

# Kapcsolt kapacitású szűrő tervezése orvosbiológiai alkalmazásokhoz

SZALAI ALBIN, HORVÁTH GYULA

BME Elektronikus Eszközök Tanszék

{szalai, horvath}@eet.bme.hu

Lektorált

*Kulcsszavak: kapcsolt kapacitású szűrő, analóg szűrőtervezés, integrált áramkörtervezés, orvosbiológiai alkalmazás*

**Cikkünkben egy extrém alacsony frekvencián vágó nagy meredekségű aluláteresztő szűrő integrált áramköri tervezésének problémakörét mutatjuk be. Ismertetjük a megvalósításhoz nélkülözhetetlen kapcsolt kapacitású technikát, melynek segítségével  $M\Omega$  nagyságrendű ellenállások valósíthatók meg nagy precizitással. Bemutatjuk két klasszikus szűrőstruktúra (Tow-Thomas biquad, létrahálózatos LC) kapcsolt kapacitású megfeleltetését, és ezekkel két matematikai modell alapján (Csebishev, Cauer) megtervezett szűrőt valósítunk meg. Külön tárgyaljuk a kapcsolt kapacitású áramkörök szimulációjának módszereit, amikkel lehetőség nyílik a szűrők frekvencia-tartománybeli válaszainak meghatározására.**

## 1. Bevezetés

A mai elektronikus alkalmazások egy kiemelten fontos területe az orvosbiológia. Ez értendő az orvosi műszerekre és az emberi testbe ültetett implantátumokra egyaránt. Az Elektronikus Eszközök Tanszékén jelenleg egy olyan bőr alá ültethető implantátumot fejlesztünk, ami a szívről jövő jelalakat méri és kiküldi egy külső egység számára. Jelen cikkben ennek a projektnek egy kritikus részét, az értékes frekvenciatartomány zavaró jelektől való megszürését tárgyaljuk. A projektben együttműködő Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék kutatói mérések alapján arra a következtetésre jutottak, hogy a kiértékeléshez szükséges frekvenciatartomány 0 Hz és 40 Hz között van. Ez nagy kihívást jelent, mivel a kórházi környezetben, ahol az eredmények kiértékelése is történik, a jelenlevő műszerek és elektromos berendezések miatt a hálózathoz származó 50 Hz-es zavar elnyomja az érzékelő hasznos jelét.

A teljes implantátum tartalmazni fog egy kis teljesítményű DSP-t, ami a hasznos jel feldolgozását fogja végezni. A szűrését elvileg ezzel a DSP-vel is elvégezhetnénk, de ez megnövelné a DSP méretét, fogyasztását és árát is. A feladat egy kis méretű, alacsony fogyasztású analóg szűrő tervezése, amely 40 Hz-ig átenged, fellette pedig legalább 50 dB-t csillapít.

A legnagyobb problémát az jelenti, hogy az alacsony vágási frekvencia miatt a hagyományos tervezési eljárásokkal olyan nagy értékű kapacitások és ellenállások adódnak, amiket monolit technikában csak speciális rétegekkel (melyekkel nehéz tervezni és drágák [1]) vagy egyáltalán nem lehet megvalósítani. A megoldást a kapcsolt kapacitás jelenti. Ennek a technikának a segítségével kapacitással és MOS tranzisztorokkal tudunk nagyértékű ellenállásokat megvalósítani. A meglévő hagyományos szűrőkapcsolásokat felhasználva úgy alakíthatunk ki kapcsolt kapacitású áramköröket, hogy az eredeti kapcsolás kapacitásait a megvalósítható tarto-

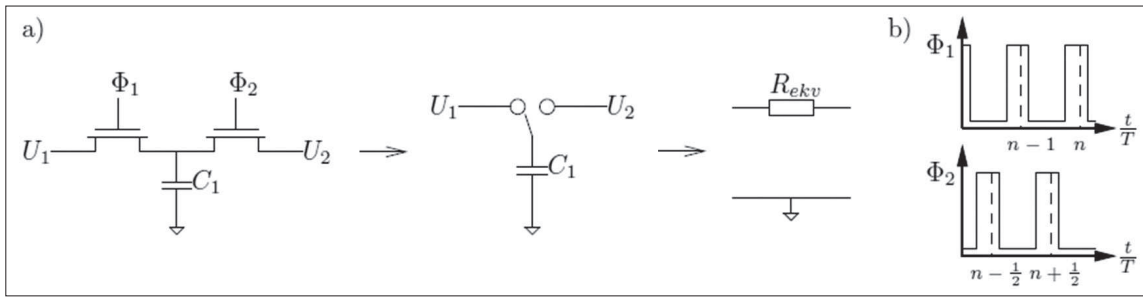
mányba csökkentjük, és az így adódó nagyértékű ellenállásokat kapcsolt kapacitással valósítjuk meg. Természetesen így a hálózat már nem folytonos, ennek az átérésnek következményei vannak, amiket a hálózat tervezésekor számításba kell venni.

Először rendszerezzük azokat a szűrőkkel kapcsolatos ismeretanyagokat, amik a konkrét hálózat megvalósításához szükségesek. A kapcsolt kapacitású szűrők elméletét a tervezési problémák oldaláról próbáljuk megközelíteni és végül a szimulációs lehetőségeket, problémákat is tárgyaljuk.

## 2. Kapcsolt kapacitású szűrők

A szilíciumon megvalósított aktív szűrők legnagyobb problémája, hogy nagyon korlátozott a megvalósítható passzív elemek nagysága. A kondenzátorok kapacitása maximum 6-700 pF, az ellenállások maximális ellenállása pedig néhány száz k $\Omega$  lehet. Alacsony vágási frekvencián ezeknél az értékeknél lényegesen, akár több nagyságrenddel nagyobb értékek is szükségesek lehetnek. A kapcsolt kapacitású technikával ez a korlát kerülhető meg. Ha a hálózatban szereplő kapacitások értékét a megvalósítható tartományba csökkentjük, akkor  $M\Omega$ ,  $G\Omega$  nagyságrendű ellenállások adódnak. Ezeket a nagyértékű ellenállásokat lehet nagy pontossággal megvalósítani kapcsolt kapacitású ellenállásokkal. A szűrő struktúrája nem változik meg ettől, azonban a szűrő ekkor már nem folytonos, hanem diszkrét hálózat. A szakirodalom mintavételezett analóg rendszerként tárgyalja.

A kapcsolt kapacitások nagy előnye, hogy mivel az ekvivalens ellenállás értékét az alkalmazott kapacitás és a kapcsolókat vezérlő órajel frekvenciája határozza meg, ezért a már legyártott eszköz ekvivalens ellenállás értékét a kapcsoló frekvencia változtatásával hangolhatjuk. Ezzel a módszerrel egy szűrő vágási frekvenciája akár 0,2% pontossággal is beállítható. A mintavételezés-



1. ábra  
A rezgőkondenzátorral megvalósított ekvivalens ellenállás

nek a maximális működési frekvenciához képest több 10-szeresnek-100-szorosnak kell lennie, ezért a tipikusan használt maximális vágási frekvenciák a néhány MHz nagyságrendbe esnek. Ez az egyik hátránya ennek a technikának. Mivel a kapcsolt kapacitás a valódi ellenállás zajteljesítményét szolgáltatja, ezért a kapcsolt kapacitású szűrők a legzajosabbak. Az órajel is előrecsatolódik a szűrő kimenetére, s az alkalmazástól függ, hogy ez a nagyfrekvenciás zavar megengedhető-e vagy sem. Ami egyedülálló a többi szűrőhöz képest, hogy 0,1 Hz határfrekvencia is megvalósítható ésszerű méretek mellett. Annak következtében, hogy a kapcsolt kapacitású szűrő mintavételezett hálózat, szivárgás (aliasing) léphet fel, amennyiben a bemeneti jel a mintavételezési frekvencia felénél nagyobb frekvenciájú és még érzékelhető amplitúdójú komponenseket tartalmaz, vagyis nem sávhatárolt.

**a) A kapcsolt kapacitású technika elméleti alapjai**

A kapcsolt kapacitású technika lényegét a legszembetűnőbben a rezgőkondenzátorral megvalósított ellenálláson lehet bemutatni (1. ábra) [2].

A két NMOS tranzisztor kapcsolóként működik és két egymással át nem lapolódó órajellel vezéreljük őket. Minden balról-jobbra történő átkapcsolás során először az  $U_1$  feszültségű ponton feltöltődik az  $U_1$  feszültségre, majd a töltést átviszi az  $U_2$  feszültségű pontra, vagyis lényegében töltéstranszport történik. Amikor a kapacitás az  $U_1$  feszültségű pontra kapcsolódik, a töltése  $Q_1 = C \cdot U_1$ . Az  $U_2$  feszültségű ponthoz kapcsolódva a töltés új értéke  $Q_2 = C \cdot U_2$ . Így a két csomópont között szállított töltés

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2 = C \cdot (U_1 - U_2). \quad (1)$$

A kapcsoló órajelnek megfelelően egy  $T = 1/f_s$  hosszúságú periódus alatt egyszer viszi át ezt a töltésmennyiséget a két csomópont között. A töltésáramlás definíciószerűen áramot jelent, s így azt mondhatjuk, hogy a rezgő kapacitás hatására áram folyik a két pont között. Ha a két csomópont frekvenciájához képest sokkal (10-100-szor) gyorsabban kapcsolgatjuk a kapacitást,  $U_1$  és  $U_2$  között az átfolyó áram átlagos értéke

$$I_{ekv} \cong \frac{\Delta Q}{T} = \Delta Q \cdot f_s = f_s \cdot C \cdot (U_1 - U_2) \quad (2)$$

A két pont feszültségekülönbsége és az átfolyó áram hányadosaként definiálhatunk egy  $R_{ekv}$  ekvivalens ellenállást, amelyet a továbbiakban az áramkör jellemzésére használhatunk:

$$R_{ekv} = \frac{U_1 - U_2}{I_{ekv}} = \frac{1}{C_1 \cdot f_s} \quad (3)$$

**b) A z-transzformáció fontosabb következményei**

A kapcsolt kapacitás következtében egy kapcsolt kapacitású áramkör mintavételezett hálózatnak tekinthető. A mintavevő fázis alatt némileg változik ugyan a bejövő jel értéke, átkapcsoláskor viszont a kapacitás az adott végső értéken van, tehát jóformán érdektelen, hogy milyen kis mértékben változott a töltése a mintavevő szakaszban. Ennek megfelelően a hálózat a bemeneti jelet mintavételezi és úgy dolgozza fel. A folyamat matematikailag úgy írható le, hogy a bemeneti belépő  $x(t)$  jelet megszorozzuk egy mintavevő  $s(t)$  (sampling) jellel. A mintavevő jel egy periódusban általános esetben  $\tau$  ideig végzi a mintavételezést.

Eszerint a mintavett jel időbeli leírása a következő:

$$x_s(t) = x(t)s(t) = K \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) [\varepsilon(t - nT) - \varepsilon(t - nT - \tau)] \quad (4)$$

ahol  $\varepsilon(t)$  az egységugrás függvény. A  $K$  szorzó értéke  $1/\tau$ , ezzel normalizáljuk azonos teljesítményre a mintavételezett jelet. Mivel ez folytonos időtartománybeli leírás, elvégezhető rajta a Laplace-transzformáció:

$$\begin{aligned} X_s(s) &= L\{x_s(t)\} = \\ &= K \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \left( \frac{1}{s} e^{-snT} - \frac{1}{s} e^{-(snT+\tau)} \right) \\ &= \frac{1}{\tau} \frac{1 - e^{-s\tau}}{s} \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-snT} \end{aligned} \quad (5)$$

A szummázás előtti állandó a  $\tau$  mintavételező pulzus hosszától függ,  $\tau$  értéke azonban általában annyira kicsi, hogy a határérték számítást elvégezve az állandó 1-nek adódik. Figyelembe véve, hogy egy mintavevő pulzus integrálja 1, és a  $\tau$  időtartam 0-hoz tart, az  $s(t)$  mintavevő jel jó közelítéssel Dirac-delták sorozatának tekinthető. Ez (5)-ből is látszik, hiszen a szummázáson belül minden  $e$ -ados tag egy  $nT$  idővel eltolt Dirac-delta.

(5) átírható:

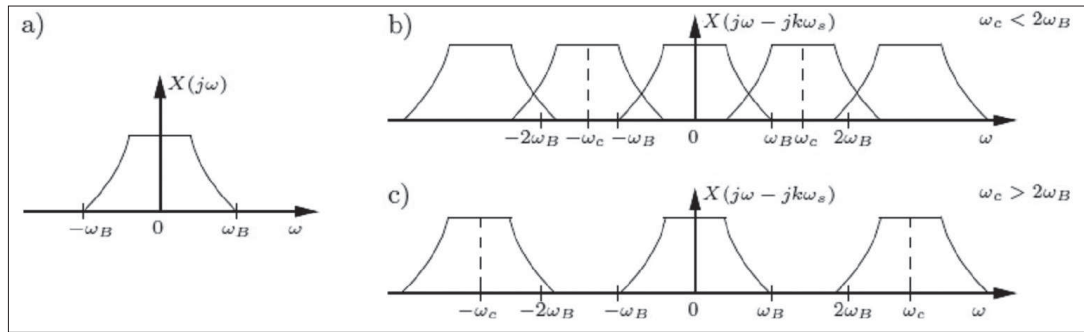
$$X_s(s) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-snT} = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) z^{-n}, \quad (6)$$

ahol bevezettük a  $z = e^{sT}$  változót. Ez az  $x_s(t)$  jel egyoldalas  $z$ -transzformáltja, ahol a  $T$  periódusidő érdektelen, ezért elhagyható (vagy egy más felfogás alapján értéke elméletben 1-nek vehető). Az új jelöléssel, ahol a  $z$ -transzformáció szimbóluma is jelölve van:

$$L\{x(nT)\} = Z\{x(n)\} = X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n) z^{-n} \quad (7)$$

Mivel a frekvenciatartománybeli viselkedés a vizsgálatunk legfőbb témaköre, nézzük meg, hogy mit okoz

2. ábra  
 a) Alapsávi spektrum  
 b) Helytelen mintavételezés  
 c) Helyes mintavételezés



a mintavételezés a frekvenciatartományban. Az  $s(t)$  mintavevő jel Fourier-sora:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{jk\omega_c t}, \quad (8)$$

ahol  $\omega_c = 2\pi/T$  a mintavételi körfrekvencia és

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) e^{-jk\omega_c t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} \delta(t) e^{-jk\omega_c t} dt = \frac{1}{T}, \quad (9)$$

így

$$F\{x_s(t)\} = F\{x(t)s(t)\} = F\left\{\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-jk\omega_c t}\right\} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F\{x(t) e^{-jk\omega_c t}\} \quad (10)$$

A mintavételezett jel spektruma tehát

$$X_s(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X[j(\omega - k\omega_c)] \quad (11)$$

(11) következménye, hogy a bemeneti  $x(t)$  jel alapsávi spektruma a mintavételezés következtében feltranszformálódik az  $\omega_c$  mintavételi frekvencia egész számú többszöröseire. Ebből az következik, hogy az  $\omega_B$  sáv szélességű bemeneti jelet ( $2/a.$  ábra) Shannon mintavételezési törvénye szerint legalább  $2\omega_c$  körfrekvenciával kell mintavételezni ( $2/c.$  ábra), hogy elkerüljük a többszörözött spektrumok átlapolódását ( $2/b.$  ábra).

Ez a feltétel a gyakorlatban több szempontból kifolyólag is teljesül. A mintavételi frekvenciát a sáv szélesség többszörösére választják, hogy az áramkör a folytonos működést minél inkább közelítse. Másrészt a gyakorlati bemenő jelek nem sávhatároltak,  $\omega_B$  felett ha máshonnan nem is, zajforrásokból származó komponenseket tartalmaznak. Ez a tartomány  $\omega_c$  többszörösére felkeveredve éppen az alapsávba kerülhet. Ennek megelőzésére a szűrő bemenetén egy úgynevezett anti-alias-

ing aluláteresztő szűrőt helyeznek el, amely  $\omega_B$ -ig átereszt, afölött vág. Ha  $\omega_c$  jóval nagyobb, mint  $\omega_B$ , az anti-aliasing szűrőnek sokkal enyhébb specifikációnak kell megfelelnie, jóval tágabb lesz az átmeneti tartománya, így első- vagy másodfokú aktív szűrő, de akár egy RC-tag is el tudja látni ezt a feladatot. Mindezekből következik, hogy a kapcsolt kapacitású áramkör kimenetére is el kell helyezni egy egyszerű szűrőt, amely a többszörözött spektrumokat kiszűri és csak alapsávban enged át.  $\omega_c$  tekintetében tehát a kimeneti helyreállító (reconstruction) szűrő szempontjából is előnyös a túlmintavételezés.

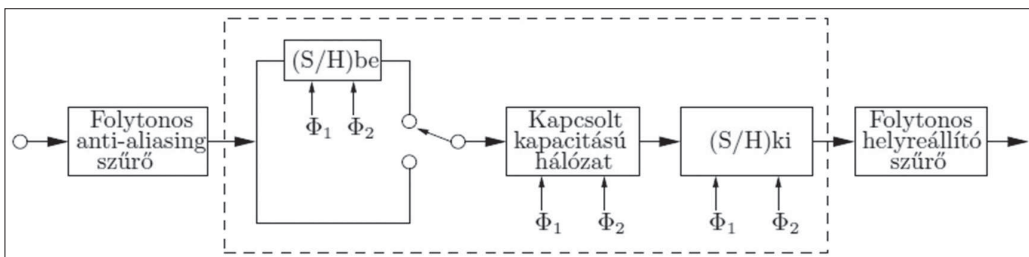
A kimeneti szűrés a kimeneti jel lépcsőzöttségét is enyhíti. A lépcsőzöttség abból adódik, hogy  $\Phi_2$  alatt a kimenet nem változik, tartja kiindulási értékét. A mintavételezés tehát együtt jár a tartással is, a kapcsolt kapacitású rendszer hálózatelméleti felépítését ábrázoló blokkdiagram ezért ki- és bemeneti elméleti mintavevőtartó (S/H: Sample and Hold) egységgel egészül ki ( $3.$  ábra). (A valóságban az S/H blokkok magában a kapcsolt kapacitású hálózatban realizálódnak.)

A kimeneten viszont nem a  $2/c.$  ábrának megfelelő azonos súlyú spektrumok közül kell szűrni. A tárgyalás során ( $5$ ) szummációs indexe előtti tagot 1-el közelítettük. A kifejezésben  $s$ -sel, a valós frekvenciatartományba való áttérés után  $j\omega$ -val való szorzás is van. Az alapsávban a közelítés jogos volt,  $\omega_c$  többszörösein viszont a kifejezés 1-től való eltérése számottevővé válik. A kifejezésben  $\tau$ -t  $T$ -vel lehet helyettesíteni, mivel a mintavételezés után a vett érték  $T$  ideig nem változik, így a kifejezést átírva, képletesen az elméleti S/H egység átvitele:

$$H_{S/H}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT}, \quad (12)$$

ami a  $j\omega$  tengelyen így módosul:

$$H_{S/H}(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} = \frac{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}}{j\omega T} \cdot e^{-j\omega T/2} = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}} \cdot e^{-j\omega T/2} \quad (13)$$

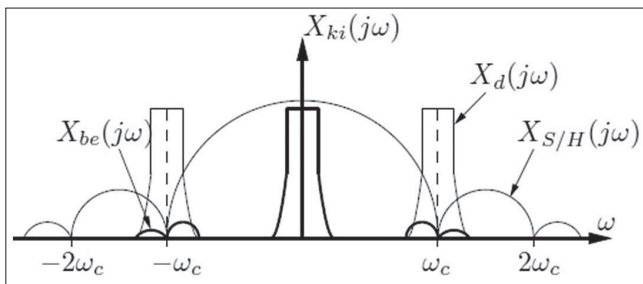


3. ábra  
 Egy általános kapcsolt kapacitású rendszer elméleti blokkdiagramja

Az S/H funkció miatt tehát a rendszer átvitele a  $\sin(x)/x$  függvény szerint súlyozódik. Ennek a hatása a mintavételi frekvencia többszörösein válik láthatóvá, ahogy a 4. ábra is mutatja, ahol a kimeneti spektrum látható, a helyreállító szűrő bemenetén.

**c) A z- és s-tartomány különbségei a tervezés szempontjából**

Mivel a kapcsolt kapacitású szűrőt folytonos jel szűrésére használják, a folytonos szűrőkre kidolgozott közelítési eljárások használatosak kapcsolt kapacitású szűrő karakterisztikájának specifikálásakor is. De hogy módosítja az eljárást azt, hogy a kapcsolt kapacitású hálózat korrekt leírása a z-tartományban történik?



4. ábra A mintavett rendszer kimeneti spektruma a helyreállító szűrő előtt

Az s-tartomány változója  $s = \sigma + j\omega$ , az s- és z-tartomány közötti áttérés definíciója

$$z = e^{sT} = e^{\sigma T} e^{j\omega T} \quad (14)$$

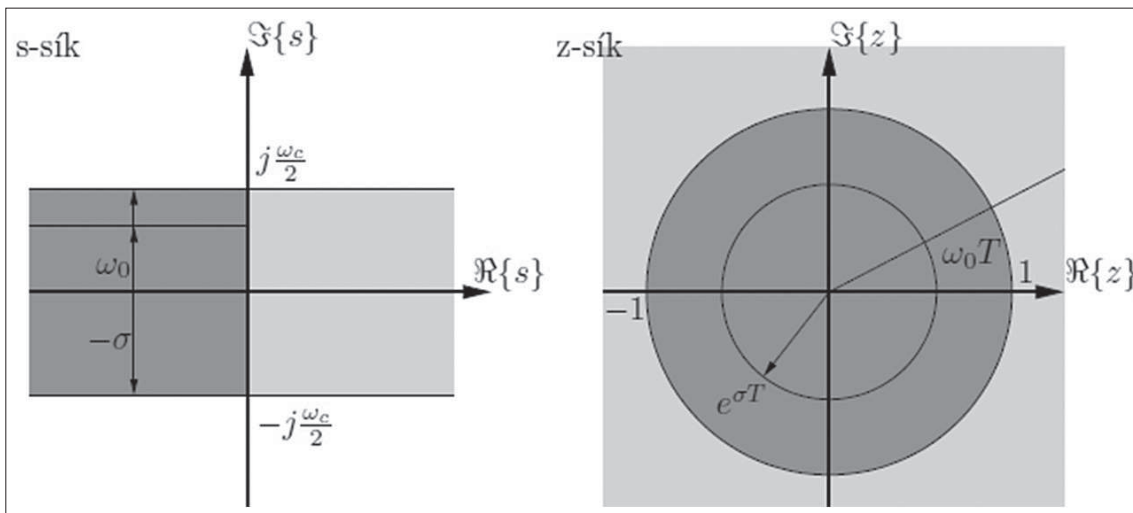
z abszolút értéke

$$|z| = e^{\sigma T}, \quad (15)$$

ami  $\sigma < 0$  esetén (s a baloldali síkon van a lenti, 5. ábrán)  $|z| < 1$ -et eredményezi. Valós, fizikai frekvenciákra ( $\sigma = 0, s = j\omega$ )

$$|z| = |e^{j\omega T}| \equiv 1 \quad (16)$$

Tehát (14) az s-sík  $j\omega$  tengelyét a z-síkban az egységkörre képezi le, az s-sík bal felét pedig az egységkörön belülré. Az s-sík jobb oldala a z-tartomány egységkörén kívülre képződik le. Így az egyik különbség, hogy a folytonos tartományban a  $j\omega$  tengelyen megadott szűrő specifikációk az egységkörre kerülnek át a z-síkban, valamint a folytonos s-tartomány stabil pólusai a z-tartományban az egységkörön belül helyezkednek el.



6. ábra Nemlineáris leképezés  $\omega$  és  $\omega_f$  között

5. ábra Leképezés az s-tartományból a z-tartományba

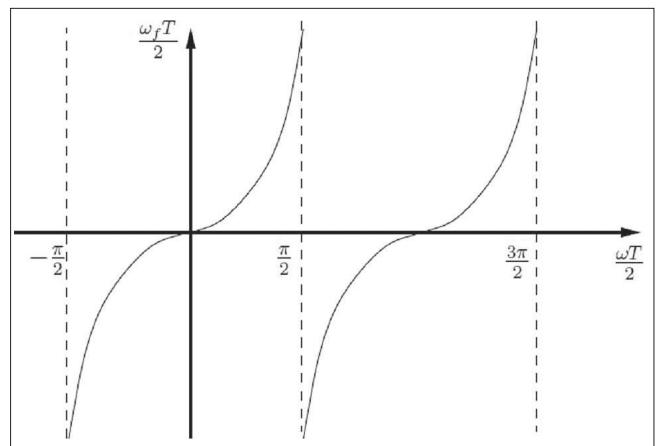
A két tartomány között jelentős eltérés fakad abból, hogy (14) leképezés z-t periodikussá teszi, ugyanis (14) kitevőjéhez  $j2\pi m$ -et adva z nem változik, ahol m bármilyen egész szám. Ezért (14) leképezés az s-tartományban csupán egy vízszintes szeletet visz át, amelyre igaz, hogy  $|\omega| < \omega_c/2$ . Az s-sík további részeinek leképezéséhez további z-síkok szükségesek, mivel ezek a tartományok ugyanazon a z-síkon átlapolnák egymást.

**d) Specifikáció áttranszformálása mintavételezett tartományba**

Mindezek után már csak azt kell tudni, hogyan adható meg a specifikáció a z-tartományban jellemzett kapcsolt kapacitású szűrőre. Ami eddig ismert, az az, hogy  $z = e^{sT}$  összefüggéssel térünk át a mintavételezett frekvenciatartományból a z-tartományba, amely a  $-\omega_c/2$ -től  $\omega_c/2$ -ig terjedő tartományt túllépve periodikusan ismétlődik, nem hordoz új információt. Használjuk s-t ennek a tartományban a változójaként! A szűrés feladat a megkülönböztetésül f index-szel ellátott  $s_f(\omega_f)$  folytonos tartományban van megadva, amely  $-\infty$ -tól  $+\infty$ -ig terjed. Tehát egy olyan leképezést kell találni a két tengely között, amely a  $(-\infty; +\infty)$  intervallumot periodikusan átviszi a  $[-\omega_c/2; +\omega_c/2]$  intervallumba. Ilyen leképezést nem nehéz találni, a tangens függvény megfelelő erre a célra (6. ábra).

A transzformációs függvény:

$$\omega_f = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (17)$$



ahol az  $1/T$  tag bevezetése biztosítja, hogy  $\omega T \ll 1$  esetén:

$$\omega_f = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \Big|_{\omega T \ll 1} \approx \frac{2}{T} \frac{\omega T}{2} = \omega \quad (18)$$

A transzformációval a kiindulási folytonos frekvenci tengely „elferdül” (warping). Most már levezethető a specifikációban szereplő  $s_f$  és a mintavételezett  $z$  változó közötti átmenetet biztosító kifejezés:

$$\begin{aligned} \tan \frac{\omega T}{2} &= \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}} = \\ &= \frac{1}{2j} \left( e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2} \right) = \frac{1}{2} \frac{z^{1/2} - z^{-1/2}}{z^{1/2} + z^{-1/2}} \Big|_{s=j\omega} \end{aligned} \quad (19)$$

Ezért (17)-et felhasználva következik, hogy

$$j\omega_f = \frac{2}{T} \frac{z^{1/2} - z^{-1/2}}{z^{1/2} + z^{-1/2}} \Big|_{s=j\omega} \quad (20)$$

amiből az áttérést biztosító, úgynevezett bilineáris transzformáció:

$$s_f = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad \text{vagy} \quad z = \frac{1+s_f \frac{T}{2}}{1-s_f \frac{T}{2}} \quad (21)$$

Összefoglalásul: a folytonos tartományban megadott specifikáció és a  $z$ -tartomány között (21) létesít kapcsolatot, a kiindulási és a mintavételezett folytonos tartomány között pedig (17). Mivel a bilineáris transzformáció racionális, a folytonos tartományban közelítéssel kapott racionális átviteli függvény közvetlenül a  $z$ -tartományba is racionális függvényként képződik le, ezért a specifikáció (21) behelyettesítésével átvihető a  $z$ -tartományba. Ha a szemléletesebb  $s$ -tartományban kívánjuk felírni a specifikációt, amely szintén a mintavételezett, periodikusan ismétlődő tartomány (lásd 4. ábra), csak nem  $z$ -, hanem  $s$ -változóval, akkor a kiindulási specifikáció összes pólus- és zérus-frekvenciáját (17) segítségével kell átranzformálni.

Ezt hívják „előferdítésnek” (prewarping), mivel figyelembe vesszük, hogy a mintavételezett  $s$ -tartomány jellemző,  $-\omega_c/2$ -tól  $\omega_c/2$ -ig terjedő része nem olyan széles, mint a  $-\infty$ -tól  $+\infty$ -ig terjedő folytonos  $s_f$ -tartomány. Prewarping esetén a specifikáció jellemző frekvenciaértékeit, a pólusokat és a zérusokat a tangens-transzformációval bezsugorítjuk ebbe a szűkebb tartományba. A frekvencia-transzformáció nem befolyásolja a specifi-

káció egyéb jellemzőit, mint például az ingadozást és a meredekséget, mivel (17) független változók közti transzformáció.

Léteznek más, egyszerűbb leképezési szabályok is [3], azonban ezek nem az 5. ábra szerint teremtenek kapcsolatot az  $s$ - és a  $z$ -tartomány között. Adott gyakorlati esetben ezeknek is lehet létjogosultságuk.

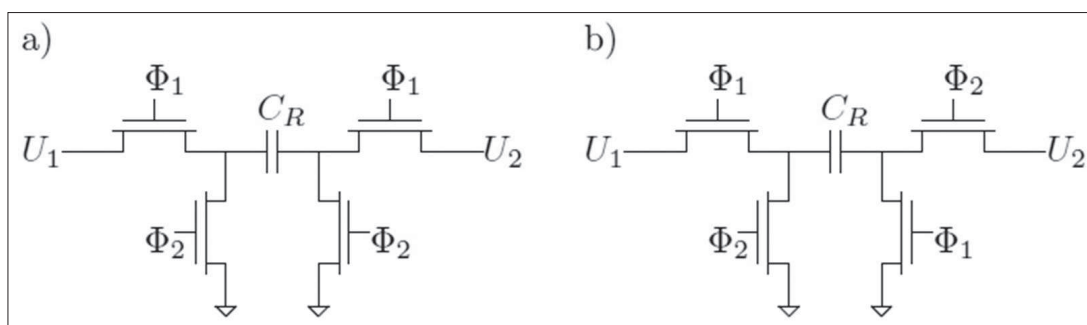
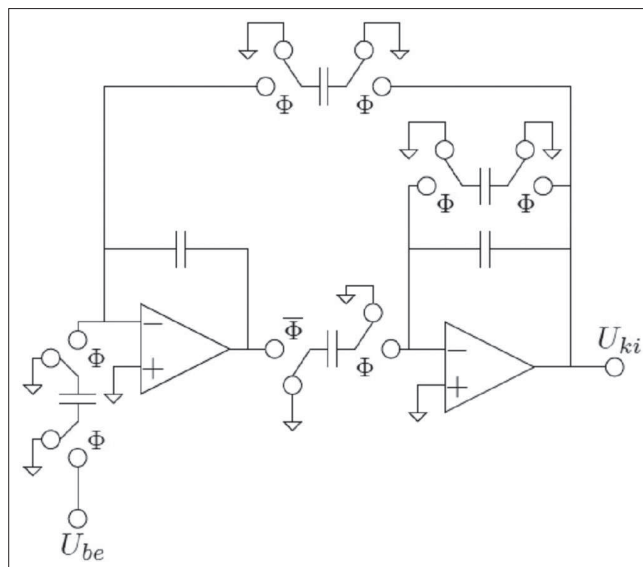
### 3. Tervezés

A tervezéshez kiindulásként ugyanazokat a struktúrákat használjuk, mint egy hagyományos folytonos szűrő esetében, azonban néhány hálózatelméleti fogással könnyen egyszerűsíthetünk a kapcsoláson. Egy ilyen fogással az alapvetően három műveleti erősítőt tartalmazó Tow-Thomas biquad kapcsolást egy két műveleti erősítő kapcsolássá tudjuk átalakítani, aminek köszönhetően egy több fokozatot tartalmazó szűrő esetén jelentősen csökkentettük a fogyasztást.

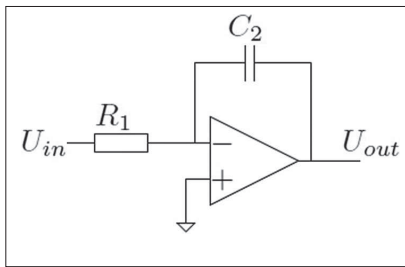
Ha a kapcsolt kapacitású elemünk két végpontját ellenütemben kapcsolgatjuk a földre valamint a hálózatra, akkor a hálózat számára negatív ellenállást fog mutatni (7. ábra, lent). Az átalakítás utáni kapcsolás a 8. ábrán látható, a részletes levezetés a hivatkozott [4] irodalomban.

A másik a realizációhoz alkalmazott struktúra a lét-hálózatos LC kapcsolás. A kapcsolt kapacitású megfeleltetés megköveteli néhány technika előzetes ismeretét.

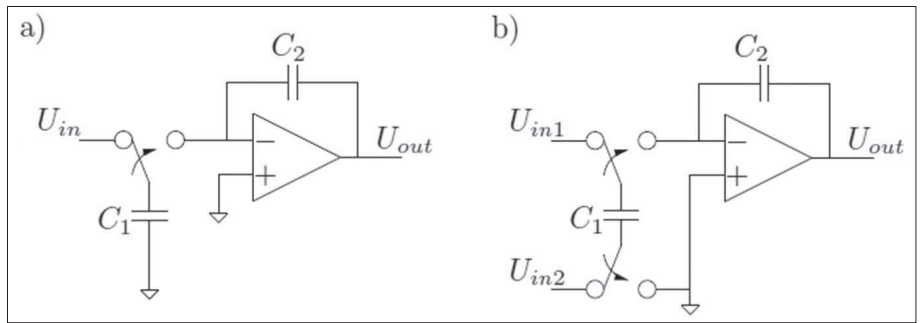
8. ábra Kapcsolt kapacitású biquad



7. ábra Négytranszistoros kapcsolt kapacitás, amely a) pozitív b) negatív ellenállást valósít meg



9. ábra Hagyományos RC integrátor



10. ábra a) egyszerű és b) differenciális bemenetű kapcsolt kapacitású integrátor

**a) Kapcsolt kapacitású integrátor**

A létrahálózatos LC kapcsolt kapacitású hálózatként való megfeleltetéséhez először ki kell térni a hagyományos RC integrátor megfeleltetésére.

A 9. ábrán látható integrátor átviteli függvénye:

$$H(\omega) = -\frac{\omega_0}{j\omega} \quad (22)$$

ahol  $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_2}$  az integrátor sáv szélessége. Az integrátor kapcsolt kapacitású változata a 10/a. ábrán látható. Egyszerűen lecseréltük az  $R_1$  ellenállást a  $C_1$  kapacitásra, ekkor a kapcsolt kapacitású integrátor sáv szélessége:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_{eff} C_2} = f_c \cdot \left(\frac{C_1}{C_2}\right) \quad (23)$$

Látható, hogy a kapcsolt kapacitású integrátor sáv szélességét a kapacitások arányával tudjuk beállítani, amit a monolit technikában nagy pontossággal tudunk előállítani [5].

Differenciális bemenetű integrátort is könnyen tudunk készíteni kapcsolt kapacitásokkal, ez látható a 10/b. ábrán. Ekkor  $C_1$  a két bemenet különbségére töltődik az órajel-periódus első felében. Amikor  $C_1$  felső kapcsa a műveleti erősítő bemenetére, alsó kapcsa a földre kapcsolódik,  $Q_t = C_1(U_{in1} - U_{in2})$  töltést fog tartalmazni.

**b) A jelfolyamgráf**

A létrahálózatok tervezésének az egyik legkényelmesebb módja, ha a hálózatot differenciálegyenletekkel írjuk le, aminek egy képszerű leírására szolgál a jelfolyamgráf. A gráf hasonlóan az áramkör kapcsolási rajzához csomópontokat tartalmaz mind a feszültségekhez, mind az áramokhoz [6].

A csomópontokat összekötő ágak reprezentálják az áramkör minden egyes elemének az átviteli függvényét. Rendszerint az adott áramkörnek több helyes jelfolyamgráf-reprezentációja van, amelyek különböző áramköri megvalósításokat igényelnek. A cél az, hogy úgy alakítsuk át a jelfolyamgráfunkat, hogy a létrejövő reprezentációt realizálni tudjuk kapcsolt kapacitású technikával.

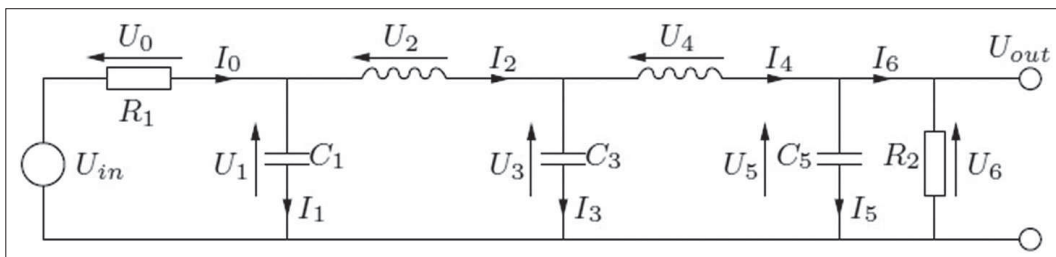
Egy egyszerű mód egy hálózat gráfjának meghatározására, ha minden feszültséghez és minden áramhoz létrehozunk egy csomópontot, majd összekötjük őket egymással a megfelelő impedanciákkal, vagy admittanciákkal. Ezek meghatározásához a Kirchoff csomóponti potenciálok és a hurokáramok módszerét kell használni. Számos módszer és szabály található az irodalomban [7] arra, hogy a gráfunkat le tudjuk redukálni a megfelelő formára.

**c) Aluláteresztő csak pólusokból álló létrahálózat tervezése**

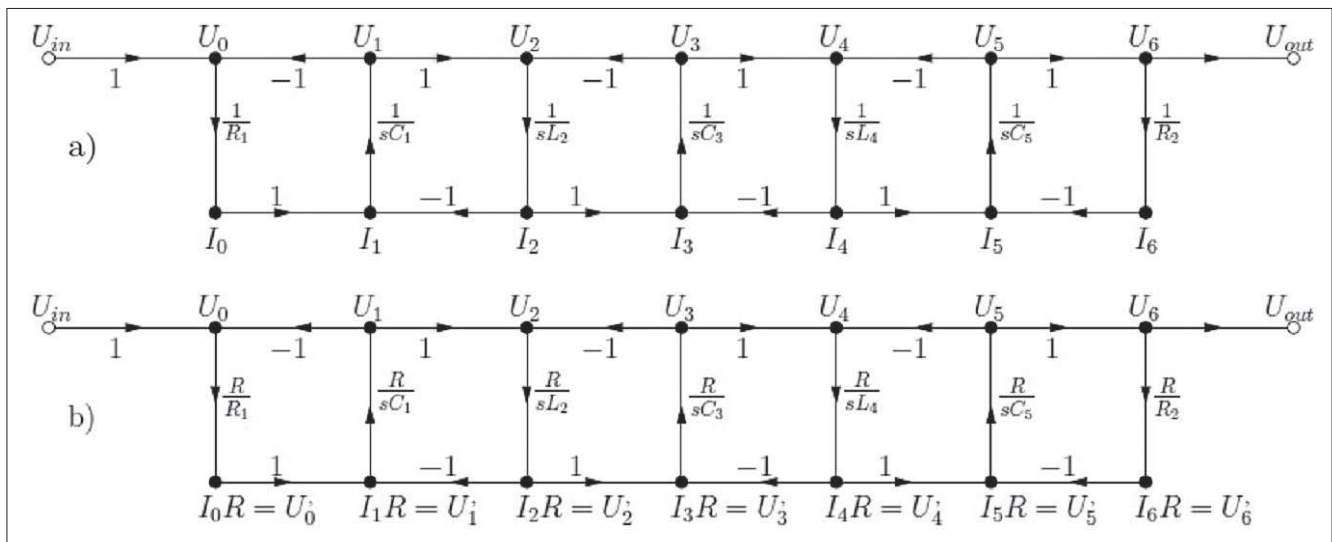
A korábban ismertetett eszközök segítségével az átláthatóság kedvéért egy ötödfokú csak pólusokból álló aluláteresztő LC szűrő kapcsolt kapacitású szűrővé való alakítását mutatjuk be.

A 11. ábrán látható az átalakítandó kapcsolás, amin minden feszültség és áram, valamint az elemek paraméteres értéke fel van tüntetve. Az összes csomóponti és hurokegyenlet csak integrátorokat tartalmaz.

Ezeket az egyenleteket reprezentáló gráf a 12/a. ábrán látható. A jel útjával definiálhatjuk a csomópontokat (feszültség és áram). Minden nyílra ráírtuk azt a faktort, amivel az egyik csomópont a másikra hat, ez tulajdonképpen az adott út erősítése. Ha egy csomópontnak több bemenete van, akkor azt úgy kell tekinteni, hogy összegződnek a bejövő jelek. Ebben a gráfban az áramokat reprezentáló csomópontok integrálásokat eredményeznek, amiknek mindkét oldalán feszültség és áram van. A valóságban feszültségvezérelt feszültségforrásokat (műveleti erősítőket) akarunk használni integrátornak. Elengedhetetlen, hogy az áram csomópontokat feszültség-csomópontokká transzformáljuk. Ezt úgy érhetjük el, hogy az áram csomópontokat egy  $R$  ellenállás paraméterrel bővítjük, így ezután az  $I_i$  áramot a  $U_i = R I_i$  feszültség fogja reprezentálni. Természetesen, hogy ne változon a feszültség- és áramcsomópontok közötti viszony, az erősítési faktort is bővíteni kell egy  $R$  paraméterrel (12/b. ábra).



11. ábra Ötödfokú, csak pólusokból álló aluláteresztő LC szűrő



12. ábra A jelfolyam diagramja az ötödfokú, csak pólusokból álló létrahálózatnak

A kapacitások miatt kompromisszumra kényszerülünk, mert ott a nevezőbe került miatt a szűrő dinamikatarományja változik. Általában jó kompromisszum, ha  $R$  értékét  $1\Omega$ -ra választjuk, ekkor az integrátorok időállandóit az eredeti  $L$  és  $C$  értékek határozzák meg [8].

A paraméterbővítéssel a lezárások is megváltoztak  $\left(\frac{R}{R_1}, \frac{R}{R_2}\right)$ .  $R_1$  és  $R_2$  optimális megválasztása nagyon sok paramétertől függ, most az egyszerűség kedvéért ezeket is  $1\Omega$ -nak vettük.

A létrejött gráf (12/b. ábra) csak egy a számtalan megoldás közül, például differenciáló tagokkal is meg lehetett volna oldani, de ez a változat felel meg a legjobban a kapcsolt kapacitású megvalósíthatóságnak. A gráfon látszik, hogy az alap-építőelem a 10/b. ábrán látható differenciális integrátor. Ha öt ilyen integrátort a jelfolyam gráfon látható módon összekötünk, akkor eredményül a kész kapcsolt kapacitású áramkört kapjuk. Ez a 13. ábrán látható.

Már csak az egyes elemek értékének meghatározása maradt hátra. A passzív prototípus értékei a következők:  $R_1 = R_2 = R = 1\Omega$ ,  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $C_3$ ,  $L_4$  és  $C_5$ . A kapcsolt kapa-

citású szűrőben konzekvensen használva a jelöléseket:  $C_{C1}$ ,  $C_{L2}$ ,  $C_{C3}$ ,  $C_{L4}$  és  $C_{C5}$ .  $C_u$  az integrátor fix kapacitása, amivel a korábban látható módon a kapacitásarányt be tudjuk állítani. Így a paraméteregeyenletek:

$$\frac{C_{C1}}{C_u} = \frac{f_c C_1}{\omega_{c0}}, \frac{C_{L2}}{C_u} = \frac{f_c L_2}{\omega_{c0}}, \frac{C_{C3}}{C_u} = \frac{f_c C_3}{\omega_{c0}},$$

$$\frac{C_{L4}}{C_u} = \frac{f_c L_4}{\omega_{c0}}, \frac{C_{C5}}{C_u} = \frac{f_c C_5}{\omega_{c0}}$$

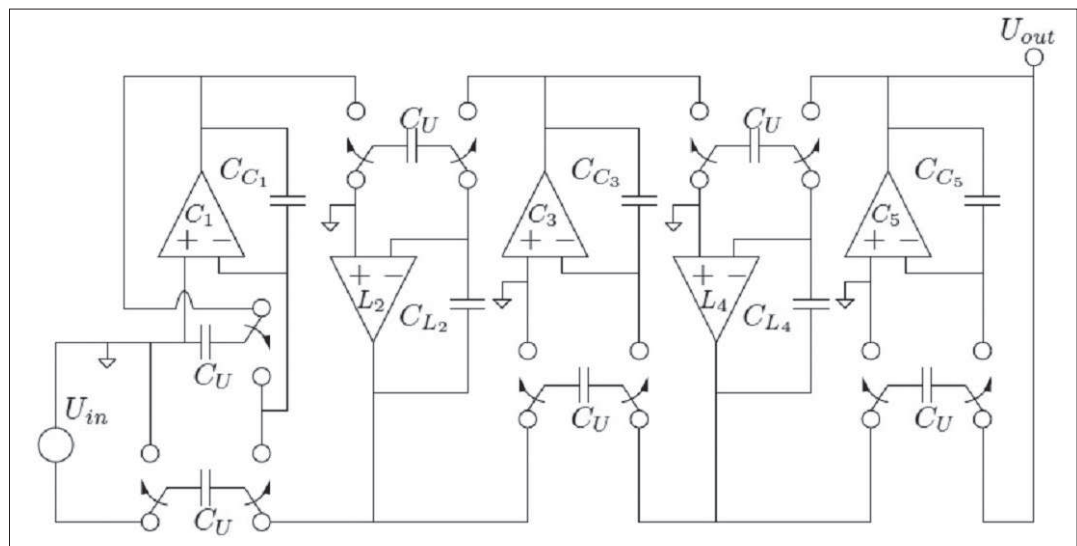
ahol  $\omega_{c0}$  a szűrő vágási frekvenciája,  $f_c$  a kapcsolt kapacitások kapcsoló frekvenciája.

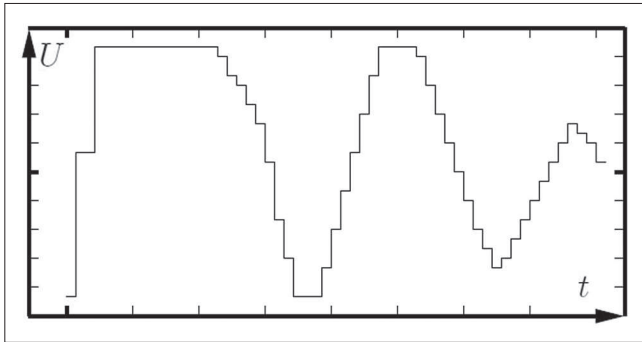
Amennyiben zérusokat is tartalmazó szűrőt akarunk realizálni, akkor a fenti metódust csak kicsit kell módosítani, ennek módja megtalálható az irodalomban [4,5].

#### 4. Szimuláció

A kapcsolt kapacitású áramkörök egyik legnagyobb problémája, hogy csak tranziensanalízis futtatható rajtuk. Ez annak köszönhető, hogy a kapcsolt kapacitások kapcsolóit pulzusgenerátorokkal kell meghajtani.

13. ábra  
Az ötödfokú,  
csak pólusokból álló  
aluláteresztő szűrő  
kapcsolt kapacitású  
változata





14. ábra DC inicializáló feltétel esetén a kimenet

Ezzel lehet elérni a megfelelő viselkedést, azonban AC analízis során ezek a források dezaktivizálódnak, így az ekvivalens ellenállások helyén teljesen rossz ellenállások lesznek. A kapott AC eredmény értékelhetetlen lesz.

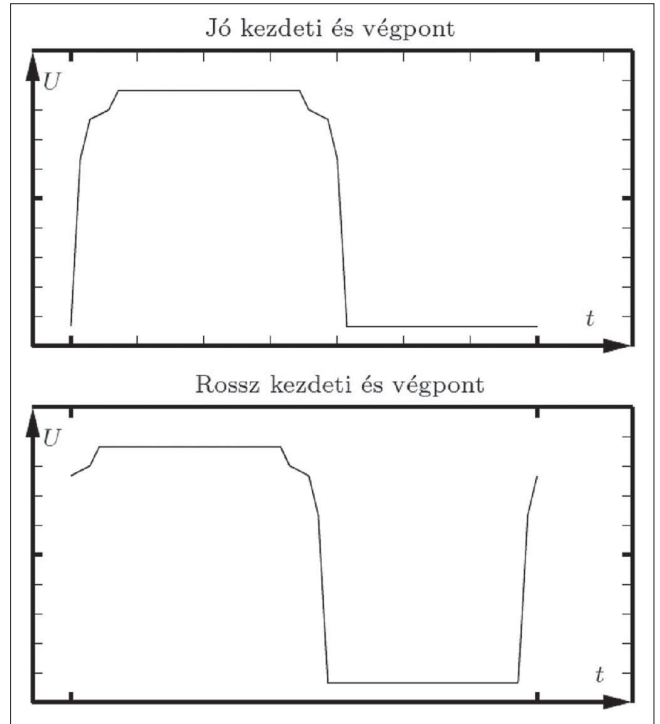
**Periodikus kisjelű analízis**

A probléma egyik lehetséges megoldása a periodikus kisjelű analízis. Az alapgondolata ennek az, hogy egy igen kis szakaszon meghatározzuk a munkapontot, és ott végezzük el a kisjelű analízist, majd ennek eredményével tovább lépve periodikus iterációval állítjuk elő az átviteli függvényt. Az egész analízis ideje alatt az órajel aktív, és mivel tranzisztor szinten szimulál a rendszer, ezért a másodlagos hatások is számításba kerülnek. A végeredményt több számítás is megelőzi.

**1. PSS analízis**

Ez az analízis az áramkör állandósult állapotbeli válaszát határozza meg, amikor csak a pulzusgenerátorok vannak engedélyezve. Ezen analízis eredménye a szűrő kimeneti offset feszültsége, amit a műveleti erősítők offset-feszültségeiből és a kapcsolók integrátorokba injektált töltéseiből határoz meg a szimulátor. Ez az analízis előfeltétele a periodikus kisjelű analízisnek, mert ez állítja be a periodikus munkapontot. A PSS (periodic steady-state) analízis hasonlóan egy hagyományos tranziens analízishez, egy inicializáló feltétellel indul. Ha nem adunk meg inicializáló feltételt, akkor a szimulátor a DC analízist használja az inicializáló feltételek meghatározására. A DC analízis alatt, a generátorok nem működnek, így az integrátorok nem lesznek visszacsatolva, ezért a kimenetei kiülnek a tápra.

Ha az inicializáló feltételeket a DC analízissel határozzuk meg, akkor az a szűrő 14. ábrán látható torzult kimenetét eredményezi, néhányszor kiül a táp és a föld között, amíg állandósult állapotba kerül. Ez nehézségeket okoz a PSS analízis során. A megoldás az, hogy a PSS analízis számítási pontosságbeli problémáit úgy kerüljük meg, hogy eltoljuk a PSS analízis számítási idejének kezdetét. Ez azt eredményezi, hogy a PSS analízis csak akkor kezd el az állandósult állapot meghatározását, ha a tranziens analízis már eljutott egy általunk definiált pontig. Ha egyszer meghatároztuk a steady-state választ, akkor jelentősen meg tudjuk gyorsítani a következő PSS analízis számításának idejét, ha elment-



15. ábra Lehetséges PSS analízis kezdő és végpontok

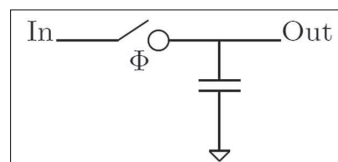
jük az előző analízis eredményét és azt használjuk fel a következő analízis inicializáló feltételének.

A PSS analízis hatékonyságának tökéletesítése érdekében, óvatosan kell megválasztani a szimulációs intervallumot az órajel fázisokhoz képest. A legjobb választás a szimulációs intervallum kezdeti és végpontjára az, ahol a jelek nem változnak hirtelen. Például a 15. ábrán a felső fázis esetén kevesebb iterálás és kevesebb idő kell a konvergens eredményhez, mint az alsó ábrán látható esetben.

**2. PAC analízis**

A PSS analízist követi a PAC (periodic AC) analízis. Ez az analízis egy kis jelet ad a bemenetre és ebből két kimeneti választ határoz meg. Az első kimenet a szűrő normál kimenete. A jel ennél a kimenetnél folytonos és különböző tökéletlenségeket, mint például glitcheket tartalmazhat. A kimenetben a szűrő mindkét fázisának kimenete benne van. Ez a kimenet akkor érdekes, ha a szűrőt egy folytonos idejű szűrő követi.

A második kimenet az első kimenet, miután az áthaladt egy mintavevő-tartón. Ez azt az esetet modellezi le, amikor a szűrőt egy diszkrét idejű áramkör követi, mint például egy AD konverter. Ebben az esetben a normál kimenet legtöbb tökéletlenségét az ADC mintavevő jellegeből adódóan kiküszöböltük. Akkor fontos számításba venni az ADC mintavevő természetét, amikor arra van szükségünk, hogy megmérjük valamilyen órajeles ana-



16. ábra Egyszerű mintavevő tartó



lóg áramkör átviteli függvényét, mint a jelenlegi kapcsolt kapacitású szűrő esetében.

Egy egyszerű mintavevő tartót kell készíteni és hozzáadni az áramkörhöz, hogy elő lehessen állítani a mintavett kimenetet [9]. Egy egyszerű mintavevő tartó kapcsolása látható a 16. ábrán. Ezt például Verilog-A-ban valósíthatjuk meg és olyan szimulátort kell használnunk, ami támogatja, hogy közvetlenül a netlistából hívjuk meg [10].

## 5. Összegzés

Cikkünkben áttekintést nyújtottunk a kapcsolt kapacitású szűrőtervezésről. Ezzel a technikával megoldást lehet adni a korlátozott elemértékek problémájára, így az orvosi alkalmazásokhoz nélkülözhetetlen alacsony vágási frekvenciájú szűrőket is meg lehet valósítani integrált áramköri kivitelben. Ez lehetővé teszi számos bonyolult orvosi mérőrendszer implantátum formában történő megvalósítását, amivel a páciens számára kényelmesebb, az orvos számára pontosabb lehet a diagnózis felállítása.

### A szerzőkről



**SZALAI ALBIN** 2010-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemen. Jelenleg a BME Elektronikus Eszközök Tanszék doktorandusz hallgatója. Kutatási területei az analóg elektrotermikus áramkörszimulációk, elosztott RC hálózatok analízise, termikus karakterizációs eljárások, félvezető eszközök fizikája.



**HORVÁTH GYULA** 2004-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemen. 2005-től egyetemi tanársegéd a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén. Kutatási és oktatási területei az integrált áramkörök tervezése, Ambient Intelligence alkalmazások számára szolgáló érzékelő és beavatkozó struktúrák, MEMS eszközök elektrotermikus szimulációja, lézer interferometriás vizsgálati módszerek, akkumulátor-modellezés, kontaktusmentes hőtérképezés, illetve extrém környezeti körülmények között működő eszközök termikus tervezhetőségének vizsgálata. A BME EET Komplex hardvertervező laboratóriumának vezetője fennállása óta (2008). 2009-ben Oktatás és Köznevelés kategóriában Junior Prima díjas.

### Irodalom

- [1] Rencz Márta, Tímár András, "Design issues of a low frequency low-pass filter for medical applications using CMOS technology", The 10th IEEE Workshop on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems, April 2007.
- [2] Dr. Kovács F. Ferenc, Az informatika VLSI áramkörei, Pázmány Egyetem Elektronikus Kiadó, 2004.
- [3] Edgar Sánchez-Sinencio, Phillip E. Allen, Switched Capacitor Circuits, Van Nostrand Reinhold Company, 1984.
- [4] Szalai Albin, „Kapcsolt kapacitású szűrő tervezése orvosi biológiai alkalmazásokhoz”, Tudományos Diákköri Konferencia, 2007.
- [5] David J. Allstot, Gordon M. Jacobs, "Design techniques for MOS switched capacitor ladder filters", IEEE Transactions on Circuits and Systems, No. CAS-25, pp.1014–1021, December 1978.
- [6] P.V. Ananda Mohan, V. Ramachandran, M.N.S. Swamy, Switched Capacitor Filters, Prentice Hall, 1995.
- [7] W.E. Heinlein, W. Harvey Holmes, Active Filters for Integrated Circuits, Prentice Hall, 1974.
- [8] G.M. Jacobs, "Practical design considerations for MOS switched capacitor ladder filter", Memorandum, No. UCB/ERL-M77/69, University of California, Berkley, 1977.
- [9] Rolf Unbehauen, MOS Switched-Capacitor and Continuous-Time Integrated Circuits and Systems, Springer-Verlag, 1989.
- [10] Cadence Inc., Virtuoso SpectreRF Simulation Option User Guide, 2004.