

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Méréstechnikai és Információs Rendszerek Tanszék

Bibók Andor

Digitális szűrőtervezés jelfeldolgozó processzoron

Konzulens

Orosz György

BUDAPEST,

Tartalomjegyzék

[Összefoglaló 4](#_Toc357299902)

[Abstract 5](#_Toc357299903)

[1 Bevezető 6](#_Toc357299904)

[2 Digitális szűrők 7](#_Toc357299905)

[2.1 FIR szűrők 7](#_Toc357299906)

[2.1.1 Tervezési eljárások 8](#_Toc357299907)

[2.2 IIR szűrők 10](#_Toc357299908)

[2.2.1 Tervezési eljárások 11](#_Toc357299909)

[2.2.2 Megvalósítás 25](#_Toc357299910)

[3 Fejlesztői környezet 28](#_Toc357299911)

[3.1 ADSP-BF537 EZ-KIT Lite 28](#_Toc357299912)

[3.1.1 ADSP-BF537 Blackfin processzor 29](#_Toc357299914)

[3.1.2 ADC és DAC 29](#_Toc357299916)

[3.2 Visual DSP++ 5.0 29](#_Toc357299917)

[4 A feladat megvalósítása 30](#_Toc357299918)

[4.1 Specifikáció és rendszerterv 30](#_Toc357299919)

[4.2 Szűrőtervezés 30](#_Toc357299920)

[4.3 Vezérlés 30](#_Toc357299921)

[4.4 Kommunikáció 30](#_Toc357299922)

[IrodalomjegyzékNincs ábrajegyzék-bejegyzés. 30](#_Toc357299923)

[Függelék 32](#_Toc357299924)

Hallgatói nyilatkozat

Alulírott **Bibók Andor**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest,

...…………………………………………….

Bibók Andor

Összefoglaló

Ide jön a ½-1 oldalas magyar nyelvű összefoglaló, melynek szövege a Diplomaterv Portálra külön is feltöltésre kerül.

Abstract

Ide jön a ½-1 oldalas angol nyelvű összefoglaló, amelynek szövege a Diplomaterv Portálra külön is feltöltésre kerül.

# Bevezető

# Digitális szűrők

Ebben a fejezetben a digitális szűrők két nagy csoportját, a véges impulzusválaszú ú.n. FIR (Finite Impulse Response) és a végtelen impulzusválaszú ú.n. IIR (Infinite Impulse Response) szűrőket ismertetem.

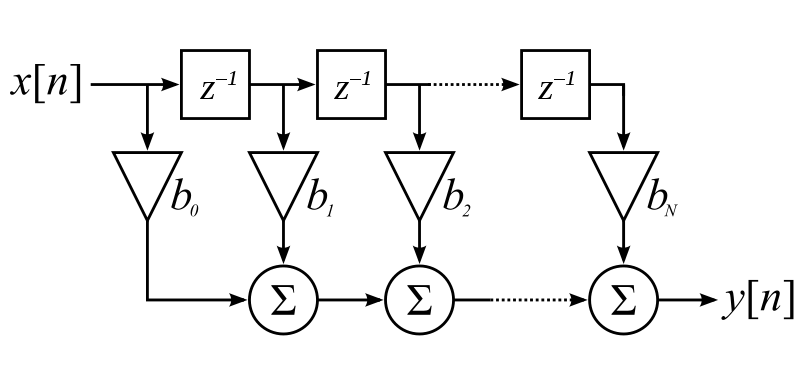
## FIR szűrők

A digitális szűrők egyik nagy osztálya a véges impulzusválaszú (FIR) szűrők. Ahogy a nevük is mutatja, bemenetüket impulzussal gerjesztve, a kimeneten megjelenő válasz véges időn belül nulla lesz. A véges impulzusválaszból következik, hogy egy FIR szűrő mindig stabil. A FIR szűrő válasza az aktuális bemenet és véges számú előző bemenet súlyozott számtani átlagaként áll elő:

ahol *bi* az i-vel előbbi bemenet súlya, *N* a fokszám, *x*[*n-i*] az i-vel előbbi bemenet, és *y*[*n*] az aktuális kimenet. A fenti művelethez tartozó jelfolyamgráf a 2-1. ábrán látható; ez a FIR szűrők megvalósításának legelterjedtebb módszere. Érdemes megjegyezni azonban, hogy a megvalósítás más fajta struktúrával is lehetséges.

Impulzus gerjesztés esetén a válasz megegyezik a súlyok sorozatával:

Ennek a transzformáltjaként kapjuk a FIR szűrők általános átviteli függvényét:



2‑1. ábra. *N*-ed fokú FIR szűrő egy lehetséges megvalósítása

A FIR szűrők egyik nagy előnye, hogy könnyű úgy tervezni őket, hogy lineáris fázismenettel rendelkezzenek, ami különösen fontos, ha a jelet alakhűen kell átvinni. Másik előnyük, hogy gyors konvolúciós eljárásokkal (FFT) könnyen és hatékonyan megvalósíthatóak. A nem rekurzív megvalósításból adódóan egyrészt mindig stabilak, másrészt a megvalósítás módjából származó hibák (pl.: kerekítések) jól kézben tarthatóak.

A FIR szűrőknek előnyeik mellett hátrányaik is vannak. Ezek közül az egyik legjelentősebb, hogy nagy szelektivitás eléréséhez jóval nagyobb fokszám szükséges, mint egy IIR szűrő esetén. Ennek következménye, hogy a késleltetések, és a szűrő együtthatóinak tárolására nagyméretű memóriával kell rendelkezni. Egy FIR szűrő tervezése nagyobb számítástechnikai apparátust igényel, mint egy IIR szűrőé, ráadásul a számítástechnikai igény a fokszámmal arányosan, a lineárisnál gyorsabban növekszik, ugyanakkor bonyolult, általános és optimális amplitúdó karakterisztikák közelítése is lehetséges.

### Tervezési eljárások

FIR szűrők tervezésére számos módszert dolgoztak ki. Az alábbiakban két, egymástól lényegesen eltérő megoldás kerül bemutatásra.

#### Szűrőtervezés ablakozással

Az ablakozásos módszer célja, hogy az ideális szűrő végtelen hosszú impulzusválaszát véges hosszúra csonkolja, egy megfelelően megválasztott függvény segítségével. Ennek fő oka a Gibbs-oszcilláció csökkentése, ami a frekvenciamenetben jelenlévő ugrások miatt jelentkezik. Az ablakozás nem túl hatékony módszer, de mégis gyakran alkalmazzák, mivel tervezése könnyű. A tervezés fő feladata az ablakfüggvény alakjának és hosszának meghatározása. A tervezett szűrő átviteli függvényét az ideális szűrő karakterisztikájának, és az ablakozó függvénynek a konvolúciójából kapjuk. Egy ablakozó függvény annál jobban közelíti az ideális szűrőt, minél keskenyebb a főhulláma, és annál kisebb az ingadozása, minél kisebbek a mellékhullámok. Az alábbiakban néhány ablakozó függvény kerül bemutatásra:

**Háromszög ablak**

Az első mellékhullám elnyomása 26dB.

**Általános Hamming ablak**

Hanning ablakról beszélünk, ha α=β=1. Nevezik még Hann, von Hann, vagy emelt koszinusz ablaknak is. A mellékhullámok lecsengése 18dB/oktáv.

Hamming ablakról beszélünk, ha α=0.54 β=0.46. A Hamming ablak úgy lett optimalizálva, hogy az első mellékhullám minimális legyen.

**Kaiser ablak**

ahol a nullafokú módosított első fajú Bessel függvény, *N* a fokszám, és *α* az ablak formáját megadó paraméter. Nagyobb *α* mellett szűkül a főhullám, de a mellékhullámok növekszenek, kisebb *α* mellett ennek a fordítottja igaz. A Kaiser ablak a főhullámban lévő energiasűrűséget próbálja maximalizálni.

#### Szűrőtervezés Remez-algoritmussal

A FIR szűrők tervezésének egy másik változata, hogy megpróbáljuk a hiba maximumát minimalizálni. Erre a feladatra a leggyakrabban használt módszer a Remez‑algoritmus. A Remez-algoritmus egyenletes ingadozású, lineáris fázisú FIR szűrő tervezésére alkalmas. Ez a fajta közelítés Csebisev-approximáció, a szűrő átviteli karakterisztikája:

ahol a megvalósítandó karakterisztikától függően (pl.: aluláteresztő). A Remez-algoritmus úgy állítja be a együtthatókat, hogy a maximális hiba minimális legyen.

## IIR szűrők

A végtelen impulzusválaszú szűrők alkotják a digitális szűrők másik nagy csoportját. A végtelen impulzusválasz elnevezés arra utal, hogy stabil esetben is végtelen ideig tart a válasz lecsengése, tart a nullához, de nem áll be véges időn belül. Megvalósításuk rekurzív struktúrákkal történik, visszacsatolást tartalmaznak.

Az IIR szűrők legtöbb hibája pont a rekurzív jellegből származik. A visszacsatolás miatt a szűrő nem feltétlenül lesz stabil, amit a véges hosszon történő számábrázolás tovább nehezít. A megvalósítás során, műveletvégzés közben általában növekszik a szóhossz (pl.: szorzásnál), amit visszacsatolás előtt vissza kell csonkolni, ami információveszteséggel jár. Ez az információveszteség jobb esetben zajnak tekinthető, rosszabb esetben azonban, ha összemérhető a jellel (alacsony bemeneti szint mellett), stabilitási problémákhoz is vezethet. Az első esetben, jó megvalósítás mellett minimalizálható a zaj hatása, azonban analitikusan nehezen vagy egyáltalán nem számítható a visszacsatolások miatt. A második eset a határciklusokra vonatkozik. Ezek akkor lépnek fel, ha alacsony jelszint mellett, a szűrő önfenntartó oszcillációba kezd a rendszer, ami lehet konstans, vagy periodikus jellegű. A számábrázolásból adódó másik probléma nagy jelszinteknél jelentkezik, ugyanis ilyenkor alul- vagy felülcsordulás léphet fel. Ez ellen a változó szaturációjával (a változó minimálisra vagy maximálisra állítása túlcsordulás esetén) védekeznek. Elvi jellegű hátrány még, hogy nem tervezhető lineáris fázismenet, mivel a stabilitás miatt nem lehet az egységkörön kívül pólus.

A végtelen impulzusválaszú szűrők egyik fő előnye, hogy létezik analóg megfelelőjük. Tervezésük is nagy részben ezen alapszik, mivel a digitális szűrők megjelenésekor az analóg szűrőtervezési módszerek már jól kiforrottak voltak. Másik előnyük, hogy a FIR szűrőkhöz képest jóval kevesebb memóriára van szükségük ugyanazon specifikáció megvalósításához.

Az IIR szűrők általános időfüggvénye:

alakú, ahol az aktuális kimenet, az *i*-vel előbbi bemenet, a *j*-vel előbbi kimenet, az *i*-vel előbbi bemenet együtthatója, a *j*-vel előbbi kimenet együtthatója. Az általános átviteli függvény:

### Tervezési eljárások

A végtelen impulzusválaszú szűrők tervezésének legkézenfekvőbb módszere az analóg szűrők transzformálása. Ennek fő oka, hogy a digitális szűrők megjelenésekor az analóg szűrők tervezési eljárásai már jól kidolgozottak voltak. A tervezés menete a következő: megtervezzük a kívánt karakterisztikájú analóg aluláteresztő referens szűrőt, majd transzformáljuk a kívánt frekvenciára és formára (alul-, felül áteresztő, sáváteresztő, sávzáró), végül a kapott szűrőt diszkretizáljuk. Az így keletkezett digitális szűrő ezután implementálható egy választott megvalósítási struktúrával.

2‑2. ábra. A szűrőtervezés folyamata

Implementálás

Frekvenciatranszformáció

Paraméterek normalizálása

Digitalizáció

Specifikáció

Transzformált szűrő

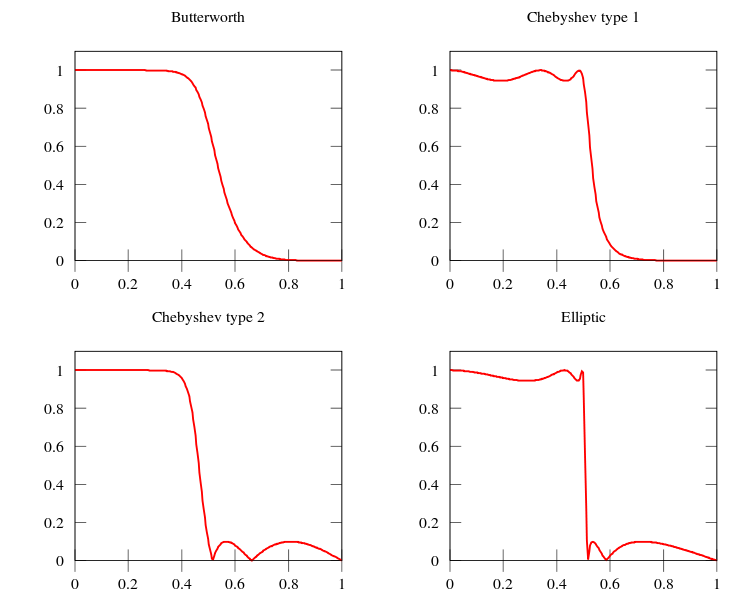
Digitális szűrő

Referens szűrő

Megvalósítás

#### Analóg referens szűrő tervezése

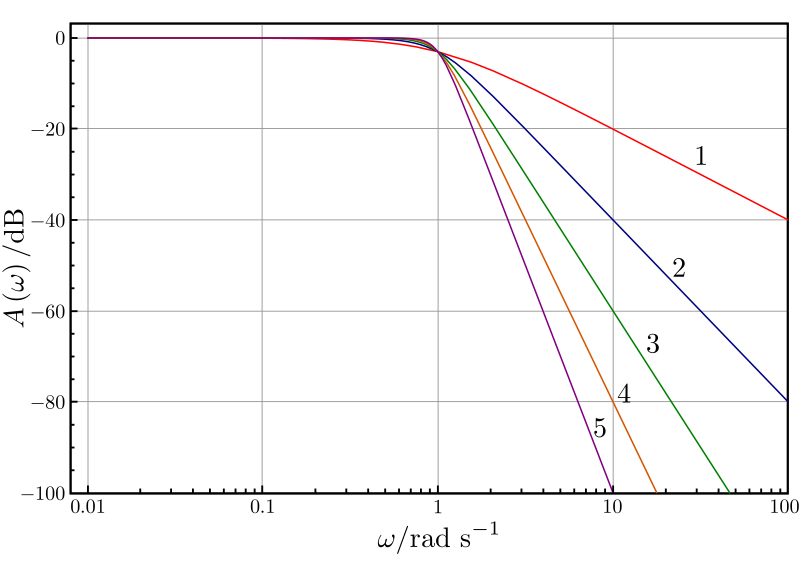
A referens szűrő egy *ω* = 1 törésponti frekvenciájú analóg aluláteresztő szűrő. Tervezésekor az ideális aluláteresztő szűrőt próbáljuk közelíteni egy adott alakú átviteli karakterisztikával (2‑3. ábra). Az approximáció során megkapjuk a választott karakterisztikának, a megadott specifikációt kielégítő, paramétereit. Az approximációra többféle eljárás ismert, a következőkben a leggyakoribb módszereket ismertetem (2‑3. ábra).



2‑3. ábra. Általánosan elterjedt approximációs típusok

**Butterworth szűrő**

A Butterworth szűrő, másik nevén maximálisan lapos szűrő, úgy közelíti az ideális aluláteresztő szűrőt, hogy az áteresztő sávban minél laposabb legyen az átviteli karakterisztika. A maximális laposság előnye, hogy az áteresztő sávba eső frekvenciakomponenseket nagyjából egységnyi erősítéssel viszi át és a fázismenete is közel van a lineárishoz. (Ez a törésponti frekvenciához közeledve leromlik.) Hátránya, hogy a többi approximációs típushoz képest kisebb a szelektivitása.



2‑4. ábra. Butterworth átviteli karakterisztikák, különböző fokszámok esetén

Átviteli karakterisztikája a következő alakban írható fel:

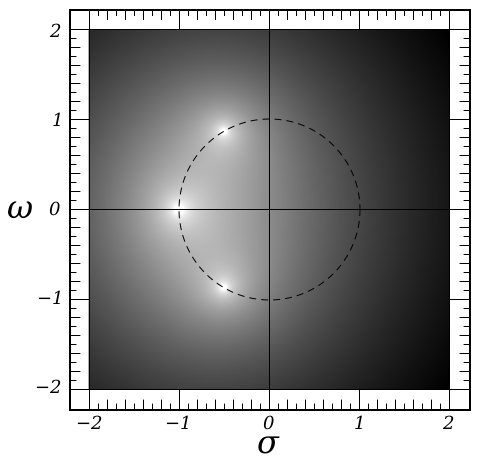
ahol *N* a fokszámot jelöli. Az *ε* értékét a legnagyobb megengedett csillapításból (az áteresztő sáv szélén) kapjuk meg:**Hiba! A hivatkozási forrás nem található.**

Amennyiben a zárósáv paraméterei (záró frekvencia *Ω*z, minimális csillapítás *a*z) vannak megadva, a szűrő fokszáma a következő módon számítható:

A fokszám, és az *ε* paraméter ismeretében már ki tudjuk számolni az átviteli karakterisztika pólusait (az analóg Butterworth szűrőnek zérusai nincsenek):

ahol:

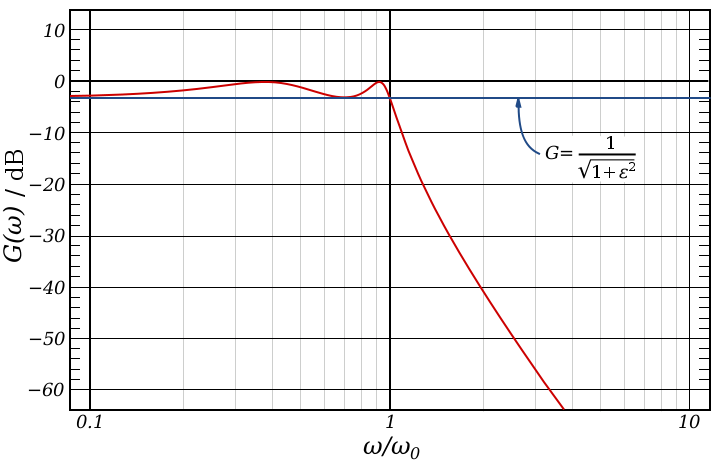
A fentebbi képletek alapján megállapíthatjuk, hogy a gyökök egy *A* sugarú kör bal felén helyezkednek el egymástól egyenletes távolságban (2‑5. ábra).



2‑5. ábra. Egy harmadfokú Butterworth szűrő pólus-zérus eloszlása (a pólusok fehérrel)

**Csebisev szűrő**

A Csebisev approximáció során, a frekvenciamenet gyorsabb letörésének érdekében az áteresztő sávban feláldozzuk annak maximális laposságát, és megengedünk egy maximális ingadozást. Erre a feladatra kitűnően alkalmasok a Csebisev-polinomok, mivel a [-1,1] tartományban ±1 között egyenletesen ingadoznak, és a végtelenben a végtelenhez tartanak. A Csebisev-polinommal való közelítés következtében az áteresztő tartományban a frekvenciamenet egyenletesen fog ingadozni a specifikációban megadott értékek között, szélsőértékeit a szűrő fokszámával megegyező esetben veszi fel. A törésponti frekvencián megegyezik a maximálisan megengedett hibával, azon túl monoton csökken.



2‑6. ábra. A Csebisev szűrő amplitúdó karakterisztikája

A szűrő átviteli karakterisztikája:

ahol *N* a szűrő fokszáma, *ε* határozza meg az ingadozást, és *TN(ω)* az *N*-edrendű Csebisev-polinom:

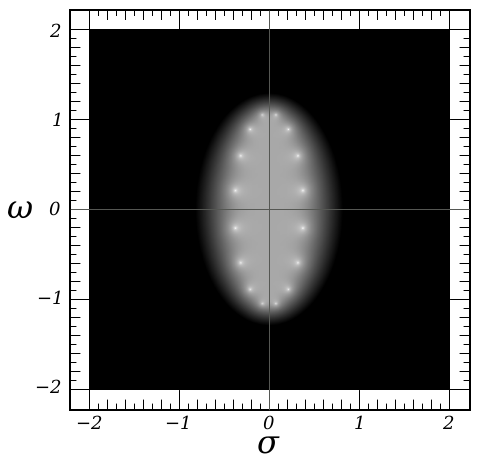
A kívánt maximális ingadozás ismeretében *ε*-t a következő képlettel számíthatjuk ki:

Ha a zárósáv paraméterei (záró frekvencia *Ωz*, minimális elnyomás *az*) vannak megadva, a szűrő fokszáma a következő módon számítható:

A szűrő fokszámának, és az *ε* ismeretében a pólusok:

ahol:

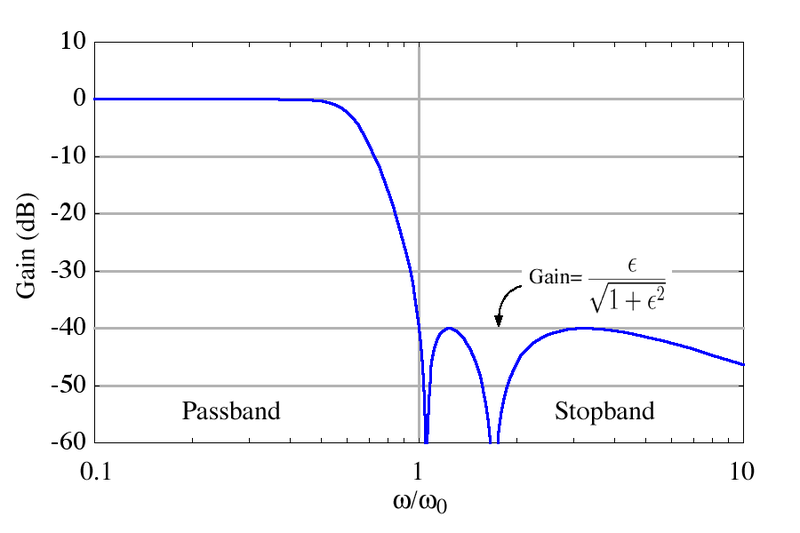
Könnyen belátható, hogy a szűrő pólusai, a komplex számsíkon ábrázolva, egy ellipszis bal ívének mentén helyezkednek el (2‑7. ábra. Csebisev szűrő pólus-zérus eloszlása2‑7. ábra.) A Csebisev szűrő átviteli függvénye, a pólusokkal felírva:



2‑7. ábra. Csebisev szűrő pólus-zérus eloszlása

**Inverz Csebisev szűrő**

Az inverz Csebisev szűrő esetén az áteresztő tartományban maximálisan laposan közelítjük az ideális karakterisztikát, míg a záró tartományban megengedjük annak bizonyos ingadozását. A frekvenciamenet monoton csökken az áteresztő tartományban, a záró frekvencián megegyezik a minimális elnyomással, a felett egyenletesen ingadozik a minimális- és a végtelen elnyomás között (2‑8. ábra).



2‑8. ábra. Inverz Csebisev szűrő frekvenciamenete

A szűrő átviteli karakterisztikája, ha a záró frekvencia egységnyi, és a minimális elnyomást meghatározó tényező az *ε*:

Azonban, ha a referens szűrő általunk használt definícióját kívánjuk alkalmazni, a fentebbi egyenlet bonyolultabb formát ölt:

Az *ε* tényezőt a következőképpen számíthatjuk:

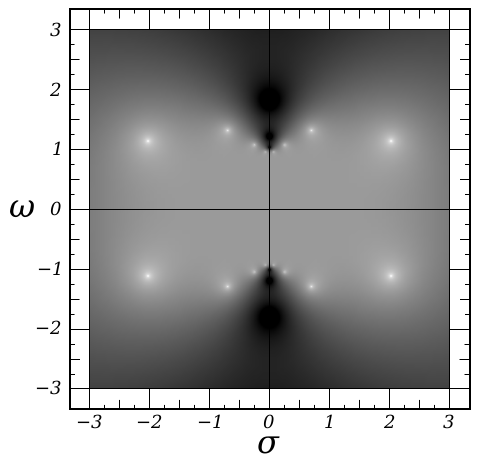
ahol *a0* a törésponti frekvencián, *az* a stop frekvencián mért erősítés.

Amennyiben nem ismerjük a szűrő fokszámát, azt az alábbi képlettel számíthatjuk:

Azonban, mivel *N*-et a következő egészre kerekítettük fel, rögzített *Ωz* esetén *ε* csökkenni fog, aminek következtében az áteresztő vagy a záró tartományban megadott specifikációt túl fogjuk teljesíteni. A lentebb bemutatott pólus-zérus számítási algoritmus a záró tartományban megadott minimális elnyomással számol, így végső soron az áteresztő tartományban lesz kisebb a maximális elnyomás. A pólusok és zérusok kiszámítása a következő módon történik:

ahol:

Az inverz Csebisev szűrő pólusokkal és zérusokkal felírt átviteli függvénye a következő:



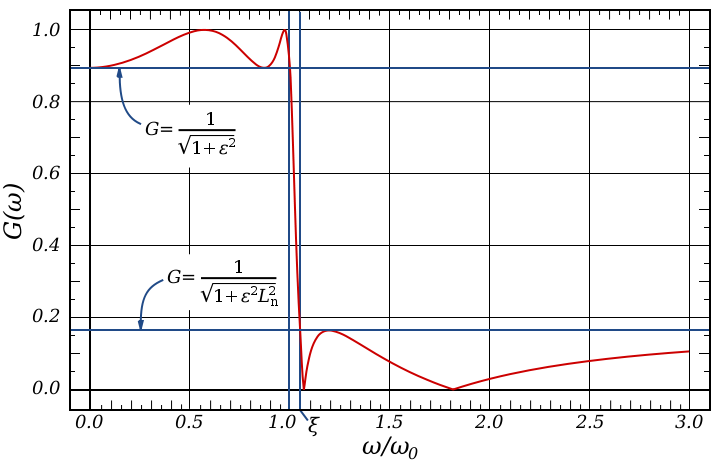
2‑9. ábra. Inverz Csebisev szűrő pólus-zérus eloszlása

**Elliptikus (Cauer) szűrő**

A Cauer szűrő esetében, a szelektivitás növelésének érdekében további engedményeket teszünk a karakterisztika lapossága felé. Mind az áteresztő, mind a záró tartományban megengedünk egy bizonyos fokú ingadozást (2‑10. ábra). Az átviteli függvény a következő:

ahol *GN(ω)* a Csebisev-polinom általánosítása, számításához elliptikus integrálokra van szükség. A polinom nem csak *ω* függvénye, így lehetőség van különböző mértékű ingadozás felírására a két tartományban.

Az elliptikus szűrő számítása, az elliptikus integrálok miatt, jóval nehezebb, mint az első három tárgyalt szűrőé, részletezésével nem foglalkozunk.



2‑10. ábra. Elliptikus szűrő amplitúdó karakterisztikája

#### Transzformálás

A frekvencia-transzformáció két lépésből áll. Miután megkaptuk a referens aluláteresztő szűrőt, azt át kell alakítani a kívánt formájúvá, majd el kell tolni a specifikációban megadott frekvenciára.

**Aluláteresztő**

Aluláteresztő szűrő esetén az első lépés kihagyható. A kívánt karakterisztika az

helyettesítéssel kapható. Ez esetben a pólusok és a zérusok a következőképpen módosulnak:

**Felüláteresztő**

Felüláteresztő szűrő esetén a helyettesítés a következő:

A pólusok és zérusok megváltozása:

Ezen felül pólus esetén bejön egy differenciátor, illetve zérus esetén egy integrátor.

**Sáváteresztő**

Sáváteresztő szűrő esetében már bonyolultabb az átalakítás. A behelyettesítés:

ahol ω0 a sávközépi frekvencia, ωd a sávszélesség, és teljesülnek a következők:

Ha elvégezzük a behelyettesítést egy aluláteresztő tagba, akkor az a következőképpen fog alakulni (felüláteresztő tag esetén a reciproka):

A pólusok és zérusok megváltozása itt már bonyolultabban adódik:

**Sávzáró**

Sávzáró transzformációnál a behelyettesítendő a sáváteresztő reciproka:

ω0-ra és ωd-re a sáváteresztőnél megadott feltételek vonatkoznak. A transzformált aluláteresztő tag:

A transzformáció az eredeti egy pólust kettőre bontja szét, és behoz egy tisztán képzetes zéruspárt az ω0 frekvenciára. Az új pólusok a sáváteresztőhöz hasonló módon számíthatóak:

#### Áttérés a diszkrét időtartományba

Eddig a pontig gyakorlatilag egy analóg szűrőt terveztünk meg. Az alábbiakban néhány olyan módszer kerül bemutatásra, amelynek segítségével áttérhetünk a diszkrét időtartományba:

**Impulzus-invariáns transzformáció**

Ennél a módszernél a digitális- és az analóg szűrő impulzusválaszát próbáljuk összhangba hozni. A módszer alapja az folytonos idejű impulzusválasz mintavételezése:

ahol a diszkrét-, a folytonos impulzusválasz és a mintavételi idő. Az impulzusválaszokat transzformálva:

Az átalakítás során a pólusokat a leképzéssel kapjuk meg, a zérusokról nincs közvetlen információnk, meghatározásuk az és alapján történik. Az átalakítás a folytonos rendszer stabil pólusait stabil diszkrét pólusba viszi át. Az impulzus-invariáns transzformáció során átlapolódás léphet fel, ezért ügyelni kell a jel sávhatároltságára.

**Illesztett-Z transzformáció**

Az illesztett-z transzformációnál mind a pólusokat, mind a zérusokat a leképzéssel visszük át a z-tartományba.

ahol zérus, pólus és a mintavételi idő. Az illesztett-z transzformációra is igaz, hogy stabil folytonos pólust stabil diszkrét pólusba visz át, illetve ebben az esetben is ügyelni kell a jel sávhatároltságára, különben átlapolódás léphet fel.

**Bilineáris transzformáció**

A bilineáris transzformáció, jó tulajdonságainak köszönhetően, a leggyakrabban használt leképzési módszer. Megőrzi a rendszer stabilitását, az s-sík bal felét a z-síkon az egységkörön belülre képzi le, míg képzetes tengelyt magára az egységkörre. Ugyanúgy, ha a szűrő minimál fázisú volt folytonos időben, ezt a jellegét megtartja a diszkrét időtartományban is. A leképzés a következő behelyettesítéssel hajtható végre:

A paraméter egy skálázási tényező, feladata a digitális és analóg frekvenciapontok megfelelő átvitele. Alapesetben a nulla frekvencia kerül pontos átvitelre, ami esetén igaz. A kifejezést visszahelyettesítve megkaphatjuk a diszkrét és a folytonos frekvenciatengely közötti összefüggést:

ahol a folytonos idejű körfrekvencia, a diszkrét körfrekvencia, és a mintavételi idő. A fenti képlet alapján látszik, hogy a bilineáris transzformáció nemlineáris torzítással felelteti meg az analóg és a diszkrét frekvenciatengelyt. Ennek a nemlineáris leképzésnek az egyik legfontosabb következménye, hogy megakadályozza az átlapolódást. Ugyanakkor megváltoztatja a töréspontok (pólusok, zérusok) egymáshoz viszonyított helyzetét, és ezzel módosítja az amplitúdó- és fáziskarakterisztikát. A frekvenciatorzítás hatásainak csökkentése érdekében vagy előtorzítjuk az analóg körfrekvenciát:

ahol a kívánt diszkrét körfrekvencia, vagy a paraméterrel közvetlenül beállíthatjuk, hogy melyik frekvencia legyen pontosan leképezve:

ami esetén megegyezik az alap -sel.

Egy aluláteresztő tag bilineáris transzformáltja a következő:

ahol a folytonos-, a diszkrét pólus, és igaz, hogy:

### Megvalósítás

Az IIR szűrők implementációjára általánosan jellemző a rekurzív jelleg. Sok féle megvalósítási módszer létezik, az alábbiakban ezek közül kerül néhány részletesebb ismertetésre.

#### Direkt formák

A direkt formák főként elméleti jelentőséggel bírnak. Előnyük, hogy közvetlenül felírhatóak az átviteli függvényből, ugyanakkor nagyobb fokszám esetén (akár kettő fölött is), az együtthatók és a gyökök közötti nemlineáris összefüggés miatt, az együtthatók kis megváltozása nagy gyökeltérést okozhat, ami jobb esetben a karakterisztika megváltozásával jár, rosszabb esetben pedig akár instabilitáshoz is vezethet. A fenti okokból kifolyólag kettőnél magasabb fokszám mellett általában nem használnak direkt megvalósítási formákat, azonban másodfokú rendszereknél még jól kezelhetőek. A négy fajta direkt forma, másodfokú esetben, a következő pontban kerül részletes ismertetésre.

#### Biquad

A biquad egy másodfokú rekurzív szűrőtag. Neve arra utal, hogy átviteli függvénye két másodfokú függvény hányadosaként áll elő:

ahol , a két zérus, , a két pólus. Egy biquad tagnál általában célszerű minél közelebbi pólusokat és zérusokat választani, hogy ne legyenek nagy ugrások a karakterisztikában.

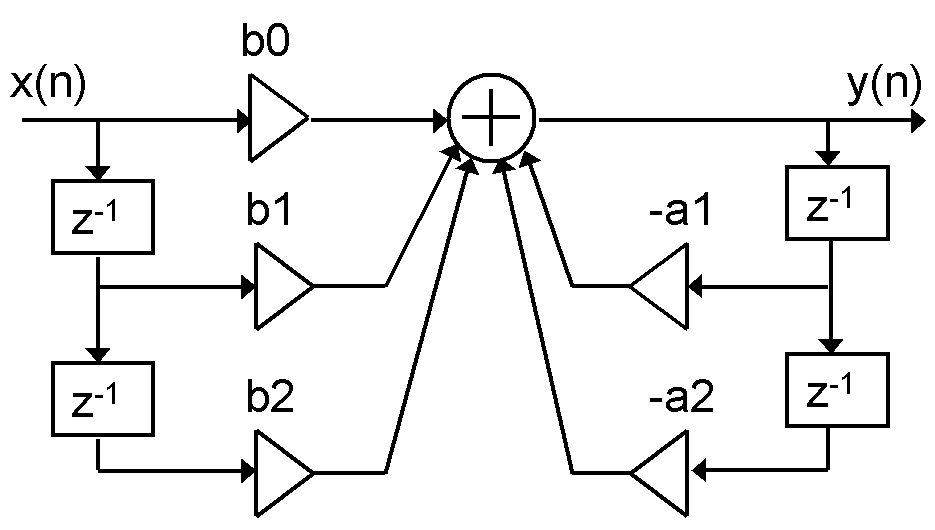
Blackfin_537_EZ-Kit-Lite61.png

2‑11. ábra kamu

A fenti átviteli függvény többféleképpen is megvalósítható. Az alábbiakban a különböző másodfokú direkt formák kerülnek részletezésre, de ezeken kívül még rengeteg megvalósítási módszer létezik.

**Direkt I.**

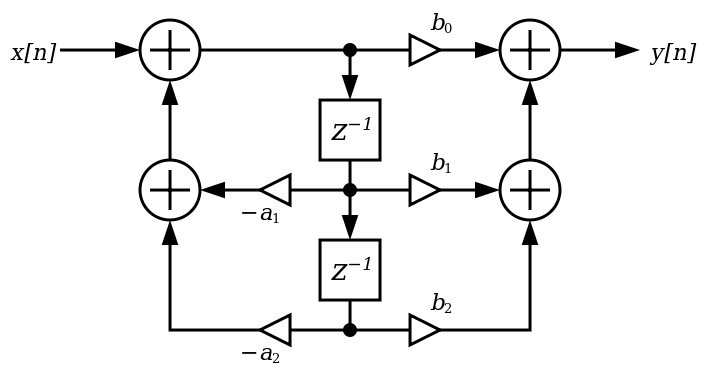
Az egyes direkt forma a legnyilvánvalóbban felírható megvalósítási mód. Megvalósítása négy késleltető tagot, öt szorzót, és egy akkumulátort igényel. A struktúra érdekessége, hogy kettes komplemens számábrázolás esetén, az egy darab akkumulátor miatt, nincs belső túlcsordulás, elég arra ügyelni, hogy a végső kimenetnél szaturáljuk a jelet, ha túlcsordulás lépne fel. A struktúra jelfolyamgráfja a 2‑12. ábrán látható.



2‑12. ábra. Direkt I-es forma jelfolyamgráfja

**Direkt II.**

A kettes direkt forma az átviteli függvény kanonikus (minimális késleltetőt tartalmazó) megvalósítási módja. A struktúrához tartozó jelfolyamgráf a 2‑13. ábrán látható.

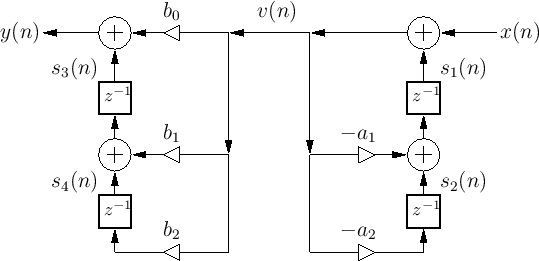


2‑13. ábra. Direkt II-es forma jelfolyamgráfja

Két késleltető tagot, két akkumulátort, és öt szorzót tartalmaz. Az első késleltető bemeneténél, és a kimenetnél túlcsordulás léphet fel, ez ellen védekezni kell (pl.: szaturációval). A struktúrát leíró időfüggvények az alábbiak:

**Transzponált Direkt I.**

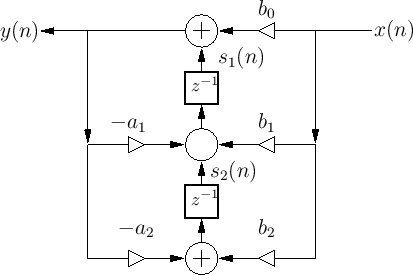
Ritkán használt struktúra, mivel sok késleltetőt és összeadót tartalmaz, és ezek több zajforrást jelentenek a rendszerben. Jelfolyamgráfja a 2‑14. ábrán látható.



2‑14. ábra. Transzponált Direkt I-es forma jelfolyamgráfja

**Transzponált Direkt II.**

A kettes direkt forma transzponált alakja. Előnye az előbbivel szemben, hogy ha felbontanánk egy-egy csak zérusokból és csak pólusokból álló tagra, akkor a jel előbb haladna át a tisztán zérusokból álló tagon, ami a gyakran használt szűrőknél általában kedvezőbb. Jelfolyamgráfja a 2‑15. ábrán látható.

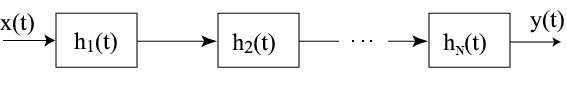


2‑15. ábra. Transzponált Direkt II-es forma jelfolyamgráfja

#### Soros és párhuzamos felbontás

A soros és párhuzamos felbontás során úgy próbáljuk meg kisebb egységekre bontani a szűrőt, hogy ezek az alaptagok párhuzamosan, vagy sorosan kapcsolva az eredeti szűrő karakterisztikáját adják. Leggyakrabban másodfokú (biquad) tagokra történik a felbontás. Soros kapcsolás esetén egyszerűbb a helyzet, csak ki kell választani a megfelelő pólus- és zérus párokat:

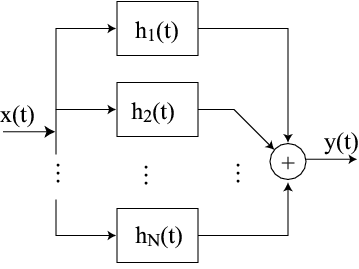
ahol , a *k*-adik zéruspár, , a *k*-adik póluspár, és *K* az eredő erősítés. Megoldandó feladat a pólusok és zérusok megfelelő összerendelése, illetve az alaptagok sorrendjének megállapítása. Az előbbi megoldására általában úgy rendelik egymáshoz a pólusokat és zérusokat, hogy azok minél közelebb essenek egymáshoz, hogy a karakterisztikában ne legyenek nagy kiemelések vagy elnyomások. A másik feladat megoldása bonyolultabb, általában számítógépes analízissel történik. Fő célja, hogy a bemenet, és a kaszkád tagok közötti átvitelben fellépő kiemeléseket és elnyomásokat minimalizálja. A kaszkád kapcsolás jelfolyamgráfja a 2‑16. ábrán látható.



2‑16. ábra. Alaptagok kaszkád (soros) kapcsolása

Párhuzamos megvalósítás esetén, az eredeti átviteli függvényt a részlettörtekre bontás módszerével bontjuk fel:

Ebben az esetben nem probléma az alaptagok kapcsolási sorrendje, azonban ez a fajta megvalósítás nagyobb bitszámot, és több szorzót igényel. A párhuzamos kapcsolás jelfolyamgráfja a 2‑16. ábrán látható.



2‑17. ábra. Alaptagok párhuzamos kapcsolása

# Fejlesztői környezet

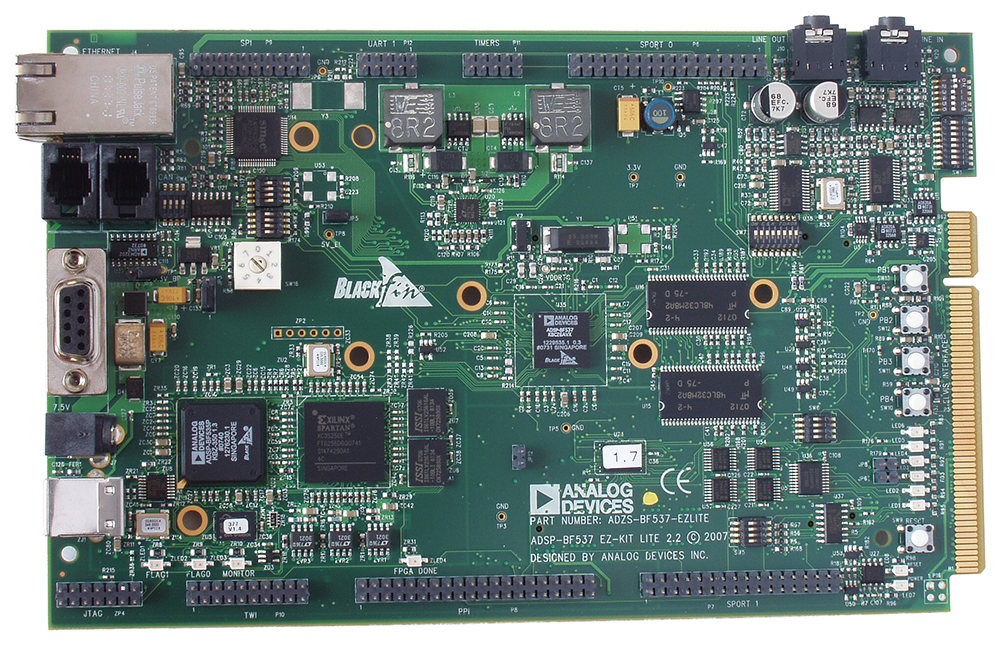
## ADSP-BF537 EZ-KIT Lite

Az ADSP-BF537 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya (3‑1. ábra) segítségével még a célhardver megépítése előtt kipróbálhatjuk az ADSP-BF537 Blackfin processzort. Általános célú felhasználásra készült, hogy a processzor minél több funkcióját megismerhessük. A fejlesztői kártya igen gazdag perifériakészlettel rendelkezik. A teljesség igénye nélkül, néhány főbb jellemzője:

* IEEE 802.3 10/100 Ethernet
* CAN 2.0B
* RS-232 UART meghajtó
* 96 kHz sztereó ADC/DAC
* 64MB SDRAM
* 4MB FLASH memória

A fejlesztői kártya tervezésekor fontos szempont volt annak bővíthetősége. A kártya több csatlakozóval rendelkezik, amik a feladattól függően, többféle funkcióra programozhatóak. Többek között található rajta soros-, párhuzamos-, és USB port, illetve UART-, TWI-, SPI-, JTAG-, és ELVIS interfész is.

A közvetlen kapcsolat érdekében a kártya rendelkezik négy (+1 RESET) gombbal, illetve hat, általánosan felhasználható LED-del is.



3‑1. ábra. ADSP-BF537 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya

### ADSP-BF537 Blackfin processzor

Az ADSP-BF537 egy, az Analog Devices által kifejlesztett jelfeldolgozó processzorok Blackfin családjába tartozó, nagy teljesítményű DSP. A processzor, az utasításkészletet tekintve, csökkentett utasításkészletű (RISC), és egy utasítással több adaton is tud dolgozni (SIMD). Az aritmetikai egységek 16-/32-bitesek, két akkumulátora 40 bites. Az aritmetikai utasítások bemenetei alapvetően 16 bitesek, míg kimeneteik 32 bitesek. A BF537 jelfeldolgozó processzor néhány egyéb tulajdonsága:

* 600MHz-es órajel (maximum)
* 132KB beépített SRAM
* állítható cache
* Ethernet MAC
* CAN 2.0B interfész

### ADC és DAC

## Visual DSP++ 5.0

# A feladat megvalósítása

## Specifikáció és rendszerterv

## Szűrőtervezés

## Vezérlés

## Kommunikáció

Irodalomjegyzék

Függelék