

Digitális szűrők elmélete és gyakorlati alkalmazási lehetőségeik

ETO: 621.372.54:681.32

A frekvenciaszűrő eszközöket széles körben alkalmazták, mind az információátvitel, mind a mérőkészülékek, analizátorok, szabályozó rendszerek területén. Ezért nagy a jelentősége azon erőfeszítésnek, hogy a szűrők méreteit és költségeit csökkentésük.

Az elektronikus áramkörök miniatürizálásának legújabb eredményei nagyban előmozdítják a fenti probléma megoldását [1, 2]. Az integrált áramkörök jelenlegi formájukban már lehetővé teszik, hogy a kívánt specifikációjú szűrőket elfogadható méretre csökkentjük. Ugyanakkor, ha tetszőleges szűrőkarakterisztika megvalósítható lesz kisszámú standard típussal, úgy az árak is jelentősen csökkenthetők [3].

1. Bevezetés

A konvencionális szűrőrendszerek — amelyek induktivitásokat és kapacitásokat tartalmaznak — alkalmatlanok az új technikához. Először a drága és egy adott fizikai méret alá nem csökkenthető induktivitások kiváltását kellett megoldani. Ez vezetett az aktív RC szűrők kialakításához [4]. Az aktív RC szűrők, amelyek a 100 Hz–1MHz frekvenciatartományban igen jók ($Q \max < 600$) az alábbi nehézségeket nem tudják kiküszöbölni:

1. A nagy értékű kapacitások ($C \geq 47$ nF) csak diszkrét elemekkel valósíthatók meg
2. Az aktív áramkörök nem driftmentesek.

Az aktív RC áramkörök fenti alapvető hátrányait kiküszöböli ki az adatmintavételes szűrő. Ez nem tartalmaz reaktív komponenseket, csak logikai elemeket, léptető regisztereket, összeadókat, szorzókat stb.

2. Az adatmintavételes szűrők származtatása, elméleti alapok

2.1. Analóg jel áthaladása késleltető művonalon és analóg aritmetikai egységen

Legyen a vizsgált ideális művonal T késleltetési idejű. A művonal bemenetelére adott jel a kimeneten amplitúdó- és fázistorzítás nélkül T idővel később jelenik meg, azaz:

$$U_{be} = F(t), \quad (2.1.1)$$

$$U_{ki} = F(t-T), \quad (2.1.2)$$

ahol $F(t)$ tetszőleges időfüggvény. 1. ábrán látható összeállítás esetén a kimeneti jel:

$$U_{ki}(t) = U_{be}(t) - U_{ki}(t-T) \quad (2.1.3)$$

Legyen (2.1.3.)-ban

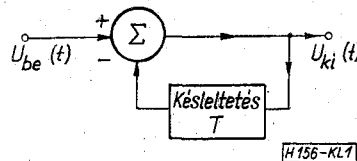
$$U_{be} = \cos \omega t \quad (2.1.4)$$

akkor

$$U_{ki} = A \cos(\omega t) \quad (2.1.5)$$

Felhasználva az 1. ábrán látható kivonó egység definíciós egyenletét:

$$A \cos(\omega t + \varphi) = \cos \omega t - A \cos[(\omega t - T) + \Phi] \quad (2.1.6)$$



1. ábra. Egyszerű késleltető művonalas szűrő

A fenti egyenlet tetszőleges t -re igaz, így ha $\omega t = 3\pi/2$, akkor

$$A \sin \varphi = -A \sin(\varphi - \omega T) \quad (2.1.7)$$

és ebből

$$\varphi = -\varphi + \omega T \quad (2.1.8)$$

$$\varphi = \omega T/2 \quad (2.1.9)$$

(2.1.9) azt jelenti, hogy a kimeneti jel a bemeneti jelhez képest a késleltető művonal fázistolásának felével késik.

Legyen most $t = \frac{2n\pi}{\omega}$, akkor (2.1.6) a következőképpen alakul:

$$A \cos \varphi = 1 - A \cos \varphi - \omega T \quad (2.1.10)$$

behelyettesítve (2.1.9)-et a (2.1.10)-be

$$A = \frac{1}{2 \cos(\omega T/2)} \quad (2.1.11)$$

(2.1.11)-ből látható, hogy A végtelen mindenütt, ahol $\omega T \pi$ -nek páratlan számú többszöröse, azaz a szűrők pólusai vannak a

$$p = j \frac{\pi}{T} (1 \pm 2n) \quad [n=0, 1, 2, \dots] \quad (2.1.12)$$

frekvenciákon.

Amennyiben az 1. ábra kivonó egységét összeadóval helyettesítjük, úgy

$$\varphi = \frac{\omega T - \pi}{2} \quad (2.1.13a)$$

$$A = \frac{1}{2 \sin \omega T / 2} \quad (2.1.13b)$$

Az összeadóval felépített szűrőnek a

$$p = \pm j \frac{2n\pi}{T} \quad [n=0, 1, 2] \quad (2.1.14)$$

Eddigi pólusaink az imaginárius tengelyen voltak, ez az eset oszcillátoroknál fordul elő, azonban aktív áramkörben kedvezőtlenek szűrő kialakításához. Vizsgáljuk meg a 2. ábra szerinti összeállítást. A (2.1.7)...(2.1.12) képletek alkalmazásával a következő összefüggéseket kapjuk:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \omega T}{\cos \omega T - \frac{1}{B}} \quad (2.1.15a)$$

$$A = \frac{\cos \varphi}{1 + B \cos \omega T} \quad (2.1.15b)$$

A szűrőnek pólusa van á

$$p = j\omega = j \frac{1}{T} \cos^{-1} \frac{1}{B} \quad (2.1.16)$$

frekvencián, ahol B komplex szám is lehet.

Lényeges azonban rámutatni, hogy ezen pólusok nem szükségszerűen komplex konjugáltak negatív valós résszel, mint ez konvencionális szűrőknél a megvalósíthatóság kritériuma volt [5].

Az általános hálózatfüggvény realizálásához zérusokra is szükség van. Egy lehetséges megvalósítást mutat a 3. ábra. A gyökhely frekvenciája és a fázistolás a fentiekhez hasonlóan számítható. Legyen $U_{be} = \cos \omega t$, ekkor a kimenetre felírható:

$$U_{ki} = A \cos(\omega t + \varphi) = \cos \omega t + \cos \omega(t - T) \quad (2.1.17)$$

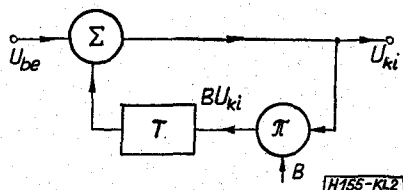
Egyszerű átalakítással:

$$A \cos(\omega t + \varphi) = 2 \cos\left(\omega t - \frac{\omega T}{2}\right) \cos \frac{\omega T}{2} \quad (2.1.18)$$

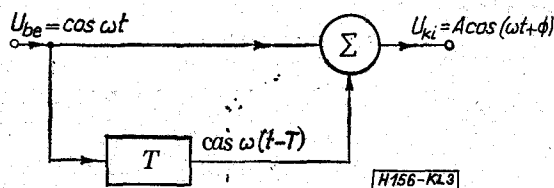
(2.1.18) két oldalának összehasonlításából:

$$A = 2 \cos \frac{\omega T}{2} \quad (2.1.19a)$$

$$\varphi = \frac{\omega T}{2} \quad (2.1.19b)$$



2. ábra. Általános szűrőtípus vázlata. A B szorzó alkalmas megválasztásával tetszőleges pólusrendezés valósítható meg



3. ábra. Átviteli zérus megvalósításának elvi vázlata

A 3. ábrán vázolt elrendezés transzfer zérusa a

$$p = j \frac{1 \pm 2n}{T} \pi, \quad [n=0, 1, 2, \dots] \quad (2.1.20)$$

helyen van.

2.2 Folytonos jel átalakítása diszkrét jellé

Tegyük fel, hogy $F(t)$ sávhatárolt jelünk van f_0 maximális frekvenciával. Ahelyett, hogy az $F(t)$ függvényt pontonként íránk le, azt – Nyquist mintavételezési elmélete alapján – $2f_0$ frekvenciával vett mintáival is megadhatjuk (általában $F(t) A \cos(\omega t + \varphi)$ alakú, ahol A és φ átvitele szükséges, ami periódusként két adatot jelent. A gyakorlatban azonban ennél nagyobb frekvencia szükséges, mivel ideálisan sávhatárolt jel nincs.

A fenti mintavételezéssel elértük, hogy az eddig időben végtelen sok pontban leírt, sok felesleges információt tartalmazó jelet a minimálisához közel eső számú diszkrét, jól definiált időközönként mintavett jellel írtuk le.

A diszkrét jeleket késleltetni, azokkal műveleteket végezni egyszerűbb, mint folytonos jelekkel, s a digitális technika ezt a feladatot már jól megoldotta. Ez azonban felvet még néhány problémát, amelyekkel itt nem foglalkozunk. Ezek:

- a) minimális szóhosszúság,
- b) kvantálási hiba,
- c) zaj,
- d) dekódolási hiba,
- e) aritmetikai kerekítésekből adódó hibák.

Fentiekkel elérkeztünk az adatmintavételes szűrők családjához (sampled – data filter, amely három alcsoportra bontható (lásd. 1. táblázat).

1. táblázat

Típus	Tároló	Kalkulátor	A/D konverzió D/A
Analog adatmintavételes szűrő	analog	analog	nincs
Kvázidigitális szűrő	digitális	analog	szükséges
Digitális szűrő	digitális	digitális	szükséges

2.3 Analog adatmintavételes szűrő

Az 1. táblázatból látható, hogy ebben az esetben a tárolás analog módon történik. A késleltető fokozat (analog) megvalósítható egy mintavévevő – tároló

(sample-and-hold) áramkörrel, amelyben kondenzátor a tároló elem, a megfelelő kisütő és töltő áramkörökkel. Az analóg kalkulátor súlyozott, műveleti erősítős összeadó egység [6, 7]. A fenti szűrőtípus néhány igen előnyös tulajdonsága:

- a) kimenő jel mentes a kvantálási hibától,
- b) az analóg léptető regiszter egyszerűen tölthető és süthető ki,
- c) egyszerű elektromos áramkörök.

Az analóg mintavételes szűrők főleg vékony- és vastagréteg integrált áramköri formában valósíthatók meg egyrészt a szükséges pontos ellenállás-hálózat, másrészt a tartó áramkörökhöz szükséges pontos, nagy stabilitású kondenzátorok hibrid alkatrészként történő beépítési lehetősége miatt.

2.4 Kvázidigitális szűrő

A fenti szűrőtípus digitális léptető regiszter sorozatból álló tárolót tartalmaz analóg aritmetikával [8, 9]. A digitális tárolás következtében a mintavett jelet analóg digitális átalakítóra kell vezetni.

A szűrőtípus előnye, hogy a digitális jel késleltetése könnyen realizálható és egyszerű az analóg kalkulátor: Hátránya, hogy az A/D és D/A átalakítás miatt a kimeneti jelben kvantálási hiba lesz.

2.5 Digitális szűrők

A digitális szűrő digitális léptető regiszterekből felépített tárolót és digitális kalkulátort tartalmaz, természetesen A/D konverterrel a bemenetén és D/A konverterrel a kimeneten. A bináris műveletek végzése itt azt jelenti, hogy a súlyozás is bináris formában történik. Mivel a kimeneti függvény egyértelműen származtatható a bemeneti jelből és a súlyozási együtthatókból, ezért az utóbbiak variálása — adott program szerint váltása — más és más átviteli függvényt ad a kimeneten.

Mivel a szűrőben konvertereket alkalmaznak, a kimeneti jelben kvantálási hiba lép fel. Ennek forrásai:

- a) bemeneti A/D konverter,
- b) súlyozó együtthatók kvantálási hibája,
- c) kalkulátor műveleti hibája (szorzás).

A digitális szűrő speciális célú számítógépként fogható fel [7].

3. Adatmintavételes szűrők matematikai leírása

Az adatmintavételes szűrők működése differencia-egyenletek segítségével írható le. Ezen egyenletek meghatározzák a kimenő jel amplitudóját — $y(nT_s)$ — mint a pillanatnyi bemenő jel — $x(nT_s)$ — és tetszőleges számú megelőző kimenő jel függvényét. A legegyszerűbb függvénykapcsolat a következő:

$$y_n = \sum_{k=0}^m a_k x_{n-k} - \sum_{k=1}^n b_k y_{n-k} \quad (3.1)$$

ahol a_k és b_k súlyozó tényezők, k jelenti, hogy hányadik késleltetett jel vesz részt a $t = nT_s$ időpontban a

bemenő jel kialakításában, T_s a mintavételezés periódusideje.

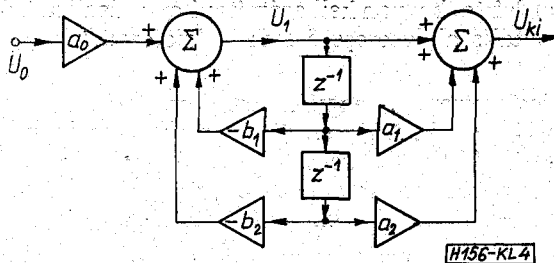
Az adatmintavételes szűrőtípus fenti leírása azonban nehezen kezelhető. Helyette a Z transzformáció használatos, ahol

$$z^{-1} = e^{-pT} \quad (3.2)$$

az egységnyi késleltetés operátora. (3.2)-t alkalmazva (3.1)-re, ahol k azt jelenti, hogy a szó vagy impulzus hány mintavételei periódust késett:

$$y(z) = x(z) \sum_{k=0}^m a_k z^{-k} + y(z) \sum_{k=0}^n b_k z^{-k} \quad (3.3)$$

(3.3) és (3.1) között a hasonlóság világos. A (3.3) egyenlet azt jelenti, hogy a bemenő és kimenő jelek múltbeli értékei egyszerűen a és b tényezőkkel szorzódnak. Ezen tényezők határozzák meg végül a szűrő átviteli karakterisztikáját. Az együtthatók ugyanazt a szerepet játszzák, mint a folytonos rendszerek átviteli függvényeinek együtthatói. Ennek bizonyítására nézzük a 4. ábrán látható elrendezést.



4. ábra. Általános másodfokú alaptag elvi tömbvázlata

Az ábra jelölésével a kimenő jel z transzformáltja:

$$U_{ki} = U_1(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) \quad (3.4)$$

$$U_1 = U_0 a_0 - U_1 z^{-1} b_1 - U_1 z^{-2} b_2 \quad (3.5)$$

$$U_1(1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}) = U_0 a_0 \quad (3.6)$$

$$U_{ki} = \frac{U_0 a_0 (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.7)$$

A (3.7) egyenlet könnyen transzformálható p tartományba. A transzformációs összefüggés:

$$z^{-1} = \frac{\frac{2}{T} - p}{p + \frac{2}{T}} \quad (3.8)$$

Ahol T a késleltetési idő (mintavételei periódusidő). A transzformáció után (3.7) így alakul:

$$U_{ki}(p) = U_0(p) a_0 \frac{p^2(1 + a_1 + a_2) + 2kp(1 - a_2) + k^2(1 + a_1 + a_2)}{p^2(1 - b_1 + b_2) + 2kp(1 - b_2) + k^2(1 + b_1 + b_2)} \quad (3.9)$$

Természetesen a fordított konvenzió, illetve megvalósítási séma bonyolultabb, ezzel számos szerző foglalkozott [10–12].

1969 elején A. J. Gibbs kidolgozta a digitális szűrő frekvencia tartománybeli tulajdonságai vizsgálatának átfogó alapjait [26]. Az eredmények alapja a Hardy-p tér [27, 28] alkalmazása, ez írja le a legjobban a digitális szűrők frekvencia tartománybeli viselkedését. A Hp tér alkalmazásával a következő eredményeket kapta:

- megadta a digitális szűrők frekvencia-transzfer függvényeinek általános definícióját,
- meghatározta a frekvencia-transzfer függvény valós és képzetes része közötti viszonyt,
- összefüggést talált a frekvencia-transzfer függvény amplitúdó- és fáziskarakterisztikája között,
- általános transzformációt adott meg a p sík és a Hp tér között,
- definiálta a digitális szűrő transzfer függvénye létezésének szükséges és elégséges feltételeit,
- kimutatta, hogy valamennyi transzfer függvény felbontható egy mindent átteresztő és egy minimál-fázisú hálózatra (a Hardy-p térben!)
- leírta, hogyan kell számítani egy idealizált digitális aluláteresztő szűrő fázistorzítását.

Megjegyzendő, hogy a fenti eredmények mindössze 3 évesek. A Hp teret alkalmazza még Masani és Wiener [29] a diszkrét idő változós sztochasztikus folyamatokra és Rozanov [30] a stacionárius sztochasztikus folyamatok harmonikus analizisére is. Gibbs a következő eredményeket kapta a digitális szűrők approximációjában:

- minden racionális függvénnyel megadott analóg szűrőhöz létezik egy és csakis egy racionális függvénnyel megadható, megfelelő digitális szűrő és viszont,
- minden jól definiált frekvencia tartománybeli digitális approximációhoz létezik egy megfelelő, jól definiált analóg approximációs probléma és viszont,
- ezek a különböző tartománybeli approximációs problémák ekvivalensek abban az értelemben, hogy ha az egyiknek van megoldása, akkor a másiknak is van,
- ha az egyik (pl. p) tartománybeli approximációnak egyetlen megoldása van, akkor a megfelelő másik (pl. z^{-1}) tartománybeli approximációnak is csak egy megoldása van.

Ezenkívül Gibbs kimutatta még, hogy:

- az egyetlen, fizikailag realizálható lineáris fázisú digitális szűrő nem rekurzív ($b_1 = b_2 = \dots = b_n = 0$),
- fizikailag megvalósítható idő-reverzibilis eljárás használható fel tetszőlegesen kis hibájú lineáris fázisú szűréshez (megadja a specifikált approximációs hiba elérésének kritériumát),
- a bilineáris tervezési módszer alkalmas a fázis- vagy futási idő problémák kezelésére, ami természetesen megfelelő számítógépes programot feltételez.

Az előbbieken alapján megállapítható, hogy a digitális szűrők lényegesebb approximációs problémái megoldottak, vagy a megoldás lehetősége adott.

4. Adat mintavételes szűrők jellemzése, felhasználási lehetőségeik

Ezen szűrőtípus természetesen más módon jellemezhető, mint folytonos üzemű társai annak ellenére, hogy adott esetben ugyanazon specifikációnak tesznek eleget. A különböző jellemzők ellenére az analóg területen jelentkező minden problémának megvan a digitális megfelelője és fordítva. Például míg a folytonos esetben a frekvencia stabilitás a passzív elemek pontosságától függ, addig kimutatható, hogy a digitális megoldásban ez a mintavételezési frekvencia pontosságától valamint az a_k , ill. b_k együtthatókat generáló digitek számától függ. Számos egyéb hibaforrással kell foglalkozni, mint az A/D konverterből származó kvantálási hiba, a kerekítési hiba, mely a digitális kalkulációban használt véges szóhosszúságból ered, valamint hogy az $f_{\max} < < 2f_{\text{mintavételezés}}$ feltétel nem mindig teljesíthető. Megjegyzendő, hogy egy teljesen digitális rendszerben, ahol az A/D konverter felesleges, a fenti hibák nagy része eltűnik.

Teljesen digitális jel feldolgozó rendszerben a digitális szűrő a legalkalmasabb, mivel a rendszer többi része ugyanazon digitális műveleteket végzi, mint a szűrő. A szűrőre vonatkozó gazdasági megfontolások nagyon hasonlóak az LSI áramkörök kialakításakor fellépő problémákhoz [11, 3].

- A beépítésre kerülő szűrőnek digitálisnak kell lennie, ha az a követelményekből nyilvánvaló, kivéve ha az analóg kalkulátor alkalmazása bizonyíthatóan gazdaságosabb.
- Az áramkörök legyenek univerzális blokkokra lebontathatók, amivel LSI megvalósításuk biztosítható.
- A blokkoknak elegendően kevés kivezetőjünek kell lenniük és csak néhány egység szükséges a teljes szűrő kialakításához.

A fenti feltételekre alapozva olyan távközlési egységek készíthetők, mint adat-bank-csatornák, hang kijelző, hívó egységek, amelyek léptető regiszterekből, összeadókból és read-only memóriákból (ROM), mint alapegységekből állanak.

Mint korábban említettük, a három alpművelet, amelyet a digitális szűrőkben alkalmazunk; a késleltetés, összevonás és szorzás. Például soros aritmetikával a z^{-1} késleltetés egyetlen léptető regiszterrel megvalósítható. Az összeadó és szorzó — beleértve belső összekötéseiket, — nevezhető a digitális szűrő aritmetikai egységének vagy numerikus kalkulátorának. A három alapvető komponens realizálásával a szűrő e három elem megfelelő összekapcsolásával felépíthető. Az összekapcsolási sémát a hálózatfüggvény szabja meg, természetesen z^{-1} térben.

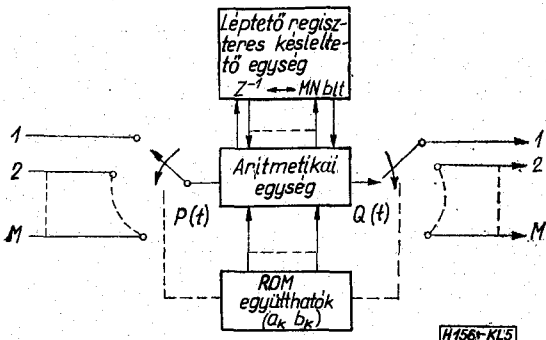
4.2 Digitális szűrő többszörös kihasználása

Ha a bemeneti bit arány (bit/minta) jelentősen kisebb, mint a digitális áramkör kapacitása, akkor a digitális szűrő multiplifikálható, amivel az áramkör hatásossága növelhető.

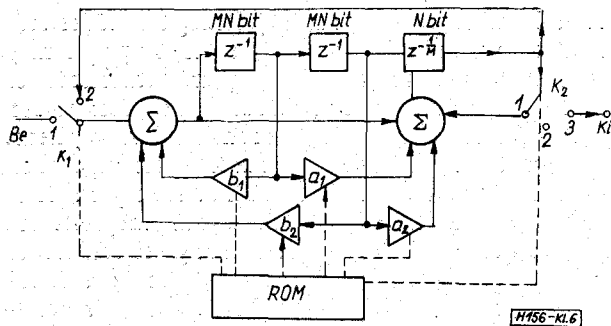
A különböző multiplikációs sémák két fő csoportra oszthatók:

1. egyszerre több bemenő és kimenő csatorna,
2. egy bemenő jelhez több átviteli függvény.

Ahhoz, hogy a szűrő M csatorna (1. típus) jeleit fel tudja dolgozni, az M darab mintavett jelet egymás



5. ábra. M csatornás szűrő, 1. típusú multiplikálás



6. ábra. 12-ed rendű szűrő elvi vázlata

után be kell olvasni. Mivel a szűrőben a bit arány M szeresére növekedett a léptető regiszterek késleltetését is M szeresre kell növelni, azaz $M \cdot N$ bit hosszúságra.

Ezenkívül a szűrő megfelel az egycsatornás esetnek azzal a kikötéssel, hogy az aritmetikának M -szer gyorsabbnak kell lennie.

A bemeneti pontokat a $P(t)$ kapcsoló függvénnyel jellemzett hálózat kapcsolja az aritmetikai egységre. Az aritmetika kimenete az M kimenő pontra $Q(t)$ függvénnyel leírható hálózattal kapcsolható. $P(t)$ és $Q(t)$ a legegyszerűbb esetben egyszerű szinkronkapcsoló-sor. Bonyolultabb esetben $P(t)$ és $Q(t)$ között szigorú kapcsolatnak kell lennie a megfelelő transzfer függvény eléréséhez [21]. Egy elvi elrendezést mutat az 5. ábra.

Amennyiben az 5. ábrán az M csatorna különbözőképpen szűrendő, vagy 2. típusú multiplikálást is alkalmaznak, a szűrő együtthatói a ROM-ban tárolhatók. Ha azonban valamennyi csatorna szűrője ugyanazon transzfer függvénnyel megoldható, úgy a ROM kapacitása jelentősen csökkenthető.

Sok esetben ugyanazon jelet több különböző jellegű

szűrőn kell átvezetni. Hasonlóan az aktív szűrőkhöz, másodfokú alaptagokkal minden függvény realizálható. Az egyes másodfokú egységek hasonló felépítésűek, csak az együtthatókban van különbség. Ezen metódus szerint felépített 12-ed rendű szűrő látható a 6. ábrán. Itt $M=6$, így a bit arány legalább $6N$ Nyquist-intervallumonként. Minden Nyquist-intervallum első N bitje alatt a bemenő jelet az aritmetikába vezetik és feldolgozzák a szorzóknak (a_1, b_1, a_2, b_2) megfelelően, amivel a másodfokú szűrők kaszkád kapcsolásának egy-egy alaptagját nyerik. A művelet a teljes mintavételi periódus $1/M$ szeresét jelenti. Ugyanennyivel késleltetve a kimenő jelet, és azt bemenő jelként a bemeneti K kapcsoló 2. állásában a bemenetre adva, majd a folyamatot hatszor megismételve, rendelkezésre áll a 12-ed fokú szűrő. A bemeneti kapcsolókat a ROM vezérli, és így az alap-szűrő-tagok tetszőleges kombinációja megvalósítható.

Nagyfrekvenciás alkalmazásokban közepes művelti sebességen, a fenti digitális szűrő elrendezéssel 100-ad fokú szűrő építhető [13]. A megvalósíthatóság feltétele egy 10Mbit kapacitású memória 10 kHz-es mintavételi és mintánként 10 bit (1024 kvantálási szint) vagy ezek tetszőleges kombinációja. A szűrők egyszerűen módosíthatók, s így a különböző transzfer függvények könnyen realizálhatók.

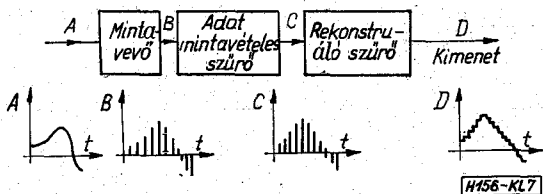
4.3 Adatmintavételes szűrők előnyei és hátrányai

Összefoglalásul elmondhatjuk, hogy az adatmintavételes szűrők előnye a flexibilitás, vagyis hogy a szűrők karakterisztikája az a és b állandók változtatásával variálható. Ennek megfelelően ezen szűrőtípust előszeretettel alkalmazzák laboratóriumi kísérletekben, ahol változtatható szűrőkarakterisztikákra van szükség, pl. optimális szűrőkarakterisztika kialakításának (adó, vevő szűrő stb.) vagy az emberi hang jellemzőinek tanulmányozásánál.

Fenti előnyök mellett kétségtelen hátránya valamennyi mintavételezési elven működő szűrőnek, hogy az átviteli karakterisztika a mintavételi frekvencia felharmonikusainál is jelentkezik a kapcsoló jel Fourier-transzformáltjában jelen levő harmonikusoknak megfelelően. Ezen zavaró jelek egy aluláteresztő- vagy sávszűrővel levághatók. Ennek kivitelezésére szolgál a 7. ábra rekonstruáló szűrője, amely az adat mintavételes szűrőt követi.

5. Adatmintavételes szűrők további változatai

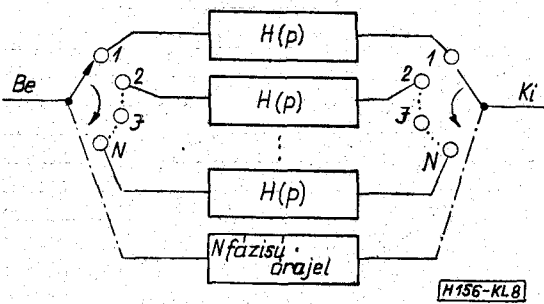
Eddigi fejtegetéseinkben főleg a digitális szűrőveit foglalkozunk, amely az adatmintavételes szűrőcsalád egyik, bár kétségtelen legjelentősebb tagja. A 7. ábra középső egységében digitális szűrő esetében



7. ábra. a) adatmintavételes szűrő elvi felépítése, b) jelalak az egyes pontokon

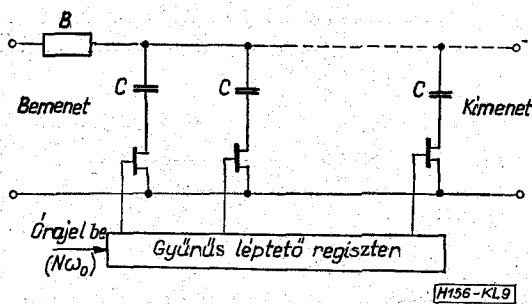
A/D és D/A konverter, valamint digitális kalkulátor van. Az egység analóg esetben azonban folytonos szűrőt is tartalmazhat. A 7. ábra szerinti elrendezés egy módosítása látható a 8. ábrán, melyben N párhuzamos aktív vagy passzív RC szűrőre (mindegyiknek azonos transzfer függvénye van) multiplikáljuk a bemenő jelet.

A 8. ábra szerint felépített szűrőrendszert N utas szűrőnek nevezik, s először 1960-ban publikálták [2]. Hivatkozva 8. ábrára, az N darab hálózatot, amelyek $H(p)$ transzfer függvénye azonos, ciklikusan kapcsolják a jel útra, amivel az időtartományban lehet előállítani a megfelelő átviteli függvényt. Amennyiben aluláteresztő szűrőt alkalmazunk $H(p)$ realizálására, úgy a ciklikus kapcsolás eredményeképpen a kimeneten sáv, vagy feluláteresztő jellegű átviteli függvényt kapunk. A rendszer transzfer függvénye szimmetrikus az ω_0 kapcsoló vagy mintavévi frekvenciára. Például, ha mindegyik aluláteresztőnek egyetlen valós pólusa van, akkor az ekvivalens hálózat átviteli függvénye egy konjugált komplex póluspárt fog tartalmazni, ami sáváteresztő funkciónak felel meg. A középfrekvencia egyenlő a mintavételezési frekvenciával, míg a körjóság (vagy sáv szélesség) N -től és $H(p)$ -től függ. Így ω_0 változtatásával konstans sáv szélességű, változtatható frekvenciájú sáváteresztő készíthető.



8. ábra. N utas szűrő elvi vázlata

A 8. ábra általános sémájából különböző szűrők származtathatók. Amennyiben az ott vázolt kapcsolókat analóg szorzóval váltjuk ki, akkor a rendszer szinuszos jellel működtethető, s ezzel a kapcsolási tranziensek kiküszöbölhetők [14], [15]. További előny, hogy a frekvencia tartomány növelhető és a harmonikus problémák elhanyagolhatók lesznek. A monolitikus integrált analóg szorzó megjelenése [16] lehetővé tette, hogy az N utas szűrőcsaládot jelentősen egyszerűsíteni lehessen.



9. ábra. Sönt kapcsolású elfajult N utas szűrő

Egy másik fontos módosítás volt a sönt-kapcsolású N utas szűrő, amely a $2N$ kapcsolót N kapcsolóval helyettesíti, amelyek a közös földre kapcsolódnak. E megoldás különösen jelentős, ha kapcsoló eszközként félvezető elemeket használunk. Az elrendezést a 9. ábra mutatja.

Elsőfokú RC hálózat esetén úgynevezett komutált kapacitású szűrőt nyerünk (1. 9. ábra). A kapcsoló eszköz lehet tranzisztor [17, 18] és dióda-híd is [19]. A szűrő sáv szélessége $2/NRC$ csak passzív elemek értékétől függ. A szelektivitás vagy Q , vagy $\omega_0 \cdot NRC/2$ alakban adható meg, így az $N\omega_0$ órajel stabilitásától függ ugyanúgy, mint az ω_0 középfrekvencia.

Megemlítjük, hogy a N utas szűrő és a digitális szűrő együttes alkalmazásának $H(p)$ transzfer függvény realizálására (8. ábra) jelentősen leszűkíti a szükséges függvények számát.

Ugyancsak itt érdemel említést, hogy harmadrendű sönt kapcsolású N szűrő alkalmas AM/FM vevőkészülék integrálására, ahol egy új tervezési módszerrel a hangolóelemek és hangszóró kivételével az egész készülék egyetlen chip-ben előállítható [20].

6. Várható alkalmazási területek, azok ipari bevezetése

Az adatmintavételes szűrők jelenleg a fejlődés stádiumában vannak. Ezt mutatja az is, hogy jelenleg még igen kevés az áramkörileg megvalósított és gyártható adatmintavételes szűrő (lásd részletesen 7. pont). Ettől függetlenül azonban leszögezhető, hogy az adatmintavételes szűrők bármelyikének ipari alkalmazása rendszertechnikai szempontból is új tervezési módszereket kíván annak megfelelően, hogy ezen szűrőtípus elsősorban hangfrekvenciás és középfrekvenciás szűrőkövetelmények megvalósítását teszi lehetővé ($f_{max} = < 1\text{MHz}$). Jelenleg a rendszertechnikai tervezés még nem lezárt téma, ezért főleg az eddigi szűrők kiváltására szorítkozunk.

Ugyancsak új tervezési módszer szükséges a digitális szűrők approximációjában. Ennek oka, hogy a szűrők tranziens viselkedése jelenleg nem írható le egzakt módon. Megjegyezzük azonban, hogy adott szűrőkarakterisztika approximációja (mind amplitúdó-, mind fáziskarakterisztiká) megoldott, bár a régi módszerek természetesen nem alkalmazhatók. Az új tervezési módszer jelenleg még nem honosodott meg, bár részleteiben is kidolgozott [2].

A fentieknek megfelelően igen nehéz megbecsülni az alkalmazási lehetőségeket és a várható mennyiségeket. Mint azt már korábban említettük, a digitális szűrők ára elsősorban az LSI technika fejlődésétől és annak költségeitől függ. Mivel az ár és az ipari bevezetés szoros összefüggésben van, ezért korai és elhamarkodott lenne a várható igényeket megbecsülni.

7. Adatmintavételes szűrők miniatürizálása

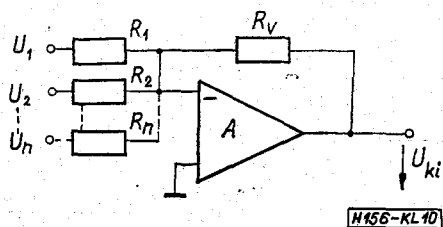
Mint azt a bevezetőben említettük, az adatmintavételes szűrők megjelenését elősegítette, hogy az eddigi szűrők térfogata nagy volt. Az új szűrőtípussal

megnyílt a lehetőség a komplexebb integrálásra. Elsősorban a kvázidigitális és digitális szűrők realizálhatók diszkrét, illetve LSI áramkörökkel.

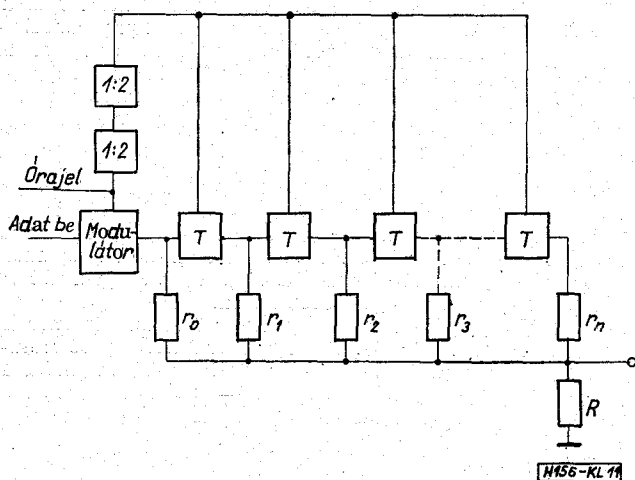
A jelenlegi technikai szinten a legsúlyosabb a disszipáció problémája. Egyetlen chip-ben 1–200 alaplogikai egység valósítható meg, s az egy lapkára megengedhető disszipáció 1/4W. Így az egy alapegységre jutó maximális veszteségi teljesítmény 3mW körül van. Megemlítjük, hogy bizonyos eredmények már vannak kisebb disszipációjú logikai áramkörök realizálásában [21].

7.1 Kvázidigitális szűrők miniatürizálása

E szűrő legnagyobb előnye, hogy a szorzás (ti. súlyfüggvényvel való beszorzás) egyszerűen elvégezhető. A szorzó ellenállás hálózat, amelynek vezérlő feszültsége arányos a késleltetett, mintavett jel amplitúdójával. Az ellenállások értékei a súlyfüggvényből adódnak (1. még 2.4 pont és 3. pont 3.3 képlet). Egy, a gyakorlatban bevált összeadó és szorzóhálózatot mutat a 10. ábra.



10. ábra. Szorzó és összeadó műveleti elem



11. ábra. Egyoldalsávú, elnyomott vívőhullámú adatmodem tömbvázlata

Az ábra alapján az $A \gg 1$ feltétellel a kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = -R_v \sum_{i=1}^n \frac{\sqrt{U_i}}{R_i} \quad (7.1)$$

A képlet alapján világos, hogy az $\frac{R_v}{R_i}$ hányadosok mint szorzói, súlyozó együtthatót jelentenek. Ez az áramkör azonban pontos ellenállás hálózatot igényel,

amely a jelenlegi technológiával vékonyréteg formában valósítható meg. A vékonyréteg technikának megvan még az az előnye is, hogy az alaplapra az MSI chip-ek igen jól beültethetők, s a beültetéshez szükséges áramkörök általános célú, tehát nem kizárólag szűrő célra, nagy költséggel kifejlesztett egységek.

A kvázidigitális szűrőcsalád egy, a gyakorlatban már megvalósított példája a Philips cég digitális modulátorból és kvázidigitális szűrőből álló adatmodemje. A 11. ábra mutatja az egyoldalsávú, elnyomott vívőjű adó tömbvázlatát. Mivel a vívő és az adat jel is digitális, a kiegyenlített modulátor egy modulo 2-es összeadóval megvalósítható.

A kvázidigitális szűrő, amelynek feladata, hogy az egyik oldalsávot levágja, 12 bistabil áramkört tartalmaz, amelyek a súlyozó ellenállásokkal vannak összeköttetésben. Az órajelet és a vívőt a szűrő késleltető (léptető) jeléből állítja elő 1:4 frekvencia osztással. Ennek megfelelően 9,6 kHz léptető jel esetén 2400 bit információ továbbítható másodpercenként (2400 bit). A vívő frekvenciája és az információ továbbítás sebessége megegyezik és a modulált jel spektruma a 600–3000 Hz tartományban marad. Az áramkör, amely 303 tranzisztort és 172 ellenállást tartalmaz, $2,7 \times 2,1$ mm méretű. A teljes disszipáció 600 mW.

7.2 Digitális szűrő miniatürizálása

A digitális szűrő aritmetikája lényegesen bonyolultabb, mint a kvázidigitális szűrő analóg kalkulátora. Ez a tény a magyarázata, hogy a közeli jövőben nem várható a digitális szűrő egyetlen chip-en történő megvalósítása. Jelenleg 20 chip szükséges egy olyan digitális szűrő realizálásához, amely 12 bit pontosságú jel-, és 10 bit pontosságú súlyozó tényező feldolgozását teszi lehetővé.

Ma még a digitális szűrőket diszkrét integrált áramkörökből építik fel. A Rockland Systems Corp. 24 programozható digitális szűrőt ajánl. Az alapegység másodfokú, s a kívánságnak megfelelően multiplálható (1. 5. ábra). A mintavételi frekvencia 500 KHz, s minden mintavett jel 16 bit információt hordoz. A szűrő 50 másodfokú karakterisztikát tud realizálni, egy csatornán maximálisan 10 KHz mintavételi frekvenciával.

I R O D A L O M

- [1] Hibberd, R. G.: Einführung in die Technik der integrierten Schaltungen. Orbit 3 (1968).
- [2] Hibberd, R. G.: Herstellungsverfahren von integrierten Schaltungen. Orbit 4 (1969).
- [3] McDonald, H. S.: Impact of large scale integrated circuits on ... 1968. National El. Conf.
- [4] Böhme, R.: Die aktiven RC-Netzwerke und das Sieb-schaltungsproblem der Mikroelektronik. Nachrichtentechnik, 1968.
- [5] Lubkin, Y. J.: Filter Systems and Design. Addison Wesley Publ. Comp. 1970.
- [6] Kuntz, W.: A new sample-and-hold device and ... Proc. IEEE, 56. (1958).
- [7] Speiser, A. P.: Digitale Rechenanlagen. Second edition, Springer Verlag, Berlin 1967.

- [8] *Leuthold, P.*: Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern. Philips Res. Rep. Suppl. (1967). No. 5.
- [9] *Voelcker, H. G.*: Generation of digital signaling waveforms. IEEE, Com-16 (1968).
- [10] *Kaiser, J. F.*: Some practical considerations of linear digital filters. Proc. Third. Conf. on CST. (1965).
- [11] *McDonald, H. S.*: Digital filter capabilities. Proc. TACCS 1969).
- [12] *Franks, L. E.*: An alternative approach to the realization of ... Bell System Tech. J. Sept. 1960.
- [13] *Moschytz, G. S.*: Linear active and digital filter, IEEE Spectrum, Sept. 1970.
- [14] *Rigby, G. A.*: An integrated selective amplifier using frequency translation. IEEE SC-1, Sept. 1966.
- [15] *Geffe, P. R.*: Active filters. Tech. Rept. Westinghouse El. Corp. Febr. 1969.
- [16] *Bilotti, A.*: Application of a monolithic analog multiplier. IEEE SC-3, Dec. 1968.
- [17] *Thompson, J.*: RC digital filter for microcircuit bandpass amplifiers. Elec. Equipment Eng. Mar. 1964.
- [18] *Haeden, W. R.*: Digital filter with IC's boost Q without inductors. Electronics, July 24. 1967.
- [19] *Macario, R. C.*: High Q N-path filter using diode bridges. Electronic Engr. Jan. 1969.
- [20] *Slob, A.*: Fast logic circuits with... Philips Tech. Rev. 29. 1968.
- [21] *Langer, E.*: Tune in with a new N-path filter. Electronic Engr. Nov. 1969.
- [22] *Van Garwen, P. J.*: The use of digital circuit in data transmission. Phil. Tech. Rev. 30. 1969.
- [23] *Van Garwen, P. J.*: Data modems with integrated... IEEE Trans. on C. T. Com-18 (1970).
- [24] *Rockland System Corp.* Digital filter can be multiplexed. Electronics, 43. (1970) June, No. 12.
- [25] *Darlington, S.*: On digital single-sideband modulation. IEEE Trans. on C. T. CT-17. (1970).
- [26] *Gibbs, A. J.*: On the frequency-domain responses of causal digital filters. Ph. D. diss. Univ. of Wisconsin, Madison, Jan. 1969.
- [27] *Rudin, W.*: Real and Complex Analysis. McGraw-Hill. New York, 1966.
- [28] *Hoffmann, K.*: Banach Spaces of Analytic Functions. Englewood Cliffs.... 1962.
- [29] *Masani, P. - Wiener, N.*: The prediction theory of multivariate stochastic processes. Pt. I. Acta Mathematica Vol. 98. 1957, Pt. II. Vol. 99. 1958.
- [30] *Rozanov, Yu. A.*: Stationary Random Processes. San Francisco, Holden-Day, 1967.