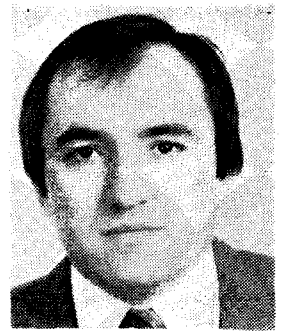


# Analóg szűrők generálparaméteres approximációja

ILLÉS IMRE

Mikroelektronikai Vállalat



## ÖSSZEFOGLALÁS

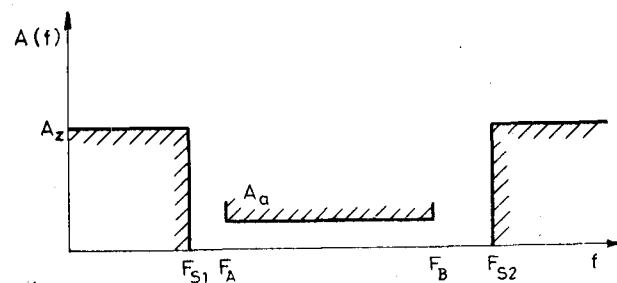
A szűrőtervezés első lépése megtalálni a megfelelő transzfer függvényt, ami a szűrő specifikációt teljesíti. Ha az áteresztő és zárósávi csillapítást egy-egy adattal adjuk meg, a klasszikus approximációk jól használhatók, lépcsős specifikáció esetében azonban nem adnak optimális eredményt. A lépcsők közelítésének egy módszerét mutatjuk meg itt, s végül egy példával illusztráljuk az elmondottakat.

### 1. Bevezetés

Ezen dolgozatban a hibrid integrált áramkörök, azon belül pedig az aktív szűrők tervezésének — approximációjának — egy új módszerét mutatjuk be. A dolgozat anyaga egy kiterjedt, többszegmenses programrendszer, amely a már korábban kifejlesztett szűrőtervező programjainkhoz kapcsolódik, és így együttesen az összes lehetséges approximációs feladat optimális megoldását biztosítja. Ezen új módszer segítségével a szűrőspecifikációt jobban kihasználó, egyszerűbb, olcsóbb szűrők tervezhetők, ami az áramkörök gyártása szempontjából vállalatunk számára is rendkívül előnyös, hiszen évente több ezer hibrid integrált aktív RC készül. A program segítségével e szűrők lényegesen jobb műszaki paraméterekkel és ugyanakkor gazdaságosabb módon készülhetnek.

### 2. Szűrőspecifikációk

A szűrőtervezés mindig a kívánt amplitudó — esetleg futási idő — karakterisztika közelítésével — approximációjával — kezdődik. Ezen approximáció legtöbbször a jól ismert és a különböző szakirodalmakban részletesen ki is dolgozott klasszikus (Butterworth, Csebisev, inverz Csebisev, Cauer stb.) közelítésének segítségével történik.



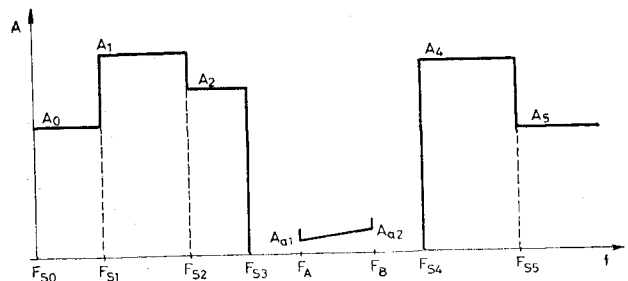
1. ábra. Sáváteresztő szűrő specifikáció

Beérkezett: 1987. V. 21.

## ILLÉS IMRE

A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika szakán végzett 1979-ben. Azóta a MEV-ben (ill. a jogelőd HIKI-ben) dolgozik,

ahol fő munkaterülete az aktív szűrők tervezése, mérése. 1987-ben szakmérnöki diplomát szerzett, szakmai érdeklődési körébe a digitális jelfeldolgozás tartozik.



2. ábra. Általános csillapításkarakterisztika zárósávi lépcsőkkel

Fenti közelítések közös tulajdonsága, hogy az áteresztő és zárósáv határfrekvenciáihoz tartozó egyetlen csillapítási értékkel jellemzett karakterisztikát tudják csak közelíteni (lásd 1. ábra).

Az 1. ábrán sáváteresztő esetre jól látható, hogy a klasszikus közelítések az áteresztő tartományban  $F_A < f < F_B$  egyetlen  $A_a$ , míg a zárósávban  $F_{S1} > f > F_{S2}$  egyetlen  $A_z$  csillapításkövetelményt tudnak közelíteni.

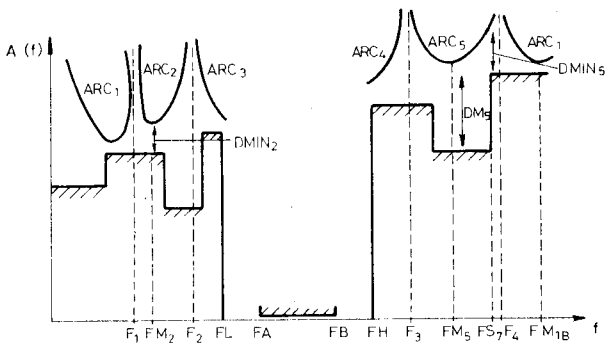
Ugyanakkor a gyakorlatban nem ritka, hogy az amplitudó karakterisztika több frekvencia értékhez rendelt különböző csillapításértékekkel — azaz valamiféle lépcsős tolerancia — adott. A 2. ábrán felrajzoltunk egy ilyen lépcsős specifikációt.

Igaz ez mindig visszavezethető valamilyen klasszikus esetre, így azonban jelentős csillapítás tartalékok maradnak kihasználatlanul, vagyis a szükségnél magasabb fokszámú, tehát drágább és nagyobb szűrő adódik a tervezés végeredményeként. Ilyen esetekben használható az általános csillapításkarakterisztikájú szűrőtervezés, s jelen dolgozatban röviden ismertetjük ezen szűrőtervező módszer elméletét és gyakorlati megvalósulását.

### 3. A csillapításpólusok helyének meghatározása

Csillapításpólusnak azokat a zárósávbeli frekvenciákat értjük, ahol a csillapítás végtelen nagy. Ilyenek a 3. ábrán az  $F_1 \dots F_4$  frekvenciák.

A 3. ábrán megadtuk egy sáváteresztő szűrő specifikációját, s annak egy tetszőlegesen felvett zárósávbeli közelítését. A specifikációból az egyes



H 342-3

3. ábra. Sáváteresztő szűrő specifikációja, s annak zárósávbeli közelítése

lépcsőfrekvenciák és a hozzá tartozó csillapítás-értékek az  $F_{Si}$ ,  $A_i$  számpárok adódnak, s ezek a szűrőtervező program bemenő adatait képezik. (Definíció szerűen  $F_{S0} = 0$  és a 3. ábrának megfelelően  $A_4 = 0$ .)

Ehhez a csillapítás követelményhez akarjuk megválasztani úgy a csillapításpólusokat, hogy az így kiadódó csillapítás optimális legyen. Mielőtt megmondanánk mit is értünk optimum alatt, térjünk vissza a 3. ábra jelöléséhez.

Az adott specifikációt közelítő görbéket  $Arc_i$ -vel jelöltük. Megfigyelhető, hogy  $Arc_1$ -nek két része van, egyik a legkisebb csillapításpólus,  $F_1$  alatti rész, másik a legnagyobb csillapításpólus,  $F_4$  feletti rész. Azért van ilyen felbontásra szükség, mert így kapunk az ismeretlenek számával megegyező számú egyenletet. További csillapításpólust jelöl meg  $F_2$  és  $F_3$ , valamint  $F_{Mi}$  jelöli az  $i$ -dik  $Arc$  minimumának helyét.

Nézzük most pl.  $Arc_5$ -t. Azt akarjuk tudni, hogy  $Arc_5$  mennyire közelíti meg az adott specifikációt. Definíáljuk  $Arc_5$  minimális távolságát úgy, mint

$$D_{min5} = \min_{F_3 < f < F_4} [A(f) - A_R(f)] \quad (1)$$

ahol:  $A(f)$  jelenti  $Arc_5$  csillapítás értékeit

$A_R(f)$  jelenti a megadott csillapítás követelményt.

A 3. ábrán pl.  $D_{min5}$  az  $F_{S7}$  lépcsőfrekvenciánál van. Ezek után az optimális póluselrendezés definíciója a következő: A csillapításpólusok optimális helyen vannak, ha a minimális távolság  $D_{min i}$  egyenlő minden egyes  $Arc$ -ra.

#### 4. Az optimális csillapítás póluselrendezés megoldása

A megoldás a következő lépésekből áll.

1. Felvesszük:  $N_z$ -t az origóban lévő csillapítás pólusok számát  
 $N_m$ -t a végtelenben lévő csillapítás pólusok számát  
 $N_A$ -t az alsó zárósávban lévő csillapítás pólusok számát.  
 $N_B$ -t a felső zárósávban lévő csillapítás pólusok számát ( $N_A = 2$ ,  $N_B = 2$  a 3. ábrán).

2. Felvesszük a kezdeti csillapítás pólus elrendezést, azaz  $F_i$ -k helyét.  $i = 1, 2, \dots, N$  ( $N = N_A + N_B$ ).

3. Megkeressük azokat az  $F_{Mi}$  frekvenciákat, ahol az egyes  $Arc_i$ -nek minimuma van.  $i = 1, 2, \dots, N + 1$
4. Megkeressük azokat az  $F_{min i}$  frekvenciákat ahol  $Arc_i$  legközelebb van a megadott specifikációhoz. Ezután kiszámítjuk a különbséget,  $D_{min i}$ -t.
5. Módosítjuk a csillapítás pólus elrendezést úgy, hogy a minimális különbség,  $D_{min i}$  minden egyes  $Arc$ -nál ugyanaz legyen ( $D_{min i} = D_{min}$ ).

Nem célunk, hogy a fenti lépéseket itt részletesen elemezzük. Azonban annyit meg kell jegyezni, hogy a megoldás 1. és 2. pontja a szűrőtervezés szubjektív pontjai. Az első lépésben ugyanis ha túltervezzük (túl sok csillapításpólust választunk) úgy egy nagy  $D_{min}$  fog kiadódni, tehát a követelményeket sok tartalékkal túlteljesítettük. Másrészt viszont ha kevés csillapításpólust választunk, akkor negatív  $D_{min}$  adódik, tehát a követelmények nem teljesíthetők.

A megoldás 2. pontja, a kezdeti csillapításpólus elrendezés megválasztása csak a program futás idejének szempontjából kritikus. Azonban ha a kiindulásunk közelebb van az optimumhoz, akkor gyorsabban jutunk el a végső megoldáshoz. A további lépések már hosszadalmasak, számításgigényesek, és ügyes programozási megoldásokat követelnek. Végeredményben a számítógépes program megadja minden egyes  $Arc$ -ra az  $F_{min i}$ ,  $A_{min i}$  és  $D_{min i}$  számhármast, azaz azt a frekvenciát ( $F_{min i}$ ) ahol az  $Arc_i$  legközelebb van a specifikációhoz, továbbá az  $F_{min i}$  frekvencián az  $Arc_i$  értékét ( $A_{min i}$ ), valamint az  $A_{min i}$  és a specifikáció távolságát ( $D_{min i}$ ).

Ezután „folytassam-e tovább?” kérdés jelenik meg a képernyőn, s ha a  $D_{min i}$  minden egyes  $Arc$ -nál más és más, és a szűrőtervező egy jobb póluselrendezést kíván, akkor „I” válasz esetén a számítógépes program maga módosítja a kezdeti csillapítás pólus elrendezést, és ismét végrehajtja a megoldási lépések 3. és 4. pontját.

Mindez addig ismételhető, amíg a  $D_{min i}$ -k egy közös  $D_{min}$ -hez nem konvergálnak.

#### 5. Az áteresztő sáv paramétereinek meghatározása

Az approximáció ezen részének megoldása egzakt matematikai lépésekből adódik. Most sem kívánjuk részletesen elemezni a feladatot, csupán a fő vázlat közöljük. Először is néhány alapösszefüggést definiálunk.

$T(p)$ : a hálózat ki/be típusú transzfer függvénye

$$\frac{U_{ki}(p)}{U_{be}(p)} = T(p) \quad (2)$$

$H(p)$ : a hálózat be/ki típusú transzfer függvénye

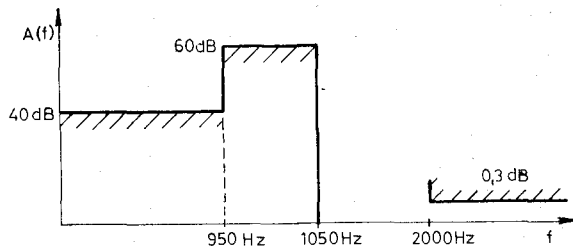
$$\frac{U_{be}(p)}{U_{ki}(p)} = H(p) = \frac{e(p)}{q(p)} \quad (3)$$

ahol  $e(p)/q(p)/H(p)$  számlálója (nevezője), polinomok.

$K(p)$ : a hálózat karakterisztikus függvénye

$$H(p)H(-p) = 1 + K(p)K(-p) \quad (4)$$

(4)-ből következik, hogy  $H(p)$ -nek és  $K(p)$ -nek ugyanaz a nevezője.



H342-4

4. ábra. Egy felületáteresztő szűrő specifikációja.

Igy ha

$$H(p) = \frac{e(p)}{q(p)} \quad (5)$$

akkor

$$K(p) = \frac{f(p)}{g(p)} \quad (6)$$

alakba írható.

A 4. pontban meghatároztuk a zárósávban lévő csillapításpólusokat, azaz ismerjük a  $K(p)$  karakterisztikus függvényt, illetve a  $H(p)$  be/ki típusú transzfer függvény nevezőjét,  $q(p)$ -t.

A következőkben meg kell határozni  $f(p)$ -t majd  $e(p)$ -t, aminek eredményeként kapjuk az áteresztősáv paramétereit, azaz a pólusfrekvenciákat és a pólusjósági tényezőket. Ezen lépésekhez a szükséges matematikai formulák [1]-ben megtalálhatók.

Az eddigiekben egyenletes ingadozású vagy maximálisan lapos áteresztősávú szűrőket feltételeztünk, s ez bizonyos esetekben korlátozást jelent a transzfer függvényre. A legfontosabb korlátozás az alábbi:

Egyenletes ingadozású vagy maximálisan lapos sáváteresztő szűrők esetében az  $N_z + N_m$  összegének páros számnak kell lennie. (Azaz a

csillapításpólusok száma az origóban pl. usz a csillapításpólusok száma a végtelenben páros számot adjon.)

De vannak ún. paraméteres approximációk [1], melyek a fenti korlátozást megszüntetik. Ezek a közelítések nem egyenletes ingadozásúak, nem maximálisan laposak, de tetszőlegesen közelíthetik a klasszikus approximációkat.

## 6. Mintapélda

A 4. ábrán egy felületáteresztő szűrő specifikációja látható.

Az approximációt az alábbi bemeneti adatokkal futtattuk.

$$\begin{array}{ll} N_z = 1 & N_m = 0 \\ N_A = 2 & N_B = 0 \\ F_A = 2000 & F_B = 10\,000 \end{array}$$

A kezdeti csillapításpólus elrendezés pedig:

$$F_1 = 960 \text{ Hz} \quad F_2 = 1040 \text{ Hz}$$

Ezen kezdeti elrendezésből a program az alábbi végső pozíciókat találta.

$$F_1 = 883 \text{ Hz} \quad F_2 = 1026 \text{ Hz}$$

Ekkor a minimális különbség a specifikáció és a közelítő függvény között minden függvényszakaszra egyenlő, azaz  $D_{\min 1} = D_{\min} = 7,6 \text{ dB}$ .

Ezután a program megadta az áteresztősávra jellemző pólusfrekvenciákat és pólusjósági tényezőket.

$$\begin{array}{ll} F_p(1) = 2366 \text{ Hz} & Q_p(1) = 0,9 \\ F_p(2) = 1897 \text{ Hz} & Q_p(2) = 4,0 \\ \sigma = 2828 \text{ Hz} & \end{array}$$

## IRODALOM

[1] R. W. Daniels: Approximation Methods for Electronic Filter Design Mc Graw-Hill Book Co. 1974.