor a nevezőben is valószínűségi változók szerepelnek. Ezek χ^2 eloszlásúak, ezért véges valószínűséggel felvehetnek 0-hoz közeli értékeket, és így $\hat{\gamma}^2(f)$ varianciája igen nagy lehet. Ezért az osztást kivétel nélkül mindig átlagolt spektrumértékekkel végezzük.

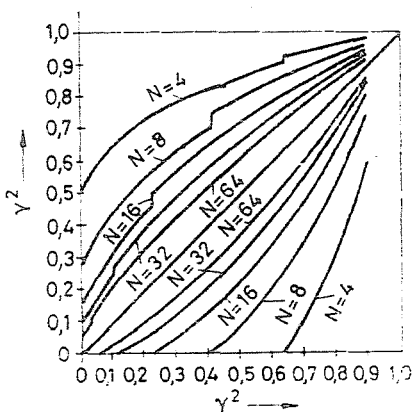
A $\gamma^2(f)$ becslő eloszlásfüggvénye az osztás miatt nehezen számítható. Ezért a konfidenciaszámítást a valószínűségi változó transzformációja segítségével hajtjuk végre [24.1], bizonyítható pl., hogy

$$\hat{Z}(f) = \tanh^{-1} [\hat{\gamma}^2(f)] = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \hat{\gamma}^2(f)}{1 - \hat{\gamma}^2(f)}$$

jó közelítéssel normális eloszlású,

$$E\{\hat{Z}(f)\} = \frac{1}{2BT-2} + \tanh^{-1} [\hat{\gamma}^2(f)], \quad \text{var}\{\hat{Z}(f)\} \cong \frac{1}{2BT-2},$$

ahol B a mérőeszköz sávszélessége (felbontóképessége) az adott frekvencián, T az



24.97. ábra. A koherenciafüggvény mérésének konfidencia-intervallumai $N=4, 8, 16, 32, 64$ átlagolással nyert spektrumbecslők esetén
(© Copyright 1969, IEEE)

össz-regisztrátumhossz, és feltételezzük, hogy a spektrummérést úgy végezzük, hogy T idő alatt minimális variációt érjünk el.

A gyakorlati koherenciaszámításkor a konfidenciaszámításokat nem hajtjuk végre, hanem diagramok, ill. táblázatok segítségével végezzük a kiértékelést.

A 24.97. ábrán [24.78] alapján a 95%-os konfidenciaszinthez tartozó intervallumhatárok láthatók, direkt *Fourier*-transzformációs N átlagolásos spektrumbecslés esetén. A függvényekben a szakadások onnan származnak, hogy ha a normális eloszlás konfidenciahatárait visszatranszformáljuk, akkor negatív alsó határokat is kaphatunk, és ilyenkor $\gamma^2(f)$ pozitivitása miatt módosítani kell az intervallumhatárokat.

24.10. A jelanalízis gyakorlati szempontjai

Ebben a szakaszban a jelanalízis gyakorlatában felmerülő néhány problémára szeretnénk felhívni a figyelmet, és megkísérelünk megoldást keresni rájuk.

24.10.1. Időtartomány kontra frekvenciatartomány

A villamosmérnöki gyakorlatban a jelekre mindkét leírási módot elterjedten alkalmazzák. Az időtartomány mellett szól közvetlen értelmezhetősége, szemléletessége. Jelfeldolgozáskor gyakran közvetlenül megfigyelhetjük az időfüggvények módosulását, és az esetleges szándékolatlan torzítások (pl. a Slew Rate miatt, az erősítő túlvezérlése miatt stb.) közvetlenül megfigyelhetők.

Ugyanakkor a frekvenciatartománybeli analízisnek is fontos előnyei vannak. Bizonyos gyakorlat után a frekvenciafüggvények ugyanannyi szemléletes jelentést hordoznak, mint az időfüggvények, úgyhogy az időfüggvények szemléletessége nem perdöntő az időtartomány javára. Mik is a frekvenciatartomány előnyei?

— A legfontosabb: az időtartománybeli konvolúciónak (szűrési feladat) a frekvenciatartományban a könnyebben végrehajtható és kézbentartható szorzás felel meg; ez lehetővé teszi a közvetlen, szemléletes szűrőtervezést.

További előnyök :

— A lineáris hálózatokra érvényes szuperpozíció elve lehetővé teszi a jel felbontását különböző frekvenciatartományokra. A különböző frekvenciatartományba eső jelek gyakran könnyen szétválaszthatók a frekvenciatartományban (pl. a fehér zajjal terhelt kisfrekvenciás hasznos jel jól mérhető), a jel—zaj viszony egyszerűen javítható.

— Periodikus jelek energiája (teljesítménye) a frekvenciatartományban diszkrét pontokra redukálódik, ezért a frekvenciatartománybeli kép (spektrum) a periodikus jelekre nézve igen szelektív (nagy amplitúdók).

— A dinamika nagy: míg az időtartományban az együtt analizált jelek teljesítményaránya nemigen haladhatja meg a 40 dB-t, addig a spektrumanalizátorok dinamikája az átlagolt feldolgozás és a logaritmikus detektálás miatt 80...100 dB is lehet.

— A digitális feldolgozó eszközökben alkalmazott gyors Fourier-transzformáció igen hatékony, így pl. a korrelációmérést is gyakran célszerű közvetett módon, a spektrumon keresztül végezn.

24.10.2. A mintavételezés szempontjai

A mintavételezés a 2. fejezetben ismertetett *Nyquist*-féle mintavételezési törvénnyel elintéztetnek látszik. Be kell tartani az

$$\frac{1}{\Delta t} = f_m > 2B \quad (24.95)$$

feltételt, és ilyenkor a jel tetszőleges időpillanatbeli értéke előállítható a mintavételi értékek interpolációjával:

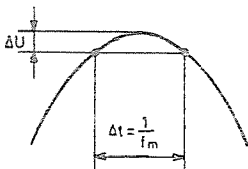
$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n\Delta t) \operatorname{sinc} \left[\pi \frac{1}{\Delta t} (t - n\Delta t) \right]. \quad (24.96)$$

Ehhez az elvileg teljesen helyes állításhoz fűzünk most néhány megjegyzést.

1. A mintavételezéskor véges számú értéket helyezünk el a memóriában, azaz a jelet általában csonkítjuk, és $[0, T]$ tartományból kieső $x(n\Delta t)$ értékekről nem veszünk tudomást. Ez azt jelenti, hogy a $[0, T]$ tartomány szélei közelében az interpoláció pontatlan lesz. A mintavételezési törvénnyel való ellentmondásnak az az oka, hogy a csonkítás megnöveli (elvben végtelenné teszi) a sáv szélességet, és így a (24.95) feltétel betartása nem elég az elvileg helyes mintavételezéshez.

2. A mintavételezett jelen gyakran időtartománybeli feldolgozást szeretnénk végezni (maximumkeresés, nullátmenet-statisztika, meredekségszámítás stb.). Ilyenkor igen kényelmetlen a (24.96) összefüggés használata, célszerűbb, hogyha a jelet „túl-mintavételezzük”, azaz az előírt mintavételi frekvencia sokszorosával mintavételezzünk. Ennek szemléltetésére álljon itt egy adat [24.81] alapján.

Tegyük fel, hogy csúcserőértéket keresünk, és a mintavételezéssel biztosítani akarjuk, hogy a jelből vett mintavételi értékek között biztosan legyen olyan, amelyik a valódi csúcserőértéket 1 bit pontossággal megközelíti (24.98. ábra).



24.98. ábra. Csúcserő pontos detektálása mintavételezéssel

Mivel általános esetben nehéz megadni a feltételt, példánkban f_0 frekvenciájú, az A/D konvertert teljesen kihasználó szinuszelet vizsgálunk. Tekintsünk el attól, hogy a szinuszel csúcsertékét a periodicitást kihasználva ritkább mintavételezéssel is meghatározhatnánk, és számítsuk ki a 24.98. ábrán látható esetnek megfelelő feltételt. n bites A/D konverter esetén a szükséges mintavételi frekvencia

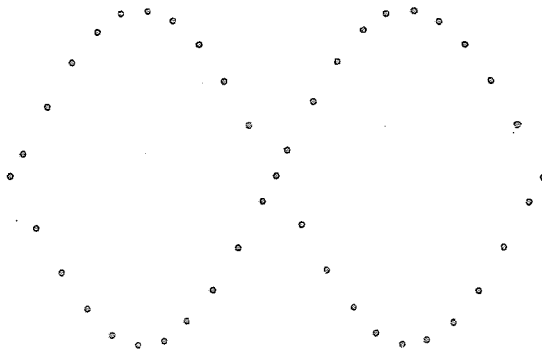
$$f_m > \pi 2^{\frac{n-1}{2}} f_0,$$

azaz pl. 10 bites A/D konverter esetén

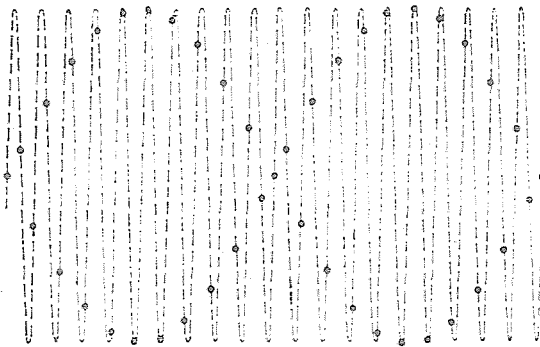
$$f_m > 70 f_0.$$

Ha még azt is előírjuk, hogy a jelforma pontos vizsgálata érdekében a szomszédos mintavételi értékek legfeljebb 1 LSB értékkel térjenek el egymástól (ez persze általában túlzott igény), akkor 10 bites A/D konverter esetén $f_m > 6400 f_0$ az előírás!

3. Az időtartománybeli ábra akkor szemléletes, ha túlteljesítjük a mintavételi törvényt. A 24.99a. ábrán látható egy $f_m = 2,1 f_0$ frekvenciával mintavételezett szinuszel képe. A mintavételi törvényt betartottuk, mégis csalóka az ábra: az „egymásba forduló” szinuszokkal első látásra nem tudunk mit kezdeni. A jelenség magyarázata a



a)



b)

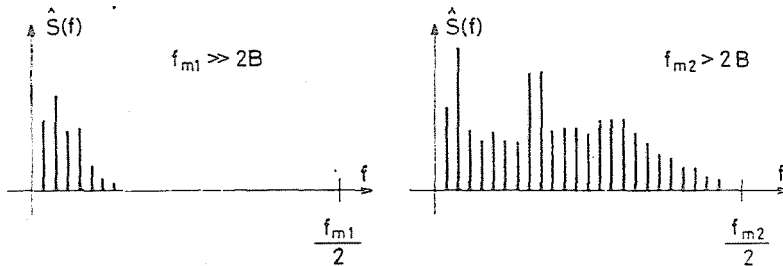
24.99. ábra. A Nyquist-tételt kissé túlteljesítve mintavételezett szinuszel képe

24.99b ábrán látható: a szinuszjel sokkal gyorsabb, mint az egymásba forduló szinuszok, de a különböző periódusokból vett értékek $f_m \cong kf_0$ esetén az emberi szem összefüggést kereső tulajdonsága miatt vonalakká állnak össze. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy a jelenség $f_m \cong 1,9f_0$ esetén hasonló ábrát eredményez. Az egymásba forduló szinuszok tehát az $f_m \cong kf_0$ egybeesésre utalnak, de a mintavételi törvény betartásáról nem adnak felvilágosítást.

4. Meglepő módon a spektrumszámításnál — szemben az időtartománybeli igényekkel — célszerű a mintavételi frekvencia minél kisebbre választása, hiszen a frekvenciafelbontás:

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{N\Delta t} = \frac{f_m}{N}$$

anná jobb, minél kisebb az f_m mintavételezési frekvencia (24.100. ábra). A frekvencia- és időtartománybeli szemléletes ábrák előállítását tehát egymásnak ellentmondó



24.100. ábra. Sávkorlátozott fehér zaj mintavételezett spektrumának felbontása különböző mintavételi frekvenciák esetén

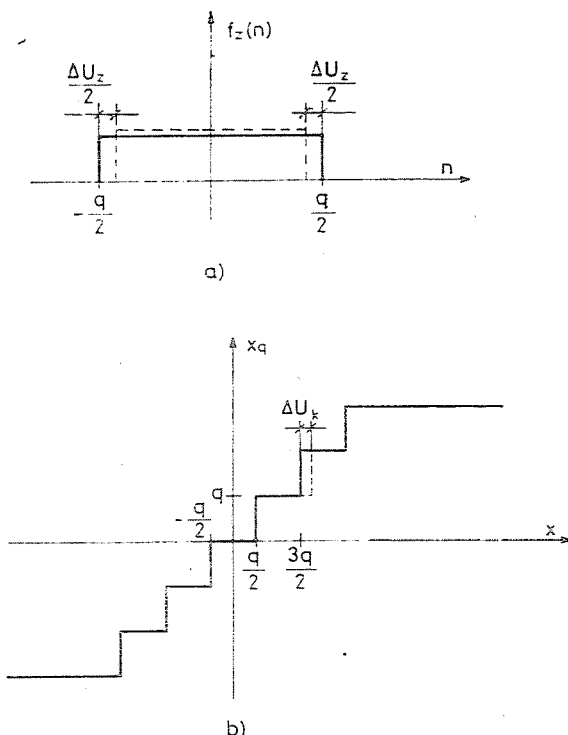
követelmények biztosítják. A gyakorlati spektrumbecslésnél a nagyjából ismert maximális frekvenciatartalom 2,5...3-szorosára célszerű választani a mintavételi frekvenciát, hogy a mintavételi tétel betartását mindenképpen biztosítsuk.

24.10.3. A kvantálási tétel gyakorlati alkalmazása

A kvantálási tétel a mintavételi tételhez igen hasonló feltétellel biztosítja a kvantált jel momentumainak torzítatlan mérését. A helyzet azért is hasonló, mert elvben a kvantálási tétel sem teljesíthető (a véges sávszélességű karakterisztikus függvényhez végtelen kiterjedésű amplitúdósűrűség-függvény tartozik). A különbséget mutatja az, hogy a statisztikusan helyes középértéket adó durván kvantált mintavételi értékek a jel pillanatértékéről csak korlátozott információt adnak, a folytonos jel nem állítható vissza egyértelműen.

A kvantálási tétellel kapcsolatban beláttuk (2.6. szakasz), hogy a momentum-mérés alkalmas hozzákevert zaj esetén mindig torzítatlanná tehető. Ez az elvileg helyes megállapítás a gyakorlatban sokszor nem teljesül. Ennek az az oka, hogy bár a bizonyításkor feltételezzük, hogy a durva kvantáló kvantumszintjei abszolút pontosan vannak beállítva, és a hozzákevert egyenletes zaj pontosan egy kvantumszint terjedelmű, a realizációkor ezekre általában nem ügyelünk eléggé.

A probléma érzékeltetésére vizsgáljunk meg egy példát.



24.101. ábra. A zajhozzákeveréses kvantálás lehetséges hibái egyenletes eloszlású dither esetén
a rosszul beállított zajszint; b) kvantumszint-eltolódás

Tegyük fel, hogy az

$$x(t) = \mu_x + A \sin(\omega t)$$

szinuszjel középvértékét szeretnénk megmérni 3 bites (8 szintes) A/D konverter segítségével. Legyen $\mu_x \approx 0,7$ V, $A \approx 3$ V, és a kvantumnagyság $q = 1$ V. Keverjünk a jelhez $\pm 0,5$ V amplitúdójú egyenletes eloszlású zajt.

Vizsgáljuk meg, hogy mekkora torzítást okoz, ha

a) a zaj amplitúdója ΔU_z értékkel csökken (24.101a ábra),

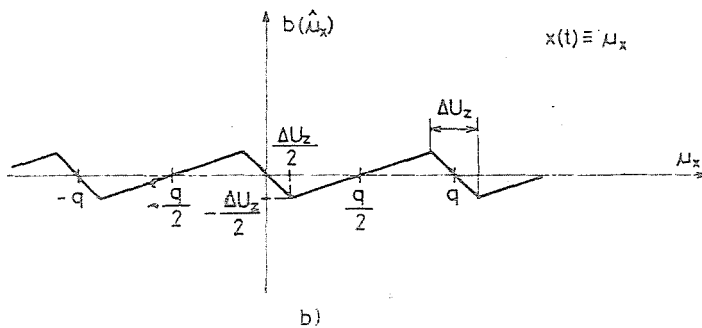
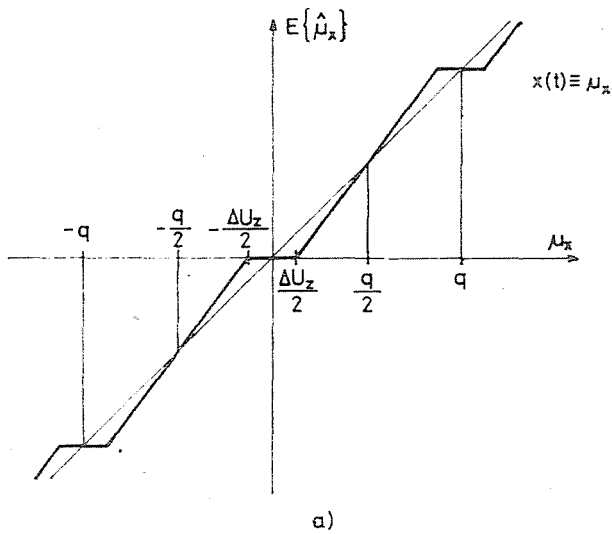
b) az egyik kvantumszint ΔU_k értékkel eltolódik (24.101b ábra).

a) $x(t) \equiv \mu_x$ konstans jel esetén a középvértékmérés $b(\mu_x)$ torzítása μ_x függvényében a 24.102. ábrán látható. A torzítás periodikus, a periódushossz a kvantumnagysággal egyenlő. Ebből szinuszjel zajhozzákeveréses mérése esetén a torzítás a valószínűség-sűrűségfüggvényből számítható:

$$b(\mu_x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) b(x) dx,$$

ahol $f(x)$ a szinuszjel valószínűség-sűrűségfüggvénye:

$$f(x) = \frac{1}{A \cdot \pi \sqrt{1 - \frac{(x - \mu_x)^2}{A^2}}}$$

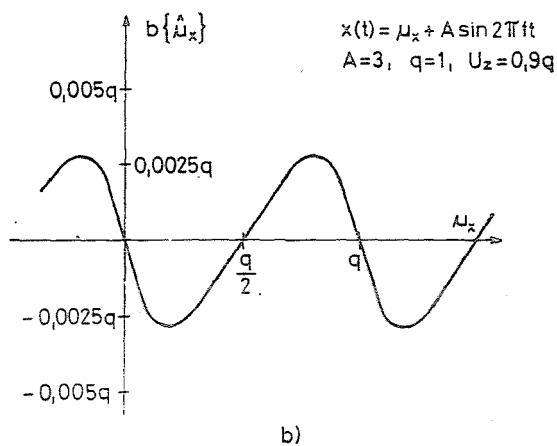
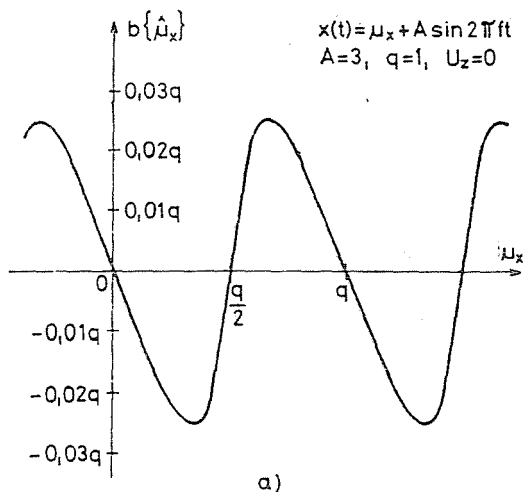


24.102. ábra. Egyenszint mérésének torzítása U_z -vel csökkent zajamplitúdó mellett

A 24.103. ábrán látható a szinuszjel középértékmérésének torzítása μ_x függvényében zaj nélkül, ill. $\Delta U_z = q/10$ esetén. Megfigyelhetjük, hogy a becslés pontossága érzékeny a kvantum nagyság és a zajamplitúdó viszonyának pontos beállítására.

b) A kvantált jel valószínűség-sűrűségfüggvényének származtatása az eredeti valószínűség-sűrűségfüggvényből a 24.104a ábrán látható. A Dirac-delták integrálja az őket körülvevő sáv területével egyenlő. A kvantumszint eltolódása egy területhatár eltolódásával modellezhető (24.104b ábra), ami azt jelenti, hogy az $x_1 + q$ helyen be-rajzolt Dirac-delta területe a bejelölt területtel csökkent, az x_1 helyen levő területe pedig ugyanennyivel nőtt. A várható érték torzulása:

$$b(\mu_x) = -q \int_{x_1 + \frac{q}{2}}^{x_1 + \frac{q}{2} + \Delta U_z} f(x) dx.$$



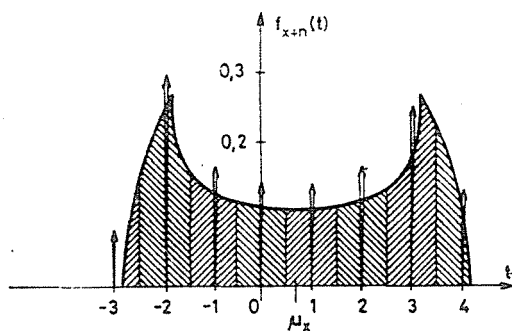
24.103. ábra. Szinuszjel középértékmérésének torzítása
a zajhózzákeverés nélkül; b $U_z = q + \Delta U_z$ esetén

Kis ΔU_k esetén a torzulás jó közelítéssel

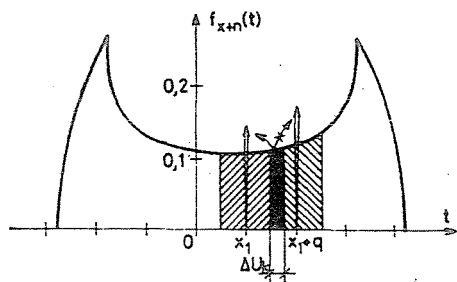
$$b(\mu_x) = -qf \left(x_1 + \frac{q}{2} \right) \Delta U_k,$$

azaz a megadott számértékekkel

$$b \cong -0,1 \Delta U_k.$$



a)



b)

24. 104. ábra. Egy kvantumszint eltolódásának hatása
a a diszkrét eloszlásfüggvény származtatása; b a torzítás modellezése

24.10.4. A mért függvények értékelése

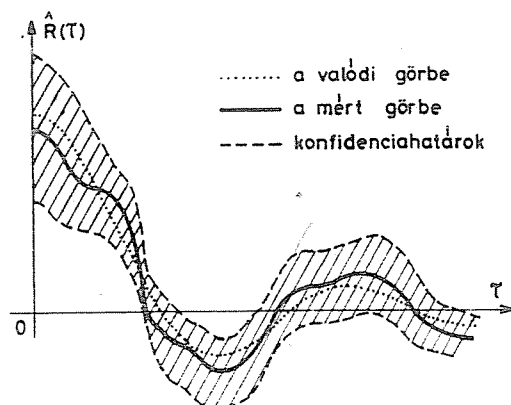
Az előző fejezetekben láttuk, hogy a mérés eredménye gyakran valószínűségi változó. A mérések variációját a megfelelő helyeken megadtuk, és ezek a kifejezések alkalmazsak is a mérés előzetes megtervezésére. A mérési eredmények értékelésénél azonban inkább a konfidenciaintervallumok (5.2. szakasz) megadása a szemléletes, függvényértékeknel pedig a konfidenciahatároké (24.105. ábra).

Ezzel azonban a gyakorlati kiértékelési problémáknak csak egy része oldódik meg. A 24.10.2. pontban már megemlítettük, hogy az emberi szem a kapott ábrákon azonnal összefüggéseket keres. Ez azonban nemegyszer téves kiértékeléseket okozhat.

Tekintsük pl. a 24.106 ábrán látható két függvényt (teljesítménysűrűség-spektrum és autokorreláció-függvény direkt Fourier-transzformációs becslése). Szaggatott vonallal az ablakfüggvénnyel torzított függvényt (azaz a becslők várható értékét) jelöltük. A spektrumbecslőn jól érzékelhető a nagy variancia. Ennek az az oka, hogy a szomszédos frekvenciapontokhoz tartozó becslők egymástól gyakorlatilag függetlenek.

Az ugyanabból a regisztrátumból nyert korrelációbecslőn (ami az előbbi spektrumbecslő inverz Fourier-transzformáltja) más a helyzet. A mért pontok az emberi szem számára függvénné állnak össze, pedig az ábra nagyrészen a hullámzás a varianciából származik:

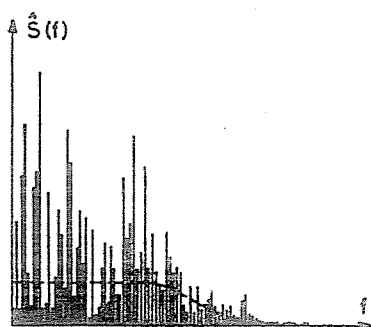
$$\hat{R}(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{\hat{S}(f)\}.$$



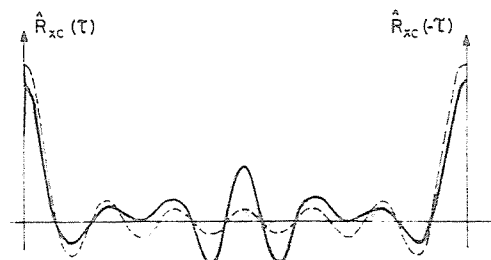
24.105. ábra. A konfidencia-sáv kijelzése

Az érzékszalódást az okozza, hogy a spektrumbecslővel ellentétben az autokorrelációs függvény szomszédos pontokhoz tartozó becslőjének értékei erősen korreláltak, és így a pontsorozat folytonos függvény benyomását kelti.

A fenti jelenség előfordul más függvények (pl. eloszlásfüggvények, koherenciafüggvény stb.) mérésénél is. A hibás kiértékelést csak a mérési eljárás alapos ismeretével és kritikus értékelésével lehet elkerülni.



a)



b)

24.106. ábra. A variancia megjelenése a frekvencia- és az időtartományban

24.10.5. Példa az analízisidők meghatározására

Adott egy $B = 10$ kHz sávszélességű színes zaj. Megmérendő a teljesítménysűrűség-spektrum 100 pontban, 10% relatív szórással.

1. A sávszűrős módszernél hogyan kell a szűrő sávszélességét megválasztani, és mennyi ideig tart a mérés?

2. Direkt *Fourier*-transzformációs becslés esetén hogyan kell megválasztani az átlagolások számát, és mennyi lesz a mérési idő?

Megoldás

1a) Transzponáló rendszerű analízátorral a felbontás: $\Delta f = \text{const.}$

$$\Delta f = \frac{10 \text{ kHz}}{100} = 100 \text{ Hz},$$

$$T = \frac{1}{\varepsilon_r^2 \Delta f} = 1 \text{ s.}$$

A teljes tartományt végigmérve $T_m = 100 T = 100 \text{ s} = 1 \text{ min } 40 \text{ s.}$

1b) Hangolható szűrőt használva, ill. párhuzamos analízátorral $\frac{\Delta f}{f} = \text{const.}$ Ha átfogjuk a hangfrekvenciás tartományt (20 Hz...20 kHz), akkor 100 pont mérése

$$\frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f} \cong \left(\frac{20 \text{ kHz}}{20 \text{ Hz}} \right)^{\frac{1}{100}} - 1 \cong 0,072$$

relatív felbontással valósítható meg.

A leghosszabb mérési idő a legkisebb Δf -re adódik:

$$T_1 = \frac{1}{0,01 \cdot 0,072 \cdot 20 \text{ Hz}} \cong 70 \text{ sec} = 1 \text{ min } 10 \text{ s.}$$

Ez egyben a párhuzamos analízátor mérési ideje. Ha hangolható szűrőt használunk, akkor az összes mérési idő:

$$T = \sum_{i=0}^{99} \frac{1}{0,01 \cdot 0,072 \cdot (1,072)^i \cdot 20 \text{ Hz}} \cong 980 \text{ s} = 16 \text{ min } 20 \text{ s.}$$

2a) Válasszuk meg egy regisztrátum hosszát úgy, hogy $T = \frac{1}{\Delta f}$ legyen. Ebből

$$T = \frac{1}{100 \text{ Hz}} = 0,01 \text{ s.}$$

A feldolgozandó regisztrátumok száma az előírt variancia alapján

$$n = \frac{1}{\varepsilon_r^2} = 100,$$

és az össz-regisztrátumidő: $nT = 1 \text{ s.}$

A transzformálandó pontok száma : $N = 2BT = 200$.

Az N pont DFT-vel történő feldolgozásakor $2N^2$ valós szorzás + összeadás (művelet) kell, tehát a műveletszám :

$$M \cong n \cdot 2N^2 = 8 \cdot 10^6.$$

Az átlagoláshoz szükséges műveletek számát elhanyagoljuk.

$5 \mu s$ műveleti időt feltételezve a számítás ideje :

$$T_{sz} = M \cdot 5 \mu s = 40 \text{ s.}$$

FFT-vel számolva :

$$M \cong n \cdot 2N \log_2 N = 3,06 \cdot 10^5.$$

Ebből

$$T_{sz} = M \cdot 5 \mu s = 1,53 \text{ s.}$$

A Welch-módszerrel átlagolt regisztrátumok esetén az össz-regisztrátumidő a variancia lényeges növelése nélkül lecsökkenthető 0,5...0,3-ad részére.

2b) A Bartlett-módszerrel egyszerre transzformáljuk az egész regisztrátumot :

$$N = 2BT_0 = 2 \cdot 10^4.$$

DFT-vel számolva

$$M = 2N^2 = 8 \cdot 10^8,$$

$$T_{sz} = M \cdot 5 \mu s = 4 \cdot 10^3 \text{ s} = 1 \text{ h } 7 \text{ min.}$$

FFT-vel számolva :

$$M = 2N \log_2 N = 5,72 \cdot 10^5.$$

$$T_{sz} = 2,86 \text{ s.}$$

25. Impedanciamérés

Az 1900-as évek elején Heaviside munkássága révén elterjedt a szinuszos áramú hálózatok időbeli változásainak $e^{j\omega t}$ alakú leírása, a feszültségek és áramok komplex amplitúdóinak használata. Ezeknek a komplex amplitúdóknak a hányadosa az impedancia. Konkrétan az impedancián egy hálózat két pontja között fellépő feszültség komplex amplitúdójának és a két pont között folyó áram komplex amplitúdójának hányadosát értjük:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{U}}{\bar{I}}.$$

Az impedancia olyan hálózatjellemző, amely az ω körfrekvencia függvényében írja le a hálózatot a két pont között. A definícióból következik, hogy az impedancia komplex mennyiség. Ideális esetben elképzelhető, hogy akár a képzetes összetevő, akár a valós összetevő zérus. Ekkor ideális ellenállásról, ill. ideális kapacitásról vagy ideális induktivitásról beszélünk.

Bármennyire is törekszünk ilyen „tisztá”, ideális elemek előállítására, a célba vett ún. fő komponens mellett gyakran nemkívánatos parazita komponensek is jelentkeznek. Egyes esetekben viszont éppen a parazita komponens megismerése a mérés elsődleges célja.

A mérés célszerűen megválasztott mérőhálózatban történik. Egy mérőhálózattal az ismeretlen impedancia annyi paraméterét lehet meghatározni, ahány független mérési eredményt szolgáltat a mérés.

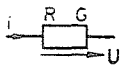
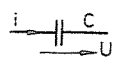
Az impedanciák mérésére alkalmas mérőhálózatok nagy többsége szinuszos vizsgálójellel dolgozik. Ez a komplex periodikus jellel való vizsgálat speciális esete. Egy frekvencián történő mérésnél két eredményt lehet egyszerre megszerezni, miután a szinuszos jelnek két független paramétere van.

Az impedanciák helyettesítőképéből a 25.1. táblázat szerinti kétparaméteres helyettesítőképeket szokás lebontani.

Természetesen egy frekvencián a 25.1.c. táblázatban szereplő két leírás közül bármelyik használható, de amennyiben több frekvencián is mérni kívánunk, a fizikailag helyes képet az a helyettesítés adja, amelynek paraméterei frekvenciafüggetlenek. A teljes helyettesítőkép ismeretében ez az adott frekvenciatartományban domi-

Az impedanciák helyettesítőképei

25.1a táblázat

Név	Jel	Differenciál- egyenlet	$H(s)$	$H(f)$	$h(t)$	Megjegyzés
Ellenállás Vezetés		$u = Ri$ $i = Gu$	R G	R G	$R(t)$ $G(t)$	$G = \frac{1}{R}$
Kapacitás		$u = \frac{1}{C} \int_0^t i dt$	$\frac{1}{sC}$	$\frac{1}{j2\pi fC}$	$\frac{1}{C} 1(t)$	
Induktivitás		$i = \frac{1}{L} \int_0^t u dt$	$\frac{1}{sL}$	$\frac{1}{j2\pi fL}$	$\frac{1}{L} 1(t)$	

25.1b táblázat

Név	Operátoros impedancia	Operátoros admittancia	Komplex impedancia	Komplex admittancia
Ellenállás	R	G	R	G
Kapacitás	$\frac{1}{sC}$	sC	$\frac{1}{j2\pi fC}$	$j2\pi fC$
Induktivitás	sL	$\frac{1}{sL}$	$j2\pi fL$	$\frac{1}{j2\pi fL}$

náló két paraméter figyelembevételét jelenti. Parazita komponensek szempontjából a legtisztább elemnek a kondenzátor tekinthető, mérés technikai célra felhasznált megvalósításainak szöghibája a $10^{-8} \dots 10^{-3}$ intervallumban van, az indukciós tekercsnél viszont a 10^{-2} -nél kisebb szöghiba ritkaság.

25.1. A mérések fizikai elvei

Az impedanciák mérés technikájában a mérendő impedanciát ismert impedanciához vagy impedanciákhoz hasonlítjuk. Az összehasonlítás a következő elvek alapján történik.

25.1.1. Impedanciamérés feszültségösszehasonlítással

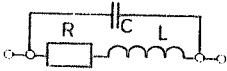
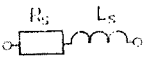
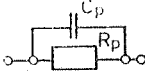
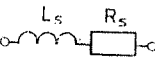
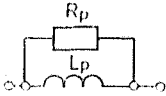
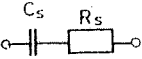
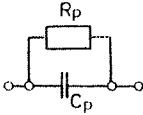
A mérendő és az etalon impedancián ismert nagyságú áramokat küldenek keresztül (25.1. ábra). Az impedanciákon mérik az U_x és az U_N feszültségeket. Az

$$U_x = I_1 Z_x$$

és az

$$U_N = I_2 Z_N$$

25.1c táblázat

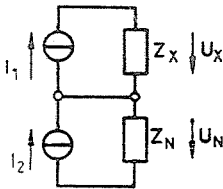
	Ellenállás	Indukciós tekercs		Kondenzátor	
Helyettesítőkép					
	 	 	 		
A parazita elem leírása	$T = \frac{L}{R} - RC$ $\frac{L}{R} \gg RC$ $L_s = L - R^2 C$ $RC \gg \frac{L}{R}$ $C_p = C - \frac{L}{R^2}$	$Q = \frac{\omega L_s}{R_s}$	$Q = \frac{R_p}{\omega L_p}$	$\operatorname{tg} \delta = \omega R_s C_s$	$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_p C_p}$
A hibaszög	$\operatorname{tg} \delta = \omega T$	$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{Q}$		δ	

összefüggések alapján Z_x számolható :

$$Z_x = \frac{I_2}{I_1} \frac{U_x}{U_N} Z_N.$$

Egyszerűbb esetben $I_1 = I_2$, ilyenkor az áramnak nem kell ismertnek lenni, hiszen

$$\frac{I_1}{I_2} = 1.$$

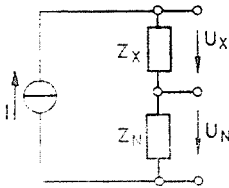


25.1. ábra. Impedanciamérés feszültségösszehasonlítással

Ez a kapcsolás a 25.2. ábrán látható. U_x , U_N és Z_N ismeretében Z_x számolható :

$$Z_x = \frac{U_x}{U_N} Z_N.$$

Látható, hogy nem szükséges U_x és U_N értékét külön-külön megmérni, elegendő arányuk ismerete. Ezért, az ilyen elvek alapján végrehajtott méréseknél komplex feszültségáram mérést kell megoldani.



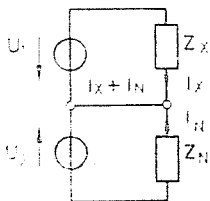
25.2. ábra. Impedanciamérés feszültségösszehasonlítással, az áramforrás közös

25.1.2. Impedanciamérés áramösszehasonlítással

A mérendő és az etalon impedanciára ismert feszültségeket kapcsolnak, és mérik a feszültségek hatására létrejövő áramokat (25.3. ábra). Mivel

$$I = \frac{U_1}{Z_x} \text{ és } I_N = \frac{U_2}{Z_N}, \text{ ezekkel az ismeretlen impedancia:}$$

$$Z_x = \frac{I_N}{I_x} \frac{U_1}{U_2} Z_N.$$

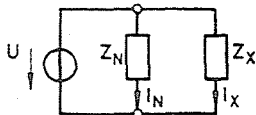


25.3. ábra. Impedanciamérés áramösszehasonlítással

Az ilyen elvű impedanciaméréshez tehát ismert arányú feszültséget előállító hálózatra és az áramok arányát mérő hálózatra van szükség. Ennek egyszerűbb változatánál U_1 -et és U_2 -t közös forrás szolgáltatja (25.4. ábra).

Z_x a következőképpen számítható:

$$Z_x = \frac{I_N}{I_x} Z_N.$$



25.4. ábra. Impedanciamérés áramösszehasonlítással, a feszültségforrás közös

25.2. Az impedanciamérő hálózatok minőségi követelményei

Az impedanciamérő műszerek a feszültség és áram mérésére alkalmas eszközöket és speciálisan felépített hálózatokat alkalmaznak. Ezeknek összehangolása, együttes kezelése a jelmérő eszközöknél általában bonyolultabb felépítést és kezelést von maga után. Az impedanciamérő eszközök minőségi tulajdonságait ezért néhány szempont figyelembevételével definiálni kell.

Az alábbiakban ezeket a minőségi követelményeket, vagy méréstechnikai tulajdonságokat ismertetjük.

25.2.1. Hibák

A mérés hibája az impedancia Z_m mért értékének eltérése az impedancia Z_p valódi értékétől:

$$\Delta Z = Z_m - Z_p.$$

Miután az impedancia komplex számmal írható le, a mérésből két eredményt kapunk. E két eredményre külön-külön adjuk meg a hibát.

Ha a mérés végeredménye az impedancia valós és képzetes része, akkor a mérési hiba:

$$\Delta Z = \Delta R + j\Delta X = R_m - R_p + j(X_m - X_p).$$

Hibaszámként a relatív hiba is használható. A valós komponens relatív hibája:

$$h_R = \frac{\Delta R}{R_p}.$$

A képzetes komponens relatív hibája:

$$h_X = \frac{\Delta X}{X_p}.$$

Amennyiben a mérés eredménye az impedancia abszolút értéke és fázisszöge, a hibát a következőképpen írhatjuk:

$$|\Delta Z| = |Z_m|e^{j\varphi_m} - |Z_p|e^{j\varphi_p}.$$

Az abszolút érték hibája:

$$\Delta|Z_m| = |Z_m| - |Z_p|,$$

relatív hibája pedig:

$$h_a = \frac{|Z_m| - |Z_p|}{|Z_p|}.$$

A fázis hibája:

$$\delta = \varphi_m - \varphi_p,$$

itt a relatív hibát nem szokás megadni.

Az impedanciamérő eszközöknek sokféle hibaforrása van, de ezeknek a forrásoknak hatása kétféle módon jelentkezik. Az egyik fajta hiba értéke a mért értéktől függetlenül állandó (érzéketlenségi sáv, zaj, kvantálás, külső zavar hatása), a másik fajta hiba pedig a mért értékkel arányosan változik (etalonok hibája).

A második fajta hiba tehát relatív értékben állandó, az első fajta viszont a kisebb komponens mérésében nagyobb relatív hibát okoz.

A mérés hibáit befolyásoló tényezők:

- Az etalonimpedancia hibája.
- Az arányképzés hibája. Ez sok hatás eredője: függ az arányképző etalonjának hibáitól, a parazita hatásoktól, az arányképzés érzéketlenségétől.
- Parazita hatások. Az etalonimpedanciák helyettesítőképe által mutatott hatások az etalon alaphibájához újabb, többnyire frekvenciafüggő hibákat adnak hozzá. Maga a mérendő impedancia és bekötő vezetékai is jelentős hiba forrásai lehetnek.

25.2.2. Frekvenciafüggés

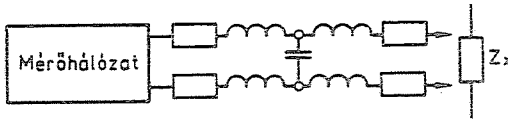
A mérés hibája frekvenciafüggő. Ez a frekvenciafüggés elsősorban a parazita hatások következménye. Részletes vizsgálata csak az arányképzés megvalósításainak ismeretében végezhető el. Van azonban a mérési hibáknak egy olyan forrása, amely mindig jelentkezik: a mérendő impedanciát a mérőeszközzel összekötő vezetékek frekvenciafüggő hibát okoznak.

A következőkben ezt a hibaforrást vizsgáljuk meg.

25.2.3. A mérővezetékek által okozott hibák [25.30]

Kétvezetékes mérés

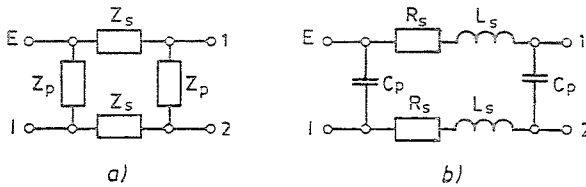
A 25.5. ábrán látható, hogyan köti össze a mérendő impedanciát a mérőhálózattal két mérővezeték. A sokszor számottevő hosszúságú mérővezeték (pl. ha nagy teljesítményű forgógép tekercsimpedanciáját kívánjuk megmérni, a mérővezeték hossza elérheti a több métert is) hatása csak a legegyszerűbb méréseknél hanyagolható el. Pontosabb méréseknél meg kell vizsgálni, hogy a mérővezeték által képviselt induktivitás, a ve-



25.5. ábra. A mérővezetékek elosztott paraméterű modellje

zeték ellenállása és a vezetékek közötti kapacitások milyen hibák forrásai. 1 MHz-nél kisebb mérőjel-frekvenciák esetén, a mérővezeték koncentrált impedanciákból álló helyettesítőképével modellezzük (25.6a ábra).

A szokásos vezetéktípusoknál és hosszaknál a Z_s impedancia a rézellenállás és a saját induktivitás eredője, a Z_p impedancia pedig a végpontokra redukált szórt kapacitás (25.6b ábra). A vezetékek közötti ohmos átvezetést általában elhanyagolják. A vezeték hatásának vizsgálata tehát a 25.7. ábra alapján végezhető el.



25.6. ábra. Mérővezeték modellje

a egy mérővezeték pár koncentrált paraméterű modellje; b a gyakorlatban használt helyettesítőkép

A mérővezeték E—I pontjaira csatlakozó mérőhálózat Z_m impedanciát „lát”.

$$Z_m = Z_p \times (2Z_s + Z_p \times Z_x).$$

A mérés hibája, feltételezve, hogy

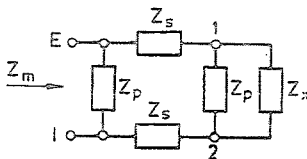
$$\frac{|Z_s|}{|Z_p|} \ll 1,$$

$$\Delta Z = Z_m - Z_x \approx 2Z_s \frac{1-a^2}{1+2a} - 2Z_x \frac{a}{1+2a};$$

$$\text{ahol } a = \frac{Z_x}{Z_p}.$$

Az elkövetett hiba nagyságrendjére jó becslést ad a következő példa. A 25.6. ábrát tekintve, a mérővezetékre jellemző paraméterek legyenek a következők:

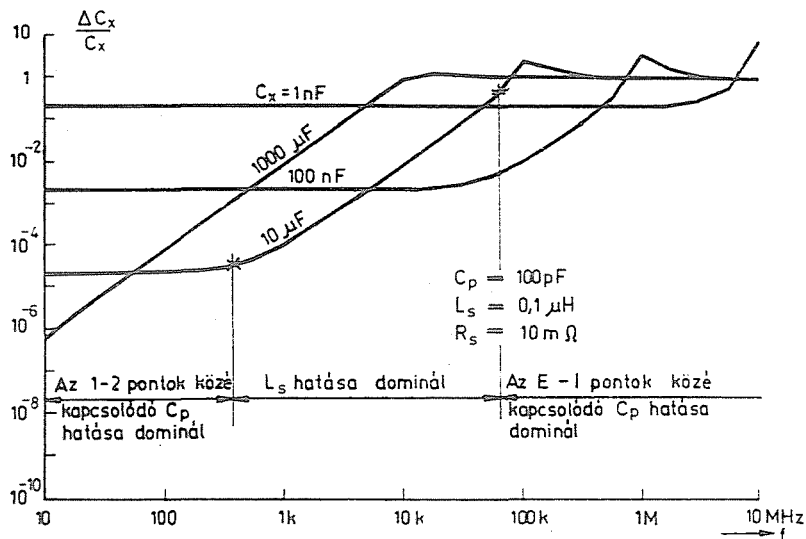
$$C_p = 100 \text{ pF}; \quad L_s = 0,1 \text{ } \mu\text{H}; \quad R_s = 10 \text{ m}\Omega.$$



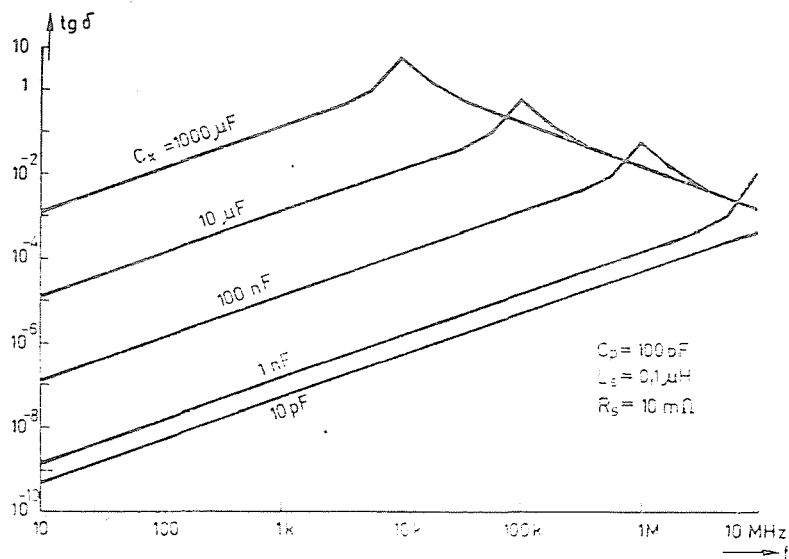
25.7. ábra. A mérővezeték és a mérendő impedancia kapcsolódása

Ideális C_x kondenzátor mérésénél a parazita elemek által okozott szöghiba :

$$\operatorname{tg} \delta \cong 2\omega C_x R_s \frac{\left(1 - \frac{C_p}{C_x}\right)^2}{1 + 2 \frac{C_p}{C_x}}.$$



a)



b)

25.8. ábra. A kétvezetékes mérés hibagörbéi

A C_x kapacitás mérésének relatív hibája pedig:

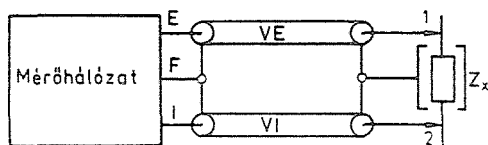
$$\frac{\Delta C_x}{C_x} \cong -\frac{1}{1+2\frac{C_p}{C_x}} \left\{ 2\omega^2 L_s C_x \left[1 - \left(\frac{C_p}{C_x} \right)^2 \right] + 2\frac{C_p}{C_x} \right\}.$$

A 25.8. ábrán e két hiba frekvencia és C_x függése látható. Megemlítjük, hogy a számottevő ΔC_x hiba kisfrekvenciás része, mely a vezeték kapacitásból származik, az ún. „trimmelési” eljárással csökkenthető: a mérendő kondenzátort lekapcsolva megméri a vezeték saját kapacitását. Ezután visszakötik a mérendő kondenzátort és újra mérnek. A két mérés különbsége C_x helyes értékét adja, ha eltekintünk a frekvenciafüggő hibától.

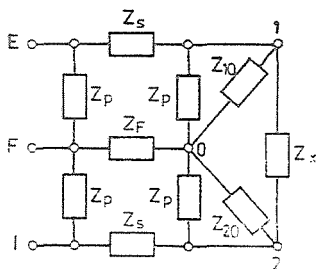
Háromvezetékes mérés

Minden méréssel együttjár a környezet általában nemkívánatos hatása. Ennek legszembetűnőbb eleme a „föld” jelenléte, amelyhez csatlakozó ún. „szórt földimpedanciák” jelentős hibákat okozhatnak. A valóságos mérőhálózat tehát a földtől nem független, ezért nem kettő, hanem három csatlakozó pontja van (25.9a ábra).

A Z_x impedanciát a VE és VI jelű árnyékolt vezetékek kötik össze a mérőeszköz E és I pontjaival. A mérőeszköz F földpontja az árnyékoláshoz kapcsolódik, a Z_x



a)

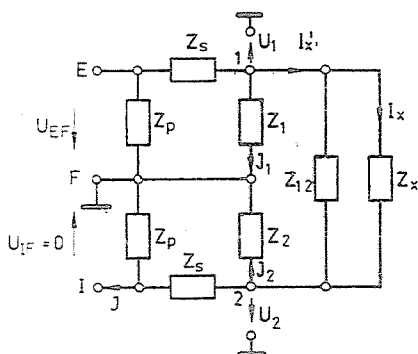


b)

25.9. ábra. Háromvezetékes mérés

a a háromvezetékes mérés felépítése; b a háromvezetékes mérés helyettesítőképe

mérendő impedancia esetleges árnyékolása pedig az árnyékolt vezetékek Z_x felőli végéhez kapcsolódik. A mérés helyettesítőképe a 25.9b ábrán látható. Ha az E és I pontok F -re vonatkoztatott potenciálját szabadon hagyjuk beállni, vagy pl. az F és I pontokat rövidzárjuk, akkor a kétvezetékes méréshez hasonló hibákat kapunk. Lényegesen megváltozik a helyzet, ha az I pontot mesterségesen F potenciáljára hozzuk, a mérőhálózat pedig az EF feszültség és az I ponton kifolyó áram hányadosát méri. Ennél a mérésnél tehát nem kötjük össze galvanikusan az F és az I pontokat, hanem U_{EF} feszültséget szabályozzuk addig, amíg U_{IF} feszültség nulla nem lesz. A mért impedancia: $Z_m = \frac{U_{EF}}{I}$.



25.10. ábra. A 25.9b ábra hálózata csillag-háromszög átalakítás után

Az F pontra kapcsolódó csillaghálózatot háromszöggé alakítva a mérési hibát könnyen meghatározhatjuk (25.10. ábra).

Egyenletei:

$$U_{EF} = U_2 + I'_x(Z_x \times Z_{12}) + (I'_x + I_1)Z_s,$$

$$I'_x = I + I_2; \quad I_2 = \frac{U_2}{Z_2}; \quad I_1 = \frac{U_1}{Z_1}; \quad U_2 = IZ_s,$$

$|Z_s| \ll |Z_{12}|, |Z_1|, |Z_2|$ esetén a hiba:

$$\Delta Z = Z_m - Z_x = 2Z_s + Z_x \left(\frac{Z_s}{Z_1} + \frac{Z_s}{Z_2} - \frac{Z_s}{Z_{12}} \right).$$

A kétvezetékes mérés példáját elővéve, a következő hiba számolható:

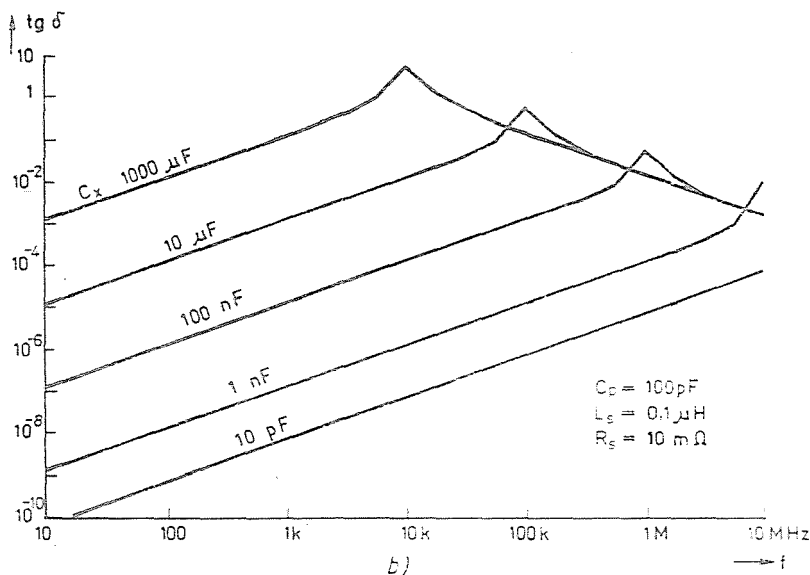
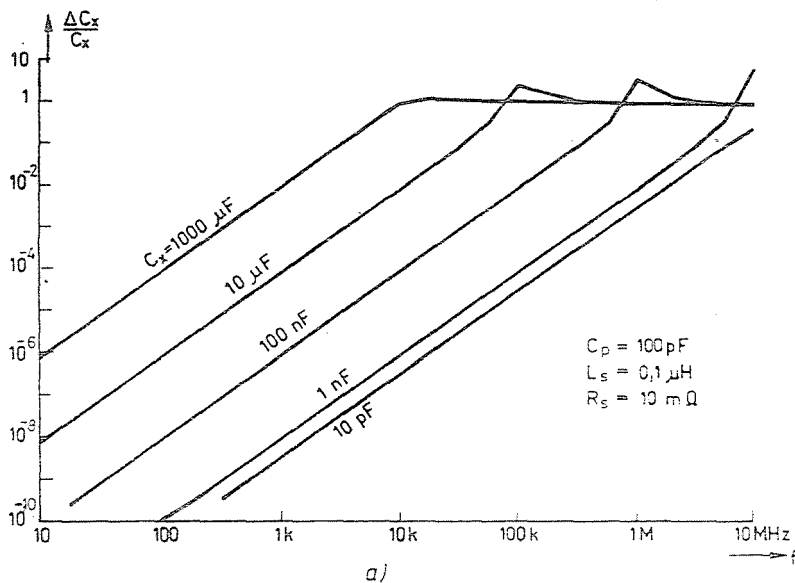
$$\operatorname{tg} \delta = 2R_s \omega C_x \left[1 + \frac{C_p}{C_x} - \frac{1}{2} \left(\frac{C_p}{C_x} \right)^2 \right],$$

$$\frac{\Delta C}{C_x} = 2\omega^2 L_s C_x \left[1 + \frac{C_p}{C_x} - \frac{1}{2} \left(\frac{C_p}{C_x} \right)^2 \right].$$

A hibák a 25.11. ábra diagramjain láthatók. Megfigyelhető, hogy a paralel vezetékkapacitás miatt jelentkező állandó hiba eltűnt. Ezzel a megoldással kis kapacitások vagy nagy induktivitások nagy pontosságú kisfrekvenciás mérése valósítható meg. Kis impedanciák viszont így nem mérhetők.

Négyszeres mérés

A háromvezetékes mérés kifejezéséből megállapítható, hogy a $2Z_s$ állandó hiba miatt a kis impedanciákat csak igen pontatlanul lehet mérni. Logikus tehát az a gondolat, hogy az impedancia értékét ne a Z_s impedanciákat is magában foglaló U_{EF} feszültségből, hanem az 1. és 2. pontok között levő feszültségből határozzuk meg. Ezen a gondolaton alapszik a 25.12. ábrán látható négyvezetékes mérés. A mérés helyettesítőképe a 25.13. ábrán látható.

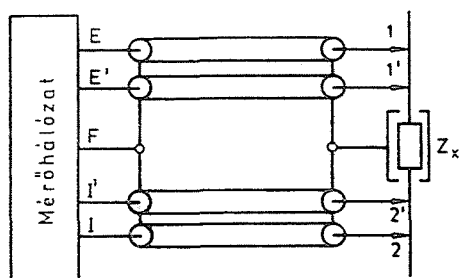


25.11. ábra. A háromvezetékes mérés hibagörbéi

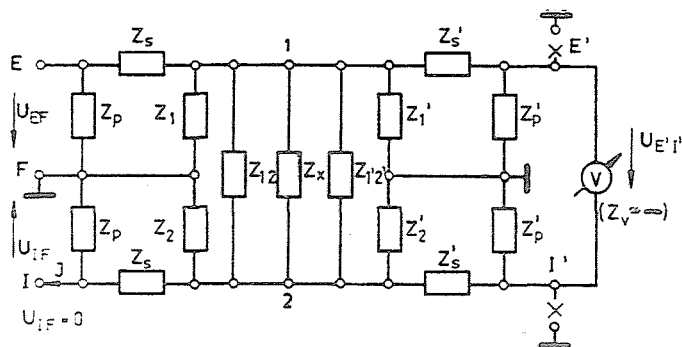
A helyettesítőképet már a háromvezetékes mérésnél bemutatott csillag-háromszög átalakítások után rajzoltuk fel. Feltételeztük, hogy az $E'-I'$ pontokra ideális feszültségmérő csatlakozik ($Z_V \approx \infty$).

A mért impedancia:

$$Z_m = \frac{U_{E'I'}}{I}$$



25.12. ábra. A négyvezetékes mérés felépítése



25.13. ábra. A négyvezetékes mérés helyettesítőképe

A hiba a háromvezetékes esethez hasonlóan számítható.

$$\Delta Z = Z_m - Z_x = Z_x \left\{ \frac{Z_s}{\frac{Z_2}{2} + Z_p} - \frac{2Z_x}{Z_{12}} \right\},$$

ha $|Z_x| \ll |Z_{12}|$, és $Z_{12} = Z_{12}$; $Z_1 = Z_1'$, valamint $Z_2 = Z_2'$; $Z_s' = Z_s$; $Z_p = Z_p'$.

A hiba kifejezését szemlélve feltűnik, hogy eltűnt a $2Z_s$ állandó tag, és ezért megállapítható, hogy az elképzelés helyesnek bizonyult.

A példa esetében a hibák:

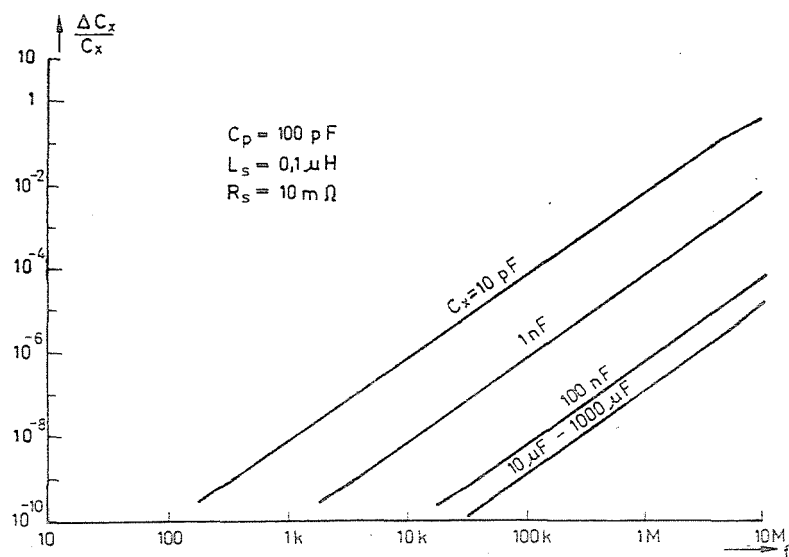
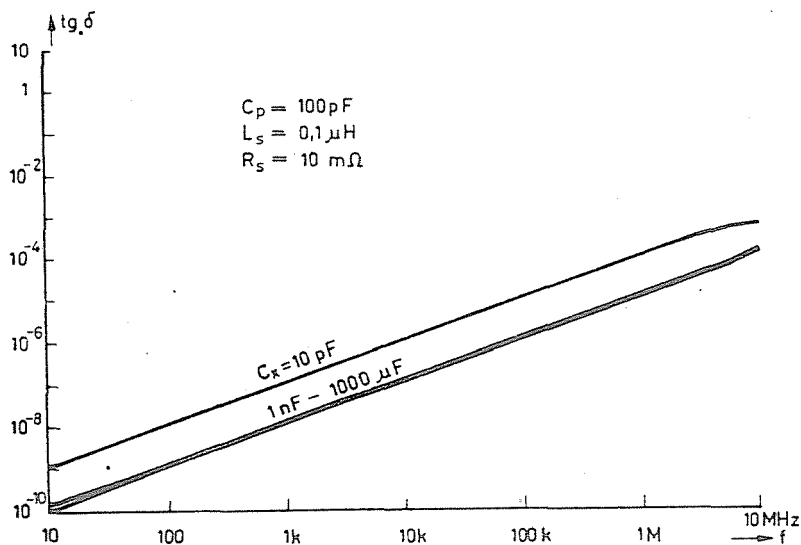
$$\operatorname{tg} \delta = \omega R_s C_x \left[\frac{C_p}{C_x} \frac{2}{3} - \left(\frac{C_p}{C_x} \right)^2 \right];$$

$$\frac{\Delta C_x}{C_x} = \omega^2 L_s C_x \left[\frac{C_p}{C_x} \frac{2}{3} - \left(\frac{C_p}{C_x} \right)^2 \right].$$

A kis impedanciát mutató nagy C_x kapacitásoknál csak a vezetékparaméterek befolyásolják a hibákat:

$$\text{ha } C_x \gg C_p; \operatorname{tg} \delta = \frac{2}{3} \omega R_s C_p \text{ és } \frac{\Delta C_x}{C_x} = \frac{2}{3} \omega^2 L_s C_p.$$

A hiba frekvencia- és kapacitásfüggése a 25.14. ábrán látható.



a)

25.14. ábra. A négyvezetékes mérés hibagörbéi

Örvezetékes mérés

Az árnyékolt kábelek Z_x impedanciához csatlakozó végein nem kötik össze az árnyékolásokat. Z_x esetleges árnyékolását egy külön ötödik vezetéken kötik össze a mérőeszköz földjével (25.15. ábra).

Ha Z_x és árnyékolása közötti hatásokat elhanyagoljuk, a 25.16. ábra helyettesítőképehez jutunk.

A mért impedancia :

$$Z_m = \frac{U_{E'1'}}{I}$$

A hiba $Z_F = Z_s$ esetben :

$$\Delta Z = Z_m - Z_x = 2Z_s \frac{Z_x}{Z_p}$$

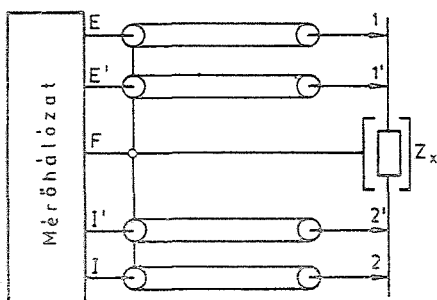
A példa esetében :

$$\operatorname{tg} \delta = 2\omega R_s C_p,$$

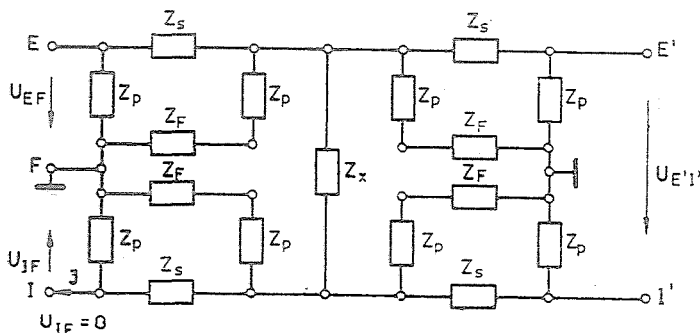
$$\frac{\Delta C_x}{C_x} = 2\omega^2 L_s C_p.$$

A hibák tehát csak a kábelek paramétereitől függenek, ami az eddigi legkedvezőbb eredmény. Ha azonban az árnyékolás szórt impedanciáit és az ötödik vezeték impedanciáját nem hanyagoljuk el, ugyanarra az eredményre jutunk, mint a négyvezetékes esetben. Az ötödik vezeték valódi előnye az, hogy az árnyékolásra ható zavaró külső villamos terek által létrehozott ún. földáramokat közvetlenül a földbe vezeti. A négyvezetékes módszernél ez az áram a mérővezeték árnyékolásán folyik és így járulékos hibafeszültséget okoz.

A négy- és ötvezetékes mérésnél járulékos hiba is jelentkezik : az áramot vezető kábelek által keltett mágneses tér feszültséget indukál a feszültséget érzékelő kábelpárban. Ez a hiba megfelelő geometriai elrendezéssel küszöbölhető ki.



25.15. ábra. Az ötvezetékes mérés felépítése



25.16. ábra. Az ötvezetékes mérés helyettesítőképe

25.2.4. Gyorsaság

Az impedanciamérés visszavezethető komplex feszültség- vagy áramarányok mérésére. Két változó mérése sem kézi, sem automatikus eljárás esetén sem tehető függetlenné. Ez a mérési eljárás idejét számottevően megnövelheti. Miután a komplex aránymérésre igen sokfajta módszert dolgoztak ki, melyek alapelvükben is különböznek, a gyorsaság kérdését csak a konkrét alapelvek ismeretében lehet vizsgálni.

A 25.1. szakaszban bemutattuk az impedanciamérő-hálózatok alaptípusait. Láttuk, hogy az impedancia megméréséhez szükséges egy olyan hálózat, mely ismert arányú feszültségeket vagy áramokat állít elő, és szükség van olyan hálózatokra vagy eszközökre, melyek feszültségek vagy áramok arányát tudják megmérni.

A következőkben ezeket a hálózatokat ismertetjük. A csoportosítás az alkalmazott fizikai eszközök alapján történik.

25.3. R, L, C elemekből felépített mérőhidak

25.3.1. Felépítésük

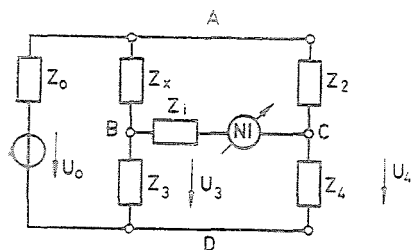
Ezek az eszközök alapkiépítésükben passzív impedanciákból állnak. A tipikus négyágú (*Wheatstone*-) híd kapcsolása a 25.17. ábrán látható.

A hídérés a feszültségösszehasonlítással való impedanciamérés egyszerűbb esetének felel meg (25.2. ábra).

Az U_x és U_N feszültség arányát a Z_2 – Z_4 osztóval mérjük meg olyan módon, hogy addig változtatjuk a Z_2/Z_4 arányát, amíg az NI nullindikátor műszer zérust nem mutat (kiegyenlítjük a hidat). Ilyenkor:

$$\frac{Z_x}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4},$$

$$Z_x Z_4 = Z_2 Z_3. \quad (25.1)$$



25.17. ábra. A négyágú (*Wheatstone*-) híd kapcsolása

A (25.1) egyenlet két egyenletet jelent: vagy a valós és a képzetes részek egyenlőségét vizsgáljuk, vagy a szorzatok abszolút értékének és fázisának egyezését. A valós és képzetes részek egyenlőségét a mérendő impedancia összetevőinek meghatározására használjuk. Az abszolút értékek és fázisok egyezése alapján a híd kiegyenlíthetősége határozható meg. A következő két egyenlet

$$|Z_x||Z_4| = |Z_2||Z_3| \text{ az amplitúdófeltételt, ill.}$$

$$\varphi_x + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \text{ a bázisfeltételt jelenti.}$$

Nyilvánvaló, hogy ha a fázisfeltétel semmilyen beállítás mellett nem teljesülhet, a híd nem egyenlíthető ki.

Például: a

$$Z_x = \frac{1}{j\omega C}; \quad Z_2 = j\omega L_2; \quad Z_3 = R_3; \quad Z_4 = R_4$$

feltételekkel a híd semmiképpen nem egyenlíthető ki, miután

$$\varphi_x = -\frac{\pi}{2}; \quad \varphi_2 = +\frac{\pi}{2}; \quad \varphi_3 = 0; \quad \varphi_4 = 0,$$

$$\varphi_x + \varphi_4 = -\frac{\pi}{2} \neq \frac{\pi}{2} = \varphi_2 + \varphi_3.$$

25.3.2. A mérés hibái

Alaphiba

A hídmérés hibáit alapvetően az összehasonlító és arányképző Z_2 , Z_3 és Z_4 impedanciák fő komponenseinek hibái határozzák meg. A hídmérés legnagyobb elérhető pontosságát ezért (nyilvánvalóan) az etalonok pontossága szabja meg. Ha az összes többi hibaforrást elhanyagoljuk, akkor a hídmérés határpontosságát az etalonokból származó eredő várható hiba szabja meg:

$$h_{ax} = \sqrt{h_{a2}^2 + h_{a3}^2 + h_{a4}^2};$$

$$\delta_x = \sqrt{\delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2},$$

ahol h_{ai} az egyes impedanciák abszolút értékének relatív hibái, δ_i pedig az impedanciák szöghibái.

Érzékenység

A hídmérés hibájának további forrása a nullindikátor műszer véges érzékenysége. Könnyű belátni, hogy ha a kiegyenlítéstől számított bizonyos

$$\Delta \left\{ \frac{Z_2}{Z_4} \right\}$$

arány-eltérésnél kisebb változásokra a nullindikátor nem változtatja kitérését, akkor ez az intervallum a legkedvezőtlenebb esetben teljes egészében hibaként jelentkezik.

Ez az ún. *érzéketlenségi sáv* két dologtól függ. Elsősorban a nullindikátor érzékenysége szabja meg, másodsorban pedig a hídkapcsolás érzékenysége, vagyis az a szám, mely megmutatja, hogy a kiegyenlített állapothoz viszonyított egységnyi ΔZ_x változás hatására mekkora feszültség vagy áram jelenik meg a hídátlóban.

A nullindikátor műszer érzékenység növelésének az erősítő eszközök zaja szab határt. Nemcsak ez okból, de a felharmonikus elnyomás érdekében is szelektív nullindikátort használnak, mely csak a vizsgálójel frekvenciájának szűk környezetét engedí át. Az erősítők bemeneti fokozatában kiszajú alkatrészeket használnak. A 100 Hz-

nél kisebb frekvenciájú méréseknél a flickerzaj okoz problémákat, a nagyobb frekvenciás méréseknél pedig a sörétzaj. Egyenfeszültségű méréseknél a határérzékenység néhány nV-nál van. Ipari frekvenciás nullindikátorok alapzaja 100 nV körüli érték. A nagyobb frekvencián dolgozó szelektív nullindikátoroknál ennél kisebb zaj is elérhető, amennyiben direkt szűrést alkalmaznak. A transzponáló rendszerű műszereknél a határ 100 nV körül van. Ezek az adatok természetesen függenek az adott technológiai szinttől, új erősítési elvek más eredményeket adnak.

A híd érzékenységét sokfajta módon definiálják. Mi csak a feszültségérzékenységet fogjuk használni, miután a jelenleg használt nullindikátor műszerek általában feszültségérzékenyek.

A híd feszültségérzékenysége:

$$E_u = \frac{\Delta U_i}{\Delta Z_x} \Big|_{U_i=0}.$$

A híd relatív feszültségérzékenysége:

$$E_{ru} = \frac{\Delta U_i}{\Delta Z_x / Z_x} \Big|_{U_i=0}.$$

A híd ún. kapcsolási érzékenysége a híd U_g tápfeszültségétől független, egyedül a híd felépítése határozza meg:

$$H = \frac{\Delta U_i / U_g}{\Delta Z_x / Z_x} \Big|_{U_i=0}.$$

A kapcsolási érzékenységet zérus generátor impedanciánál ($Z_g=0$) és végtelen indikátor impedanciánál ($Z_i=\infty$) határozzuk meg.

A hídátlóra jutó feszültség:

$$U_i = U_3 - U_4 = U_g \left\{ \frac{Z_3}{Z_x + Z_3} - \frac{Z_4}{Z_2 + Z_4} \right\} = U_g \frac{Z_2 Z_3 - Z_x Z_4}{(Z_x + Z_3)(Z_2 + Z_4)}. \quad (25.2)$$

A kapcsolási érzékenység a következő módon számolható:

$$H = \frac{\Delta U_i}{\Delta Z_x} \Big|_{U_i=0} \cdot \frac{Z_x}{U_g} \cong \frac{\partial U_i}{\partial Z_x} \Big|_{U_i=0} \cdot \frac{Z_x}{U_g}.$$

Bevezetve a hídattétel fogalmát, mely a generátorra kapcsolódó impedanciák hányadosa:

$$F = \frac{Z_x}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4} \Big|_{U_i=0}. \quad (25.3)$$

A kapcsolási érzékenység a következő módon írható:

$$H = \frac{F}{(1+F)^2}. \quad (25.4)$$

Valós, pozitív hídattétel esetén ($\text{Im}\{F\}=0$) a kapcsolási érzékenység abszolút értékének maximuma,

$$|H| = \frac{1}{4},$$

$F=1$ -nél következik be.

Képzetes hídátétel esetén ($\operatorname{Re}\{F\}=0$) a kapcsolási érzékenység abszolút értékének maximuma, $|H|=\frac{1}{2}$, $F=\pm j$ -nél következik be.

Nyilvánvaló az is, hogy elvileg végtelen nagy abszolút értékű kapcsolási érzékenység is elérhető, $F=-1$ esetben. Passzív elemekkel ez pl.

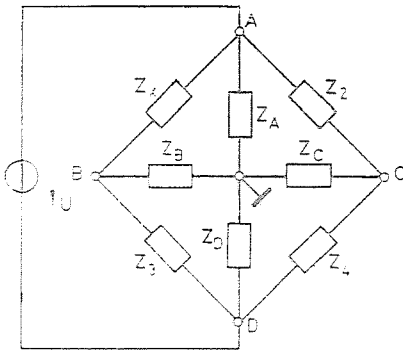
$$Z_2=\frac{1}{j\omega C_2}, \quad Z_4=j\omega L_4, \quad \omega^2 L_4 C_2=1$$

feltételekkel érhető el. Ez csak ideális kapacitás mérésénél következhet be, és csak egy frekvencián. Éppen ezért gyakorlati jelentősége kicsiny. Az ezen az elven működő kapcsolásokat rezonanciahidaknak nevezik.

Szórt impedanciák

Az eddigiekben a hidat környezetétől függetlenül vizsgáltuk. A valóságban a híd mindig kapcsolatban van a földdel. Ezt a kapcsolatot a végpontokra koncentrált szórt földimpedanciákkal modellezhetjük (25.18. ábra).

A szórt földimpedanciák áramot vezetnek el a csomópontokból, ezért a (25.1) egyenlet érvényét veszti. Ha pl. a D pontot leföldeljük, ezzel a Z_D impedanciát rövidre zárjuk, viszont a Z_B impedancia Z_3 -mal, a Z_C impedancia pedig Z_4 -gyel kapcsolódik párhuzamosan. A kiegyenlítés tehát a szórt impedanciáktól is függ. Ez tulajdonképpen nem lenne baj, azonban ha a szórt impedanciák a híd összeállításától függően „szabadon” alakulhatnak, értékük ismeretlen, tehát hatásukat nem lehet figyelembe venni. Ezért egyszerűbb méréseknél arra törekszenek, hogy az impedanciák statikus arányekolásával a szórt impedanciák értékét rögzítsék.

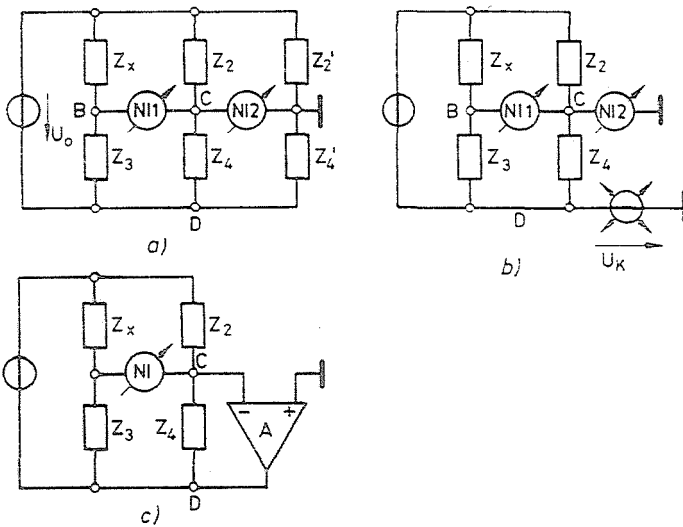


25.18. ábra. A Wheatstone-híd szórt földimpedanciái

A szórt impedanciák hatásának kiküszöbölése

A szórt földimpedanciák hatása különféle módszerekkel megszüntethető. Kézenfekvő az az eljárás, melyet a három- és négyvezetékes mérésnél már bemutattunk. Ez esetben a B és C pontot valamilyen módszerrel földpotenciálra hozzuk (nem a földre kötjük!). A 25.19a, b és c ábrán három ilyen megoldás látható.

A 25.19a ábrán az ún. Wagner-féle segédhíddal kiegészített hidat látjuk. A híd és segédhíd kiegyenlítő impedanciáit úgy kell beállítani, hogy az NI_1 és NI_2 nullindikátor egyaránt zérust mutasson. Miután NI_1 zérust mutat, a híd ki van egyenlítve, miután NI_2 zérust mutat, a B és C pontok földpotenciálra vannak. A 25.18. ábrának meg-



25.19. ábra. A szórt impedanciák hatásának kiküszöbölése

a) Wanger-féle segédhíddal; b) komplex kompenzátorral; c) elektronikus feszültségutánehúzással

felelő Z_B és Z_C impedanciákon tehát zérus feszültség van, így a csomópontokról nem vezetnek el áramot. A $Z_x Z_4 = Z_1 Z_3$ egyenlőség tehát hibátlanul fennáll.

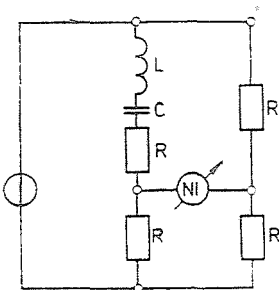
A 25.19b ábrán a C pontot az U_K komplex generátorral hozzuk zérus potenciálra.

A 25.19c ábra az előző módszer automatizált változata. nagy erősítésű A erősítő, melynek bemeneti impedanciája is nagy, automatikusan úgy szabályozza a D pont potenciálját, hogy a C pont potenciálja zérus legyen. A módszernél felvetődő stabilitási problémák határt szabnak az A erősítésnek, ezért a b és c módszert gyakran kombinálva alkalmazzák. Az erősítőnek ilyenkor „rásegítő” szerepe van.

25.3.3. A mérés frekvenciafüggése

A frekvenciafüggés két módon kerülhet szóba. Vannak olyan hídkapcsolások, melyeknek kiegyenlítési egyenletében szerepel a frekvencia. Példaképpen egy ilyen hídát rajzoltunk fel a 25.20. ábrán. A kiegyenlítés feltétele:

$$R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L = R, \quad \text{tehát} \quad \omega^2 LC = 1.$$



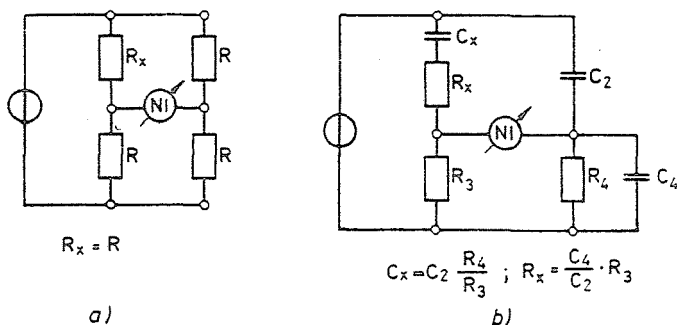
25.20. ábra. Frekvenciafüggő kiegyenlítésű híd

Ez azt jelenti, hogy valamilyen L és C értéknél, csak az

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

frekvencián van kiegyenlítve a híd. Az ilyen hidat frekvenciafüggő kiegyenlítésű hídnak nevezik.

A hídkapcsolások többsége frekvenciafüggetlen kiegyenlítésű. Például ilyenek a 25.21a és b ábrán látható hidak. A kiegyenlítési egyenletekben nem szerepel a frekvencia. Ezeknél a hidaknál azonban csak elvileg teljesül a kiegyenlítés frekvenciafüggetlensége, hiszen a hídimpedanciák parazita impedanciákat is hordoznak, melyek nagyobb frekvencián el nem hanyagolható hibákat okoznak.



25.21. ábra. Hídáramkörök
a) *Wheatstone*-híd; b) *Schering*-híd

A parazita hatások által okozott frekvenciafüggő hibákat az irodalom nyomán a következők módon szokás figyelembe venni: [25.14, 25.15].

Amennyiben a parazita hatások nem jelentkeznek, legyen Z_{xm} értéknél kiegyenlítve a híd:

$$Z_{xm} = \frac{Z_{2p} Z_{3p}}{Z_{4p}}, \quad (25.5)$$

ahol Z_{ip} a hídimpedanciák parazita hatások nélküli „pontos” értéke. A parazita hatások a Z_{ip} értékeket Z_i -re módosítják. Ekkor:

$$Z_{xp} = \frac{Z_2 Z_3}{Z_4} \quad (25.6)$$

értékeknél van kiegyenlítve a híd. Nyilvánvaló, hogy ha Z_{xp} a mérendő impedancia nagysága, akkor (25.6)-nál adódik a kiegyenlítés, de a kapcsolók állásából Z_{ip} -t olvasunk le. Ezért a mért impedancia (25.5) szerint Z_{xm} lesz.

A hibát itt a szokásostól eltérően,

$$\Delta Z = Z_{xp} - Z_{xm}$$

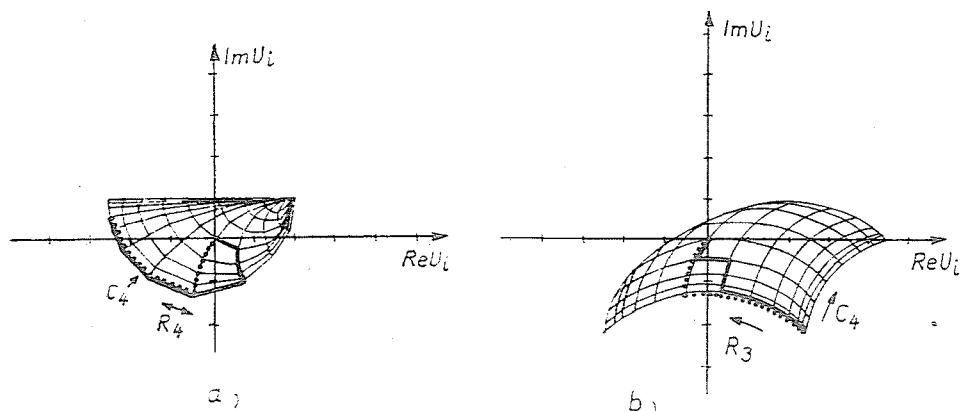
formában írjuk fel.

A frekvenciafüggő hiba megszüntetésére vagy csökkentésére több lehetőség van, ilyenek

- teljes kompenzáció;
- az amplitúdóhiba maximális laposságú kompenzálása;
- a fázishiba maximális laposságú kompenzálása. Említett módszerek [25.13—25.15]-ben találhatók.

25.3.4. A mérés gyorsasága

A hidat úgy egyenlítik ki, hogy a hídimpedanciák kiválasztott két paraméterét oly módon változtatják, hogy a nullindikátor kitérése zérusra csökkenjen. Ha a nullindikátor csak a híd átlófeszültségének a nagyságát érzékeli, akkor a két paramétert felváltva változtatva, a kitérés egyre csökkenő minimumain keresztül egyenlítik ki a hidat. A 25.21b ábrán látható híd komplex kimenőfeszültség vektora által leírt trajektóriákat látjuk a 25.22a és b ábrán. Ezek a trajektóriák körök, miután U_i racionális törtfüggvény. A 25.22a ábra esetén R_4 -et és C_4 -et változtattuk, a 25.22b ábra esetében pedig R_3 és C_4 -et. Vastag vonallal jelöltük be azt a pályát, melyet U_i befut a sorozatos minimum keresések során.



25.22. ábra. A Schering-híd kiegyenlítési trajektóriái

Látható a 25.22. ábrán, hogy ez az út nem optimális, hiszen a pontozva jelölt úton két lépésben is kiegyenlíthetnénk a hidat. Megjegyezzük azonban, hogy ennek az útnak a megtalálásához ismernünk kellene C_x -et és R_x -et, tehát a mérendő impedanciát.

A kiegyenlítés szűk környezetében linearizálni lehet a kiegyenlítési trajektóriákat. A (25.2) egyenlet számlálója az előbbi feltételek mellett csak egy forgatás-nyújtásban különbözik U_i -től. (A nevező a forgató-nyújtó konstans.)

A számlálót K -val jelöljük és konvergenciavektornak nevezzük:

$$K = Z_x Z_4 - Z_2 Z_3. \quad (25.13)$$

Ha u és v -nek nevezzük a két kiegyenlítő paramétert, akkor K a következő paraméteres alakban írható:

$$\begin{aligned} K_u &= a + bu, \\ K_v &= c + dv. \end{aligned}$$

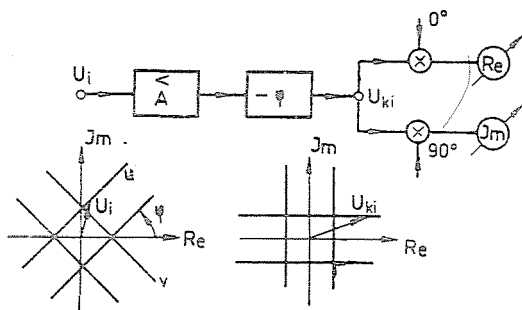
A K_u és K_v egyenesek iránya nem egyezik meg az eredeti trajektóriák irányával, de a K_u és K_v közötti szög megegyezik az eredeti trajektóriák közötti, $U_i=0$ -nál mérhető szöggel:

$$\varphi_k = \arccos \{b\} - \arccos \{a\}. \quad (25.14)$$

φ_k -t konvergenciaszögnek nevezik. Ha $\varphi_k=90^\circ$, akkor a kiegyenlítés közelében levő hidat két lépésben ki lehet egyenlíteni. A konvergenciaszög tehát a mérés sebességének mérőszáma. A merőleges konvergenciájú híd gyorsan kiegyenlíthető.

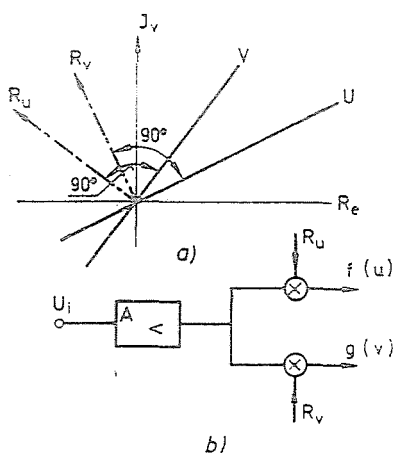
Ha fázisérzékeny nullindikátort használunk, a kiegyenlítés közelében a mérés gyorsítható. A 25.23. ábrán egy merőleges konvergenciájú híd linearizált U_i trajektóriái láthatóak.

Az A erősítőn és fázistolón átbocsátva az U_i feszültség trajektóriái a valós és képzetes referencia irányokkal párhuzamosak lesznek. A 0 fokos fázistoló Re kimenőfeszültsége csak u -tól, a 90 fokos fázistoló Im kimenőfeszültsége csak v -től fog függni. A kiegyenlítés tehát két egyparaméteres kiegyenlítésre egyszerűsödik.



25.23. ábra. Fázisérzékeny nullindikáció konvergenciája, merőleges konvergenciájú híd esetén

Ha a híd nem merőleges konvergenciájú, a fázisérzékeny szétválasztásra akkor is mód van [25.22]. A 25.24. ábrán látható módon az R_u referenciafeszültséget a „ v ” trajektóriára merőlegesen, az R_v referenciafeszültséget pedig az „ u ” trajektóriára merőlegesen állítják be. A kölcsönhatás megszűnik, de az érzékenységek lecsökkennek.



25.24. ábra. Fázisérzékeny nullindikátor referencia irányainak helyes beállítása, nem merőleges konvergenciájú híd esetén

Elég egy pillantást vetni a 25.22. ábrára ahhoz, hogy belássuk, hogy a fázisérzékeny módszer csak a lineárisnak tekinthető szakaszon használható eredményesen. Megemlítjük, hogy amennyiben lehetőség van a nullindikátor kimenőjelének számítógépes feldolgozására, a fentieknel lényegesen gyorsabb kiegyenlítő algoritmusokat lehet alkalmazni.

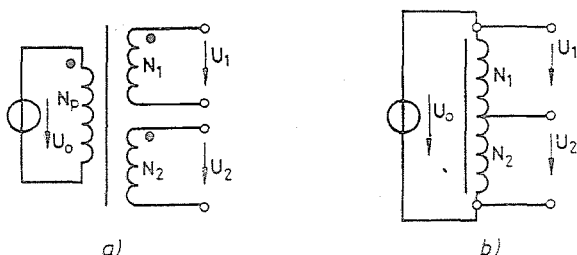
25.4. Aránytranszformátoros és induktív osztós mérőhidak

25.4.1. Felépítésük

Egy ideális transzformátor szekunder tekercsein indukálódó feszültségek aránya a menetszámok arányával egyezik meg. A 25.25a és b ábra jelöléseivel:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}.$$

A transzformátor tehát az áramösszehasonlító módszer feszültségforrásként használható. A 25.25a ábrán látható kapcsolás az aránytranszformátor, a 25.25b ábrán látható az ún. induktív osztó. A két kapcsolás elvileg nem különbözik, hibáik eltérőek csak. Aránytranszformátorral és induktív osztóval a hídkapcsolásokhoz hasonló mérőhálózatokat alakíthatunk ki.

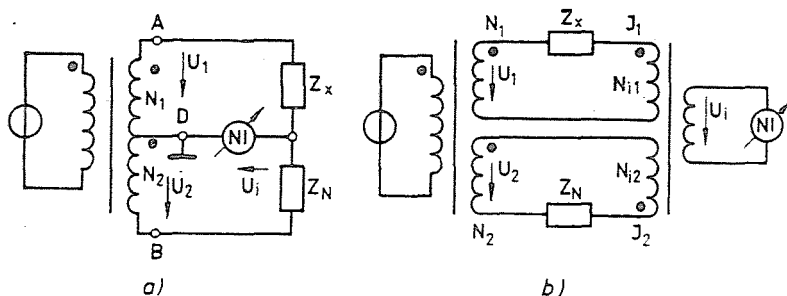


25.25. ábra. Aránytranszformátor és induktív osztó
a) aránytranszformátor; b) induktív osztó

A 25.26a ábrán látható kapcsolást csak az induktív csatolású hídág különbözteti meg a hídkapcsolástól. Az előny nyilvánvaló: a hídátétel valós, frekvenciafüggetlen a kiegyenlítést és ezzel a mérendő impedanciát a Z_N -en kívül egy anyagi állandóktól független szám, a menetszámok hányadosa határozza meg:

$$\frac{Z_x}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2}; \quad Z_x = Z_N \frac{N_1}{N_2}, \quad \text{ha } U_i = 0.$$

A valós hídátételből egy hátrány is származik: a Z_N impedanciának ugyanolyan szerkezetűnek kell lenni, mint Z_x -nek. A 25.26b ábra áram összehasonlító eszköze a 25.5. pontban látott induktív áramkomparátor. Itt már nem kell megkövetelnünk Z_N és Z_x egyező struktúráját: a menetirányítások megfelelő megválasztásával egy valós és képzetes összehasonlító impedancia segítségével bármilyen ismeretlen impedanciát meg tudunk mérni. A 25.26b ábra szerinti kapcsolással a következő pontban fogunk részletesebben foglalkozni.



25.26. ábra. Aránytranszformátoros mérőhidak

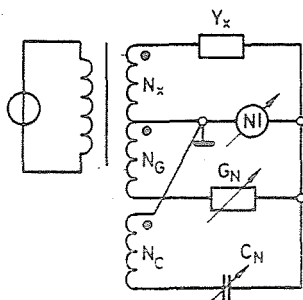
a aránytranszformátoros mérőhíd közvetlen áramösszehasonlítással; *b* aránytranszformátoros mérőhíd induktív áramkomparátoros áramösszehasonlítással

Ha lemondunk a 25.26a ábrán látható, induktív osztónak és aránytranszformátornak egyaránt kapcsolható induktív elemet felhasználó hídyszerű struktúráról, megszabadulhatunk a Z_N -re tett kikötésektől.

A 25.27. ábrán látható kapcsolás kiegyenlítési feltétele:

$$Y_x = \frac{1}{N_x} \{N_G G_N + j\omega N_C C_N\}.$$

N_C menetirányításától függően kapacitív és induktív admittanciát mérhetünk. N_C irányát megfordítva negatív valós részek is mérhetővé válnak (összetett, aktív stb. kétpólusok).

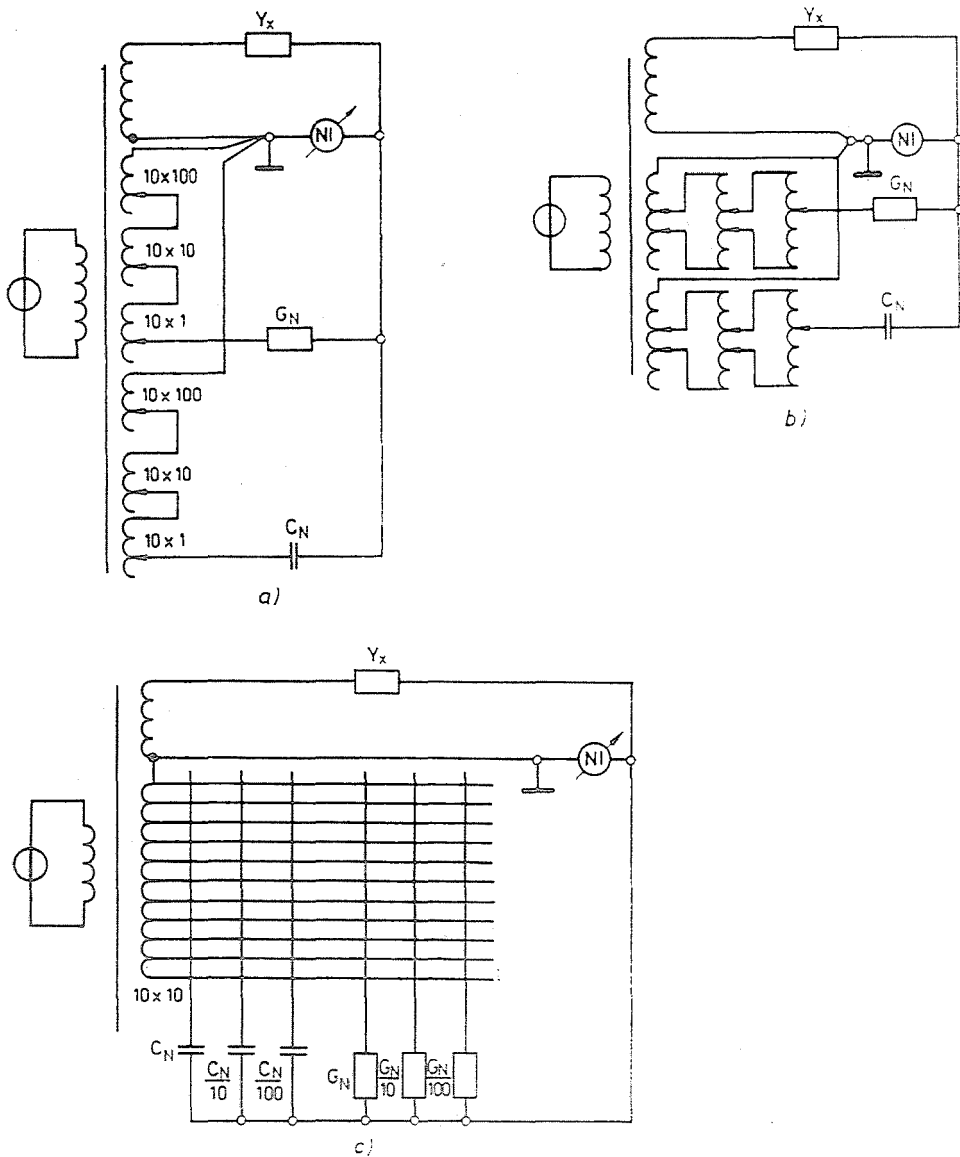


25.27. ábra. Többtekercses aránytranszformátoros mérőhíd

Az aránytranszformátor lehetővé teszi, hogy a hídkapcsolásokhoz képest kevés számú nagy pontosságú kiegyenlítő impedanciát használjunk. A 25.28a ábrán egy olyan tekercskapcsolást láthatunk, mely egyetlen G_N és C_N elem felhasználásával három számjegy érzékenységu kiegyenlítést tesz lehetővé.

A 25.28b ábrán az aránytranszformátor és induktív osztó olyan kombinációját látjuk, mely a 25.28a ábra szerinti kapcsolás tulajdonságait mutatja. A 25.28b ábra szerinti megoldás előnye, hogy a dekádok száma tetszés szerint emelhető. Gyakran használják azt a megoldást, hogy dekádonként változó értékű normáliát alkalmaznak. Egy ilyen kapcsolás a 25.28c ábrán látható. A kapcsolás előnye az, hogy egyetlen tízes osztású tekercselés kell a normál oldalon. Ez pedig a hibát kedvezően befolyásolja.

Három- és négyvezetékes mérés. Az aránytranszformátor lehetővé teszi a háromvezetékes mérést, hiszen a Z_x impedancia indikátor oldali vége kiegyenlített esetben



25.28. ábra. További aránytranszformátoros mérőhidak

a aránytranszformátoros mérőhid két etalonimpedanciával; b aránytranszformátor és induktív osztó kombinációját; c aránytranszformátoros mérőhid dekádonként változó etalon impedanciával

földpotenciálón van. A négy- és ötvezetékes mérés is megoldható, azonban ehhez több induktív osztó és transzformátor kell.

A 25.29. ábrán látható Hill-híd induktív osztókat használ [25.24]. Ha feltételezzük, hogy a T_1 és T_2 induktív osztó impedanciája olyan nagy, hogy a rajtuk elfolyó áramok elhanyagolhatók, akkor a kiegyenlítés feltétele:

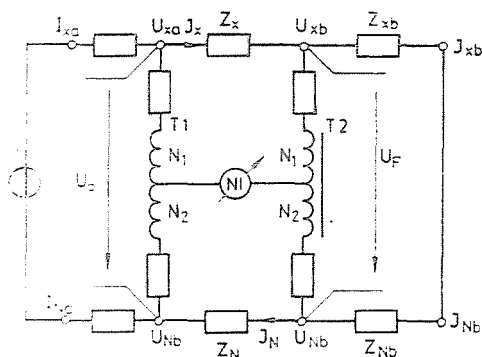
$$U_0 \frac{N_2}{N_1+N_2} = I_N Z_N + U_F \frac{N_2}{N_1+N_2}.$$

Behelyettesítve I_N és U_F kifejezését:

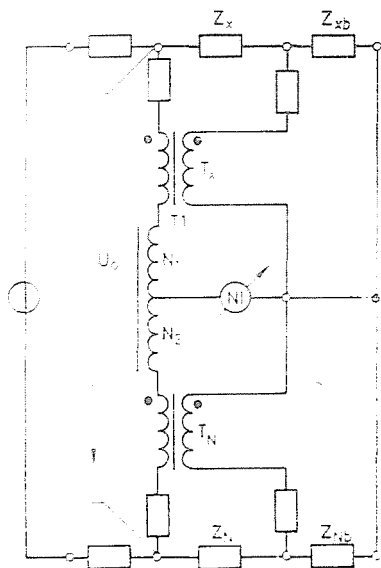
$$N_2 Z_x = N_1 Z_N.$$

A bekötő vezetékek hatását ilyen módon tehát sikerült kiküszöbölni.

A *Food*-híd (25.30. ábra) más megoldást választ [25.24]. A T_x és T_N egységnyi áttételű transzformátorokkal levonja U_0 -ból a Z_{xb} – Z_{Nb} árambevezető impedanciákon eső feszültségeket. Így a T_1 induktív osztóra a potenciálkapcsok között fellépő feszültségek összege kerül.



25.29. ábra. A *Hill*-híd



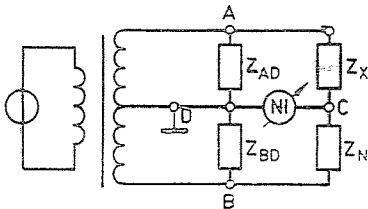
25.30. ábra. A *Food*-híd

25.4.2. Az aránytranszformátorok és induktív osztók hibái

Az aránytranszformátor terheletlen esetben elvileg hibamentes feszültségarányt állít elő. A közönséges transzformátor típusoknál azonban gyakorlatilag lehetetlen elérni, hogy az aránytranszformátor szekunder tekercsein ugyanaz a fluxus haladjon keresztül. Ezért a feszültségarány az elméletitől eltér. A legpontosabb arányt toroid formájú, nagypermeabilitású vasanyagra tekercselt transzformátorral lehet elérni.

Az egyenletesen betekercselt toroid forma elvileg már magában biztosítja a kis szórást. A nagy permeabilitású mag pedig még tovább csökkenti a szórást. Ennek a hatásnak részletesebb elemzését a következő pontban végezzük el.

Az aránytranszformátoros mérőhídnál ugyanúgy definiálható érzékenység és kapcsolási érzékenység, mint a közönséges mérőhidaknál. A hídattétel azonban itt mindig valós, ezért a kapcsolási érzékenység maximum $1/4$ lehet.



25.31. ábra. Az aránytranszformátor szórt földimpedanciái

A szórt földimpedanciák hatása első közelítésben egyszerűbben kezelhető, mint a mérőhidaknál. A 25.31. ábrán látható aránytranszformátoros mérőhíd D pontja van leföldelve. Kiegyenlítéskor a C pont földpotenciálra kerül, áram innen NI irányában nem folyik el. Ezért földimpedancia Z_X vagy Z_N -nel nem kapcsolódik paralel. A Z_{AD} és Z_{BD} szórt földimpedanciák magával az aránytranszformátorral kapcsolódnak párhuzamosan.

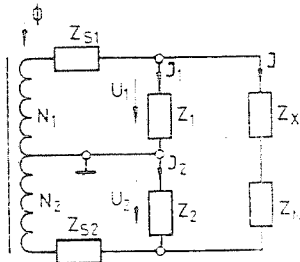
Ezeknek hatásait a következő pontban vizsgáljuk meg.

25.4.3. Az aránytranszformátor hibáinak frekvenciafüggése

Elsőként megvizsgáljuk azt az esetet, amikor az aránytranszformátort külső szórási impedanciák és a mérendő + normál impedancia terheli (25.32. ábra).

Az aránytranszformátor tökéletlenségét az R_s rézellenállásokkal és L_s szórási induktivitásokkal vettük figyelembe [25.19]:

$$R_s + j\omega L_s = Z_s.$$



25.32. ábra. Az aránytranszformátor szórt impedanciáinak modellje

A transzformátor Φ főfluxusa szinuszos. A helyettesítőkép alapján felírható egyenletek:

$$\begin{aligned} I_1(Z_1 + Z_{s1}) + IZ_{s1} &= j\omega N_1 \Phi, \\ I_2(Z_2 + Z_{s2}) + IZ_{s2} &= j\omega N_2 \Phi, \\ I(Z_{s1} + Z_{s2} + Z_x + Z_N) + I_1 Z_{s1} + I_2 Z_{s2} &= j\omega(N_1 + N_2) \Phi. \end{aligned}$$

A tényleges feszültségarány:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1 Z_1}{I_2 Z_2} = \frac{N_1}{N_2} \frac{1 + \frac{Z_{s1}}{Z_2} + \frac{Z_{s2}}{Z_x + Z_N} - \frac{Z_{s1}}{Z_x + Z_N} \frac{N_1}{N_2}}{1 + \frac{Z_{s1}}{Z_1} + \frac{Z_{s1}}{Z_x + Z_N} - \frac{Z_{s2}}{Z_x + Z_N} \frac{N_1}{N_2}}.$$

Kis szórásoknál a hiba közelítőleg:

$$h \cong \frac{Z_{s2}}{Z_2} - \frac{Z_{s1}}{Z_1} + \frac{N_1 + N_2}{Z_x + Z_N} \left\{ \frac{Z_{s2}}{N_2} - \frac{Z_{s1}}{N_1} \right\}.$$

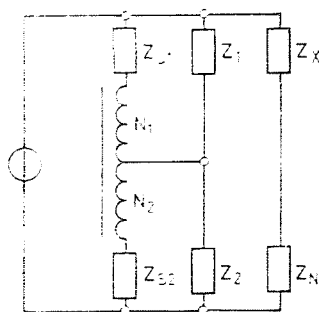
A hiba első két tagjából származó rész elvileg

$$\frac{Z_{s2}}{Z_2} = \frac{Z_{s1}}{Z_1}$$

beállítással zérussá tehető, de miután Z_1 zömét a mérendő impedancia hozza magával, a beállítás gyakorlatilag lehetetlen. A maradék tagból származó hatás zérussá tehető menetszámarányos soros szórási impedanciák beállításával:

$$Z_{si} = N_i Z_{s0}.$$

Lényegesen kedvezőbb képet mutat az induktív osztó (25.33. ábra). Ennek részletes vizsgálatát nem végezzük el [25.20]. Gyakorlati példaként szolgálhat a *General Radio* cég GR 1621-es nagy pontosságú kapacitásmérője [25.33], mely a jelenleg gyártott egyik legjobb típusnak tekinthető (a 25.28c ábra szerinti aránytranszformátoros kapcsolást használja), 1 kHz-en 10^{-5} , 10 kHz-en pedig 10^{-4} kapacitásmérési hibát garantál.



25.33. ábra. Az induktív osztó szóró impedanciáinak modellje

25.4.4. Az aránytranszformátoros mérőhidak gyorsasága

A 25.28a, b és c ábrán bemutatott kapcsolások U_i vektora nem köröket, hanem egyeneseket ír le a C és G dekádok változtatása esetén. Ezek között a szög 90° , ezért a hálózatok jó konvergenciatulajdonságokkal rendelkeznek.

25.5. Induktív áramkomparátoros mérőhidak

25.5.1. Felépítésük

Az induktív áramkomparátor közös vasmagra tekercselt, három vagy több tekercsből áll (25.34. ábra). Ha az I_1 és I_2 áramok által a vasban létrehozott B indukció zérussá válik, az N_1 tekercsben nem indukálódik feszültség. Ideális körülmények között, a B indukció a gerjesztés egyensúlya esetén válik zérussá:

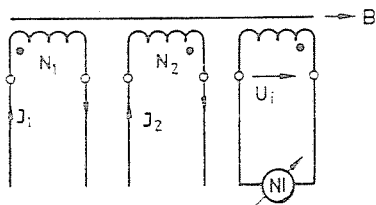
$$B=0, \quad \text{ha} \quad I_1 N_1 = I_2 N_2.$$

Az eszköz tehát áramösszehasonlításra alkalmas. Példaképpen a 25.35. ábrán egy áramkomparátoros hidat rajzoltunk fel.

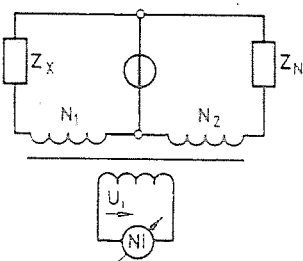
A kiegyenlítés feltétele:

$$Z_x = Z_N \frac{N_1}{N_2},$$

miután $U_i = 0$ esetben az N_1, N_2 tekercsen nincs feszültség. Az áramkomparátor önmagában nem ad lehetőséget a négyesármű mérés kivitelezésére, miután áramérzékeny elem. Elektronikus segédeszközökkel vagy aránytranszformátorok felhasználásával a négyesármű mérés azonban közelíthető.



25.34. ábra. Az induktív áramkomparátor



25.35. ábra. Mérőhid induktív áramkomparátorral

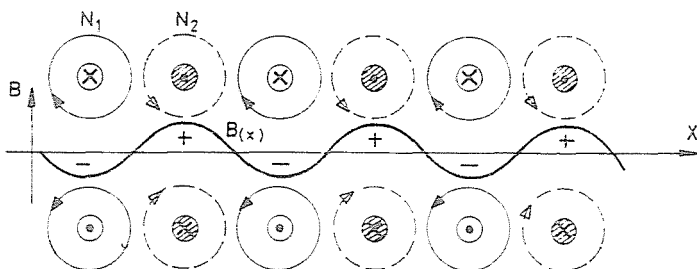
25.5.2. Az áramkomparátor hibái

Az áramkomparátorok hibáinak forrása mágneses és kapacitív hatás lehet. Az előbbi a kisméretű hibát határozza meg, az utóbbi pedig a nagyfrekvenciát.

Mágneses hibák

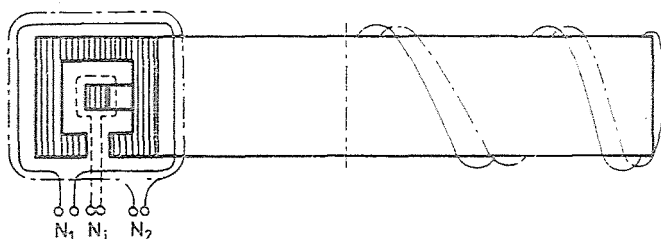
A munkatekercsek eredő gerjesztése kiegyenlített esetben zérus. Ez azonban nem jelenti azt, hogy a tekercsek belsejében a fluxus zérus lesz. Példaképpen a 25.36. ábrán egy a papírra merőlegesen végtelen hosszú vezetőkből álló vasmentes tekercs erővonalképét rajzoltuk fel, zérus eredő gerjesztés esetén.

Látható, hogy bár a tér vonalintegrálja zérus, a mágneses indukció nem az; jelentős amplitúdóval alternál. Ha azonban az indikátortekercs egyenletes meneteloszlású és a munkatekercsek belsejében helyezzük el, akkor ilyenkor is zérus feszültség indukálódik benne. Ha azonban az eloszlás változó, zérus gerjesztés esetén is kapunk indukált feszültséget. A gyakorlatban használt áramkomparátoroknál különböző technikai részletek biztosítják azt, hogy nulla gerjesztésnél nulla feszültség indukálódjon az indikátortekercsben.



25.36. ábra. A mágneses indukció zérus eredő gerjesztés esetén

A tekercselést toroid magra készítik, melynek révén a megfelelő térszimmetriát biztosítani tudják. A toroidon a munkatekercsüket „sűrűn” igyekeznek elhelyezni, viszonylag nagy távolságban az indikátortekercstől. Ez nyilvánvalóan csökkenti a téringadozást, hiszen határesetben a folytonos tekercselés mindenütt nulla teret hoz létre. Az indikátortekercs belsejébe igen nagy kezdeti permeabilitású vasat tesznek, ez az inhomogén munkatekercsek okozta téringadozást jelentősen csökkenti. A munkatekercs és indikátortekercsek közé ún. árnyékoló vasmagot is helyeznek, mely az indikátortekercs magjába már csak a nagymértékben simított teret „engedi” be. Ezeken túl az indikátortekercset nagy gonddal, igen egyenletes eloszlással tekercselik meg. Egy ilyen felépítésű komparátor keresztmetszete a 25.37. ábrán látható [25.16].

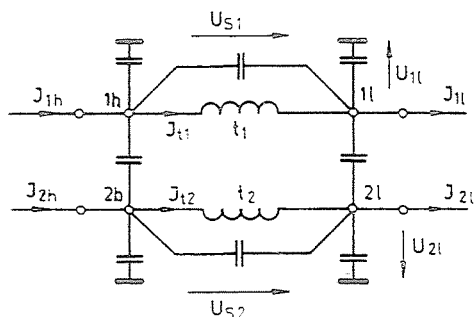


25.37. ábra. Árnyékoló induktív áramkomparátor

Az azonos menetszámú munkatekercsüket gyakran pásmásan tekercselik a téringadozás csökkentése érdekében. Ilyen kivételnél 100 menet nagyságrendű munkatekercsekkel, 10^4 kezdeti permeabilitású indikátorvasat alkalmazva 10^{-6} összehasonlítási pontosságot sikerült ipari frekvencián elérni.

Kapacitív hibák

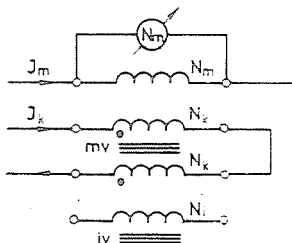
Az áramkomparátor munkatekerceinek saját menetei között, a menetek és a föld között, továbbá a különféle tekercsek menetei között szórt impedanciák jelentkeznek. Ezek gyakorlatilag kapacitások. Két áramkomparátor tekercset leíró közelítő helyettesítőképet rajzoltunk fel a 25.38. ábrán.



25.38. ábra. Az induktív áramkomparátor szórt (parazita) kapacitásai

A t_1 és t_2 tekercsek szórt kapacitásai áramot fognak elvezetni a föld felé, a tekercset áthidalva és a tekercsüket összekapcsolva. Ezért az I_{1l} tekercsáram nem fog meg egyezni, sem az 1_h csomóponton befolyó I_{1h} árammal, sem az 1_l csomóponton kifolyó I_{1l} árammal. Ugyanez mondható el I_{2l} áramról is. Ha az U_{s1} , U_{s2} , U_{1l} és U_{2l} feszültségeket zérussá tudjuk tenni, a hiba nyilvánvalóan eltűnik. Az U_{1l} , U_{2l} feszültség az áramkomparátorhoz kapcsolódó külső mérőhálózattól függ. Megfelelő kialakítással zérussá tehető ez a két feszültség. Nehezebb a helyzet az U_s feszültségekkel. Ezek a tekercsek szórási induktivitásából és rézellenállásából az I_t áramok hatására keletkeznek. Precíziós méréseknél a vas járulékos gerjesztésével igyekeznek redukálni a tekercs szórt terét [25.17] (25.39. ábra).

Az „mv” munka(árnyékoló)mag belső és külső falára N_k — N_k menetszámú kompenzáló tekercset helyeznek. Miután a két menetszám egyforma és az ábra szerint ellentétesen kapcsolt, I_k nem hoz létre gerjesztést „iv”-ben (tehát I_k nem indukált feszültséget N_i -ben). Az mv vasat azonban csak a külső N_k menetszámú tekercs gerjeszti. I_k -val be lehet állítani egy olyan állapotot, hogy N_m -ben 0 feszültség indukálódjon, valamilyen I_m áramnál. Ha I_k -t komplex generátor szolgáltatja, egy adott I_m -nél, nem csak az induktív, hanem az ohmos hibafeszültség-komponenst is zérusra tudjuk csökkenteni. (A beállítást az N_m nullindikátor műszer teszi lehetővé.) Ezt az eljárást alkalmazva, a mágneses hibánál megadott adatoknál 16 kHz-ig 10^{-6} összehasonlítási pontosságot lehet elérni.



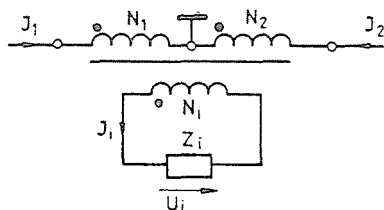
25.39. ábra. A tekercsfeszültség megszüntetése járulékos tekercsekkel

Az áramkomparátor érzékenysége

Vizsgáljuk meg elsőként, hogy a munkaáramoktól hogyan függ az indikátortekercsen megjelenő feszültség.

A 25.40. ábra szerint, a vas eredő Θ gerjesztése

$$\Theta = I_1 N_1 - I_2 N_2 - I_i N_i.$$



25.40. ábra. Az induktív áramkomparátor helyettesítőképe az érzékenység meghatározásához

Az indikátortekercsen indukálódó feszültség:

$$U_i = j\omega \Lambda N_i \Theta,$$

ahol Λ a vas mágneses vezetőképessége.

Miután $I_i = U_i / Z_i$, az induktív feszültség kifejezése:

$$U_i = \frac{j\omega \Lambda N_i (I_1 N_1 - I_2 N_2)}{1 + \frac{j\omega \Lambda N_i^2}{Z_i}}.$$

Ha az áramkomparátorral a 25.35. ábrán látható mérőkapcsolást építjük fel, a kapcsolási érzékenység kifejezést, a hidakhoz hasonló módon, meghatározhatjuk:

$$H = \frac{\frac{\Delta U_i}{U_0}}{\frac{\Delta Z_x}{Z_x}} = \frac{1}{Z_N} \frac{j\omega \Lambda N_i N_2}{1 + \frac{j\omega \Lambda N_i^2}{Z_i}}.$$

Ha $Z_i \gg j\omega \Lambda N_i^2$, akkor

$$H = \frac{j\omega \Lambda N_i N_2}{Z_N}.$$

Ez meghaladhatja a hidaknál elérhető maximális 0,5 értéket.

Ha $Z_i \ll j\omega \Lambda N_i^2$, akkor

$$H = \frac{N_2}{N_i} \frac{Z_i}{Z_N}.$$

További hibaforrások

Az áramkomparátor természeténél fogva rendkívül érzékeny a külső zavaró mágneses terekre. A fentiekben ismertetett, gondosan árnyékolt áramkomparátornál igen kis külső mágneses tér is komoly abszolút hibát tud létrehozni. Miután a külső terek

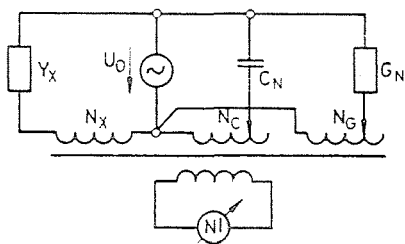
forrása általában valamilyen energiaátviteli transzformátor, ezért a zavaróterekből származó hiba az ipari frekvenciájú méréseknél a legnagyobb.

A mechanikai rezgések az indikátortekercsben magnetostrikciós feszültséget hoznak létre. Miután a legtöbb esetben ipari frekvencián működő erősáramú eszközök okozzák ezeket a rezgéseket, a hiba az ilyen frekvenciájú méréseknél a legnagyobb. Különösen kellemetlen a slippel forgó villamosgép mechanikai zavara; a szelektív nullindikátor a lassan „csúszó” zavarfeszültséget általában nem tudja kiszűrni, és ezért a hidat még „hibásan” sem lehet kiegyenlíteni.

25.5.3. Az áramkomparátoros mérőhidak gyorsasága

Ha az áramkomparátoros mérőhidakat úgy alakítjuk ki, hogy egy ohmos és egy reaktív komponenssel legyen kiegyenlíthető (pl. a 25.41. ábra), akkor ha az áramkomparátoron eső feszültség elhanyagolható, merőleges konvergenciájú hálózatot kapunk.

Második közelítésben, lineáris vas karakterisztikát feltételezve, a hídéréshez hasonló körtrajektóriákhoz jutunk. A valóságban a nagypermeabilitású vas gyorsan telítődik, a trajektóriák erősen torzulnak. Elvileg csak a kiegyenlítés közelében lehet elemi számításokkal meghatározni a konvergenciaszöget. Ezért az áramkomparátorok konvergenciája nem a legkedvezőbb.



25.41. ábra. Merőleges konvergenciájú induktív áramkomparátoros mérőhíd

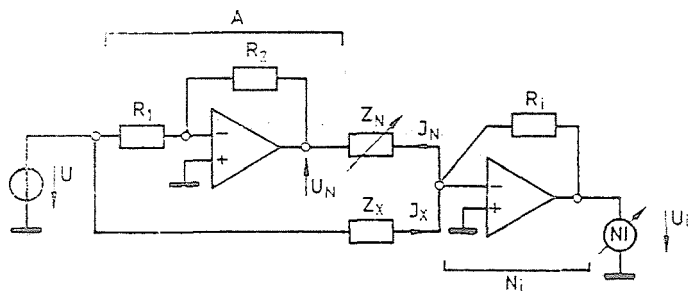
25.6. Elektronikus hidak és aránymérők

A műveleti erősítők elterjedésével számos elektronikus elemet tartalmazó impedanciámérőt dolgoztak ki. Ezek nem tekintenek hosszú múltra vissza, ezért pontos osztályozásuk igen nehéz. Gyakran tökéletesen egyező elveken alapuló mérőeszközöket különféleként kezelnek, az eltérő megközelítésből adódó látszólagos eltérések miatt. Az alábbiakban megkísérlünk az eddigi tárgyalásmódhoz illeszkedő osztályozást adni.

25.6.1. Felépítésük

A híd elvi felépítése a 25.42. ábrán látható. Az U feszültséggel ellentétes fázisú feszültséget állít elő az A átvitelű elektronikus erősítő, itt

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$



25.42. ábra. Áramösszehasonlító elektronikus híd

Az N_i jelű elektronikus áramösszehasonlító kimenetén zérus a feszültség, ha a Z_N normál impedancián és Z_x mérendő impedancián folyó áramok a jelölt irányok szerint egyenlőek.

tehát $U_i = 0$, ha $I_x = I_N$, vagyis:

$$\frac{U_N}{Z_N} = \frac{U}{Z_x}; \quad \frac{A}{Z_N} = \frac{1}{Z_x}.$$

Ebből:

$$Z_x = \frac{Z_N}{A} = \frac{R_1}{R_2} Z_N.$$

Ez a megoldás hasonlítható az aránytranszformátort és induktív áramkomparátort tartalmazó hídhoz. A feszültségarányt az A átvitelű erősítő állítja elő, az áramösszehasonlítást az N_i elektronikus áramkomparátor végzi.

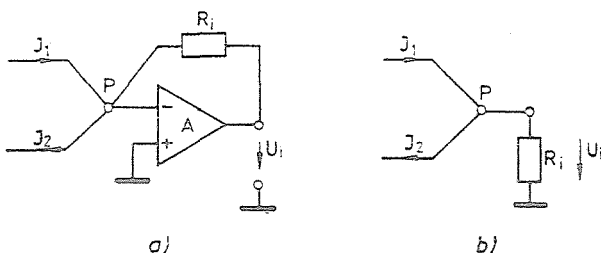
A következőkben ezzel a két elemmel foglalkozunk részletesebben.

Az elektronikus áramösszehasonlító

Két egyforma, de ellentétes irányú áram jelenlétét indikálja nulla kimeneti feszültségével (25.43a ábra):

$$U_i = R_i(I_2 - I_1).$$

Ez a tulajdonsága mutatja fogyatékoságát is: különböző nagyságú áramok nem hasonlíthatók össze, mint pl. az induktív áramkomparátorral.



25.43. ábra. Áramösszehasonlítók

a elektronikus áramösszehasonlító; b passzív áramösszehasonlító

Felmerül az a kérdés is, hogy mi szükség van az erősítőre? A 25.43b ábra ellenállása ugyanazt a funkciót látja el:

$$U_i = R_i(I_1 - I_2).$$

A két kapcsolás tehát azonos érzékenységű áramkomparátor. A különbségek a mellékhatásokban jelentkeznek: a 25.43a ábra hálózata nem hat vissza a mérőhálózatra: a P pont közelítőleg földpotenciálón van. Ezért az ilyen hálózat konvergenciája kedvezőbb, mint a 25.43b ábrán láthatóé. A 25.43a ábra hálózata viszont instabillá válhat a P pontra csatlakozó impedancia hatására, hiszen az

$$R_i : Z_x \times Z_N$$

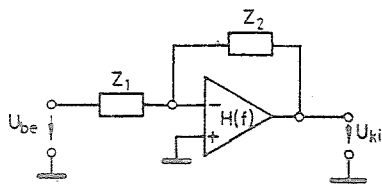
impedanciaosztóval az A erősítő visszacsatolt hálózatot alkot.

Az elektronikus áramösszehasonlító eszköz legnagyobb előnye, hogy összehasonlítási pontossága nem frekvenciafüggő, csupán érzékenysége függ a frekvenciától.

Az elektronikus feszültségáram-képző

Célja, hogy kimenete és bemenete között meghatározott arányt tartson fenn. A 25.44. ábrán egy szokásos műveleti erősítővel felépített arányképző kapcsolását látjuk. Eredő átvitele:

$$H_e(f) = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{Z_2}{Z_1} \frac{(-1)}{1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 H(f)}}.$$



25.44. ábra. Elektronikus feszültségáram-képző

Ha (-1) -es átvitelt akarunk biztosítani, akkor $Z_1 = Z_2 = R$, egy szokásos műveleti erősítő átvitele pedig:

$$H(f) = \frac{A}{1 + j2\pi fT}.$$

Ezzel

$$H_e(f) = \frac{-1}{1 + \frac{2(1 + j2\pi fT)}{A}}.$$

Az arányképző szöghibája:

$$\delta = -\frac{2f}{f_t},$$

áttételi hibája:

$$h_a = -\left\{ \frac{2}{A} + 2 \left(\frac{f}{f_t} \right)^2 \right\},$$

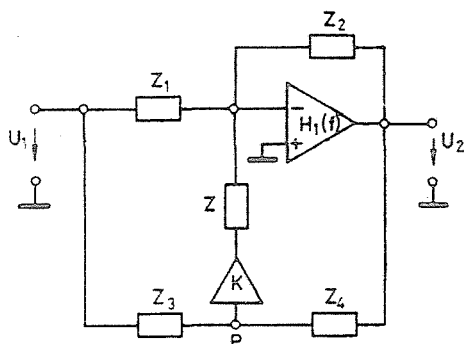
ahol f_t a műveleti erősítő tranzit frekvenciája:

$$f_t = \frac{A}{2\pi T}.$$

Egy átlagos műveleti erősítő tranzitfrekvenciája 5 MHz. Ez azt jelenti, hogy 10^{-4} -es szöghibát $f = 250$ Hz-ig lehet elérni. Ha 100 kHz-en 10^{-4} -es szöghibát kívánunk, $f_t = 2$ GHz tranzitfrekvenciájú erősítőt kellene alkalmaznunk.

A Z_1, Z_2 elemek enyhe kompenzációjával lényegesen kedvezőbb eredményeket érhetünk el. *Tóth*, ill. *Gazsi* módszerével [25.14, 25.13] kompenzálva, egy kommersz műveleti erősítővel is elérhető 100 kHz-en 10^{-4} -es hiba. A módszert mégis kevésbé alkalmazzák, miután a kompenzáció az f_t tranzitfrekvencia függvénye, ez pedig példány és kivételérfüggő. Így minden egyes műszert egyedileg kellene beállítani.

Jobb eredmény érhető el *Zoltán* módszerével [25.30], (25.45. ábra).



25.45. ábra. Aktiv elemmel kompenzált elektronikus feszültségarány-képző

A módszer alapgondolata az, hogy az U_1/U_2 arányban levő hibát, mely a $Z_3 - Z_4$ osztó P pontján jelenik meg

$$\frac{Z_3}{Z_4} = \frac{Z_1}{Z_2} \text{ esetben,}$$

a K segéderősítő segítségével részben kompenzáljuk.

Az átvitel a következő módon írható fel:

$$\frac{U_2}{U_1} = H_c(f) = \frac{Y_1 + \frac{Y_3 Y}{Y_3 + Y_4} K}{Y_2 + \frac{Y_4 Y}{Y_3 + Y_4} K + \frac{Y_1 + Y_2 + Y}{H_1(f)}}.$$

Ha $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = R$ és $Z = R'$, akkor

$$H_c(f) = \frac{-1}{1 + \frac{6a}{1 + \frac{2a}{1 + \frac{1}{H_1(f)K}}}}; \quad a = \frac{K'}{R}$$

$$\text{Ha } \frac{R'}{R} = \frac{1}{6},$$

$$H_c(f) = \frac{-1}{1 + \frac{1}{H_1(3+K)}},$$

továbbá ha $H_1(f) = \frac{A_1}{1+j2\pi f T_1}$,

$$H_c(f) = \frac{-1}{1 + \frac{1+j2\pi f T_1}{A_1(3+K)}};$$

ebből a szöghiba:

$$\delta = -\frac{1}{3+K} \frac{f}{f_t};$$

az áttételi hiba:

$$h_a = -\frac{1}{A_1(3+K)} - \left\{ \frac{f}{(3+K)f_t} \right\}^2.$$

A hibák tehát kb. K -ad részükre csökkentek. Ez azt jelenti, hogy $K=1000$ -et választva, a példa szerinti műveleti erősítővel 250 kHz-en 10^{-4} -es szöghibát lehet elérni. Az eljárás egyetlen hátránya, hogy két precíziós osztót kell alkalmazni.

Az elektronikus arányképzők használatánál két probléma jelentkezik.

Az első probléma alapvető: az arányképzés pontossága nem lehet nagyobb, mint a két műveleti elem (Z_1 és Z_2) arányának pontossága.

Az előzőekből látható, hogy az elektronika nem az arányképzés hibáját csökkenti, sőt hibát ad hozzá. Az arányképzés elsődleges feladata az ellenfázisú feszültség létrehozása.

A második probléma az, hogy az elektronikus arányképző kimeneti ellenállása véges és frekvenciafüggő. A műveleti erősítő kimeneti ellenállása többnyire ohmos. A visszacsatolás az aktuális hurok-átvitellel módosítja értékét:

$$Z_{kie} = \frac{Z_{ki}}{H(f) \frac{Z_1}{Z_1+Z_2}}.$$

Növekvő frekvencián $H(f)$ csökken, ezért a Z_{kie} nő. Ez az impedancia sorba kapcsolódva a kimeneten levő impedanciával járulékos hibát okoz. Ha a szokásos $H(f)$ függvényt behelyettesítjük, ohmos R_{ki} ellenállásnál:

$$Z_{kie} = R_{ki} \frac{1+j2\pi f T}{A}.$$

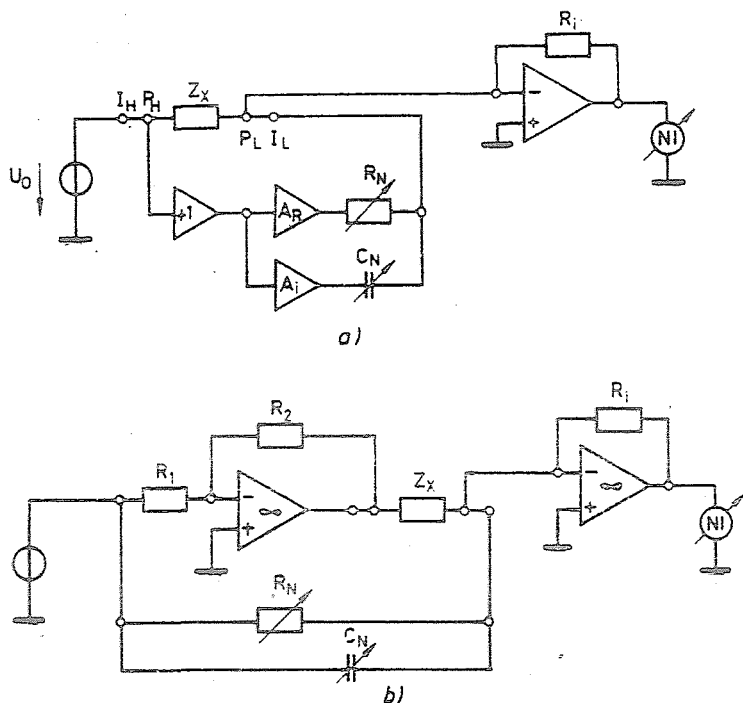
Ez egy soros $R-L$ tag. Ha a Z_x impedanciát műveleti erősítő kimenetére kapcsoljuk a kimeneti impedancia különösen komoly hibákat okoz, hiszen a gyakorlatban Z_x sok nagyságrendet változhat. Kapacitív Z_x esetén a kimeneti impedancia induktív komponense rezonanciába kerülhet C_x -szel; ez nyilvánvalóan 100%-os hibát eredményez. Ezen kívül, a kapacitív terhelés a visszacsatolatlan műveleti erősítő kimenőfokozatát is begerjesztheti. Az elektronikus arányképző saját zajt is termel, mely az alkalmazható maximális érzékenységet korlátozza.

Mindezekből látható, hogy az elektronikus arányképző konstrukciójánál igen sok szempontot kell figyelembe venni, mindennek előtt kis zajú, nagy sávzélességű, nagy erősítésű, kis kimeneti ellenállású, kapacitív terhelésre érzéketlen műveleti er

sítót kell alkalmazni. A műveleti impedanciák (többször ellenállások) ugyanolyan szigorú követelményeket kell hogy teljesítsenek, mint a hídimpedanciák. Az erősítővel szemben támasztott sokféle követelmény jelenleg még nem elégíthető ki egyidejűleg, ezért az elektronikus arányképzővel felépített hidak pontossága nem éri el a híd- vagy induktív hídmerések pontosságát.

25.6.2. Az elektronikus áramösszehasonlító híd

Négyvezetékes méréshez a 25.46a és b ábra felépítése használható. A 25.46a ábra kapcsolásában Z_x közvetlenül az U_0 forrásfeszültségű generátorra kapcsolódik. Az U_0 generátor kialakításánál csak azt kell biztosítani, hogy Z_x ne okozzon instabilitást. A $+1$ átvitelű erősítő impedanciátranszformációt hajt végre, célja az, hogy az etalon kör ne terhelje a P_H pontot. Az A_R és A_i erősítő átvitele pozitív és negatív is lehet; ez lehetőséget ad tetszőleges fázisú impedancia mérésére. A kiegyenlítés történhet R_N és C_N beállításával, és ilyenkor A_R és A_i a méréshatárt szabja meg. Automatikus



25.46. ábra. Négyvezetékes elektronikus áramösszehasonlító hidak
a Z_x a jelforrást terheli; b Z_x a feszültségáram-képzőt terheli

kiegyenlítésű hidaknál azonban gyakran A_R és A_i szorzó típusú D/A konverterként van kialakítva, ezért a kiegyenlítés velük történik, R_N és C_N pedig a méréshatár beállítására szolgál. A P_L pontra kapcsolódó áramösszehasonlító biztosítja azt, hogy a $P_L - I_L$ bekötő vezeték impedanciája ne Z_x -szel, hanem viszonylag nagy $R_N - C_N$ -nel kapcsolódjon sorba.

A kiegyenlítés feltétele:

$$\frac{1}{Z_x} = -A_R \frac{1}{R_N} - A_I j\omega C_N.$$

A 25.46b ábra megoldása egyszerűbb, de a műveleti erősítőt Z_x terheli, ezért az arányképzésnél elmondott terhelési problémák jelentkeznek. Ezen kívül a méréshatárokat csak azonosra lehet választani. A kiegyenlítés feltétele:

$$\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{Z_x} = \frac{1}{R_N} + j\omega C_N.$$

Megjegyezzük, hogy az elektronikus elemek szaporításával igen sokféle alkalmazási igényt kielégítő elektronikus híd lehet készíteni. A sok elektronikus elem azonban a frekvenciafüggést növeli.

Az elektronikus áramösszehasonlító hidak konvergencia szöge 90° , ezért maximális kiegyenlítési sebesség érhető el velük.

25.6.3. Feszültségösszehasonlító elektronikus hidak

Felépítésük

A működési elve a 25.47. ábrán látható [25.26].

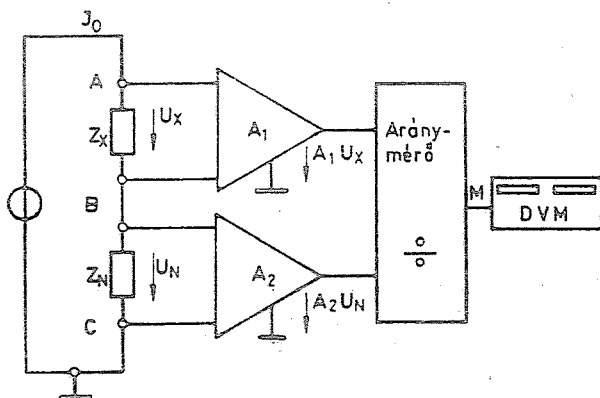
A Z_x és Z_N impedanciákon átfolyó I_0 áram $U_x = I_0 Z_x$ és $U_N = I_0 Z_N$ feszültségeket ejt, U_x és U_N -re az A_1 és A_2 mérőerősítő kapcsolódik.

Ezeknek kimenőfeszültségei rendre:

$$A_1 U_x \quad \text{és} \quad A_2 U_N.$$

Az „arányképző” e két feszültségnek M hányadosát képezi:

$$M = \frac{A_1 U_x}{A_2 U_N}.$$



25.47. ábra. Feszültségösszehasonlító elektronikus híd

Ebből az ismeretlen impedancia:

$$Z_x = Z_N \frac{A_2}{A_1} M.$$

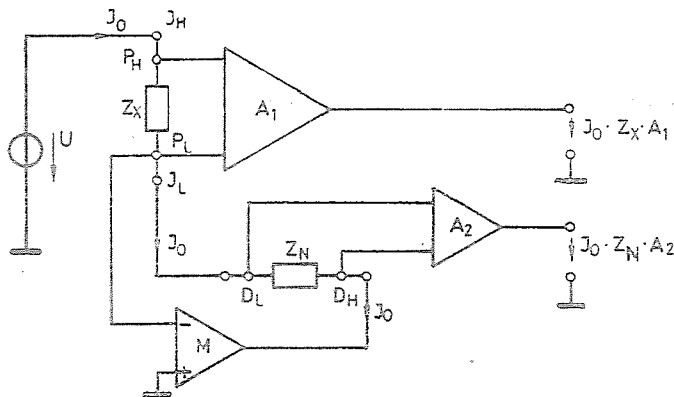
A mérőhálózat két főrésze bontható: a $Z_x - Z_N$ kör és a mérőerősítők alkotják az egyik, az arányképző a másik részt. Ezekkel külön-külön foglalkozunk.

Az elektronikus feszültségösszehasonlító mérőköre

A 25.47. ábrán a Z_x és Z_N impedanciákra mérőerősítők kapcsolódnak. Amennyiben a hálózat C pontját kapcsoljuk a földpontra, a B pontra kapcsolandó Z_x mérővezeték földkapacitása Z_N -nel paralel kapcsolódik. Ez elrendezés-függő hibát okoz. Ezen kívül az a tény, hogy B nincs földpotenciálon, lehetetlenné teszi a korrekt négyvezetékű mérést. További hiba forrása, hogy az A_1 mérőerősítő közös jelként megkapja a Z_N impedancián eső U_N feszültséget. Az erősítő véges közös jel elnyomása újabb frekvenciafüggő hiba forrása.

Kézenfekvő ezért, hogy a mérésnél a B pontot földeljük. Ez a megoldás részben mentesíti az A_1 és A_2 erősítőket a közös jeltől. Nem küszöböli ki azonban a C -föld, A -föld szórt kapacitásokat. E kettő közül az első Z_N megfelelő kompenzációjával figyelembe vehető. Az A -föld kapacitás azonban a mérővezetékek és a Z_x impedancia kialakításának függvénye, ezért nem tartható kézben.

A gyakorlatban használt megoldást a 25.48. ábrán láthatjuk. Az M műveleti erősítő segítségével a P_L pontot zérus potenciálra hozzuk, valamint a Z_x impedancia I_0 áramát Z_N -re másoljuk. Az A_1 erősítő elvileg nem kap közös jelet, az A_2 erősítő pedig csak a $D_L - P_L$ között levő viszonylag kis feszültséget kapja közös jelként.

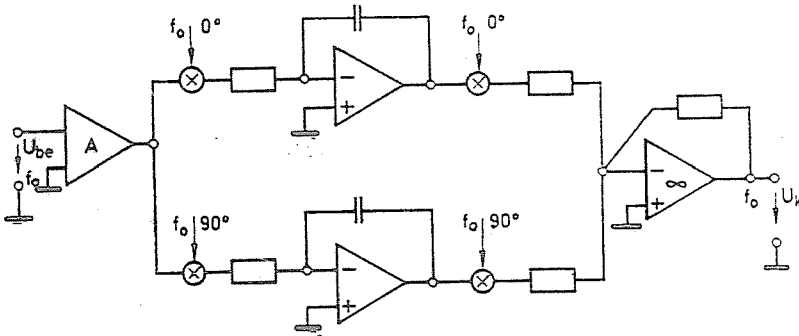


25.48. ábra. Feszültségösszehasonlító elektronikus híd földpotenciál kiegyenlítéssel

A szórt kapacitások a megoldásban hatástalanok, a négyvezetékű (sőt öt) mérés megoldott, a közös jelek hatása igen kicsiny. Igen nagy előnye a kapcsolásnak, hogy Z_x nem befolyásolja az A_1 műveleti erősítő stabilitását.

Az M műveleti erősítővel hasonló problémák adódnak, mint az elektronikus arányképző erősítőjével. Ennek kikerülésére integráló típusú, tranzponáló elven alapuló műveleti erősítőt dolgoztak ki (25.49. ábra), [25.34].

Az U_{be} feszültséget „A”-szorosra erősítik, majd a mérőfrekvenciával azonos f_0 frekvenciájú 0° és 90° fázisú referenciajellel demodulálják. A demodulátorok kimenőfeszültségei integrátorokra kerülnek. Az integrált jeleket 0° és 90° fázisú jelekkel modulálják, és ezeket a jeleket összegezve nyerik az U_{ki} feszültséget.



25.49. ábra. Transzponáló műveleti erősítő

A demodulátor-modulátor tag miatt a hálózat időben periodikusan változó együtthatójú differenciálegyenletekkel írható le. Ha a bemenő- és a moduláló jelek frekvenciája megegyezik, a hálózat f_0 frekvencián működő integrátorként viselkedik, zérustól különböző U_{be} -nél a kimenőfeszültség állandóan növekszik. Emiatt a zárt kör statikus hibája zérus lesz. Nagyobb frekvencián a rendszer stabil lesz, ha a külső hálózat átvitele f_0 olyan környezetében nem túl 90° -nál nagyobb fázist, ahol az integrátor átvitelének abszolút értéke egynél nagyobb.

Kis frekvencián (pl. ipari frekvencia) a stabilitás csak viszonylag bonyolult módszerekkel állapítható meg. Ennek az erősítőfajtának felső működési határfrekvenciáját a modulátorok szabják meg. Ezek pedig több GHz frekvenciáig készíthetők.

Az aránymérő

Az A_1 és A_2 mérőerősítők kimenetén levő feszültségek arányát a hídkapcsolásokhoz hasonlóan két ismert impedanciával meg lehetne mérni. Elsősorban automatikus mérések céljából azonban kettős meredekségű elveket alakítottak ki az aránymérés céljára.

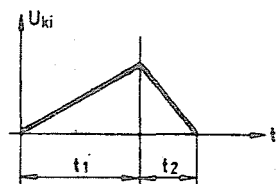
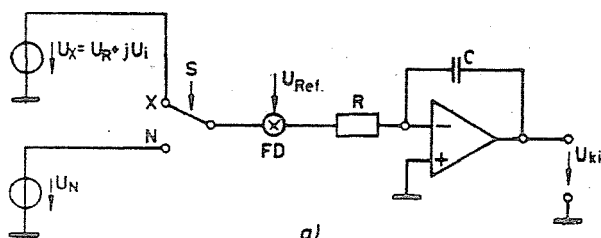
A 25.50. ábrán az elv magyarázatához szükséges hálózatot látjuk [25.28]. Az U_x vagy U_N feszültség az FD fázisdetektorra kapcsolható, melynek referenciája U_N -nel vagy fázisban van, vagy reá merőleges. Az aránymérés a következő módon hajtható végre:

Az S kapcsolót U_x -re kapcsolják és t_1 ideig működtetik az integrátort, U_N -nel fázisban levő referenciával. A C kondenzátorban felhalmozott töltés:

$$Q_R = U_R t_1 / R.$$

Ezután szintén U_N -nel fázisban levő referenciával t_2 idő alatt U_N -nel kisütik a kondenzátort:

$$Q_R = U_N t_2 / R.$$



b)

25.50. ábra. Kettős meredekségű feszültségárammérő

A két feszültség aránya tehát:

$$\frac{U_R}{U_N} = \frac{t_2}{t_1},$$

miután t_1 rögzített, t_2 megmérése az arányt szolgáltatja. A második mérésnél a referenciasfeszültséget U_N -re merőlegesen állítják be:

$$Q_i = U_i t_1 / R.$$

Kisütéskor U_{ref} újra fázisban van U_N -nel, és U_N a kisütőfeszültség:

$$Q_i = U_N t_3 / R.$$

A két feszültség aránya:

$$\frac{U_i}{U_N} = \frac{t_3}{t_1}.$$

Kompenzáció

A mérés leglényegesebb hibája a fázisdetektor szöghibájából származik. Ha feltételezzük, hogy U_{ref} az U_N -tól el van tolva δ szöggel, a detektor U_x irányát, és ezzel U_x valós és képzetes részét helytelenül érzékeli:

$$U_x = (U_R + jU_i)(\cos \delta + j \sin \delta) = U_R \cos \delta - U_i \sin \delta + j(U_i \cos \delta + U_R \sin \delta).$$

Ha pl. a képzetes rész jóval nagyobb, mint a valós, a járulékos tagok kis szöghibával is nagy hibát okoznak.

Az ilyen természetű hiba kiküszöbölésére több módszert dolgoztak ki. Ezen kompenzációs módszerek részleteit illetően az Olvasó figyelmét az irodalomra [25.27—25.28], [25.34] hívjuk fel.

Az elektronikus feszültségösszehasonlító eszközöknek két döntő hibaforrása van:

1. Az A_1 és A_2 mérőerősítők hibája közvetlenül befolyásolja a mérés hibáját. Ezeket tehát igen kis szög- és áttételi hibával kell kialakítani. Az áramösszehasonlító elveknél elmondott okokból ez nehezen valósítható meg.

2. A fázisdetektorok zaját a kompenzáció nem küszöböli ki. E két hiba eredménye az, hogy a jelenlegi technikai szinten 10^{-3} -nál kisebb szöghibát még nem értek el. Az összes többi módszer elé helyezi viszont, hogy a négy- és ötvezetékes kialakítást automatikusan biztosítja és elvileg igen tiszta a mérés felépítése.

Hátránya a hídkapcsolással szemben, hogy sok a zajtermelő elektronikus eszköz a mérésben.

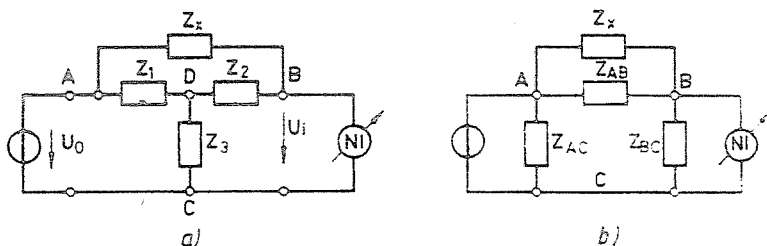
25.7. T-kapcsolások

A T-kapcsolások az áramösszehasonlító elvet valósítják meg speciálisan kialakított passzív hálózatokkal. A 25.51a ábrán egy ún. áthidalt T-kapcsolást látunk.

A Z_1 , Z_2 , Z_3 impedanciákból álló T-kapcsolás Δ -kapcsolással helyettesíthető (25.51b ábra). A Z_{AB} impedancia

$$\frac{1}{Z_{AB}} = \frac{\frac{1}{Z_1} \frac{1}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}}.$$

Ha $-Z_{AB} = Z_x$, akkor az NI nullindikátor-műszer zérust mutat. Ilyenkor Z_x kiszámítható Z_{AB} ismeretében. A módszer áramösszehasonlító, hiszen a Z_x és Z_{AB} áramát hasonlítja össze NI. A módszert csak 0-tól különböző frekvencián lehet használni, hiszen csak így lehet negatív Z_{AB} impedanciát létrehozni.



25.51. ábra. T-kapcsolások

a áthidalt T-kapcsolás; b az áthidalt T-kapcsolás csillag-háromszög átalakítás után

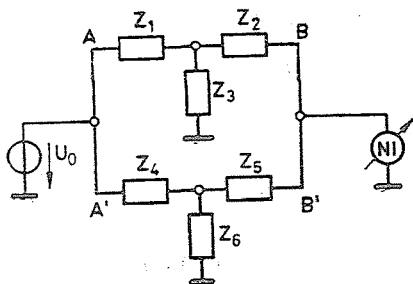
A módszer *előnye* az, hogy sem elektronikus, sem induktív segédeszköz nem szükséges a méréshez, ennek ellenére az indikátor műszer és a generátor földpontja közös. Ezért a szórt impedanciák hatása kicsiny. A módszer *hátránya* az, hogy frekvenciafüggő, valamint az, hogy a négyvezetékes mérés kivitelezése nehézkes.

A másik csoport az ún. kettős T-kapcsolás (25.52. ábra). A két párhuzamosan kapcsolt T-kapcsolás kiegyenlítési feltétele:

$$Z_{AB} = -Z_{A'B'}$$

A hat darab impedancia bármelyike lehet Z_x . A kapcsolás hátránya, hogy sok benne az etalonimpedancia.

Ezeknek a hálózatoknak az érzékenysége általában kedvező, konvergenciájuk viszont igen rossz.



25.52. ábra. Kettős T-kapcsolás

25.8. Impedanciamérő kapcsolások

25.8.1. Ohmos ellenállás mérése

Az ohmos ellenállás mérésének módszereit a 25.2. táblázat foglalja össze. A táblázatban megadott pontossági számok a felhasználói (tehát nem mérésügyi) célra készült mérőeszközök legkisebb hibáját jelentik. Ez a hiba az összes hibát magában foglalja, tehát a mért érték konfidenciaintervallumát jelenti. A megadott frekvenciafüggés is ilyen műszerekre vonatkozik. A megadott átfogási szám a legkisebb még érzékelhető mennyiség és a legnagyobb méréshatár viszonya. A pontossági adat általában nem érvényes a teljes átfogási tartományban.

25.8.2. Induktivitás mérése

Az induktivitás mérésének módszereit a 25.3. táblázat foglalja össze. Néhány módszer részletesebb magyarázatot igényel, ezekkel a következőkben foglalkozunk.

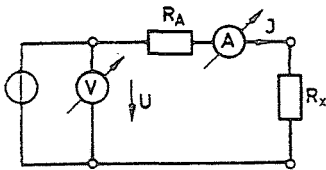
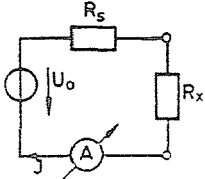
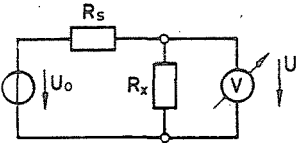
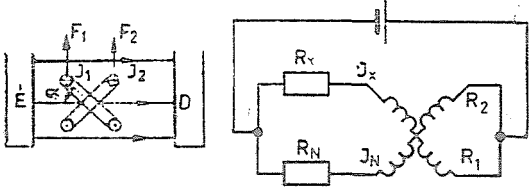
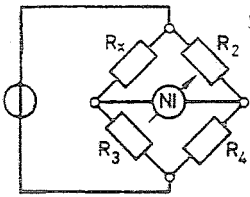
Elektronikus feszültségösszehasonlító két kettős meredekségű egységgel, [25.34] látható a 25.53. ábrán.

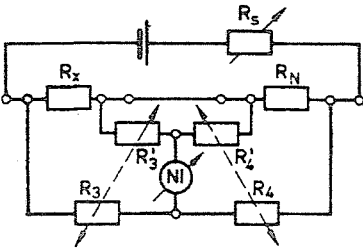
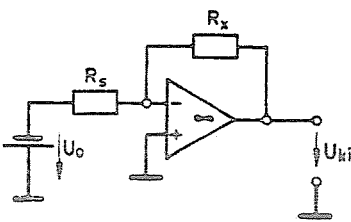
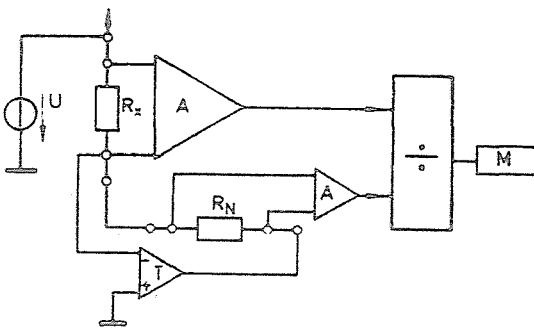
A műszer működése a 25.53a ábrán követhető. A működés idődiagramja a 25.53b ábrán látható.

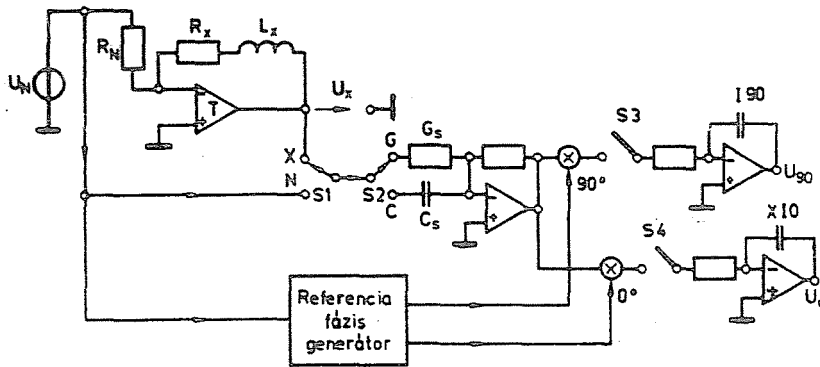
A működés leírása :

Az I. ciklusban a reaktív komponenset méri a műszer. T_1 ideig a reaktív komponenssel arányos feszültség kerül az I90 integrátorra, melynek kondenzátorán a töltés:

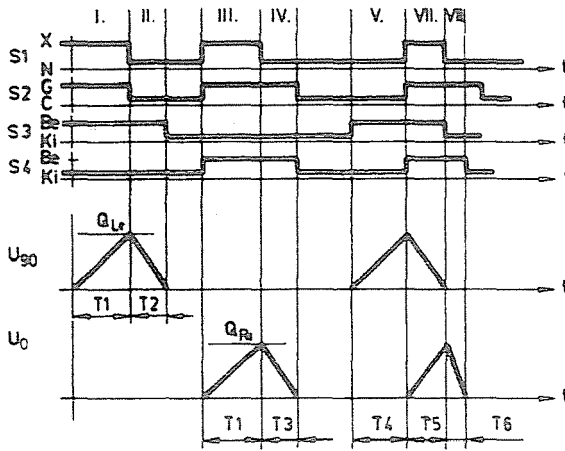
$$Q_{L1} = G_s \omega L_x \cdot \frac{U_N}{R_N} \cdot T_1.$$

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
V—A mérős módszer $R_x = \frac{U}{I} - R_A$ 	10 ⁻²	Egyen- áramú	Kispontosságú, erősáramú mérés
Soros ohmmérő $I = \frac{U_0}{R_s + R_x}$ 	10 ⁻²	Egyen- áramú	Kézműszerek szokásos kapcsolása Fordított skála
Párhuzamos ohmmérő $U = U_0 \frac{R_x}{R_x + R_s}$ 	10 ⁻²	Egyen- áramú	Kézműszerek szokásos kapcsolása, Egyenes skála.
Ellenállásmérés kereszttekercses hányadosmérővel $\operatorname{tg} \alpha = \frac{I_1}{I_2} \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{I_N}{I_x} = \frac{R_x + R_1}{R_N + R_2}$ 	5 · 10 ⁻²	Egyen- áramú	Tápfeszültség független. Szigetelésvizs- gáló kézi- műszerekben használt kapcsolás
Wheatstone-híd $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}$ 	10 ⁻⁴	100 kHz-ig	A nagyfrekven- ciás mérésnél segédhídát kell alkalmazni. Elsősorban két- vezetékes mé- résre alkalmas. A kapcsolás igen kis saját zajt termel. Átfogás: 1 : 10 ¹⁰

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
Thomson—Kelvin-híd ha $\frac{R'_3}{R'_4} = \frac{R_3}{R_4}$; $R_x = \frac{R_N R_3}{R_4}$  R_3 és R_4 legyen jóval nagyobb mint R_x és R_N hozzávezetéseinek ellenállása	10^{-4}	Egyen- áramú módszer	Kis ellenállások négyvezetékes mérésére. Átfogás: $1 : 10^{10}$
Áramgenerátoros elektronikus ohmmérő $-U_{ki} = \frac{R_x}{R_s} U_0$ 	10^{-3}	Egyen- áramú módszer	Induktív mérendő ellenállásnál gerjedésre hajlamos. Kétvezetékes mérés. Átfogás: $1 : 10^5$
Feszültségösszehasonlító elektronikus ohmmérő $R_x = M R_N$ 	10^{-4}	1 MHz-ig	Kettős meredekségű aránymérővel működik. Négy- és ötvezetékes mérés. Átfogás: $1 : 10^{12}$ Automatikus



a)



b)

25.53. ábra. Induktivitásmérő híd két kettős meredekségű egységgel

A II. ciklusban az U_N feszültséggel arányos feszültség süti ki a kondenzátort:

$$Q_{L2} = U_N \omega C_s T_2.$$

Miután,

$$Q_{L1} = Q_{L2},$$

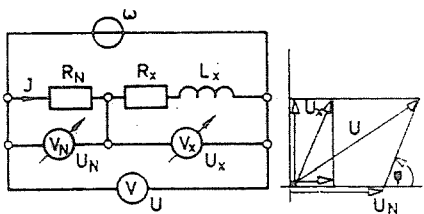
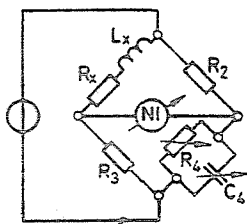
az induktivitás értéke:

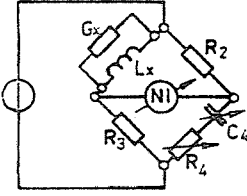
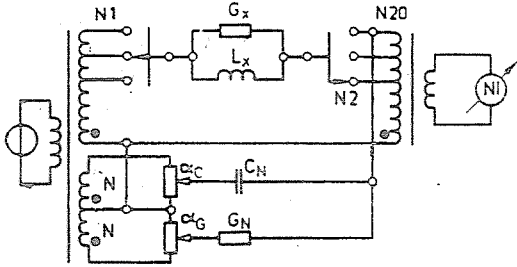
$$L_x = \frac{R_N C_s}{G_s} \frac{T_2}{T_1}.$$

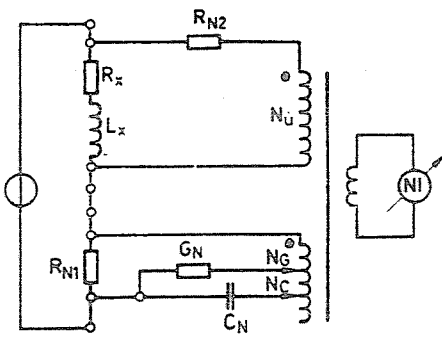
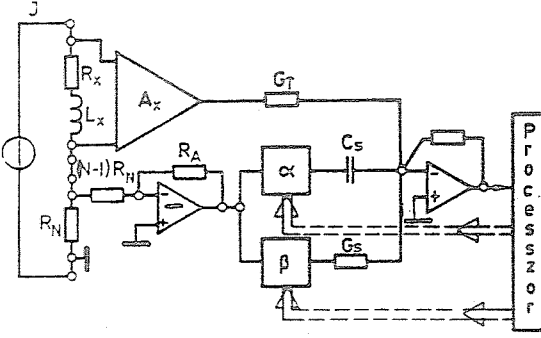
Az induktivitást a T_2 időt mérő számlálóval jelzik ki.

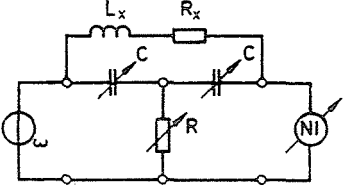
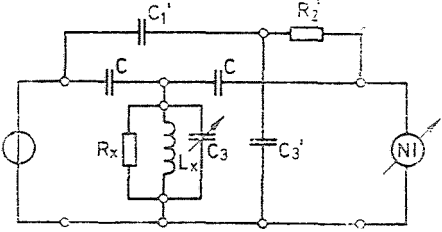
Az ohmos komponenset a III. ciklusban mérik. Az ohmos komponenssel arányos feszültség T_1 ideig az IO integrátort tölti:

$$Q_{R1} = G_s R_x \frac{U_N}{R_N} T_1.$$

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia függés	Leírás
Három voltmérős módszer  $\frac{U_x}{ Z_x } = \frac{U_N}{R_N}; \quad U^2 = U_N^2 + U_x^2 + 2U_x U_N \cos \varphi$ $ Z_x = \frac{U_x}{U_N} R_N; \quad \cos \varphi = \frac{U^2 - (U_x^2 + U_N^2)}{2U_N U_x}$ $R_x = Z_x \cos \varphi; \quad L_x = \frac{1}{\omega} Z_x \sin \varphi$	10 ⁻²	A voltmérők határozózáka meg	Nagyobb teljesítményű impedanciák ipari frekvenciák mérésére. A négyesarkú mérés lehetséges.
Maxwell—Wien-híd $L_x = R_2 R_3 C_4$ $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}$ $Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega R_4 C_4$ 	10 ⁻⁴	Segédhíddal 300 kHz	Kétvezetékű mérés. Nagy jósaági tényezőnél igen nagy R ₄ -et kell beállítani, ez C ₄ veszteségére nehezen teljesíthető feltételeket szab. Soros helyettesítőképét mér. Átfogás: 1 : 10 ⁶

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia- függés	Leírás
<i>Hay-híd</i> $L_x = R_2 R_3 C_4; \quad G_x = \frac{R_4}{R_2 R_3}$ $Q = \frac{1}{G_x \omega L_x} = \frac{1}{\omega R_4 C_4}$ 	10 ⁻⁴	Segéd- hiddal 300 kHz	Kétvezeték- mérés. Nagy jósági tényező mérésére inkább alkalmas, mint a <i>Maxwell</i> -híd. Átfogás: 1 : 10 ⁶
Aránytranszformátor és áramkomparátor $L_x = \frac{1}{\omega^2 C_N} \frac{N_1 N_2}{N N_{20}} \alpha_c$ $G_x = G_N \frac{N N_{20}}{N_1 N_2} \alpha_G$ 	10 ⁻⁴	50 Hz... ...2 kHz rögzített frekven- ciákon	Háromvezeték- mérés. Párhuzamos helyettesítőkép- tér. Átfogás: 1 : 10 ⁶

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia- függés	Leírás
Induktív áramkomparátoros híd kis induktivitások mérésére $L_x = \frac{N_c}{N_x} R_{N1} R_{N2} C_N$ $R_x = \frac{N_G}{N_x} R_{N1} R_{N2} G_N$ 	10^{-3}	5–10 kHz	Négyszétes mérés. Átfogás: $1 : 10^8$ A minimális mérhető induk- tívitas: 2 nH
Elektronikus feszültségösszehasonlító híd, elektronikus áramaránymérővel $L_x = \frac{R_A}{NG_T} \frac{1}{A_x} C_s \alpha$ $R_x = \frac{R_A G_s}{NG_T} \frac{1}{A_x} \beta$ 	10^{-3}	100 Hz ... 1 kHz	Négy-, ill. ötvezetékes mérés. Átfogás: $1 : 10^9$ (1 nH...1 kH) Automatikus mérés

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
Áthidalt T-kapcsolás $L_x = \frac{2}{\omega^2 C};$ $R_x = \frac{1}{\omega^2 R C^2}$ 	10 ⁻²	10 MHz	Kétvezetékű mérés. Ritkán alkalmazzák, mert a kiegyenlítéshez együtífutó C kondenzátorokat kell használni. L_x méréshatár-váltás nem lehetséges
Kettős T kapcsolás $L_x = \frac{C'_1}{\omega^2 (C^2 + 2CC'_1 + C'_1 C_3)}$ $R_x = \frac{C'_1}{\omega^2 C^2 R'_2 (C'_1 + C_3)}$ 	10 ⁻²	10 MHz	Kétvezetékű mérés

Az U_N feszültséggel arányos feszültség ezt T_3 idő alatt kisüti:

$$Q_{R2} = U_N G_s T_3.$$

Ezekből:

$$R_x = R_N \frac{T_3}{T_1}.$$

A kapcsolat lehetővé teszi a veszteségi tényező közvetlen mérését is. (V. VI. és VII. ciklus.) Az V. ciklusban az I90 integrátor az U_N -nel arányos feszültséggel töltődik:

$$Q_1 = U_N \omega C_s T_4.$$

A VI. ciklusban a reaktív komponenssel arányos feszültség süti ki I90-et. Ez alatt az idő alatt viszont az ohmos komponenssel arányos feszültség tölti I0-t:

$$Q_2 = \omega L_x \cdot \frac{U_N}{R_N} \cdot G_s T_5; \quad Q_3 = R_x G_x \cdot \frac{U_N}{R_N} T_5.$$

Az I0 integrátort az U_N -nel arányos feszültség süti ki:

$$Q_4 = U_N G_s T_6.$$

Miután:

$$Q_1 = Q_2; \quad L_x = C_s \cdot \frac{R_N}{G_s} \cdot \frac{T_4}{T_5},$$

$$Q_3 = Q_4; \quad R_x = R_N \cdot \frac{T_6}{T_5}.$$

Ezekből:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R_x}{\omega L_x} = \frac{G_s}{C_s} \cdot \frac{T_6}{T_4} \cdot \frac{1}{\omega}$$

$$\omega T_4 = N \dots \text{egész}$$

választással T_6 számlálójával $\operatorname{tg} \delta$ közvetlenül kijelezhető.

A módszert az elvi részben leírt kompenzációs eljárás beiktatásával használják. Pontossága eléri a 2 ezreléket, rögzített frekvencián 1 MHz-ig használható. Négy, ill. ötsarkú mérésre alkalmas. Átfogása $1 : 10^9$. A műszer automatikus működésű.

Elektronikus feszültségösszehasonlító egyetlen kettős meredekségű egységgel [25.28] látható a 25.54. ábrán.

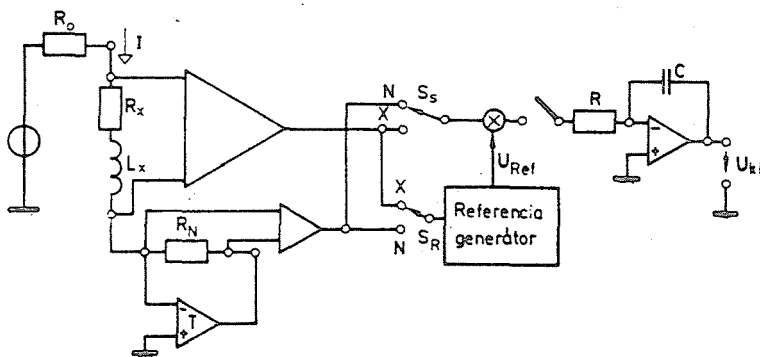
A műszer a 25.48. és a 25.50. ábrákon látható kapcsolásokból áll össze (25.54. ábra).

Miután

$$\frac{U_x}{U_N} = \frac{R_x + j\omega L_x}{R_N},$$

az elektronikus hidak összefoglalója szerint

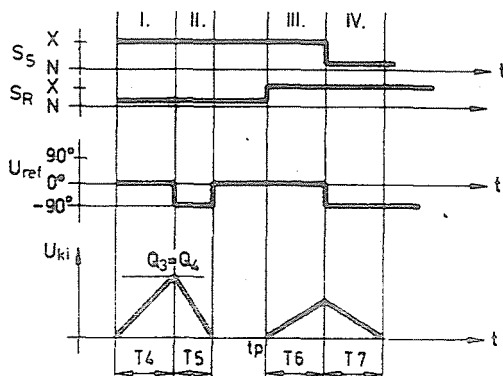
$$L_x = R_N \cdot \frac{T_3}{T_1}; \quad R_x = R_N \cdot \frac{T_2}{T_1}.$$



25.54. ábra. Induktivitásmérő híd egyetlen kettős meredekségű egységgel

A T_1 időt beállító, valamint a T_2 és T_3 időket mérő számlálókat ugyanarról az óráról működtetik, amelyikről a mérőfrekvenciát előállítják. Így L_x -et közvetlenül kijelezhetővé lehet tenni.

A műszerrel közvetlenül meg lehet mérni a veszteségi tényezőt. A mérés ütemezése a 25.55. ábrán látható.



25.55. ábra. A 25.54. ábra hídjának idődiagramja

Az I. ciklusban az integrátor U_x valós részéről töltődik, a második ciklusban pedig képzetes része süti ki:

$$Q_3 = R_x I T_4 / R; \quad Q_1 = \omega L_x I T_5 / R.$$

Miután

$$Q_3 = Q_4$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R_x}{\omega L_x} = \frac{T_5}{T_4}.$$

Paralel helyettesítőkép is mérhető a műszerrel (25.55. ábra).

A III. ciklusban az integrátor U_x referenciával U_x -ről töltődik, a IV. ütemben pedig az R_N ellenálláson levő feszültség sűti ki U_x referencia felhasználásával:

$$Q_3 = U_x T_6 / R; \quad Q_6 = U_x \frac{1}{\omega L_p} R_N T_7 / R.$$

E két ciklusból:

$$\omega L_p = R_N \cdot \frac{T_7}{T_6}.$$

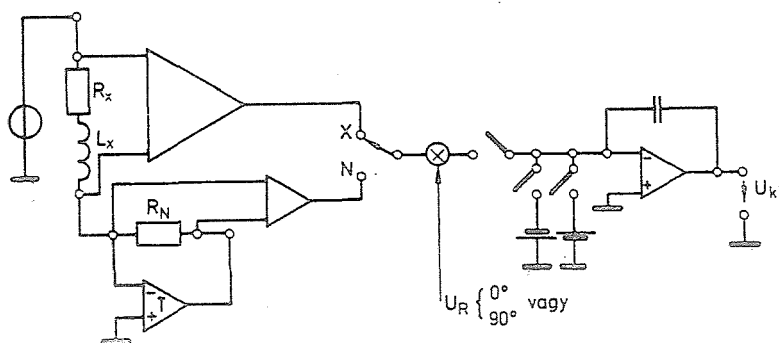
Ha a IV. ciklusban a referencia fázisszögét zérusnak választjuk, a paralel ellenállást kapjuk:

$$R_p = R_N \cdot \frac{T_7}{T_6}.$$

A módszer pontossága kb. 2 ezrelék. Rögzített frekvencián kb. 1 MHz-ig használható, négy- ill. ötvezetékes mérésre alkalmas. Átfogása $1 : 10^9$.

Automatikus, de nem szelektív. A mérőáram szabályozható.

Elektronikus feszültségösszehasonlító, számítógép irányítással [25.27], (25.56. ábra). A feszültségösszehasonlító elv és a 25.51. ábrán látható mérési elv összekapcsolásával jön létre.



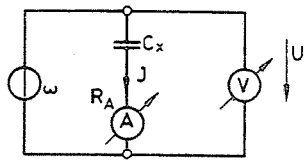
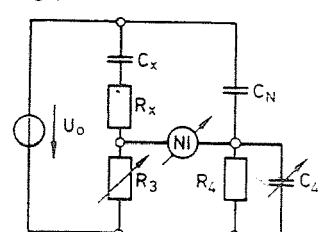
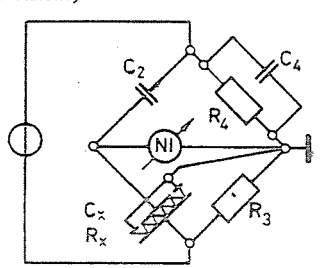
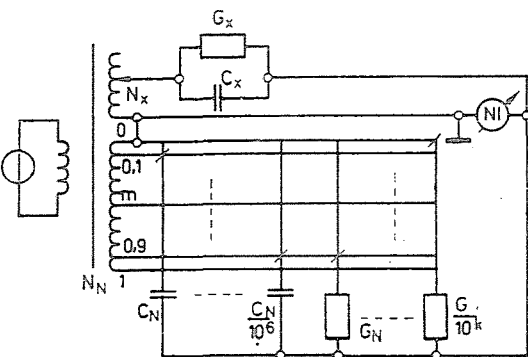
25.56. ábra. Induktivitásmérés független fázisú referenciával

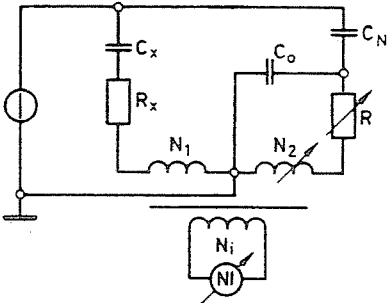
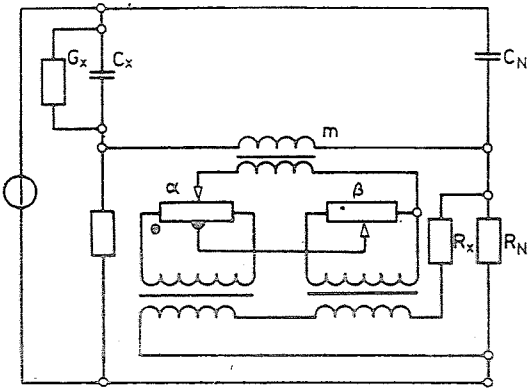
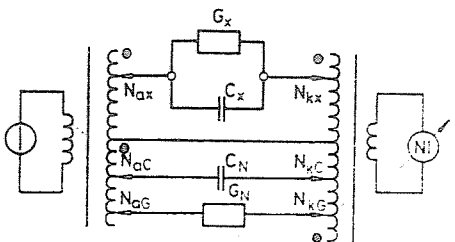
A berendezés leméri az etalonellenálláson és a mérendő induktivitáson levő feszültséget, a referenciafeszültség 0° -os és 90° -os beállítása mellett. A működést valamilyen beépített számítógép vezérli. A beérkezett mérési eredményekből ez a gép számítja ki a mérendő impedancia valós és képzetes részét. A mérési ciklust nullaeltolódás mérési ütemekkel egészítik ki (trimmelés). Az elérhető pontosság 1 ezrelék. A mérőkör gondos kiképzésével 10 MHz felső frekvenciahatár elérhető. Átfogása $1 : 10^{15}$.

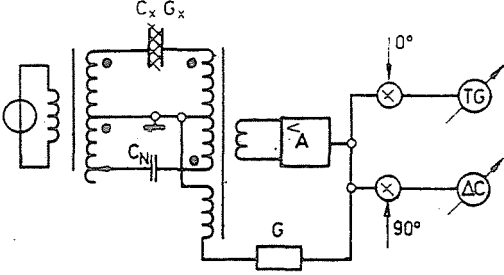
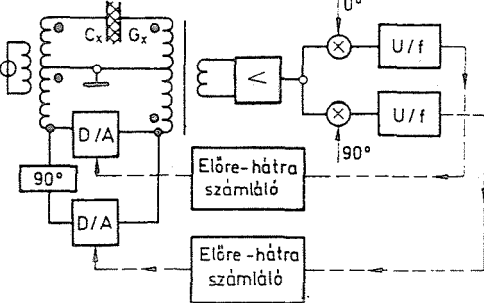
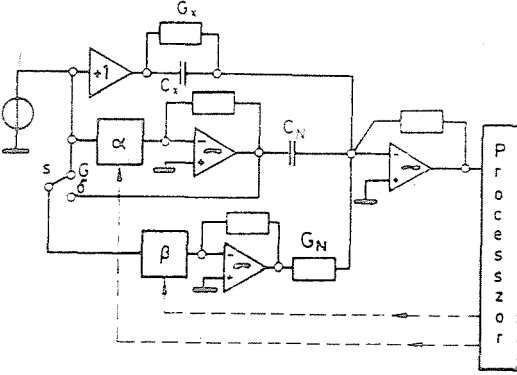
Automatikus, a négy- vagy ötvezetékes mérés kivitelezhető, a mérőáram szabályozható.

25.8.3. Kapacitás mérése

A kapacitás mérésének módszereit a 25.4. táblázat foglalja össze.

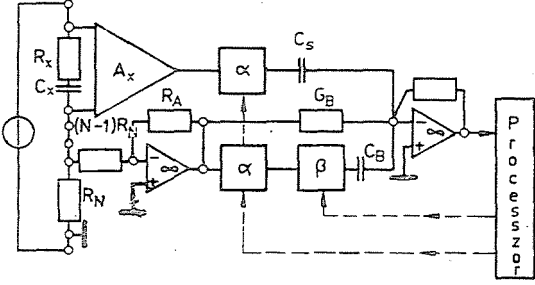
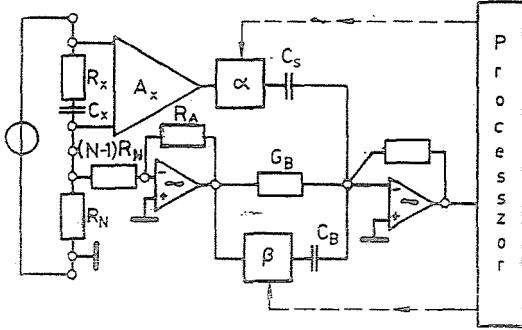
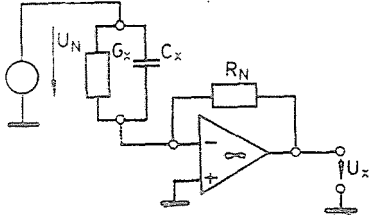
Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
V—A mérős módszer $C_x = \frac{1}{\omega} \frac{I}{U} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_A^2 I^2}{U^2}}}$ 	10 ⁻²	A volt- és ampermérő szabja meg	Kétvezetékes mérés
Schering-híd (nagyfeszültségű) $C_x = C_N \frac{R_4}{R_3};$ $\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_4 C_4$ általában $\omega = 2\pi 50/\text{s}$ $R_4 = n \frac{1000}{\pi}$ 	10 ⁻⁴	Ipari frekvenciás	Kétvezetékes mérés. U_0 zöme a C_N ill. C_x kondenzátorokon esik. Kettős árnyékolással alakítják ki. Átfogása: 1 : 10 ⁷
Schering-híd (hangfrekvenciás) $C_x = C_2 \frac{R_4}{R_3};$ $\operatorname{tg} \delta = \omega R_4 C_4$ 	10 ⁻³	10 kHz-ig Kisebbs pontossággal 300 kHz	Hidáttelele frekvencia-független. Kétvezetékes mérés. Átfogása: 1 : 10 ⁸
Aránytranszformátoros híd $C_x = C_N \sum_{i=0}^n \frac{m_i C}{10^i} \frac{N_N}{N_x} \quad G_x = G_N \sum_{k=0}^n \frac{m_k G}{10^k} \frac{N_N}{N_x}$ 	10 ⁻⁶ 10 ⁻⁴ 10 ⁻³	1 kHz 10 kHz 100 kHz	Kis menetszámú N_x és N_N tekercsekkel, precíziós kivitelű normál kondenzátorokkal és ellenállásokkal. 1 kHz-en a legnagyobb pontosságú híd. Kétvezetékes mérés. Speciális mérőkör kialakítással a veszteségi szög közvetlenül leolvashatóvá tehető

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
Glyne-híd $C_x = C_N \frac{N_2}{N_1}$ $\operatorname{tg} \delta_x = \omega R(C_0 + C_N)$ 	10 ⁻⁴	Ipari frekvencia	Nagyfeszültségű kapacitásmérésre használjuk. A <i>Schering</i>-híddal azonos, néha jobb specifikáció. Kétvezetékes mérés. Átfogás: 1 : 10⁸. Automatikus változatait is használják.
Poleck-híd $C_x = \frac{R_N}{R_x} C_N (1 + \alpha m)$ $\operatorname{tg} \delta_x = \frac{\beta m}{1 + \alpha m}$  α és β a komplex kompenzátor átvitele, „m” a hídátlót-transzformátor átvitele	10 ⁻⁴	Ipari frekvencia	A kapacitás-elérés és a veszteségi szög analóg regisztrálhatósága érdekében dolgozták ki. Átfogás: 1 : 10⁶. Kétvezetékes mérés. Automatikus változatát is kidolgozták.
Aránytranszformátor-áramkomparátoros híd a) Alapváltozat $C_x = \frac{N_{kC} N_{aC}}{N_{ax} N_{kx}} C_N; \quad G_x = \frac{N_{aG} N_{kG}}{N_{ax} N_{kx}} G_N$ 	10 ⁻⁴	max. 10 kHz	Háromvezetékes mérés. Átfogás: 1 : 10¹⁰. Minimális számú etalon-impedancia szükséges a méréshez.

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
Aránytranszformátor-áramkomparátoros híd b) Félautomatikus változat 	10^{-4}	10 kHz	A kapacitív komponenszt kiegyenlítik olyan mértékig, hogy az „A” erősítő kijusson a telítésből. Ekkor a G admittancián meginduló áram kiegyenlíti a hidat. Háromvezetékű mérés. Átfogása: $1:10^9$
Aránytranszformátor-áramkomparátoros híd c) Automatikus változat 	10^{-4}	10 kHz	A híd merőleges konvergenciáját használja ki. A kiegyenlítés két integrátor (U/D számláló) segítségével történik. Háromvezetékű mérés. Átfogása: $1:10^9$
Elektronikus áramösszehasonlító híd 	10^{-3}	1 kHz... 1 MHz	Kétvezetékű mérés. Átfogás: $1:10^4$. 1 kHz-en, nagyobb frekvencián kisebb az átfogás

Az S kapcsoló G állásában: $C_x = \alpha C_N$; $G_x = \beta G_N$.

Az S kapcsoló δ állásában: $C_x = \alpha C_N$; $ig \delta_x = \beta \frac{G_N}{\omega C_N}$

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia- függés	Leírás
Elektronikus feszültségösszehasonlító híd, elektronikus áramarány-képzővel a) Soros helyettesítőképhez  $C_x = \frac{\alpha N A_x}{R_A G_B} C_s; \quad R_x = \frac{\beta R_A}{N A_x} \frac{C_B}{C_s}$	10^{-8}	100 Hz— 1 kHz rögzített frekvenciákon	Négy- vagy ötvezetékes mérés. Átfogás: $1 : 10^{10}$ Automatikus
Elektronikus feszültségösszehasonlító híd, elektronikus áramarány-képzővel b) Soros helyettesítőképhez, veszteségi szög kiegyenlítéssel  $C_x = \frac{\alpha N A_x}{R_A G_B} C_s; \quad \operatorname{tg} \delta_x = \omega \beta R_B C_B$	10^{-3}	100 Hz— 1 kHz rögzített frekvenciákon	Négy- vagy ötvezetékes mérés. Átfogás: $1 : 10^{10}$ Automatikus
Elektronikus feszültségösszehasonlító híd, két kettős meredekségű arányképzővel $\frac{U_x}{U_N} = R_N (G_x \mp j\omega C_x)$; A mérési ütemezés a 25.53. ábrán látható. $C_x = \frac{C_s}{G_x} \frac{T_2}{T_1};$ $G_x = \frac{1}{R_N} \frac{T_3}{T_1};$ $\operatorname{tg} \delta_x = \frac{G_s}{C_s} \frac{T_6}{T_4} \frac{1}{\omega}$ 	10^{-3}	1 MHz	Négy-, ill. ötvezetékes mérés. Átfogás: $1 : 10^9$ Automatikus

Kapcsolás	Pontosság	Frekvencia-függés	Leírás
Elektronikus feszültségösszehasonlító híd, egy darab kettős meredekségű arányképzővel. Paralel helyettesítőkép esetén: $\frac{U_x}{U_N} = R_N(G_x + j\omega C_x)$ $\omega C_x = \frac{1}{R_N} \frac{T_3}{T_1}$ $G_x = \frac{1}{R_N} \frac{T_2}{T_1}$ $\operatorname{tg} \delta_x = \frac{T_5}{T_4}$ Soros helyettesítőkép esetén: $C_x = \frac{1}{R_N} \frac{T_7}{T_6}$ $R_s = R_N \frac{T_6}{T_7}$ A mérési elrendezés és ütemezés a 25.54. és 25.55. ábrán látható	10^{-3}	max. 1 MHz rögzített frekvenciákon	Négy-, ill. ötvezetékes mérés. Átfogás: 1 : 10^9 Automatikus
Elektronikus feszültségösszehasonlító számítógép irányítással. A kapcsolat és a működési elv megegyezik a korábban már látottakkal. A számítógép kapacitív mérendő impedancia esetén a soros vagy párhuzamos helyettesítőkép elemeit számolja, ill. szükség esetén a veszteségi tényezőt	10^{-3}	10 kHz	Négy-, ill. ötvezetékes mérés. Átfogás: 1 : 10^{13} Automatikus

25.8.4. Kölcsönös induktivitás mérése

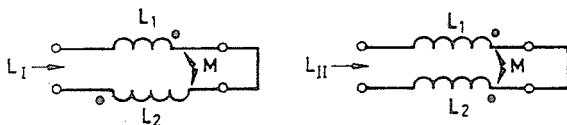
A kölcsönös induktivitás mérést a legegyszerűbb induktivitásmérésre visszavezetni. (25.57. ábra.)

A két tekercset egyező menetirányban sorbakapcsolva, a mért induktivitás:

$$L_I = L_1 + L_2 + 2M.$$

Ellentétes irányítással:

$$L_{II} = L_1 + L_2 - 2M.$$



25.57. ábra. A kölcsönös induktivitás mérésének visszavezetése induktivitásmérésre

Ezekből a kölcsönös induktivitás:

$$M = \frac{L_I - L_{II}}{4}.$$

A kölcsönös induktivitás mérhető még *Carey—Foster*-híddal [25.2] és a négy-pólus mérési eljárásokkal.

Irodalom

Irodalom az 1. fejezethez

- [1.1] *Pfanzagl, J.*: Theory of Measurement. New York, Wiley, 1968.
- [1.2] *Finkelstein, L.*: Fundamental Concepts of Measurement. Measurement and Control, 8, p. 105. 1975.
- [1.3] *Kryntz, D. M.—Luce, R. D.—Suppes, D.—Tversky, A.*: Foundations of Measurement. Vol. 1, New York, 1971.
- [1.4] *Karplus, W. J.*: The Spectrum of Mathematical Modelling and Systems Simulation Mathematics and Computers in Simulation. Vol. XX, N° 1, March, 1977. pp. 3—10.
- [1.5] *Eykhoff, D.*: System Identification, London, Wiley, 1974.
- [1.6] *Fasol, K. H.—Jöregl, M. P.*: Modelling and Identification. Tutorials on System Identification. 5th IFAC-Symposium on Identification and System Parameter Estimation. Darmstadt, F. R. Germany, 1979.

Irodalom a 2. fejezethez

- [2.1] *Franks, L. E.*: Signal Theory. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1969.
- [2.2] *Desoer, C. A.—Vidyasagar, M.*: Feedback systems: input-output properties. New York, Academic Press, 1975.
- [2.3] *Papoulis, A.*: Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. New York, McGraw-Hill, 1965.
- [2.4] *Papoulis, A.*: Signal Analysis. New York, McGraw-Hill, 1977.
- [2.5] *Randall, R. B.*: Application of B & K Equipment to Frequency Analysis. B & K, Copenhagen, September 1977.
- [2.6] *McCarthy, T. P.*: Stochastic Systems and State Estimations. New York, John Wiley & Sons, 1976.
- [2.7] *MacFarlane, A. G. J.*: Relationships between recent developments in linear control theory and classical design techniques. Measurement and Control, Vol. 8, May 1975.
- [2.8] *Manolsley, D.*: An approach to the mathematical modelling of dynamic systems. Measurement and Control, Vol. 11, May 1978.
- [2.9] *Mesarović M. D.—Takahara, Y.*: General Systems Theory: Mathematical Foundations. New York, Academic Press, 1975.
- [2.10] *Willsky, A. S.*: Relationships Between Digital Signal Processing and Control and Estimation Theory. Proceedings of the IEEE, Vol. 66, N° 9, September 1978. pp. 996—1017.
- [2.11] *Prékopa András*: Valószínűségelmélet. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1974.
- [2.12] *Bendat, J. S.—Piersol, A. G.*: Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis. New York, John Wiley & Sons, 1980.
- [2.13] *Anderson, B. D. O.—Moore, J. B.*: Optimal Filtering. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1979.

Irodalom a 3. fejezethez

- [3.1] *Eykhoﬀ, P.*: System identification. London, John Wiley and Sons, 1974.
- [3.2] *Anderson, B. D. O.—Moore, J. B.*: Optimal filtering. New Jersey, Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, 1979.
- [3.3] *Goodwin, G. C.—Payne, R. L.*: Dynamic system identification. New York, Academic Press, 1977.
- [3.4] *Sage, A. P.—Melsa, J. L.*: Estimation theory with applications to communications and control. New York, Mc-Graw-Hill Book Company, 1971.
- [3.5] *Van Trees, H. L.*: Detection, estimation and modulation theory. Part I. New York, John Wiley and Sons, 1968.
- [3.6] *Isermann, R. (ed)*: Tutorials on system identification. Darmstadt, 5th IFAC-Symposium on identification and system parameter estimation, 1979.
- [3.7] *Swerling, P.*: Modern state estimation methods from the viewpoint of the method of least squares. IEEE Trans. on Automat. Contr. Vol. AC—16 pp. 707—719, Dec. 1971.
- [3.8] *Jazwinski, A. H.*: Stochastic processes and filtering theory. New York, Academic Press 1970.
- [3.9] *Deutsch, R.*: Estimation theory. New Jersey, Prentice-Hall. Englewood Cliffs, 1965.

Irodalom a 4. fejezethez

- [4.1] *Anderson, B. D. O.—Moore, J. B.*: Optimal Filtering. Prentice-Hall, Inc. New Jersey Englewood Cliffs, 07632. 1979.
- [4.2] *Kailath, T.*: A View of Three Decades of Linear Filtering Theory. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT—20, N° 2. March, 1974, pp. 146—181.
- [4.3] *Kalman, R. E.*: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. J. Basic Eng., Trans. ASME, Series D, Vol. 982, No. 1, March, 1960, pp. 35—45.
- [4.4] *Luenberger, D. G.*: Optimization by Vector Space Methods. New York, John Wiley & Sons, Inc. 1969.
- [4.5] *Taylor, A. E.*: Introduction to Functional Analysis. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1958.
- [4.6] *Wiener, N.*: Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series. New York, John Wiley & Sons, Inc. 1949.

Irodalom az 5. fejezethez

- [5.1] *Cramér, H.*: Mathematical Methods of Statistics. Princeton, Princeton Univ. Press, 1951.
- [5.2] *Draper, N. R.*: Applied Regression Analysis, J. Wiley, N. Y., 1967.
- [5.3] *Korn, G. A., T. M.*: Matematikai kézikönyv műszakiaknak. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [5.4] *Papoulis, A.*: Signal Analysis, McGraw-Hill, 1977.
- [5.5] *Prékopa, A.*: Valószínűségelmélet műszaki alkalmazásokkal. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1974.

Irodalom a 6. fejezethez

- [6.1] *Dahl, O. J.—Dijkstra, E. W.—Hoare, C. A. R.*: Strukturált programozás. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.
- [6.2] *Aszalós, J.*: A strukturált programozás irodalmának áttekintése. Budapest, SZÁMKI közlemények 19. 1978.
- [6.3] *Bell, C. G.—Mudge, J. C.—McNamara, J. E.*: Computer Engineering. A DEC View of hardware system design.
- [6.4] *Mesarovic, M. D.—Macko, D.—Takahara, Y.*: Theory of Hierarchical, Multilevel Systems. New York, Academic Press. 1970.
- [6.5] *Himmelblau, D. M.*: Decomposition of Large-scale Problems. Amsterdam, North-Holland Publishing Co. 1973.

- [6.6] *Asimov, M.*: Introduction to Design. Englewood Cliffs, N. J. Prentice-Hall, Inc. 1962.
- [6.7] *Bell, C. G.—Newell, A.*: Computer Structures: Reading and Examples. New York, McGraw-Hill. 1971.
- [6.8] *Goode, H. M.—Machal, R. E.*: System Engineering. New York, McGraw-Hill. 1967.
- [6.9] *Baker, F. T.—Mills, H. D.*: Chief Programmer Teams. Datamation. 19. 1973.12. 58—61.
- [6.10] *Ross, D. T.*: IEEE Trans. on Software Engineering. 3, 1977. 1. 6—15.

Irodalom a 7. fejezethez

- [7.1] *Dr. Sebestyén, B.*: Számítógépirányítású mérőrendszerek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [7.2] *Csordás, Z.—Szirtes, L.*: Számítógépes folyamatirányítás. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.

Irodalom a 8. fejezethez

- [8.1] *Yang, E. S.*: Fundamentals of semiconductor devices. McGraw-Hill, 1978.
- [8.2] *Herpy, M.*: Analóg integrált áramkörök. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [8.3] *Kovács, F.*: Félvezetők nagyfrekvenciás alkalmazása. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.
- [8.4] *Meyer, R. G.*: Integrated-circuits operational amplifiers. New York, IEEE Press, 1978.
- [8.5] *Solomon, J. E.*: The monolithic op amp: a tutorial study. IEEE J. Solid-State Circuits. SC—9, 1974.
- [8.6] *Erdi, G.—Schwartz, T.—Bernardi, S.—Jung, W.*: IC op-amp combines low noise with precision and high speed. ElEng. 1981. 57—81. pp.
- [8.7] *Kressel, H (ed)*: Semiconductor devices for optical communication. Berlin, Springer-Verlag, 1980.
- [8.8] *Whitmore, J.*: Behind the switch symbol. Analog Dialogue. 15. 1981. No. 2. pp. 16—17.
- [8.9] *Texas TTL Receptek*. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1977.
- [8.10] *Wallwork, J. T.—Carlstedt, L. G.*: Térvezérlésű tranzisztorok integrált áramkörökben. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1977.
- [8.11] *Kovács, F.*: MOS integrált áramkörök. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [8.12] *Taub, H.—Schilling, D.*: Digital integrated electronics. New York, McGraw-Hill, 1977.
- [8.13] *Wolf, G.*: Digitale Elektronik. München, Farzis-Verlag, 1977.
- [8.14] *Luecke, G.—Mize, J. P.—Carr, W. N.*: Félvezetős tárak tervezése és alkalmazása. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1980.
- [8.15] *Csákány, A.—Vajda, F.*: Mikroszámítógépek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.

Irodalom a 9. fejezethez

- [9.1] *Házman, I.*: Elektronikai alapáramkörök. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [9.2] *Házman, I.*: Elektronikai erősítők. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [9.3] *Wobbschall, D.*: Circuit design for electronic instrumentation. New York, McGraw-Hill, 1979.
- [9.4] *Arbel, A. F.*: Analog signal processing and instrumentation. Cambridge, University Press, 1980.
- [9.5] *Fliege, N.*: Lineare Schaltungen mit Operationsverstärker. Berlin, Springer-Verlag, 1979.
- [9.6] *Dostal, J.*: Operational amplifiers. Amsterdam, Elsevier, 1981.
- [9.7] *Graeme, J. G.*: Applications of operational amplifiers-Third generation techniques. New York, McGraw-Hill, 1973.
- [9.8] *Tobey, G.—Graeme, J.—Huelsman, L.*: Operational amplifiers-Design and applications. New York, McGraw-Hill, 1971.
- [9.9] *Graeme, J. G.*: Designing with operational amplifier. New York, McGraw-Hill, 1977.
- [9.10] *Sheingold, D. H.*: Transducer interfacing handbook. Norwood, Analog Devices, 1980.
- [9.11] *Gordon, B. M.*: Linear electronic analog/digital conversion architectures, their origins, parameters, limitations and applications. IEEE Trans. Circuits and Systems, CAS—25, 1978. 391—418.

- [9.12] *Sheingold, D. H.*: Analog-digital conversion notes. Norwood, Analog Devices, 1977.
- [9.13] *Schmid, H.*: Electronic analog-digital conversions. New York, Van Nostrand, 1970.
- [9.14] *Бахтияров, Г. Д.,—Малинин, В. В.—Школин, В. П.*: Аналого-цифровые Преобразователи. Советское радио, Moskva, 1980.
- [9.15] *Seitzer, D.*: Elektronische Analog/Digital-Umsetzer. Berlin, Springer-Verlag, 1977.

Irodalom a 10. fejezethez

- [10.1] *Herpy, M.—Berka, J. C.*: Aktiv RC szűrők. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1981.
- [10.2] *Géher, K.*: Lineáris hálózatok. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979. (4. kiadás).
- [10.3] *Antoniou, A.*: Digital filters: analysis and design. New York, McGraw-Hill, 1979.
- [10.4] *Lam, H. Y. F.*: Analog and digital filters. Design and realization. New York, Prentice-Hall, 1979.
- [10.5] *Sedra, A. S.—Brackett, P. O.*: Filter theory and design: active and passive. London, Matrix Publ. 1979.
- [10.6] *Blinchikoff, H. J.—Zverev, A. I.*: Filtering in the time and frequency domains. New York, John Wiley, 1976.
- [10.7] *Saal, R.*: Handbuch zum Filterentwurf. Berlin, EAG-Telefunken, 1979.
- [10.8] *Daniels, R. W.*: Approximation methods for electronic filter design. New York, McGraw-Hill, 1974.
- [10.9] *Cappellini, V.—Constantinides, A.—Emiliani, P.*: Digital filters and their applications. Academic Press, 1978.
- [10.10] *Sheingold, D. H. (ed.)*: Nonlinear circuits handbook. Norwood, Analog Devices, 1976.
- [10.11] *Wong, Y. J.—Ott, W. E.*: Function circuits: design and applications. New York, McGraw-Hill, 1976.
- [10.12] *Wong, Y. J.*: Analog ICs divide accurately to conquer computation problems. Electronics, 1979. April 12, 120—127.
- [10.13] *Risley, A. R.*: Designer guide to: logarithmic amplifiers. EDN, 1973. Aug. 5. 42—51.
- [10.14] *Hasegawa, K.—Tai, I.*: A high-speed logarithmic amplifier. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, 25, 1976. pp. 61—65.

Irodalom a 11. fejezethez

- [11.1] *Golding, E. W.*: Electrical measurements and measuring instruments. London, Pitman, 1968.
- [11.2] *Donaldson, C.—Gustafson, C.*: Easier and brighter display of high-frequency signals. HP Journal, 1962. May.
- [11.3] *Lipinski, K.*: Prinzip der bistabilen Bildspeicherung in Oszillografenröhren. Int. Elektronische Rundschau, 1971. N. 2. pp. 32—34.
- [11.4] *Lipinski, K.*: Speicherverfahren in Oszillografenröhren. Int. Elektronische Rundschau, 1972. N. 11. pp. 259—264.

Irodalom a 12. fejezethez

- [12.1] *Melchert, F.*: Brückenschaltung mit Zenerdioden zur Erzeugung von Gleichspannungen hoher Konstanz. ETZ, 84, 1963, 9.
- [12.2] Noise generator 3722 A. Hewlett-Packard Manual, 1971.
- [12.3] *Ambrózy, A.*: Elektronikus zajok. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1972.
- [12.4] *Ferenczi, Gy.*: Kapcsolóüzemű tápegységek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.

Irodalom a 13. fejezethez

- [13.1] *Wilkes, M. V.*: The best way to design an automatic calculating machine. Manchester Univ. Comput. Inaugur Conf. 1951. p. 16.
- [13.2] *Agrawala, A. K.—Rauscher, T. G.*: Microprogramming: Perspective and status. IEEE Trans. on Computers. C—23, 1973. pp. 817—837.

- [13.3] *Chu, Y.*: Microprogram Optimization: A survey. IEEE Trans. on Computers. C—25, 1976. pp. 962—973.
- [13.4] *Saufert, J.*: Mikroprogramozás, mikroprocesszorok. Budapest, KG-Informatik, 1979. (2. jav. kiad.)
- [13.5] *Jobbágy A. et al.*: Microprocessor based medical measuring system. Symposium on Micro-computer and Microprocessor Applications, Budapest, 1979. Proc. of the Symposium, pp. 499—506.
- [13.6] *Hüttemann, W.—Kristen, L.—Aue, P.*: A precision, programmable pulse generator. HP. Journal, 1979. May, pp. 3—10.
- [13.7] *Steiner, L.—Szenn, O.*: Mikroszámítógépek alkalmazása programvezérelt digitális impedanciámérőkben. Mérés és Automatika, XXV., 1977. 3. sz. pp. 87—93.
- [13.8] *Osváth, P.*: Automatikus impedanciámérés. Mérés és Automatika, XXVII., 1979. 6. sz. pp. 213—220.
- [13.9] *Dékány, L.—Pataki, P.*: Impedanciámérő nullhálózat kiegyenlítő algoritmusai. Mérés és Automatika, XXV., 1977. 3. sz. pp. 103—108.

Irodalom a 14. fejezethez

- [14.1] *Dr. Sebestyén, B.*: Számítógépirányítású mérőrendszerek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [14.2] *Csordás, Z.—Szirtes, L.*: Számítógépes folyamatirányítás. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [14.3] *Megyeri, J.*: Számítógépes folyamatirányító rendszerek megbízhatósága. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.
- [14.4] *Oliver, B. M.—Cage, J. M.*: Electronic Measurements and Instrumentation. McGraw-Hill Co., 1971.
- [14.5] *Coombs, C. F.*: Basic Electronic Instrument Handbook. McGraw-Hill Co., 1972.
- [14.6] *Dr. Izsák, M.*: Távközléstechnikai kézikönyv. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [14.7] *Biri, J.—Lukács, J.*: CAMAC perifériarendszer. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [14.8] *Meiling, W.*: Digitalrechner in der elektronischen Messtechnik I—II. Berlin, Akademie-Verlag, 1978.
- [14.9] *Carrick, A.*: Computers and Instrumentation. A practical handbook of measurement, interfacing and control circuits. London—Philadelphia, Pa.—Rheine, Heyden and Son, 1979.
- [14.10] *Goldscheider, P.—Zemanek, H.*: A számítógép az információfeldolgozás eszköze. Budapest, Statisztikai Kiadó Vállalat, 1975.
- [14.11] *Dijkstra, E. W.*: Cooperating Sequential Processes. New York, Academic Press, 1968.
- [14.12] *Hansen, P. B.*: The Architecture of Concurrent Programs. New Jersey, Prentice-Hall, 1977.

Irodalom a 15. fejezethez

- [15.1] *Biri, J.—Lukács, J.*: CAMAC perifériarendszer. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [15.2] *Csomor, Gy.—Limperger, I.—Lohonyai, M.*: A táv-adatfeldolgozás alapjai. Budapest, SZÁMOK, 1975.
- [15.3] *Dr. Izsák, M.*: Távközléstechnikai kézikönyv. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [15.4] *Lohonyai, M.*: Az adatátvitel vezérlése táv-adatfeldolgozó rendszerekben. Adatátvitel adatkapcsolaton. Budapest, Statisztikai Kiadó Vállalat, 1979.
- [15.5] *Lucky, R. W.—Salz, J.—Weldon, E. J.*: Adatátvitel. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [15.6] *McNamara, I. E.*: Technical Aspects of Data Communication. 3. ed. DEC, 1978.
- [15.7] *Reza, F. M.*: Bevezetés az információelméletbe. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1966.
- [15.8] *Dr. Sebestyén, B.*: Számítógép-irányítású mérőrendszerek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [15.9] Blue Book, Volume VIII. Data transmission. Genf, ITU. CCITT, 1964.
- [15.10] *Graeme, J. G.*: Designing with Operational Amplifier. McGraw-Hill/Burr-Brown Books, 1975.

Irodalom a 16. fejezethez

- [16.1] *Carrick, A.*: Computers and Instrumentation. A practical handbook of measurement, interfacing and control circuits. London—Philadelphia, Pa.—Rheine, Heyden and Son, 1979.
- [16.2] *Meiling, W.*: Digitalrechner in der elektronischen Messtechnik I—II. Berlin, Akademie-Verlag, 1978.
- [16.3] *Goldscheider, P.—Zemanek, H.*: A számítógép — az információfeldolgozás eszköze. Budapest, Statisztikai Kiadó Vállalat, 1975.
- [16.4] *Desmonde, W. H.*: Computers and Their Uses. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1964.
- [16.5] *Dr. Csáki Frigyes főszerk.*: Irányítástechnikai kézikönyv. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1977.
- [16.6] *Dr. Frigyes, A.—Lehel, Cs.—Megyeri, J.*: Számítógépek alkalmazása a folyamatirányításban. Budapest, Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó, 1975.
- [16.7] *Eckhouse, R. H. jr.—Morris, L. R.*: Minicomputer Systems. Organization, Programming and Applications (PDP—11). 2. ed. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1979.
- [16.8] *Donovan, J. J.*: Rendszerprogramozás. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1977.
- [16.9] *Ralston, A.*: Programozás és számítógéptudomány. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1977.
- [16.10] *Brinch Hansen, P.*: Operating Systems Principles. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1973.
- [16.11] *Várkonyi, Zs.*: Bevezetés a modern programtesztelésbe. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [16.12] *Fox, J. szerk.*: Proceedings of the Symposium on Computer Software Engineering. New York, N. Y., Apr. 20—22, 1976. Brooklyn, N. Y., Polytechnic Press, 1976.
- [16.13] *Dahl—Dijkstra—Hoare*: Strukturált programozás. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.
- [16.14] *Aszalós, J.*: A strukturált programozás irodalmának áttekintése. Budapest, SZÁMKI, 1978.
- [16.15] *Dr. Varga, L.*: Rendszerprogramok elmélete és avakortára. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1978.
- [16.16] *Aszalós, J.—Erki, I.*: Bevezetés a strukturált programozásba. Budapest, SZÁMOK, 1980.
- [16.17] *Wirth, N.*: Algorithms + Data Structures = Programs. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1976.
- [16.18] *Bedő—Herényi—Langer—Szeredi*: Programkészítési módszerek (Programozás CDL-ben). SZÁMKI-könyvek. Budapest, Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó, 1979.

Irodalom a 17. fejezethez

- [17.1] *Dijkstra, E. W.*: Cooperating Sequential Processes. Genuys (ed.): Programming Languages. New York, Academic Press, 1968.
- [17.2] *Hansen, P. B.*: Concurrent Programming Concepts. Computing Surveys. 5, 1973. dec. 223—245.
- [17.3] *Andler, S.*: Synchronization Primitives and the Verification of Concurrent Programs. Lanciaux (ed.): Operating Systems: Theory and Practice. North-Holland Publishing Co., 1979.
- [17.4] *Hansen, P. B.*: The Architecture of Concurrent Programs. New Jersey, Prentice-Hall, 1977.
- [17.5] *Holt—Lazowska—Graham—Scott*: Structured Concurrent Programming. Addison-Wesley Publishing Co., 1978.
- [17.6] *Wirth, N.*: Toward a Discipline of Real-Time Programming. Communications of the ACM, Vol. 20., 1977. pp. 577—583.
- [17.7] *Lab-Application—11 Module Manual (DEC—11—ALMMA—A—D)* Digital Equipment Corporation. Maynard, Massachusetts, 1975.

Irodalom a 18. fejezethez

- [18.1] „A Minisztertanács 8/1976. (IV. 27.) sz. és 61/1984 (XII. 13.) sz. rendelete.
- [18.2] *Olsen, P. T.—Cage, M. E.—Philips, W. D.—Williams, E. R.*: „The Realization of the Ampere at NBS” IEEE Trans. IM—29 (1980) pp. 234—237.
- [18.3] *Rayner, G. H.*: „The Derivation of Resistance, Inductance and Capacitance from the N. P. L. Primary Standard of Mutual Inductance” Trans. of the Inst. of Radio Engineers 1958. I — 7, p. 212.

- [18.4] *Lampard, D. G.*: „A New Theorem in Electrostatics with Application to Calculable Standards of Capacitance”. Proc. IEEE. Jan. 1957. p. 271.
- [18.5] *Thompson, A. M.*: „The Cylindrical Cross-Capacitor as a Calculable Standard”. The Inst. of El. Eng. May. 1959. pp. 307—310.
- [18.6] *Josephson, B. D.*: „Coupled Superconductors”. Review of Modern Physics. Jan. 1964. pp. 216—220.
- [18.7] *Melchert, F.*: „Darstellung der Spannungseinheit mit Hilfe des Josephson-Effektes.” Technisches Messen 1979. pp. 59—64.

Irodalom a 19. fejezethez

- [19.1] *Utesch, Christoph*: Der Einfluss von Störspannungen in der elektrischen Messtechnik und ihre Berücksichtigung bei der Konzipierung elektrischer Messgeräte, Teil I. ATM. Blatt V30—11, April 1974. pp. 61—66.
- [19.2] *Utesch, Christoph*: Der Einfluss von Störspannungen in der elektrischen Messtechnik und ihre Berücksichtigung bei der Konzipierung elektrischer Messgeräte, Teil II. ATM. Blatt V30—12, Mai 1974. pp. 85—90.
- [19.3] *Burr—Brown*: General Catalog. 1979.
- [19.4] *Luppold, David, S.*: Precision DC measurements and standards. Addison-Wesley Publishing Company, 1969.
- [19.5] *Lück, R.*: Erfassung von Gleichspannungen im Nanovolt-Bereich. ATM Messtechnische Praxis. November 1974. pp. 188—192.
- [19.6] *Ries, Roger, P.—Satterthwaite, C. B.*: Superconducting Parametric Amplifier for the Measurement of Small dc Voltages. Rev. Sci. Instrum., Vol. 38, No. 9, September 1967. pp. 1203—1209.
- [19.7] *Williams, James*: Prevent low-level amplifier problems. Electronic Design 4, February 15, 1975. pp. 62—67.
- [19.8] *Eckhardt, G.*: Die Messung kleinster Gleichströme I. ATM. Blatt V3211—2, April 1958. pp. 65—66.
- [19.9] *Eckhardt, G.*: Die Messung kleinster Gleichströme II. ATM. Blatt V3211—3, Juni 1958. pp. 113—116.
- [19.10] *Rommel, Klaus*: Modulationsfreier Gleichstrom—Trennverstärker. ATM. Blatt Z634—19, November 1973. pp. 215—216.
- [19.11] *Luther, Helmut*: Präzisions Gleichspannungs-kompensatoren. Konstruktionsmerkmale und gegenwärtiger Stand, Teil I. ATM. Blatt J931—10, Dezember 1969. pp. 279—282.
- [19.12] *Luther, Helmut*: Präzisions Gleichspannungs-kompensatoren. Konstruktionsmerkmale und gegenwärtiger Stand, Teil II. ATM. Blatt J931—11, Januar 1970. pp. 17—20.
- [19.13] *Helke, Harald*: Selbstabgleichende Gleichspannungskompensatoren, Teil I. ATM. Blatt J932—13, Juli 1974. pp. 129—134.
- [19.14] *Helke, Harald*: Selbstabgleichende Gleichspannungskompensatoren, Teil II. ATM. Blatt J932—14, August 1974. pp. 143—148.
- [19.15] *Helke, Harald*: Selbstabgleichende Gleichspannungskompensatoren, Teil III. ATM. Blatt J932—15, Sept. 1974. pp. 165—170.
- [19.16] *Sullivan, D. B.—Dziuba, R. F.*: Low temperature direct current comparators. Rev. Sci. Instrum., Vol. 45, No. 4, April 1974. pp. 517—519.
- [19.17] *Georg, O.*: Digitale Messtechnik, Teil I. ATM. Blatt J0770—F4, März 1975. pp. 37—40.
- [19.18] *Georg, O.*: Digitale Messtechnik, Teil II. ATM. Blatt J0770—F5, April 1975. pp. 59—64.
- [19.19] *Gookin, Albert*: A Fast-Reading, High-Resolution Voltmeter that Calibrates Itself Automatically. Hewlett Packard Journal. Volume 28, Number 6, February 1977. pp. 2—10.

Irodalom a 20. fejezethez

- [20.1] *Oliver, B. M.—Cage, J. M.*: Electronic Measurements and Instrumentation. McGraw-Hill, 1971.
- [20.2] *Coombs, C. F.*: Basic Electronic Instrument Handbook. McGraw-Hill, 1972.
- [20.3] *Sasaki, G. D.—Jensen, R. C.*: Automatic Measurements with a High-Performance Universal Counter. HP Journal 1980 sept.
- [20.4] *Chapel, R.*: RMS Voltage Measurement-Which Method Works Best. Electronics Products Vol 15. No 8. 1973. jan. pp. 35—45.

- [20.5] *Folsom, J. B.*: Measuring True RMS AC Voltages to 100 MHz. HP Journal Vol 23. No 7. 1972. márc. pp. 14—20.
- [20.6] *Hermach, F. L.—William, E. S.*: Thermal converters for measurement of audio frequency voltage. IEEE Tr. on Instr. and Meas. Vol 15. 1966. pp. 260—268.
- [20.7] *Richman, P.—Walker, N.*: A new, fast RMS-DC Conversion. IEEE Tr. on Instr. and Meas. Vol 20. 1971. nov. pp. 313—319.
- [20.8] *Woelken, H.*: Spannungswandlern. ATM No. 387. 1969. ápr. pp. 87—88.
- [20.9] *Woelken, H.*: Stromwandlern. ATM No. 388. 1969. máj. pp. 111—112.

Irodalom a 21. fejezethez

- [21.1] *Reinhardt, V.*: Relativistic effects of the rotation of the Earth as remote clock synchronization. NASA Doc. No. X—814—75—117 pp. 395—424.
- [21.2] *Kartaschoff, P.*: Frequency and Time. I. ed. London, Academic Press, 1978.
- [21.3] *Holloway, H.—Lacey, R. F.*: Factors which limit the accuracy of cesium atomic beam frequency standards. Proc. Int. Conf. on Chronometry (Lausanne, Switzerland) 1964. jún. pp. 317—331.
- [21.4] *Glaze, D. J.*: Improvements in atomic cesium beam frequency standards at the National Bureau of Standards. IEEE Trans. Instrum. Meas. 1970. IM—19, pp. 156—160.
- [21.5] *Glaze—Hellvig—Allan—Jarvis, Jr—Wainwright—Bell*: Accuracy evaluation and stability of the NBS primary frequency standards. IEEE Trans. Instr. Meas. (M—23/4), 1974. pp. 489—501.
- [21.6] *Hyatt—Mueller—Osterdock*: A High-Performance Beam Tube for Cesium Beam Frequency Standards. HP Journal 1973. sept.
- [21.7] *Barnes—Cutler—Healey—Leeson—Gunigal—Mullen—Smith—Syduar, Vessot—Winkler*: Characterization of frequency stability. IEEE Trans. Instrum. Meas. (M—2012) 1971. pp. 105—120.
- [21.8] *Allan, D. W.*: Statistics of atomic frequency standards. Proc. IEEE vol. 54., 1966. febr. pp. 221—230.
- [21.9] *Sasaki, G. D.—Jensen, R. C.*: Automatic Measurements with a High-Performance Universal Counter. HP Journal 1980. sept.
- [21.10] *Chu, D. C.*: Time Interval Averaging: Theory, Problems and Solutions. HP Journal 1974. june.
- [21.11] *David, C. Chu—Allen, D. C.—Foster, A. S.*: Universal Counter Resolves Picosecond in Time Interval Measurements. HP Journal 1978. aug.
- [21.12] *Allan, D. W.*: The measurement of frequency and frequency stability of precision oscillators. NASA Doc. No. X—814—75—117 (1974.)
- [21.13] *Bagley, A. S.*: Frequency and Time Measurements Handbuch. der Physik, Berlin Bd. XXIII. pp. 290—372.
- [21.14] *Hanson, R. C.*: Narrowband Noise Immunity in a Broadband Gain — Phase Meter. HP Journal 1972. may.
- [21.15] *Hager, J. C.*: Edge triggered flip-flops make 360° phase meter. Electronics 48, 1975. pp. 100—101.
- [21.16] *Nelson, G. E.—Thomas, P. L.—Atchley, R. L.*: Faster Gain-Phase Measurements with New Automatic 50 Hz — to 13 MHz Network Analyzers. HP Journal 1972. pp. 12—18.

Irodalom a 22. fejezethez

- [22.1] *Fodor, Gy.*: Elméleti elektrotechnika. Tankönyvkiadó, Budapest, 1970.
- [22.2] *Drechsler, R.*: Messung elektrischer Energie. Berlin, VEB Verlag Technik, 1975.
- [22.3] *Germer, Horst*: Electronic Method with Direct Time Encoding for Precision Measurement of Electric Power over a Wide Range of Frequency. IEEE on Instr. and Meas. Vol. 21. No 4., 1972. nov. pp. 350—353.
- [22.4] *Kusters, N. L.—Cox, L. G.*: The Development of an Automatic-Reversing Differential Thermal Wattmeter. IEEE on Instr. and Meas. Vol. IM—29, No. 4., 1980. pp. 426—431.
- [22.5] *Papiernik, W.*: Messung elektrischer Energie und Wirkleistung mittels Abtastung und digitaler Meßwertverarbeitung. Technisches Messen, Heft. 12. 1978. pp. 437—442.

Irodalom a 23. fejezethez

- [23.1] *Kinnafé, I. F.*: Applied Electrical Measurements. John Wiley Sons Inc. NY. Chapman & Hall Ltd, London, 1956.
- [23.2] *Stout, M. B.*: Basic Electrical Measurements Prentice-Hall, Inc. 1960, 1961.
- [23.3] *Yokogawa Electric Works*: Measuring Instruments (General Catalog).
- [23.4] *Simonyi, Károly*: Elméleti villamosságtan. Bp., Tankönyvkiadó, 1973.
- [23.5] *Boli, R.* (Vacuumschmelze GmbH): Weich magnetische Werkstoffe (Catalog) 1977.

Irodalom a 24. fejezethez

- [24.1] *Bendat, J. S.—Piersol, A. G.*: Measurement and Analysis of Random Data. 4. ed. New York, John Wiley & Sons, 1968.
- [24.2] *Bendat, J. S.—Piersol, A. G.*: Random Data. Analysis and Measurement Procedures. New York, John Wiley & Sons, 1971.
- [24.3] *Spapens, W. G. M.—Rauch, S.*: Make full use of the versatility inherent in your sampling scope. EDN, 21, 12., pp. 103—107. (June 20, 1976.)
- [24.4] *Mulvey, J.*: Sampling Oscilloscope Circuits. Beaverton, Tektronix Inc., 1970.
- [24.5] *Frye, G. J.—Nahman, N. S.*: Random Sampling Oscillography. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, IM—13, 1., pp. 8—13 (March 1964.)
- [24.6] *Gottlob, M. P.*: Physik des Speicheroszilloskops. Elektronik, 29, 8., pp. 81—84 (1980.)
- [24.7] *Michl, M.*: Speicher-Verfahren von Oszillografen. Rohde-Schwarz Vertriebs GmbH, 1973.
- [24.8] *Hawken, K.—Taylor, K.—Farley, H.*: Rapid writing rate lets storage oscilloscope grab 1-nanosecond single-shot signals. Electronics, 50, 26., pp. 73—77. (22. Dec. 1977.)
- [24.9] *Pataki, P.*: Gyorsműködésű, digitális vezérlésű rajz gép tervezési kérdései. Egyetemi doktori értekezés, Budapesti Műszaki Egyetem, 1980.
- [24.10] *Arbel, A.—Kurz, R.*: Fast ADC. IEEE Transactions on Nuclear Science, NS—22, 1., pp. 446—451. (Febr. 1975.)
- [24.11] *Sapankevych, W.—Stebbins, E.—Levy, J.—Crooke, A.*: Measurement Computer Eases Waveform Analysis. Electronics, 54, 19., pp. 113—120. (22. Sept. 1981.)
- [24.12] *Skilling, M.—Finn, E.*: 6-Bit ADC-s Convert in 10/20 nanoseconds. Analog Dialogue, 15, 1., pp. 10—11. (1981.)
- [24.13] *Seitzer, D.*: Recent Aspects of High Speed Analog-to-Digital Converter Design. Proceedings of the IEEE International Conference on Circuits and Computers ICC-80, pt. II., pp. 870—873. Port Chester, NY, USA, 1—3 Oct. 1980. (IEEE 1980.)
- [24.14] *Mills, T. G.*: GaAs analog to digital technology. Proceedings of the 3rd Rocky Mountain Symposium on Microcomputers: Systems, Software, Architecture. Pingree Park, CO, USA, 19—22 Aug. 1979. pp. 89—104. (New York, USA, IEEE, 1980.)
- [24.15] *Hamilton, C. A.—Lloyd, F. L.*: A superconducting 6-bit analog-to-digital converter with operation to 2×10^5 samples/second. IEEE Electron Device Letter, EDL—1, 5., pp. 92—94. (May 1980.)
- [24.16] *Korn, G. A.*: Random-Process Simulation and Measurements. New York, McGraw-Hill, 1966.
- [24.17] *Sztipánovits, J.*: Optimális mérések kvantált adatokkal. Kandidátusi értekezés, Budapest, 1979.
- [24.18] *Wehrmann, W.*: Eine neue Familie: stochastisch-ergodische Meßgeräte. Norma Technische Informationen, 8, 2., pp. 3—12. (1971.)
- [24.19] *Wehrmann, W.*: Einführung in die stochastisch-ergodische Impulstechnik. Wien, R. Oldenbourg Verlag, 1973.
- [24.20] *Kollár, J.*: Pontos mérések durva kvantálással: a sztochasztikus-ergodikus konverter és alkalmazásai. Mérés és Automatika, XXX, 7., pp. 245—251. (1982. július)
- [24.21] *NIA—200* Sztochasztikus analízátor alapösszeállítás. Műszerkísérő könyv I—II. MTA KFKI, 1976.
- [24.22] *Garen, E. R.*: Charge-Transfer Devices.
Part 1: The Technologies. Computer Design, 16, 11., pp. 146—152. (Nov. 1977.)
Part 2: CCD Memories. Computer Design, 16, 12., pp. 130—140. (Dec. 1977.)
Part 3: Diverse Uses of CTD-s for Analog, Digital and Optical Applications. Computer Design, 17, 1., pp. 154—167. (Jan. 1978.)
- [24.23] *R 5403* Analog-analog correlator/convolver. Adatlap. EG & G Reticon, 1979.

- [24.24] *Butler, M. B. N.*: Surface Acoustic Wave Devices I—II. *Electronic Engineering*, 52, 639., pp. 37—44. (June 1980.); 52, 640., p. 57—65. (July 1980.)
- [24.25] *Ingebrigtsen, K. A.*: The Schottky Diode Acoustoelectric Memory and Correlator — A Novel Programmable Signal Processor. *Proceedings of the IEEE*, 64, 5., pp. 764—769. (May 1976.)
- [24.26] *Hagen, J. B.—Farley, D. T.*: Digital-Correlation Techniques in Radio Science. *Radio Science*, 8, 8—9., pp. 275—284. (Aug.—Sept. 1973.)
- [24.27] *Wehrmann, W. ed.*: Korrelationstechnik — ein neuer Zweig der Betriebsmeßtechnik. 2. Auflage. Garfenu, Expert Verlag, 1980.
- [24.28] *Szurmay, M.*: Transzponáló rendszerű spektrumanalizátorok. Egyetemi doktori értekezés, Budapesti Műszaki Egyetem, 1979.
- [24.29] *Daniels, J. W.—Atchley, R. L.*: A Precision Spectrum Analyzer for the 10 Hz-to-13 MHz Range. *Hewlett-Packard Journal*, 26, 9., pp. 18—24. (May 1975.)
- [24.30] *Linkwitz, S. H.*: New Performance Standards in Microwave Spectrum Analysis. *Hewlett-Packard Journal*, 30, 8., pp. 3—7. (Aug. 1979.)
- [24.31] *Martin, L. R.—Lange, K. L.—Sparks, S. T.*: A Synthesized Microwave Local Oscillator with Continuous-Sweep Capability. *Hewlett-Packard Journal*, 30, 8., pp. 13—19. (Aug. 1979.)
- [24.32] *Page, J.*: Tracking Generators. *Hewlett-Packard Journal*, 23, 1., pp. 10—11. (Sept. 1971.)
- [24.33] *Whalen, A. D.*: Detection of Signals in Noise. New York, Academic Press, 1972.
- [24.34] Spectrum Analysis ... Accuracy Improvement. *Hewlett-Packard Application Note* 150—8. (March 1976.)
- [24.35] Spectrum Analysis ... Spectrum Analyzer Basics. *Hewlett-Packard Application Note* 150. (April 1974.)
- [24.36] Spectrum Analysis ... Noise Measurements. *Hewlett-Packard Application Note* 150—4. (April 1974.)
- [24.37] *Jeremiasen, R.*: Logarithmic Amplifier Accepts 100 dB Signal Range. *Hewlett-Packard Journal*, 25, 7., pp. 16—17. (March 1974.)
- [24.38] *Holdaway, S. N.—Molinari, D. H.—Linkwitz, S. H.—Neering, M. J.*: Signal Processing in the Model 8568 A Spectrum Analyzer. *Hewlett-Packard Journal*, 29, 10., pp. 9—16. (June 1978.)
- [24.39] Type 2131 Digital Frequency Analyzer. Adatlap. Brüel & Kjaer Master Catalogue 1980, pp. 395—408. Naerum, Brüel Kjaer, 1980.
- [24.40] *Cooley, J. W.—Tukey, J. W.*: An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. *Mathematics of Computation*, 19, 90., pp. 297—301. (April 1965.)
- [24.41] *Bergland, G. D.*: Fast Fourier Transform Hardware Implementations — An Overview. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, AU—17, 2., pp. 104—108. (June 1969.)
- [24.42] *Winograd, S.*: On Computing the Discrete Fourier Transform. *Proc. Nat. Acad. Sci. USA*, 73, 4., pp. 1005—1006. (April 1976.)
- [24.43] *Silverman, H. F.*: An Introduction to Programming the Winograd Fourier Transform Algorithm (WFTA). *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP—25, 2., pp. 152—165. (April 1977.) Kiegészítés, korrekció: ASSP—26, 3., p. 268 (June 1978).
- [24.44] *Kolba, D. P.—Parks, T. W.*: A Prime Factor FFT Algorithm Using High-Speed Convolution. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP—25, 4., pp. 281—294. (August 1977.)
- [24.45] *Agarwal, R. C.—Cooley, J. W.*: New Algorithms for Digital Convolution. *IEEE Transactions on Acoustics...* ASSP—25, 5., pp. 392—410. (October 1977.)
- [24.46] *Korn, G. A.—Korn, T. M.*: Matematikai kézikönyv műszakiaknak. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [24.47] *Rabiner, L. R.—Schaffer, R. W.*: The Chirp z-Transform Algorithm. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, AU—17, 2., pp. 86—92. (June 1969.)
- [24.48] *Mayer, G. J.*: The Chirp z-Transform — A CCD Implementation. *RCA Review*, 36, 4., pp. 759—773. (Dec. 1975.)
- [24.49] *Papoulis, A.*: Systems and Transforms with Applications in Optics. New York, McGraw-Hill, 1968.
- [24.50] *Antal J. szerk.*: Fizikai kézikönyv műszakiaknak I. köt. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1980.
- [24.51] *Króó, N.—Rónaky, J.*: A holográfia alkalmazása a számítástechnikában. *Fizika* 1975. (Szerk. Abonyi Iván). pp. 61—84.
- [24.52] *Kollár, I.—Nagy, F.*: On the Design and Use of FFT-Based Spectrum Analyzers. *Periodica Polytechnica — Electrical Engineering* 26, 3—4., pp. 295—315, 1982.
- [24.53] *Balakrishnan, A. V.*: On the Problem of Time Jitter in Sampling. *IRE Transactions on Information Theory*, IT—8, 3., pp. 226—236. (April 1962.)
- [24.54] *Nagy, F.*: A valószínű mintavételezés spektrumtorzító hatásáról. *Mérés és Automatika*, XXVII, 10., p. 387—391. (1979. okt.)

- [24.55] *Blahó, G.—Kollár, I.*: Frequency Limit Extension of Digital Fourier Analyzers. Technological and Methodological Advances in Measurement, 9th IMEKO World Congress, 24—28. May, 1982, Berlin (West), ACTA IMEKO 1982, Vol. IV. pp. 187—196.
- [24.56] *Harris, F. J.*: On the Use of Window for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. Proceedings of the IEEE, 66, 1., pp. 51—83. (Jan. 1978.)
- [24.57] *Nuttall, A. H.*: Some Windows with Some Very Good Sidelobe Behavior. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP—29, 1., pp. 84—89. (Febr. 1981.)
- [24.58] *Cox, R. G.*: Window Functions for Spectrum Analysis. Hewlett-Packard Journal, 29, 13., pp. 10—11. (Sept. 1978.)
- [24.59] *Welch, P. D.*: The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging over Short, Modified Periodograms. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, AU—15, 2., pp. 70—73. (June 1967.)
- [24.60] *Grote, R. H.—McKinney, H. W.*: Advanced Digital Signal Analyzer Probes Low-Frequency Signals with Ease and Precision. Hewlett-Packard Journal, 29, 2., pp. 2—8. (Oct. 1977.)
- [24.61] *McKinney, H. W.*: Band-Selectable Fourier Analysis. Hewlett-Packard Journal, 26, 8., pp. 20—24. (April 1975.)
- [24.62] *Pendergrass, N. A.—Farnbach, J. S.*: A High-Resolution, Low-Frequency Spectrum Analyzer. Hewlett-Packard Journal, 29, 13., pp. 2—13. (Sept. 1978.)
- [24.63] *Thrane, N.*: Zoom-FFT. Brüel-Kjaer Technical Review, 1980, 2., pp. 3—41.
- [24.64] *Braccini, C.—Oppenheim, A. V.*: Unequal Bandwidth Spectral Analysis Using Digital Frequency Warping. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP—22., 4., pp. 236—244. (August 1974.)
- [24.65] *Bell, D. M.—Godwy, J. N.*: Power Spectral Estimation via Nonlinear Frequency Warping. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP—26, 5., pp. 436—441. (Oct. 1978.)
- [24.66] *Oppenheim, A. V.—Johnson, D. H.*: Discrete Representation of Signals. Proceedings of the IEEE, 60, 6., pp. 681—691. (June 1972.)
- [24.67] *Welch, P. D.*: A Fixed-Point Fast Fourier Transform Error Analysis. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, AU—17, 2., pp. 151—157. (June 1969.)
- [24.68] *Weinstein, C. J.*: Roundoff noise in Floating Point Fast Fourier Transform Computation. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, AU—17, 3., pp. 209—215. (Sept. 1969.)
- [24.69] *Knight, W. R.—Kaiser, R.*: Simple Fixed-Point Error Bound for the Fast Fourier Transform. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP—27, 6., pp. 615—620. (Dec. 1979.)
- [24.70] *Heute, U.*: Results of a Deterministic Analysis of FFT Coefficient Errors. Signal Processing, 3, 4., pp. 321—331. (Oct. 1981.)
- [24.71] *Csáki, F.*: Szabályozások dinamikája. Lineáris szabályozásmélet. 3., javított kiadás. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1974. pp. 134—137.
- [24.72] Frequency Response Analysers, 1170 Series. Adatlap. Solartron-Schlumberger, 1977.
- [24.73] Programmable Frequency Response Measurement System 1191. Adatlap. Solartron-Schlumberger, 1978.
- [24.74] *Nelson, G.—Thomas, P.—Atchley, R.*: Faster Gain-Phase Measurements with New Automatic 50 Hz-to-13 MHz Network Analyzers. Hewlett-Packard Journal, 24, 2., pp. 12—19. (Oct. 1972.)
- [24.75] *Zellers, J. R.*: An Economical Network Analyzer for the 4-to-1300 MHz Frequency Range. Hewlett-Packard Journal, 30, 10., pp. 9—17. (Oct. 1979.)
- [24.76] *Vifian, H.*: A Direct-Reading Network Analyzer for the 500 kHz-to-1,3 GHz Frequency Range. Hewlett-Packard Journal, 27, 11., pp. 2—6. (July 1976.)
- [24.77] *Nagy, F.*: Kereszt-teljesítménysűrűség spektrumanalizátorok összehasonlító vizsgálata. Egyetemi doktori értekezés, Budapesti Műszaki Egyetem, 1979.
- [24.78] *Benigus, V. A.*: Estimation of the Coherence Spectrum and Its Confidence Interval Using the Fast Fourier Transform. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, AU—17, 2., pp. 145—150. (June 1969.)
- [24.79] *Pendergrass, N. A.*: Coherence Function and Averaging Boost Confidence in Spectrum Measurements. Electronics, 51, 19., pp. 132—137. (14. Sept. 1978.)
- [24.80] Measuring the Coherence Function with the HP3582A Spectrum Analyzer. Hewlett-Packard Application Note AN245—2.
- [24.81] *Björklöf, D.*: Design of Measurement Systems with Microcomputers. The Application of Microcomputers in Measurement, IMEKO Summer School Series, Zagreb, Birotehnika, 1981.
- [24.82] *Randall, R. B.*: Application of B & K Equipment to Frequency Analysis. 2. ed. Naerum, Brüel & Kjaer, 1977.

- [24.83] *Osváth, P.—Sztipánovits, J.*: Méréstechnika II. (Jelanalízis). BME jegyzet (J5—1352), Budapest, Tankönyvkiadó, 1981.
- [24.84] *Tacconi, G. ed.*: Aspects of Signal Processing. Dordrecht, D. Reidel Publishing Company, 1977.
- [24.85] *Papoulis, A.*: Probability, Random Variables and Stochastic Processes. New York, McGraw-Hill, 1965.

Irodalom a 25. fejezethez

- [25.1] *Oliver, B. M.—Cage, I. M.*: Electronic measurements and instrumentation. New York, McGraw-Hill, 1971.
- [25.2] *Hague, B.*: Alternating current bridge methods. London, Sire Isaac Pitman & Sons, 1957.
- [25.3] *Ornatszkij, P. P.*: Automatikus mérőműszerek. 2. kiad., Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1974.
- [25.4] *Stout, M. B.*: Basic electrical measurements. 2. ed. Prentice-Hall, Inc., 1960.
- [25.5] *Harris, F. K.*: Electrical measurements. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1952.
- [25.6] *Golding, E. W.*: Electrical measurements and measuring instruments. London, Sire Isaac Pitman & Sons, 1949.
- [25.7] *Karsa, B.*: Villamos mérések. Budapest, Tankönyvkiadó, 1950.
- [25.8] *Pattantyús—Vajta, M.—Schnell, L.*: Erőáramú elektrotechnika — Villamos mérések. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1964. 7. kötet.
- [25.9] *Frühauf, U.*: Grundlagen der elektronischen Meßtechnik. Leipzig, Akademische Verlagsgesellschaft, 1977.
- [25.10] *Breant, P.*: Mesures électriques. 2. Paris, Eyrolles, 1957.
- [25.11] *Bleichschmidt, E.*: Präzisionmessungen von Kapazitäten, Induktivitäten und Zeitkonstanten. Berlin, VEB Verlag Technik, 1956. Band II.
- [25.12] *Handbuch der Elektrotechnik*. Siemens Aktiengesellschaft, 1971.
- [25.13] *Gazzi, L.*: Simultaneous approximation of the amplitude and group delay characteristics. Periodica Polytechnica. Vol. 16. No. 3, 1972. 251—267.
- [25.14] *Tóth, E.*: Új módszer váltakozóáramú mérőhidak földpotenciál-kiegyenlítésére. Kandidátusi értekezés. 1965.
- [25.15] *Tóth, E.*: Métodos para o cálculo de erros da corrente alternada. Metrologia (Brasil). Vol. 3. No. 3. 1978. 5—16.
- [25.16] *Miljanic, P. N.—Kusters, N. L.—Moore, W. Y. M.*: The development of the current comparator, a high-accuracy A—C ratio measuring device. 1962. nov. 359—367.
- [25.17] *Miljanic, P. N.*: Capacitive error in current comparator. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement.
- [25.18] *Kusters, N. L.—Moore, W. J. M.*: The development and performance of current comparators for audio frequencies. IEEE Trans. on Instr. and Meas. Vol. IM—14, No. 4. 1965. dec. 178—190.
- [25.19] *Binnie, A. J.—Foord, T. R.*: Leakage inductance and interwinding capacitance in toroidal ratio transformers. IEEE Trans. on Instr. and Meas. Vol. IM—16, No. 4. 1967. dec. 307—314.
- [25.20] *Hill, I. I.—Deacon, T. A.*: Voltage-ratio measurement with a precision of parts in 10^9 and performance of inductive voltage divider. IEEE Trans. on Instr. and Meas. Vol. IM—17. No. 4. 1968. dec. 269—278.
- [25.21] *Rogal, B.*: Recent advances in three-terminal Bridge techniques. Proc. of the Inst. of Electronics. Vol. 4, No. 2.
- [25.22] *Poleck, H.*: Kompensator-Meßbrücke für Kapazitäts- und Verlustfaktormessung mit Registrierung. Elektrotechnische Zeitschrift. ETZ. 76. 79. Heft A 23. 1955. 872—826.
- [25.23] *McGregor, M. C.—Hersh, J. F.—Cutkosky, R. D.—Harris, F. K.—Kolter, F. R.*: New apparatus at the National Bureau of Standards for absolute capacitance measurement. IEEE Trans. On Instr. Vol. I—7, No. 3—4. 1958. dec. 253—261.
- [25.24] *Hall, H. P.*: Four-Terminal equal-power transformer-ratio-arm bridge. IEEE Trans. on Instr. and Meas. Vol. IM—19, No. 4. 1970. nov. 308—311.
- [25.25] *Fehér, Gy.—Szenn, O.*: Automatikus kiegyenlítésű digitális mérőhíd. Mérés és Automatika. XX. évf. 2. szám. 1972. 41—43.
- [25.26] *Hall, H. P.*: An AC—DC ratiometer and its use in a CRL meter. IEEE Trans. on Instr. and Meas. Vol. IM—22. No. 4. 1973. dec. 387—390.
- [25.27] *Mazda, K.—Naramitsa, Y.*: Multi-frequency LCR meters test components under realistic conditions. HP Journal. Vol. 30., No. 2. 1979. febr. 24—31.

- [25.28] Hashimoto, S.—Tamamura, T.: An automatic widerange digital LCR meter. HP Journal. Vol. 28., No. 1. 1976. szept. 9—15
- [25.29] Zimm, E.—Braun, A.—Köhler, H. J.: Kapazitäts- and Verlustfaktormeß-einrichtung mit selbsttätiger Abgleichung. Technischer Messen atm. Heft 2. 1977. 67—73.
- [25.30] Zoltán, I.: Precíziós impedanciamérő hálózatok pontossága és frekvenciafüggése. Egyetemi doktori értekezés. Budapest, 1977.
- [25.31] Osváth, P.: Automatikus impedanciamérés. Mérés és Automatika. XXVII. évf. 6. szám. 1979. 213—220.
- [25.32] Seitz, P.—Osváth, P.: Microcomputer controlled transformer-ratio arm bridge. Third Intern. symp. on High Volt. Eng. Milano, 1979. aug.
- [25.33] GR 1616. Precision capacitance bridge. Instruction manual. 1971.
- [25.34] Maeda, K.: An automatic, precision 1-MHz digital LCR meter. HP Journal. Vol. 25. No. 7. 1974. márc. 2—9.



Tárgymutató

A

a posteriori ismeret 30, 275, 390
 a priori ismeret 30, 34, 390, 908
 — — — Kalman-szűrőnél 278
 A/D átalakító 434, 462, 634, 778, 822, 913
 — —, feszültség—idő konverteres 822
 — —, fűrészgenerátoros 473
 — —, integráló 825
 — —, követő 469
 — —, közvetett 473
 — —, közvetlen 467, 823
 — —, párhuzamos 470, 824
 — —, pillanatérték-mérő 822
 — —, soros-párhuzamos 471
 — —, sorozatos közelítéses 469
 — —, számláló 468
 — —, töltéskiegyenlítéses 476
 ablakfüggvények 994
 ablakkomparátor 547, 945
 abszolút
 — — érték-képző 525, 835
 — hiba 552
 — középérték 830, 931
 — —mérés 832, 925
 absztrakció 357, 738
 absztrakt
 — gép 361, 699, 726
 — program 361
 adatállomány (file) 748
 adatátviteli
 — berendezések 680
 — hálózat 681
 adatbázis 748
 adatbeszerző modul 775, 778
 adatpufferregiszter 701, 703
 adatregiszter 704
 adatszerkezet (adatstruktúra) 358, 366, 368,
 738, 742, 767, 770, 776

adatszerkezet-ábrázolás 743
 adattér orientált tervezési stratégia 377
 adattípus 739
 adatvégberendezés 679
 additív
 — zaj 752
 — zajsűrűs 436, 868, 928
 — zavarójelek 411, 435, 441
 akkumulátor regiszter 701, 703, 719, 721
 alaktényező 831
 alapegység 788
 alaphiba 553
 alapfrekvencia 830
 alaphiba 553
 alaphiba 553
 alaphiba 553
 algoritmus 733
 altér
 —, affin 166
 —, lineáris 165
 —, ortogonális 271
 —, ortogonális komplemente 91, 287
 ALU (l.: aritmetikai/logikai egység)
 aluláteresztő
 — alaptag 506
 — szűrő 498, 804, 926
 AM demodulátor 543
 amplitúdó-
 — detektor 854, 1006
 — feltétel 574, 576, 1037
 — hiba 435, 493, 502
 — karakterisztika 497
 — moduláció 683, 1063
 — modulátor 538, 1063
 — stabilitási tényező 575
 analízátor
 —, Fourier- 973
 —, hangolt szűrős 961
 —, heterodin 962
 —, indirekt 973
 —, letapogató rendszerű 960

- analizátor, párhuzamos 972
- , real-time 985
- , sokcsatornás 972
- , szimultán rendszerű 972
- , transzponáló rendszerű 262
- , tranzienst 914
- , valós idejű 985
- analóg
- csatorna 637
- jelrögzítés 847, 912
- kapcsoló 403, 416, 456, 481, 487, 493, 584
- —, CMOS 418
- —, földelt 417
- —, lebegő 417
- késleltető 933, 981
- kompenzátor 809
- léptetőregiszter 933
- magnetofon 933
- mérőrendszer 621
- multiplexer 462, 481
- számítógép 698
- szorzó 532, 837, 851
- szűrő 497
- analóg-digitális átalakító (l.: A/D átalakító) 434
- apertúra
- hiba 461, 467
- idő 461
- késés 467
- approximáció 499
- , sztochasztikus 174
- aránykód 657
- aránymérő 1063
- , kettős meredekségű 1064, 1069
- aránytranszformátor 1043
- aritmetikai/logikai egység 429, 700, 701, 703, 719
- assembler 720, 724
- assembler-aritmetika 725
- asszociatív memória 706
- astabil multivibrátor 586
- aszimmetrikus
- árnyékolt 801
- — mérőműszer 801
- — mérővezeték 801
- mérőerősítő 436
- mérőhálózat 798, 799
- mérőműszer 797, 801
- mérővezeték 797, 801
- aszimptotikus tulajdonságok 178
- aszinkron átvitel 647, 678
- atomóra 860
- automata
- , Mealy- 598
- , Moore- 598
- , véges 598
- automatikus
- méréshatárérték 595
- mérőrendszer 609
- nullázás 596
- azonos idejű (l.: valós idejű)
- állandómágnesű műszer 554, 805, 832
- állapotátmenet mátrix 123
- állapotegyenlet 122
- állapotregiszter 704
- állapotszó 703, 714
- állapotváltozó 121
- becslése 277
- általánosított imittancia konverter 510
- áram—feszültség átalakítás 445, 810, 811, 1056
- áramkomparátor 819, 1051
- érzékenysége 1054
- hibái 1051
- áramkompenzátor 819
- árammérleg 789
- áramváltó 857
- áramvezérelt
- áramgenerátor 445
- feszültséggenerátor 445
- árnyékolás 451, 799, 801, 1031, 1052
- átalakítási idő 466
- átalakító
- , analóg—digitális (A/D) 434, 462, 634
- , áram kimenetű D/A 479
- , bipoláris kimenetű D/A 479
- , digitális—analóg (D/A) 434, 478, 521, 634
- , feszültség—idő 474
- , fűrészgenerátoros A/D 473
- , követő A/D 469
- , közvetett
- —, A/D 473
- —, D/A 486
- , közvetlen
- —, A/D 467
- —, D/A 481
- , létrahálózatos D/A 483
- , párhuzamos A/D 470
- , soros-párhuzamos A/D 471
- , sorozatos közelítéses A/D 469
- , súlyozott ellenálláshálózatos D/A 481, 485
- , számláló A/D 468
- , szintkiválasztós D/A 481
- , szorzó típusú D/A 479, 521
- , töltéskiegymértékes A/D 476
- , unipoláris kimenetű D/A 479
- áthadás 459, 533
- , kapacitás 416
- áthadási hiba 461
- áthidalt T kapcsolás 507, 1065
- átlagolás 290, 296, 914, 930
- átviteli függvénye 113, 297
- , egyszerű 914
- , exponenciális 295, 926, 928
- , ideális 114, 293
- , mozgó 295, 928, 930
- , rekurzív 224, 296, 925
- torzítása 300, 926
- varianciája 302, 307, 923, 928
- átlagos
- négyzetes eltérés 179
- — érték 931
- — hiba 173, 177, 189
- — — alsó korlátja 181

átlapolt feldolgozás 627, 995
 átmeneti függvény 111, 497, 1002, 1003
 átmeneti tár (scratch pad) 707
 átvitelbit 701, 703
 átviteli
 — függvény 110, 1002, 1010
 — — átlagolás 297
 — hiba 435, 458, 492
 — —, dinamikus 435, 438, 439
 — —, statikus 435

B

Banach-tér 166
 bar graph indicator 561
 Bartlett-
 — ablak 933, 942, 954, 955, 986, 994
 — módszer 995
 batch feldolgozás (l.: kötegelt feldolgozás)
 Bayes-
 — becslés 174, 254
 — — Gauss-eloszlások mellett 192
 — —, nemrekurzív 182, 185, 192
 — —, rekurzív 182, 197
 — — tulajdonságai 189
 — döntés 174, 237, 248
 — —, bináris 237
 — —, szekvenciális 246
 — —, többhipotézises 244
 — szabály 184, 197
 — tétel 147
 bázis 87, 166
 —, ortonormált 88
 —, reciprok 87
 BCD kód 421, 428, 464, 480
 beállási idő 436, 440, 460, 474, 481, 496, 553
 becslés 172, 185
 —, Bayes- 174, 254
 —, elégséges 177
 —, Gauss—Markov 200, 204, 285
 —, hatásos 177
 —, konzisztens 178
 —, legkisebb átlagos négyzetes hibájú 174, 193, 256
 —, legkisebb négyzetes hibájú 174, 208, 211, 215, 217, 254
 — — —, lineáris 174, 256, 259, 270, 288
 —, maximum a posteriori (MAP) 187, 193, 201
 —, maximum likelihood 200, 203, 254, 285
 —, minimális átlagos abszolút hibájú 187
 —, minimális varianciájú 174
 —, minősítése 174, 177, 179, 181, 189, 202
 —, nemrekurzív 256
 —, szekvenciális 178
 —, torzítatlan 176
 becsléelmélet 24, 171, 391
 befolyásoló mennyiségek 341
 — —, névleges működési tartomány 342
 — —, referencia feltételek 341
 — —, szállítási és tárolási tartomány 342
 belépő jel 57

belső vezérlés 396
 belső szorzat 83, 103, 166
 — tér 166, 255
 — esemény 753
 bemeneti jellemzők 406, 441, 453
 Bessel-egyenlőtlenség 92
 BIFET 404, 452
 bikvadratikus alaptag 506
 bilineáris
 — leképzés 102
 — z-transzformáció 500
 billegési hiba 549
 binomiális eloszlás 922, 937, 944
 bipoláris
 — félvezető 707
 — integrált áramkör 404, 425
 — jel 464
 — memóriák 708
 — tranzisztor 406, 412, 418
 bit 650, 705
 bit-orientált vezérlési eljárás 688
 bit-slice 516
 Bode-diagram 112, 1004
 bottom-up tervezés 381
 British Standard Interface (BSI) 665
 Brown-mozgás 79
 BSC (Binary Synchronous Commun) 687
 BSFA 1000
 BSI (British Standard Interface) 665
 buborékmemória 706
 busz (sin) 594, 693, 717
 Butterworth-szűrő 499
 byte 705, 743

C

CAMAC rendszer 619, 670
 Carey—Foster-híd 1082
 Cauchy-sorozat 92, 164
 Cayley—Hamilton-tétel 160
 CCD 428, 430
 —, Fourier-transzformátor 980
 —, késleltető 933
 —, korrelátor 934
 CCITT X. 25 protokoll 689
 centralizált
 — intelligencia 694
 — rendszer 630
 centrális határeloszlás tétel 153
 céiprocesszor 635
 chi (négyzet) eloszlás 317, 957, 1011
 chirp
 — függvény 980
 — z-transzformáció 980, 981
 ciklikus adatábrázolás 747
 — kód 657
 ciklus 737
 ciklusidő, memóriáé 705, 708
 cirkuláris
 — konvolúció 942, 978
 — korreláció 941, 979
 — tároló 768

cím szerinti keresés 750
 címmező 719
 címregiszter 704
 címzés 722
 címzési
 — mód 718
 — módszer 722
 CMOS 404, 427
 — analóg kapcsoló 418, 457
 — áramkörrendszer 425
 COBEGIN-COEND szerkezet 757, 761
 compiler 724
 CPU (l.: központi feldolgozó egység) 701,
 703, 705, 713, 717
 Cramer—Rao korlát 179, 205

Cs

csak olvasható memória (ROM) 430, 517,
 603, 695, 706
 csatorna 394, 637, 652, 685
 —, analóg 637
 —, digitális 637
 — kapacitás 653
 — karakterisztika 173, 237
 Csebisev-
 — egyenlőtlenség 151
 — módszer 588
 — polinom 106
 — szűrő 499
 csillag elrendezés 594, 644
 csoportképzéskészlet-karakterisztika 1004
 csúcsetektor 844, 970, 1006
 csúcsegyenirányító 840
 —, aktív 844
 —, párhuzamos diódás 842
 —, párhuzamos soros diódás 843
 —, soros diódás 840
 csúcserők 830
 — mérése 840
 csúcshiba 549
 csúcstényező 831
 custom IC 423

D

D/A átalakító 434, 478, 521, 634, 711, 823
 — —, áram kimenetű 479
 — —, bipoláris kimenetű 479
 — —, közvetett 486
 — —, közvetlen 481, 481
 — —, létrahálózatos 483
 — —, súlyozott ellenálláshálózatos 481, 485
 — —, szintkiválasztós 481
 — —, szorzótípusú 479, 521
 — —, unipoláris kimenetű 479
 daisy-chain 716
 Darlington kapcsolás 415
 DC erősítő, chopper-stabilizált 808
 decentralizált rendszer 630
 dedikált rendszer 375, 623

dekompenzáció 387
 dekompozíció 363
 —, funkcionális 363
 —, rendszeré 359, 394
 dekonvolúció 1007
 dekódoló 429
 demodulátor 454
 —, AM 543, 1063
 —, FM 543
 Deprez-műszer 393, 554, 805, 832
 derékszögű komplex kompenzátor 853
 destruktív memória 706
 determinisztikus 396
 differenciaerősítő 447, 807
 differenciáló áramkör 494
 digitális
 — csatorna 637
 — egyenfeszültségmérő 821
 — Fourier-analizátor 986, 1010
 — időintervallummérő 822
 — jelelőgztetés 913
 — korrelátor 373
 — mérőrendszer 622
 — oszcilloszkóp 911
 — számítógép 698
 — szűrő 488, 497, 504, 515
 — voitmérő 826
 digitális—analóg átalakító (D/A átalakító)
 434, 478, 521
 dinamikus
 — átviteli hiba 435, 438, 439
 — mérési hiba 341
 — rendszermodell 50, 108
 — tárl 705
 — tárolócella 431
 Dirac-függvény 100
 direkt Fourier-transzformáció 941, 953
 direktíva 725
 diszkrét
 — forrás 650
 — Fourier-transzformált 974
 — Fourier-transzformáció (DFT) 973
 — rendszermodell 49
 — sztochasztikus folyamat 72
 — Wiener-szűrő 262
 Dither 915, 986
 DMA (l.: közvetlen memóriáhozáférés)
 704, 711
 dokumentálás 697
 domináns fogalom 361
 döntés
 —, Bayes- 174, 237, 248
 —, bináris 236
 —, maximum a posteriori (MAP) 239
 —, maximum likelihood (ML) 248
 —, minimax 174, 247
 —, minősítése 174, 235
 —, Neyman—Pearson 174, 249
 —, szekvenciális 246, 251
 döntésselmélet 24, 171, 235, 391
 döntési
 — fa 360
 — karakterisztika 252

döntési költség 235, 237, 244
 — küszöbérték 236
 — szabály 172
 — tartományok 238
 drift 808, 968
 dual-slope A/D átalakító 473, 475, 825, 1064, 1069
 Duhamel-integrál 111
 duplex kapcsolat 648
 durva kvantáló 917, 1015

E

effektívérték 830
 — — képzők 837
 — — mérése 837
 egész (integer) 739
 egyenáram mérése 797, 805
 — — analóg elektronikus eszközökkel 810
 — — kompenzátorral 818
 egyenáramforrás 567
 egyenértékű fehér zaj 908
 egyenfeszültségforrás 566
 —, műveleti erősítés 567
 egyenfeszültség átlagértékmérő 804, 825, 832
 egyenfeszültség mérése 797
 — analóg elektronikus eszközökkel 807
 — kompenzátorral 813
 — digitális műszerrel 821
 egyenfeszültségmérő
 —, digitális 821
 —, integráló típusú 804
 —, pillanatértékmérő 803
 egyenirányító 525
 — csúcs 840
 —, egyutas 832
 —, fázisérzékeny 849, 1044, 1063
 —, kétutas 834
 egyszerű középérték 830
 — — mérése 832, 914, 928
 egyszintű megszakítási rendszer 715
 ekvivalens sávzélesség 909, 916, 1010
 ekvivokáció (többértelműség) 623, 653
 elektrodinamikus műszer 555, 806, 887
 elektromechanikus műszer 548
 elektrométer-erősítő 811
 elektronikus
 — áramösszehasonlító 1056
 — feszültségáram-képző 1057
 elektrosztatikus műszer 559
 elemi
 — adat 738
 — algoritmus 735, 737
 elégséges statisztika 177, 240, 242
 eljárásorientált tervezési stratégia 375
 ellenállás etalon 790
 elliptikus
 — alaptag 508
 — szűrő 499
 eloszlásfüggvény
 —, együttes 69, 148

eloszlásfüggvény, feltételes 149
 — -mérés 944
 elosztott
 — intelligencia 630, 695
 — intelligenciájú rendszer 694
 előjelszorzó 940
 előtétellenállás 805
 előtörzítés 503
 eltolott nullapontú bináris számábrázolás 464
 empirikus
 — hibaszámítás 343
 — szórás 319
 energetikai spektrum 947
 energia 884
 energiafolyam 365, 391
 energiaspektrum 55
 energiasűrűség-spektrum 947, 953
 entrópia 650
 EPROM 432
 Epstein-készülék 904
 erősítési hiba 435, 437, 453, 466, 480
 erősítő
 —, exponenciális 530, 838
 —, invertáló 437, 445
 —, követő 444
 —, kvázilineáris 576
 —, logaritmikus 526
 —, mérő 434, 447
 —, műveleti 402, 448, 485, 503, 519, 523, 537, 584
 —, neminvertáló 437
 —, szigetelt bemenetű 453
 —, vívőfrekvenciás 808, 811
 — zaja 436
 erőforrás 753, 760, 768, 772, 774
 esemény 146, 752
 — sűrűség-statisztika 947
 — tér 68, 146
 — vezéreltség 752
 etalon 788
 euklideszi távolság 83
 exponenciális erősítő 530, 838
 értelmező program 724
 érzéksalódás 1020
 érzékelés 386
 érzékenységi 500, 501, 506, 553, 1038, 1054
 érzéketlenségi sáv 1038

F

fa elrendezés 645
 faktoranalízis 103
 faktORIZÁCIÓ 978
 fan-out 424
 Fast Fourier Transform (FFT) 974
 fázis
 — detektor 881, 1005, 1063
 — érzékeny 852, 1044, 1063
 — feltétel 574, 576, 1037
 — helyzet, véletlen 952
 — hiba 435, 440, 493, 502
 — idő 859, 879

- fázis-karakterisztika 1004
- moduláció 685
- szög 879
- tartalék 439
- zárt hurok 543, 863, 968, 1005
- fehér
 - zaj 80
 - —, közelítő 1008
 - doboz 31
- fehérítő szűrő 266
- fekete doboz 31
- felbontóképesség 466, 480, 877, 998
- feldolgozó modul 776, 778
- felejtő
 - átlagolás 926
 - —, exponenciális ablak 219
 - — —, négyszögletes ablak 221
- felfüggesztett állapot 753
- felharmonikus keverés 965
- felhasználói
 - áramkör 423
 - program 699
- feltételes fordítás 726
- felületesztő alaptag 506
- felületi akusztikus hullámú eszköz 934, 981
- felülről lefelé való tervezés 738
- ferritgyűrűs memória 705, 708
- ferromágneses anyag 901
- feszültség—idő átalakító 474, 822
- feszültségétalon 791, 793
- feszültségstabilizátor 571
 - , kapcsolóüzemű 571
 - , soros tranzistoros 569
- feszültségforrás, földelt 797
- feszültséggenerátor
 - , áramvezérelt 445
 - , feszültségvezérelt 444
- feszültségkompenzátor 813
- feszültségutánhúzás 451, 1041
- feszültségváltó 857
- feszültségvezérelt
 - áramgenerátor 445
 - feszültséggenerátor 444
- Feussner-kompenzátor 815
- félhullámú középérték 931
- félvezetős memória 429, 706, 708
- fénydiódás kijelző 560
- fényelem 413
- FFT 974
- FIFO (l.: sor) 746, 761, 768, 772
- fiú 748
- FIR szűrő 514
- Fisher-információs mátrix 181, 205
- fixpontos aritmetika 1000
- Flat top ablak 992
- flicker-zaj 444, 966
- fluxmérő 555, 896
- fluxus 894
- FM demodulátor 543
- folyadékkristályos kijelző LCD 560
- folyamat 753, 755, 769, 774
 - ábra 367
- folyamat deklaráció 758
 - , párhuzamos 756
 - periféria 709, 711
 - , szekvenciális 755
- folyamatos monitorozás 912
- Food-híd 1048
- fordítóprogram 724
- FORK-JOIN szerkezet 756
- formatényező 831
- formális nyelvek 362
- forrásprogram 724
- foto-
 - dióda 413
 - ellenállás 413
 - tranzisztor 414
- Fourier-
 - analízatorok 973
 - együttható 52, 55
 - sor 52, 55
- Fourier-transzformáció 55, 98
 - , direkt 941, 953
 - , diszkrét 61
 - , gyors 974
- Fourier-transzformátor 778
 - , felületi akusztikus hullámú (SAW) 981
 - , optikai 983
 - , számítógépes 976
 - , töltéscsatolt (CCD) 980
- főkomponens analízis 103
- főtár (operatív memória) 694, 701, 707
- frekvencia
 - -diszkriminátor 873
 - — multiplex eljárás 682
 - -etalon 859, 860
 - -felbontás 998, 1015
 - -ingadozás, relatív 859
 - -kompenzálás 409, 438, 524, 546
 - konverter heterodin 869
 - -lököt 542, 965
 - -mérő 599
 - -moduláció 684
 - -modulátor 541
 - -spektrum 831
 - -stabilitás 574, 582, 859, 968
 - -stabilitási tényező 574
 - -szintetizátor 863
- torzítás 1000
- transzformáció 910
- transzponálási arány 967
- frequency warping 1000
- funkcionál, lineáris 88, 96, 168
- funkcionális
 - dekompozíció 363
 - egység 393, 395
 - elem 774, 777
 - modell 27
 - nyelv 365
- futásiidő-karakterisztika 497, 1004
- fűtatórendszer 762
- fűrészfeszültség-generátor 583
- függvényrendszer
 - , Haar-féle 95
 - , komplex exponenciális 93

függvényrendszer, ortogonális 52, 106

—, polinom 93

—, Rademacher-féle 95

—, teljes ortonormált 91

G

galvanométer 555, 809

Gauss-eloszlás 154, 591

Gauss—Markov-becslés tulajdonságai 174,
200, 204, 205, 213, 285, 288, 309

gázkisüléssel kijelző 560

generátorpolinom 657

GIC 510

glitch 481

Glynné-híd 1078

Graetz kapcsolás 834

Gram—Schmidt eljárás 88, 167, 272

Gy

gyors Fourier-transzformáció (FFT) 974

gyorstár (cache) 707

gyűrűmodulátoros korrelátor 145, 939

H

Haar-féle függvényrendszer 95

hagymahéj-modell 645

haladóhullámú eltérítés 563

Hall-szonda 812, 891, 897

Hamming-távolság 656

handshaking folyamat 669

hangolt szűrős analízátor 961

Hann-ablak (Hanning-ablak) 989

hardware-prioritás 716

harmonikus összetevő 885

hasonlósági

— kritérium 33, 39, 173

— transzformáció 129

határfrekvencia 435, 439

hatásos teljesítmény 884

Hay-híd 1071

hálózatanalízátor 1004, 1010

hálózati tápegység 568

hálózatjellemző 1023

— függvények 1002

hányadosmérés 536, 1003, 1063

három voltmérős módszer 886, 1070

háromszög-egyenlőtlenség 167

háromvezeték mérése 1031

hátérték 707, 709

HDLC (High Level Data Link Control) 688

Hermite-függvény 95

Hermite-polinom 94, 106

heterodin

— analízátor 962

— frekvenciakonverter 869

hétsegmenses kijelző 559

hiba

—, átlagos 173

—, négyzetes 176

—, átviteli 435, 458, 492

—, feltételes átlagos négyzetes 181

—, kvantálási 466

—, linearitási 435, 438

—, négyzetes 173

hibafelület 533

hibajavító kódolás 657

hibajelző kódolás 656

hibaszámítás

—, analitikus 343

—, empirikus 343

—, hibaterjedés 343

hibrid

— függvényátalakító 521

— mérőrendszer 623

High Level Data Link Control (HDLC) 688

Hilbert-transzformáció 98

Hilbert-tér 96, 167, 259

—, konjugált 169

Hill-híd 1047

hipotézis

—, egyszerű 321

—, kritikus tartomány 322

—, összetett 321

—, tesztelés 235

hiszterézisvesztesség 906

hiszterézis komparátor 547, 586

híd kapcsolású kompenzátor 814, 815, 817

híd, varactor-diódás 811

hidattétel 1039

hozzáférési

— gráf 755

— idő 430, 432, 705, 708

hőelem 839, 890

hőmérsékleti feszültségsdrift 407

HP-IEC rendszer 674

hullámforma generátor 585

hurok elrendezés 644

hurokerősítés 408, 437, 451, 528, 575

I

I/O utasítás 713

I/O vezérlő 712

ideális műveleti erősítő 404

—, sávszűrő 950

identifikáció 24, 31

identifikálhatóság mátrix 134

identifikálható rendszer 133

idő-multiplex eljárás 682

időállandó 296, 1025

időetalon 860

időfüggvény mérése 846

időintervallum 858

— — statisztika 946

időintervallummérő, digitális 822

időosztásos

— feldolgozás 698

— rendszer 747

időosztásos szorzó (TDM) 534, 892
 időzíti bizonytalanság 986
 időzítő elem 428
 IEC-busz 608, 634
 IIR szűrő 514
 illeszkedési próba 324
 illesztett szűrő 197, 242
 illesztő kódolás 654
 illesztőegység (interfész) 711
 impedancia 1023
 — helyettesítőképe 1025
 —, komplex 1024
 —, operátoros 1024
 incidenciamátrix 978
 indexelt címzés 722
 indexregiszter 701, 721
 indirekt
 — analízátorok 973
 — címzés 722
 — korrelációbecsítés 941
 indukció 894
 —, logikai módszer 357
 indukciós műszer 559, 805
 induktivitás-szimuláció 510
 induktív
 — áramkomparátor 1051
 — osztó 856, 1045
 információátviteli karakterisztika 170
 információfeldolgozó 387, 392, 394, 395
 információfolyam 365, 392
 információforrás 650
 információ
 — csatorna 652
 — kapcsolat 616, 637
 inkrementális fordító 724
 instacionaritás 963
 integráltranszformáció 98
 integrátor 476, 491, 584
 intelligens mérőkészülék 620
 interfész 421, 428, 711
 interpoláció 1013
 interpolációs módszer 877
 interpreter 724
 invertáló
 — alapkapcsolás 436
 — erősítő 437, 444, 445
 iteratív mérési eljárás 908
 írási/olvasási ciklusidő 708
 írható-olvasható félvezetős tár (RAM) 430, 431, 706

J

Jacobi-polinom 95
 jel—zaj viszony 496, 752
 jelanalizátor 908
 jelanalízis 1012
 jelátviteli csatorna 37, 171, 209
 jelátvivő 394, 401
 jelfeldolgozó 401
 jelgenerátor 402

jelmodell
 —, determinisztikus 47, 50
 —, diszkrét 48, 59
 —, folytonos 48
 —, időben folytonos 51
 —, kváziperiodikus 54
 —, sávkorlátozott 101
 —, sztochasztikus 47, 51, 102
 —, tranzienst 54
 jelterjedési idő 425
 jeltér 44, 82
 jitter 461
 Josephson-effektus 793

K

Kalman-erősítés 280
 Kalman-prediktor
 — — blokkvázlata 281
 — —, egylépéses 278
 — — korrelált zajok mellett 282
 — —, többlépéses 281
 Kalman-szűrő 276, 285
 —, jóslás 277
 —, simítás 277, 285
 —, szűrés 277, 283
 kapacitív osztó 856
 kapcsolati diagram 368
 kapcsolási érzékenység 1039
 kapcsolóbüzemű
 — keverő 964
 — stabilizátor 571
 kapuáramkör 428
 karakter-orientált vezérlési eljárások 687
 karakterisztikus egyenlet 130
 Karhunen—Loève-transzformáció 103
 kaszkád
 —, FFT 977
 —, kompenzátor 814, 815, 816
 katód sugárcső 561, 564
 kazettás tár 710
 kerekítés 1000
 kerekítési zaj 504
 kereső eljárások 225, 229
 —, gradiens 225
 —, kimerítő (teljes) 229
 keresz-teljesítménysűrűség spektrum 947
 keresztezési frekvencia 412
 keresztspektrum 1008
 keresztkerceses hányadosmérő 1067
 keskenysávú zaj 442
 —, sztochasztikus 229, 230
 kettes komplementű bináris számábrázolás 464
 kettős
 — merevedésgű aránymérő 1064, 1069
 — puffereles 480
 — T kapcsolat 507, 1065
 kettős végű sor 746, 747
 keverés 863, 962
 keverő 538
 kevert tervezési stratégia 378

- kezdőfázis 879
 képfeldolgozás 985
 késleltetés megvalósítása 933
 kétutas egyenirányító 834, 835
 kétvezetékes mérés 1028
 ki- és beviteli rendszer 711
 Kiefer—Wolfowitz-algoritmus 231
 kiegyenlítési trajektória 1043
 kijelző
 —, fénydiódás 560
 —, fénycső 561
 —, fluoreszcens 560
 —, gázkisüléses 560
 —, hétszegmenses 559
 —, LCD folyadékkristályos 560
 kimeneti modul 776, 778
 kiterítónyomaték 548, 554, 556, 558
 kitöltési tényező 1004
 kivezérlési határfrekvencia 410, 435, 440, 526, 533
 kísérlet 146
 —, aktív 31
 —, passzív 31
 —, tervezés 33
 koercitív erő 901, 906
 koherenciafüggvény 78, 120, 1010, 1011
 koincidenciaintervallum (megbízhatósági szint) 339
 koincidenciaspektrum 76, 1009
 kommunikációs rendszer 378, 380
 komparálási
 — hiba 545, 868
 — szint 465
 komparátor 467, 469, 476, 487, 544, 584
 —, hiszterézises 547, 586
 kompenzációs árammérés 818
 kompenzátor 809
 —, automatikus 814, 818
 —, Feussner- 815
 —, híd kapcsolású 814, 815, 817
 —, kaszkád 814, 815, 816
 —, kézi kiegyenlítésű 814
 —, precíziós 814, 820
 —, Raps- 815
 —, soros 814
 —, technikai 814, 815, 817
 kompenzográf 847
 komplex
 — admittancia 1024
 — amplitúdó 1023
 — demoduláció 1000
 — generátor 1041
 — impedancia 1024
 — keverés 998
 koncentrátor 682
 konfidenciaintervallum 309, 1019
 —, független megfigyelések középértéke 319
 —, független megfigyelések varianciája 317
 konfidencia-spektrum 1009
 konvergencia
 —, 1 valószínűséggel 153
 —, átlagos négyzetes 153
 —, metrikus térben 164
 konvergencia, sztochasztikus 153
 konvergenciaszög 226, 1044
 konvergeneciavektor 1043
 konvolúció 100
 —, cirkuláris 942, 978
 —, integrál 111
 —, szumma 112
 korrelációfüggvény 118, 292
 — mérése 151, 931, 941
 — normalizált 72
 korrelációs
 — együttható 938
 — méréstechnika 120, 215
 korrelátor
 —, CCD 934
 —, digitális 373
 —, gyűrűmodulátoros 145, 939
 —, ortogonális 1004
 —, polaritás koincidencia 145, 925, 936
 korutín 771
 kódolás 654, 656
 kölcsönhatás 29, 45, 47
 kölcsönös kizárás 754, 758, 759, 764, 772
 költségfüggvény 184, 185, 186, 224
 — megválasztása 188
 —, négyzetes 186
 körforgó tároló 768
 kötegelte feldolgozás 628, 679, 717
 kötött idejű feldolgozás 698
 követő
 — erősítő 444
 — generátor 968, 1007
 követő-tartó 460
 közelítő fehér zaj 1008
 középérték
 —, abszolút 830, 931
 —, egyszerű 830
 —, négyzetes 830
 középértékmérés 832, 914, 921
 középfrekvencia 965
 közös feszültségelnyomási tényező 410, 438, 447, 453
 közös erőforrás 760, 768, 772, 774
 közösjelelnyomás 447, 798, 800, 1062
 központi feldolgozó, CPU 694, 698, 701
 központi határelosztás tétele 291
 közvetett frekvenciaátalakítás 863
 közvetlen
 — címzés 723
 — elérési memória 706
 — frekvenciaátalakítás 862
 — memóriahozzáférés (DMA) 704, 711, 717
 kristály oszcillátor 580
 kristálysűrű 968
 kritikus szakasz 759
 külső esemény 753
 — vezérlés 396
 kvadratikuss
 — ablak 997
 — simítás 994
 — szorzó 533
 kvadrátúraspektrum 76, 1009
 kvantálás 142, 462, 504, 918, 986, 1015

kvantálás, elsőrendű 142
 —, másodrendű 143
 kvantálási
 — hiba 466, 918, 986, 1015
 — tétel 1015
 — torzítás 918, 986
 — zaj 987
 kvarcoszcillátor 581, 862

L

L(négyzet) tér 85, 89
 laboratóriumi mérőrendszer 629
 Lagrange-multiplikátor 104
 Laguerre-függvény 93, 94
 — polinom 93
 Laplace-transzformáció 55, 64, 110, 119,
 124, 129
 — —, egyoldalas 57
 — —, kétoldalas 58
 lavinadióda 590
 lágyvasas műszer 558
 lánc-szervezés 594
 láncolt ábrázolás 744, 747
 látszólagos teljesítmény 885
 LCD folyadékkristályos kijelző 560
 lebegő
 — feszültségforrás 798
 — kapcsoló 417, 418
 — mérőműszer 801
 LED 415, 429, 464
 Legendre-polinom 106
 legmeredekebb lejtő módszere 227, 232
 lepke 976
 letapogató rendszerű analízátor 960
 lépésenkénti
 — elemzés 356
 — finomítás 738
 létrahálózat 483
 likelihood
 — arány-teszt 239, 249
 — egyenlet 200, 206
 — függvény 200
 limiter 522
 linearitási hiba 435, 438, 453, 466, 532, 584
 lineáris
 — adatszerkezet 746
 — keresés 749
 — regresszió 329, 333
 — simítás 994
 — szűrés 24
 — tér 83, 165
 — torzítás 686
 lista 746
 literális címzés 723
 logaritmikus
 — erősítő 526, 838, 1005
 — frekvencialepték 1090
 — keresés 749
 — kifejezés 970
 — középérték 971

logikai
 — áramkörök 421
 — csatorna 637
 loop network 644
 LSB 464
 LSI áramkör 422, 605, 610, 712, 731

M

magasszintű programozási nyelv 724, 730,
 765
 magfüggvény 98
 magnetométer 899
 makroassembler 726, 764
 maradékfeszültség 416
 MASTER 668
 Maxwell-egyenlet 895
 Maxwell—Wien-híd 1070
 mágneses
 — feszültség 894
 — térerősség 894
 mágnesezési görbe 902
 mágneslemeztár 705, 710
 mágnesszalag 706, 749
 mágnesszalagos jelrögzítő 912
 másodfokú alaptagok 515
 mátrix 156
 — függvényei 158, 159
 — típusai 157, 160, 162
 — tulajdonságai 157
 mátrix inverziós lemez 164, 192, 260, 276
 mátrix-busz 701
 Mealy-automata 598
 meddő teljesítmény 884
 megbízhatóság 623, 631, 764
 megfigyelés 33, 34
 —, korrelálatlan 304
 —, korrelált 305
 —, ortogonális szekvencia 271
 megfigyelési egyenlet 122
 megfigyelhetőségi mátrix 193
 megjelenítő 394, 402, 846
 megszakítás rutin 705
 megszakítási rendszer 703, 716, 717, 762, 773
 memória 428, 698, 705
 —, címregiszter 701
 —, interfész 700, 703
 memóriába ágyazott címzés 713
 metrikus tér 83, 164
 —, széparábilis 165
 metrológia 17
 mérendő
 — jellemző 171, 173
 — objektum 385
 — rendszer 171
 mérés
 mérés 25, 34
 —, jel- és rendszerelméleti aspektus 37
 —, metrológiai aspektus 37
 —, szimbólum leképezés 36
 —, viszony kifejezés 36
 mérésautomatizálás 616, 624

- mérésáthár-kiterjesztés 805
mérésí
— adatfeldolgozás 24
— eredmény 35, 385
— folyamat 34, 171
mérésí eljárás 37, 170, 174, 385, 615
— —, determinisztikus 42
— —, diszkrét idejű 42
— —, explicit 40
— —, folytonos idejű 42
— —, implicit 40
— —, lineáris 253
— —, nemparametrikus 43
— —, parametrikus 42
— —, sztochasztikus 42
— —, tervezése 171
mérésí hiba 35, 1027
—, abszolút 340
—, dinamikus 341
—, frekvenciafüggése 1028
—, relatív 340
—, rendszeres 341
—, véletlen 341
méréstechnika 17
mérőerősítő 435, 443, 447, 463
—, belső áramvisszacsatolású 452
—, integrált 452
—, programozható erősítésű 451
—, szigetelt bemenetű 453
— zaja 442
mérőeszköz 37, 387
mérőfej 807
mérőhálózat 387, 394, 797, 801
—, aszimmetrikus 798, 799
—, szimmetrikus 798
— tervezése 391
— zavarérzékenysége 799
mérőhidak 227, 1037, 1045, 1051
mérőkészülék 388, 393, 401, 634
mérőműszer 388, 401, 634
—, aszimmetrikus 797, 801
—, lebegő bemenetű 798
—, programozható 634
—, reprodukálóképesség 342
mérőrendszer 389, 392, 401, 594, 614, 620
— tervezése 638
mérőtranszformátor 888
mérővezeték 797, 801, 1028
mérték 788
mértékegység 36
mértékrendszer 36
mikro
— program 703, 707
— programozás 602
— programozott vezérlőegység 599, 602
— számítógép 705, 713
— utasítás 602, 703
— vezérlő 428, 607, 610
mikroprocesszor 428, 605, 620, 705
mikroprocesszoros 913
— adatgyűjtő 913
— vezérlőegység 599, 605
minimális realizáció 129
mintavevő áramkörök 434, 456, 460, 596
mintavételes középértékmérés varianciája 923
mintavételezés 462, 821
mintavételezési
— frekvencia 467, 939, 1015
— törvény 998, 1013
mintavételező
— oszcilloszkóp 910
— szűrő 512
mintavételi tételek 67, 82, 942, 998, 1013
mnemonik 714, 725
modell 26
—, előzetes 30, 33, 39
—, fizikai 27
—, funkcionális 27
—, jóság 26, 34
—, kiértékelés 33
—, matematikai 27, 46
—, nemparametrikus 390
—, osztály 30, 35, 39, 46
—, parametrikus 390
—, paraméterekben lineáris 332
—, struktúra 28
—, szeparáció 29
—, törvények 28
—, végleges 33
modellalkotás 26, 32, 34
—, redukív 31
—, induktív 31
modellezés 23, 26, 32
—, gazdaságosság 30
—, szelekció 29
modellezési hiba 35
modelljavító eljárások
—, determinisztikus 224
—, sztochasztikus 224, 230
modularitás 616
moduláció 683, 962, 998, 1063
modulátor 454
monitor 729, 760
Moore-automata 598
mozaiknyomtató 696
mozgó átlagolás 295, 928
MSB 464
MSI áramkör 422
multiplexer 601, 682
—, analóg 456, 462, 481
munkaponti bemeneti áram 406, 441
munkaterület-mutató (workspace-pointer)
704
munkaterületváltás 705
műszer
—, állandómágnesű 554
—, elektrodinamikus 555, 887
—, elektromechanikus 548
—, elektrosztatikus 559
—, indukciós 559
—, lágyvasas 558
műszerállandó 553
műszertechnika 17
műveleti 570
— erősítő 402, 436, 448, 479, 485, 490, 503,
519, 527, 537, 545, 575, 1062

műveleti erősítő, ideális 404
— — zaja 411, 442
— kód 719

N

nagy egyenáramok mérése 812
negatív
— logika 423
— visszacsatolás 808
nemlineáris torzítás 686
nemrekurzív szűrő 242
Neumann-féle számítógépstruktúra 699
Neyman—Pearson-teszt 323
négyyszög-ablak 989
négyvezeték mérése 1032
normál egyenlet 89, 210, 258, 289
normália 788
normális működési körülmények 31
nóniusz-elv 935
nullahiba 436, 441, 460, 466, 490, 493, 527
nulldetektor 808
nullindikátor erősítők 435, 1038
nullkompenzáció 476, 827
Nyquist-diagram 112

O

off-line
— — feldolgozás 698
— — kapcsolat 624, 695, 709
ofszet 436, 527, 532, 540, 808
— áram 406, 441, 442
— feszültség 406, 441, 453, 545
ohmos osztó 807, 855
oktáv 973
on-line
— — feldolgozás 698
— — kapcsolat 625, 695, 709
operatív memória 694, 701, 707
operációs rendszer 727, 730
operátoros
— admittancia 1024
— impedancia 1024
optikai
— csatoló 415, 453
— Fourier-transzformáció 983
optimális szűrés 261
optimumkritérium 173, 235
ortogonalitás 83
ortogonális
— adatszerkezet 748
— tervezési stratégia 380
oszilláció feltétele 574
oszillátor 573, 577
—, kristály 580
—, LC 542, 578
—, RC 542, 575
—, Wien-hidas 575
oszilloszkóp 846, 909
—, digitális 911

oszilloszkóp, mintavételező 910
—, tárolócsöves 910
—, véletlenszerűen mintavételező 910
osztó
—, induktív 856
—, kapacitív 856
—, nagyfeszültségű 807
—, ohmos 855
órajel 468, 474, 583
önhitelesítés 827
örvényáramú veszteség 906
összetett algoritmus 735
ötvezeték mérése 1035

P

P-faktor 623
P operáció 758, 761
parallaxis-hiba 550
paraméterbecslés 31
paraméterblokk 769, 774
paritáselemes kód 657
Parseval-tétel 55, 98
párhuzamos 756
— analízator 972
— átvitel 646
— folyamat 753, 756
— iteratív processzor 977
— ohmmérő 1067
PC-bázis 722
PC utasításslámláló 703
periféria 695, 698, 708
periodikus jelek
— átlagteljesítménye 53
— spektruma 52, 951, 956
periodogram 953
periódusidő 829
permeabilitás 894
picket fence effektus 991
piezoelektromos kristály 580, 934, 981
pillanatérték 831
— mérése 803, 846
pipe-line feldolgozás 627, 977
PLA 423
PLL 543, 863, 968, 1005
Poisson-eloszlás 81
polaritás koincidenca korrelátor 145, 925, 936
polár-kompenzátor 854
Poleck-híd 1078
pont-pont kapcsolat 629, 642
pozitív logika 423
pólusérzékenység 506
precíziós kompenzátor 814, 820
preprocesszor 765
pretrigger üzemmód 911
Price-tétel 144
prioritási sorrend 715
prioritációs várakozó sor 770
primszám-transzformáció 980
problémaorientált tervezési stratégia 373
programozási nyelv 724, 755, 764

programozható
 — mérőerősítő 451
 — mérőműszer 634
 programozott átvitel 711, 713, 717
 proton progressziós magnetométer 897
 puffertár 707

R

Rademacher-féle függvényrendszer 95
 Radix 976
 RAM (írható-olvasható félvezetős tár) 430, 431, 706
 random logika 610
 Raps kompenzátor 815
 Rayleigh-eloszlás 970
 RC oszcillátor 542, 575
 real-time (l.: valós idejű) 607
 realizálási nyelv 366, 392
 redundancia 656
 reed jelfogó 457
 regiszter 428, 713
 regisztráló műszer 818, 847
 regresszió
 —, lineáris 329, 333
 —, ortogonális polinomiális 331
 —, polinomiális 330, 335
 regressziós
 — egyenes 328
 — felület 328
 — görbe 327
 — sík 328
 regressziószámítás 325
 rekord 740, 746, 748
 relatív
 — címzés 722
 — frekvenciaingadozás 859
 — gyakoriság 944
 — hiba 552
 — permeabilitás 895
 Relay-korrelátor 939
 remanencia 901, 906
 rendszer 45, 353, 615
 — állapot 46
 — átmeneti függvény 111
 — átviteli függvény 110
 — identifikálható 133
 — megfigyelhető 132
 — paraméterek 46
 — stabilis 135
 — struktúra 46
 — súlyfüggvény 110
 — szimuláció 140
 — vezérelhető 131
 rendszeres hiba 396
 rendszermodell
 —, determinisztikus 48
 —, dinamikus 50
 —, diszkrét 49
 —, elosztott paraméterű 49, 117
 —, folytonos 49
 —, homomorf 117

—, időinvariáns 49, 110
 —, idővariáns 49, 114
 —, koncentrált paraméterű 49, 110, 114, 115, 122, 125
 —, lineáris 50, 110, 114, 122
 —, nemlineáris 50, 115, 125
 —, statikus 50
 —, sztochasztikus 48
 rendszerprogram 699
 rendszervezérlő 668
 rezgőkondenzátor 811
 rezgőkör 579
 rezgőkristály 580, 581
 rezonancia elv 873
 ring-korrelátor 939
 ring modulátor 540
 Robbins—Monro-algoritmus 231
 Rogowski-tekeres 899
 roll üzemmód 912
 ROM (csak olvasható memória) 430, 517, 603, 695, 706
 RWM 706

S

sampling oszcilloszkóp 910
 SAW konvolútor 934
 sávkorlátozott fehér zaj 909
 sávselektív Fourier-analízis 1000, 1010
 sáv szélesség 925
 sávszűrő 502, 506
 —, ideális 950
 sávszűrős analízis 948
 sávzáró szűrő 502
 SC áramkör 512
 Schering-híd 1042, 1077
 Schmitt-trigger 547
 Schottky-dióda 427
 Schwartz-egyenlőtlenség 86, 167, 180
 SENSE 450
 Shannon
 — első kódolási tétele 654
 — második kódolási tétele 655
 shift-regiszter 591
 SI rendszer 787
 sín
 —, (BUSZ) 594, 608, 693, 717
 —, CAMAC 671
 —, HP-IEC 674
 sínrendszer elrendezés 645
 skalár szorzat 83, 166
 skála 36
 SLAVE 668
 slew-rate 409, 440, 460, 546
 software-in-silicon 731
 software-prioritás 716
 sokcsatornás analízátor 972
 sor 746, 761, 768, 772
 soros
 — átvitel 646
 — FFT 976
 — ohmmérő 1067

söntellenállás, négykapcsú 806
 söntölés 805
 specifikációs nyelv 365, 390
 spektrum
 —, energetikai 947
 — — széthasadása 962
 spektrumanalizátor 960
 SSI áramkör 422
 stack (l.: verem) 716, 722, 746
 star network 644
 START/STOP átvitel 678
 statikus rendszermodell 50
 statikus tár 705
 statisztikai próba 321
 —, egyenletes 323
 — ereje 323
 —, erőfüggvény 322
 —, legerősebb 323
 —, nemparametrikus 321, 324
 —, parametrikus 321
 —, szignifikancia szintje 322
 státuszjel 465
 státuszszó 703, 714
 struktúra 353
 strukturáló
 — aspektus 371, 391
 — objektum 371, 391
 strukturált
 — programozás 360, 726, 732
 — tervezés 355, 357, 361, 381
 Student-eloszlás 319
 supervisor 729
 súrlódási hiba 549
 súlyfüggvény 92, 106, 110, 128, 1002, 1003
 sweeplési sebesség 968

Sz

szakaszonkénti linearizálás 126
 szakaszos integrálás 804
 számítógép 618, 635, 698
 — hierarchikus szintjei 364
 számítógépes gyors Fourier-transzformátor 976
 számláló 428, 864
 szekvenciális
 — ábrázolás 743, 747, 748
 — elérés 706, 710
 — folyamat 755
 — hálózat 597
 szelektív áramkör 848, 873, 1004
 szemafor 758, 761
 szigetelési feszültségnyomási tényező 454
 szimbolikus címzés 725
 szimmetrikus mérővezeték 801
 —, árnyékolt mérővezeték 801
 —, lineáris adatszerkezet 746
 szimplex kapcsolat 648
 szimultán rendszerű analízator 972
 szinkron átvitel 647, 678

szinkronizálás, folyamatoké 455, 753, 754, 758, 762, 771, 773
 szinkronjel 928
 szintézis 357, 381
 szivárgási áram 416
 szorzó 518, 537, 539
 —, analóg 532
 —, impulzusmodulációs 534
 —, kvadrátikus 533
 —, vezérelt áramelosztós 535
 szorzó típusú D/A konverter 521, 1060
 szóhossz 717
 szórás, empirikus 317, 319
 szórt impedanciák 1040
 sztochasztikus approximáció 174, 230
 — kapcsolata a rekurzív becslésekkel 233
 —, Kiefer—Wolfowitz algoritmus 231, 233
 —, Robbins—Monro algoritmus 231
 sztochasztikus folyamat 68
 —, ARMA 139
 —, aszimptotikusan stacionárius 71
 —, autokorrelációja 70
 —, autokovariációja 70
 —, autoregresszív (AR) 138
 —, diszkrét 72
 —, ergodikus 72
 —, erősen stacionárius 71
 —, független növekményű 79
 —, Gauss 69, 77, 143
 —, gyengén stacionárius 71
 —, keresztkorrelációja 70
 —, keresztkovariancia függvénye 71
 —, Markov 69, 78
 —, mintafüggvénye 68
 —, mozgó átlag (MA) 139, 214
 —, nemstacionárius 71
 —, négyzetes középértéke 70
 —, Poisson 79
 —, stacionárius 71
 —, varianciája 70
 —, várható értéke 70
 —, Wiener 79
 sztochasztikus jel 908
 sztochasztikus vizsgálójelek 1007
 sztochasztikus-ergodikus konverter 917, 936
 szubrutin 726, 774
 szuperpozíció 50
 szűrő 496
 —, aktív RC 503, 505
 —, aluláteresztő 804
 —, analóg 497
 —, Butterworth 499
 —, Csebisjev 499
 —, digitális 488, 497, 504, 515
 —, elliptikus 499
 —, IIR 514
 —, kapcsolt kondenzátoros 512
 —, kvázi-digitális 497
 —, mintavételező 512
 —, passzív 504
 —, sávzáró 502
 —, SC 512

T

T-kapcsolások 1065
 tartalom szerinti keresés 750
 tartási hiba 461
 tartó üzemmód 459
 Taylor-sor 126, 951, 983
 tápfeszültség érzékenység 408
 tárgyprogram 724
 tároló (l.: memória)
 tárolócsöves oszcilloszkóp 564, 910
 tárolóelem 428
 távolság
 —, általánosított 83
 —, euklideszi 83
 technikai kompenzátor 814, 815, 817
 technológiai folyamat irányítása 632
 telemechanikai rendszer 393, 629, 661
 telítésgátlás 427
 teljes csatlakozású hálózat 644
 teljesítményspektrum 54, 947
 teljesítménysűrűség-függvény 74, 76
 teljesítménysűrűség-spektrum 947, 953
 teljesítménytényező 884
 terc 973
 termelő-fogyasztó folyamat 772
 termocsatolás 839
 termofeszültség 800
 tervezői nyelv 391
 tesztelés 632
 Thompson—Lampard-féle keresztikondenzátor 791
 Thompson—Kelvin-híd 1068
 tiszta tervezési stratégia 372
 típusdeklaráció 739
 top-down tervezés 381, 737
 torzítás 176, 189, 202, 686
 torzításmérő 1004
 többértelműség 623, 653
 többszintű megszakítási rendszer 715
 töltés ófszet 461
 töltéscsatolt
 — eszközök 933
 — Fourier-transzformátor 980
 töltésvezérelt erősítő 445
 töltőprogram (loader) 724
 tömb 722, 740
 tömbfeldolgozás 977
 tömbvázzlat 367
 töréspontos
 — közelítés 518, 520
 — nemlineáris karakterisztika 520
 tracking generátor 968
 transzfer
 — oszcillátor 870
 — standard 806
 transzformáció pár 98
 transzlátor 724
 transzponáló rendszerű analízátor 962
 tranzienst
 — analízátor 914
 — rekorder 912
 — vizsgálójelek 1002

tranziüfrekvencia 409
 tree network 645
 trigger jel 594, 928
 TTL áramkörök 424, 464
 túláramvédelem 411, 570
 túlsordulásbit (overflow) 701, 703
 túlmintavételezés 1013

U

unipoláris jel 464
 univerzális függvényátalakító 519, 531
 utasításregiszter 703
 utasításszámláló (PC) 703, 719
 utángyorsítás 563
 újramintavételezés 1000
 ütemezési algoritmus 767
 üzemi mérőrendszer 629

V

V—A mérős módszer 1067, 1077
 V operáció 758, 762
 valós idejű (real-time) 607, 751, 762, 764, 766, 773, 985
 — analízátor 985
 — feldolgozás 680, 698, 773, 985
 — rendszer 626, 751, 762, 764, 766
 valószínűség 146
 —, együttes 146
 —, feltételes 147
 valószínűségi sűrűségfüggvény 148
 —, a posteriori 183, 198
 —, a priori 183, 198
 —, együttes 69, 148
 —, feltételes 149, 312
 —, mérése 944
 valószínűségi változó 68, 147
 — centrális momentuma 151
 — feltételes várható értéke 152
 — függetlensége 150
 — függvénye 150
 — karakterisztikus függvénye 69, 152
 — konvergenciája 153
 — kovarianciája 151
 — momentuma 151
 —, ortogonális 151
 — varianciája 150
 — várható értéke 150
 varactor-dióda 811
 vasvesztesség 905
 vágóáramkörök 522
 változó sávszélesség 1000
 várakozási sor 773
 VCO 542, 863, 963
 vektor 156
 —, lineáris kombináció 165
 —, lineárisan független 165
 —, norma 83, 162

vektor, ortogonális sorfejtés 103
vektor-voltmérők 1004
vektorális paraméter 831
vektoros megszakítási rendszer 716
vektorterek 255
verem (stack) 716, 722, 746
verembázisú címzés 722
vetítési tétel 90, 256, 289
vezérelhetőségi mátrix 131
vezérlés 366, 368
—, azonos idejű rendszereké 767, 771
—, általában 358
vezérlési eljárások (adatátvitel) 686
vezérlő 387, 394, 396
—, kötött programú 599
vezérlő modul 776
vezérlőegység 402, 593
—, elágazó programú 600
—, mikroprocesszoros 599, 605
—, mikroprogramozott 599, 602
—, random logikával 599
vezérlőtár 707
védőárnyékolás 798, 799
véges
— automata 598
— állapotú rendszer 597
— mintaregisztrátum-hossz 987
— szóhossz 504, 514
— szóhosszúságú aritmetika 1000
végsőprézi sebesség 961
végparaméter 506
véletlen
— elérés 706, 710
— fázishelyzet 952
— hiba 396
— mérési hiba 341
véletlenszerűen mintavételező oszcilloszkóp 910
videodetektor 969
videoprocesszor 971
videoszűrő 961, 968
villamos egységek bizonytalansága 795
virtuális
— CPU 762
— gép 699, 726
visszatérítő nyomaték 548, 555, 557
vivőfrekvencia 540
VLSI 422, 713, 731
Volterra-sor 115
voltmérő, szelektív 848, 1004
vonalas spektrum 53

W

Wagner-féle segédhíd 1040
watch-dog 669
Wehnelt-henger 561
Welch-módszer 994
Weston-elem 791
Wheatstone-híd 1037, 1042, 1067
Wien-hidas oszcillátor 575
Wien-híd 576
Wiener—Hincsin összefüggés 76
Wiener—Hopf egyenlet 265
Wiener-szűrő 261, 285, 391
—, átviteli karakterisztikája 267
—, becslési hiba 269
—, diszkrét 262
—, folyamatos 261
—, jóslás 265
—, kapcsolata az LMS becsléssel 263
—, kauzális 265
—, nemkauzális 264
—, simítás 265
—, szűrés 265
—, véges memóriájú 263
Winograd—Fourier-transzformáció (WFTA) 978

X

X—Y rekorderek 818, 912

Z

Z-transzformáció 112, 514
—, Chirp 980
—, egyoldalas 64
—, inverz 65
—, kétoldalas 65
zaj 411, 493, 496, 532, 589, 622, 653, 686
zajerősítés 443, 490
zajfeszültség 443, 536
zajgenerátor 589
—, pszeudo-véletlen 590
—, szintetizáló 591
zajhatárfrekvencia 443, 909
zajhozakéveréses középértékmérés 917
zajmodell 987
zajos tranziens jel 929
zajsvészélesség 444, 916
zavarfeszültség 424, 799, 800
zavarvédetség 423
Zener-dióda 566

Tartalomjegyzék

ELSŐ RÉSZ. MÉRÉSELMÉLET

1.	Mérés és modellezés	23
1.1.	Modell és modellezés	23
1.1.1.	A modell fogalma, a modellezés feladata	24
1.1.2.	A modellek típusai	25
1.1.3.	A modellezés alapfogalmai	27
1.1.4.	A modellezés módszerei	29
1.1.5.	A modellalkotás lépései	30
1.2.	A mérés alapfogalmai	31
1.2.1.	A mérés és modellezés kapcsolata	32
1.2.2.	A mérés alapfogalmainak értelmezése	33
1.2.3.	A mérés alapvető aspektusai	35
1.3.	A mérési eljárások jellemzői	36
1.3.1.	A mérési eljárás optimalitása	36
1.3.2.	A mérési eljárások alapstruktúrái	38
1.3.3.	A mérési eljárások típusai	40
2.	Jelek és rendszerek	42
2.1.	Bevezetés	43
2.1.1.	A jel és a rendszer fogalma	43
2.1.2.	Jel- és rendszermodellek	44
2.2.	Jelek alapvető leírási módjai	48
2.2.1.	Időben folytonos jelek leírása	49
2.2.2.	Időben diszkrét jelek leírása	57
2.2.3.	Kapcsolat a diszkrét idejű és a folytonos idejű jelábrázolás között	63
2.2.4.	Sztocasztikus folyamatok leírása	66
2.3.	Jelek ábrázolása jelterekben	80
2.3.1.	A jelterek tulajdonságai	81
2.3.2.	Jelek diszkrét reprezentációja jelterekben	87
2.3.3.	Jelek folytonos reprezentációja jelterekben	96
2.3.4.	A diszkrét és a folytonos jelábrázolás kapcsolata	97
2.3.5.	A jelterek felépítése sztochasztikus jelek esetén	100

2.3.6.	Sztochasztikus jelek reprezentációja jelterekben	101
2.4.	A jelábrázolás és a jelfeldolgozás kapcsolata	105
2.5.	Rendszerek alapvető leírási módjai	106
2.5.1.	Leírás a bemenő- és a kimenőjelek közötti közvetlen kapcsolat megadásával	107
2.5.2.	Rendszerek leírása a belső állapotok felhasználásával	119
2.5.3.	A bemenő- és a kimenőjelek közvetlen kapcsolatát megadó, és az állapotegyenleten alapuló leírási módok viszonya	126
2.5.4.	Rendszerek vezérelhetősége, megfigyelhetősége, identifikálhatósága	129
2.5.5.	Rendszerek stabilitása	133
2.5.6.	A jel- és rendszermodellek dualitása	135
2.6.	A jel- és rendszerreprezentációk néhány gyakorlati vonatkozása	138
F. 2.1.	Függelék. Valószínűségelméleti összefoglaló	144
F. 2.2.	Függelék. Mátrixelméleti összefoglaló	154
F. 2.3.	Függelék. A jelterek felépítése	162
3.	Mérési eljárások tervezése	168
3.1.	Bevezetés	169
3.1.1.	A mérési eljárások alapelemei	169
3.1.2.	Hasonlósági kritériumok	171
3.1.3.	A becslési és döntési eljárások rövid áttekintése	172
3.2.	A becslések és döntések minősítése	172
3.2.1.	A becslések és döntések jellemzői	173
3.2.2.	Az átlagos négyzetes hiba alsó korlátja; Cramer—Rao-egyenlőtlenségek	177
3.3.	Bayes-becslők	180
3.3.1.	A Bayes-becslők alapelvei	180
3.3.2.	Nemrekurzív Bayes-becslők	183
3.3.3.	Nemrekurzív Bayes-becslő Gauss-eloszlások mellett	190
3.3.4.	Rekurzív Bayes-becslők	195
3.3.5.	Rekurzív Bayes-becslő Gauss-eloszlások mellett	196
3.4.	Maximum likelihood becslők	198
3.4.1.	A maximum likelihood becslők származtatása	198
3.4.2.	Gauss—Markov-becslő	202
3.5.	Legkisebb négyzetes hibájú becslők	206
3.5.1.	Nemrekurzív legkisebb négyzetes hibájú becslők	207
3.5.2.	Rekurzív legkisebb négyzetes becslés	213
3.5.3.	Idővariáns paraméterek becslése	217
3.6.	Determinisztikus és sztochasztikus iteratív szélsőérték-kereső eljárások	222
3.6.1.	Determinisztikus konvergens eljárások	223
3.6.2.	Sztochasztikus approximáció	228
3.7.	A döntésemélet alapjai	233
3.7.1.	Bayes-döntések	235
3.7.2.	Minimax döntés	245
3.7.3.	Neyman—Pearson-döntés	247
3.7.4.	A döntések minősítése	250
4.	Lineáris mérési eljárások	251
4.1.	Bevezetés	251
4.1.1.	A lineáris becslések típusai	252

4.1.2.	Lineáris becslések és vektorterek	253
4.2.	A legkisebb átlagos négyzetes hibájú nemrekurzív becslők	254
4.2.1.	A becslő származtatása	255
4.2.2.	Wiener-szűrés	259
4.2.3.	A nemkauzális Wiener-szűrő	262
4.2.4.	A kauzális Wiener-szűrő	263
4.2.5.	A becslés hibája	267
4.3.	A legkisebb átlagos négyzetes hibájú rekurzív becslők	268
4.3.1.	A rekurzív becslő általános alakjának származtatása	268
4.3.2.	A rekurzív becslés általános alakja	270
4.3.3.	A Kalman szűrési probléma	274
4.3.4.	Az egy lépéses Kalman-prediktor származtatása	276
4.3.5.	A szűrési probléma	281
4.4.	A Gauss—Markov-becsítő	283
4.4.1.	A vizsgált modell	284
4.4.2.	A becslő származtatása	284
4.5.	A legkisebb négyzetes hibájú lineáris becslő	286
5.	Mérési adatok feldolgozásának alapvető módszerei	288
5.1.	Az átlagolás	288
5.1.1.	Az átlagolás vizsgálatánál használt jelmodell	289
5.1.2.	Az átlagolás típusai	291
5.1.3.	Az átlagolás jelátviteli jellemzői	294
5.1.4.	Az átlagolás torzítási tulajdonságai	298
5.1.5.	Az átlagolás varianciája	300
5.1.6.	Az átlagolás mint optimális becslő	306
5.2.	Konfidenciaintervallumok	307
5.2.1.	A konfidenciaintervallum fogalma	307
5.2.2.	Néhány gyakori becslés konfidenciaintervalluma	313
5.3.	Statisztikai próbák	318
5.3.1.	Parametrikus próbák	319
5.3.2.	Nemparametrikus próbák	322
5.4.	Regressziószámítás	323
5.4.1.	A regressziós probléma modellje	324
5.4.2.	Regressziószámítás teljesen specifikált statisztikai jellemzőknél	325
5.4.3.	Regressziószámítás részben specifikált statisztikai jellemzőknél	327
5.4.4.	Regressziószámítás ismeretlen statisztikai jellemzőknél	330
5.5.	Mérési hibák és hibaszámítás	338
5.5.1.	A mérési hibával kapcsolatos fogalmak	338
5.5.2.	Hibaszámítási módszerek	340

MÁSODIK RÉSZ. A RENDSZERTERVEZÉS ALAPJAI

6.	Komplex rendszerek leírása	19
6.1.	Alapfogalmak	19
6.1.1.	A komplexitás kérdése	19
6.1.2.	A megértés eszközei	21
6.1.3.	Analízis és szintézis	23

6.1.4.	Adatstruktúra és vezérlés	24
6.1.5.	A strukturált megközelítés alapjai	26
6.2.	A nyelvek szerepe	28
6.2.1.	A nyelvekről általában	28
6.2.2.	Funkcionális dekompozíció	29
6.2.3.	Főbb nyelvosztályok	31
6.3.	Absztrakciós stratégiák	36
6.3.1.	Rendszerobjektumok	36
6.3.2.	Strukturáló aspektusok	37
6.3.3.	Tiszta stratégiák	38
6.3.4.	Kevert és ortogonális stratégiák	44
6.4.	Tervezés	47
6.4.1.	A tervezési folyamat jellegzetességei	47
6.4.2.	Szervezeti keretek	49
7.	Mérőeszközök rendszertехnikai leírása	51
7.1.	A mérőeszköz mint rendszer	51
7.1.1.	A mérőeszköz helye a mérési folyamatban	52
7.1.2.	A mérőeszköz általános felépítése	53
7.2.	Tervezési nyelvek	55
7.2.1.	Specifikációs nyelv	56
7.2.2.	Tervezői nyelv	57
7.2.3.	Realizálási nyelvek	58
7.3.	Mérőkészülékek funkcionális egységei	59
7.3.1.	A mérésemélet alapján származtatott funkcionális egységek	59
7.3.2.	A realizálás visszahatásából származtatott funkcionális egységek	61

HARMADIK RÉSZ. MÉRŐKÉSZÜLÉKEK FUNKCIONÁLIS EGYSÉGEI

8.	Mérőkészülékek funkcionális egységeinek építőelemei	69
8.1.	Műveleti erősítők	69
8.1.1.	Az ideális műveleti erősítő	70
8.1.2.	A műveleti erősítők felépítése	70
8.1.3.	A műveleti erősítők jellemző paraméterei	71
8.2.	Optoelektronikai elemek	79
8.2.1.	Diszkrét optoelektronikai elemek	79
8.2.2.	Optikai csatolók	81
8.3.	Analóg kapcsolók	82
8.3.1.	Az analóg kapcsolók helyettesítőképe	82
8.3.2.	Tranzistoros kapcsolók	84
8.3.3.	Diódás kapcsolók	86
8.4.	Digitális építőelemek	87
8.4.1.	A digitális építőelemek áttekintése	87
8.4.2.	Digitális építőelemek villamos jellemzői	89
8.4.3.	Logikai áramkörrendszerek	91
8.4.4.	Logikai áramkörrendszerek elemkészlete	94
8.4.5.	LSI digitális elemek	95

9.	Mérőkészülékek jelátvivő funkcionális egységei	100
9.1.	Mérőerősítők	100
9.1.1.	A mérőerősítők hibaparaméterei	101
9.1.2.	Aszimmetrikus mérőerősítő alapkapsolások jellemzői	102
9.1.3.	Aszimmetrikus mérőerősítő kapcsolások	110
9.1.4.	Szimmetrikus bemenetű mérőerősítők	113
9.1.5.	Szigetelt bemenetű mérőerősítők	119
9.2.	Mintavevő áramkörök	122
9.2.1.	Analóg multiplexerek	122
9.2.2.	Mintavevő-tartó áramkörök	125
9.3.	Analóg-digitális átalakítók	128
9.3.1.	Analóg-digitális átalakítók általános jellemzői	128
9.3.2.	Közvetlen A/D átalakítók	133
9.3.3.	Közvetett A/D átalakítók	139
9.4.	Digitális-analóg átalakítók	144
9.4.1.	Digitális-analóg átalakítók általános jellemzői	144
9.4.2.	Közvetlen D/A átalakítók	147
9.4.3.	Közvetett D/A átalakítók	152
10.	Mérőkészülékek jelfeldolgozó funkcionális egységei	154
10.1.	Lineáris műveleti áramkörök	154
10.1.1.	Összegző áramkörök	154
10.1.2.	Integráló áramkörök	157
10.1.3.	Differenciáló áramkörök	160
10.2.	Szűrők	162
10.2.1.	A szűrés feladat jellege	162
10.2.2.	Szűrőtípusok	163
10.2.3.	Szűrők tipikus specifikációs adatai	163
10.2.4.	Az approximáció feladata	165
10.2.5.	Az alkatelem toleranciák hatása	166
10.2.6.	Passzív szűrők	170
10.2.7.	Aktív szűrők	171
10.2.8.	Analóg mintavételező szűrők	178
10.2.9.	Digitális szűrők	179
10.3.	Nemlineáris jelfeldolgozó áramkörök	184
10.3.1.	A nemlineáris karakterisztikák előállításának módszerei	184
10.3.2.	Töréspontos karakterisztikájú nemlineáris áramkörök	186
10.3.3.	Vágóáramkörök (limitek)	188
10.3.4.	Precíziós vágóáramkörök	190
10.3.5.	Abszolútérték-képző áramkörök	191
10.3.6.	Logaritmikus erősítők	192
10.3.7.	Exponenciális erősítők	196
10.3.8.	Több bemenetű nemlineáris jelfeldolgozó áramkörök	196
10.3.9.	Analóg szorzók	198
10.3.10.	Analóg osztók (hányadosképzők)	202
10.3.11.	Modulátorok	204
10.3.12.	Demodulátorok	209
10.3.13.	Komparátorok	210

11.	Mérőkészülékek megjelenítő egységei	214
11.1.	Elektromechanikus kijelzők	214
11.1.1.	Az elektromechanikus műszerekben fellépő nyomatók	214
11.1.2.	Hibaforrások	215
11.1.3.	Általános jellemzők	218
11.1.4.	Az elektromechanikus műszerek főbb típusai	220
11.2.	Elektronikus kijelzők	225
11.2.1.	Digitális kijelzők	225
11.2.2.	Fénysávos kijelzők	227
11.2.3.	Katódsugárcsövek	227
12.	Jelgenerátorok	232
12.1.	Egyenfeszültség- és egyenáramforrások	232
12.1.1.	Precíziós egyenfeszültség- és egyenáramforrások	232
12.1.2.	Tápfeszültség-stabilizátorok	234
12.2.	Színuszos jelforrások	239
12.2.1.	Az oszcillátorok elve	240
12.2.2.	RC-oszcillátorok	241
12.2.3.	LC-oszcillátorok	244
12.2.4.	Kristály oszcillátorok	246
12.3.	Nemszínuszos jelforrások	249
12.3.1.	Fűrészfeszültség generátorok	249
12.3.2.	Hullámforma generátorok	251
12.4.	Zajgenerátorok	255
12.4.1.	Természetes zajforrások	255
12.4.2.	Pszedo-véletlen zajgenerátorok	256
12.4.3.	Szintetizáló zajgenerátorok	257
13.	Mérőkészülékek vezérlőegységei	259
13.1.	Vezérlőegységek működési modellje	259
13.2.	Vezérlőegységek megvalósítási lehetőségei	265
13.2.1.	Szisztematikus random logikával felépített vezérlőegységek	265
13.2.2.	Mikroprogramozott vezérlőegységek	268
13.2.3.	Mikroprocesszoros vezérlőegységek	271
13.2.4.	Random logika vagy mikrovezérlő?	276

NEGYEDIK RÉSZ. MÉRŐRENDSZEREK FUNKCIONÁLIS EGYSÉGEI

14.	Mérőrendszerek felépítése	280
14.1.	Mérőrendszer fogalma	280
14.2.	Mérőrendszerek csoportosítása	287
14.2.1.	Az alkalmazott jeltípus	287
14.2.2.	Rugalmasság	289
14.2.3.	Mérési eljárás — mérendő objektum kapcsolat	290
14.2.4.	Telepítési körülmények	294
14.2.5.	A felhasználás jellege	297
14.3.	Mérőrendszerek építőelemei	299

14.3.1.	Kapcsolat a mérendő folyamattal	299
14.3.2.	Adatfeldolgozás és vezérlés	300
14.3.3.	Információs kapcsolatok	303
14.4.	Mérőrendszerek tervezése	304
14.4.1.	Feladatkitűzés	304
14.4.2.	Felhasználói rendszerterv	304
14.4.3.	Funkcionális rendszerterv	305
14.4.4.	Műszaki tervezés	305
14.4.5.	Gazdaságossági kérdések	306
15.	Csatornák és információs kapcsolatok	308
15.1.	Digitális eszközök összekapcsolásának módszerei	308
15.1.1.	Kapcsolati topológiák	308
15.1.2.	Kapcsolati rendszer hierarchiája	311
15.1.3.	Kapcsolati rendszer szintjei	312
15.2.	A mérőrendszer információforgalma	316
15.2.1.	Az információforrás jellemzése	316
15.2.2.	Az információs csatorna jellemzése	318
15.2.3.	A kódoló jellemzése	320
15.2.4.	Hibakorlátozó kódolás	322
15.2.5.	A mérőrendszer jelforgalma	324
15.2.6.	Példák	326
15.3.	Kistávolságú digitális információátvitel	330
15.3.1.	Egységes csatlakozási rendszerek	330
15.3.2.	Párhuzamos pont-pont kapcsolat	330
15.3.3.	Sínrendszerű csatlakozás	333
15.3.4.	CAMAC rendszer	336
15.3.5.	HP-IEC csatlakozási rendszer	340
15.4.	Nagyávolságú digitális információátvitel	343
15.4.1.	A nagyávolságú átvitel általános jellemzése	343
15.4.2.	A nagyávolságú összeköttetés rendszertechnikai felépítése	345
15.4.3.	Multiplexerek és koncentrátorok	348
15.4.4.	Modulációs eljárások	349
15.4.5.	Az adatátviteli csatorna	351
15.4.6.	Vezérlési eljárások a nagyávolságú átvitel esetén	352
16.	Számítógép a mérőrendszerben	358
16.1.	Mérőrendszer és számítógép	358
16.1.1.	A számítógép megjelenése a mérőrendszerben	358
16.1.2.	A számítógép feladatai a mérőrendszerben és a mérés-technikai laboratóriumban	361
16.2.	Számítógép-alapismeretek	363
16.2.1.	Bevezető, alapfogalmak	363
16.2.2.	Számítógépstruktúrák és sínrendszerek	365
16.2.3.	Központi feldolgozóegység, regiszterek	367
16.3.4.	Memória	371
16.2.5.	Perifériák, ki- és beviteli rendszerek	374
16.2.6.	Utasításkészlet, címzési módszerek	383
16.2.7.	Programozási nyelvek	390
16.2.8.	Operációs rendszerek	393

16.3.	Számítógépek programozásának alapjai	396
16.3.1.	A programozásról	396
16.3.2.	Algoritmusok	399
16.3.3.	Adatszerkezetek	404
16.3.4.	Adatszerkezetek ábrázolása	408
17.	Mérőrendszerek szoftverfelépítése	417
17.1.	Valós idejű (real-time) rendszerek rendszertechnikája	417
17.1.1.	Mérőrendszerek és valós idejű rendszerek kapcsolata	417
17.1.2.	Mérőrendszerek vizsgálata valós idejűségi aspektusból	419
17.2.	Valós idejű rendszerek realizálása szoftvereszközökkel	420
17.2.1.	A valós idejű alapfogalmak leírásának lehetőségei	421
17.2.2.	A valós idejű (real-time) programozás háttere: a futtatórendszerek	428
17.2.3.	Valós idejű funkciók a programozási nyelvekben	430
17.3.	Mérőrendszerek tipikus szoftverelemei	431
17.3.1.	Mérőrendszerek szoftverének hierarchiája	431
17.3.2.	Mérőrendszerek szoftverének tipikus adat- és vezérlési szerkezetek	433
17.3.3.	Mérőrendszerek szoftverének funkcionális vizsgálata	440

ÖTÖDIK RÉSZ. VILLAMOS JELEK MÉRÉSE ÉS ANALÍZISE

18.	Villamos egységek	8
18.1.	Az SI mértékegység-rendszer alapegységei	8
18.2.	A villamos alapegység létrehozása	10
18.2.1.	Az ellenállásetalon realizálása	12
18.2.2.	A feszültségetalon realizálása	13
18.2.3.	Az ellenállásetalon megvalósítása a Thompson—Lampard kereszt-kondenzátor felhasználásával	13
18.2.4.	A feszültségetalon megvalósítása a Josephson-effektus felhasználásával	15
18.3.	A megvalósított villamos egységek bizonytalansága	18
19.	Egyenáram és egyenfeszültség mérése	19
19.1.	Mérőhálózatok	19
19.1.1.	Elemi mérőhálózatok és tulajdonságaik	19
19.1.2.	A zavarfeszültségek hatása az egyenfeszültség mérésre	22
19.2.	Egyenfeszültség és egyenáram mérése elektromechanikus műszerekkel	27
19.3.	Egyenfeszültség mérése analóg elektronikus eszközökkel	29
19.3.1.	Egyenfeszültség mérése analóg elektronikus voltmérővel	29
19.3.2.	Kis egyenfeszültségek mérése	29
19.4.	Egyenáram mérése analóg elektronikus eszközökkel	32
19.4.1.	Az áram—feszültség átalakítás módszerei	32
19.4.2.	Kis egyenáramok mérése	33
19.4.3.	Nagy egyenáramok mérése	34
19.5.	Egyenfeszültség mérése kompenzátorral	35
19.5.1.	A kompenzációs egyenfeszültség-mérés elve	35
19.5.2.	Precíziós kompenzátorok	36
19.5.3.	Technikai kompenzátorok	39
19.5.4.	Automatikus kiegyenlítésű kompenzátorok	40

19.6.	Egyenáram mérése kompenzátorral	40
19.6.1.	A kompenzációs árammérés elve	40
19.6.2.	Egyenáramú áramkomparátor	41
19.6.3.	Precíziós kompenzátor	42
19.7.	Digitális egyenfeszültség-mérés	43
19.7.1.	A/D átalakítók	44
19.7.2.	Digitális voltmérők	48
20.	<u>Váltakozóáram és feszültség mérése</u>	51
20.1.	Váltakozójelek paraméterei	51
20.2.	A váltakozójel paramétereinek mérési módszerei	54
20.2.1.	Egyszerű középérték mérése	54
20.2.2.	Abszolút középérték mérése	54
20.2.3.	Effektív érték mérése	59
20.2.4.	Csúcsérték mérése	62
20.2.5.	Pillanatérték mérése	68
20.2.6.	Időfüggvény mérése	68
20.2.7.	Szelektív mérések	70
20.2.8.	Vektoriális komponensek mérése	71
20.3.	Méréshatár kiterjesztésének eszközei	77
20.3.1.	Ohmos osztó	77
20.3.2.	Kapacitív osztó	78
20.3.3.	Induktív osztó	78
20.3.4.	Feszültségváltó	79
20.3.5.	Áramváltó	79
21.	Idő- és frekvenciamérés	80
21.1.	A frekvenciaetalonok pontosságának alakulása és a pontosság növelésének elméleti határai	80
21.2.	A frekvenciaingadozás és fázisidő definíciója	81
21.3.	Idő- és frekvenciaetalonok	82
21.4.	Frekvencia- és periódusidő-mérés módszerei	86
21.4.1.	Frekvencia- és periódusidő-mérés számlálókkal	86
21.4.2.	Rezonancia elven működő frekvenciamérők	95
21.4.3.	Frekvencia-diszkriminátorok (ratemeter)	95
21.4.4.	Heterodin frekvenciamérők	95
21.4.5.	Oscilloszkópos frekvencia-összehasonlítás	96
21.5.	Időintervallum-mérés	97
21.6.	Fázisszögmérés	101
21.6.1.	Fázisszögmérés számlálókkal	101
21.6.2.	Fázisszögmérés oszcilloszkóppal	103
21.6.3.	Fázisszögmérés fázisdetektorral	103
22.	Teljesítmény és energia mérése	106
22.1.	A villamos teljesítmény mérése	108
22.1.1.	Teljesítménymérés feszültségmérővel (és árammérővel)	108
22.1.2.	Teljesítménymérés elektromechanikus műszerrel	109
22.1.3.	Teljesítménymérés hőelem alkalmazásával	112

22.1.4.	Teljesítménymérés Hall-szondával	113
22.1.5.	Elektronikus teljesítménymérők	113
22.2.	A villamos energia mérése	115
23.	Mágneses jellemzők mérése	116
23.1.	Mágneses térjellemzők mérése	116
23.1.1.	A fluxus és az indukció mérése	118
23.1.2.	A mágneses térerősség és a mágneses feszültség mérése	121
23.2.	Ferromágneses anyagok vizsgálata	123
23.2.1.	B—H görbe mérése	124
23.2.2.	A vasvesztés mérése és összetevőinek meghatározása	126
23.2.3.	A koercitív erő és a remanencia mérése	128
24.	Jelanalizátorok	130
24.1.	Az időfüggvény megjelenítése oszcilloszkóppal	131
24.1.1.	<u>A mintavételező oszcilloszkóp</u>	132
24.1.2.	A tárolócsöves oszcilloszkóp	132
24.1.3.	A digitális oszcilloszkóp	133
24.2.	Jelrögzítő eszközök	134
24.2.1.	Az analóg jelrögzítés eszközei	134
24.2.2.	Az analóg módon rögzített jelek feldolgozása	135
24.2.3.	Digitális jelrögzítés	135
24.2.4.	A tranziens analízátor	136
24.3.	A középértékmérés és eszközei	136
24.3.1.	Az egyszerű átlagolás	136
24.3.2.	Átlagolás sztochasztikus-ergodikus konverterrel	139
24.3.3.	A rekurzív átlagolás	147
24.3.4.	A felejtő átlagolás (exponenciális átlagolás)	148
24.3.5.	A mozgó átlagolás és az additív zajszűrés	150
24.3.6.	Az átlagos négyzetes érték mérése	153
24.4.	A korrelációs függvények mérése	154
24.4.1.	Analóg módszerek	154
24.4.2.	A korreláció digitális elvű mérése	157
24.5.	Valószínűség-sűrűségfüggvények és eloszlásfüggvények mérése	166
24.6.	Az energetikai spektrumok mérési módszerei	169
24.6.1.	A sávszűrős analízis	170
24.6.2.	<u>A direkt Fourier-transzformáció</u>	175
24.7.	Spektrumanalizátor-típusok	182
24.7.1.	Hangolt szűrős analízátorok	183
24.7.2.	Transzponáló rendszerű analízátorok	184
24.7.3.	A párhuzamos analízátor	194
24.7.4.	Indirekt analízátorok	195
24.7.5.	Fourier-analizátorok	195
24.7.6.	Összehasonlítások	207
24.8.	A digitális Fourier-analizátorok hibái és ezek csökkentése	208
24.8.1.	A bemeneti kvantálás okozta hiba	208
24.8.2.	A véges mintaregisztrátum-hossz hatása	209
24.8.3.	A variancia csökkentése	216
24.8.4.	A felbontóképesség növelése	220

24.8.5.	A változó sávszélesség biztosítása	222
24.8.6.	A véges szóhosszúságú aritmetika okozta hibák	222
24.9.	Hálózatjellemező függvények mérése	224
24.9.1.	Mérések tranziens vizsgálójelekkel	224
24.9.2.	Mérések szinuszos vizsgálójellel	225
24.9.3.	Mérések sztochasztikus gerjesztőjelekkel	229
24.9.4.	A koherenciafüggvény mérése	233
24.10.	A jelanalízis gyakorlati szempontjai	234
24.10.1.	Időtartomány kontra frekvenciartartomány	234
24.10.2.	A mintavételezés szempontjai	235
24.10.3.	A kvantálási tétel gyakorlati alkalmazása	237
24.10.4.	A mért függvények értékelése	241
24.10.5.	Példa az analízisidők meghatározására	243
25.	Impedanciamérés	245
25.1.	A mérések fizikai elvei	246
25.1.1.	Impedanciamérés feszültségösszehasonlítással	246
25.1.2.	Impedanciamérés áramösszehasonlítással	248
25.2.	Az impedanciamérő hálózatok minőségi követelményei	249
25.2.1.	Hibák	249
25.2.2.	Frekvenciafüggés	250
25.2.3.	A mérővezetékek által okozott hibák	250
25.2.4.	Gyorsaság	259
25.3.	R, L, C elemekből felépített mérőhidak	259
25.3.1.	Felépítésük	259
25.3.2.	A mérés hibái	260
25.3.3.	A mérés frekvenciafüggése	263
25.3.4.	A mérés gyorsasága	265
25.4.	Aránytranszformátoros és induktív osztású mérőhidak	267
25.4.1.	Felépítésük	267
25.4.2.	Az aránytranszformátorok és induktív osztók hibái	271
25.4.3.	Az aránytranszformátor hibáinak frekvenciafüggése	271
25.4.4.	Az aránytranszformátoros mérőhidak gyorsasága	273
25.5.	Induktív áramkomparátoros mérőhidak	273
25.5.1.	Felépítésük	273
25.5.2.	Az áramkomparátor hibái	273
25.5.3.	Az áramkomparátoros mérőhidak gyorsasága	277
25.6.	Elektronikus hidak és aránymérők	277
25.6.1.	Felépítésük	277
25.6.2.	Az elektronikus áramösszehasonlító híd	282
25.6.3.	Feszültségösszehasonlító elektronikus hidak	283
25.7.	T-kapcsolások	287
25.8.	Impedanciamérő kapcsolások	288
25.8.1.	Ohmos ellenállás mérése	288
25.8.2.	Induktivitás mérése	288
25.8.3.	Kapacitás mérése	298
25.8.4.	Kölcsönös induktivitás mérése	304
Irodalom		308
Tárgymutató		319



A kiadásért felelős:
a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának dékánja
Megjelent a Tankönyvkiadó Vállalat műszaki gondozásában
Felelős osztályvezető: Kontra Zita
Műszaki szerkesztő: Hrabovszki Klára
Megrendelve: 1990. október. Megjelent: 1990. december. Példányszám: 328
Készült: kisofszet eljárással, az MSZ 5601-59
és az MSZ 5602-55 szabvány szerint,
30,5 (A/5) ív terjedelemben, 308 ábrával
Készült a Dabasi Nyomdában
Felelős vezető: Bálint Csaba igazgató
Munkaszám: 90-1694