

Másodfokú felbontású aktív szűrő egységek jellemző tulajdonságai

ETO 621.372.54.011.733

Ez a dolgozat összefoglalja a másodfokú kaszkádszintézissel tervezett aktív szűrőegységek legfontosabb tulajdonságait mégpedig minden, közelítő eljárásokkal kapható szűrőegységre. Ezek a tulajdonságok az erősítés (ill. csillapítás), a fázis és a futási idő. A szűrőegységek karakterisztikáinak elemzésével a blokkok célszerű mérési módja adható meg, különös tekintettel a hibridtechnikai realizációra. Mivel bizonyos szűrőkapcsolásoknál a dinamikus más néven aktív trimmelés célszerű útja is kijelölhető, ezért ezt az esetet, mint fontos alkalmazási kérdést részletesebben is megvizsgáltuk. Az elemzés adta függvények és képletek olyan rendszere állt így elő, amely segítségével szolgálhat akár a csillapítás, akár a futási idő — mint a két legfontosabb szűrőtulajdonság — pontos beállítására.

A függvényközelítésekkel kapott pólus—zérus elrendezés megvalósításának három legismertebb útja az induktívasszimulálás (lényegében LC struktúráról van szó ilyenkor), az állapotváltozós-módszerrel kapható csatolt elrendezés és a másodfokú szintézis (ide sorolható még olyan alsoport is, mint a másodfokú feedforward struktúrák, ill. ezek különböző változatai). Világszerte ez utóbbi terjedt el könnyű számíthatósága, egyszerű, könnyen realizálható kapcsolási technikája, gyors kézben tartható mérése és jól áttekinthető — bár viszonylag kedvezőtlen — érzékenységi tulajdonsága miatt. Mivel a kaszkád felbontás azt jelenti, hogy legfeljebb egy elsőfokú és a fokszámtól függő több másodfokú kapcsolást kell sorosan összekapcsolni, ezért elegendően nagy bemenő és elegendően kis kimenő impedanciájú tagok esetén bizonyíthatóan az egyes szűrőegységek mint egymástól független, egymásra nem ható egységekként kezelhetők. Ez az oka, hogy az alábbiakban mindig csak a közelítések adta pólus—zérus tulajdonságokkal rendelkező másodfokú tagokról lesz szó, hiszen így egyenként elemezhetők, mérhetők és hangolhatók az egységek.

A kaszkád kapcsolás lehetséges blokk típusai

A vizsgálat csak „tisztán” első-, illetve másodfokú tagokra vonatkozik. Lényegében erre a két fő típusra oszthatók a blokkok, tehát elsőfokúakra és másodfokúakra.

Az elsőfokúnak 3 lehetséges esete van:

elsőfokú aluláteresztő (jelölése: EA),
elsőfokú feluláteresztő (jelölése: EF),
elsőfokú mindent áteresztő (jelölése: EM).

A másodfokúaknak 6 típusa van:

másodfokú aluláteresztő (jelölése: MA),
másodfokú feluláteresztő (jelölése: MF),

másodfokú sávszűrő (jelölése: MS),
másodfokú mindentáteresztő (jelölése: MM),
elliptikus másodfokú aluláteresztő (jelölése: EMA),
elliptikus másodfokú feluláteresztő (jelölése: EMF).

Másodfokúak az elliptikus tagok is, hiszen az átviteli függvényben a komplex frekvencia legmagasabb hatványa ebben az esetben is 2. Az elliptikus jelző csupán azt jelenti, hogy a zárósávban átviteli zérus is van.

A lyukszűrő (EML) lényegében nem tekinthető új típusnak, mert ez tulajdonképpen az említett két elliptikus tag határeset, amikor a pólus- és a zérusfrekvencia megegyezik. Így tehát összesen 9, ill. 10 alaptípust kell megvizsgálni. A szűrő specifikálása alapján végzett — rendszerint számítógépes — függvényközelítések végeredményben a megadott karakterisztikát közelítő átviteli függvény pólus—zérus képeit adják, vagyis olyan számszerű adatokat, amelyek alapján a szűrők elemei már számíthatók lennének. Azonban a pólus—zérus kép általában olyan konjugált komplex pólus- és zéruspárok halmaza, amelyek összepárosítása elvileg teljesen közömbös, a gyakorlatban azonban dinamikai és zajszempontból nem. A pólusok és zérusok — elvileg tehát tetszőleges — összepárosítása fogja megadni, hogy az egyes blokkok milyen jellegűek lesznek, hiszen a párosítás az átviteli függvény számlálóját és nevezőjét adják.

Meg kell azonban jegyezni, hogy az egyes függvényközelítés-típusok (approximációk) csak bizonyos fajtájú másodfokú tagokat adhatnak, ill. bizonyos fajtájúakat nem. Az alábbiakban néhány approximációs program adta lehetséges pólus—zérus elrendezés-típusok és jellegzetes tulajdonságaik vannak összefoglalva aluláteresztő esetben.

— Maximálisan lapos	}	egyikük sem ad átviteli zérust
— Bessel		
— Csebisev		
— Inverz — Csebisev	}	mindkettő átviteli zérust is ad
— Elliptikus		

Sávtranszformációs programok segítségével aluláteresztőből feluláteresztőbe, geometriailag vagy aritmetikailag szimmetrikus sávszűrőbe, és sávzáróba lehet a szűrőspecifikációnak megfelelően a pólus—zérus elrendezést transzformálni.

A feluláteresztő transzformáció az EA-t EF-be, az MA-t MF-be, az EMA-t EMF-be transzformálja át. Az aluláteresztő és a transzformált feluláteresztő fokszáma tehát megegyezik.

A sávszűrő transzformáció az AE-t egy áteresztő sávközepű MS-be, az MA-t két MS-be, az EMA-t pedig egy EMA-ba és egy EMF-be viszi át. Megjegyzendő, hogy hálózatelméletileg két sávszűrő mindig ekvivalens egy aluláteresztővel és egy feluláteresztővel. A sávszűrő transzformáció tehát a transz-

formáció során a fokszámot megkettőzi. A sávzáró transzformáció az EA-t egy záró sávközepű lyukszűrőbe, az MA-t egy-egy EMA-ba és EMF-be (amelyeknek zérusai a zárósáv közepén vannak), az aluláteresztőbeli EMA-t, pedig egy-egy EMA-ba és EMF-be transzformálja.

A szakirodalom még igen sokfajta közelítést ismer, azonban ezek mindégyike a már említett blokk típusok valamelyikét, ill. ezek közül akár többfélét is adhat. A mindentáteresztő kapcsolásokat — amelyeket sokszor futási idő-korrektornak neveznek — a tipikusan futási idő-közelítő eljárások (pl. a Bessel-függvények) adják, megjegyezve azt, hogy bármilyen nem elliptikus aluláteresztő áttranszformálható mindentáteresztőbe.

A blokk típusok általános jellemzése

Ahhoz, hogy az egyes blokkok analizálhatók legyenek, meg kell adni az átviteli függvényüket és azt, hogy milyen szempontok és definíciók alapján írhatók le. Ezután kerülhet sor a különböző típusok részletes vizsgálatára. A jelölések megfelelnek a szakirodalomban általában elfogadottaknak, vagyis:

- H = frekvenciafüggetlen konstans,
- ω_p = pólusfrekvencia,
- Q_p = pólusjósági tényező,
- ω_z = zérófrekvencia,
- Q_z = a leszívás mértéke („zérusjósági tényező”).

E mennyiségeket végparamétereknek is szokás nevezni. Az EA, EF és EM blokkok kimenet/bemenet típusú átviteli függvényei:

$$T(p)_{EA} = H \frac{1}{p + \omega_p}; \quad T(p)_{EF} = H \frac{p}{p + \omega_p};$$

$$T(p)_{EM} = H \frac{p - \omega_z}{p + \omega_p} \Big|_{\omega_z = \omega_p}$$

A másodfokúak átviteli függvényei:

$$T(p)_{MA} = H \frac{1}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2},$$

$$T(p)_{MF} = H \frac{p^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2},$$

$$T(p)_{MS} = H \frac{p}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2},$$

$$T(p)_{MM} = H \frac{p^2 - p \frac{\omega_z}{Q_z} + \omega_z^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} \Big|_{\substack{\omega_z = \omega_p \\ Q_z = Q_p}}$$

Elliptikus esetben az átviteli függvény $T(p)_{MM}$ alakú, de más peremfeltételek mellett:

$$T(p) = H \frac{p^2 + \omega_z^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} \quad (Q_z \rightarrow \infty \text{ esetén})$$

ha $\omega_z > \omega_p$, akkor EMA

ha $\omega_z = \omega_p$, akkor EML

ha $\omega_z < \omega_p$, akkor EMF.

A képletekben szereplő H , ω_p , Q_p , ω_z , Q_z végparaméterekkel az egyes blokkok egyértelműen jellemezhetők, ami azt jelenti, hogy ezek megadásával a teljes frekvenciartományban adott a szűrő viselkedése. Ezeknek a mennyiségeknek a mérése és beállítása szükséges tehát ahhoz, hogy a kívánt szűrő-karakterisztika alakuljon ki.

Ezek a végparaméterek kapcsolatba hozhatók mind a csillapítás-, mind a fázis-, mind a futási idő-karakterisztikákkal. Az 1., 2. és 3. táblázatokban található a különböző típusú blokkok karakterisztikái úgy, hogy a karakterisztikák és a végparaméterek közti összefüggések is fel vannak tüntetve. A táblázatok tanulmányozása után deríthető ugyanis ki, hogy a blokkok hangolása, mérése milyen karakterisztikával és hogyan történjék. Először azonban célszerű az egyes diagramokhoz tartozó betűket, definíciókat és a képletek származtatását összefoglalni. A diagramok csak kvalitatívak.

Csillapításkarakterisztikák

A csillapítást dB-ben, logaritmikus koordinátarendszerben ábrázoltuk, vagyis az ábrázolt függvények:

$$a(\omega) = 20 \lg |T(j\omega)|.$$

Az elsőfokúak és az MM monoton függvények, tehát nincsenek bennük helyi maximumok vagy minimumok. A többi esetben a Q -tól függően van kiemelés, ha $Q > 1/\sqrt{2}$. Minél nagyobb a Q , annál nagyobb a kiemelés. Ez sávszűrőnél fogalmazható úgy is, hogy a Q növekedésével csökken a relatív sáv szélesség. EML-nél a Q növelése a lyuk „nyakának” szűkítését jelenti. Az ω_{Ma} , a csillapításgörbe maximumához tartozó frekvencia, a maximum értéke pedig $T(\omega_{Ma})$. Megfigyelhető, hogy az ω_p , az ω_{Ma} -hoz képest mindig a zárósáv felőli oldalon helyezkedik el. Deriválási szabállyal az ω_{Ma} és az ω_p , Q_p közötti összefüggés írható fel:

$$\frac{d}{d\omega} |T(j\omega)| = 0 \rightarrow \omega_{Ma} = \omega_p \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_p^2}}$$

Láthatóan a maximumnak csak $Q_p > \frac{1}{\sqrt{2}}$ -nél van értelme, ez alatt nincs a függvénynek helyi maximuma. A $T(\omega_{Ma})$ definíciója:

$$|T(j\omega)|_{\omega = \omega_{Ma}} = T(\omega_{Ma}).$$

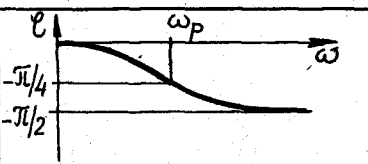
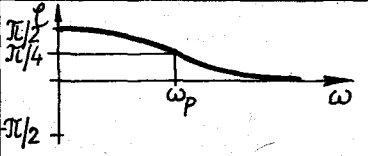
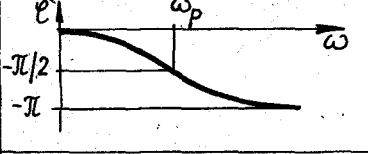
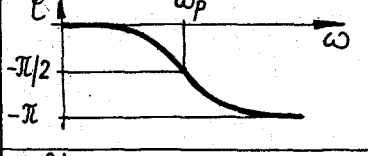
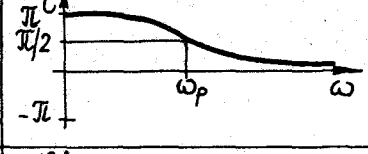
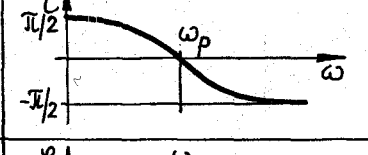
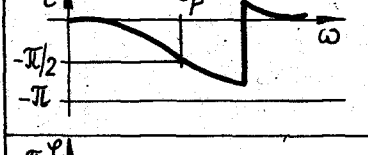
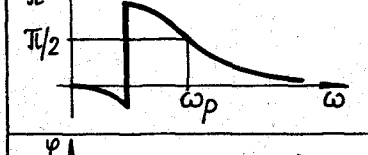
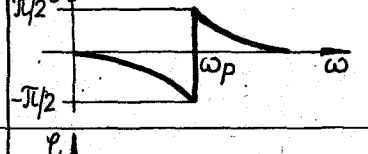
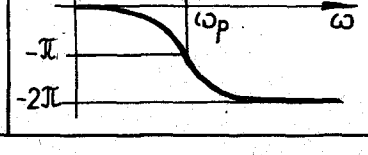
A $T(0)$ az egyenáramú átvitelt jelenti ($\omega = 0$), $T(\infty)$ pedig az elvileg végtelen nagy frekvencián mérhető átvitelt. Érdemes megfigyelni, hogy az EA és EF szűrők meredeksége 20 dB/dekád = 6 dB/oktáv, míg az MA és MF oldalmeredeksége 40 dB/D = 12 dB/O.

A sávszűrő két oldalának meredeksége 20–20 dB/D. Az említett meredekségek az áteresztő sávtól csak elegendően messze és csak közelítően érvényesek. Az átviteli sávban a pólusfrekvencia környezetében, elliptikus esetben pedig a pólus- és

1. Táblázat

Tipus	Csillapítás függvény	Csillapítás karakterisztika	Összefüggések a jellemző mennyiségek és a végparaméterek között
EA	$a = 20 \lg H - 10 \lg (\omega_p^2 + \omega^2)$ $a_f = 20 \lg H $		$T(0) = \frac{H}{\omega_p}; T(\omega_p) = \frac{H}{\sqrt{2}\omega_p}; T(\infty) = 0$ Q_p nincs értelmezve
EF	$a = 20 \lg H - 10 \lg [1 + (\omega_p/\omega)^2]$		$T(0) = 0; T(\omega_p) = \frac{H}{\sqrt{2}}; T(\infty) = H$ Q_p nincs értelmezve
EM	$a = 20 \lg H $		$T(0) = T(\omega_p) = T(\infty) = H$
MA	$a^* = 20 \lg H - 10 \lg \left[\left(\frac{\omega \omega_p}{Q_p} \right)^2 + (\omega_p^2 - \omega^2)^2 \right]$		$T(0) = \frac{H}{\omega_p^2}; T(\omega_p) = \frac{H Q_p}{\omega_p^2}; T(\infty) = 0$ $\omega_{Ma} = \omega_p \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_p^2}}; T(\omega_{Ma}) = \frac{H Q_p}{\omega_p^2 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_p^2}}}$ $\omega_p > \omega_{Ma}$
MF	$a = 40 \lg \omega + a^*$		$T(0) = 0; T(\omega_p) = Q_p H; T(\infty) = H$ $\omega_{Ma} = \frac{\omega_p}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q_p^2}}}; T(\omega_{Ma}) = \frac{H Q_p}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_p^2}}}$ $\omega_p < \omega_{Ma}$
MS	$a = 20 \lg \omega + a^*$		$T(0) = T(\infty) = 0; T(\omega_p) = \frac{H Q_p}{\omega_p}$ $\omega_p = \omega_{Ma}; Q_p = \frac{\omega_p}{\Delta \omega}$
EMA	$a = 20 \lg \omega_z^2 - \omega^2 + a^*$		$T(0) = \left(\frac{\omega_z}{\omega_p} \right)^2 H; T(\omega_z) = 0; T(\infty) = H$ $T(\omega_p) = H Q_p \left[\left(\frac{\omega_z}{\omega_p} \right)^2 - 1 \right]$
EMF			$\omega_{Ma} = \omega_p \sqrt{\frac{ 2\omega_z^2 - 2\omega_p^2 - (\omega_z/Q_p)^2 }{ 2\omega_z^2 - 2\omega_p^2 + (\omega_z/Q_p)^2 }}$
EML			$T(\omega_{Ma}) = \frac{2H Q_p}{\omega_p^2} \sqrt{\frac{(\omega_z^2 - \omega_p^2)^2 + (\omega_z \omega_p / Q_p)^2}{4 - 1/Q_p^2}}$ $Q_z \rightarrow \infty$ esetén
MM	$a = 20 \lg H $		$T(0) = T(\omega_p) = T(\infty) = H$ $\omega_z = \omega_p; Q_z = Q_p$

2. Táblázat

Típus	Fázis függvény $H > 0$	Fázis karakterisztika $H > 0$	ω_p fázisa	Q_p mé- réshez szüksé- ges fázis	ω_z fázisa	Q_p képlet- típus
EA	$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\omega_p}$		-45°	—	—	—
EF	$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \pi \cdot 1(\omega) - \arctg \frac{\omega}{\omega_p}$		$+45^\circ$	—	—	—
EM	$\varphi(\omega) = -2\arctg \frac{\omega}{\omega_p}$		-90°	—	—	—
MA	$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega \omega_p}{\omega_p^2 - \omega^2}$		-90°	-45° -135°	—	1. 2.
MF	$\varphi(\omega) = -\pi + 2\pi \cdot 1(\omega) + \varphi(\omega)$		$+90^\circ$	$+135^\circ$ $+45^\circ$	—	1. 2.
MS	$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \pi \cdot 1(\omega) + \varphi(\omega)$		0°	$+45^\circ$ -45°	—	1. 2.
EMA	$\varphi(\omega) = \pi \cdot 1(\omega - \omega_z) + \varphi(\omega)$		-90°	-45° (-135°) $(+45^\circ)$	ugrás	1. 2. 2.
EMF			$+90^\circ$	$+45^\circ$ $(+135^\circ)$ (-45°)	ugrás	2. 1. 1.
EML			ugrás	$+45^\circ$ -45°	$\omega_z = \omega_p$ ugrás	2. 1.
MM	$\varphi(\omega) = 2 \cdot \varphi(\omega)$		-180°	-270° -90°	$\omega_z = \omega_p$	2. 1.

H 536-VT 2T

Tipus	Futási idő függvény $H > 0$	Futási idő karakteriz- tika $H > 0$	Összefüggések a jellemző mennyiségek és a végpa- raméterek között
EA	$\tau(\omega) = -\frac{1}{\omega_p} \frac{1}{1+(\omega/\omega_p)^2}$		$\tau(0) = -\frac{1}{\omega_p}; \tau(\omega_p) = -\frac{1}{2\omega_p}; \tau(\infty) = 0$
EF	$\tau(\omega) = \mathcal{I}L \cdot \delta(\omega) - \frac{1}{\omega_p} \frac{1}{1+(\omega/\omega_p)^2}$		$\tau(0) = \text{nincs értelmezve, illetve egyenáramot nem visz át.}$ $\tau(\omega_p) = -\frac{1}{2\omega_p}; \tau(\infty) = 0$
EM	$\tau(\omega) = -\frac{2}{\omega_p} \frac{1}{1+(\omega/\omega_p)^2}$		$\tau(0) = -\frac{2}{\omega_p}; \tau(\omega_p) = -\frac{1}{\omega_p}; \tau(\infty) = 0$
MA	$\tau(\omega) = -\frac{1}{\omega_p Q_p} \frac{1}{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2 - 1\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q_p}\right)^2}$		$\tau(0) = -\frac{1}{\omega_p Q_p}; \tau(\omega_p) = -\frac{2Q_p}{\omega_p}; \tau(\infty) = 0$ $\omega_{Mt} = \omega_p \sqrt{\sqrt{4-1/Q_p^2} - 1}$ $\tau(\omega_{Mt}) = -\frac{2}{\omega_p Q_p} \frac{1}{\sqrt{4-1/Q_p^2} (2 - \sqrt{4-1/Q_p^2})}$
MF	$\tau(\omega) = 2\mathcal{I}L \delta(\omega) + \tau(\omega)^*$		$\tau(0) = \text{nincs értelmezve, illetve egyenáramot nem visz át.}$ $\tau(\omega_p) = -\frac{2Q_p}{\omega_p}; \tau(\infty) = 0$ $\omega_M = \omega_{Mt}; \tau(\omega_M) = \tau(\omega_{Mt})^*$
MS	$\tau(\omega) = \mathcal{I}L \cdot \delta(\omega) + \tau(\omega)^*$		ugyanaz, mint az MF eset
EMA			$\tau(0) = -\frac{1}{\omega_p Q_p}$ $\tau(\omega_p) = -\frac{2Q_p}{\omega_p}; \text{kivéve EML, ahol nincs értelmezve (nincs átvitel)}$
EMF	$\tau(\omega) = \mathcal{I}L \cdot \delta(\omega - \omega_z) + \tau(\omega)^*$		$\tau(\omega_z) = \text{nincs értelmezve (nincs átvitel)}$ $\tau(\infty) = 0$ $\omega_M = \omega_{Mt}$
EML			$\tau(\omega_M) = \tau(\omega_{Mt})^*$ $Q_z \rightarrow \infty \text{ esetén}$
MM	$\tau(\omega) = 2 \cdot \tau(\omega)^*$		$\tau(0) = -\frac{2}{\omega_p Q_p}; \tau(\omega_p) = -\frac{4Q_p}{\omega_p}; \tau(\infty) = 0$ $\omega_M = \omega_{Mt}; \tau(\omega_M) = \tau(\omega_{Mt})^*$ $\omega_z = \omega_p; Q_z = Q_p$

zérusfrekvenciák között is a differenciális meredekség nagyobb és kisebb is lehet, mint az említett szám-
adatok. (Egyébként a sávszűrőnél a Q értelmezése
megegyez az LC szűrők Q definíciójával: $Q = f_0/\Delta f$,
ahol Δf a -3 dB-es pontok közötti frekvenciátávolság.)

A táblázatban megtalálhatók a jellemző (mérhető)
mennyiségek és a végparaméterek közötti összefü-
gések is, amelyeknek alapján a szűrők beállíthatók.
Azonban több ok is azt indokolja, hogy a csillapítás-
karakterisztikával való bemérés, hangolás nem cél-
szerű. Elsősorban az, hogy kis Q -k esetén ($Q < 3$)
a csillapításgörbe olyan „lapos”, hogy a szűrőbeállítás
alapjául szolgálható helyi maximum mérése nagyon
bizonytalan, nehezen indikálhatóvá válik, sőt

$Q \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ esetében egyáltalán nem lehetséges. További

problémát jelent az, hogy a csillapításmérés, termé-
szetéből fakadóan szintek összehasonlításán alapul
és a hangolás során gyakran előfordul (elsősorban
sávszűrőknél), hogy egyúttal a referenciául szolgáló
paraméterhez tartozó szintet is elhangoltuk, így újra
két szintet kell mérni.

Célszerű tehát olyan karakterisztikát választani,
amely kis Q esetén is elegendően meredek és abszolút
mennyiség alapján mérhető, hangolható (l. később a
fáziskarakterisztikák tárgyalásánál). A mindentá-
eresztők mérése csillapításra pedig, jellegzetességük-
ből adódóan igen nehéz. Igaz, hogy amennyiben
nincsen pontosan beállítva a mindentáeresztő jelleg,
akkor helyi szélső értéke van a függvénynek az aktuá-
lis frekvencián, de ez igen kis értékű. Azon felül
csillapításméréssel két, különböző paraméterre be-
hangolt mindentáeresztő nem különböztethető meg,
hiszen minden frekvenciakomponenst egyforma csil-
lapítással visz át. Egy további ok, ami az ampli-
túdómérés ellen szól az, hogy a mérések során vélet-
lenszerűen előforduló amplitúdózavar (pl. egy közeli
nagyobb teljesítményű gép ki- és bekapcsolása) a
mérést zavarja és meghamisíthatja. Mindezekon felül
az amplitúdó-karakterisztika mérése alapján végzen-
dő hangoláshoz általában viszonylag sok mérésre van
szükség (pl. $T(0)$, $T(\infty)$, $T(\omega_p)$, ω_p stb.). Ezek a problé-
mák a fázisméréssel nagyrészt megkerülhetők.

Fáziskarakterisztikák

A fázisgörbét radiánban, lineáris koordinátarend-
szerben ábrázoltuk a pozitív frekvenciatengely men-
tén, $H > 0$, vagyis nem invertáló szűrők esetére.
A fázisfüggvény értelmezése:

$$\varphi(\omega) = \arg T(j\omega).$$

Ez az átviteli függvényben a számláló és a nevező
fázisainak különbségét jelenti. A Q növelése itt a
görbék meredekségének növekedését jelenti. A zérus-
frekvencia (egyenáram) az amplitúdómenetben zérus-
átvitelt, itt fázisugrást eredményezhet. Ezért van
szükség elsősorban az $1(\omega)$ egységugrás-függvény
bevezetésére.

A fázisgörbe az, aminek alapján célszerű a szűrőket
mérni és hangolni. Ezt a következők indokolják:

a) $Q < \frac{1}{\sqrt{2}}$ esetén is hangolhatóak a szűrők.

b) Kis Q esetén is ($Q < 3$) elegendően meredek a
fázisgörbék a pontos méréshez.

c) A fázismérés során — szemben a csillapítás-
méréssel — mindig csak egyetlen mennyiséget kell
vizsgálni (nincs referencia) és ezért is egyszerűbb és
gyorsabb ez a hangolási mód.

d) Mindentáeresztők is hangolhatóak ezzel a mód-
szerrel.

e) A mérés az esetleges amplitúdózavarral érzé-
ketlen.

f) Noha egy speciális műszer készítése szükséges
a méréshez, de ezzel igen egyszerűen, kevés lépésben
és könnyen automatizálhatóan alkalmazható a hib-
ridtechnológiához is.

A mérés-hangolás elve a szűrők fázisgörbéinek
tanulmányozása során érthető meg. Ugyanis bebi-
zonyítható, hogy minden szűrőtípus végparaméte-
rei egyszerű összefüggésben vannak a fázisgörbék
jellegzetes pontjaival. Egy példán keresztül ez köny-
nyen megérthető. Legyen a példa az MA eset!
Ennek fázisfüggvénye $H > 0$ esetben:

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega\omega_p/Q_p}{\omega_p^2 - \omega^2} = -\arctg x.$$

A $\varphi = -90^\circ \div -\pi/2$ szöghöz tartozó frekvencia a
fenti képlet alapján kifejezhető:

$$\varphi = -\pi/2 = -\arctg x, \quad x = \frac{\omega\omega_p/Q_p}{\omega_p^2 - \omega^2}$$

$$x \rightarrow \infty$$

$$\omega = \omega_p$$

Tehát a -90° -hoz tartozó frekvencia a pólusfrek-
vencia. Jelölése:

$$\omega_{-90^\circ} = \omega_p.$$

Ha tehát egy adott pólusfrekvencia behangolása
kívánatos, akkor ezt a frekvenciát a szűrők beme-
netére bocsájtva, a szűrőt a megfelelő elemmel addig
kell hangolni, amíg a kimenetén a bemenethez ké-
pest -90° -kal eltolt jelet nem kapunk. Elmondható
az is, hogy ha egy ilyen szűrőnél a frekvenciát
hangoljuk, akkor a -90° -os fázistolás elérésekor
beadott frekvencia, az aktuális pólusfrekvencia. Meg-
jegyzendő, hogy a 2. táblázatban a fázisfüggvények-
nek csak a fő értékeit ábrázoltuk: amelyek segítsé-
gével a jellegzetes frekvenciák megkereshetők.

Hasonló elv használható a Q_p hangolására is, ami
az alábbi gondolatmenettel érthető meg (szintén MA
esetben):

$$\varphi = -\pi/4 = -\arctg x$$

$$x = 1$$

$$\omega\omega_p/Q_p = \omega_p^2 - \omega^2$$

$$\omega = \omega_p = \frac{\omega_p}{2} (-1/Q_p + \sqrt{4 + 1/Q_p^2}) \quad (1)$$

Ha tehát egy adott ω_p -re és Q_p -re kell behangolni
a szűrőt, akkor a fenti képlettel kiszámított frek-
venciát a szűrő bemenetére bocsájtva addig kell a
hangolóelemet állítani, míg a kimenethez képest
 -45° -kal eltolt jelet nem kapunk. (A pólusfrekven-
ciát előzőleg be kell ehhez hangolni.)

Amennyiben olyan a kapcsolás, hogy $H < 0$, akkor a szűrő bemenetére kerülő jelet egy inverterrel 180° -kal meg lehet fordítani és így ugyanahhoz az esethez lehet visszajutni, mint az előbb. Ezeket a számításokat minden szűrőtípusra elvégezve a hangoláshoz szükséges jellegzetes fázisok:

$$0^\circ; \pm 45^\circ; \pm 90^\circ; -180^\circ; -270^\circ; \text{fázisugrás.}$$

Mivel a 180° -os fázistolás egy inverterrel elvégezhető és a -270° megfeleltethető a $+90^\circ$ -nak, ezért egy inverter alkalmazása esetén, a szükséges fázisértékek:

$$0^\circ, \pm 45^\circ, \pm 90^\circ, \text{fázisugrás.}$$

Ha tehát megfelelően széles sávú fázistoló, egy inverter és egy fázisösszehasonlító áll rendelkezésre, akkor bármilyen említett szűrőtípus behangolható. Az ω_p beállításához szükséges jellegzetes frekvencia mindig azonos volt magával a pólusfrekvenciával, míg a Q_p beállításához szükséges frekvencia vagy az (1) képlettel, vagy az alábbi (2) képlettel számolható;

$$\omega = \omega_\varphi = \frac{\omega_p}{2} (1 + 1/Q_p + \sqrt{4 + 1/Q_p^2}). \quad (2)$$

Az (1) és (2) képlet között szoros összefüggés van, mégpedig:

$$\frac{\omega_{-45^\circ}}{\omega_p} = \frac{\omega_p}{\omega_{45^\circ}}.$$

Tehát az ω_{45° és az ω_{-45° frekvenciák az ω_p -re geometriailag szimmetrikusak. Attól függően, hogy melyik esetben melyik képlet használható, a táblázat külön oszlopban mutatja. Tehát pl. MS beállítása:

$$\omega_p = \omega_{0^\circ}$$

$$\omega_{+45^\circ} = \frac{\omega_p}{2} (-1/Q_p + \sqrt{4 + 1/Q_p^2})$$

Általában azzal a frekvenciával érdemes hangolni, ami az ω_z -től viszonylag messzebb van, mert az ω_z fázisugrással jár. Azonban néhány kitéletet kell tenni e táblázat pontos használatához:

a) Az EM és MM hangolása csak olyan kapcsolásokra érvényes, ahol az $\omega_z = \omega_p$ feltétel automatikusan, az elemértékektől függetlenül teljesül.

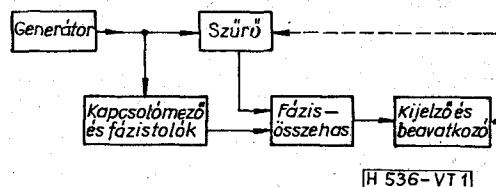
b) Az EML hangolása is csak olyan kapcsolásokra érvényes, ahol az $\omega_z = \omega_p$ feltétel a kapcsolásból adódik. Ha ez nem áll fenn, akkor a szűrő vagy EMA-ként vagy EMF-ként működik. Önként kínálkozik a gondolat, hogy csupán azt kell megállapítani, melyik esetről van szó, és annak megfelelően kell hangolni. Azonban azt is figyelembe kell venni, hogy egy félrehangolt EML-nél és EMF-nél is $\omega_z \approx \omega_p$, ezért csak igen finom hangolás vezethet megfelelő pontosságú eredményre. Megjegyzendő, hogy a zérusfrekvencia hangolása a fázisugrás helyének „tologatását” jelenti a frekvenciatengely mentén.

c) Minden elliptikus tagnál a Q_z a fázisugrás függőleges voltát „zavarja”. Minél nagyobb a Q_z (vagyis minél nagyobb a leszívás mértéke), annál meredekebb a fázisugrás. Ennek a mennyiségnek a mérése, ill. hangolása viszont már célszerű amplitúdóméréssel, méghozzá az amúgy is szükséges invertert lehet erre a célra célszerűen, megfelelő erősítés beállításával felhasználni. Ilyenkor egyszerű minimumindikációról

van szó, noha hibridtechnológia esetén automatikus trimmelést tekintve, ez nem optimális, hiszen csak akkor állítható le a trimmelés, ha már a hangolás a szűrőt a „lyukból” kifelé viszi, azonfelül ezt — amplitúdómérésről lévén szó — sztochasztikus zavarok nagymértékben befolyásolhatják (különösen igen kis jelszinteknél). A probléma akkor egyszerűsíthető, ha nem minimumra, hanem egy általunk előírt (de a minimumtól nagyobb) rögzített csillapításra hangolunk. Emiatt ajánlatos tehát az ω_z és a Q_z mérése amplitúdókarakterisztika alapján.

d) EMA és EMF esetekben a Q_p méréshez szükséges fázisértékek közül néhány zárójelen szerepel, aminék az az oka, hogy a zérus- és pólusfrekvenciák távolságától függ az, hogy a fázisugrás milyen fázisértéknél következik be. Így pl. EMA esetben, ha az $\omega_p \ll \omega_z$, akkor a -135° -os fázisszöggel is lehet Q_p -t mérni, ellenkező esetben viszont $+45^\circ$ -kal is, de -45° -kal mindig, függetlenül az ω_z és ω_p frekvenciatávolságtól.

A táblázatban megadott képletek $H < 0$ esetben is használhatók. Ekkor a mérés ugyanúgy történik, mint a $H > 0$ esetben, csupán a szűrő elé kell egy invertert kapcsolni, illetve a fázisokat kell 180° -kal eltolva értelmezni. A mérőberendezés és a mérési elrendezés vázlata az 1. ábrán látható.



1. ábra

A működés elve: A generátor jelét a szűrőre és a megfelelő fázistolóra vezetve általában különböző, de a 2. táblázat szerint specifikált frekvenciák esetén azonos fázisú jeleket lehet indikálni a szűrő és a fázistoló kimenetén. E két jel összehasonlítását végzi a fázisösszehasonlító áramkör, amely aktivizálhatja a kijelzőt, valamint aktív automatikus trimmelés esetén a beavatkozó szervet (lézert vagy homokfúvót). Trimmelés előtt tehát ismerni kell a szűrő típusát, a beállítandó végparaméterek értékét és azt, hogy fázist fordít-e a kapcsolás vagy sem és ezek ismeretében a hangolás egyértelműen elvégezhető. (A fázisugrás-indikálást egy viszonylag egyszerű áramkörrel meg lehet valósítani, de a zérusfrekvencia mérésekor jelentkező nagy zaj és kis jelszint miatt célszerűbb az ω_z -t amplitúdómérő módszerrel hangolni.)

Futási idő karakterisztikák

Definíciója:

$$\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \arg T(j\omega).$$

Mértékegysége a szekundum. A táblázatban a görbék ábrázolása csak pozitív frekvenciákra, lineáris frekvenciatengely mentén történt. Érdekes módon az összes másodfokú függvény futási idő karakterisztikája — az MM kivételével — hasonló csupán $\omega = 0$

és $\omega = \omega_z$ frekvenciákon van eltérés. E másodfokú függvények maximumainak értéke és helye meghatározható a függvény meredekségének kiszámításával:

$$\frac{d}{d\omega} \tau(\omega) = 0 \Rightarrow \omega_{Mr} = \omega_p \sqrt{\sqrt{4-1/Q_p^2} - 1},$$

$$\tau(\omega_{Mr}) = \frac{2}{\omega_p Q_p} \frac{1}{\sqrt{4-1/Q_p^2} (2 - \sqrt{4-1/Q_p^2})}.$$

Az ω_{Mr} kifejezésből látható, hogy maximum csak $Q_p > \frac{1}{\sqrt{3}}$ esetén létezik. A futási idő igen nagy frekvenciákon elhanyagolható az $\omega = \omega_p$ frekvenciák futási idejéhez képest. A futási idő maximuma mindig kisebb frekvencián van, mint a pólusfrekvencia.

A $\delta(\omega)$ kifejezés bevezetésére azért van szükség, hogy a függvény szinguláris pontját értelmezni lehessen. Megjegyzendő, hogy mindhárom táblázatban az ω -val jelzett mennyiségek rad/s dimenziójúak.

Egyébként a szűrőket azért nem a τ görbék alapján hangolják, mert a futási idő mérő műszer igen drága, továbbá, mert kis Q -k esetén a jellemző kiemelések itt is — akárcsak az amplitúdógörbék esetén — igen „laposak”.

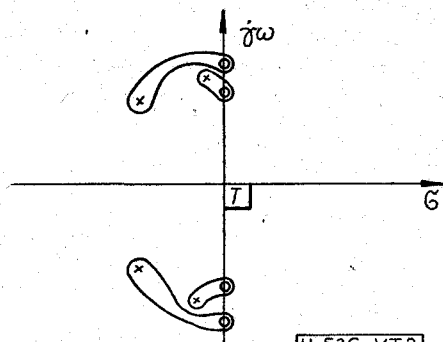
A szűrőkapcsolások dinamikaproblémáinak vizsgálata

E helyen nincs mód a probléma részletes vizsgálatára, így csupán néhány fontos szempont hangsúlyozása a cél. A dinamika- és zajproblémát célszerű egyszerre tárgyalni, mert szorosan összefüggő és gyakran szét sem választható feladatot jelent.

A cél a minél nagyobb dinamika, vagyis kivezérelhetőség elérése, minél kisebb zajjal. A megoldandó feladat ebben az esetben az, hogy a szűrőközelítések adta pólus-zérus képekben a pólusokat és zérusokat a hogyan „párosítsák össze” (elvileg tetszőleges) a másodfokú tagokhoz, ezenkívül milyen sorrendben kapcsolják az egyes másodfokú blokkokat sorba, és azt is meg kell határozni, hogy az egyes blokkoknak mekkora erősítést állítsanak be. (A H nagyságáról van szó.)

A pólus-zérus párok összepárosításának természetesen csak elliptikus esetben van értelme. A nagy dinamikához az szükséges, hogy az egyes alaptagok külön-külön is nagy kivezérelhetőségűek legyenek, hiszen soros kapcsolásról lévén szó, a legkisebb dinamikájú blokk határozhatja meg az egész szűrő dinamikáját. Mivel a problémát főleg a nagy kiemelések (ehhez nagy Q tartozik) okozzák, és a zérusok az átviteli minimumokat adják, ezért kézenfekvő, hogy a legnagyobb Q -jú póluspárokhoz az ehhez a pólusfrekvenciához legközelebb levő zéruspárt párosítsák. Világosabban áttekinthető a 2. ábrán, ahol az összepárosított zérusok és pólusok vannak összefogva.

Mivel minél közelebb van a pólus a $j\omega$ tengelyhez (vízszintes vetület), annál nagyobb Q tartozik hozzá, ezért a hozzá legközelebbi frekvenciájú zérust könnyű megtalálni. Geometriailag: a pólusokhoz tartozó helyvektorok hossza a pólusfrekvencia, zérusfrekvencia



2. ábra

ciája közvetlenül a $j\omega$ tengelyen mérhető le, így egyszerű összehasonlítással elvégezhető a párosítás.

Az egyes blokkok sorrendjét bonyolultabb, magasabb fokszám esetén csak számítógépes programmal lehet meghatározni, mert az egyes tagok karakterisztikáinak frekvenciafüggését is figyelembe kell venni és minden egyes sorrendi lehetőség figyelembevétele után lehet csak az optimálisat kiválasztani. Csupán a blokkok $T(0)$, $T(\infty)$, $T(\omega_{Ma})$, adatait és a szűrő áteresztősávjának határait kell megadni és az összes lehetséges esetet végig kell szimulálni, hiszen kaskád kapcsolás esetén az eredő karakterisztika az egyes tagok átviteli függvényeinek szorzatai:

$$T(\omega)_{eredő} = \prod_{i=1}^n T(\omega)_i.$$

Egy-egy adott sorrendű összeállításnál, az egyes tagok erősítésének meghatározásakor figyelembe kell venni az adott összerősítést, a be- és kimenő szinteket és azt, hogy a relatíve nagy erősítésű tagok a szűrő bemenetéhez közel legyenek, mert zajszempontból ez a kedvezőbb. (Ha csak a bemenő zajról van szó.) A konkrét számítógépes eljárást e cikk nem tárgyalja. Az erősítés-beállítási módszer biztosíthatja a lánckapcsolás legkisebb — erősítésváltozójú — zaját. A precíz tárgyaláshoz az is hozzátartozik, hogy azt is meg kell vizsgálni, a szűrő bemenete vezérlődött-e túl, vagy a kimenet érte el a tápfeszültség és kapcsolás engedte legnagyobb szintet. Ez az eljárás is tipikusan számítógépes feladat, noha az esetek többségében, amikor 3 blokknál nincs több, akkor mindez kézi úton potenciométerrel állítható erősítésekkel, fokozatonként viszonylag egyszerűen és gyorsan elvégezhető. A (4) irodalom felhasználása ebben a tekintetben hasznos lehet.

Az egyes kapcsolások hangolási problémái

A hangolásról eddig elmondottak bizonyos mértékig fiktivek, hiszen hallgatólagosan tetszőleges mérési sorrendet tételeztünk fel. A valóságban azonban az egyes végparaméterek beállításának sorrendje egyáltalán nem közömbös.

A szakirodalomban szép számmal találhatók olyan kapcsolások, amelyek rendkívül előnyösek valamilyen fontos, pl. érzékenységi szempontból, azonban az egyes végparaméterei egymástól függetlenül vagy valamilyen meghatározott sorrendben nem hangolhatók. Tehát iteratív, többszöri beállítás után érhe-

tők el a kívánt áramköri tulajdonságok. Ez a módszer nyilván nem alkalmas a hibridtechnológiához, egyrészt hosszadalmas és bonyolult volta miatt, másrészt azért, mert általában semmi sem biztosítja, hogy az egyes hangolási lépések során a hangoló ellenállásokat csak növelni kelljen, holott e technológiát feltételezve erre szükség volna. Ezért hibridtechnológia esetén, amennyiben aktív trimmelésre van hangoláskor szükség, az ilyen szűrők nem ajánlatosak.

Szerencsére olyan kapcsolások is ismertek, amelyek adott és csak egyszeri sorrendben is behangolhatók, vagyis az utóbb beállított paraméterek az előbbieket már nem befolyásolják. Ilyenek pl. a Sallen—Keykapcsolások, az univerzális alkalmazhatóságú state-variable kapcsolás, valamint az ebből származtatott feedforward kapcsolások is. Ezek mindegyikénél a célszerű sorrend:

1. ω_p ; 2. Q_p ; 3. ω_z ; 4. Q_z ; 5. H .

Az egyetlen kivétel a H beállítása, ami Sallen—Key- és néhány feedforward kapcsolásnál nem lehetséges. (Ilyenkor vagy külön erősítővel állítható be a kívánt erősítés, vagy a kapcsolást kell eleve megfelelő erősítésre tervezni, bár ez nem lesz a többi paramétertől függetlenül állítható.) A state-variable és néhány más feedforward kapcsolásnál tesztöleget helyre sorolható a H beállítása. Léteznek egyébként olyan struktúrájú kapcsolások is, amelyek beállítása nem az itt említett módszerekkel történik (pl. a kettős T elliptikus tagok), azonban ezek általában több műveletet igényelnek és többnyire rekurzív hangolásúak is.

Összefoglalás

Az eddig elmondottak alapján tehát át lehet tekinteni a kaszkád szűrők minden specifikálható tulaj-

donságát, kivéve az időtartománybeli túllövés, lecsengés problémáját, viszont ezek a mennyiségek a csillapítás és fázisfüggvény által teljes mértékben meghatározottak. A tulajdonságok vizsgálata során bebizonyosodott, hogy a fáziskarakterisztika (ill. az ω_z , Q_z és a H esetében a csillapításkarakterisztika) alapján célszerű az egyes blokkok tulajdonságait egyértelműen meghatározó végparaméterek (ω_p , Q_p) beállítása. A mérést elősegítő célműszer néhány lényeges paraméterét a kívánt mérésekhez meghatározott.

A szűrők optimális dinamikatulajdonságai megtervezésének elvei is tisztázódtak, noha ennek pontos megtervezéséhez szükséges számítógépes program (rendszer) külön tanulmány anyagát képezhetné, különösen, ha konkrét áramkörtípusokra lenne lebontva.

A tervezés és technológia bizonyos, bár korántsem minden, kapcsolata is megmutatkozott elsősorban a hangolhatóság szempontjából, persze egyéb vonatkozások, pl. ár, helyigény is közrejátszanak a megfelelő tervezési és technológiai paraméterek kiválasztásában.

I R O D A L O M

- [1] R. W. Daniels: Approximation Methods for Electronic Filter Design. McGraw-Hill Book Co., 1974.
- [2] Dr. Géher Károly: Lineáris Hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, 1968.
- [3] S. K. Mitra: Analysis and Synthesis of Linear Active Networks. John Wiley and Sons Inc., 1969.
- [4] E. Lueder: Optimization of the Dynamic Range and the Noise Distance of RC-Active Filters by Dynamic Programming. Circuit Theory and Applications, Vol. 3, 1975.
- [5] L. P. Huelsman: Active Filters: Lumped, Distributed, Integrated, Digital and Parametric. McGraw-Hill Book Co. New York 1970.
- [6] N. Balabanian—T. A. Bickart: Electrical Network Theory. John Wiley and Sons Inc. New York, 1969.