

A fémrezonátoros mechanikus szűrők kiváló minőségű sávszűrést biztosítanak az 50...200 kHz sávban, mivel rezonátoraik Q -ja kb. 20 000. A megfelelő LC- vagy kristálysűrőkkel összehasonlítva megállapíthatjuk, hogy a mechanikus szűrők költségei kisebbek, méretei elfogadhatóak. A TESLA gyártmányú mechanikus szűrők áramkörti elemei a következők: torziós rezonátorok, csatoló huzalok, elektromechanikus átalakítók és kiegészítő be- kimeneti áramkörök. A klasszikus elektromechanikai analógia helyett [1, 2] a mobilitási analógiát használtuk fel, amelyben az erőnek áram, a sebességnek feszültség felel meg. A csatoló huzal egy l hosszúságú és y_0 mechanikai admittanciájú mechanikai tápvonalnak felel meg. Ennek admittancia-mátrixa analógiánkban a következő:

$$Y = y_0 \begin{bmatrix} A & B \\ B & A \end{bmatrix}, \quad A = \text{cth } g, \quad B = -1/\text{sh } g, \quad g = \gamma l, \quad (1)$$

ahol $g = \alpha l + j\beta l$. α -t a könnyen mérhető rezonáns jóság tényezőből, Q_0 -ból számíthatjuk:

$$\alpha_0 = 2\pi/\lambda_0 Q_0,$$

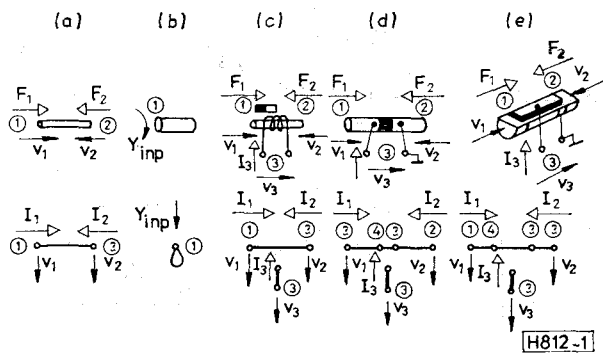
ahol λ_0 a huzal hullámhossza.

A szűrőkben alkalmazott félhullámú torziós rezonátor egy szabadon lezárt vonalszakasz, amelyet bemeneti admittanciája $y_0 = \text{th } \gamma l$ teljesen meghatároz.

Nagy Q értékekre ez közelítőleg:

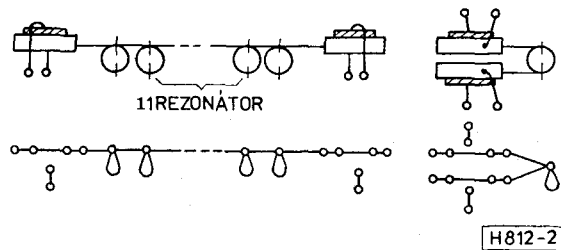
$$Y_{\text{inp}} = y_0 \left[\frac{\pi}{Q_0} + j \text{tg} \left(\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \right]. \quad (2)$$

A szűrőkben három típusú átalakítót alkalmazunk: a magnetostriktív, a Langevin-féle keramikussal és a keramikusszal szendvics kivitelű. Ezekről részletek [4]-ben és [5]-ben találhatóak. Ezeknek az alkatrészeknek grafikus modelljei láthatók az 1. ábrán.



1. ábra. a) a csatoló huzalok modellje, b) torziós rezonátor, c) magnetostriktív átalakító, d) Langevin-féle keramikusszal átalakító, e) keramikusszal szendvics átalakító

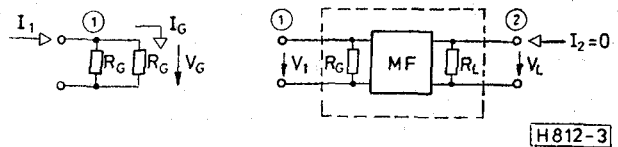
Beérkezett: 1982. I. 11.



2. ábra. Frekvenciaosztásos multiplex berendezések beszéd- és jelzőszűrőinek grafikus modellje

Analízis

A mechanikai szűrők modellezéséhez felhasznált irányítatlan gráfok megfelelnek a szimmetrikus ritka admittancia-mátrixoknak. Az effektív csillapítás legegyszerűbben a mátrix inverziójával nyert Z_{21} elemből számítható, ha a lezáró ellenállások főldele vannak (3. ábra).



3. ábra. A csillapítás számítása

Ekkor

$$G^2 = \frac{V_G I_G}{V_L R_L} = \left(\frac{I_1}{V_2} \right)^2 \cdot \frac{R_G R_L}{4} = \frac{R_G R_L}{4 Z_{21}^2}$$

és

$$a \text{ [dB]} = -10 \log |Z_{21}|^2 + 10 \log \frac{R_G R_L}{4}.$$

Látható, hogy az Y mátrix inverzióját nem kell teljesen elvégezni, elegendő az $Y \cdot Z_1 = e_1$ egyenletet megoldani, és a visszahelyettesítésben meg lehet állni, ha Z_{21} -et megkaptuk. Először a Gauss-féle eliminációs eljárással az Y mátrixot háromszög-mátrixszá alakítjuk. Kettős indexelést alkalmazunk, és csak a nem nulla elemeket kell tárolni. A mátrix ritkaságának lehető legnagyobb mértékű megtartása érdekében minden eliminációs lépést a következő szabályok szerint kell végrehajtani:

A: a legkevesebb nem nulla elemet tartalmazó sort elimináljuk;

B: amennyiben egynél több ilyen sor van, akkor azt választjuk, amelyikben

B_1 : az elimináció után kevesebb nem nulla kifejezés lesz vagy

B_2 : amelyikben — a pontosság növelése érdekében — a legnagyobbak az átlós elemek.

A vizsgált struktúra ritkaságának fokát úgy definiálhatjuk, hogy az egyenlő a csomópontokból

kifelé irányuló ágak átlagos számának eggyel megnövelt értékével. A referencia-csomópontok felé haladó ágakat nem vesszük figyelembe. A legegyszerűbb struktúráknak, a létrakapcsolású szűrőnek a ritkasági foka (s) valamivel kisebb, mint 3, igen bonyolult kapcsolású szűrő esetében $s=4$, a tipikus mechanikai szűrő s értéke kb. 3. A ritkaság fokának növekedése csökkenti a szükséges tárolókapacitást és a komplex mennyiségekkel végzendő műveletek számát. Az algebrai műveletek számának csökkenése ellenére a logikai műveletek száma n^3 körüli vagy annál nagyobb érték. Sokfrekvenciás analízis esetén nagyon hatásos az előfeldolgozás, amely a logikai műveletek számát erősen csökkenti. E célból szükséges, hogy az első elimináció során tároljuk az indexek értékét, és az ezt követő eliminációkat — feltételezve, hogy a műveletek sorrendje nem változik — az ismert indexek szerint hajtsuk végre.

Érzékenység

Az optimálási stratégia során, ha a célfüggvény minimálását használjuk fel, a gradiens explicit ismerete sokat segít. Mivel mechanikai szűrők esetében a célfüggvény az a csillapítás összetett függvénye, ezért először az x_i áramkörü paraméterek szerinti érzékenységeket, azaz a $\partial a / \partial x_i$ értékeket kell kiszámítani. Erre vonatkozóan az irodalom, pl. [6], több módszert ismertet. Mechanikai szűrőkre azonban a szerző egy igen gazdaságos és eredeti módszert alkalmazott, amelyben a ritka, szimmetrikus mátrix egy eliminációját (ami az analízishez is szükséges) és két visszahelyettesítést kell elvégezni.

Az $\mathbf{YZ}=\mathbf{E}$ egyenlet deriválása és mindkét oldal \mathbf{Z} -vel való szorzása után a $\mathbf{Z}' = -\mathbf{ZY}'\mathbf{Z}$ egyenletet kapjuk. A csillapítás érzékenységének kiszámításához szükséges Z'_{21} meghatározásához helyettesítsük be az $\mathbf{Y}' = \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}'_j$ összefüggést, ezzel kapjuk, hogy $\partial Z_{21} / \partial Y_{ij} = -Z_{2i} \cdot Z_{j1}$. Végül így a

$$-\frac{\partial Z_{21}}{\partial x} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n Z_{2i} \cdot Z_{j1} \cdot \frac{\partial Y_{ij}}{\partial x} \quad (4)$$

összetett kifejezést kapjuk.

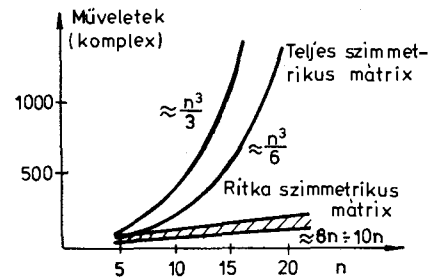
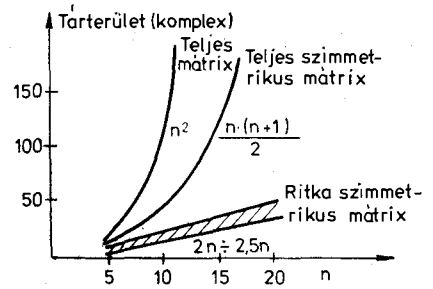
A rezonátor egykapunak tekinthető, amelyre $i=j$, a többi tag pedig nulla, így

$$-\frac{\partial Z_{21}}{\partial x} = Z_{21} \cdot Z_{11} \frac{\partial y}{\partial x} \quad (5)$$

A mechanikai tápvonal kétkapunak tekinthető, amelyre:

$$-\frac{\partial Z_{21}}{\partial x} = Z_{2i} \left(\frac{\partial y_{11}}{\partial x} \cdot Z_{i1} + \frac{\partial y_{12}}{\partial x} \cdot Z_{j1} \right) + Z_{2j} \left(\frac{\partial y_{21}}{\partial x} \cdot Z_{i1} + \frac{\partial y_{22}}{\partial x} \cdot Z_{j1} \right) \quad (6)$$

Mint hogy a mechanikai szűrő passzív áramkör, ezért $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}'$ és $\mathbf{Z} = \mathbf{Z}'$. Az (5) és (6) egyenletekhez elegendő az $\mathbf{Y} \cdot \mathbf{Z}_j = \mathbf{e}_j$, $j=1, 2$ egyenleteket megoldani.



H812-4

4. ábra. Az admittancia-mátrix eliminálásához szükséges tárterület és a komplex számokkal végzendő műveletek száma a csomópontok n számának függvényében

Jelöljük $\mathbf{Y}^{(n)}$ -nel az admittancia-mátrixot az n -edik eliminációs lépés után. Ezzel a visszahelyettesítés a következő alakú lesz:

$$Z_{11} = 1/Y_{11}^{(n-1)},$$

$$Z_{1i} = -\sum_{j=1}^{i-1} Y_{ij}^{(n)} Z_{1j}, \quad i=2, \dots, n, \quad (7)$$

$$Z_{22} = 1/Y_{22}^{(n-2)} - Y_{21}^{(n)} Z_{21},$$

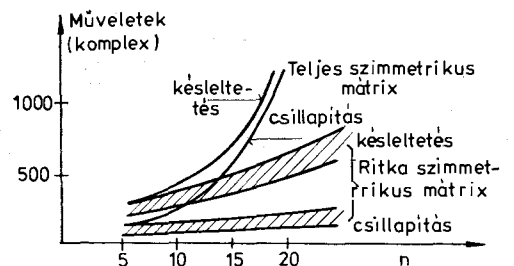
$$Z_{2i} = -\sum_{j=1}^{i-1} Y_{ij}^{(n)} Z_{2j}, \quad i=3, \dots, n. \quad (8)$$

Az (5) kifejezés $\partial y / \partial x$ tagjait ezután a (2) egyenlet deriváltjával, a (6) kifejezésben szereplő $\partial y_{ij} / \partial x$ tagokat pedig a

$$\frac{\partial y_{ij}}{\partial x} = -y_0 B_{ij} \gamma_{ij}, \quad \begin{bmatrix} B_{ij} & A_{ij} \\ A_{ij} & B_{ij} \end{bmatrix},$$

$$\frac{\partial y_{ij}}{\partial y_0} = \begin{bmatrix} A_{ij} & B_{ij} \\ B_{ij} & A_{ij} \end{bmatrix} \quad (9)$$

egyenlőségekkel helyettesítjük.



H812-5

5. ábra. Mechanikai szűrők csillapítása vagy csoportkésleltetés számításai műveleteinek mennyiségi összehasonlítása

A $C_{ij}=Z_{1i}Z_{2i}+Z_{1j}Z_{2j}$ és $D_{ij}=Z_{1i}Z_{2j}+Z_{2i}Z_{1j}$ helyettesítésekkel a (9) egyenlet gazdaságosan fejezhető ki:

$$-\partial Z_{21}/\partial y_0 = A_{ij}C_{ij} + B_{ij}D_{ij},$$

$$-\partial Z_{21}/\partial l_{ij} = -(A_{ij}D_{ij} + B_{ij}C_{ij})y_0 B_{ij}\gamma_{ij}. \quad (10)$$

A (3) kifejezés deriváltjaiba behelyettesítve Z_1 értékét, az átviteli csillapítás minden érzékenységét megkapjuk. Az $\text{Im}G(f\omega)$ kifejezések frekvencia szerinti érzékenységeit összegezve, a csoportkésleltetés számítható.

Optimális és statisztikus tervezés

A mechanikai szűrők alkalmazási területén az átviteli csillapításnak igen szigorú előírásokat kell kielégítenie. A TESLA mechanikai szűrőiben szokásosan alkalmazott $\lambda/4$ -nél rövidebb csatoló vezetékkel történő tervezés iterációs szintézist tesz szükségessé. Ámbár a mechanikai rezonátorok Q -ja igen nagy, a veszteségek hatása mégis megfigyelhető. Ez és a tervezett jelleggörbe végső simítása optimalást tesz szükségessé.

Először a karakterisztikus $a(\omega)$ függvényt transzformáljuk vagy az $f(\omega)=a_{\min}/a(\omega)$ függvénybe, ekkor $a(\omega) \cong a_{\min}$, vagy az $f(\omega)=a(\omega)/a_{\max}$ függvénybe, ekkor $a(\omega) \cong a_{\max}$, vagy az $f(\omega)=2(a(\omega)-a_{\text{cen}})/(a_{\max}-a_{\min})$ függvénybe, ekkor $a_{\min} \cong a(\omega) \cong a_{\max}$. Ez a skálázás az $|f(\omega)| \leq 1$ feltétel teljesülését biztosítja minden esetben, és az egész tartományban. A célfüggvény olyan optimalása, amely kielégíti ezt a követelményt, optimális tervezéshez vezethet. A veszteségek ilyen egyszerű módszerekkel való kompenzálása azonban az érzékenységek megnövekedését okozza. Az eredmény az, hogy a transzformált szűrő érzékenyebb a tűrésekre, mint az eredeti.

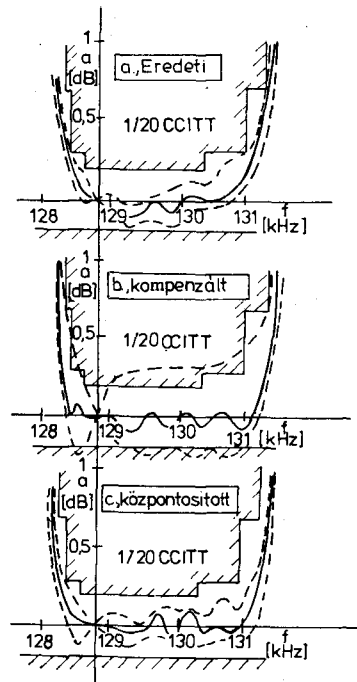
A feladat statisztikai módon való megoldása céljából Monte Carlo-közelítést alkalmaztunk. Jelöljük az áramköri paraméterek vektorát x -szel, ennek névleges értékét x^0 -val. x Monte Carlo-mintavételezése céljából először elő kell állítanunk a második momentum mátrixát, $S \cong \{\text{cov}(x_i, x_j)\}$, majd ezt Cholesky módszere szerint fel kell bontanunk: $S=BB^T$. A Monte Carlo-mintát ezután a ξ sztandardizált véletlen mintából az $x=x^0+B\xi$ függvénytranszformációval állítjuk elő. Ez az x_i -k közötti korrelációt is lehetővé teszi. A célfüggvényre vonatkozó feltétel ezután minden generált mintára a következő:

$$|f(\omega, x^0+B\xi)| \leq 1, \quad i=1, \dots, N. \quad (11)$$

A minta terjedelmének nem kell nagyon nagy lennie, a szerző 25-ös mintával már pontos Monte Carlo-analízist végzett, a végső ellenőrzéshez pedig 1000-es mintát használt. Ezt az eljárást központosításnak (centering) nevezik, és a [8, 9, 10] irodalomban ismertett eljárás módosított formája. A mechanikai szűrők statisztikus tervezésére példaként a 6. ábrán a TESLA EMF 128 hangfrekvenciás szűrő karakterisztikái láthatók.

Következtetések

A mechanikai szűrők területén a számítógéppel segített tervezés teljesen megváltoztatta a szintézis el-



6. ábra. A beszéd-szűrő átviteli görbéje a) optimális előtt, b) egyszerű optimalással, c) központosítás után

járását. A ritka mátrixok elméletén alapuló analízis lehetővé teszi áthidalt topológiájú, véges pólusú és rövid csatolású szerkezetek megfelelő kezelését. A statisztikus módszerek biztosítják a kis érzékenységet és a veszteségek részleges kompenzálását. A jövőben a mechanikai szűrők méreteinek további csökkentését kívánjuk elérni.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét kívánja kifejezni R. A. Johnson úrnak, Collins Radio Group, USA értékes megjegyzéseiért.

I R O D A L O M

- [1] Mason, W. P.: Electromechanical transducers and wave filters. New York, 1948.
- [2] Losev, A. K.: Teoria i raszcsot elektromechanicszeszkijh filtrov. Szojuz, Moszkva, 1965.
- [3] Johnson, R. A. — Börner, M. — Konno, M.: Mechanical Filters, a Review of Progress. IEEE Trans. SU-18, 1971.
- [4] Szmagin, A. G.: Piezoelektricszeszkie rezonatori i ih primenenie. Moszkva, 1967.
- [5] Kikuchi, X.: Ultrasonic Transducers. Tokio, 1969.
- [6] Mann, H.: Methods of Sensitivity Analysis. Csehül, a Prágai Műszaki Egyetem kiadványa, 1977.
- [7] Jungwirth, J.: The design of EMFs for telecommunications. TESLA-Electronics, No. 2. 1974.
- [8] Thorbjornsen, A. R. — Director, S. W.: Computer-Aided Tolerance Assignment for Linear Circuits with Correlated Elements. IEEE Trans. CT-19, pp. 518-524. Sept. 1972.
- [9] Butler, E. M.: Realistic Design Using Large-Change Sensitivities and Performance Contours. IEEE Trans. CT-18, pp. 58-59. Jan. 1971.
- [10] Bandler, J. W. — Liu, P. — Tromp, H.: A Nonlinear Programming Approach to Optimal Design Centering, Tolerancing and Tuning. IEEE Trans. CAS-23, pp. 155-165. March, 1976.