

# KAPCSOLT KAPACITÁSÚ ÁRAMKÖRÖK OFFSET ÉRZÉKETLEN REALIZÁLÁSA

Dr. FÜLÖP TAMÁS

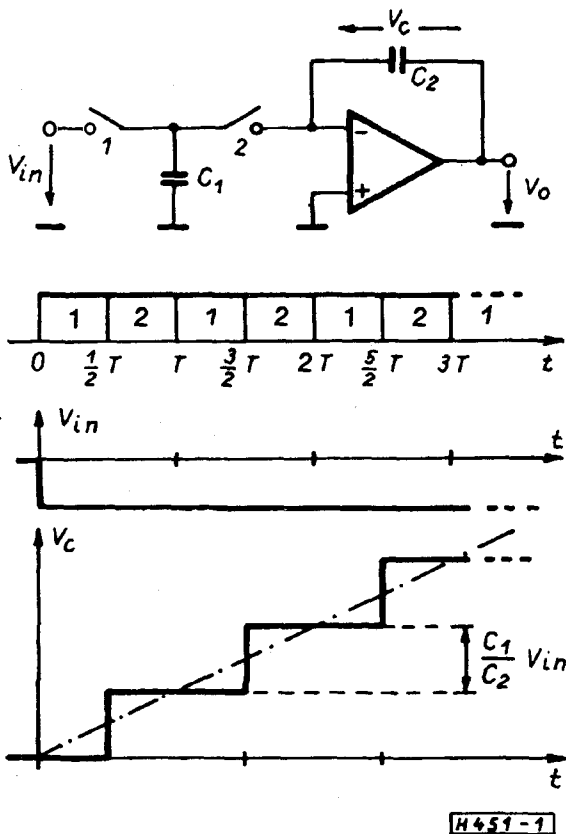
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk egy új kapcsolt kapacitású általános szűrő alaptagot ismertet, amely érzéketlen a műveleti erősítők offset felkészültségére és csökkentli az 1/f zajt. Egyszerűen megvalósított folytonos visszacsatolás biztosítja, hogy a műveleti erősítők állandóan aktív tartományukban működjenek és lehetővé teszi a véges erősítés hatásának kompenzálását. Az alaptaggal az összes gyakorlatban fontos egzakt másodfokú diszkrét-idejű átviteli függvény megvalósítható. Érzékenység és tolerancia jellemzői megegyeznek a legelterjedtebben használt kapcsolt kapacitású másodfokú alaptagokéval.

## BEVEZETÉS

Éppen tíz éve annak, hogy a szakirodalomban megjelentek az első beszámolók az integrált kapcsolt kapacitású (SC) szűrők sikeres megvalósításáról [1], [2]. Működésük lényegéhez az 1. ábrán



1. ábra. Kapcsolt kapacitású Integrátor és válasza egységugrás bemenő jelre

látható kapcsolás vizsgálatával juthatunk. Az 1. fázisban a  $C_1$  kapacitás  $C_1 V_{in}$  töltést vesz fel. A 2.



Dr. FÜLÖP TAMÁS

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki oklevelet 1969-ben. Azóta a Villamosmérnöki Kar Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszékén, majd annak jogutódjánál, a Híradástechni-

kai Elektronikai Intézetben dolgozik, jelenleg egyetemi adjunktusként. Az elektronikus áramkörök témakörében írott egyetemi doktori értekezését 1978-ban védte meg. Fő érdeklődési területe a diszkrét-idejű analóg és digitális jelfeldolgozó áramkörök.

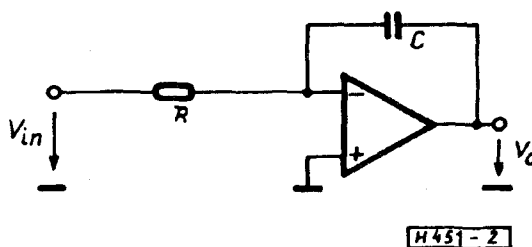
fázisban a virtuális földpontra kapcsolódó  $C_1$  kapacitásra nulla feszültséget kényszerítünk. Emiatt  $C_1$  teljes töltése a  $C_2$  kapacitásba folyik át és annak töltése pontosan ennyivel megváltozik  $C_2 \Delta V_C = -C_1 V_{in}$ . A folyamatot periodikusan ismételve  $C_2$  feszültsége az 1. ábra szerint alakul. Az  $n$ -dik periódusban az invertáló bemenetre érvényes töltés megmaradási egyenlet tehát a következő

$$C_2 [V_C(n + \frac{1}{2} T)] - [V_C(n - \frac{1}{2} T)] = -C_1 V_{in}(nT) \quad (1)$$

Figyelembe véve, hogy a  $C_2$  feszültsége egyenlő a földhöz képest mérhető  $V_o$  kimenő feszültséggel az áramkör működését a következő differencia egyenlet írja le

$$[V_o(n + \frac{1}{2} T)] - [V_o(n - \frac{1}{2} T)] = -\frac{C_1}{C_2} V_{in}(nT) \quad (2)$$

Vezéreljük a 2. ábrán látható integrátort hasonló bemenő jellel. Az integrátor válaszát az 1. ábrán az



2. ábra. Aktív RC Integrátor

eredmény vonal mutatja. Az áramkör működését az alábbi differenciál egyenlet írja le

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} V_{in}(t) \quad (3)$$

Vizsgálatunkból az alábbi következtetésekre juthatunk:

(1) az SC áramkör válasz időfüggvénye a folytonos idejű integrátor válaszához lépcsős közelítése,

tehát szintén alkalmazható frekvencia szelektív áramkörként.

(II) az SC áramkör minden egyes eleme megvalósítható MOS monolit integrált technológiával, ahol a tranzisztorok nagyon kis gate árama biztosítja a töltés csomagok károsodásmentes feldolgozását.

(III) a lépcsős közelítés akkor lesz jó, ha a

$$\frac{1}{RC} \leftrightarrow \frac{1}{T} \frac{C_1}{C_2} \quad (4)$$

megfeleltetést alkalmazzuk.

A szűrők pontos monolit integrált realizálását igazán a legutóbbi tény tette lehetővé. Ugyanis szemben az aktív RC szűrőkkel, ahol az RC szorzatokat kell pontosan megvalósítani és értékükön tartani, az SC szűrőkben ez a feladat kapacitások hányadosának pontos megvalósítására és egy pontos és stabil külső órajel bevezetésére egyszerűsödik.

A nyolcvanas évek elején Intenzív kutató munka folyt a MOS monolit integrált SC áramkörök területén. A téma előkelő helyet kapott a nemzetközi konferenciákon és számos publikáció jelent meg rangos nemzetközi folyóiratokban. Nagyjából 1983-ra kialakultak az SC szűrők azon szintézis eljárásai amelyek az integrált megvalósítást a leghatékonyabban támogatják [3]. A szintézis eljárások két osztályba sorolhatók:

1.) Létra szűrő szintézis

A kétszeresen rezisztíven lezárt tiszta reaktáns nógypólus diszkrét-idejű aktív szimulációját valósítja meg. A strukturális leképezés biztosítja a referencia szűrő kedvező áteresztő tartománybeli érzékenység tulajdonságainak megőrzését. A folytonos- és diszkrét-idejű komplex frekvencia változók közötti kapcsolatot az LDI transzformáció építőelem szintű, a BILINEÁRIS transzformáció hálózat szintű megvalósításával érjük el.

2.) Kaszkád szintézis

A szakirodalomban megjelent másodfokú SC alaptagok közül a legjobbak a két-Integrátoros hurok topológián alapulnak. Igazán jó szelektivitást azok biztosítanak, amelyek képesek az átviteli zérusokat a z-síkon bárhol realizálni.

A szintézis eljárások áramköri építő eleme a MOS technológiánál elkerülhetetlen parazita kapacitásokra érzéketlen Invertáló és neminvertáló Integrátor pár.

A még viszonylag fiatal SC technika hamar tömeggyártásba került, amelynek legmarkánsabb példája a MOS monolit PCM csatorna szűrők majd rögtön utána az egy chipes Kodek, ahol már analóg és digitális áramkörök működtek ugyanazon a chipen. A technológiailag lehetőségek azonban a hangfrekvenciás tartományra korlátozták az SC szűrők alkalmazhatóságát. Ezért jelentős erőfeszítések történtek a frekvencia tartomány kiterjesztésére. Ehhez az órajel frekvenciát kell növelni, azaz a mintavételi időt csökkenteni. Ezt azonban a töltésátvitel alatt impulzus üzemben működő műveleti erősítők beállási ideje korlátozza,

amelyet a véges sávszélesség és a maximális jelváltozási sebesség határoz meg.

Két területen, a technológiában és az áramkör technikában ígérkezett előrelépési lehetőség. A CMOS technológiával realizálható komplementer tranzisztor párok lehetővé tették a kapcsolók és a csak kapacitív terhelésre dolgozó chipen belüli erősítők új kapcsolástechnikai kialakítását. A kimenetükön frekvencia kompenzált hajtogatott kaszkád topológiájú meredekség erősítők a sávszélességben egy nagyságrend javulást eredményeztek. A mintavételes analóg technikában jelentkező, a digitális áramköröknél nagyobb pontossági és minőségi igények kielégítésére a feladatra specializált TELECOM CMOS technológiát dolgoztak ki. Az itt végrehajtott folyamatos méret csökkentésekkel sikerült elérni az 1-2  $\mu\text{m}$  felbontást. Ezek az eredmények a MHz-es tartományban 10 MHz órajel frekvenciával működő Integrált szűrők sikeres megvalósításához vezettek a nyolcvanas évek közepén [4]. Ugyanakkor világossá vált, hogy a távközlésben tömegesen jelentkező nagysebességű valós idejű jelfeldolgozási feladatok (pl. 10 MHz-es keskenysávú szűrés radarokban és kommunikációs vevőkben, video jel feldolgozás TV vevőkben, órajel frissítés nagysebességű adatátviteli rendszerekben) csak új technológiával alapon lehetséges.

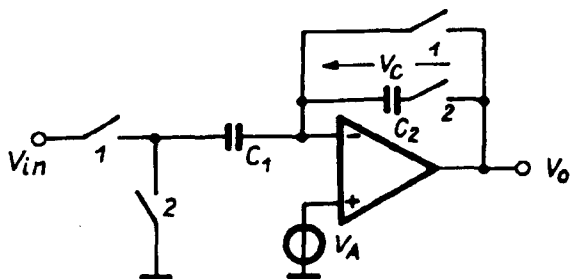
Ez ösztönözte annak az új kutatási irányzatnak a kibontakozását, amelynek célja a GaAs technológia alkalmazása mintavételes analóg áramkörök megvalósítására. Az első sikeres kísérletek kimutatták, hogy a GaAs alapú rövid csatornás ( $L < 1 \mu\text{m}$ ), n-típusú beépített csatornás MESFET eszközökkel rendkívül gyors (950 MHz sávszélesség, 6000 V/ $\mu\text{sec}$  jelváltozási sebesség) műveleti erősítők integrálhatók. Azonban a GaAs műveleti erősítők egyenfeszültség erősítése meglehetősen kicsi (~100) és a bemenetre redukált offset feszültségük szokatlanul nagy (~60 mV). Ugyanakkor bizonyos nehézségeket okoz, hogy megfelelő kivérelhetőségű kapcsolók (átviteli kapuk) realizálása meglehetősen bonyolult és sok eszközt igénylő áramkörrel lehetséges. Ezért új illetve javított áramkör tervezési technikák kidolgozása vált szükségessé, amelyek kevésbé érzékenyek a GaAs technológia inherens kolátra [5], [6]. A legújabb közlemény 100 MHz-es órajel frekvenciával a 10 MHz-es tartományban működő GaAs Integrált SC szűrők kísérleti megvalósításáról számol be [7].

Ez a dolgozat egy új SC általános másodfokú alaptagot mutat be magasabb fokszámú szűrők kaszkád szintéziséhez. Az alkalmazott áramkör-technika támogatja a nagy offset feszültségű, kis erősítésű és nagyon gyors műveleti erősítők alkalmazását és kevés kapcsolót igényel. Célkitűzése, hogy az alaptaggal az összes gyakorlatban fontos bilineáris leképezéssel származtatott másodfokú diszkrét-idejű átviteli függvény megvalósítható legyen. A megoldás a szimmetrikus (fully diffórential) topológiára épül és kihasználja azt a lehető-

séget, hogy a jelek mindkét polaritása rendelkezésre áll.

### ÁRAMKÖRTECHNIKAI ALAPOK

A 3. ábra egy offset érzéketlen SC Integrátort mutat, amelynek működése a korrelált kétszeres mintavételezés (CDS) elvén alapul [8]. A műveleti erősítő bemenetre redukált offset és zaj] feszültsé-



H 451 - 3

3. ábra. Offset-érzékeny Integrátor

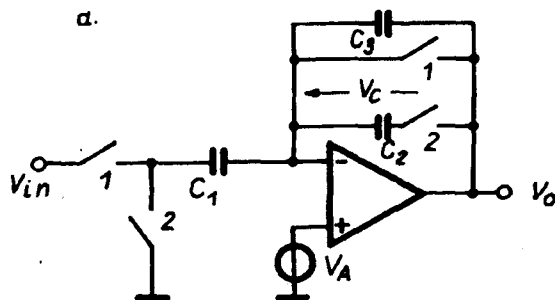
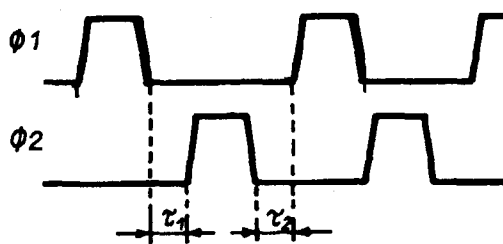
gelt a  $v_a$  feszültség generátor modellezi. A működés lényege, hogy a  $C_1$  kapacitás egyik fegyverzete állandóan az invertáló bemeneten azaz a  $v_a$  feszültségen van. Az 1. fázisban  $C_1$  a  $v_{in}-v_a$  feszültségre töltődik majd a 2. fázisban  $-v_a$  feszültségre sül ki. Ennek következtében a  $C_2$  integráló kapacitás töltésváltozása

$$C_2 \left[ v_c \left( n + \frac{1}{2} \right) - v_c \left( n - \frac{1}{2} \right) \right] = C_1 v_{in}(n) + C_1 \left[ v_a \left( n + \frac{1}{2} \right) - v_a(n) \right] \quad (5)$$

Látható, hogy a töltésvitel mentes  $v_a$  állandó összetevőjétől azaz az offset feszültségtől, míg az egymást követő zaj minták különbségképzése egy diszkrét idejű szűrést eredményez, amely a flicker ( $1/f$ ) zajt csökkenti.

A CDS elven működő áramköröknek van azonban egy, a működésükből fakadó problémájuk. A nem átlapolódó óra jelek közötti idő intervallumokban — amelyeket a 4a. ábrán  $\tau_1$  és  $\tau_2$  jelöl — a műveleti erősítő nyílthurokban működik. Lassú műveleti erősítőknél ez nem okoz komoly problémát. Azonban a nagyon gyors erősítők kimenete nyílthurokban hirtelen elugrik és a keletkező tuskék erősen torzíthatják a jelalakot vagy ami még rosszabb a kimenet egészen valamelyik tápfeszültségig ugrik el és az erősítő telítésbe megy. Ilyenkor egy meglehetősen hosszú feléledési időre van szükség ahhoz, hogy a visszacsatolás hatására az erősítő ismét visszatérjen az aktív tartományába, ami óhatatlanul a beállási idő növekedését okozza.

A nyílthurokú állapot elkerülhető ha egy kapacitást kötünk a műveleti erősítő invertáló bemenete és a kimenete közé, ahogy ezt a 4b. ábra mutatja.



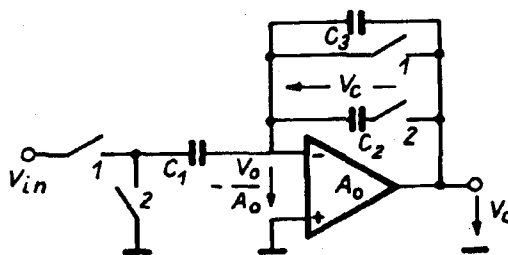
H 451 - 4

4. ábra. Folytonosan-visszacsatolt offset-érzékeny Integrátor

Ennek a megoldásnak egyszerűsége mellett előnye, hogy nem igényli bizonyos kritikus kapcsoló vezérlő órajelek egymáshoz képesti pontos időzítését szemben a probléma megoldására javasolt másik megoldással [9]. Azonban az itt alkalmazott folytonos visszacsatolással veszteséget viszünk be az integrátor átvitelbe, ugyanis az 1. fázisban teljesen kisütött  $C_3$  kapacitás a 2. fázisban  $C_2$  kapacitással párhuzamosan kapcsolódik és a  $C_1$  kapacitástól érkező töltések egy részét ellopja. Az áramkör töltésátvitelére tehát a következő lesz

$$(C_2 + C_3) v_c \left( n + \frac{1}{2} \right) - C_2 v_c \left( n - \frac{1}{2} \right) = C_1 v_{in}(n) + C_1 \left[ v_a \left( n + \frac{1}{2} \right) - v_a(n) \right] \quad (6)$$

A folytonos visszacsatolást tehát azon az áron tudjuk megvalósítani, hogy az integrátor veszteségesse válik. Éppen ez ad azonban lehetőséget arra, hogy a fokozatot kis egyenfeszültség erősítésű műveleti erősítővel is realizálni tudjuk. Az 5. ábra



H 451 - 5

5. ábra. A véges erősítés hatása

segítségével könnyen belátható, hogy a véges erősítés hibát okoz a töltés átvitelben, ugyanis a virtuális földpont elvesztése miatt  $C_1$  nem adja át az összes töltését az Integráló kapacitásnak, hanem  $C_1 v_0 (n + \frac{1}{2}) / A_0$  mennyiségű töltés benne

marad. A  $v_c = v_0 / (1 + 1/A_0)$  kapcsolat alkalmazásával a töltés átvitel a következő

$$\left( C_2 + C_3 + \frac{C_1}{1 + A_0} \right) v_c \left( n + \frac{1}{2} \right) - C_2 v_c \left( n - \frac{1}{2} \right) = C_1 v_{in}(n) \quad (7)$$

A kifejezés világosan mutatja, hogy az ugyancsak az Integráló kapacitás töltését csökkentő  $C_3$  kapacitás helyett egy  $C_3 - C_1 / (1 + A_0)$  nagyságú kapacitást téve a folytonos visszacsatoló ágba egy előre ismert  $A_0$  értékre az erősítés hiba kompenzálható.

Gondolatmenetünk ezen pontján azonban észre kell vennünk, hogy bár a töltés átvitel a  $v_{in}$  forrástól az Integráló kapacitásig offsetmentes, a fokozat kimenő feszültsége azonban nem az. A 2. fázisban a földhöz képest érzékelt kimenő feszültség az Integráló kapacitáson lévő feszültség és egy offset feszültség összege, ahogy ezt a 6a. ábra mutatja. Olyan speciális mintavételező elrendezés kialakítására van tehát szükség, amely a  $C_2 \parallel C_3$  kapacitásokon lévő offsetmentes  $v_c$  feszültséget olvassa ki. Ezt úgy valósíthatjuk meg, hogy a következő Integrátor bemeneti kapacitása

a kimenő feszültséget nem a földhöz, hanem a fokozat offset feszültségéhez képest érzékeli. Két ilyenmód összekapcsolt Integrátor látható a 6b. ábrán [10]. A  $C_{1B}$  kapacitás működése a következő:

- egyik fegyverzete az A Integrátor kimenő feszültsége és a követő kapcsoláson át a kimenetre jutó  $v_A$  offset és zaj feszültség között van kapcsolgatva
- a másik fegyverzete állandóan a B Integrátor  $v_B$  offset és zaj feszültségén van.

Az A fokozatról a  $C_{1B}$  kapacitáson át a B fokozatra a töltés átvitelt az alábbi differencia egyenlet írja le

$$(C_{2B} + C_{3B}) v_{cB}(n) - C_{2B} v_{cB}(n-1) = C_{1B} v_{cA} \left( n - \frac{1}{2} \right) - C_{1B} \left[ v_A(n) - v_A \left( n - \frac{1}{2} \right) \right] + C_{1B} \left[ v_B(n) - v_B \left( n - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (8)$$

A töltés átvitel a  $C_{1A}$  kapacitáson át a B fokozatról az A fokozatra hasonló differencia-egyenlettel adható meg. Az eddigi kapcsolt bemeneti kapacitások mindkét fegyverzete állandóan ugyanahhoz a csomóponthoz kapcsolódik és a CDS elvnek megfelelően működik. Így a két-Integrátoros hurokban a töltés átvitelek teljesen mentesek a  $v_A$  és  $v_B$  feszültségek állandó összetevőjétől. A zaj folyamatokra a fokozatok kimenetén is érvényesülő diszkrét-idejű szűrés tovább javítja a kisfrekvenciás ( $1/f$ ) zaj elnyomást.

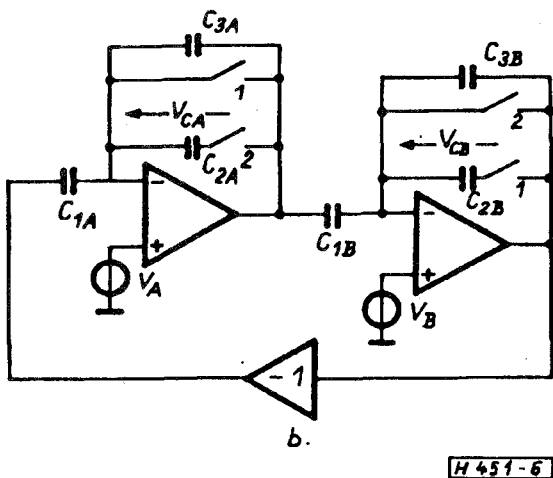
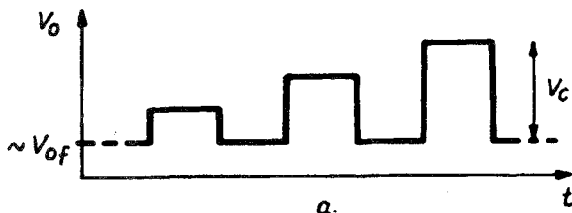
A két-Integrátoros hurok képezik az SC aktív létrák és kaszkád másodfokú tagok alap topológiáját. Korábban ezt a hurkot aktív létra szintézishez alkalmaztuk. A folytonosan visszacsatolt offset érzéketlen aktív SC létra szűrők tervezése veszteséges reaktáns négypólus szimuláción alapul a szokásos kétszeresen rezisztíven lezárt tiszta reaktáns négypólus szimuláció helyett. A szimmetrikus topológiát alkalmazó megoldásról a [11] és annak négy-fázisú órajellel asszimmetrikus (single-ended) topológiára kiterjesztett változatáról a [12] publikáció számol be.

## ÁLTALÁNOS MÁSODFOKÚ ALAPTAG

A javasolt általános másodfokú alaptagot a 7. ábrán adjuk meg. Az áramkör képes megvalósítani bármelyik

$$H(z) = k' \frac{\gamma + \alpha z^{-1} + \delta z^{-2}}{1 + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2}} \quad (9)$$

alakú másodfokú diszkrét-idejű átviteli függvényt. A pólusokat a két szimmetrikus felépítésű neminvertáló CDS Integrátor valósítja meg, amelyek az offsetmentes mintavételező elrendezésnek megfelelően vannak hurokba kapcsolva. A hurokban a szükséges fázisráfordítást a két fokozat közötti keresztben kötés valósítja meg. Az SC technikában szokásos megoldás az, hogy a konjugált komplex póluspár jóságát tényezőjét az egyik integrátor csillapításával állítják be. Esetünkben a hurok csillapítását megosztjuk a két integrátor között és azt



6. ábra. Offset-érzéketlen két-integrátoros hurok

az F és F' kapacitásokkal realizáljuk. Ezzel egyúttal biztosítjuk, hogy a műveleti erősítők állandó visszacsatolásban működjenek.

A zérusok, amelyek az átvitel jellegétől függően a komplex sík egységkörének pozitív és negatív oldalán egyaránt elhelyezkedhetnek, kapcsolt kapacitásokat tartalmazó előrecsatoló ágakkal váltosíthatók meg [13]. A mi esetünkben a megfelelő előrecsatoló áramkör kialakításának specifikus problémája, hogy az alaptag kimenő jele félperiódusra tartott és nullára (offset feszültségre) visszatérő alakú. Ha ilyen alaptagokat kaskádba akarunk kapcsolni, mégpedig oly módon, hogy azok egymást az offsetmentes technikának megfelelően mintavételezzék, az előrecsatoló hálózatnak is félperiódusra tartott és nullára visszatérő alakú bemenő feszültséggel kell működnie. Ez bizonyos korlátozást jelent az alkalmazható előrecsatoló áramkörök típusainak illetve az előrecsatoló jelek előjelének kialakításánál. Kihasználva a szimmetrikus elrendezés azon lehetőségét, hogy a bemenő jel mindkét polaritása a rendelkezésünkre áll a problémák megkerülhetők.

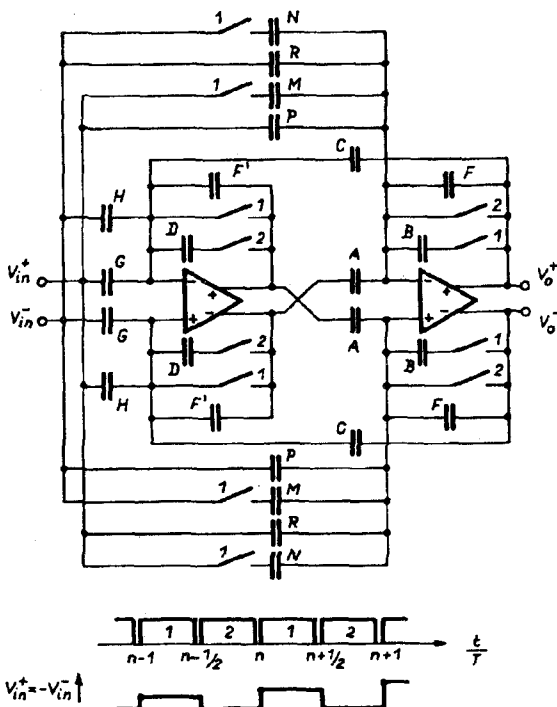
A nemkapcsolt G, H, P és R kapacitások minden egyes órajel periódusban a bemenő jel felső és alsó szintje közötti különbséggel arányos töltést

visznek be az áramkörbe azaz mint kapcsolt kapacitások működnek. A kapcsolt M és N kapacitások minden egyes órajel periódusban a bemenő jel felső szintjének periódusonkénti megváltozásával arányos töltést visznek be az áramkörbe azaz mint nemkapcsolt összegző kapacitások működnek. Az előrecsatoló kapacitások által realizált töltésátvittelek szintén offsetmentesek. Ezenkívül, attól függően, hogy a bemenő feszültség melyik polaritására van kötve, a G, P, M pozitív míg a H, R, N negatív kapacitásként működik. Az alaptagon belül alkalmazott áramkörtechnika, valamint az a tény, hogy a másodfokú tagok kaskádba kapcsolása közvetlenül - tehát közbülső kapcsolók nélkül - történik azt eredményezi, hogy a magasabb fokszámú szűrők igen kevés kapcsolóval realizálhatók.

A szimmetrikus elrendezés előnye, hogy a tápfeszültség síneken lévő zavaró jelek illetve a kapcsoló tranzisztorok parazita kapacitásain átjutó óra jelek közösmódusú vezérlésként hatnak, míg a hasznos jelek differenciálisan terjednek és így javul a szűrő dinamika tartománya.

Az általános alaptag diszkrét-idejű átviteli függvénye az áramköri elemek függvényében a következő

$$H(z) = \frac{(D+F')(P-R+M-N) + [A(G-H)+D(R-P)+(2D+F')(N-M)]z^{-1} + D(M-N)z^{-2}}{(B+F)(D+F') \left[ 1 + \frac{AC-DF-B(2D+F')}{(B+F)(D+F')} z^{-1} + \frac{BD}{(B+F)(D+F')} z^{-2} \right]} \quad (10)$$



7. ábra. Általános másodfokú alaptag

## TERVEZÉS

A kiinduló tervezéshez az átviteli függvény szabad paraméterrel a következő módon választjuk meg:

(I) Az Integráló kapacitások értékét egységnyire választjuk:  $B = D = 1$

(II) A hurok veszteségét egyformán osztjuk meg a két Integrátor között:  $F = F'$

(III) Az Integrátorok kimenő feszültségének maximumal legyenek közelítőleg egyenlők:  $A = C$

Ezután a tervezési egyenletek a (9) és (10) összefüggésének együttható összehasonlításából könnyen fellrhatók.

## Pólusok

$$F = \frac{1}{\sqrt{\beta}} - 1 \quad (= F') \quad (11)$$

$$A = \left[ \frac{\alpha + 2\sqrt{\beta}}{\beta} \right]^{1/2} \quad (= C) \quad (12)$$

Nagyon fontos megvizsgálnunk, hogy a két veszteséges Integrátorral realizált hurok milyen pólu-

sokat és azokat milyen érzékenységgel valósít meg.

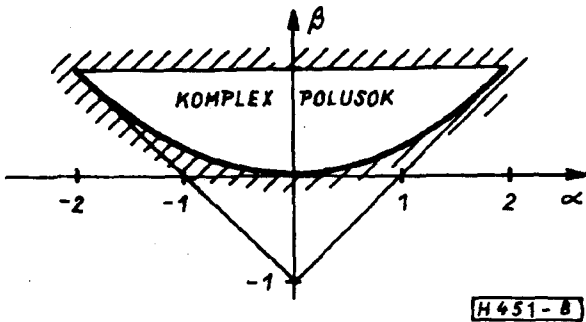
### Realizálhatósági tartomány

Figyelembe véve, hogy az A és F kapacitások értékének pozitívnak kell lenni, a (11) és (12) egyenletekből előállíthatjuk az alaptaggal megvalósítható nevező együtthatók értéktartományát

$$0 < \beta < 1 \quad (13)$$

$$\alpha + 2\sqrt{\beta} > 0 \quad (14)$$

Általánosan a diszkrét-idejű hálózatok stabil pólusaihoz tartozó együtthatók értéktartománya a 8. ábrán berajzolt háromszögbe esik. Ebből a (13) és



8. ábra. Az alaptaggal megvalósítható pólusok tartománya

(14) összefüggések a vonalkézéssel körülvett területet jelölik ki, tehát lefedik a komplex póluspárok teljes tartományát.

### Érzékenység

Bármely másodfokú folytonos-idejű átviteli függvény

$$D(s) = s^2 + s\omega_p / Q_p + \omega_p^2$$

alakú nevezőjének bilineáris transzformációjával előállítható a diszkrét-idejű átviteli függvény a folytonos idejű paraméterek ( $\omega_p$ ,  $Q_p$ ) függvényében. Alkalmazva a gyakorlatban általában fenálló  $(\omega_p T/2)^2 \ll 1$  és  $(\omega_p T/2Q_p) \ll 1$  közelítéseket a

$$D(z) \approx 1 - \left[ 2 \frac{\omega_p T}{Q_p} - (\omega_p T)^2 \right] z^{-1} + \left( 1 - \frac{\omega_p T}{Q_p} \right) z^{-2} \quad (15)$$

kifejezést kapjuk. Ezt a (10) átviteli függvény nevezőjével összehasonlítva  $\omega_p$  és  $Q_p$  kifejezhető kapacitások függvényében

$$\omega_p T \approx \left[ \frac{AC + FF'}{(B+F)(D+F')} \right]^{1/2} \quad (16)$$

$$Q_p \approx \left[ \frac{AC + FF'}{DF + BF' + FF'} \left( 1 + \frac{BD}{DF + BF' + FF'} \right) \right]^{1/2} \quad (17)$$

Képezve a relatív érzékenységeket a

$$|S_x^{\omega_p}| < \frac{1}{2} \quad \text{és} \quad |S_x^{Q_p}| < 1 \quad (18)$$

eredményhez jutunk. Ezek az értékek megegyeznek a gyakorlatban legjobban elterjedt kacsolt kapacitású Fleischer-Laker (F-L) biquad pólus érzékenységgel [13].

### Zérusok

A zérusok beállításához szükséges tervezési egyenleteket csak azokra az esetekre adjuk meg, amikor a  $H(z)$  átviteli függvény  $N(z)$  számlálója bilineáris leképezéssel előállított igazi másodfokú polinom. A  $k$  együtthatót a  $k = k'(1+F)$  összefüggéssel definiáljuk.

- Alul-áteresztő:  $N(z) = k(1 + 2z^{-1} + z^{-2})$

$$H=P=N=0 \quad G=k \frac{(2+F')^2}{A} \quad M=k(1+F') \quad R=kF'$$

- Sáv-áteresztő:  $N(z) = k(1 - z^{-2})$

$$G=M=R=0 \quad H=k \frac{F'(2+F')}{A} \quad N=k(1+F') \quad P=k(2+F')$$

- Felül-áteresztő:  $N(z) = k(1 - 2z^{-1} + z^{-2})$

$$H=P=N=0 \quad G=k \frac{F'^2}{A} \quad M=k(1+F') \quad R=kF'$$

- Elliptikus:  $N(z) = k(1 + \varepsilon z^{-1} + z^{-2})$

$$H=P=N=0 \quad G=k \frac{\varepsilon(1+F') + (1+F')^2 + 1}{A} \quad M=k(1+F')$$

$$R=kF'$$

- Mindent-áteresztő:  $N(z) = k(\beta + \alpha z^{-1} + z^{-2})$

$$H=N=0 \quad G = \frac{k}{A} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\beta}} + \frac{1}{3} + \beta \right) \quad M=R = \frac{k}{\sqrt{\beta}}$$

Mint látható, egy konkrét átvitel realizálásához csupán két nemkapcsolt és egy kapcsolt kapacitásból álló előreccsatorló áramkörre van szükség. Ez alól egyedül a mindent-áteresztő kivétel, amelyhez eggyel több nemkapcsolt kapacitás kell. (A számok értelemszerűen a szimmetrikus kapcsolás fél oldalára vonatkoznak.)

### A maximális kivezérelhetőség beállítása

Ahhoz, hogy az alaptagban lévő műveleti erősítők kivezérelhetőségi tartományát teljesen kihasználhassuk, az első integrátor kimenő feszültségének maximumát a másodikéval kell egyenlővé tennünk. Kimutatható, hogy az A, D, F' kapacitások  $A/\mu$ ,  $D/\mu$ ,  $F'/\mu$  jellegű megváltoztatására a második integrátor kimenetére érvényes  $H(z)$  átvitel invariáns, míg az első integrátor kimenetére vonatkozó  $H_1(z)$  átvitel  $\mu H_1(z)$ -re változik. Ez lehetővé teszi, hogy a kapacitások skálázásával az első integrátor maximumát a másodikéval, tegyük

egyenlővé. A maximális jelszintek azaz  $\mu$  értéke számítógépes analízissel határozhatók meg.

## ÖSSZEG KAPACITÁS BECSLÉS

Az Integrált SC szűrőknél a chip felület jelentős részét a kapacitások foglalják el. A tervezési mód-szerek hatékonyságának ezért fontos mutatója a realizáláshoz szükséges kapacitások összege. Két veszteséges Integrátor alkalmazása egy SC rezonáns körben növeli a kapacitások értéktartományát illetve összegét. Ezért a fejezetben egy becslést adunk a két-Integrátoros hurok összeg kapacitására és összehasonlítjuk az F-L biquad hasonló paraméterével.

A pólus frekvencia és jóság tényező (16) és (17) kifejezésre alkalmazzuk a kilinduló tervezésnél felvett ( $B=D=1, A=C, F=F'$ ) és a gyakorlati tervezés során adódó  $F \ll 1, F' \ll 1, FF' \ll AC$  feltételeket. Ezekkel a kapacitásokra az alábbi közelítő összefüggéseket kapjuk

$$A=C \equiv \omega_p T \quad F=F' \equiv \frac{\omega_p T}{2Q_p} \quad (19)$$

Ezekkel a pólusokat meghatározó kapacitások összege

$$\Sigma_p = A+B+F+C+D+F' \equiv 2 \left( \omega_p T + 1 + \frac{\omega_p T}{2Q_p} \right) \quad (20)$$

Az F-L biquad F változatára a fentiekhez hasonló feltételek mellett a kapacitásokra az alábbi közelítések adódnak

$$A=C \equiv \omega_p T \quad F \equiv \frac{\omega_p T}{Q_p} \quad (21)$$

és a kapacitások összegére

$$\Sigma_p = A+B+F+C+D \equiv 2 \left( \omega_p T + 1 + \frac{\omega_p T}{2Q_p} \right) \quad (22)$$

Itt is ugyanazt az eredményt kapjuk.

Azonban a ténylegesen leintegrált kapacitások értéke illetve még pontosabban felülete az Integrátoronként elvégzett kapacitás skálázásnál alakul ki. Az offset érzéketlen alaptagnál a (19) összefüggésből látható, hogy az első Integrátornál  $F'$ -a második Integrátornál  $F$  a legkisebb kapacitás, tehát ezeket választjuk egységnyinek. A skálázás után az összeg kapacitására a

$$\Sigma_p^s = 4Q_p \left( 1 + \frac{1}{\omega_p T} \right) + 2 \quad (23)$$

eredményt kapjuk.

Az F-L biquadnál a (21) összefüggésből látható, hogy az első Integrátor legkisebb kapacitása  $C$ , a második Integrátoré  $F$ . Ezeket választva egységnyinek a skálázott kapacitás összegre következő eredményt kapjuk

$$\Sigma_p^s = (1+Q_p) \left( 1 + \frac{1}{\omega_p T} \right) + 1$$

A fenti eredmények becsléseknek tekinthetők csupán, ugyanis a zérusokat realizáló kapacitá-

sok közül a  $k'$  esetekben valamelyik kisebbre adódhat a vizsgálatunkban feltételezettnél és ebben az esetben azt választjuk egységnyinek. Ennek ellenére tendenciájában érvényesül, hogy a folytonosan visszacsatolt offset érzéketlen realizáció ára a közelítőleg négyszeresére növekvő összeg kapacitás.

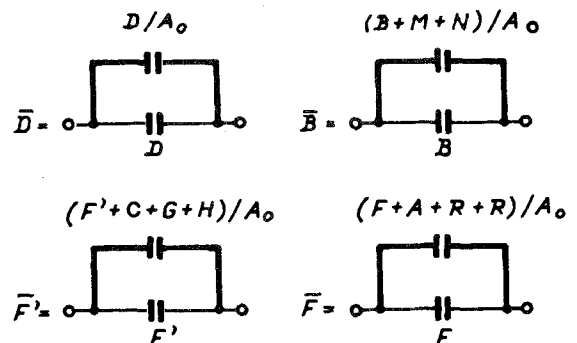
## A VÉGES ERŐSÍTÉS HATÁSÁNAK KOMPENZÁLÁSA

A műveleti erősítők véges egyenfeszültség erősítése torzítja az SC szűrők frekvencia átvitelét. A jelenség oka, hogy az Invertáló bemenet nincs virtuális földponton, így egyrészt az Ide kisülő bemeneti kapacitás nem adja át teljes töltését az Integráló kapacitásnak azaz töltésátviteli hiba keletkezik, másrészt az Integráló kapacitás feszültsége már nem egyenlő a műveleti erősítő földhöz képest érzékelt kimenő feszültségével tehát mintavételezési hiba is keletkezik.

A 7. ábrán megadott alaptag véges erősítést is figyelembe vevő áramkör analízisével meghatározható a  $\bar{H}$  diszkrét-idejű átviteli függvény a kapacitások és az erősítés függvényében.  $\bar{H}$  némi átalakítással a (10) összefüggéssel azonos alakra hozható és formálisan úgy értelmezhető mint egy ideális erősítés mellett vele teljesen azonos átvitelt megvalósító szűrő, amelyben az Integráló és visszacsatoló kapacitások értéke változott meg

$$\bar{H} = f(z, C_1, A_0) = f(z, \bar{C}_1) |_{A_0 = \infty}$$

A konkrét eredményt a 9. ábra szemlélteti, ahol az eredeti kapacitásokkal párhuzamosan megjelenő  $A_0$ -tól függő kapacitások reprezentálják a véges erősítés hatását.



H 457-9

9. ábra. A véges erősítés hatásának modellezése

A kapott eredmény alapján a véges erősítés hatását a frekvencia átvitelre egy előre ismert  $A_0$  értékre kompenzálhatjuk az Integráló és visszacsatoló kapacitások értékének értelemeszerű átméretezésével:

$$D \rightarrow \left( D - \frac{D}{A_0} \right) \quad B \rightarrow \left( B - \frac{B+M+N}{A_0} \right)$$

$$F' \rightarrow \left( F' - \frac{F'+C+G+H}{A_0} \right) \quad F \rightarrow \left( F - \frac{F+A+P+R}{A_0} \right)$$

Ez a kompenzációs módszer még igen kis erősítések esetén is jól működik és további frekvencia átviteli hibát már csak az erősítés értékének névlegesétől való megváltozása okoz. Ez azonban kisebb hiba mint magából a véges erősítésből származó hiba.

Az erősítés megváltoztatásából adódó hiba a pólus frekvencia és jóság tényező  $A_0$ -ra vonatkoztatott relatív érzékenységgel jellemzhető, amelyek a következő formában írhatók fel

$$S_{A_0}^{\omega_p T} = \sum_i S_{\bar{x}_i}^{\omega_p T} S_{A_0} \quad (25)$$

$$S_{A_0}^{\bar{Q}_p} = \sum_i S_{\bar{x}_i}^{\bar{Q}_p} S_{A_0} \quad (26)$$

ahol  $x_i$  a  $\bar{B}, \bar{F}, \bar{D}, \bar{F}'$  kapacitásokat jelöli. Az első tényezők a (16) és (17) kifejezések értelemszerű alkalmazásával számolhatók és a

$$-\frac{1}{2} < S_{\bar{x}_i}^{\omega_p T} < 0 \quad (27)$$

$$-1 < S_{\bar{x}_i}^{\bar{Q}_p} < 0 \quad (28)$$

tartományba esnek. A véges erősítés hatását reprezentáló kapacitások az

$$\bar{x}_i = x_i + \frac{x_i + y_i}{A_0} \quad (29)$$

alakban írhatók, ahonnan a relatív érzékenységek

$$S_{A_0}^{\bar{x}_i} = -\frac{1}{A_0} \frac{x_i + y_i}{x_i + \frac{x_i + y_i}{A_0}} \cong -\frac{1}{A_0} \left( 1 + \frac{y_i}{x_i} \right) \quad (30)$$

Általánosan a pólus érzékenységek felső határát az alábbi kifejezésekkel adhatjuk meg

$$S_{A_0}^{\omega_p T} < \frac{1}{2A_0} \sum_i \left( 1 + \frac{y_i}{x_i} \right) \quad (31)$$

$$S_{A_0}^{\bar{Q}_p} < \frac{1}{A_0} \sum_i \left( 1 + \frac{y_i}{x_i} \right) \quad (32)$$

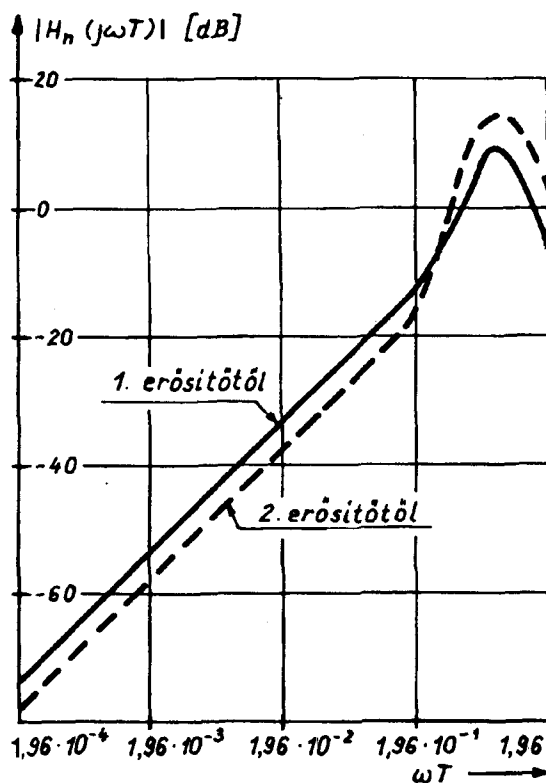
Egy  $A_0$  erősítésre kompenzált alaptag vóparamétereinek a névleges erősítéstől való eltérés miatt bekövetkező megváltozását a fenti apparátussal előre meghatározhatók.

## TERVEZÉSI PÉLDA

A fejezetben egy konkrét szűrő tervezés segítségével összehasonlíthatjuk az offset érzékellen (O-E) és az F-L szimmetrikus alaptaggal realizált SC szűrők jellemző paramétereit [14]. A választott példa egy másodfokú elliptikus alul-áteresztő átvitel, amelynek jellemző paramétereit a következők:

$\omega_p T = 0,647$ ;  $\omega_z / \omega_p = 1,26$ ;  $Q_p = 7,4$  erősítés = 1  
Mindkét szűrőnél elvégeztük a maximális kivezelhetőség beállítását.

Az O — É szűrő első és második műveleti erősítőjének bemeneteltől a kimenetre értelmezett un. zaj transzfer függvények a 10. ábrán láthatók. A karakterisztikák kezdeti szakaszának 20 dB/D-os meredeksége jól mutatja a CDS hatására létrejövő offset és 1/f zaj elnyomást.



10. ábra. Az O-E szűrő zaj transzfer függvényei

A szűrők kapacitás értéktartományát, összeg kapacitását és az alkalmazott kapcsolók számát, az I. Táblázatban adjuk meg. Az O-E szűrő összeg kapacitása az előzetes várakozásunknak megfelelően kb. négyszer nagyobb mint az F-L szűrőé, ugyanakkor lényegesen kevesebb kapcsoló kell a megvalósításához.

A szűrők kapacitás megváltozására vonatkozó statisztikus érzékenység és tolerancia viselkedését Monte-Carlo szimulációval vizsgáltuk. A vizs-



I. Táblázat

Áramkör	Kapacitásérték tartomány	Kapacitás összeg	Kapcsolók száma
O-É	31.75	270	10
F-L	11.48	68	30

gálatokat a kapacitások két különböző statisztikájára végeztük el:

## I. Eset

Az egyes kapacitások relatív hibái korrelálatlanok, Gauss elosztást követnek és szórásuk a méretüktől függetlenül 1 %. Az így kapott eredmény kevésbé függ az aktuális átviteltől és inkább a kapcsolás általános érzékenység tulajdonságát tükrözi.

## II. Eset

Célja, hogy a szimuláció minél jobban modellezze a valóságos körülményeket, vagyis hogy az előírt frekvencia átvitel különböző integrált realizációinak várható tolerancia viselkedését mutassa. A következő statisztikus modellt alkalmaztuk [15]:

- a nagyobb  $C_i$  kapacitások  $C_u$  egység kapacitások párhuzamos kapcsolásával vannak kialakítva,
- az egység kapacitások relatív hibája  $\Delta C_u/C_u$  Gauss eloszlású és szórásuk 1 %,
- az egység kapacitások relatív hibái korrelálatlanok,
- a  $C_i$  kapacitások relatív hibája a kapacitás méretének négyzetgyökével fordítottan arányos:  
 $\Delta C_i/C_i = C_i^{-1/2} (\Delta C_u/C_u)$  azaz a kapacitások véletlen hibájában az oxid réteg változás dominál.

Hogy az O-E és F-L szűrők összehasonlítása egyenlő chip felület mellett történjen, az F-L szűrő egység kapacitását az összeg kapacitások arányának megfelelően négyszeresére növeltük,

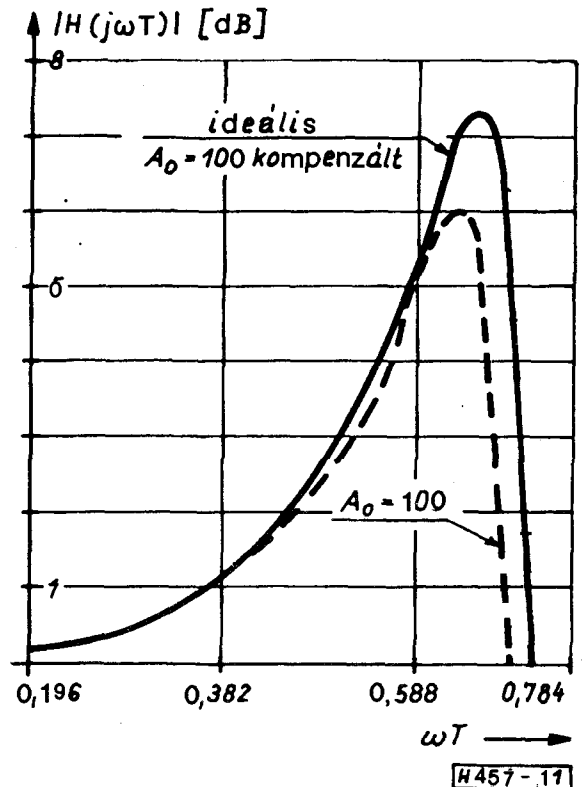
II. Táblázat

$\omega T$	SZÓRÁS [dB]			
	LESET		II. ESET	
	O-É	F-L	O-É	F-L
0.196	0.101	0.083	0.025	0.041
0.392	0.145	0.117	0.036	0.055
0.490	0.210	0.171	0.051	0.075
0.559	0.313	0.262	0.075	0.106
0.647	0.385	0.380	0.099	0.134
0.686	0.848	0.876	0.197	0.309
0.745	1.841	1.916	0.425	0.648
0.785	8.607	9.221	2.959	4.532
0.824	1.256	1.153	0.283	0.377
0.981	0.295	0.262	0.069	0.076

azaz feltételezzük, hogy négy darab  $C_u$  kapacitás párhuzamos kapcsolása.

A frekvencia átvitel szórását 100 mintából számoltuk és tíz diszkrét frekvencián a II. Táblázatban adjuk meg [16]. Látható, hogy az O-É és az F-L szűrő gyakorlatilag megegyező érzékenység és tolerancia tulajdonságokkal rendelkezik.

Az O-E szűrőnél a véges erősítés hatását számítógépes szimulációval vizsgáltuk [17]. Az áteresztő tartománybeli frekvencia átvitelt ideális és  $A_o = 100$  erősítések esetén kompenzálás előtt és után



11. ábra. Az erősítés kompenzálás hatása a frekvencia átvitelre

a 11. ábra mutatja. Az  $A_o = 100$  erősítésre kompenzált szűrőt tovább vizsgáltuk arra az esetre, amikor az erősítés értéke 80 és 120 között változik és a frekvencia átvitelek a pólus frekvencia környezetében a 12. ábrán láthatók.

## KÖVETKEZTETÉSEK

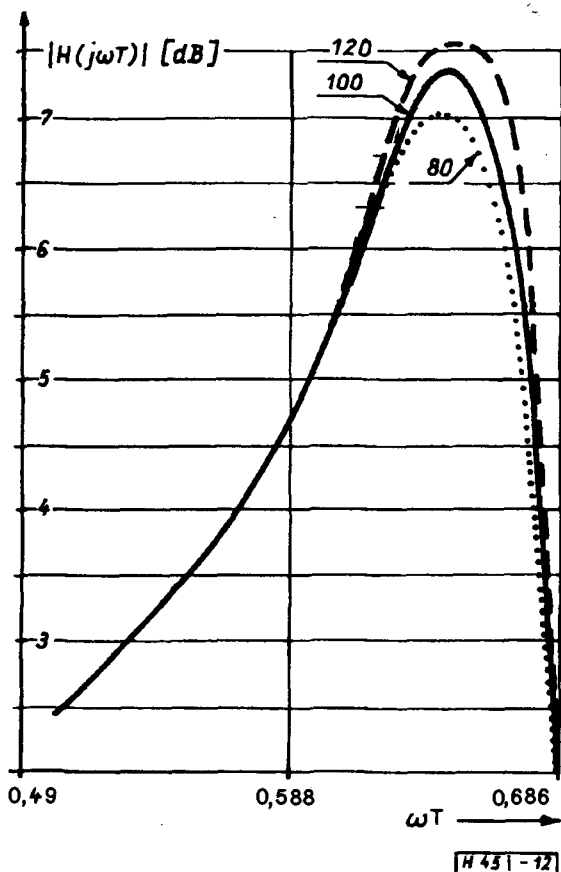
A bemutatott SC általános alaptag képes megvalósítani az összes gyakorlatban fontos igazán másodfokú diszkrét-idejű átviteli függvényt. Érzéketlen a műveleti erősítők offset feszültségére és csökkenti az  $1/f$  zajt. Egyszerű áramkör technikával megvalósított folytonos visszacsatolás biztosítja, hogy a műveleti erősítők állandóan az aktív tartományukban maradjanak. A véges erősítés hatása a kapacitások előtorzításával kompenzálható. Kimutattuk, hogy a hurok két csillapított integrátoros kialakítása nem rontja a pólus érzé-

## KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Köszönetemet fejezem ki Dr. Góher Károly egyetemi tanárnak (BME, HEI) az SC szűrők témában folytatott tevékenységem támogatásáért. Köszönet illeti dr. Trón Tibor adjunktust (BME, HEI) és Kunsági László tanársegédet (BME, Elm. VIII. Tsz.) a hasznos szakmai beszélgetésekért.

## IRODALOM

- [1] B. J. Hosticka, R. W. Brodersen and P. R. Gray: MOS sampled data recursive filters using switched - capacitor integrators. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-12, Dec. 1977, pp. 600-608.
- [2] J. T. Caves, M. A. Copeland, C. F. Rahim and S. D. Rosenbaum: Sampled analog filtering using switched-capacitors as resistor equivalents. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-12, Dec. 1977, pp. 592-599.
- [3] Proceedings of the IEEE, vol. 71, August 1983. Special Section on Switched-Capacitor, Circuits. pp. 926-1005.
- [4] D. B. Ribner and M. A. Copeland: Biquad alternatives for high-frequency switched-capacitor circuits IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-20, Dec. 1985, pp. 1085-1095.
- [5] G.C. Temes and K. Haug: Improved offset-compensation schemes for switched-capacitor circuits. Electronics Letters, vol. 20, pp. 508-509, 1984.
- [6] K. Haug, F. Maloberti and G. C. Temes: Switched-capacitor integrators with low finite gain sensitivity. Electronics Letters, vol. 21, pp. 1156-1157, 1985.
- [7] L. E. Larson, K. W. Martin and G. C. Temes: GaAs switched capacitor circuits for high-speed signal processing. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-22, Dec. 1987, pp. 971-981.
- [8] R. Gregorian and S. Far: Offset free high-resolution D/A converter. 14th Asilomar Conference, pp. 316-319, 1980.
- [9] H. Matsumoto and K. Watanabe: Spike-free switched capacitor circuits. Electronics Letters, vol. 23, pp. 428-429, 1987.
- [10] F. Maloberti: Reduction of 1/f noise in SC ladder filters using correlated double sampling method. ICCS Beijing (China), Dig. Techn. Papers, pp. 108-111, 1985.
- [11] T. Fülöp and F. Montecchi: Switched-capacitor ladder filters with offset-insensitive time-continuous feedback integrators. IEE Proc., vol. 134, Part G, no. 6, pp. 259-264, 1987.
- [12] T. Fülöp and F. Montecchi: Switched-capacitor filters with offset insensitive time-continuous feedback two-integrator loop. Proc. ECCTD'87, Paris (France), pp. 549-554, 1987.
- [13] P. E. Fleischer and K. R. Laker: A family of active switched capacitor biquad building block. Bell Syst. Techn. J., Dec. 1979, pp. 2234-2269.
- [14] P. E. Fleischer and K. R. Laker: Design of balanced switched-capacitor biquad. Proc. ISCAS'85 Kyoto (Japan), pp. 769-772, 1985.
- [15] J. B. Shyu, G. C. Temes and F. Krummenacher: Random error effects in matched MCS capacitors and current sources. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-19, pp. 948-955. Okt. 1984.
- [16] T. Trón: Parameter dependence and sensitivities in switched capacitor networks. Proc. ECCTD'87 Paris (France), pp. 765-770.
- [17] S. Fang, Y. Tsvividis and O. Wing: SWITCAP: A switched capacitor analysis program - Part I: Basic features IEEE Circuits Syst. Mag., vol. 5, pp. 4-10, 1983.



12. ábra. A frekvencia átvitel érzékenysége  $A_0$  megváltozására

kenységet, amelyet a példában végzett statisztikus érzékenység vizsgálatok is megerősítenek. A folytonos visszacsatolással működő offset érzéketlen áramkör technika alkalmazása ugyan növeli az összeg kapacitást, de a teljes chip felületben gondolkodva ezt ellensúlyozhatja az alkalmazott kapcsolók kisebb száma. A kapcsoló-szegény szűrő realizáció inherens velejárója a félperiódusra tartott és nullára (offsetre) visszatérő jelek, amelyek gyors műveleti erősítők alkalmazását igénylik. Ezek a jellemzők értékesek lehetnek GaAs megvalósításban, ahol a nagyon gyors műveleti erősítő csak kis erősítéssel és nagy offset feszültséggel valósítható meg és a kapcsoló szintén bonyolult áramköri elem.