

A folyamatműszerezés érzékelői

Dinamikus modellezés AHK-módszerrel - 2.

Dr. Fock Károly

Az analóg helyettesítő képek (AHK) módszere előnyösen használható a dinamikus vizsgálatok modellezéséhez. A cikksorozat elsősorban a mérés technikai vonatkozású jelenségeket tárgyalja. Az alábbi folytatás néhány példával mutatja be a módszer használhatóságát, majd az ismertetés az érzékelők dinamikus modellezésével folytatódik.

Rugalmas csillapítóanyag rugalmassági együtthatójának és veszteségi tényezőjének a meghatározása

A σ mechanikai feszültség és az ε relatív megnyúlás közötti kapcsolatot egy rúdban vagy egy lemezben – keresztirányú kontrakció esetén – az E rugalmassági együttható (Young-modulus) határozza meg:

$$\sigma = E \varepsilon .$$

Ez az összefüggés akkor érvényes időben változó paraméterekre is, ha az anyagot veszteségmentes rugónak képzeljük. A feszültség és a nyúlás komplex amplitúdói között ilyenkor nincs fáziseltolódás. Ez azonban soha nem igaz a valóságban. A fenti összefüggés mérésrel történő meghatározásánál azt tapasztalhatjuk, hogy a σ és az ε között fázistolás van, ill. a σ és az ε csúcsértékeinek hányadosa frekvenciafüggő. Ezt a tulajdonságot szokásosan egy komplex \bar{E} rugalmassági együtthatóval lehet figyelembe venni az

$$\bar{E} = E(1 + j\eta)$$

összefüggés szerint.

Az E rugalmassági tényező ekkor az \bar{E} abszolút értéke, η pedig – definíció szerint – az anyag veszteségi tényezője. Egy A felületű, d vastagságú próbatest mechanikai impedanciája:

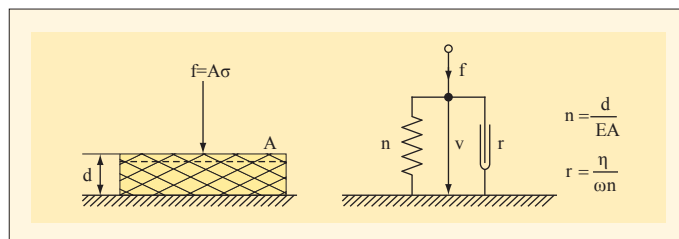
$$z = \frac{f}{v} = \frac{A\sigma}{j\omega\varepsilon d} = \frac{1}{j\omega} E \frac{A}{d} (1 + j\eta) .$$

Ezt a kifejezést az 1. ábra szerint egy veszteségmentes rugóellenkénységgel és egy súrlódással modellezhetjük:

$$z = \frac{1}{j\omega n} + r = \frac{1}{j\omega} E \frac{A}{d} + E \frac{A}{d} \frac{\eta}{\omega} .$$

Az összefüggésből látható, hogy frekvenciafüggetlen veszteséggel bíró anyagot csak abban a speciális esetben kaphatnánk, ha az veszteségi tényező a frekvencia lineáris függvénye lenne. Ennek a szigorú feltételnek általában az anyagok ritkán és legfeljebb csak szűk frekvenciatartományban tesznek eleget. A veszteségi tényező $\eta(\omega)$ frekvenciafüggvényére nagyon különböző eredmények születtek, és vizsgálatuk a műanyag-előállítók kutatási területének egyik fontos területe napjainkban is.

Az E és η paraméterek mérésrel történő meghatározásához pl. a 2. ábrán látható kísérleti elrendezést lehet felhasználni. Egy rezgőasztal szinuszos időfüggvényű mozgást állít elő, amelyet egy



1. ábra Veszteséges csillapítóanyag modellezése

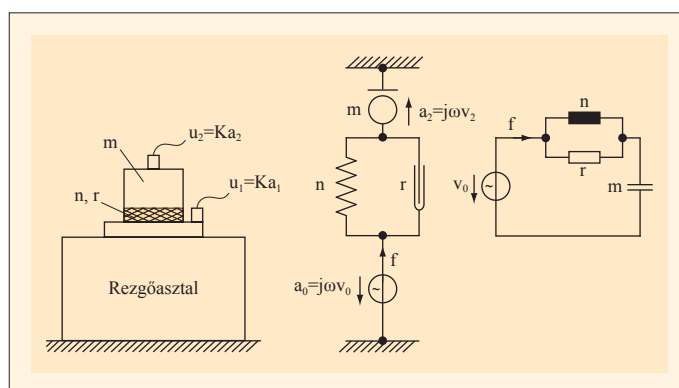
gyorsulásmérő mér. Az asztalra helyezik a vizsgálandó anyagot, amelyet egy tömeg terhel, és a tömeg gyorsulását egy második gyorsulásmérő méri. Kimutatható, hogy a gyorsulásmérők kimeneti feszültségének u_2/u_1 arányából egy adott frekvencián E és η meghatározható. A rezgőasztalt most sebességgenerátorként használjuk. Az ábra alapján könnyen felrajzolható a translációs mechanikai rendszer analóg helyettesítő képe, ill. a neki megfelelő villamos hálózat. A mechanikai rendszerekre vonatkozó számítási szabályok figyelembevételével kiszámítható az $A(j\omega) = u_2/u_1$ arány:

$$A(j\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{\frac{1}{j\omega n} + r}{j\omega m + \frac{1}{j\omega n} + r} = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}} ,$$

ahol:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{mn}} \quad \text{és} \quad Q = \frac{1}{\omega_0 n r} = \frac{1}{\eta(\omega_0)} .$$

2. ábra Mérési összeállítás veszteséges csillapítóanyag paramétereinek a meghatározásához



Az eredmény leglényegesebb megállapítása az, hogy a rendszer ω_0 rezonanciafrekvencián mért Q jósági tényezője az η veszteségi tényező reciproka. A jósági tényező meghatározásához az $|A(j\omega)|$ amplitúdókarakteristikára van szükség:

$$|A(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}\right)^2}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}\right)^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}\right)^2}}$$

ha $Q \gg 1$
 $\omega \approx \omega_0$

A $Q \gg 1$ és $\omega \approx \omega_0$ közelítéssel kapott – az $|A(j\omega)|$ egyenletének jobb oldalán feltüntetett – amplitúdókarakterisztika menete a 3. ábrán látható, amelyből a kiértékeléshez csak az ω_0 rezonanciafrekvencia környezetében levő görbealakra van szükségünk. A Q jósági tényezőt abból az ismert szabályból határozzuk meg, hogy a rezonanciafrekvencián mért kiemelés Q -szoros. A $Q/\sqrt{2}$ értékhez tartozó $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ és az ω_0 rezonanciafrekvencia a görbéről leolvasható, és a Q jósági tényező az

$$\frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} \approx \frac{1}{Q}$$

összefüggésből számítható. A szerkesztés annál pontosabb, minél inkább teljesül a $Q \gg 1$ feltétel. A továbbiakban az m tömeg ismeretében az anyag n rugóengedékenysége az

$$n = \frac{1}{\omega_0^2 m}$$

egyenletből már egyszerűen számítható, és ezzel ω_0 rezonanciafrekvencián

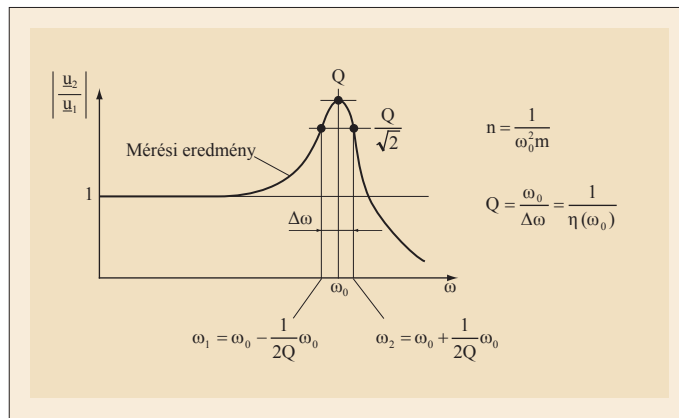
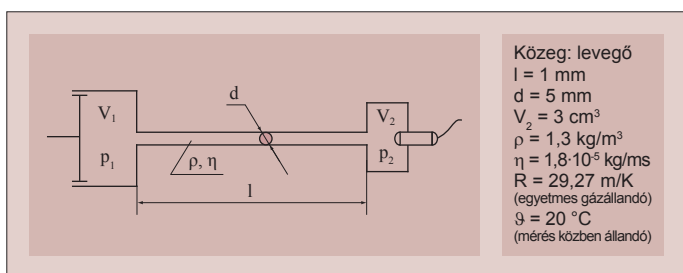
$$E(\omega_0) = \frac{d}{An} \quad \text{és} \quad \eta(\omega_0) = \frac{1}{Q}$$

képletek felhasználásával a keresett paraméterek is meghatározhatók. Ha E és η frekvenciafüggése is fontos, akkor m megfelelő megválasztásával ω_0 beállítható, és a fenti kísérlet gondolatmenete alapján a keresett paraméterek kiszámíthatók.

Impulzusvezeték hatása a dinamikus nyomásmérésben

Az ábrán látható dugattyú által a V_1 térfogatban létrehozott p_1 nyomást csak egy l hosszúságú, d átmérőjű impulzusvezeték közbeiktatásával tudjuk megmérni, ezáltal a nyomásmérő a V_2 térfogat p_2 nyomását méri. A p_1 nyomás időfüggvénye: $p_1(t) = p_1 \sin \omega t$. A köz-

4. ábra Dinamikus nyomásmérés impulzusvezeték közbeiktatásával



3. ábra A kísérleti berendezés amplitúdókarakteristikájának kiértékelése

vetítő közeg levegő. A 4. ábra adataival meghatározandó, hogy a $p_1(t)$ és $p_2(t)$ nyomás amplitúdója mekkora frekvenciatartományban különbözik kevesebbet, mint 10%?

A feladat megoldásához a p_2 és p_1 nyomás közötti amplitúdókarakteristikára van szükség, ami az 5. ábra analóg helyettesítő képe alapján – a feszültségosztó képlet segítségével – egyszerűen felírható. A veszteséges impulzuscsövet fizikai megfontolások alapján a paralel helyettesítő képével kell figyelembe venni.

$$A \quad Wp_1 p_2(j\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega C_{A2}}}{\frac{1}{j\omega C_{A2}} + j\omega L_{AP} \times r_{AP}}$$

frekvencia-karakterisztika az

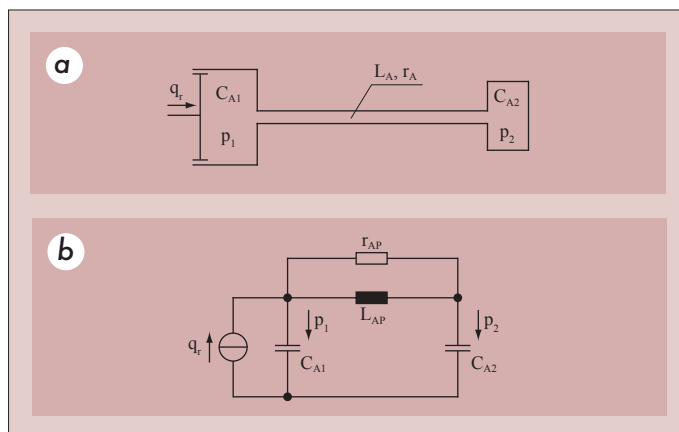
$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_{A2} L_{AP}} \quad \text{és} \quad Q = \frac{r_{AP}}{\omega_0 L_{AP}}$$

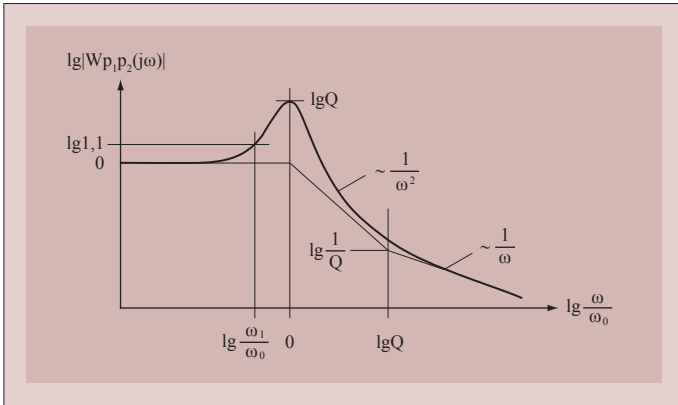
helyettesítéssel

$$Wp_1 p_2(j\omega) = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}$$

alakra hozható, és látható, hogy aluláteresztő tulajdonsággal rendelkezik.

5. ábra Impulzusvezetékes nyomásmérés fizikai működési vázlat (a), és analóg helyettesítő képe (b)





6. ábra Az impulzusvezetékes nyomásmérés amplitúdókarakterisztikája

$$A \quad |Wp_1p_2(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \frac{1}{Q^2}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \frac{1}{Q^2}}$$

amplitúdókarakterisztikát kétszer logaritmusos léptékben a 6. ábrán tüntettük fel. Az amplitúdókarakterisztika menetéből megállapítható, hogy az ω_0 rezonanciafrekvencián Q -szoros kiemelés van. A 10%-os hibahatárhoz az $\omega = \omega_1$ határfrekvencia tartozik, amelynek a numerikus meghatározásához figyelembe kell venni, hogy a definíciók soros áramlási elemeket adnak meg, az analóg helyettesítő kép pedig párhuzamos helyettesítő képet igényelt. Az r_{AS} , L_{AS} soros és az r_{AP} , L_{AP} párhuzamos elemek közötti átszámítás az elektrotechnikából jól ismert összefüggések szerint:

$$r_{AP} = r_{AS} \left(1 + Q^2\right), \text{ ill. } L_{AP} = L_{AS} \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right),$$

ahol

$$Q = \frac{\omega_0 L_{AS}}{r_{AS}} = \frac{r_{AP}}{\omega_0 L_{AP}}.$$

Ha $Q \gg 1$, akkor az $r_{AP} \approx Q^2 r_{AS}$ és az $L_{AP} \approx L_{AS}$ közelítés indokolt. A 4. ábra adatainak felhasználásával az impulzusvezetékben mozgott gáz L_{AS} áramlási induktivitása:

$$L_{AS} = \rho \frac{4l}{d^2\pi} = 6,62 \cdot 10^4 \frac{kg}{m^4},$$

az impulzusvezeték soros r_{AS} áramlási ellenállása:

$$r_{AS} = \frac{128}{\pi} \eta \frac{l}{d^4} = 1,17 \cdot 10^6 \frac{kg}{m^4 s},$$

a V_2 térfogatú tér C_{A2} áramlási kapacitása:

$$C_{A2} = \frac{1}{\rho g} \frac{v}{RT} = 2,74 \cdot 10^{-11} \frac{s^2 m^4}{kg},$$

az ω_0 rezonanciafrekvencia:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{A2} L_{AP}}} = 743 \frac{rad}{s}, \text{ vagyis } f_0 = 118 \text{ Hz (ha } Q_0 \gg 1)$$

és a Q_0 jósági tényező:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L_{AS}}{r_{AS}} = 42$$

(valóban $Q_0 \gg 1$, mint ahogy azt az előzőekben feltételeztük).

A 6. ábra amplitúdókarakterisztikájának menetéből látható, hogy a 10%-os hibahatárhoz egy ω_1 jelű felső határfrekvencia tartozik, amelyet a

$$|Wp_1p_2(j\omega_1)| = 1,1$$

egyenletből az előzőekben kiszámított adatok behelyettesítésével határozhatunk meg.

A számítások elvégzése után a frekvenciahatárra $\omega_1 = 248 \text{ rad/s}$, vagyis $f_1 = 39 \text{ Hz}$ eredmény adódik, tehát az impulzusvezeték az $f = 0 \dots 39 \text{ Hz}$ tartományban okoz 10%-nál kisebb hibát.

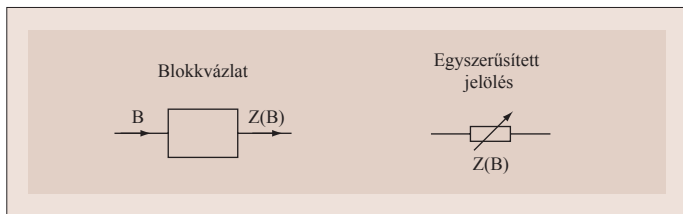
Kapcsolat különböző rendszerek között

Az előzőekben olyan lineáris hálózatokat vizsgáltunk, amelyek mindenféle kapcsolat nélkül működnek egymás mellett. Mint az előzőekben bemutatott példákban is kiderül, az AHK-módszer segítségével sok fontos mérés-technikai feladat modellezhető így is, ami ténylegesen azoknak jelent könnyebb áttekinthetőséget és megoldást, akik járatosabbak a villamos hálózatok számítás-technikájában.

Ha kizárólag az érzékelőkre koncentrálnunk, akkor a vizsgálat legfontosabb jellegzetessége az, hogy ezek az eszközök különböző rendszereket kapcsolnak össze. Mint ismeretes, az érzékelőket két csoportba szokás osztani. Az első csoportot azok az érzékelők alkotják, amelyek működéséhez külső segédenergia szükséges, a másik csoportba tartozók a működésükhöz szükséges energiát a mérendő közegből nyerik, segédenergiára nincs szükségük. Megkülönböztetésül az első csoportot passzív, a második csoportot aktív érzékelőknek fogjuk a továbbiakban nevezni. Az elnevezés önkényes, az irodalomban felfedezhető ezen elnevezések fordítottja is (lásd. pl. [1]).

A passzív érzékelőkben a különböző rendszerek impedanciaelemeinek nagyságát a mérendő paraméter megváltoztatja. A megváltozásról úgy veszünk tudomást, hogy mérjük az elem változóparáinak megváltozását. Az érzékelés célja napjaink technikai színvonalán a mérendő paraméterből egy villamos kimeneti jel létrehozása. Vannak olyan mennyiségek, amelyeket villamos impedanciaelemekkel közvetlenül érzékelni tudunk, de előfordul az is, hogy első lépésben az átalakítás csak valamely más rendszerben sikerül, ilyenkor a nemvillamos változópart további lépésekben kell villamos jellé átalakítani.

A passzív érzékelők igen népes családjából példaként tekintsük a translációs mechanikai rendszerekben a dilatációs hőmérőt, a rezgőhúros erőmérőt; rotációs mechanikai rendszerekben a bimetall hőmérőt; áramlási rendszerekben az esőtestes (Höppler) viszkozimétert; a nagyszámú villamoskimenetű érzékelőcsaládból a nyúlásmérő ellenállást, a differenciáltranszformátort, a kapacitív nedvességérzékelőt, a fényérzékeny ellenállást, az izzószálas áramlásmérőt stb. A passzív érzékelőket szokás vezérelt impedanciáknak is nevezni.



7. ábra Vezérelt impedancia blokkvázlata és egyszerűsített jelölése

A vezérelt impedanciák analóg helyettesítő képe [2]

A vezérelt impedanciák blokkvázlata és egyszerűsített jelölése a 7. ábrán látható. A z impedancia $z=z(B)$ statikus karakterisztikája általában nemlineáris. Annak érdekében, hogy az AHK-módszert vezérelt impedanciák esetében is alkalmazhassuk, első lépésben a munkaponti linearizálás módszeréhez folyamodunk. A linearizálást a $B=0$ munkapontban elvégezve a statikus karakterisztika

$$z(B) = z(0) + \left. \frac{\partial z}{\partial B} \right|_{B=0} \cdot B = z_0 + \dot{E} B \text{ alakú lesz,}$$

ahol z_0 az impedancia $B=0$ helyen vett alapértéke és \dot{E} a bemenőjelre vonatkoztatott érzékenység.

Ismeretes pl., hogy a nyúlásmérő ellenállások és az ellenállás-hőmérők statikus karakterisztikája is nemlineáris, amelyeket gyakran helyettesítenek Taylor-soruk első két tagjával az

$$R(\varepsilon) = R_0 + gR_0\varepsilon \text{ és}$$

$$R(\vartheta) = R_0 + \alpha_R R_0\vartheta$$

egyenletek szerint. Felismerhető, hogy a példákban az ellenállás $\varepsilon=0$, ill. $\vartheta=0$ helyen vett alapértéke R_0 , az \dot{E} érzékenységek pedig rendre gR_0 és $\alpha_R R_0$ értékűek.

A vezérelt impedancia fogalmának és a fenti lineáris közelítésnek a felhasználása az AHK-módszerben semmiféle problémát nem jelent akkor, ha $B=B_0$ állandó. Ebben az esetben az impedanciákat a villamosságban megszokott módon kell kezelni.

Ha azonban a bemenő mennyiség időfüggvény ($B=B(t)$), akkor vissza kell nyúlnunk az impedanciafogalom kialakításáig, és meg kell vizsgálnunk, hogy a fogalom jogos-e vagy sem. Ne felejtsük el ugyanis, hogy az impedancia a feszültségre, ill. az áramra felírható differenciálegyenletből származtatott fogalom. Ha a differenciálegyenlet lineáris és állandó-együtthatós, akkor az impedancia

$$z(s) = \frac{U(s)}{I(s)},$$

ahol $U(s)$ a feszültség és

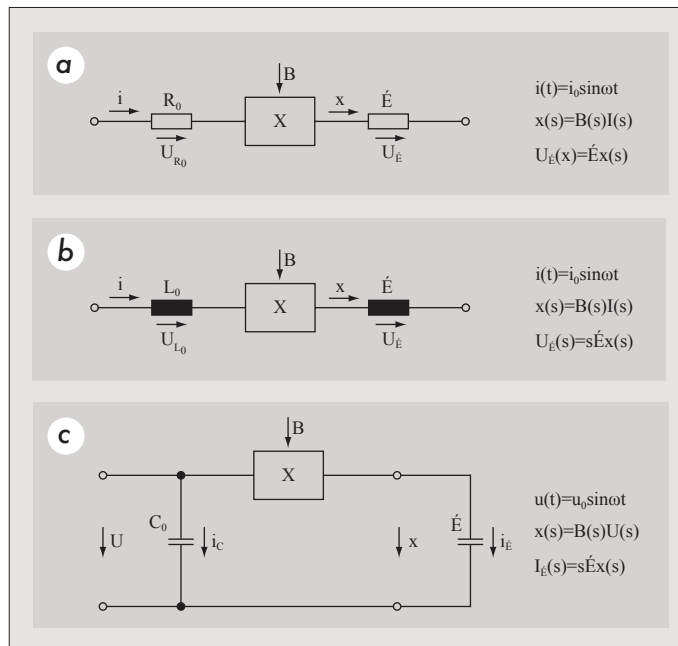
$I(s)$ az áram időfüggvényének Laplace-transzformáltja.

Pl. villamos elemekből felépített soros rezgőkör esetén az

$$U = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt$$

állandó-együtthatós lineáris differenciálegyenletből

$$U(s) = (sL + R + \frac{1}{sC})I(s) \text{ alapján}$$



8. ábra Villamos vezérelt impedanciák analóg helyettesítő képe a) Ellenállásos érzékelő, b) Induktív érzékelő, c) Kapacitív érzékelő

$$z(s) = sL + R + \frac{1}{sC}$$

Ha – általánosságban – a differenciálegyenlet nem állandó-együtthatós, akkor az impedanciafogalom nem használható.

Időben szinuszosan változó villamos jelek esetén – a részletes levezetés mellőzésével – speciális esetként megadható a 8. ábra szerinti vezérelt impedanciákra érvényes AHK. A helyettesítő képekben az \dot{E} -vel jelölt elemek csak az x jelre viselkednek impedanciaként, ahol

- $x(t)=B(t)i_0 \sin \omega t$ (ellenállásos és induktív átalakítóknál) és
- $x(t)=B(t)u_0 \sin \omega t$ (kapacitív átalakítóknál).

Másképp kifejezve: a vezérelt impedanciáknak a

$$\left. \frac{\partial z}{\partial B} \right|_{B=0} = \dot{E}$$

összefüggéssel definiált érzékenysége tehát a bemenőjellel szorzott gerjesztőjelre ugyanúgy viselkedik, mint maga az impedancia. Ezt szem előtt tartva használhatjuk a vezérelt impedanciákat az analóg helyettesítő képekben.

Nemvillamos rendszerekben a fenti megállapítások hasonlóan érvényesek maradnak, ha a definiált analógiákat vesszük figyelembe.

A folytatásban az aktív érzékelők analóg helyettesítő képének a típusaival ismerkedünk meg, majd elsőként a villamos átalakítókat tárgyaljuk.

IRODALOM

[1.] A. Lenk: Elektromechanische Systeme Band 1: Systeme mit konzentrierten Parametern, VEB Verlag Technik, Berlin, 1973
 [2.] Bársony A.: Az analóg helyettesítő képek módszere. Segédanyag az Ipari folyamatok mérés technikája c. tárgyhoz, Budapesti Műszaki Egyetem, Folyamat szabályozási Tanszék, 1976

(Folytatjuk!)

editor@magyar-elektronika.hu