

1969

Digitális frekvenciamérés optimális üzemmódjának és paramétereinek meghatározása

ETO 621.317.361.033.722

A frekvencia analóg mennyiség és definíció szerint az időegységre eső periódusok száma, illetve a periódusidő reciprok értéke. Univerzális elektronikus számlálóval mindkét definíció alapján meghatározható a frekvencia digitális ekvivalense:

Közvetlen frekvenciamérés üzemmód — a számláló előre meghatározott t_K időtartam (kapuidő) alatt leszámolja az ismeretlen f frekvenciájú jel periódusainak számát.

Periódusidő-mérés üzemmód — a számláló hiteles f_K frekvenciájú időjel (kvantáló jel) azon periódusait számlálja, amelyek az f frekvenciájú jel n periódusának időtartamába esnek. A periódusidő pillanatnyi értéke ($n=1$) vagy átlagértéke ($n>1$) mérhető. A mért időtartamból számítani kell a frekvencia értékét.

Az üzemmódok jellemzőinek összefoglalása után a cikkben ismertetjük, hogy univerzális számláló **optimális** üzemmódja és paraméterei (t_K , illetve f_K és n) hogyan választhatók meg úgy, hogy a mérési követelmények: a pontosság ($\Delta f/f$), a mérési idő (t_m) stb. legjobban kielégíthetők legyenek, és melyek az alkalmazhatóság korlátai.

Az univerzális számláló üzemmódjainak jellemzői

Közvetlen frekvenciamérés

A kapuvezérlés (1. ábra) a leosztott referenciajel egy periódusidejéig (t_K) nyitja a jelkaput. A mérendő jel periódusideje $T=1/f$, így a számláló dekádokban összegzett szám:

$$N_i = \frac{t_K}{T} = ft_K \quad (1)$$

A kijelzés az f mérendő frekvencia t_K időre vonatkozó **átlagértéke**. A közvetlen kiolvasás érdekében a kapu-

idő az időegység. $f = N_i/t_K$ alapján, ha $1/t_K = f_i = 10^{\pm c}$ ahol c egész szám, akkor a kijelzett számérték közvetlenül f -et adja, csak a tizedespont helye változik. A kapuidő változtatása tehát **dekadikus**, a manuális időalap kapcsolóval a tizedespont automatikusan jelezhető.

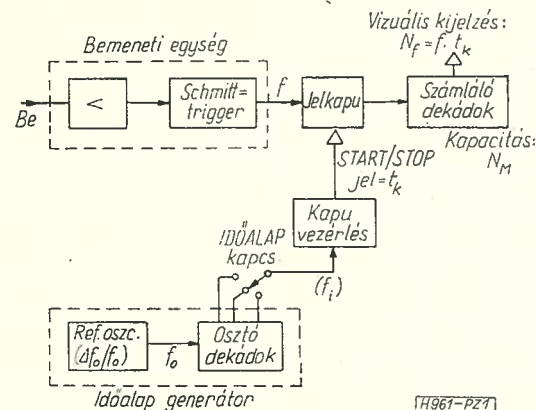
Zajmentes jel frekvenciájának mérésekor a pontosságot két tényező befolyásolja:

Az elvi korlátozás az időalap generátor f_0 névleges frekvenciájú oszcillátorának $h_0 = \Delta f_0/f_0$ értékű stabilitása. A frekvenciaosztás során a relatív hiba változatlan, csak nagy pontossági igény esetén kell a frekvenciaosztó késleltetésének instabilitását figyelembe venni, illetve kiküszöbölni.

A kapuzás nem koherens a mérendő jellel, ez a hatás ± 1 számjegy változást okozhat a kijelzett szám legkisebb helyértékén. A számlálási (kvantálási) hiba relatív értéke:

$$h_K = \frac{1}{N_i} = \frac{1}{ft_K} \quad (2)$$

Nagysága a kijelzett szám értékétől függ.



1. ábra. A számláló tömbvázlata közvetlen frekvenciamérés üzemmódban

Beérkezett; 1969. III. 13.

A mérés maximális $\Delta f/f$ relatív hibája h_0 és h_K összege:

$$\frac{\Delta f}{f} = h_0 + \frac{1}{ft_K} \quad (3)$$

Szemléletes képet adnak az elérhető pontosságról a hibagörbék. A hibagörbe a (3) egyenlet grafikus ábrázolása a mérendő f függvényében t_K paraméterrel. A 2. ábra mutatja egy példán a hibagörbékét, $h_0 = 2 \cdot 10^{-7}$, $t_K = 0,1 \dots 100$ s.

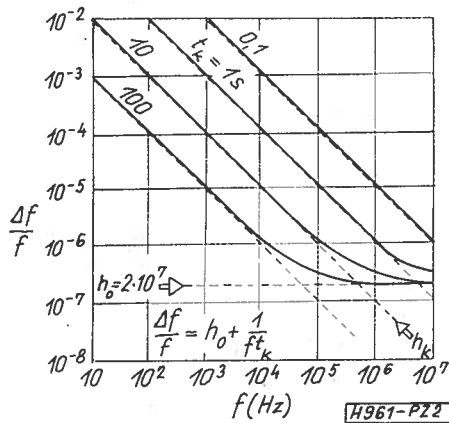
A kapuidő kiválasztását a megengedett t_m mérési idő ($t_K \leq t_m$), továbbá a számláló kapacitása korlátozza. Ha a kijelzett teljes digitek (számláló dekádok) száma d , a számláló kapacitása

$$N_M = 10^d - 1. \quad (4)$$

Gyakran a legnagyobb helyérték 0 vagy 1 lehet csak, ún. túlterhelés digít, ebben az esetben $N_M = 2 \cdot 10^d - 1$. Túlsordulás nélküli méréshez az (1) egyenlet alapján

$$t_K < \frac{N_M}{f} \quad (5)$$

kapuidő választás szükséges.



2. ábra. A közvetlen frekvenciamérés hibagörbéi

Igen lényeges, hogy a *felbontás* (itt a kvantálási hiba abszolút értéke) a (2) egyenlet szerint:

$$\text{felbontás (Hz)} = \frac{1}{t_K(\text{s})}, \quad (6)$$

értékét tehát a kapuidő szabja meg és független a digitek számától.

Ismert frekvencia mérések sokszor csak a kisebb helyértékeket kell pontosan kijelezni, a túlsordulás megengedhető. Durva vizsgálatnál viszont eltekinthetünk az utolsó jegyeiktől, a kapuidő csökkenthető. Így elegendő lehet néhány digít kijelzése, de széles frekvenciatartományban, pontos méréshez több lépés és nagy kapuidőtartomány szükséges (1. táblázat).

A közvetlenül számlálható legnagyobb frekvencia, f_{\max} értékét a bemeneti egység, jelkapu és legkritikusabban az első számláló dekád szabja meg. Az alsó

Példa 4 digít + túlsordulás kijelzésre

$f(\text{Hz})$	$t_K(\text{s})$	kijelzés ($d=4$)	dimenzió
2163,5	0,1	02,16	kHz
	10	■ 163,5	Hz
3 145 902	0,001	3145	kHz
	1	■ 5902	Hz

méréshatárt, ha a bemeneti egység egyenáramú csatlósú, a megengedett számlálási hiba korlátozza:

$$f_{\min} > \frac{1}{t_{K\max} \cdot h_K} \quad (7)$$

A mérés pontosságát a zaj is befolyásolhatja. A nagyfrekvenciás zavar a Schmitt-trigger hiszterezis-feszültségének (érzékenységének) megfelelő beállításával kiküszöbölhető (3. ábra), így egy jelátmenetnél nem lép fel kettős impulzus. A kisfrekvenciás zavar (amplitúdómoduláció) a számlálás megszűnését vagy a bemeneti egység túlvezérlését okozhatja. Zajos jelek mérésekor ezért célszerű oszcilloszkópot alkalmazni.

A 2. ábrából kitűnik, hogy kis frekvencián csak a kapuidő, és így a mérési idő növelésével érhető el nagyobb pontosság. Ezért itt célszerűbb periódusidőmérést végezni.

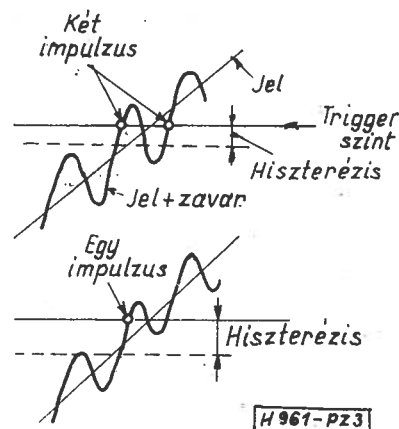
Periódusidő-mérés

A kapuvezérlés az n -nel osztott mérendő jel egy periódusidejéig nyitja a jelkaput (4. ábra). A mért időtartamnak megfelelő kijelzett szám:

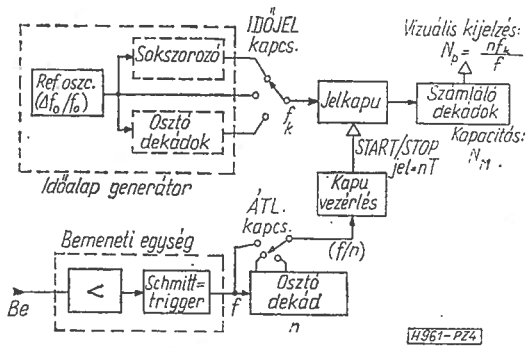
$$N_p = f_K(nT) = \frac{n}{f} \quad (8)$$

A kijelzés tehát időegységben történik, és N_p értékéből számítani kell az ismeretlen frekvencia értékét. Csak reciprok képzést kell végezni, s az üzemmód kis frekvenciák pontos mérési lehetőségét biztosítja.

Közvetlen kijelzéshez $T = N_p/nf_K$ alapján az szükséges, hogy $1/nf_K = 10^{\pm c}$ legyen, ahol c egész szám. A paraméterek: az időjel frekvenciája (f_K) és az át-



3. ábra. A nagyfrekvenciás zavar hatásának kiküszöbölése



4. ábra. A számláló tömbvázlata periódusidő-mérés üzemmódban

lagolások száma (n) ezért dekadikusan változtathatók, természetesen egymástól függetlenül. $n > 1$ esetén a tizedespont helye automatikusan jelezhető egyetlen periódus kiolvasásának megfelelően.

A periódusidő-mérés pontosságát három tényező befolyásolja:

Referenciastabilitás: h_0 . A hiteles f_K frekvenciájú időjelet a referencia-oszcillátorból nyerjük dekadikus osztással vagy sokszorozással.

Számlálási hiba: h_K , amelynek relatív értéke

$$h_K = \frac{1}{N_p} = \frac{f}{n f_K} \quad (9)$$

További döntő pontatlanság is fellép periódusidő-méréskor: a **triggerhiba** (h_t). Ez a hiba a bemeneti jelre szuperponált zaj, valamint a számláló bemeneti egység driftje és zaja következtében adódó START és STOP triggerpontok bizonytalansága miatt lép fel. A számításnál statisztikus analízist kell alkalmazni. Itt — terjedelmi okokból is — csak a maximális triggerhibát számítjuk (lineáris szuperpozíció elv), ez ad szemléletes és könnyen kezelhető eredményeket.

Legyen a bemeneti jel meredeksége S (V/s), a zaj amplitúdója (csúscsértéke) u_z és a komparálási szint driftje Δu_t (5. ábra). A zaj miatt

$$\Delta T_z = \frac{\Delta u_z}{AS} = \frac{u_z}{S} \quad (10)$$

időmoduláció lép fel, míg a bemeneti egység driftje és zaja következtében

$$\Delta T_d = \frac{\Delta u_t}{AS} = \frac{u_{z\text{ekv}}}{S} \quad (11)$$

nagyságú időhiba adódik. Az **ekvivalens bemeneti zajfeszültség** ($u_{z\text{ekv}}$) számlálóspezifika. Egy jelátmenetnél tehát a maximális időhiba értéke

$$\Delta T = \Delta T_z + \Delta T_d = \frac{u_z + u_{z\text{ekv}}}{S} \quad (12)$$

Az összefüggés általánosan érvényes számlálóval végzett időmérésekre.

A periódusidő-mérés üzemmódban a mért nT periódusidő a zaj véletlen ingadozása miatt maximum $2 \cdot \Delta T$ értékkel különbözhet az aktuális értéktől, így a triggerhiba relatív értéke:

$$h_t = \frac{2 \cdot \Delta T}{nT} = \frac{h_t^*}{n} \quad (13)$$

ahol h_t^* egyetlen periódus ($n=1$) időtartamának mérésekor fellépő triggerhiba.

Az átlag periódusidő-mérés előnye láthatóan az, hogy egyetlen periódus mérésekor fellépő triggerhiba n -ed részére csökkenthető, ha a zaj nem elegetően nagy értékű ahhoz, hogy hibát okozzon az osztásban. A mérés középértékének kialakulása annál kevésbé jön létre, minél kisebb n értéke, hiszen a mért jel frekvenciájának (fázisának) statisztikus ingadozása kis n értékek esetén hatásosabb. Nagy n értékek választását korlátozza a mérendő jel stabilitása, azaz a jel aktuális periódusideje megváltozhat, ha túl hosszú a jelkapu nyitási ideje.

Periódusidő mérésekor a bemeneti jel leggyakrabban szinuszos. Mivel ennek meredeksége meghatározott, h_t^* értékére a gyakorlatban közvetlenül kezelhető összefüggést adhatunk meg. Az u_p amplitúdójú szinuszos jel meredeksége tetszőleges t_0 időpontban

$$S = \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} = u_p \omega \cos \omega t_0$$

Mivel

$$u_t = \Delta u_p \sin \omega t_0 \quad (5. \text{ ábra}), \text{ ill. } \cos \alpha = \sqrt{1 - \sin^2 \alpha},$$

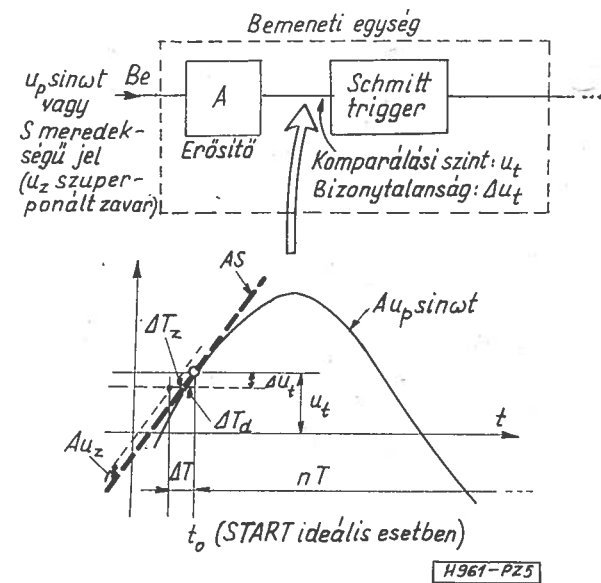
a meredekség:

$$S = u_p \frac{2\pi}{T} \sqrt{1 - \left(\frac{u_t}{A}\right)^2} \quad (14)$$

A (13) és (12) egyenletek alapján így

$$h_t^* = \frac{2 \cdot \Delta T}{T} = \left(\frac{1}{\pi (u_p/u_z)} + \frac{u_{z\text{ekv}}}{\pi \cdot u_p} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{u_t}{A}\right)^2}} = (h_{t\text{zaj}}^* + h_{t\text{drift}}^*) k_t \quad (15)$$

ahol k_t a triggerszinttől függő korrekciós faktor. A minimális triggerhiba $u_t/A = u_{t\text{ekv}}/A = 0$, nullátmennőtű komparálás esetén lép fel ($k_t=1$). A legtöbb számlálónál erre a beállításra a triggerszint ($u_{t\text{ekv}}$) PRESET állásban van lehetőség. Minden más esetben $k_t > 1$ (2. táblázat).



5. ábra. A maximális trigger hiba számítása

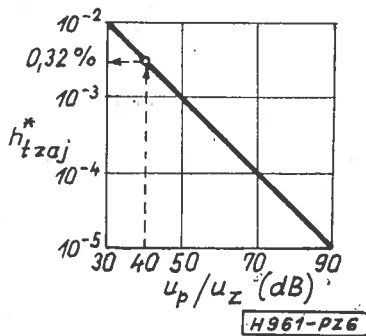
2. táblázat
A trigger szinttől függő korrekciós tényező

$\frac{u_t/A}{u_p} = \frac{u_{t\text{ ekv}}}{u_p}$	k_t
0	1
0,2	1,020
0,4	1,092
0,6	1,250
0,8	1,667
1	∞

A triggerhiba frekvenciától független. Nullkomparáláskor a szuperponált zajból adódó komponens értéke

$$h_{t\text{ zaj}}^* = \frac{1}{\pi(u_p/u_z)} = \frac{0,32}{u_p/u_z}, \quad (16)$$

a bemenő szinuszos jel u_p/u_z jel-zaj arányától függ (6. ábra). Sok esetben csak ezt az összetevőt adják meg. Ez az adat azonban bármely számlálóra igaz,



6. ábra. A zaj miatti trigger hiba függése a jel-zaj aránytól (nullkomparálás)

és nem egy adott számláló specifikációja. A jel-zaj arány ésszerű növelését a bemeneti egység belső zaja korlátozza, nullkomparálásnál

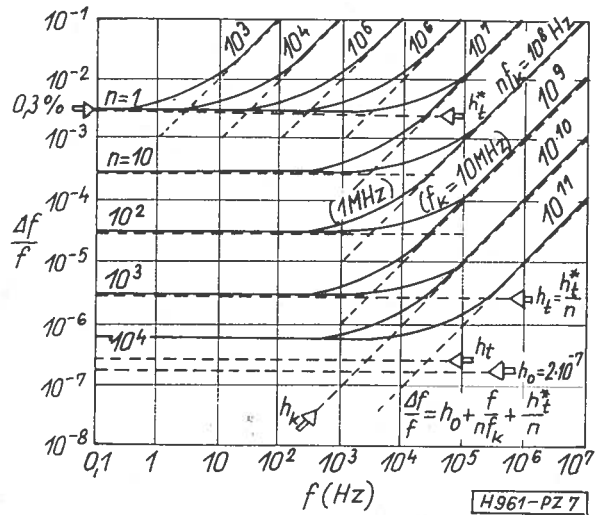
$$h_{t\text{ drift}}^* = \frac{u_z\text{ ekv}}{\pi \cdot u_p} = \frac{K_t}{u_{\text{eff}}}, \quad (17)$$

értéke a bemenő szinuszos jel amplitúdójának növelésével csökkenthető. A számlálókra vagy $u_z\text{ ekv}$ értéket (pl. 2,5 mV: Hewlett Packard 5352 A), vagy K_t értékét specifikálják (pl. 3 mV: EMG 1645).

A periódusidő-mérés maximális relatív hibáját h_0 , h_K [(9) egyenlet] és h_t [(13) egyenlet] összege adja. Reciprok érték képzéskor a relatív hiba változatlan, így közvetlenül írható:

$$\frac{\Delta f}{f} = h_0 + \frac{f}{nf_K} + \frac{h_t^*}{n}. \quad (18)$$

A hibagörbék ábrázolása n/f_K és n paraméterekkel célszerű. Egy példát szemléltet a 7. ábra: $h_0 = 2 \cdot 10^{-7}$, $h_t^* = 0,3\%$, $n = 1 \dots 10^4$, az időjel frekvenciája $f_K = 1 \text{ kHz} \dots 10 \text{ MHz}$ $n = 1$ esetén, míg $f_K = 1 \dots 10 \text{ MHz}$ $n > 1$ esetén.



7. ábra. A periódusidő mérés hibagörbéi

Periódusidő ($n = 1$) méréskor csak f_K a paraméter, a viszonyok könnyen áttekinthetők. Átlag periódusidő ($n > 1$) méréskor az adott n -nek megfelelő trigger hibához tartó hibagörbe a választott f_K -tól függő n/f_K paraméterű számlálási hiba egyenesen mozog. $n > 1$ esetén a legtöbb számlálónál $f_{K\text{ max}}$ állítható csak be, azaz f_K nem változtatható.

A periódusidő-mérés felbontása a (9) egyenlet alapján

$$\text{felbontás (}\mu\text{s)} = \frac{1}{nf_K \text{ (MHz)}} \quad (19)$$

független a kijelzett digitek számától és n választásával is befolyásolható. Értéke tetszőlegesen nem csökkenthető, mert a túlsordulás elkerülésére a (8) egyenletből adódóan

$$n/f_K < N_M \cdot f \quad (20)$$

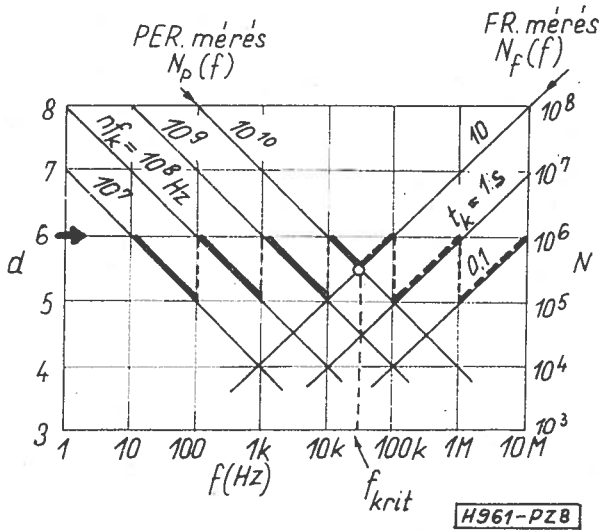
választás szükséges. Egyenáramú csatolású bemenetnél (azaz ha a bemeneti egység nem korlátoz), az egyenletből a mérhető f_{min} értéke is meghatározható adott paramétereknél. Az átlagolások számát korlátozza a megengedett mérési idő, hiszen

$$t_m = nT = \frac{n}{f}. \quad (21)$$

A nagyobb pontosságú üzemmód és a paraméterek kiválasztása

Annak érdekében, hogy univerzális számlálóval egy periodikus jel frekvenciáját minél pontosabban meg tudjuk határozni, el kell tudnunk dönteni, hogy közvetlen frekvenciamérés vagy periódusidő-mérés üzemmódban mérjünk-e, és milyen t_K , illetve f_K és n paraméterekkel. A pontosság fokozását a megengedett t_m mérési idő és a számláló N_M kapacitása (túlsordulás nélküli mérés feltétele) korlátozza.

Első közelítésként a periódusidő-mérés triggerhibáját elhanyagolva, egyszerűen megadható azon $f = f_{\text{krit}}$ értéke, amely frekvencia mérésakor a számláló két üzemmódja azonos pontosságot biztosít. Ez $N_i = N_p$, azaz egyenlő számlálási hibák esetén áll



8. ábra. A kijelzett szám frekvenciafüggése

fenn, hiszen a referencia stabilitása mindkét esetben azonos. Az (1) és (8) egyenletekből

$$f_{krit} = \sqrt{\frac{nf_K}{t_K}}$$

Adott paraméterek, valamint $f < f_{krit}$ esetén a periódusidő-mérés, ha $f > f_{krit}$, akkor a közvetlen frekvenciamérés ad nagyobb pontosságot. A 8. ábra mutatja a kijelzett szám frekvenciafüggését, és $d=6$ digitre szemlélteti a maximális szám kijelzéséhez szükséges üzemmód- és paraméterválasztást. Az ábra ahhoz nyújt segítséget, hogy megadjuk azt a digit-számot, amely adott paraméter esetén egy frekvencia túlsordulás nélküli meghatározásához szükséges.

A gyakorlati méréseknél a periódusidő-mérés triggerhibáját figyelembe kell venni. Az optimális üzemmód és a paraméterek a számláló hibagörbéi alapján adhatók meg, ahol már figyelembe vesszük a korlátozó tényezők (t_m, N_M) hatását is. A számláló hibagörbéit a 2. és 7. ábra egyesítésével nyerhetjük, az ábrákon t_m és N_M hatását nem tüntettük fel.

A jobb áttekintés érdekében foglaljuk össze az eddigi eredményeket.

Közvetlen frekvenciamérés:

- a) egy t_K -hoz tartozó hibagörbe f növekedésekor aszimptotikusan h_0 -hoz tart [(3) egyenlet, 2. ábra],
- b) a túlsordulás elkerülésére egy t_K paraméter csak az $f < N_M/t_K$ frekvenciák mérésére használható [(5) egyenlet],
- c) a mérési idő: $t_m = t_K$.

Periódusidő-mérés:

- a) egy n/f_K -hoz tartozó hibagörbe f csökkenésekor aszimptotikusan az n értékének megfelelő trigger hibához tart, amíg h_0 nem korlátozó [(18) egyenlet, 7. ábra],
- b) túlsordulás nélküli méréskor egy n/f_K paraméter csak $f > n/f_K/N_M$ frekvenciák mérésére használható [(20) egyenlet],
- c) a mérési idő: $t_m = n/f$. Így n átlagolás csak $f > n/t_m$ frekvenciák mérésekor alkalmazható.

A számláló egyesített hibagörbéit egy példán a 9. ábra szemlélteti. Felvett adatok: $d=8, h_0=2 \cdot 10^{-7}$, közvetlen frekvenciamérésnél $t_K=0,01 \dots 10$ s, periódusidő-mérésnél $h_f^* = 0,3\%$, $n=1 \dots 10^5$, az időjel frekvenciája $f_K=0,01 \dots 10$ MHz ($n=1$) és $f_K=10$ MHz ($n > 1$).

A számlálókapacitás korlátozó hatását feltüntetve (összefoglalás b) pontjai), az ábra áttekinthetően mutatja az adott számláló alkalmazhatóságát. $n > 1$ esetén a túlsordulási határ f_K csökkentésével – ha erre lehetőség van – kitolható kisebb frekvenciákra.

A két üzemmód hibagörbéinek metszéspontja alatti frekvenciákon a periódusidő-mérés, felette a közvetlen frekvenciamérés biztosít nagyobb pontosságot. Egy frekvencia kívánt pontosságú méréséhez szükséges üzemmód és a paraméterek a hibagörbe-diagramról azonnal leolvashatók.

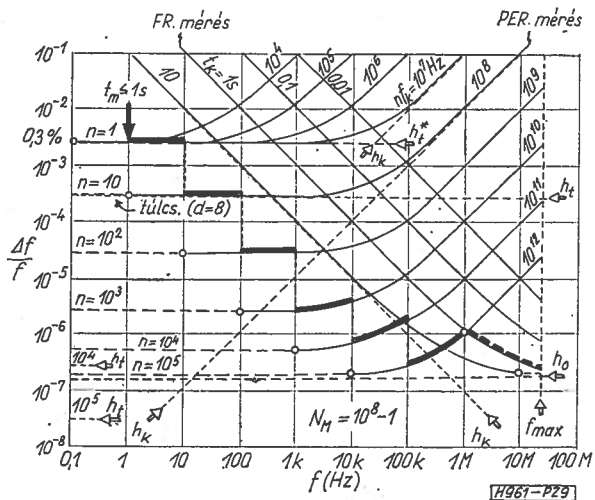
Igen egyszerűen lehet figyelembe venni a megengedett mérési idő korlátozást is (összefoglalás c) pontjai). A 9. ábrán vastag vonallal tüntettük fel példaként az adott számlálóval elérhető maximális mérési pontosságot, ha a megengedett mérési idő: $t_m \leq 1$ s. A 9. vagy a 8. ábrán látható, hogy az adott esetben $d=7$ digités kijelzés is elegendő.

Jól szemléltethető, hogy a mérési idő csökkentése és a mérés pontosságának fokozása egymásnak ellentmondó követelmények.

A diagramokból a paraméterek tervezéséhez szükséges további információk is azonnal adódnak. Például a kapacitás korlátozó hatása $n > 1$ esetén szükségessé tehet változtatható f_K értéket, hogy túlsordulás nélkül nagy pontosságot érhesünk el; n értékeit ésszerűen korlátozza h_0 értéke stb. Így megadható hogy univerzális vagy speciális alkalmazáshoz milyen üzemmód- és paramétertartomány szükséges, és ez milyen specifikációt jelent az alapegységekre.

Az előző tárgyalásból két, eddig kellően nem hangsúlyozott lényeges eredmény adódik:

1. Univerzális alkalmazásra modulrendszerű számláló kialakítása célszerű, ahol kifejezetten a felhasználó specifikálja vagy választhatja meg a digitek számát, a referencia stabilitását, az időalaptartományt, az átlagolások számát, hiszen a 9. és 8. ábrák



9. ábra. A számláló hibagörbéi digitális frekvenciaméréskor

alapján *előre megtervezhető* egy adott méréshez szükséges specifikáció.

2. A 9. ábrából láthatóan — a nagy triggerhiba ellenére — a periódusidő-mérés üzemmód egészen nagy frekvenciáig pontosabb és kisebb mérési időt igényel, mint a közvetlen frekvenciamérés. Hátránya, hogy utólagos számítás szükséges. Ez megszüntethető, ha a periódusidő-mérés pontosságát és sebességét közvetlenül frekvencia-kijelzéssel egyesítjük: a számláló periódusidőt mér, majd automatikusan kiszámítja a reciprok értéket, és frekvenciát jelez ki. Az ilyen „számító” számláló típusú digitális frek-

venciamérők gyártását az integrált áramkörök növekvő elterjedése egyre gazdaságosabbá teszi.

IRODALOM

1. Koppe, D.: Counter inaccuracy when determining phase angle and frequency. Instrument Practice, 1964. ápr.
2. David, C.—Rose, J.: Development of a digital counting system. Instrument Practice, 1968. máj.
3. West, J. L.: Two-step process speeds low-frequency measurements. Electronics, 1968. máj. 27.
4. Vermes L.: Digitális számlálók mérési bizonytalanságai. Mérés és Automatika, 1968. 9. szám.

CSEREKLYEI PÁL

Ismét egy kiváló híradástechnikus hagyott itt bennünket. *Csereklyei Pál*, a Postai Tervező Iroda volt igazgatója, nyugdíjas postaműszaki igazgató 1. év július hó 24-én tragikus hirtelenséggel elhunyt.

1908 áprilisában született Szolnokon, postás családból. 1933-ban a budapesti Műegyetem gépészmérnöki oklevelet szerzett, majd egyéves katonai szolgálat teljesítése után 1934-ben a Lipót Távbeszélő Központban mint órabéres mérnök nyert alkalmazást. Ugyanabban a minőségben teljesített szolgálatot a Budapesti Távbeszélő Igazgatóságnál, majd a Központi Táviróhivatalnál 1936. október elsején történt ideiglenes minőségű postasegédmérnökké történt kinevezéséig. 1939-ben, miután kinevezését véglegesítették, megbízták a Központi Táviróhivatal műszaki főosztályának vezetésével. 1941-ben a Bécs—Szegedi, valamint az új tiszántúli távkábelben létesítendő táviró hálózat építésével kapcsolatban annak fejlesztésével, a szerelés és az építés ellenőrzésével bízták meg. 1941. végén a Központi Táviróhivatal vezetőjének állandó helyettesévé nevezték ki, a műszaki főosztály vezetésétől való felmentésével egyidejűleg. 1942-ben áthelyezték a Táviró és Távbeszélő Igazgatósághoz. Megbízást kapott az Európai Posta és Távközlési Egyesület, Távközlési — Műszaki Bizottságának a táviró berendezések és táviró-készülékek munkabizottságában való közreműködésére.

1940. év végén postamérnök, majd 1943-ban postafőmérnöki kinevezést kapott.

1944-től a második világháború végéig katonai szolgálatot teljesített. Felszabadulás után 1946—47-ben a debreceni műszaki igazgatóságnál teljesített szolgálatot átviteltechnikai csoportvezető minőségben. 1947—48-ig ugyanezen beosztásban a budapesti Műszaki Igazgatóságon működött. Az akkori sűrű átszervezések következtében abban az időszakban egy ideig a Posta Kábel Üzemének vezető helyettese, majd az Átviteltechnikai Üzem vezetője, később vállalati

főmérnöke lett. Innen rövid időre a Központi Táviróhivatalhoz került vissza, majd 1953-ban a POTI-nál mint tervező, majd csoportvezető, 1954-ben az átviteltechnikai osztály vezetője volt. 1955-ben műszaki főtanácsossá, 1960-ban pedig műszaki igazgatóvá nevezték ki. 1962-ben megbízást kapott a Postai Tervező Iroda igazgatói teendőinek ellátására. 1968. április 30-án saját kérésére nyugállományba vonult.



Kiváló szakember, az ország egyik legjobb átviteltechnikai szaktekintélye, különösen a táviró berendezések területén. Munkaköréből eredően azonban a mikrohullámú és vezeték nélküli átviteltechnika terén is elsőrangú szaktekintélynek örvendett. Feladatainak ellátásában elmélyült, mindig a legjobb megoldást kereste. Hivatali munkája mellett a Beloiannisz Híradástechnikai Gyárban több éven át mint szakértő tevékenykedett és ott ettől az időtől több táviró

és multiplex berendezést fejlesztettek ki közreműködésével.

A magyar műszeripar fejlesztése terén, hivatali munkáján kívül, mint műszaki ellenőr fejtett ki olyan tevékenységet, amely műszeriparunk fejlesztésében, a gyártmányok minőségének emelésében hathatósan nyilvánult meg.

Mindig a korszerű új műszaki módszerek bevezetésére törekedett, s ennek köszönhető, hogy a Magyar Postánál társaival újítás alapján létesült a 30—40 éves hangfrekvenciás kábeleken a távtáplált szélessávú erősítők alkalmazásával az első sokcsatornás üzem, s ennek köszönhető, hogy az 1960-as Római Olimpián a bécsi távkábelben létesített ezen megoldással közvetlenül lebonyolíthatott a Magyarországon végződő és átmenő helyszíni közvetítések sokasága.

Mint a POTI igazgatója 1964-ben munkásságának elismerése mellett Minisztertanácsi kiemelt fizetésben részesült.

Emlékét, a híradástechnikus és postás kollégáikkal együtt szeretettel őrizzük.