

A folyamatműszerezés érzékelői

Az érzékelők statikus és dinamikus tulajdonságai – 4.

Dr. Fock Károly

A soron következő folytatásban néhány – a nemvillamos mennyiségek mérésére szolgáló – érzékelő modell vizsgálata során, a mintafeladatok eredményeinek elemzésével rávilágítunk a statikus és dinamikus tulajdonságok kapcsolatára és néhány dinamikai jellemző meghatározására, nagyságrendjének becslésére.

Mintafeladatok

2. Mekkora a lázmérő időállandója?

A feladat megoldása során a még mindig használatban lévő higanyos lázhőmérők tulajdonságaiból indulunk ki. (Tapasztalatok szerint a higanyos lázmérők nagy többségét 10 percig kell a száraznak feltételezett hónaljban tartani, hogy a hőmérő állandósult értékét elérje, de ugyanez a hőmérő csecsemők lázmérésénél (végbélben) sokkal hamarabb is eredményt szolgáltat.)

Feltételezzük, hogy az előző fejezetben ismertetett dinamikus karakterisztika (elsőfokú, lineáris, állandó együtthatós differenciálegyenlet) a lázhőmérőre is érvényes.

Ekkor az ugrás alakú jelre (a lerázott hőmérőt a hónaljba helyezzük) a kapillárisban lévő higanyszál hossza késésmentesen követi a hőmérő higanytartályának ϑ hőmérséklet-emelkedését. A ϑ hőmérséklet a

$$\vartheta = \vartheta_o + (\vartheta_{test} - \vartheta_o) \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$$

egyenlet szerint változik,

ahol: ϑ a hőmérő hőmérséklete t időpontban,
 ϑ_o a hőmérő által mutatott hőmérséklet lerázott állapotban,
 ϑ_{test} a mérendő test hőmérséklete,
 T a hőmérő időállandója.

A hőmérő ϑ hőmérsékletének időfüggvénye az 1. ábrán látható.

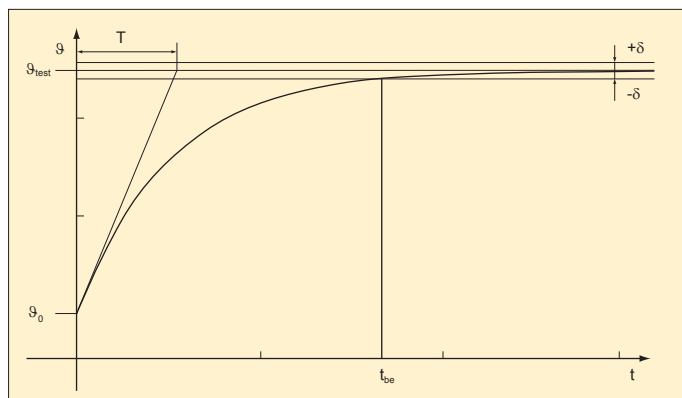
A lázmérő méréstartomány $\Delta\vartheta=5\text{ }^\circ\text{C}$ ($36\dots41\text{ }^\circ\text{C}$ értékeket figyelembe véve), skálaosztása $0,1\text{ }^\circ\text{C}$, vagyis a mérési tartományra vonatkoztatott relatív hiba $h=2\%$. Nyilván a beállási időt akkorára célszerű választani, hogy $\delta=h$ legyen, vagyis a hőmérőre vonatkozó 10 perc a $\delta=2\%$ -os beállási idő. Az átmeneti függvény alapján a méréstartományra vonatkoztatott relatív hiba

$$\delta = -e^{-\frac{t}{T}}$$

A $\delta = -2 \cdot 10^{-2}$ és $t=t_{be}=10$ perc adatokkal az exponenciális egyenletből

$$T = \frac{t_{be}}{\ln 50} \cong 2,5 \text{ perc.}$$

Mint az 1. feladat differenciálegyenletéből is látható, T és ezáltal a t_{be} beállási idő is az α hőátadási tényező növelésével csökkenthető. Ez a helyzet a csecsemő lázmérésénél is. A 10 perc várakozási idő a száraznak feltételezett hónalj és a hőmérő üvegfelülete közötti hőátadási tényezőre van specifikálva, ami nedves felületek esetén nyilván kisebb is lehet.



1. ábra Lázmérő hőmérsékletének időfüggvénye

3. A statikus és dinamikus karakterisztika kapcsolata

Egy membrános nyomáskülönbség-mérő példáján megvizsgáljuk, hogy mi szab korlátot a határfrekvencia növelésének. A membrános nyomáskülönbség-mérő segédenergia nélküli mechanikus átalakító, kimeneti jele legyen a membrán közepének x kitérése (mech, mech, 0). Elvi szerkezeti felépítése a 2. ábrán látható.

A statikus karakterisztika:

$$x = \frac{A_{eff}}{c_r} (p_1 - p_2)$$

a dinamikus karakterisztika:

$$M \ddot{x} + k \dot{x} + c_r x = (p_1 - p_2) A_{eff}$$

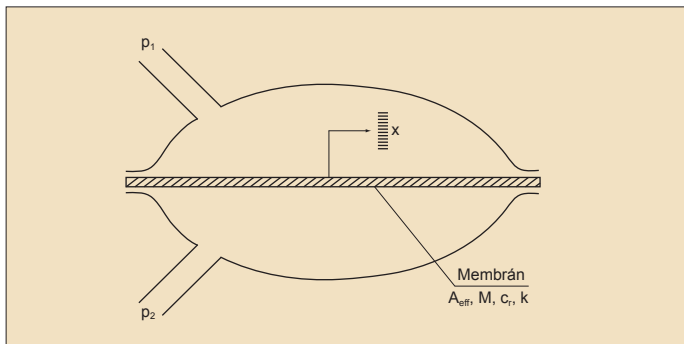
a frekvenciakarakterisztika:

$$W(j\omega) = \frac{1}{c_r + j\omega k - \omega^2 M} = \frac{1/c_r}{1 + j \frac{2D}{\omega_o} \omega - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}}$$

az amplitúdó karakterisztika:

$$|W(j\omega)| = \frac{1/c_r}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)^2 + 4D^2 \frac{\omega^2}{\omega_o^2}}}$$

ahol: A_{eff} a membrán effektív felülete,
 c_r a membrán rugóállandója,
 M a membrán tömege,
 k sebességarányos csillapítási tényező,
 $D = k/2M \omega_o$ a csillapítási fok,
 $\omega_o = \sqrt{c_r/M}$ a csillapítatlan rendszer rezonanciafrekvenciája.



2. ábra Membrános nyomáskülönbség-mérő elvi szerkezeti felépítése

A $|W(j\omega)|$ amplitúdókarakterisztika menetéből (lásd a 3. ábrát is) megállapítható, hogy az ω_f maximális határfrekvenciát a $D=k/2M\omega_0 \approx 0,6...0,7$ csillapítási fok esetén kapjuk.

A 3. ábra $D=0,6$ csillapítási fok esetén számított amplitúdókarakterisztikája az $\omega_{ref}=0$ rad/s választásával és $\pm\delta=5\%$ -os hibahatár felvételével az ω_f/ω_0 relatív felső határfrekvenciára 0,86 értéket ad. Az $\omega_f \approx 0,86\omega_0$ felső határfrekvencia – és egyben a sáv szélesség – növeléséhez az ω_0 értéket kell minél nagyobbra választani.

Az ω_0 növelésének lehetőségei: a c_r rugóállandó növelése és az M tömeg csökkentése. A tömeg csökkentése egyben a geometriai méretek csökkentését is jelenti adott mérés határnál, tehát A_{eff} is csökken. Ezek a változtatások egyértelműen a statikus karakterisztika

$$\dot{E} = \frac{\partial x}{\partial(p_1 - p_2)} = \frac{A_{eff}}{c_r}$$

érzékenységének csökkenéséhez vezetnek.

Tehát a statikus érzékenység és a sáv szélesség egymástól függetlenül nem változtatható. Ha mégis a magas határfrekvencia elérése a cél, akkor a membrán deformációjának a méréséhez egy nagyérzékenységű (villamos kimeneti jelű) mérőátalakító beiktatása is szükséges.

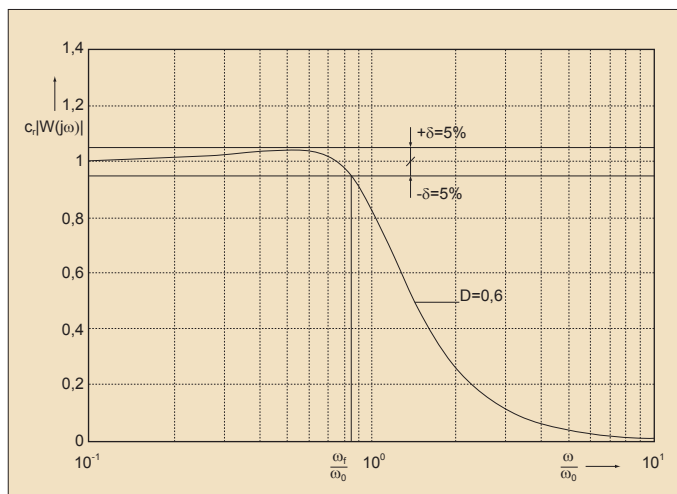
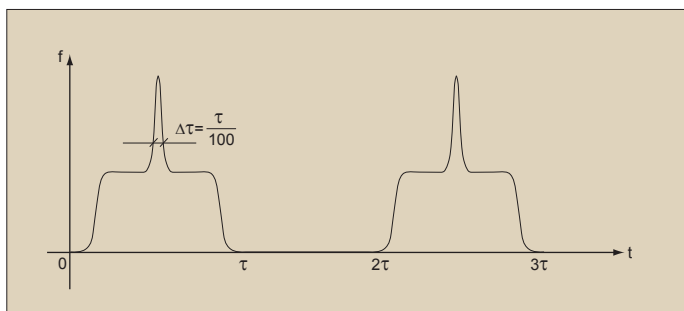
4. A mérőrendszer határfrekvenciájának meghatározása

Egy $n=600$ /perc fordulatszámmal működő szerszám gép megmunkáló szerszámára ható erő időfüggvénye látható a 4. ábrán. (Lehet pl. egy gyalugép, amely az ábrázolt periódusokban egy zárvány miatt rövid ideig igen erős terhelésnek is ki van téve.)

Feladat: Mekkora kell választani a mérőberendezés határfrekvenciáját ahhoz, hogy megközelítő alakhűséggel mérni tudjuk a τ és a $\tau/100$ ideig tartó erőimpulzusokat?

Megjegyzés: a nehézséget az jelenti, hogy a valóságban általában nem ismerjük az időfüggvényt, éppen ennek a meghatározása a cél egy ismert határfrekvenciájú mérőberendezéssel. A feladat az alakhű jelátvitel kérdését elemzi.

4. ábra Megmunkáló szerszámra ható erő időfüggvénye



3. ábra Membrános nyomáskülönbség-mérő amplitúdókarakterisztikája $D=0,6$ csillapítási foknál

Elméleti alapok:

A feladat megoldásához a 4. ábrán látható erőváltozásokat négyzetgimpulzusokkal helyettesítjük és a szükséges határfrekvenciát az impulzus frekvenciaspektrumából (5. ábra) becsljük meg.

A τ időtartamú, egységnyi amplitúdójú $f(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$

impulzus Fourier-spektruma: $F(j\omega) = \frac{2}{\omega} \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) e^{-j\frac{\omega\tau}{2}}$

amiből az $|F(j\omega)|$ amplitúdókarakterisztika: $|F(j\omega)| = \frac{2}{\omega} \left| \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \right|$

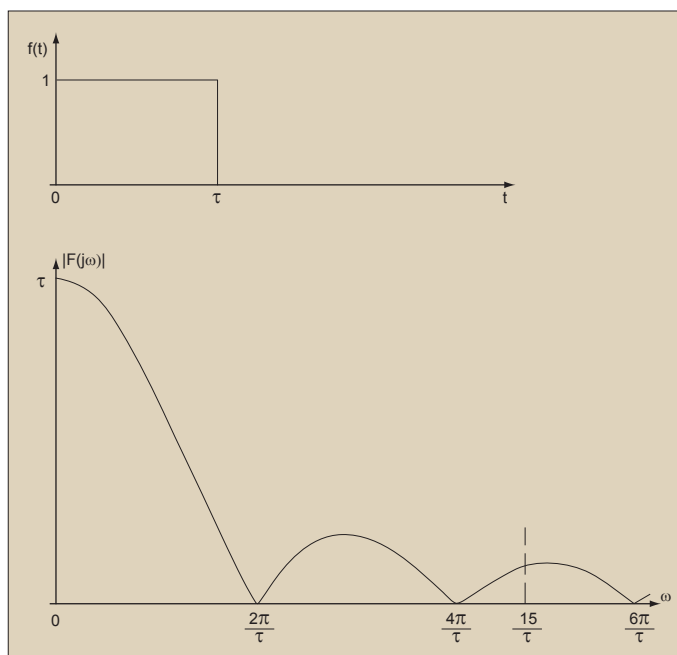
ill. az $arcF(j\omega)$ fáziskarakterisztika: $arcF(j\omega) = -\frac{\omega\tau}{2}$

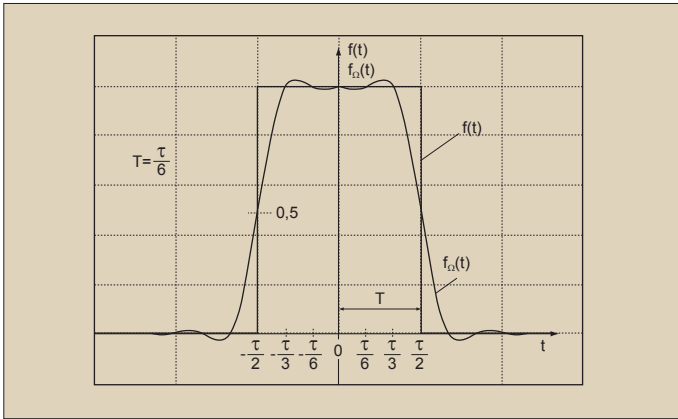
Az $|F(j\omega)|$ amplitúdókarakterisztika menetéből (5. ábra) megállapítható, hogy a négyzetgimpulzus átviteléhez elvileg végtelen sáv szélességre van szükség, de az alacsonyfrekvenciás komponenseknek meghatározó jelentősége van.

Tapasztalat alapján kialakult az a szabály, hogy az alakhű átvitelhez megközelítően elegendő az $\Omega \geq 15/\tau$ szabály betartása, ahol Ω a mérőműszer határfrekvenciáját jelenti.

Annak szemléltetésére, hogy ez a szabály milyen kompromisszumokat jelent, tételezzük fel, hogy a mérőműszer határfrekvenciája: $\Omega = 6\pi/\tau > 5/\tau$.

5. ábra A τ időtartamú, egységnyi amplitúdójú impulzus spektruma





6. ábra Négyzetimpulzus és sávkorlátozott közelítése

Az Ω sávkorlátú erőváltozás $f_\omega(t)$ időfüggvényét az $f_\omega(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \frac{\sin \pi(\frac{t}{T} - n)}{\pi(\frac{t}{T} - n)}$

összefüggéssel lehet meghatározni, ahol $f(nT)$ mintasorozat értékei a T mintavételi időpontokban megegyeznek a mérendő $f(t)$ időfüggvény értékeivel. Az Ω sávkorlát és a mintavételi periódusidő közötti összefüggés: $\Omega = \pi/T$.

A részletszámítások elhanyagolásával a 6. ábrán feltüntetett az eredeti négyzetimpulzus és az $f_\omega(t)$ -jelek időfüggvényeit.

Megoldás:

Az $n=600$ ford/perc alapfordulatszám $\tau=1/20$ s.

Az Ω minimális határfrekvencia: $\Omega \geq 15/\tau = 300$ rad/s, ami közelítőleg $f_m = 50$ Hz-nek felel meg. Egy ilyen mérőműszerrel azonban a $\Delta\tau = \tau/100$ szélességű impulzus nem mérhető, ehhez a fenti szabály betartásával a szükséges határfrekvencia: $\Omega \geq 15/\Delta\tau = 30$ krad/s, vagyis $f_m \geq 5$ kHz szükséges.

A feladatból levonható tanulság az, hogy a hibásan kiválasztott, alacsony határfrekvenciájú mérőműszer nem érzékeli a gép meghibásodását – esetleg a törését okozó – igen rövid ideig tartó, de nagy amplitúdójú terhelést.

5. Nemlineáris statikus karakterisztika hatása időben változó bemeneti jel mérésekor

A vizsgálat során dinamikus szempontból az érzékelőt ideálisnak tekintjük.

Tételezzük fel, hogy a statikus karakterisztika hatványfüggvényvel írható le. Az érzékelőre egy B_0 időben állandó értékre szuperponálódó, B_1 amplitúdójú, ω frekvenciájú szinuszos jel hat. Vagyis:

$$k(t) = a[b(t)]^i, \quad i=1, 2, \dots$$

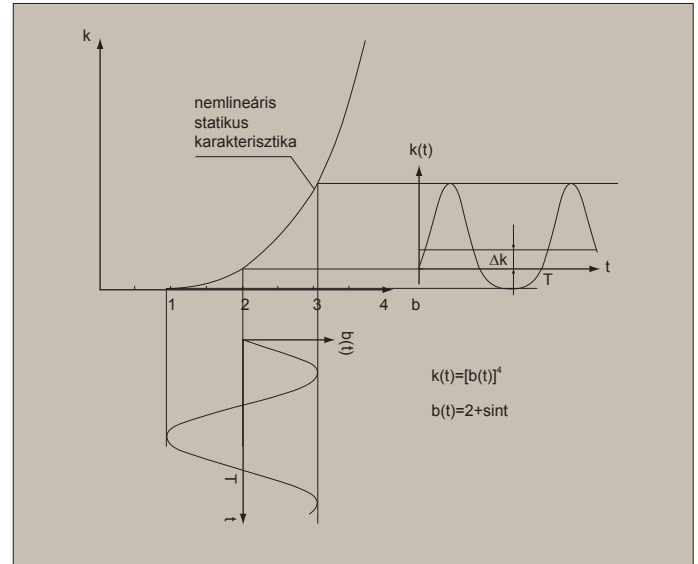
ahol: $b(t) = B_0 + B_1 \sin \omega t$.

A kimeneti jel időfüggvénye pontról pontra megszerkeszthető. A 7. ábrán egy nemlineáris statikus karakterisztika (negyedfokú polinom) hatása figyelhető meg. A $k(t)$ kimeneti jel időben változó komponense torzított, és átlagértéke Δk . Megállapítható, hogy a nemlineáris statikus karakterisztika dinamikus szempontból kedvezőtlen, mert harmonikus torzítást és középpérték-eltolódást okoz, mivel a kimeneti jel harmonikus összetevőinek a tartalma és Δk átlagértéke is megváltozott.

A hatás számításával is követhető. A binomiális sor felhasználásával a kimeneti jel $k(t)/a$ normalizált értéke:

$$\frac{k(t)}{a} = [b(t)]^i = (B_0 + B_1 \sin \omega t)^i = B_0^i + \binom{i}{1} B_0^{i-1} B_1 \sin \omega t + \binom{i}{2} B_0^{i-2} B_1^2 \sin^2 \omega t + \dots$$

$$= B_0^i + i \cdot B_0^{i-1} B_1 \sin \omega t + \frac{i(i-1)}{4} B_0^{i-2} B_1^2 (1 - \cos 2\omega t) + \dots$$



7. ábra Harmonikus torzítás és középpérték-eltolódás nemlineáris statikus karakterisztika esetén

- ha $i=1$, vagyis a statikus karakterisztika lineáris, akkor $k(t) = a(B_0 + B_1 \sin \omega t)$, tehát az átvitel torzítatlan
- ha $i=2$, tehát a statikus karakterisztika négyzetes, akkor a $k(t)$ kimeneti jel pillanatértéke:

$$k(t) = a \left[B_0^2 + 2B_0 B_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} B_1^2 - \frac{1}{2} B_1^2 (1 - \cos 2\omega t) \right]$$

$$= a B_0^2 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{B_1}{B_0} \right)^2 + 2 \frac{B_1}{B_0} \sin \omega t - \frac{1}{2} \left(\frac{B_1}{B_0} \right)^2 \cos 2\omega t \right]$$

harmonikus torzítás

ahol az utolsó tag adja a nemlineáris statikus karakterisztika által okozott harmonikus torzítást.

A $k(t)$ kimeneti jel $\bar{k}(t)$ átlagértéke

$$\bar{k}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T k(t) dt = a B_0^2 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{B_1}{B_0} \right)^2 \right]$$

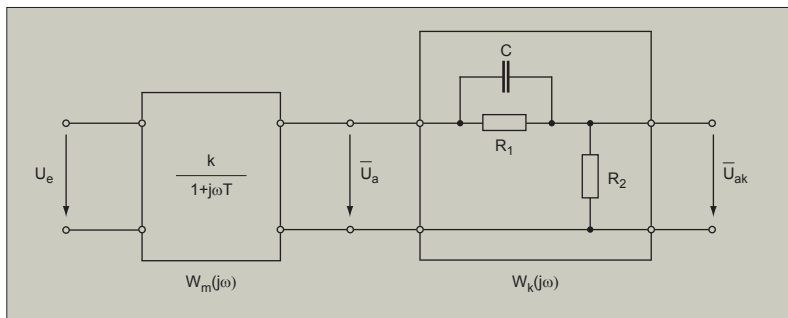
alakú, amelyből világosan kiolvasható a Δk középpérték-eltolódás mértéke:

$$\Delta K = \frac{1}{2} a B_1^2$$

Magasabb fokszámú statikus karakterisztika esetén a fenti mintára a binomiális sor felhasználásával mindkét hatás hasonlóan kiszámítható.

6. A dinamikus hiba korrekciója

Azokban az esetekben, amikor egy mérőkészülék dinamikus viselkedése ismert, lehetőség van arra, hogy a dinamikus hibát egy meghatározott mértékig korrigáljuk. Ehhez egy felüláteresztő szűrő szükséges, amit a készülék kimenetére kell csatlakoztatni a 8. ábrán látható módon.



8. ábra Egy $W_m(j\omega)$ frekvenciakaracteristikájú mérőkészülék dinamikus korrigálása egy $W_k(j\omega)$ frekvenciakaracteristikájú felüláteresztő szűrővel

A felüláteresztő szűrő frekvenciakaracteristikája:

$$W_k(j\omega) = \frac{\bar{u}_{ak}}{\bar{u}_a} = \frac{R_2}{R_1 \times \frac{1}{j\omega C} + R_2} = a \frac{1 + j\omega T_k}{1 + j\omega a T_k}$$

ahol: $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_k = R_1 C$

Az eredő frekvenciakaracteristika:

$$W(j\omega) = \frac{\bar{u}_{ak}}{\bar{u}_a} = W_m(j\omega) \cdot W_k(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega T} \cdot a \cdot \frac{1 + j\omega T_k}{1 + j\omega a T_k}$$

amiből $T = T_k$ feltételezésével

$$W(j\omega) = \frac{ak}{1 + j\omega a T}$$

ahol az osztásviszony miatt minden esetben $a < 1$.

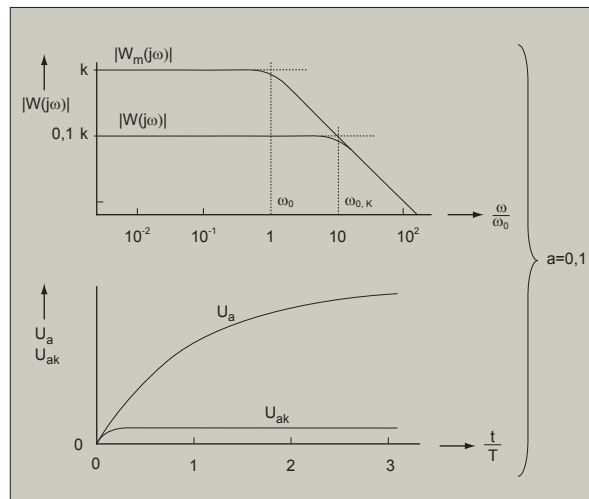
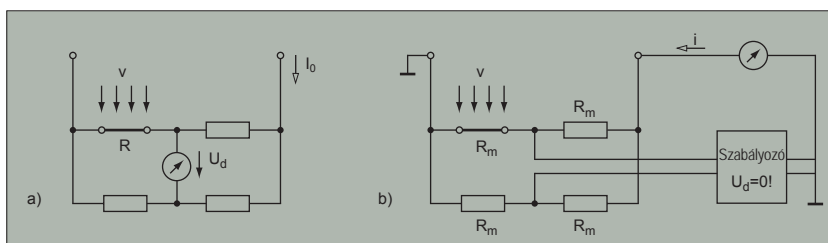
Az eredményből látható, hogy a határfrekvencia megnőtt – a dinamikus tulajdonságok javultak –, de ugyanakkor a statikus átviteli tényező lecsökkent. A hatásokat $a=0,1$ esetén a 9. ábra szemlélteti. Az amplitúdókaracteristikák összehasonlításából látható, az átmeneti függvényeknél pedig érzékelhető, hogy a T időállandó tizedére csökkent, de mindkét esetben az is leolvasható, hogy a statikus átviteli tényező a korrigálás következtében az eredetinek tizede.

A vizsgált módszer feltételezi a mérőműszer T időállandójának az ismeretét. Ha ez nem ismert, vagy változik működés közben, akkor a $T = T_k$ feltételt nem lehet betartani, és a dinamikus korrekció hibás lesz. Ilyenkor célszerűbb olyan megoldást választani, amikor az időállandót figyelmen kívül lehet hagyni.

Jó példa erre a termikus tömegárammérő, amelyet a szakirodalom izzószálas vagy vékonyréteg anemométerként ismer. A működés lényege az, hogy a villamos árammal felfelemelegített ellenálláshuzalt vagy vékonyréteg ellenállást a mérni kívánt gázáramba

10. ábra Izzószálas áramlasmérő alapkapcsolásai

- a) Állandó I_0 árammal táplált, kiegyenlített hídkapcsolás
- b) A híd tápláló i áramot a szabályozó akkora értékre állítja be, hogy az érzékelő hőmérséklete állandó maradjon



9. ábra A dinamikus korrekció hatása az amplitúdókaracteristikára és az átmeneti függvényre

helyezzük, minek következtében az lehül. A lehülés – hőmérséklet-változás – a gáz v áramlási sebességétől függ, amit ellenállás-változásként kiegyenlített hídkapcsolásban mérhetünk (10. ábra).

Amennyiben a híd I_0 konstans árammal tápláljuk (10.a ábra), akkor az ellenállás-változás a hőleadástól, vagyis a gáz sebességétől, az érzékelő és a gáz közötti hőmérséklet-különbségtől, a gáz hővezető képességétől és a fajhőtől függ. A mért kimeneti jel a hídkapcsolás U_d üresjárás kimeneti feszültsége. Dinamikus szempontból ekkor döntő jelentősége van a termikus időállandónak, de értéke erősen munkapontfüggő, tehát a soros kompenzáció nem hatásos.

A 10.b ábrán látható mérőkörben a szabályozó i kimeneti árama az érzékelő R_m ellenállását és ezáltal a hőmérsékletét állandó értéken tartja. A mért kimeneti jel a szabályozó i kimeneti árama. Ennek a kapcsolásnak az a jelentős előnye, hogy ebben az üzemmódban a mérés dinamikai tulajdonságai javulnak.

Amennyiben egy izzószál hőmérsékletét állandó értéken tartjuk, akkor a működését nem befolyásolják azok az idők, amelyek a mindenkori huzalhőmérséklet beállításához szükségesek. Ezáltal gyors áramlási sebességváltozásokat is mérhetünk, amelyek például pulzáló áramlásoknál keletkeznek.

A 11. ábra összehasonlítja a kétféle üzemmód átmeneti függvényeit, amelyből egyszerűen következtethetünk a dinamikus tulajdonságok javulására (a határfrekvencia növekedésére).

(Folytatjuk!)

editor@magyar-elektronika.hu

11. ábra Hídkapcsolások átmeneti függvényei izzószálas áramlasmérővel

- a) Állandó áramú táplálás, b) Állandó hőmérsékletű táplálás

