

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Diplomaterv

Digitális frekvenciamenet-kiegyenlítő

Készítette:
Varga Szilveszter
2005

Konzulens:
Dr. Sujbert László docens

Nyilatkozat

Alulírott, Varga Szilveszter, a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem hallgatója kijelentem, hogy ezt a diplomatervet meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, és a diplomatervben csak a megadott forrásokat használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

.....

Varga Szilveszter

Digitális frekvenciamenet-kiegyenlítő

A digitális technika elterjedésével a hangtechnikában alkalmazott analóg módszereket fokozatosan felváltották a digitális megoldások. Így történt ez a frekvenciamenet-kiegyenlítők területén is. A frekvenciamenet-kiegyenlítők olyan eszközök, amelyek segítségével a hangspektrum alakulása befolyásolható, segítségével lehetőség nyílik felvételek minőségének javítására, színezésére, hangosítások beállítására. Ez lényegében jelfeldolgozás, amihez a digitális technikában széles körben alkalmazott eszköz a DSP. A diplomaterv-feladat célja egy digitális frekvenciamenet-kiegyenlítő megvalósítása az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártyán. A feladat tartalmazza a frekvenciamenet-kiegyenlítők áttekintését és egy választott megoldás bemutatását, végül a bemutatott megoldás megvalósítását.

A választott megoldás a multi-komplementer szűrőbank, amelynek előnye, hogy a megvalósított alsávok számától független, véges számítási kapacitást igényel, és a kimenetén megvalósítja a jel hibátlan helyreállítását, hátránya lehet, hogy az alsávok számának növelésével a memóriaigénye sokszorosára nő. Működését tekintve minden alsávnál az átmeneti sáv meredekségét a kernel szűrő határozza meg, amely különböző mintavételi frekvenciákon működik az egyes alsávoknak megfelelően. A megvalósítás lényeges eleme a decimálás, amellyel a mintavételi frekvencia fokozatosan csökkenthető az egyes alsávokhoz minimálisan szükséges értékre és az interpolálás, amely a jel helyreállításához szükséges. Az említett tulajdonságok figyelembevételével a kialakított szűrőbank öt alsávot tartalmaz. Az alkalmazott mintavételi frekvencia 44100 Hz, aminek következtében a jelfeldolgozásra $22.67 \mu\text{s}$ idő jut két mintavétel között. A felhasznált DSP-n a megvalósított szűrőbank majdnem teljesen kihasználja ezt az időt, így csak egyetlen csatorna kezelésére alkalmas (mono). Ahhoz, hogy a sztereo működés elérhető legyen a meglévő processzor megduplázható, vagy egy gyorsabb processzort lehet alkalmazni, ehhez az Analog Devices kínálatában található DSP, amely az alkalmazott processzorral kód-kompatibilis (például az ADSP-21262). A szűrőbankhoz kezelőfelület nem lett kialakítva, ennek megvalósítása a továbbfejlesztés egyik lehetősége.

Digital equalizer

With the spread of digital signal processing, the analog methods in acoustical engineering are gradually interchanged by digital solutions. It happened on the area of equalizers as well. The equalizers are such devices which have influence to the audio spectrum. With the help of these devices we have the opportunity to correcting and toning recordings, and setting in acoustical irradiation. This is essentially signal processing, and the applied device is a DSP. The aim of this project was to develop an equalizer on an ADSP-21061 EZ-KIT Lite developing card. The project gives an overview of equalizers and introduces the chosen solution, finally the realized solution is detailed.

The chosen solution is the multi-complementer filter bank. The benefits of this filter bank are that the computational capacity is independent of the number of realized subbands and it perfectly reconstructs the signal on the output of the filter bank. Possible disadvantage is the memory demand extremely increasing with the increasing of the subbands. Functionally the slope of the transition bandwidth in every subbands is determined by the so-called kernel filter, which works on different sampling rates suitably to subbands. The important part of the realization are the decimation, which provides successively halved sampling frequency to the minimal required value for subbands, and the interpolation which is necessary for the reconstruction of the signal. According to the above conditions, the realized solution consist of five subbands. The sampling frequency used is 44100 Hz, therefore the available computational time between two sampling is 22.67 μ s. The implemented filter bank almost entirely exploits the DSP's computational capacity, so that it can handle only one channel (mono). If we want it to work in stereo mode, we should duplicate the ADSP-21061 processor, or we should change it to a faster one. E.g., ADSP-21262 also from Analog Devices can be applied. The equalizer implemented has no user interface. It could be the next task in the further development.

Tartalomjegyzék

1. Bevezető	6
2. A frekvenciamenet-kiegyenlítés lehetséges módjai	7
2.1. Analóg módszerek	7
2.2. Digitális módszerek	17
3. A kiválasztott megoldás részletes ismertetése	22
3.1. Bevezető	22
3.2. Decimálás és interpolálás	22
3.3 A multi-komplementer szűrőbank ismertetése	27
4. A kiválasztott megoldás gyakorlati megvalósítása	39
4.1. A fejlesztés eszközei	39
4.1.1. Hardver eszközök, az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya	39
4.1.2. Szoftver eszközök	45
4.2. A választott frekvenciamenet-kiegyenlítő megvalósítása	46
4.2.1. A szűrőbank specifikációja, szűrőtervezés	46
4.2.2. A megvalósított program felépítése, működése	56
5. Összefoglalás	67
Irodalomjegyzék	69

1. fejezet

Bevezető

Napjainkban a hangtechnikában széles körben alkalmazzák a frekvenciamenet-kiegyenlítőket. Segítségükkel lehetőség nyílik a hangfelvételek javítására, színezésére, élő hangosítások beállítására. Kezdetben ezt az analóg technika segítségével oldották meg, de ma már elterjedtebbek a digitális módszerek. A diplomaterv keretében áttekintésre kerül néhány az analóg és digitális területen alkalmazott módszer a frekvenciamenet-kiegyenlítés területén. A későbbi fejezetekben egy kiválasztott megoldás, a multi-komplementer szűrőbank megvalósítása található. Ennek első részeként bemutatva a multi-komplementer szűrőbank működését, amit a 3. fejezet tartalmaz. Itt részletesen áttekintjük a decimálás és interpolálás tulajdonságait, mivel a mintaszámcsökkentés és mintaszámnövelés a szűrőbank lényeges részét képezik, majd a szűrőbank tárgyalása következik egy egyszerű kétsávós szűrőbank megoldással kezdve, amely a következő lépésben komplementer technikával van megvalósítva. Ez után bemutatásra kerül az oktáv-sáv szűrőbank felépítése és megvalósítása a bemutatott komplementer technikával. Végül az egyes szűrőket kiterjesztve kialakul a multi-komplementer szűrőbank. A fejezet végén a szűrőbank által igényelt számítási kapacitás, és a megvalósításhoz szükséges szűrők tulajdonságai vannak leírva. A 4. fejezet tartalmazza a fejlesztési eszközök részletes bemutatását és a megvalósított szűrőbank működését. A fejlesztési eszközök leírása hardver részről tartalmazza az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya az ADSP-21061 digitális jelfeldolgozó processzor (DSP) részletes bemutatását, szoftver részről pedig a VisualDSP fejlesztői környezet és a Matlab matematikai program bemutatását. A szűrőbank megvalósításánál le van írva a szűrőbank frekvenciatartománybeli specifikálása, a szűrőbankot felépítő szűrők tervezésének menete, az általuk támasztott memóriaigény és a késleltetések alakulása. A program működésének leírásánál részletezve van a tervezett szűrők működtetése és a késleltetési vonalak kezelése, végül az eredmények bemutatása.

2. fejezet

A frekvenciamenet-kiegyenlítés lehetséges módjai

A frekvenciamenet-kiegyenlítők kezdeti formái már az 1900-as évek első felében megjelentek, innentől kezdve fejlődik ez a terület. Amíg kezdetben az analóg technika állt rendelkezésre, a digitális technika térhódításával ma már alapvetően digitális módszerekkel oldják meg ezt a feladatot. Jelfeldolgozás szempontjából a frekvenciamenet-kiegyenlítők lineáris hálózatok, amelyeket a frekvenciatartományban specifikálnak, a kiegyenlítés maga pedig szűrés. A rendszer a beérkező jelet egy szűrőbank segítségével sávokra bontja, majd sávonként eltérő súlyozással összegzi. A frekvenciasávok az emberi hallás jellegzetességeinek megfelelően logaritmikusak. A rendszer tervezésénél fontos szempont, hogy az egyes sávokra nézve egyenlő késleltetést kell megvalósítani, hogy az összegzett jel ne torzuljon.

A fejezet további részeiben áttekintésre kerül néhány megoldás mind az analóg, mind a digitális technika területéről.

2.1. Analóg módszerek [1]

A frekvenciamenet-kiegyenlítők megjelenése többek között Hollywoodnak is köszönhető. A hangosfilm következtében kerültek először hanglejátszó rendszerek a filmszínházakba, és néhány ember figyelmét felkeltette, hogy a lejátszott hang milyen rossz minőségű. Ezen emberek egyike volt John Volkman. Volkman volt az első, aki állítható frekvenciamenet-kiegyenlítőt alkalmazott, így megjelentek az első kiegyenlítők, amelyeket a filmszínházakban is alkalmaztak. Amíg a Bell Laboratórium korábban rögzített kiegyenlítőt alkalmazott az audio átvitel veszteségeinek korrigálására egy rendszer részeként, addig Volkman egyike volt az elsőnek, akik külsőleg alkalmazható kiegyenlítőt használt egy meglévő rendszer hozzákapcsolt elemeként. Innentől elkezdődött frekvenciamenet-kiegyenlítők fejlődése.

Becslések szerint a piacon eladott frekvenciamenet-kiegyenlítők mintegy 25 százaléka kerül komoly, állandó hangrendszerekbe, a maradék 75 százalék többféle területen oszlik meg, mint például élő előadások hangosítása, hangstúdiók, rádióadók, stb. A sok különböző alkalmazásnak köszönhetően a kiegyenlítőknek igen sok változata került már megvalósításra. Ezeknek megfelelően a terminológiában is sokféle elnevezés található, ezekből kerül most néhány bemutatásra:

Frekvenciamenet-kiegyenlítők a működés módja szerint

- **Passzív kiegyenlítő**

A passzív frekvenciamenet-kiegyenlítő a működéséhez nem igényel tápellátást. Csak passzív alkatrészeket tartalmaz (ellenállás, kapacitás, induktivitás). Azért kedvelt az alkalmazása, mert alacsony zajt generál, mivel nincsenek benne aktív alkatrészek, amik zajt keltenének, különösen nagy a megbízhatósága (a passzív alkatrészek ritkán mennek tönkre), és érzéketlenebb a rádiófrekvenciás interferenciára. Amiért nem kedvelik az az ára (drágák az induktivitások), a mérete és a súlya (nagyon nehéz), körültekintően kell árnyékolni, és a jelcsökkentő karakterisztikája (a passzív kiegyenlítők mindig csökkentik a jelet).

- **Aktív kiegyenlítő**

Az aktív frekvenciamenet-kiegyenlítő működéséhez tápellátást igényel. Elérhető sok különböző konfigurációban és megvalósításban. Kedvelt, mert olcsó, kis méretű, könnyű, terhelésre érzéketlenebb, jól szigetelt (nagy bemeneti és kis kimeneti impedancia), lehetőséget biztosít a jel erősítésére (kiemelésére), és vonal-meghajtással rendelkezhet. Amiért nem kedvelhetik, az a magasabb zajteljesítmény, a korlátozott dinamikataromány, a kisebb megbízhatóság, és a rádiófrekvenciás interferenciára való érzékenység. Széles körben alkalmazzák.

A kezelőfelület megoldásai:

- **Grafikus kiegyenlítő**

A grafikus frekvenciamenet-kiegyenlítő egy többsávós kiegyenlítő, ami az amplitúdó beállításához csúszkás vezérlőket alkalmaz. A nevét onnan kapta, hogy a csúszkák állása, pozíciója mintegy grafikusán megjeleníti a kiegyenlítő frekvencia választát. Ez a megoldás csak az aktív kiegyenlítőknél található meg. Mind a sáv szélesség, mind pedig a sáv középi frekvencia rögzített értékek minden egyes frekvenciasávra.

- **Forgatós kiegyenlítő**

Ez is egy többsávós kiegyenlítő, az előzőhöz hasonlóan, itt az egyes sávok amplitúdóinak a beállítását egy forgatható vezérlővel lehet megtenni. Létezik passzív és aktív megoldásban is. Az egyes sávok és sávközépi frekvenciák itt is rögzítettek minden egyes frekvenciasávra.

- **Parametrikus kiegyenlítő**

Ez a frekvenciamenet-kiegyenlítő egy többsávós kiegyenlítő, ami lehetővé teszi a közbenső sáváteresztő szűrők paramétereinek állítását. Ezek a paraméterek lehetnek az amplitúdó, a sávközépi frekvencia, és a választott frekvenciasáv szélessége. Ez a kiegyenlítő a felhasználónak lehetővé teszi az amplitúdók kizárólagos állítása mellett a sávközépi frekvencia eltolását, és a sáv által érintett frekvenciaterület szélesítését vagy szűkítését. A parametrikus kiegyenlítőnek léteznek alkategóriái is, ahol például a sávközépi frekvencia állítható, de a sáv szélessége nem módosítható. A frekvencia vezérlése történhet folytonosan, vagy kapcsoló segítségével, előre meghatározott lépésekben.

- **Csak vágó kiegyenlítő**

Ezt a megnevezést azoknál a grafikus frekvenciamenet-kiegyenlítőknél alkalmazzák, amelyek csak elnyomásra lettek tervezve. Általában aktív megoldásban valósítják meg. A csúszkák legfelső pozícióba állítása az egyenletes 0 dB-es szintet jelzik. Csak állandó hangrendszereknél alkalmazzák.

- **Kiemelő/vágó kiegyenlítő**

Ez a legáltalánosabb grafikus frekvenciamenet-kiegyenlítő, az állítható sávok száma lehet 10-től 31-ig is, a távolságuk lehet oktávnyi, vagy 1/3 oktávnyi. Az egyenletes 0 dB-es szinten a csúszkák középen helyezkednek el. Mindegyik sáváteresztő szűrő vezérelése erről a 0 dB-es pozícióból indul, a csúszka felfelé mozdításakor történik a kiemelés, lefelé mozdításakor az elnyomás. A hangtechnika iparág szinte minden ágában alkalmazzák.

A frekvenciamenet-kiegyenlítőknél alkalmazott fogalmak

- **Keskeny sávú szűrő**

Ezt az elnevezést azokra a szűrőkre alkalmazzák, amelyek keskenyebb szűrést hajtanak végre 1/3 oktávnál. Ide tartozik a parametrikus szűrők egy csoportja, néhány csak vágó frekvenciamenet-kiegyenlítő.

- **1/3 oktáv szűrő**

Ez a kifejezés olyan frekvenciamenet-kiegyenlítőket jelöl, amelyeknél a frekvenciasávok sávközépi frekvenciái az ISO (Nemzetközi Szabványügyi Szervezet) szabvány szerinti 1/3 oktáv távolságokban vannak. Általában a kiemelő/vágó kiegyenlítőknél nem csak a szűrők vannak egymástól 1/3 oktáv távolságra, hanem a sávok szélessége is 1/3 oktáv távolságnyi a -3 dB-es ponton mérve, a maximálisan kiemelt vagy elnyomott értékhez képest. A csak vágó kiegyenlítőknél nincs ilyen szabványos pont a sáv szélesség méréséhez, különböző gyártók különféle eljárások szerint adhatják meg a szűrők tulajdonságait. Néhány állandó hangrendszer-megvalósítás keskenyebb sávokat, néhány viszont szélesebbeket igényel. A keskenyebb sáv szelektívebb, de nem annyira hatékony. E két szélső eset között számos variáció létezik.

- **LC szűrő (vagy LRC)**

Az LRC szűrő passzív szűrő, amelyik induktivitásokat (L), ellenállásokat (R) és kapacitásokat (C) tartalmaz. Mind az aktív, mind a passzív frekvenciamenet-kiegyenlítők tartalmaznak ilyen LC szűrőket. Az aktív egységekben az adott szűrő elemek passzívak, az aktív elemek bufferként, keverőként, erősítőként működhetnek.

- **RC szűrők**

Az RC szűrők azon szűrők elnevezése, amelyek ellenállásból (R), kapacitásból (C) és erősítőkből (elektroncsöves, tranzisztoros, vagy integrált áramkörös) állnak. Két fő kategóriájuk létezik, az egyik alkalmazásukban induktivitást szintetizálnak (girátor) és sáváteresztő vagy egy sávzáró szűrőket valósítanak meg az eredeti LC terv alapján, a másik alkalmazásukban direktben valósítják meg a sáváteresztő vagy sávzáró szűrőket.

- **Q (sáv szélesség), jósági tényező**

Egy szűrő Q vagy jósági tényezője a szűrő sáv szélességéből kapható meg. A Q kiszámolásához a sávközépi frekvenciát el kell osztani a sáv -3 dB-es ponton mért sáv szélességével.

- **Arányos-Q kiegyenlítő**

Ezt az elnevezést a grafikus és forgató frekvenciamenet-kiegyenlítőknél alkalmazzák, azon célból, hogy leírják a sáv szélesség viselkedését a kiemelési/vágási szint függvényében. A sáv szélesség fordított arányban változik a kiemelés vagy vágás

mértékével, úgy hogy a sáv nagyon széles amikor a kiemelés/vágás kis mértékű, és nagyon keskeny lesz, amikor a kiemelés/vágás nagy mértékű.

- **Állandó-Q kiegyenlítő**

Ez az elnevezés szintén a grafikus és forgató frekvenciamenet-kiegyenlítőknél használják, az előzőhöz hasonlóan a frekvenciasáv szélességének viselkedését adja meg a kiemelés/vágás mértékének függvényében. A sáv szélesség állandó marad minden kiemelési/vágási szinten.

- **Polcoló (shelving) válasz**

Ezt a kifejezést olyan kiegyenlítésre használják, amely a frekvenciasáv végein egyenletesen sima (polc szerű) formát valósít meg a kiemelés vagy elnyomás mértékétől függetlenül. Úgy is nevezik, mint mély és magas (bass, treble) hangszínszabályozó.

- **Szimmetrikus válasz**

A szimmetrikus válasz kifejezést a kiemelő/vágó görbék összehasonlítására alkalmazzák a frekvenciamenet-kiegyenlítőknél. Ha a kiemelt jel a tükörképe az azonos mértékű vágott (csillapított) jelnek, akkor a frekvencia válasz szimmetrikus.

- **Aszimmetrikus válasz**

Ezt a kifejezést szintén a kiemelő/vágó görbék összehasonlítására alkalmazzák. Ha a kiemelt jel által alkotott frekvencia válasz nem szimmetrikus a csillapítás által okozott válasszal, akkor aszimmetrikusnak nevezik.

- **Girátor szűrők**

Girátor szűrőknek nevezik azokat a szűrőket, amelyek girátoros hálózatot alkalmaznak. A girátor a mesterséges induktivitás egy formája, ahol az induktivitás karakterisztikáját RC szűrő valósítja meg. A valódi induktivitást tartalmazó szűrőmegoldások helyett alkalmazzák.

- **Diszkrét kiegyenlítő**

A diszkrét kiegyenlítő elnevezést olyan frekvenciamenet-kiegyenlítőkre alkalmazzák, amik kizárólag különálló (diszkrét) tranzistorokat tartalmaz, szemben az integrált áramköröket tartalmazókkal.

- **Egyesítő (combining) kiegyenlítő**

A kifejezést a szomszédos frekvenciasávok összegzett válaszána leírására alkalmazzák az egyes frekvenciamenet-kiegyenlítőknél. Ha két szomszédos frekvenciasáv esetén, amikor azok összegződnek egy sima, egyenletes válasz keletkezik ingadozások nélkül, akkor az a kiegyenlítő jól teljesít. A jó egyesítő (vagy interpoláló)

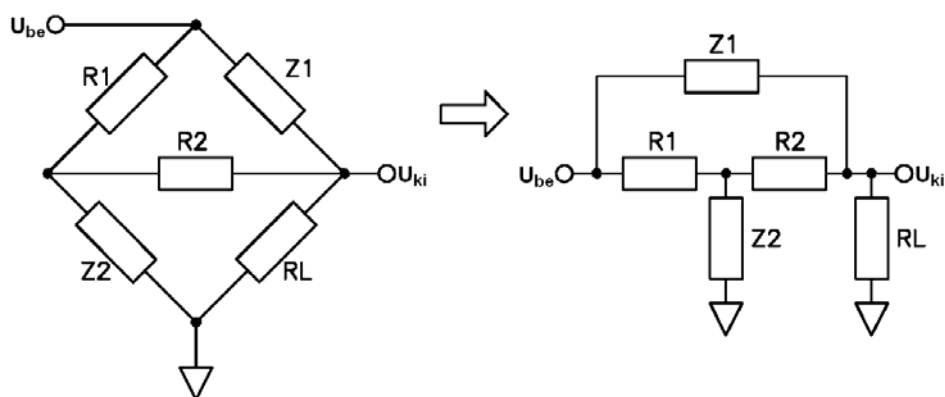
karakterisztika onnan ered, hogy a szomszédos frekvenciasávokat összegzés előtt tárolják és többszörös összegző áramköröket használnak. Ha minden sávhoz csak egy összegző áramkör létezik, akkor az összegzett kimenetnél a sávközépi frekvenciák között ingadozás tapasztalható.

Szűrő típusok

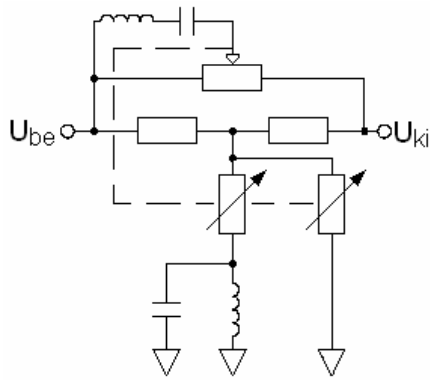
- **Passzív szűrők**

Kezdetekben a Bell Laboratórium írta le a passzív szűrőt alkalmazó frekvenciamenet-kiegyenlítőt, hogy korrigálja a teljes amplitúdó-frekvencia karakterisztikát, a korrekció ebben az esetben csak csillapítás volt. A legsikeresebb topológia a híd-T szakasz volt. Amikor híd-T szakaszt úgy oldják meg, hogy az egyes elemek értékei változtathatók (változtatható amplitúdó), megjelenik a kellemetlen, változó veszteség karakterisztikája, ami azt jelenti, hogy az amplitúdó változtatásával változik a veszteség is. Később megjelentek a konstans veszteséget (amplitúdó változtatásától független állandó veszteség) tartó passzív frekvenciamenet-kiegyenlítők.

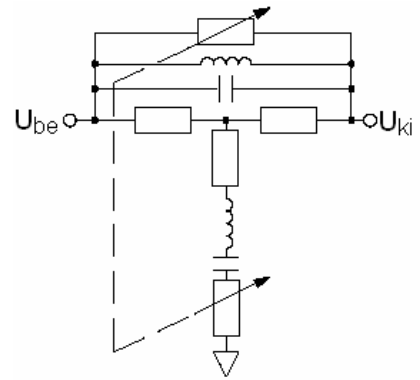
Megmutatták, hogy újrarájzolva a Wheatstone hidat, kialakul a híd-T kiegyenlítő (2.1. ábra), az ábrán a $Z1$ és $Z2$ változóan beállítható reaktív (induktivitások és kapacitások) elemek. Konstans-S (S jelöli a beépített veszteséget) néven bevezetésre került a passzív frekvenciamenet-kiegyenlítő, a konstans-K (az impedanciák függetlenek a frekvenciától) technikát alkalmazva. A 2.2. ábrán egy sávzáró konstans-S kiegyenlítő látható, a 2.3. ábrán pedig egyszerűbb kereskedelmi megoldás.



2.1. ábra A Wheatstone hid átrajzolása híd-T formára



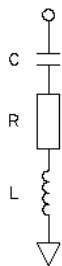
2.2. ábra Konstans-S sávzáró szűrő



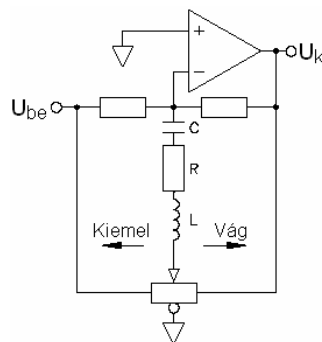
2.3. ábra Sávzáró szűrő szakasz

- **Aktív LC**

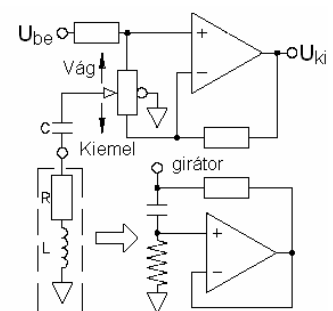
Az aktív LC megoldások általában az egyszerűbb soros rezonátor hálózatot alkalmazzák (2.4. ábra). Egy népszerű megoldás a negatívan visszacsatolt hangszínszabályozó áramkör (2.5. ábra), ahol a soros LRC rezonátor áramkör egy sáváteresztő szűrőt valósít meg. A csúszkával a sáváteresztő szűrő köthető a bemenethez, ekkor a kiemelés valósul meg, és köthető a kimenethez, ekkor a vágás valósul meg. Egy másik gyakran alkalmazott megoldás a 2.6. ábrán látható, itt a soros rezonátor tag a műveleti erősítő két bemenete közé van kötve. Ha az erősítő pozitív bemenetére van kapcsolva, akkor egy frekvenciaszelektív csillapítóként működik, ha a negatív bemenetre van kapcsolva, akkor egy frekvenciaszelektív erősítésfokozóként működik.



2.4. ábra Soros rezonátor



2.5. ábra Aktív LC egy népszerű megoldása



2.6. ábra Aktív LC girátoros helyettesítéssel

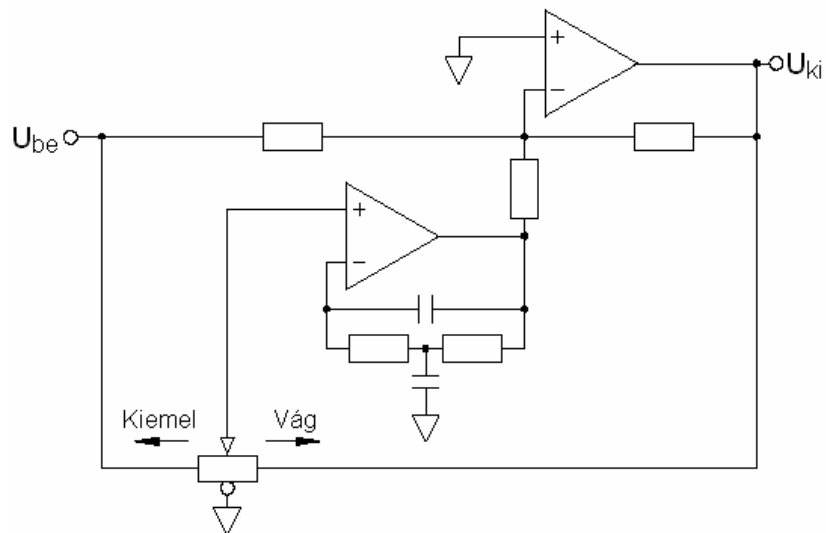
- **Aktív RC, arányos-Q**

Az aktív RC szűrőt tartalmazó megoldások nagyon költség-hatékony megvalósítást tesznek lehetővé, mivel elemei olcsóbbak az induktivitásnál. A legnépszerűbb megoldások girátort alkalmaznak, ez a szintetikus induktivitás kiváltja a

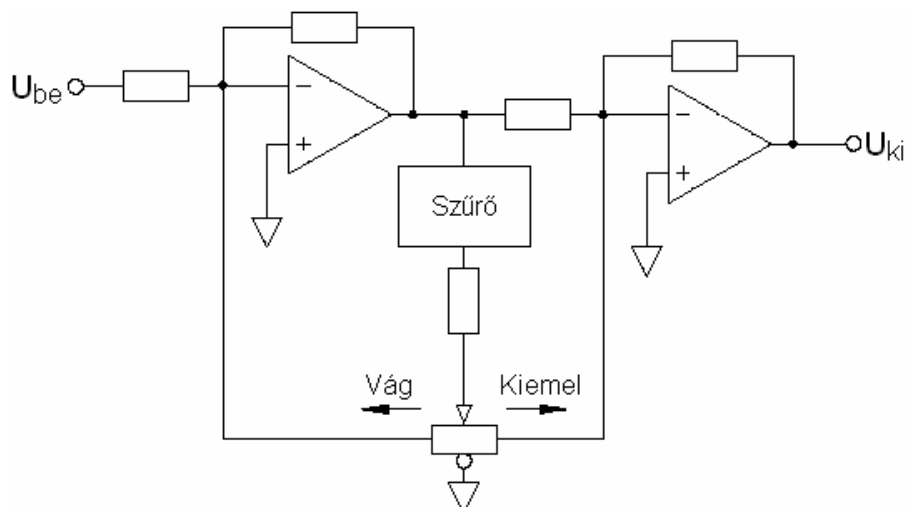
soros rezonátor áramkört, ahogy az a 2.6. ábrán is látható, és ez a legáltalánosabban alkalmazott arányos-Q megvalósítási módszer, amit sok gyártó alkalmaz.

- **Aktív RC, állandó-Q**

Az első 1/3-oktáv, álland-Q grafikus frekvenciamenet-kiegyenlítő 1973-ban jelent meg magánfelhasználásban, egyénileg előállítva. Kereskedelmi forgalomban csak 1981-től jelent meg. Ez a kialakítás a 2.5. ábrán látható megoldást követi, úgy hogy a soros rezonátor tagot egy aktív RC taggal helyettesíti egy híd-T visszacsatoló áramkört alkalmazva. A 2.7. ábrán ennek a megoldásnak egy egyszerűsített vázlatja látható. Később a kereskedelmi forgalomban megjelenő változat egy általánosan használt elrendezése a 2.8. ábrán látható. Itt a fő eltérés a 2.7. ábrabeli megoldáshoz képest az, hogy a kiemelő és a vágó funkció két külön műveleti erősítőre kapcsolódik.



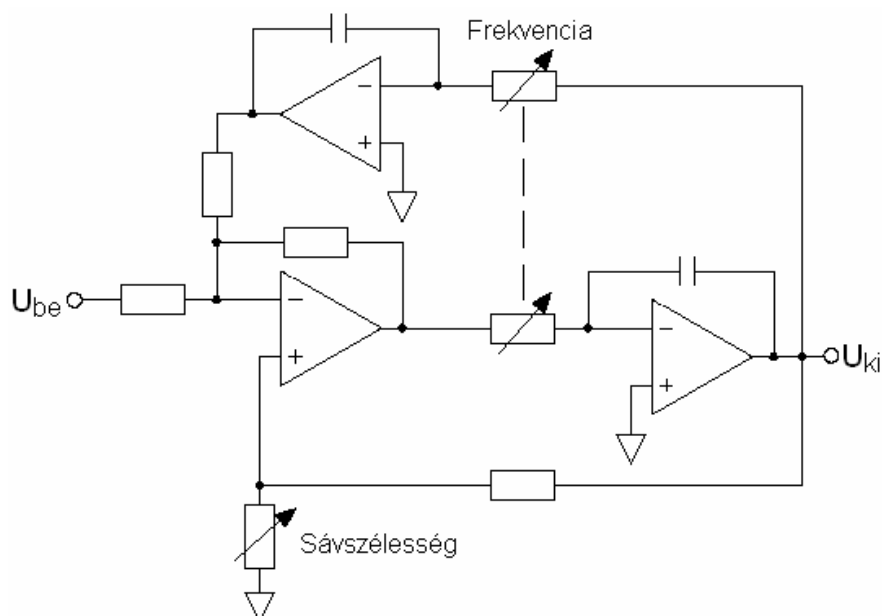
2.7. ábra Az első 1/3-oktáv, állandó-Q grafikus frekvenciamenet kiegyenlítő vázlatja



2.8. ábra Az első kereskedelmi forgalomban megjelenő 1/3-oktáv, állandó-Q grafikus frekvenciamenet kiegyenlítő vázlatja

- **Parametrikus kiegyenlítő**

A parametrikus kiegyenlítő sok, az állandó-Q grafikus kiegyenlítőkhöz hasonló áramköri megoldást alkalmaz (megjelenésük szerint a parametrikus kiegyenlítő volt előbb). Hozzáadva az egymástól függetlenül változtatható frekvencia és sáv szélesség lehetőségét, kiadódik a parametrikus frekvenciamenet-kiegyenlítő. Ennek a megvalósításához egy népszerű módszer az állapotváltozós aktív szűrő (2.9. ábra). A megfelelően tervezett állapotváltozós struktúrával elérhető a frekvencia és a sáv szélesség teljesen független vezérlése, az amplitúdó változása nélkül. Az amplitúdó állításának lehetőségét az állapotváltozós szűrőn kívül elhelyezve, megkapható a parametrikus frekvenciamenet-kiegyenlítő. A 2.8. ábrán látható kiegyenlítő parametrikus frekvenciamenet-kiegyenlítőként viselkedik, ha a szűrő szakasz egy állapotváltozós megoldással van helyettesítve.

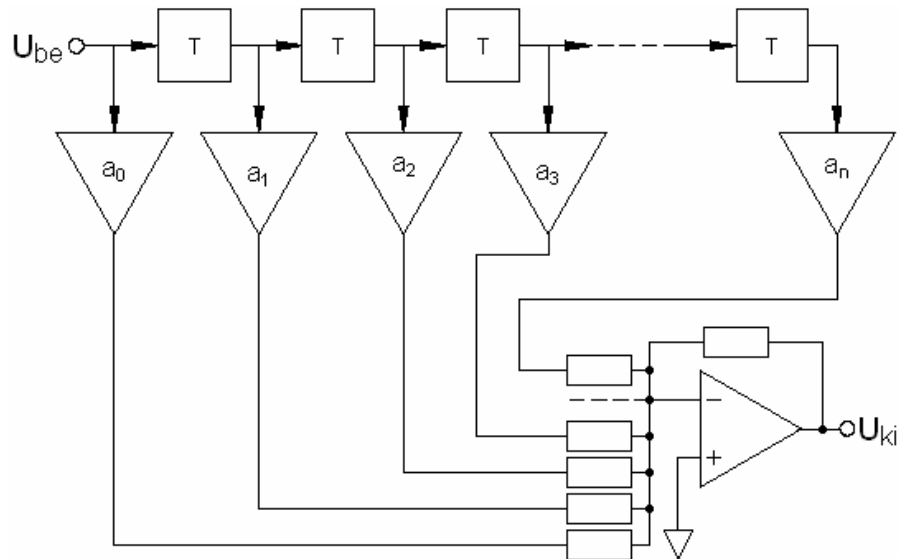


2.9. ábra Állapotváltozós nem invertáló sáváteresztő szűrő szakasz

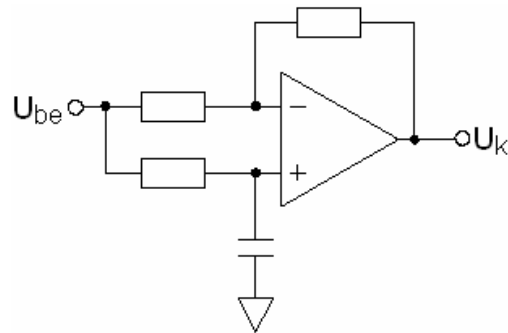
- **Transzverzális kiegyenlítő**

A transzverzális szűrős frekvenciamenet-kiegyenlítők állandó-Q megoldásúak, megvalósításuk az elágaztatott késleltető vonalon alapszik (2.10. ábra). Mindegyik leágazás a frekvenciaválasz egy szakaszát jelöli. Ezek a kimenetek a leágazás súlya (a_1, a_2, \dots stb.) szerint skálázódnak, majd ezeket az eredményeket összegezve kiadódik a kívánt frekvenciamenet. Az aktív szűrők tervezhetők mind a frekvencia, mind az időtartományban, azonos eredményt produkálva. A transzverzális szűrőknél kihasználják, hogy a frekvenciaválasz időbeli késleltetéssel módosítható (ez az alapja a

digitális szűrőknek is). Az analóg transzverzális szűrő megvalósítható analóg késleltetési vonalakkal, vagy mindentáeresztő aktív szűrőkkel. Egy egyszerű mindentáeresztő szűrő látható a 2.11. ábrán, ennek egyenletes az amplitúdó válasza, a fáziseltolás változása mellett.



2.10. ábra Transzverzális szűrős grafikus frekvenciamenet-kiegyenlítő



2.11. ábra Egyszerű mindentáeresztő szűrő blokk

Összefoglalás

A felsoroltakból látszik, hogy a frekvenciamenet-kiegyenlítésre az analóg technikában számos módszer kínálkozik. A kezdeti nem állítható kiegyenlítőket hamar felváltották a módosítható kiegyenlítők, ezek is egyre több paraméter módosítását tették lehetővé. A felhasználónak csak el kell döntenie, hogy mire van szüksége, és nagy valószínűséggel talál rá megoldást. Manapság viszont a digitális technika térhódításával, alkalmazásuk hátrébb szorult.

2.2. Digitális módszerek [2],[3],[4]

A hangtechnikában a digitális technika megjelenésével az analóg módszerek fokozatosan a háttérbe szorultak. A digitális technikának számos előnye van az analóg megoldásokkal szemben. Például egy készülék által megvalósított funkciók könnyedén módosíthatóak a hardver módosítása nélkül, mivel minden funkciót egy központi egység hajt végre, míg ez analóg technika esetén nem ilyen egyszerű, ott szükség lehet az alkatrészek cseréjére, vagy egy teljesen új készülék megépítésére. Digitális technikánál egy új funkció megvalósításához általában elegendő a központi egység által futtatott program módosítása, ha a hardver környezet kiépítése megfelelő.

A kompakt lemez megjelenésével a digitális technika lett az alapvető eljárás a jó minőségű (hi-fi) hangfeldolgozásban, mint például felvételkedzés, tárolás. A digitális jeleknek nagy ellenállóképességük van, másolhatók, továbbíthatók a jel torzulása nélkül. Ezek a jelek akárhányszor visszajátszhatók, a jelhordozó minőségromlása nélkül. A digitális audio jelek másik nagy előnye, hogy nagyon könnyű őket manipulálni. A digitális jelfeldolgozás (DSP – Digital Signal Processing) technikának manapság akkora az előnye, hogy majdnem minden audio eszköz tartalmaz egy jelfeldolgozó processzort, DSP-t (Digital Signal Processor).

A digitális jelfeldolgozó processzor (DSP) annyiban különbözik az általános célú processzortól, hogy azokat a műveleteket, amiket a digitális jelfeldolgozásban gyakran használnak (például szűrés, Fourier-transzformáció) hardveresen támogatja. Úgy van kialakítva, hogy ezeket a műveleteket sokkal gyorsabban tudja végrehajtani, mint egy általános célú processzor. Ilyen szolgáltatása a processzornak például a cirkuláris bufferek, a ciklusváltozók hardveres kezelése, vagy az eltérő memóriaszervezés következtében az egyidejűleg több memóriához történő hozzáférés.

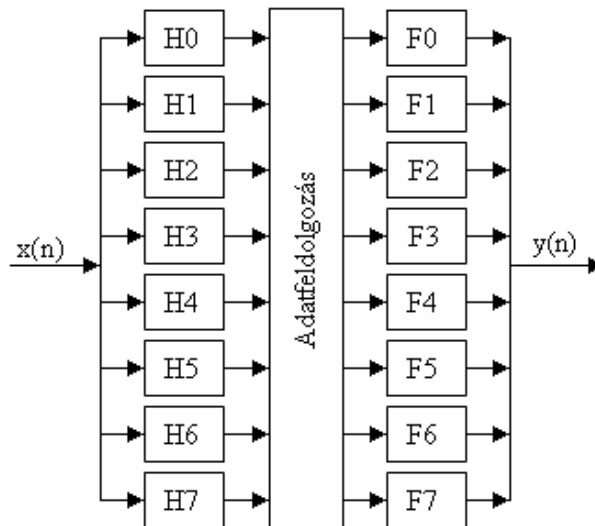
A DSP-k sikere ezen felül abban is rejlik, hogy stabilan, megbízhatóan működnek, és jól programozhatók. A jelfeldolgozást végző funkciók az analóg technikához képest az ár töredékéért megvalósíthatók, és a megvalósított egység fizikailag kisebb helyen elfér az analóg áramkörökhöz képest, plusz a digitális jelfeldolgozás olyan lehetőségeket biztosít, amit analóg technikával egyszerűen nem lehet megvalósítani. A DSP-k folyamatosan emelkedő teljesítménye, és csökkenő ára következtében új alkalmazási és piaci területeket hozott létre a digitális audio alkalmazásokban, mind a fogyasztói, mind a professzionális területeken. A minőség, a

sebesség, a flexibilitás területén támasztott igények következtében a DSP-k számos funkcióval rendelkeznek, mindezeket egy chip-en megvalósítva, amelyek segítségével sok területen alkalmazható egyazon eszköz. Egy-két példa: keverés, frekvenciamenet-kiegyenlítés, dinamikatartomány-tömörítés, adattömörítés.

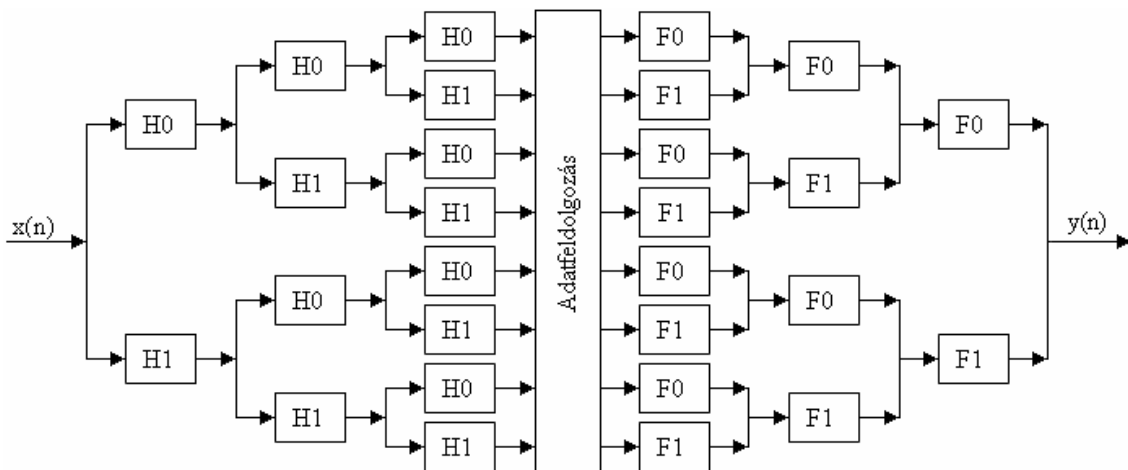
A digitális technikában alkalmazott jelek a folytonos idejű jelek azonos időközzel mintavételezett változata, ahol az amplitúdó kvantált érték. A mintavételezést és kvantálást az A/D (analóg/digitális) átalakítók végzik. A digitális jelekből folytonos idejű jelet a D/A (digitális/analóg) átalakítók állítják elő. Ezekből az átalakítókból többféle felbontású változat elérhető. Az audio technikában eleinte elterjedt 44100 Hz-es mintavételezési frekvenciát és 16-bites felbontást, manapság már kiegészíti 48kHz-es és 96 kHz-es mintavételi frekvencia, valamint a 20-bites vagy 24-bites felbontások. Legnagyobb területen azonban még ma is a 44.1 kHz-es mintavételezést és a 16-bites felbontást alkalmazzák.

Az audio jelek feldolgozásának egyik lényeges módszere a hang spektrum kiegyenlítése. A frekvenciamenet-kiegyenlítők sokféle formában megtalálhatók, a hangstúdióktól kezdve a hallgatói alkalmazásokig. A legösszetettebb szűrőstruktúrákat a hangstúdiók alkalmazzák, de majdnem minden fogyasztói audio eszköz, mint például az autórádió, hifi-erősítők, hordozható zenelejátszók, egyszerű szűrő megoldásokat alkalmaznak a hang spektrum kiegyenlítésére.

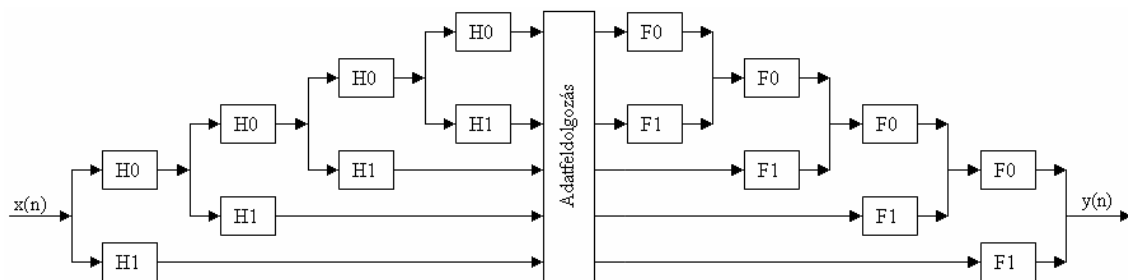
Az alapvető struktúra az, hogy a bemenő jelet egy szűrőbank sávokra osztja, ezeken a sávokon adatfeldolgozás történik, majd az egyes sávokat egy másik szűrőbank által újra egyesítve a jel a kimenetre kerül. A sávokra bontó szűrőbankot analízisbanknak, a sávokat egyesítő szűrőbankot szintézisbanknak nevezik. Működés szempontjából az egyes szűrőbankok megvalósítása tér el. Néhány megoldás látható a 2.12., 2.13., 2.14. ábrákon, ahol az analízisbank blokkjai (H_n), és a szintézisbank blokkjai (F_n) tartalmazzák a szűrőket és a mintaszámcsökkentést (analízisbank) vagy a mintaszámnövelést (szintézisbank). Egyszerűbb esetekben ezek a szűrőbankok egyetlen szűrőből is állhatnak.



2.12. ábra A sávokat egyszerre osztó szűrőbank



2.13. ábra A sávokat fokozatosan osztó szűrőbank



2.14. ábra Logaritmusos osztást megvalósító szűrőbank

Az alkalmazott szűrők szerint két csoport írható fel, az egyik a rekurzív technikával megvalósított szűrők, amelyek a megvalósítás módja következtében alacsonyabb fokszámúak, a másik a nem-rekurzív szűrők, amelyek viszonylag magas fokszámmal rendelkeznek. A rekurzív technikával megvalósított szűrők fázismenete nemlineáris, míg a nem-rekurzív technika alkalmazásával elérhető a lineáris fázismenet.

Alkalmazott szűrők

- **Rekurzív szűrők**

A rekurzív (IIR) szűrők tervezési módszere az, hogy megterveznek egy, a kívánt specifikációnak megfelelő analóg szűrőt az s-tartományban, majd ezt a szűrőt leképezik a z-tartományba a bilineáris transzformáció segítségével. Ezek a szűrők már alacsony fokszám esetén (például másodrendű) is jól közelítik a kívánt karakterisztikát. A megvalósítás tekintetében a rekurzív szűrők így viszonylag kevés (a nemrekurzívhoz képest) számítási kapacitást igényelnek. A szűrők tervezéséhez az irodalomban [3] több módszer is található, az alkalmazható szűrők közül néhány említése:

Az aluláteresztő, feluláteresztő szűrőket az audio spektrum korlátozására alkalmazták az analóg keverőkben, a szűrők karakterisztikájához Butterworth közelítést alkalmazva. Az aluláteresztő szűrőknél a másodrendű és a negyedrendű általánosan alkalmazott. A feluláteresztő szűrők az aluláteresztő szűrőkből származtathatók.

Az aluláteresztő és feluláteresztő sávkorlátozó szűrők mellett polcoló (shelving) szűrőket alkalmaznak az adott frekvenciák súlyozására, ezzel valósítható meg a magas és mély tartományok kiemelése illetve elnyomása.

Egy másik megoldás a kiemelés és elnyomás megvalósításához bármely frekvencián, a csúcs (peak) szűrő. A szűrő paraméterek segítségével beállítható a módosítandó frekvenciasáv sávközépi frekvenciája, valamint a sáv szélessége.

A szűrők egy másik csoportja a parametrikus szűrők, amelyeknél a megvalósítás módja közvetlen hozzáférést enged az átviteli függvény paramétereinek módosításához, mint például a sávközépi és törésponti frekvencia, a sáv szélesség és a kiemelés, elnyomás mértéke, mindezeket a megfelelő szűrőegyütthatók változtatásával.

- **Nemrekurzív szűrők**

A nemrekurzív szűrők véges impulzusválaszú szűrők (FIR), megvalósításukból adódóan a jó minőségű szűrők nagy együtthatószámmal rendelkeznek, ennek következtében a szűrők megvalósítása viszonylag (a rekurzívhoz képest) nagy számítási kapacitást igényel. A digitális szűrőknél, ennek a megoldásnak a segítségével megvalósítható a lineáris fázismenet, aminek segítségével biztosítható az azonos mértékű csoportkésleltetés, minden frekvenciára. A szűrők tervezésére többféle módszer létezik, ezek közül néhány: tervezés frekvencia mintavételezés segítségével, ablakozással, Remez-algoritmussal.

A szűrőbankok megvalósításánál a bemeneti jel különböző szűrőkre kerülhet, amelyeknek különböző lehet a késleltetése. A jel helyreállításánál fontos, hogy a megfelelő jelkomponensek a megfelelő időben legyenek összegezve. Ez akkor lehetséges, ha ismert az egyes szűrők csoportkésleltetése, így minden jelkomponens pontosan "bevárható" az összegzéshez. A diplomaterv-feladat megvalósítása során egy ilyen szűrőbank valósul meg. Az egyes frekvencia alsávok feldolgozása megszokott módszer az audio jelek esetén, a hatékony jeltovábbítás és tárolás céljából. A spektrum frekvencia alsávokra történő felbontásának alapja a kritikus mintavételezést megvalósító szűrőbank, amely lehetővé teszi a bemeneti jel hibátlan helyreállítását. Egy ilyen szűrőbank a multi-komplementer szűrőbank. A kritikus mintavételezést alkalmazó szűrőbankoknál az alsávokban történő jelfeldolgozás, a kimeneten átlapolódást okozhat. A multi-komplementer szűrőbank egy olyan alkalmazás, amely lehetővé teszi az egyes alsávoknál az átlapolódásmentes jelfeldolgozást, és így a kimeneten a jel hibátlan helyreállítása megvalósulhat. A diplomaterv-feladat elkészítése során egy ilyen multi-komplementer szűrőbank készül el.

3. fejezet

A kiválasztott megoldás részletes ismertetése

3.1. Bevezető

A kiválasztott megoldás a multi-komplementer szűrőbank. Ennek a módszernek lényeges eleme a decimálás és interpolálás, ezért először ezeknek a műveleteknek az áttekintésére kerül sor, majd a fejezet további részében a szűrőbank felépítése és működése kerül tárgyalásra.

3.2. Decimálás és interpolálás [2]

Mintaszámcsökkentés

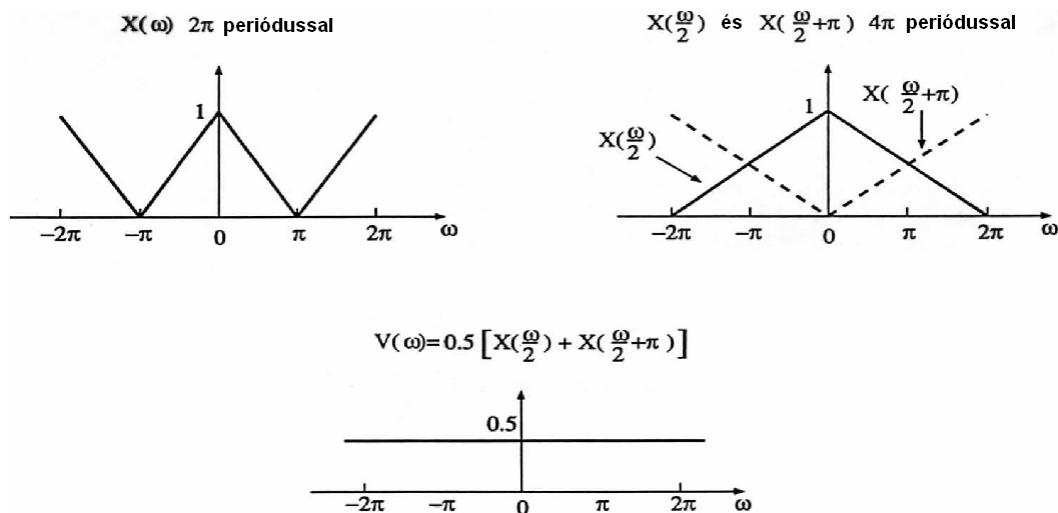
Egyes esetekben szükség lehet a mintavételi frekvenciától eltérő, annál alacsonyabb frekvenciákon történő műveletvégzésre, ahol nincs szükség minden egyes bemeneti mintára. Ekkor indokolt a minták számának csökkentése, az újramintavételezés vagy decimálás, aminek következtében a bemeneti adatoknak m -ed része áll rendelkezésre.

Szűrőbankok esetében a szűrőbank tulajdonsága, hogy a bemeneti jel eljut minden egyes, a bemenethez kapcsolódó szűrőhöz, a frekvenciasávoknak megfelelően, majd a szűrést követően a feldolgozott jel megjelenik mindegyik szűrő kimenetén. Ha a szűrők száma m , akkor a bemeneti adatok száma m -szereződne a kimeneten, redundáns adatok keletkeznének, amiknek tárolása fölösleges plusz memóriaterületet igényelne. Ennek elkerülésének érdekében a szűrők bemenetén a jel decimálásra, mintaszámcsökkentésre kerül, azaz az adtok számát m -ed részére csökkentjük.

Ez a művelet könnyen elvégezhető, a bemeneti mintákból csak minden m -ediket vesszük figyelembe, a többi adatot eldobjuk. Ennek jelölése: $(\downarrow m)$, ha $v=(\downarrow m)x$, akkor $v(n)=x(mn)$. A mintaszámcsökkentés nem invertálható művelet, a megmaradt adatokból az eredeti jel nem állítható vissza. Abban az esetben például, ha $m=2$, a bemeneti jel x , csak akkor állítható vissza az eredeti jel, ha x sávkorlátozott jel, mégpedig úgy, hogy

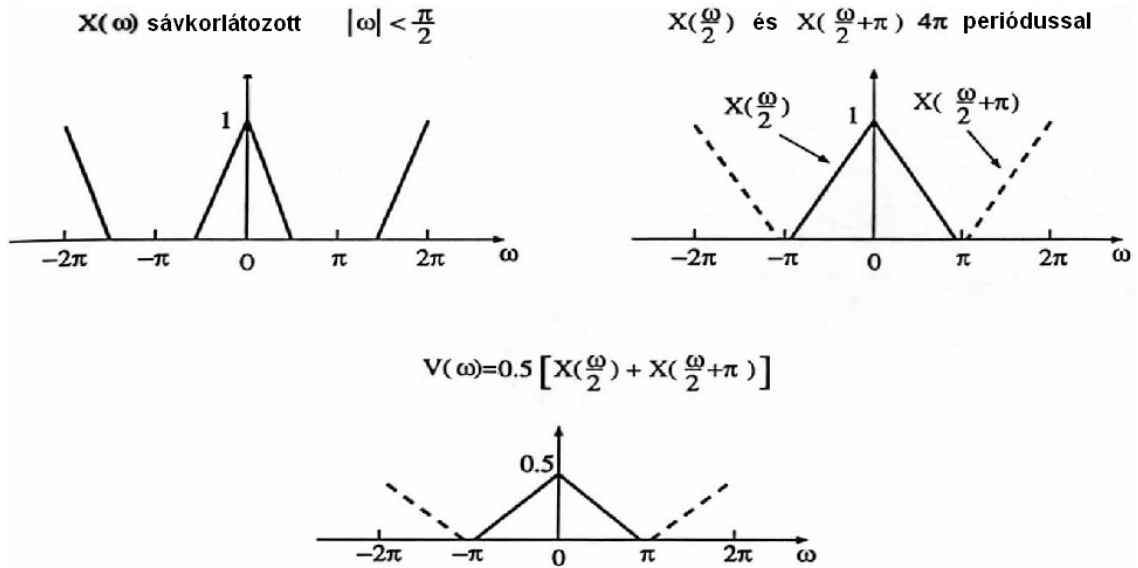
Fourier-transzformálva $X(\omega)$ a frekvencia-tartományban így viselkedik: $X(\omega) = 0$, ahol $0 \leq |\omega| < \frac{\pi}{2}$ vagy $X(\omega) = 0$, ahol $\frac{\pi}{2} \leq |\omega| < \pi$. Ekkor a mintavételi törvény szerint a jel veszteségmentesen helyreállítható.

Exponenciális jel esetén $x(k) = e^{jk\omega}$, ha $v = (\downarrow 2)x$, akkor $v(k) = e^{j2k\omega}$. A frekvencia megkétszereződött a mintacsökkentés által. Úgy néz ki, mintha $V(2\omega) = X(\omega)$, vagy $V(\omega) = X\left(\frac{\omega}{2}\right)$, de ez így nem jó. Legyen x' egy másik exponenciális jel, aminek a frekvenciája $\omega + \pi$. Ekkor $x'(k) = e^{jk(\omega + \pi)}$ mintáinak csökkentésével kiadódik $v'(k) = e^{j2k(\omega + \pi)}$, ahol $e^{j2k\pi}$ mindig 1, így a kimenet ugyanaz az $e^{j2k\omega}$, mint az előbb. A frekvenciához π -t hozzáadva, csak x' páratlan számú komponenseinek előjele változik meg, de ezek a komponensek eltűnnek a mintacsökkentés által, és így $v'(k) = v(k)$. A frekvenciában 2ω jelenik meg ω és $\omega + \pi$ kétszereseként is, vagy másként: ω jelenik meg nemcsak $\frac{\omega}{2}$ duplájaként, hanem $\frac{\omega}{2} + \pi$ duplájaként is, így két forrás is hozzájárul $V(\omega)$ kialakulásához. A $v = (\downarrow 2)x$ transzformáltja ekképpen: $V(\omega) = \frac{1}{2} \left[X\left(\frac{\omega}{2}\right) + X\left(\frac{\omega}{2} + \pi\right) \right]$, így alakul a mintaszámcsökkentés a frekvenciatartományban. A mintaszámcsökkentés következtében átlapolódás keletkezhet. A bemeneti jeltől függően létrejöhetnek különleges átlapolódások. A 3.1. ábrán láthatóak szerint, ha $X(\omega)$ fűrészjel alakú, akkor $V(\omega)$ az átlapolódás miatt konstans lesz.



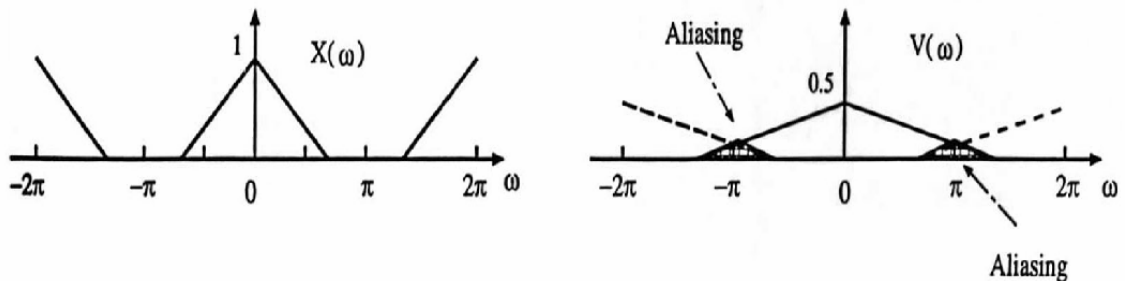
3.1. ábra A 2π periódusú fűrészjel alakulása a mintaszámcsökkentés után

A 3.2. ábra szerint a mintacsökkentés nem vezet átlapolódáshoz. Ilyen esetekben a nem kívánt sávresz (alias) kiszűrhető.



3.2. ábra Sávkorlátozott jel ($|\omega| < \pi/2$) alakulása a mintaszámcsökkentés után

A 3.3. ábrán egy tipikus, mintacsökkentés által létrejött átlapolódás látszik, ahol a megnyúlt $X(\frac{\omega}{2})$ és $X(\frac{\omega}{2} + \pi)$ egymásba nyúlik.



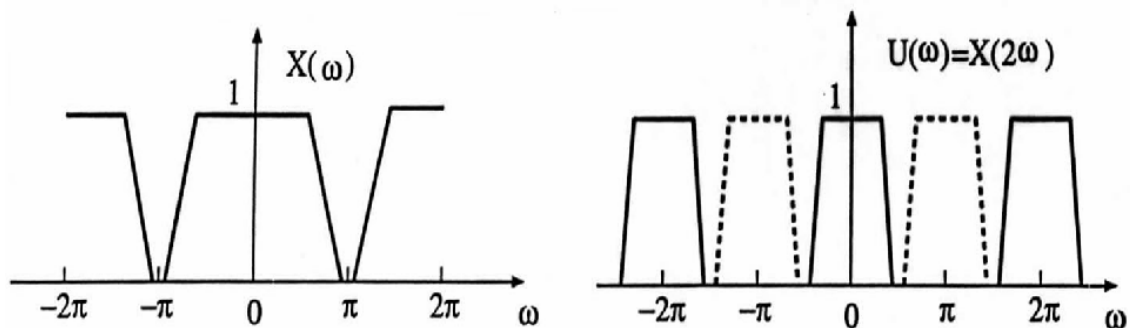
3.3. ábra Egy sávkorlátozott jel ($|\omega| < \pi$) alakulása a mintaszámcsökkentés után

Ahhoz, hogy a mintaszámcsökkentést követően ne lépjen fel átlapolódás, mintacsökkentés előtt korlátozni kell a jel sáv szélességét. Ezt a megfelelő szűrés elvégzésével tudjuk elérni, ami lehet aluláteresztő vagy felüláteresztő.

Mintaszámnövelés

A mintaszámnövelés következtében két egymás melletti minta közé $m-1$ darab nulla kerül beillesztésre. Ha v a bemeneti jel és u a kimeneti jel, akkor a mintaszámnövelés jelölése: $u = (\uparrow m)v$, ennek jelentése: $u(mk) = v(k)$, u többi eleme pedig nulla. A

frekvenciatartományban ez egyszerűbb. Amíg mintacsökkentés esetében az időtartománybeli egy tagból a frekvenciatartományban két tag lett, addig mintanövelésnél az időtartománybeli két tagból a frekvenciatartományban egy tag lesz: $U(\omega) = V(m\omega)$. Az u bemeneti jel nulla tagjai semmivel sem járulnak hozzá $U(\omega)$ -hoz. Legyen $m=2$, így $u=(\uparrow 2)v$, ami a frekvenciatartományban a következőképpen alakul: $U(\omega) = V(2\omega)$. Amíg $V(\omega)$ periódusa 2π , addig $V(2\omega)$ periódusa π . Az eredeti ábra összenyomódik $|\omega| \leq \frac{\pi}{2}$ tartományra. Az összenyomódott ábra mellett megjelenik annak képe is, ez a jelenség az *imaging*. Ennek szemléltetése látszik a 3.4. ábrán, ha a bemenet $X(\omega)$.



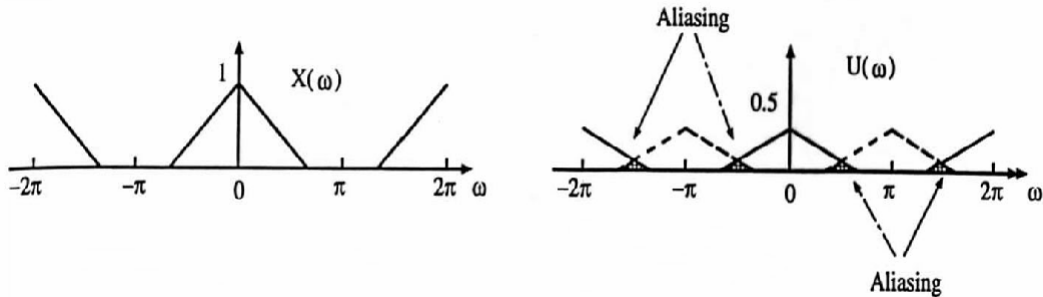
3.4. ábra A mintaszámnövelés következménye, az imaging hatás

Az *imaging* hatás az *aliasing* hatás ellentettje. Az aliasing hatásnál két bemeneti frekvencia: ω és $\omega + \pi$ ugyanazt a kimenetet adja. Az imaging hatásnál egy bemeneti ω frekvencia felelős két kimenetért: $\frac{\omega}{2}$ és $\frac{\omega}{2} + \pi$ frekvenciákon. A mintaszámnövelés imaging hatást képez ott, ahol a mintaszámcsökkentés aliasing hatást. Ahhoz, hogy az imaging hatást kiküszöböljük, a művelet után a megfelelő szűrést el kell végezni (aluláteresztő vagy felüláteresztő szűrés).

Mintaszámnövelés a mintaszámcsökkentés után

Szűrőbankoknál az analízisbank tartalmazza a mintaszámcsökkentést és a szintézisbank a mintaszámnövelést. A mintacsökkentés: $v=(\downarrow m)x$, a mintanövelés: $u=(\uparrow l)v$, együtt alkalmazva: $u=(\uparrow l)(\downarrow m)x$. Legyen $m=l=2$, így $u=(\uparrow 2)(\downarrow 2)x$, ami a frekvenciatartományban a következőképpen alakul: $U(\omega) = \frac{1}{2}[X(\omega) + X(\omega + \pi)]$. A művelet eredményeként fellép az aliasing hatás és az imaging hatás is. A

mintaszámcsökkentésből származó alias általában átlapolódik a mintaszámnövelésből származó képpel (image), ahogy a 3.5. ábrán látható.



3.5. ábra A mintacsökkentés után a mintanöveléskor megjelenő kép (imaging hatás) átlapolódik

Újramintavételezés a komplex frekvenciatartományban

A komplex frekvenciatartományban a komplex változó jelölése: z . A kapcsolat a komplex változó és a frekvenciaváltozó között a következő: $z = e^{j\omega}$. Az $x(n)$ jel z -transzformáltja pedig a következő: $X(z) = \sum_n x(n)z^{-n}$.

A mintaszámcsökkentés $v=(\downarrow 2)x$ és a mintaszámnövelés $u=(\uparrow 2)v$ megfelelői a frekvenciatartományban a következők voltak: $V(\omega) = \frac{1}{2} \left[X\left(\frac{\omega}{2}\right) + X\left(\frac{\omega}{2} + \pi\right) \right]$ és

$U(\omega) = V(2\omega)$. A z -tartományban $\frac{\omega}{2}$ megfelelője: $z^{\frac{1}{2}}$, 2ω megfelelője: z^2 , és a π -vel való eltolás megfelelője: $-z$. Ezek alapján a mintaszámcsökkentés és a mintaszámnövelés a következőképpen alakul a komplex frekvenciatartományban:

$$V(z) = \frac{1}{2} \left[X\left(z^{\frac{1}{2}}\right) + X\left(-z^{\frac{1}{2}}\right) \right] \quad \text{és} \quad U(z) = V(z^2).$$

A mintaszámnövelés ($u=(\uparrow 2)(\downarrow 2)x$) alakulása így: $U(z) = \frac{1}{2}(X(z) + X(-z))$.

A mintaszámcsökkentés és a mintaszámnövelés kiterjesztése az előzőek alapján úgy, hogy minden M -edik minta marad változatlan a következőképpen alakul a frekvenciatartományban: $V(\omega) = \frac{1}{M} \left[X\left(\frac{\omega}{M}\right) + X\left(\frac{\omega + 2\pi}{M}\right) + \dots + X\left(\frac{\omega + (M-1)2\pi}{M}\right) \right]$

és $U(\omega) = V(M\omega)$. Ekkor a z -tartományban $\frac{\omega}{M}$ megfelelője: $z^{\frac{1}{M}}$, $M\omega$ megfelelője:

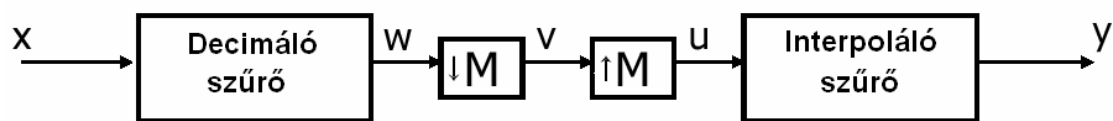
z^M , és $\frac{2\pi}{M}$ -el való eltolás megfelelője: $ze^{\frac{j2\pi}{M}}$. Így $\mathbf{v}=(\downarrow M)\mathbf{x}$ és $\mathbf{u}=(\uparrow M)\mathbf{v}$ alakulása a

komplex frekvenciatartományban: $V(z)=\frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1}X\left(z^{\frac{1}{M}}e^{\frac{j2\pi k}{M}}\right)$ és $U(z)=V(z^M)$. A

mintacsökkentés utáni mintanövelés ($\mathbf{u}=(\uparrow M)(\downarrow M)\mathbf{x}$) ezek alapján a következőképpen

alakul: $U(z)=\frac{1}{M}\left[X(z)+X\left(ze^{\frac{j2\pi}{M}}\right)+\dots+X\left(ze^{\frac{j2\pi(M-1)}{M}}\right)\right]$. A mintacsökkentés

következtében fellépő aliasing hatás és a mintanövelés által fellépő imaging hatás megszüntetése vagy elnyomása érdekében szűrést kell alkalmazni (3.6. ábra).

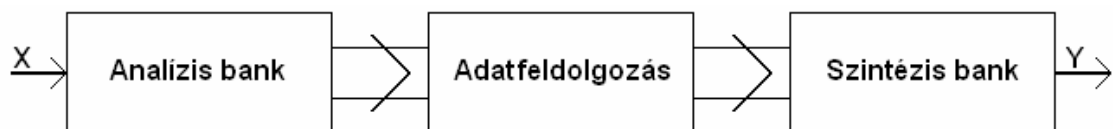


3.6. ábra A mintaszám változtatás nem kívánt hatásainak elkerüléséhez szűrést alkalmaznak

A szűrés hatására az $|\omega|=\frac{\pi}{M}$ határon túli frekvenciák eltűnnek vagy nagy mértékben elnyomódnak.

3.3. A multi-komplementer szűrőbank ismertetése [3],[5]

A szűrőbankok általános felépítése, hogy a bemeneti jel egy analízisbankba kerül, amely a jelet frekvencia alsávokra bontja fel, ezután az egyes alsávokon jelfeldolgozást lehet végezni, majd az így kapott jelek egy szintézisbank bemenetére kerülnek, ahol a szintézisbank rekonstrukciót hajt végre rajtuk, majd a kapott jel a kimenetre kerül (3.7. ábra).



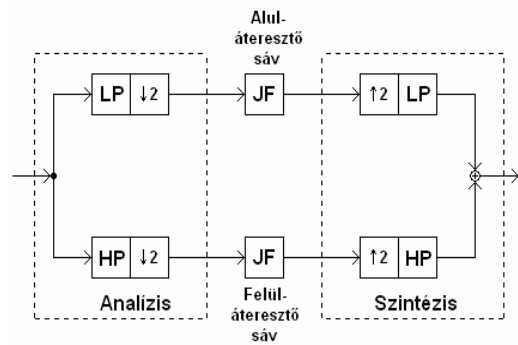
3.7. ábra A szűrőbank blokkvázlata

A szűrőbankok egyik alkalmazási területe az alsáv kódolás. Annak érdekében, hogy a kódolás a lehető leghatékonyabb legyen, kritikus mintavételezést alkalmaznak, ez azt jelenti, hogy a feldolgozandó frekvenciasávoknál a mintavételi frekvencia a sávnál alkalmazható legalacsonyabb (a mintavételi törvény betartásával). A szintézisbankban a kritikus mintavételezés következtében létrejött átlapolódások a szintézisbankban kerülnek semlegesítésre. Ha az alsávok jelfeldolgozásánál olyan alkalmazások

valósulnak meg, mint az audio jelek kiegyenlítése vagy dinamikatartományának kezelése, az átlapolódás ezekben az esetekben sem engedhető meg. A multi-komplementer szűrőbank egy olyan oktáv-sáv szűrőbank, amely hatékonyan kezeli a kritikus mintavételezés következtében létrejövő átlapolódásokat, és a jel hibátlanul helyreállítva kerül a kimenetére.

A kétsatornás komplementer szűrőbank

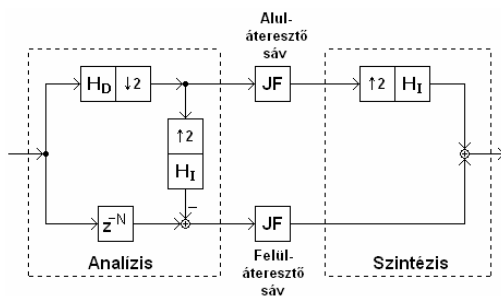
Itt kerül tárgyalásra a kétsatornás szűrőbankok átlapolódásmentes jelfeldolgoása az alsávokban. Az átlapolódás mentes jelfeldolgozás azt jelenti, hogy ezekben alsávokban nem keletkezik átlapolódás. Általában a kritikusan mintavételezett szűrőbankoknál (3.8. ábra) az aluláteresztő (LP) szűrő és a feluláteresztő (HP) szűrő átlapolódik, ami által hamis



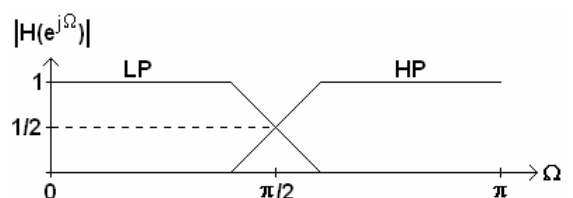
3.8. ábra Két csatornás szűrőbank

jel keletkezik az alsávokban. Az egyes alsávoknál, hogyha a jelfeldolgozás (az ábrán JF) során nem változik meg a jel, és az egész szűrőbankban megvalósul a jel hibátlan helyreállítása, akkor az átlapolódott komponensek semlegesítődnek a szintézisbankban.

A kétsatornás szűrőbank egy speciális formája a Laplace-piramis (3.9. ábra). Ebben a szűrőbankban a sáv szétválasztása aluláteresztő szűréssel történik, majd a feluláteresztő csatornán komplementer képezés a magasabb mintavételi frekvencián. A decimáló szűrő $H_D(z)$ és az interpoláló szűrő $H_I(z)$ aluláteresztő szűrők, amelyeknek megegyezik az impulzusválaszuk.

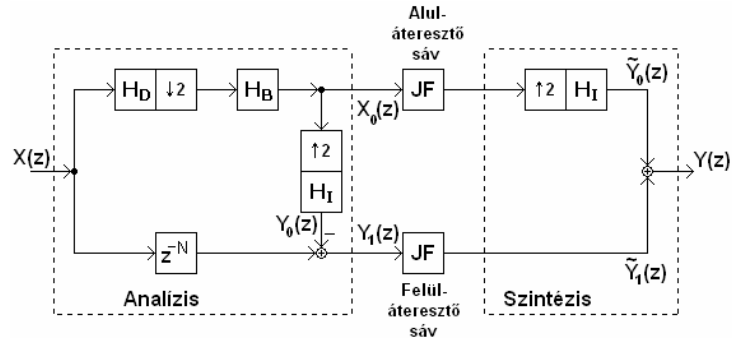


3.9. ábra Laplace piramis típusú két csatornás szűrőbank



3.10. ábra Mindkét sávban megjelenik belapolódás

Egy másik megközelítésben az analízisbank kibővül egy bázisszűrővel $H_B(z)$ (3.11. ábra), aminek következtében a szűrőbank karakterisztikája jelentős mértékben megváltozik. Ami azt jelenti, hogy $H_B(z)$ aluláteresztő szűrő esetén a frekvencia osztási pont $\pi/2$ helyett egy alacsonyabb frekvenciára kerül, az alsávokban a belapolódó komponensek teljesen eltűnnek, az alsávok közti átmeneti sáv szélessége egyetlen szűrő segítségével kézben tartható.



3.11. ábra Két csatornás komplementer szűrőbank bázisszűrővel

A következőkben látható lesz, hogy az átlapolódás nem szűnik meg teljesen, ha az alsávokban eltérő műveleteket (JF) hajtanak végre és, hogy egy megfelelő átviteli függvénnyel rendelkező bázisszűrővel ez a probléma megoldható. Az aluláteresztő sávban $X_0(z)$ jelet kifejezve a bemeneti $X(z)$ jel (3.11. ábra) segítségével:

$$X_0(z) = \frac{1}{2} H_D \left(z^{\frac{1}{2}} \right) X \left(z^{\frac{1}{2}} \right) H_B(z) + \frac{1}{2} H_D \left(-z^{\frac{1}{2}} \right) X \left(-z^{\frac{1}{2}} \right) H_B(z)$$

Ennek segítségével $Y_0(z)$ a következőképpen alakul:

$$Y_0(z) = X_0(z^2) H_I(z) = \frac{1}{2} H_D(z) H_I(z) H_B(z^2) X(z) + \frac{1}{2} H_D(-z) H_I(z) H_B(z^2) X(-z)$$

A felüláteresztő sávban a késleltetés azért szükséges a különbségképzéshez, mert meg kell várni amíg a bemeneti jel keresztüljut a szűrőkön, a késleltetett bemeneti jeltől ($z^{-N} X(z)$) kivonva az $Y_0(z)$ jelet, megkapható az $Y_1(z)$ jel: $Y_1(z) = z^{-N} X(z) - Y_0(z)$

Ha egyik sávban sem történik adatfeldolgozás a jelen (JF), akkor $\tilde{Y}_0(z) = Y_0(z)$ és $\tilde{Y}_1(z) = Y_1(z)$, így a kimeneti jel $Y(z) = z^{-N} X(z)$. Ezzel megvalósul a jel hibátlan helyreállítása, a bemeneti jel N ütemmel később érkezik a kimenetre. Feltételezve, hogy az aluláteresztő és felüláteresztő sávokban a jelfeldolgozás (JF) egy egyszerű

skalázásból áll, megfelelően a_{LP} és a_{HP} értékekkel, akkor a 3.11. ábrán szereplő $\tilde{Y}_0(z)$ és $\tilde{Y}_1(z)$ a következőképpen alakul:

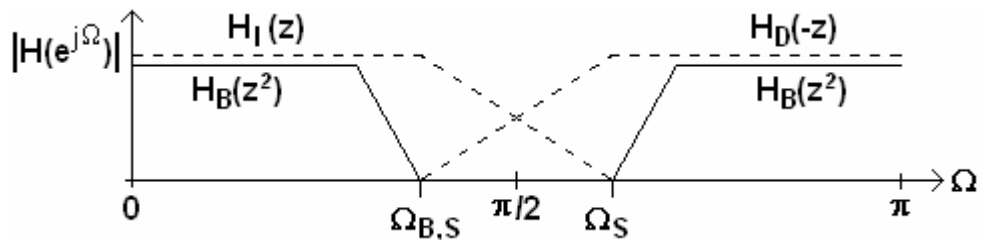
$$\tilde{Y}_0(z) = a_{LP} X_0(z^2) H_I(z) = a_{LP} Y_0(z) \quad \text{és} \quad \tilde{Y}_1(z) = a_{HP} Y_1(z)$$

A kimeneti jel $Y(z)$ ennek a két jelnek az összege:

$$Y(z) = \tilde{Y}_0(z) + \tilde{Y}_1(z) = a_{HP} z^{-N} X(z) + (a_{LP} - a_{HP}) Y_0(z)$$

$$Y(z) = X(z) \left(a_{HP} z^{-N} + (a_{LP} - a_{HP}) \frac{1}{2} H_D(z) H_I(z) H_B(z^2) \right) + X(-z) \left((a_{LP} - a_{HP}) \frac{1}{2} H_D(-z) H_I(z) H_B(z^2) \right)$$

Ez utóbbi egyenlet $X(-z)$ tagot tartalmazó része jelöli a szűrőbank kimenetén fennmaradó átlapolódást. Egy normál Laplace-piramis típusú szűrőbank esetén, ahol $H_B(z) = 1$ -nek felel meg, ha a_{LP} értéke különbözik a_{HP} értékétől, akkor a szűrőbank kimenetén az átlapolódás nem semlegesítődik. Ez a probléma megoldható, $H_B(z)$ szűrőnek megfelelő átviteli karakterisztikát választva. Ha a decimáló és interpoláló szűrők úgy vannak megválasztva, hogy $H_D(z) = H_I(z)$, és mindkettő áteresztőtartománybeli törésponti frekvenciája Ω_p , zárótartománybeli törésponti frekvenciája Ω_s , ezen kívül az aluláteresztő $H_B(z)$ bázisszűrő zárótartománybeli törésponti frekvenciája az interpoláció után $\Omega_{B,S}$ nem nagyobb mint $\pi - \Omega_s$, akkor $Y(z)$ egyenletében az átlapolódást okozó tagban $H_D(-z) H_I(z) H_B(z^2)$ értéke nulla lesz a $0 \leq \Omega \leq \pi$ frekvenciasávban (3.12. ábra).



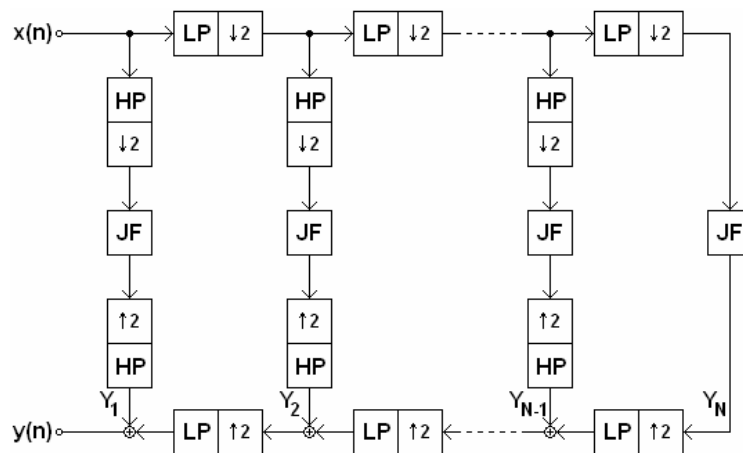
3.12. ábra A decimáló, az interpoláló és a bázisszűrő frekvenciaválasza az átlapolódásmentes alkalmazás esetén

A 3.12. ábrán jól látható, hogy a $0 \leq \Omega \leq \pi$ frekvenciasávban mindig van olyan rész, ahol valamelyik szűrő átvitele nulla, így a rajtuk keresztül bocsátott jel a szűrőlánc kimenetén mindig nulla lesz. Ezzel a módszerrel sikerült az átlapolódást okozó tagokat $H_B(z)$ segítségével semlegesíteni.

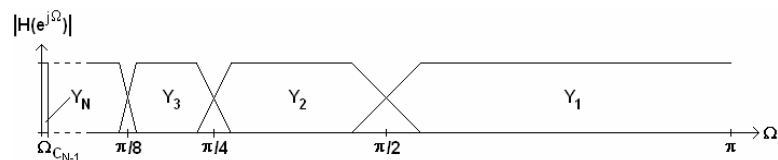
Oktáv-sáv szűrőbank

A kétsávós szűrőbank kiterjeszhető N sávra oktáv-sáv osztással, folytonosan kettéosztva az aluláteresztő alsávokat két további alsávra. Ennek egy megvalósítása látható a 3.13. ábrán, ami sorozatos aluláteresztő (LP), felüláteresztő (HP) felosztást valósít meg, felezve a sávot, majd a minták számát felére csökkenti. Ez a felosztás a bemeneti jelet Y_1, \dots, Y_N alsávra bontja fel (3.14. ábra). A sávok közti frekvencia átmenetek itt a következőképpen alakulnak:

$$\Omega_{C_k} = \frac{\pi}{2} 2^{-k+1}, \text{ ahol } k = 1, 2, \dots, N-1.$$

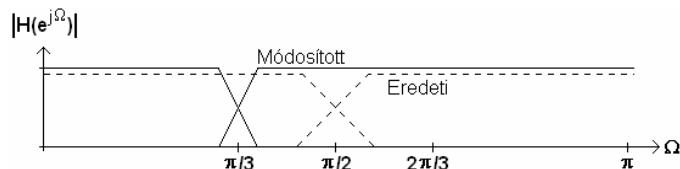


3.13. ábra Oktáv-sáv szűrőbank



3.14. ábra Oktáv-frekvenciasávok

Ahhoz, hogy az egyes alsávokban a nem kívánt átlapolódás megelőzhető legyen, az oktáv-sáv szűrőbank egy módosított változatban is megvalósítható, ez látható a 3.15. ábrán két sávnál.



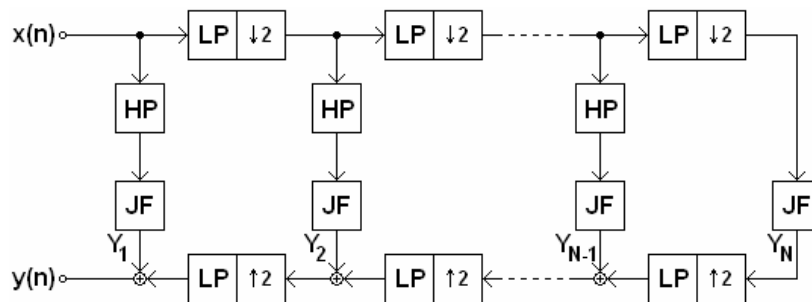
3.15. ábra A két sáv alakulása

A módosított szűrőbanknál a törésponti frekvencia $\pi/2$ -nél egy alacsonyabb frekvenciára került. Ez azt jelenti, hogy az aluláteresztő ágban a mintaszámcsökkentés

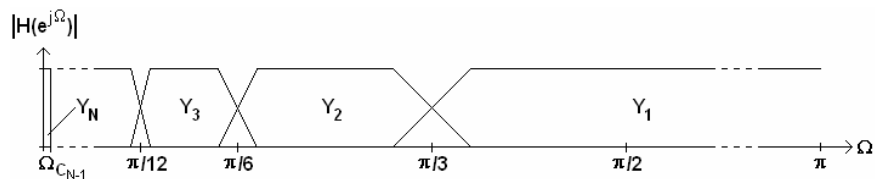
következtében nem keletkezik átlapolódás az átmeneti frekvenciasávban (például a törésponti frekvencia $\pi/3$). A felüláteresztő ágban nem kell mintaszámcsökkentést végezni. A kétsávós felosztást folytatva, megkapható a módosított oktáv-sáv szűrőbank (3.16. ábra), amelynél a frekvenciasávok a 3.17. ábra szerint alakulnak, a törésponti frekvenciák pedig a következőképpen:

$$\Omega_{ck} = \frac{\pi}{3} 2^{-k+1}, \text{ ahol } k = 1, 2, \dots, N-1.$$

Az alsávok sávszélessége feleződik, kivéve az Y_1 felüláteresztő alsávot.

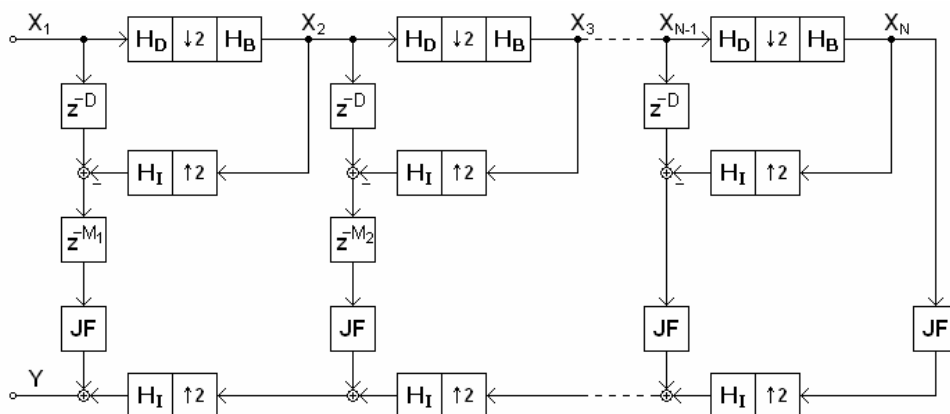


3.16. ábra Módosított oktáv-sáv szűrőbank



3.17. ábra Módosított oktáv-frekvenciasávok

A módosított oktáv-sáv szűrőbankot a komplementer technikával megvalósítva, a 3.18. ábrán látható elrendezés adódik. Az első analízisbank aluláteresztő sávjának $X_2(z)$ kimeneti jele kerül a következő analízisbank bemenetére, feleakkora mintavételi frekvenciával, ezen bank aluláteresztő sávjának kimenete $X_3(z)$ kerül a következő analízisbank bemenetére, és így tovább.

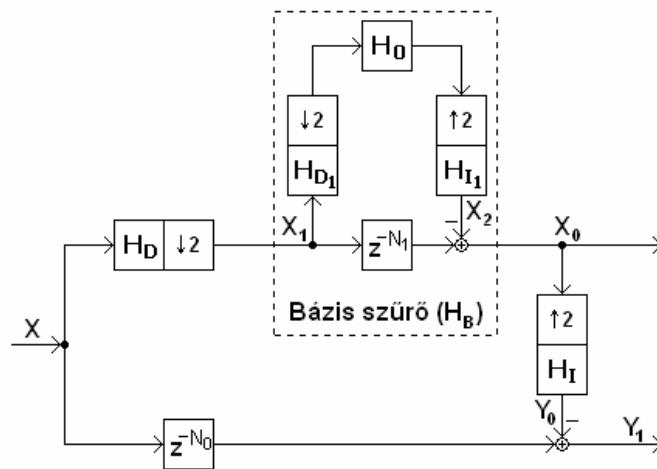


3.18. ábra Oktáv-sáv osztású többcsatornás szűrőbank

Mindegyik felüláteresztő alsáv és az utolsó aluláteresztő alsáv kimenete az adott alsávban a jelfeldolgozás (JF) számára szolgáltat jelet, majd ezek után az interpolációs tagok segítségével kerülnek rekonstruálásra, végül a kimenetre. Mindegyik szakasz azonos decimáló szűrő átviteli függvénnyel, azonos bázisszűrő átviteli függvénnyel és azonos interpoláló szűrő átviteli függvénnyel tervezhető. A egyes késleltetők z^{-M_1} , z^{-M_2} , ..., $z^{-M_{N-2}}$ azért kellene, hogy kompenzálják az utánuk következő szakaszok késleltetését.

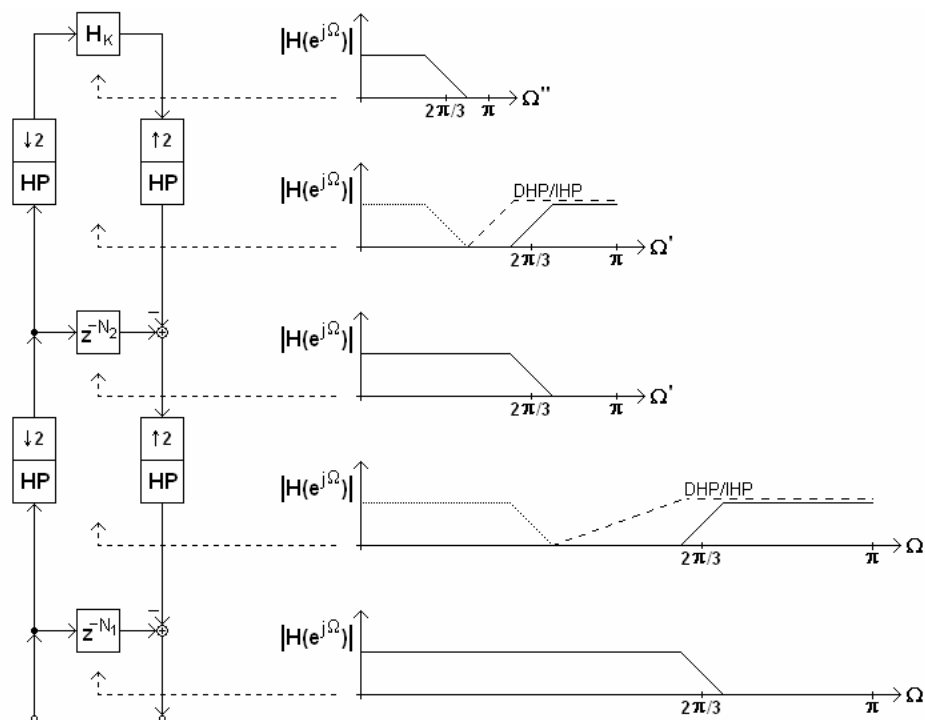
A bázisszűrő kiterjesztése

A két csatornás szűrőbank egy továbbfejlesztése, a $H_B(z)$ bázisszűrő kiterjesztése multirate komplementer elrendezésben, ahogy a 3.19. ábrán látható. Ennek a szűrőnek az $X_1(z)$ bemeneti jele először decimálásra kerül a decimáló felüláteresztő szűrő $H_{D_1}(z)$ és a mintaszámcsökkentő által. Ezután szűrésre kerül a $H_0(z)$ kernel szűrő által, ami a bázisszűrőnek az áteresztő és zárótartománya közti átmeneti tartományának meredekségéért felel, majd interpolálásra kerül a mintaszámnövelő és az interpoláló felüláteresztő szűrő H_{I_1} által. Az aluláteresztő kernel szűrő $H_0(z)$ teljes egészében felüláteresztő szűrővé képződik le, dupla mintavételi frekvenciával, az átmeneti frekvenciasáv szélessége ennek megfelelően a felére csökken. Végül az így kapott $X_2(z)$ kimeneti jel kivonásra kerül a késleltetett bemeneti jelből $z^{-N_1} X_1(z)$ -ből, ezzel megkapva a komplementer aluláteresztő $H_B(z)$ bázisszűrőt.



3.19. ábra A bázisszűrő megvalósítása multirate komplementer szűrőkén

A bázisszűrő átmeneti sávjának szélessége tetszőlegesen csökkenthető az egymást követő decimálás, interpolálás és komplementerképzés műveletek segítségével. A csökkenő mintavételi frekvencia következtében az egy időegység alatt elvégzett szűrési műveletek száma korlátos és az első decimáló, interpoláló szakasz műveletigényének kétszereséhez tart. Ekképpen az átmeneti sáv szélessége tetszőlegesen keskenyen tartható, közel állandó számítási teljesítmény mellett. Másfelől viszont minél keskenyebbre van megválasztva ez az átmeneti sáv, annál több komplementerképzés műveletet kell beiktatni, ami magával vonja az egyre több késleltető tag megjelenését. Így az összes várakozó jelkomponenst tárolni kell, amíg felhasználásra nem kerül, ami nagyon keskeny átmeneti sáv választásnál jelentős memóriaigényt jelent. A 3.20. ábrán látható példán látszik (HP : felüláteresztő szűrő, H_K : kernel szűrő), hogy a decimáló és interpoláló szakaszokkal, valamint a komplementerképzés segítségével a bázisszűrő törésponti frekvenciája a kívánt helyre pozicionálható úgy, hogy az átmeneti frekvenciasáv kellően keskeny marad. Ennek a technikának az alkalmazásával a kernel szűrőt elegendő egy alacsonyabb mintavételi frekvencián megtervezni.



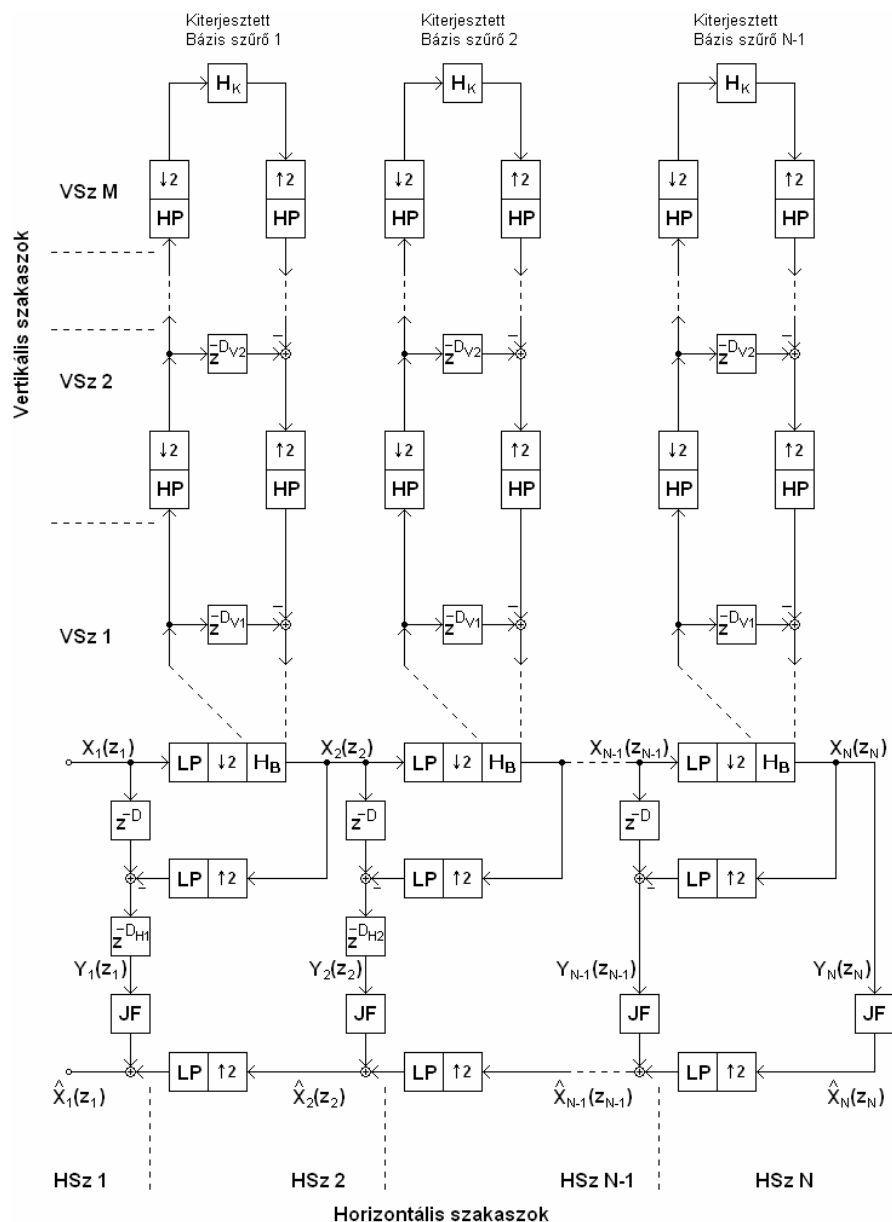
3.20. ábra A bázisszűrő egy kiterjesztése

A multi-komplementer szűrőbank

A szűrőbank N sávra történő bővítése mellett, a bázisszűrő kiterjesztését is végrehajtva, előáll a multi-komplementer szűrőbank (3.21. ábra). A szűrő elrendezés N horizontális szakaszból (HSz) áll, ami a decimáló és interpoláló aluláteresztő (LP) szűrőket, valamint a bázisszűrőt tartalmazza. A beépített késleltetések a feluláteresztő alsávban (Y_1) és a sáváteresztő alsávokban (Y_2 -től Y_{N-2} -ig) a csoportkésleltetés kompenzálását szolgálják. A bázisszűrő komplementer módszerrel van megvalósítva M vertikális szakaszban (VSz). A kiterjesztett bázisszűrőkben ($N-1$ ilyen bázisszűrő van) az egyes késleltetések a komplementer részek által okozott csoportkésleltetést kompenzálják. A vertikális szakaszokban a decimáló és interpoláló szűrők feluláteresztők, a szakaszok végén a kernel szűrő helyezkedik el. A decimálás következtében a egyes szakaszokban z_k a következőképpen alakul: $z_k = z^{2^{-(k-1)}}$, ahol $k = 1, \dots, N$ lehet. Ennek segítségével az $\hat{X}_k(z_k)$ jelek leírhatók az $X_k(z_k)$ jelek függvényeként a következő módon: $\hat{X}_1(z_1) = z_1^{-D_1} X_1(z_1)$, $\hat{X}_2(z_2) = z_2^{-D_2} X_2(z_2)$, ..., $\hat{X}_N(z_N) = z_N^{-D_N} X_N(z_N)$, ahol az egyes D_k késleltetők a k -adik horizontális szakaszban található D késleltetés (z^{-D}). Ezekben a szakaszokban a D_k késleltetők alakulása: $D_{k=N} = 0$ és $D_{k=N-l} = 2D_{N-l+1} + D$, ahol $l = 1, \dots, N-1$, azaz az adott szakaszbeli D késleltetés és az előző szakaszbeli, a mintaszámnövelés következtében megduplázódott D késleltetés összege. A bemeneti jel hibátlan helyreállítása a kimeneten elérhető, ha a horizontális szakaszokban található D_{H_k} késleltetések ($z^{-D_{H_k}}$) a következőképpen alakulnak: $D_{H_{k=N}} = 0$, $D_{H_{k=N-1}} = 0$ és $D_{H_{k=N-l}} = 2D_{N-l+1}$, ahol $l = 2, \dots, N-1$. Így az egyes jelkomponensek mindig a megfelelő időben egyesülnek és a kimenetre érve, meghatározott késleltetéssel összeáll a bemeneti jel (ha az egyes alsávokban az adatfeldolgozás (JF) nem változtat az adott jelkomponensen).

A számítási kapacitás az egyes szakaszokra meghatározható. Az N -sávú multi-komplementer szűrőbank, N horizontális szakaszból áll, amelyből $N-1$ tartalmaz bázisszűrőt, az egyes bázisszűrők M vertikális szakaszból állnak. Ezek alapján a horizontális számítási komplexitás a következőképpen alakul:

$$HK = HK_1 + HK_2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots + \frac{1}{2^{N-1}} \right).$$



3.21. ábra A multi-komplementer szűrőbank felépítése

Itt HK_1 azoknak a műveleteknek a számát jelöli, amelyek a bemeneti mintavételi frekvencián kerülnek kiszámításra, ez a HSz_1 horizontális szakaszban történik meg (3.21. ábra). A HK_2 jelöli azokat a műveleteket, amelyek a HSz_2 horizontális szakaszban kerülnek kiszámításra, de már a bemeneti mintavételi frekvencia felén. A számítási művelet száma a HSz_2 szakasztól a HSz_N szakaszig közelítőleg megegyezik, de a mintavételi frekvencia, amin ezek a számítások történnek, sorozatosan feleződik.

A kiterjesztett bázisszűrőkben (1-től $N-1$ -ig) a az egyes vertikális szakaszok (3.21. ábra) számítási komplexitása ekképpen alakul:

$$VK_1 = \frac{1}{2}V_1 + V_2\left(\frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \dots + \frac{1}{2^M}\right), \quad VK_2 = \frac{1}{4}V_1 + V_2\left(\frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \dots + \frac{1}{2^{M+1}}\right) = \frac{1}{2}VK_1,$$

$$VK_3 = \frac{1}{8}V_1 + V_2\left(\frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \dots + \frac{1}{2^{M+2}}\right) = \frac{1}{4}VK_1,$$

$$VK_{N-1} = \frac{1}{2^{N-1}}V_1 + V_2\left(\frac{1}{2^N} + \dots + \frac{1}{2^{M-1+N-1}}\right) = \frac{1}{2^{N-1}}VK_1.$$

Itt VK_1 -től VK_{N-1} -ig jelölik az egyes kiterjesztett bázisszűrők számítási komplexitását, V_1 jelöli az első vertikális szakaszbeli (VSz1), V_2 a második vertikális szakaszbeli komplexitást. A vertikális szakaszok teljes komplexitása a következőképpen alakul:

$$VK = VK_1\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots + \frac{1}{2^{N-1}}\right).$$

Így a teljes szűrőbank számítási komplexitása a horizontális és a vertikális számítási komplexitások összegeként írható le:

$$K_{teljes} = HK_1 + HK_2 + 2VK_1.$$

A K_{teljes} számítási komplexitás független az N frekvenciasávok számától, valamint az M vertikális szakaszok számától. Ez azt jelenti, hogy a valós idejű alkalmazásoknál, ahol a számítási kapacitás véges, tetszőleges számú alsáv megvalósítható és a sávátmenetek szélessége is tetszőlegesen keskenyre választható. Mindemellett a szükséges memóriaigény természetesen megfelelően növekszik.

Az alkalmazott szűrők [6]

A multi-komplementer szűrőbank felépítéséből adódóan a késleltetéseknek nagyon fontos a szerepe, ezért lényeges, hogy az egyes szűrők hogyan kerülnek megvalósításra. Mivel ezek a késleltetések rögzítettek, a szűrőn áthaladó jelnek minden esetben azonos késleltetésűnek kell lennie. Ez akkor valósul meg, ha a szűrőnek lineáris a fázismenete. A szűrő késleltetése a csoportkésleltetés (group delay), ami a következőképpen írható fel: $\tau = -\frac{d\varphi(\vartheta)}{d\vartheta}$, ahol $\varphi(\vartheta)$ a $H(z)$ átviteli függvény fáziskarakterisztikája. Ha $\varphi(\vartheta)$ lineáris, azaz a következő alakú: $\varphi(\vartheta) = -k\vartheta$, akkor $\tau = k$, azaz a szűrő tetszőleges frekvenciájú bemeneti jelet azonos mértékben késleltet. Ahhoz, hogy a fázismenet lineáris legyen, az átviteli függvénynek a következőképpen kell kinéznie: $H(z = e^{j\vartheta}) = H(\vartheta)e^{-jk\vartheta}$, ahol $H(\vartheta)$ valós vagy képzetes. Az

exponenciális tagnak az időtartományban késleltetés felel meg, a $H(\vartheta)$ -nak pedig egy zérus körüli szimmetrikus vagy antiszimmetrikus impulzusválasz. Kauzális esetben a késleltetésnek olyannak kell lennie, hogy negatív időpillanatokra az impulzusválasz zérus legyen. Ebből az következik, hogy lineáris fázisment IIR szűrővel elvileg nem megvalósítható, viszont FIR szűrővel ez lehetséges. A szűrőbank megvalósítása során a szűrőket ezért FIR szűrők valósítják meg. Mivel a multi-komplementer szűrőbank megvalósításánál az egyes késleltetések egész számú időközök, ezért a szűrők csoportkésleltetésének is egész számúnak kell lennie, azaz $\varphi(\vartheta) = -k\vartheta$ egyenletben a k csak egész lehet. Ez a szűrő impulzusválaszának hosszával függ össze, ami lehet páros vagy páratlan. A lineáris fázisú FIR szűrők átviteli függvénye, ha az impulzusválasz hossza N : $H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]z^{-n}$. A szűrők négy csoportra oszthatók. Az 1. csoport a szimmetrikus, páratlan hosszúságú impulzusválaszú szűrők, 2. csoport a szimmetrikus, páros hosszúságú impulzusválaszú szűrők, 3. csoport az antiszimmetrikus, páratlan hosszúságú impulzusválaszú szűrők, és a 4. csoport az antiszimmetrikus, páros hosszúságú impulzusválaszú szűrők.

A FIR szűrők leírt csoportjaiban a csoportkésleltetés értéke nem mindig egész szám, ahhoz, hogy egész szám legyen, az impulzusválasz hosszának páratlannak kell lennie, függetlenül attól, hogy ez a válasz szimmetrikus vagy antiszimmetrikus. A szűrőtervezés folyamán tehát a szűrők megfelelő fokszámára ügyelni kell.

A megvalósítandó szűrőbank

A fejezetben leírtak a lapján egy olyan szűrőbank kerül megvalósításra, amelynél a bázisszűrő egyetlen komplementer tagból áll, abból a célból, hogy a rendelkezésre álló számítási kapacitás elegendő legyen a műveletek végrehajtására. A megvalósítandó szűrőbank összesen háromféle szűrőt tartalmaz, a kernel szűrő, a felüláteresztő szűrő és az aluláteresztő szűrő. Ezért összesen ezt a három szűrőt kell megtervezni. A már megfelelő minőségű szűrők fokszáma kb. 40 és 60 között van. A számítási igény a szűrőkhöz, ha mindegyik szűrőt 50 fokszámúnak tekintünk, kb. 397 órajelciklus, mivel ehhez még hozzájönnek az egyéb műveletek, a számítási igénynek érdemes ennek a dupláját választani, ez kerekítve kb. 800 órajelciklus. A DSP 40 MHz-en működik, ez 44100 Hz mintavételi frekvenciánál, ütemenként kb. 907 utasítás végrehajtását jelenti. Várhatóan a számítási kapacitás elegendő lesz.

4. fejezet

A kiválasztott megoldás gyakorlati megvalósítása

4.1. A fejlesztés eszközei

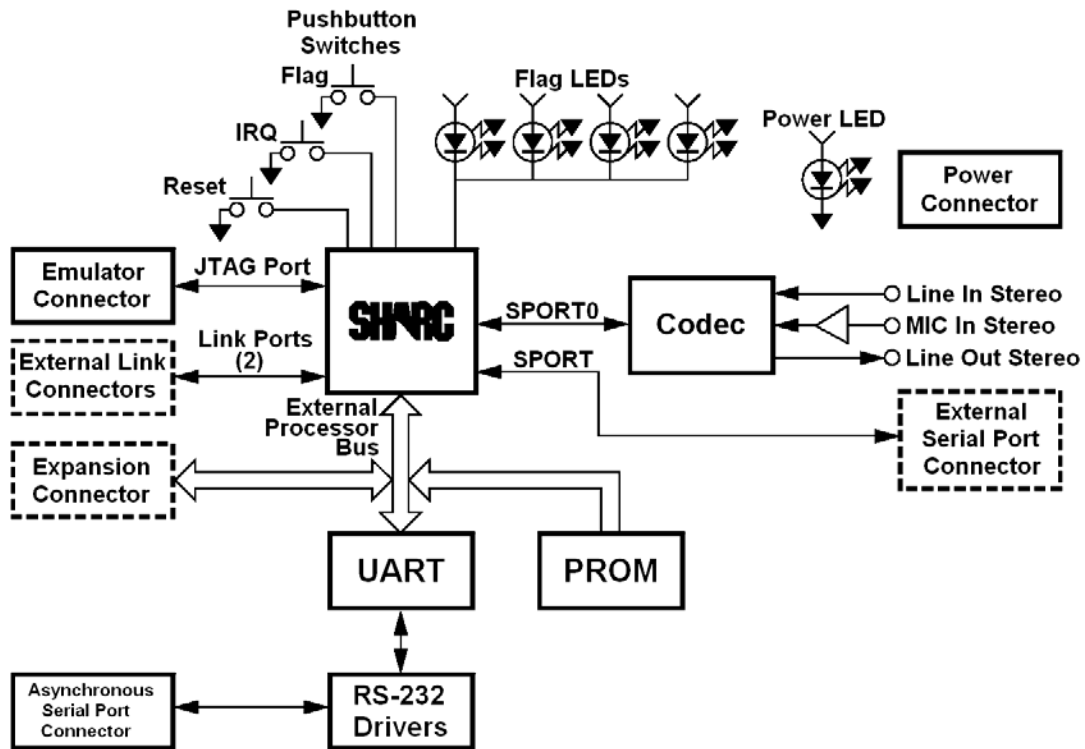
A kiválasztott megoldás megvalósítása során egyaránt alkalmazásra kerülnek szoftveres és hardveres fejlesztési eszközök. A fejlesztés a szoftveres eszközök segítségével történik személyi számítógépen, amely kapcsolatot biztosít a fejlesztői környezet és az alkalmazott hardver között. A fejlesztés folyamán ügyelni kell arra, hogy a fejlesztett program és az alkalmazott hardver szoros kapcsolatban van egymással, így a megfelelően működő szoftver program fejlesztéséhez elengedhetetlen az alkalmazott hardver bizonyos szintű ismerete, ami a megvalósítani kívánt céltől függően eltérő lehet (a fejlesztett programok nem mindig használják ki az alkalmazott hardver minden szolgáltatását, ezért e szolgáltatások működésének ismerete nem feltétlenül szükséges a feladat megvalósítása során).

4.1.1. Hardver eszközök, az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya [7],[8],[9]

A feladat megvalósításához alkalmazott hardver eszköz az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya, amely az Analog Devices Inc. (ADI) terméke. Ez a fejlesztői kártya arra szolgál, hogy az ADSP-21061 processzor egyes funkcióit könnyen elérhetővé tegye a felhasználó számára, így nem szükséges a processzorhoz külön testáramkör építése. A kártya felépítése az 4.1. ábrán látható.

A fejlesztői kártyának különböző ki- és bemeneti eszközei vannak (I/O eszközök). Az ADSP-21061 SHARC processzornak van négy FLAG lába, amelyek a felhasználó által is programozhatóak kimenetnek vagy bemenetnek. A FLAG0 vezérli az AD1847 codecet (az ábrán a Codec blokk), valamint a D2 LED-et, ami a FLAG állapotáról ad visszajelzést. A FLAG1 láb az egyik nyomógombhoz kapcsolódik,

valamint a D3 LED-hez, így a felhasználó ehhez a nyomógombhoz műveleteket rendelhet. A FLAG2 a D4 LED-hez, a FLAG3 a D6 LED-hez kapcsolódik.



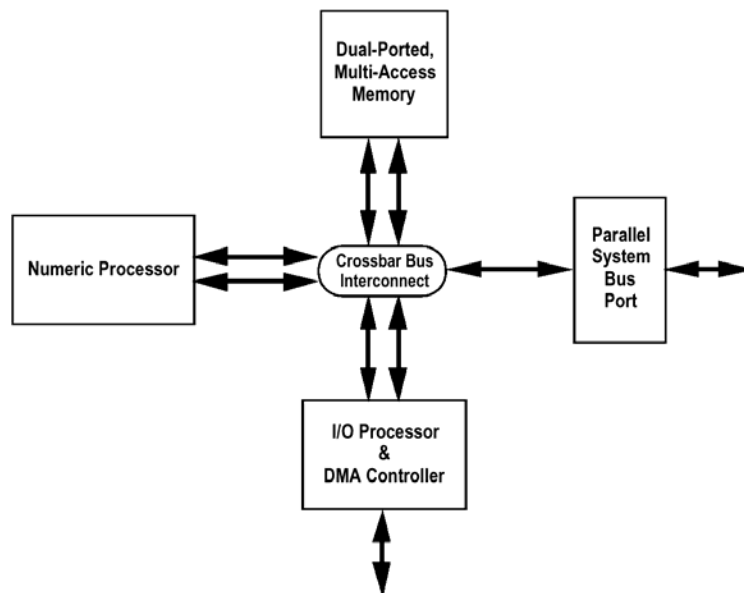
4.1. ábra az ADSP-21061 EZ-KIT Lite felépítése

A processzornak van három külső megszakítás lába, amelyek prioritásos rendszerben működnek. Ezek közül kettőt foglal le a fejlesztői kártya, az IRQ1 az egyik nyomógombhoz, az IRQ2 a 16550 UART(Universal Asynchronous Receiver/Transmitter)-hoz kapcsolódik. Az IRQ0 lábat nem használja a kártya, ez egy csatlakozóhoz van kivezetve a kártyán.

A processzornak van kettő nagy sebességű szinkron soros portja (SPORT-ok), amelyek többféle üzemmódban működhetnek. A SPORT1 egy csatlakozóhoz van kivezetve, ezt a kártya nem használja. A kártya a SPORT0 portot használja, ami az AD1847 codec soros portjához csatlakozik. Az AD1847 codec szolgáltatja a sztereó audio bemenetet (A/D) és kimenetet (D/A). A codecben található A/D és D/A átalakítók $\Sigma\Delta$ elven működnek, a digitalizált jel 16-bites. Analóg oldalról a codechez két sztereó 3.5 mm-es Jack dugóval lehet csatlakozni.

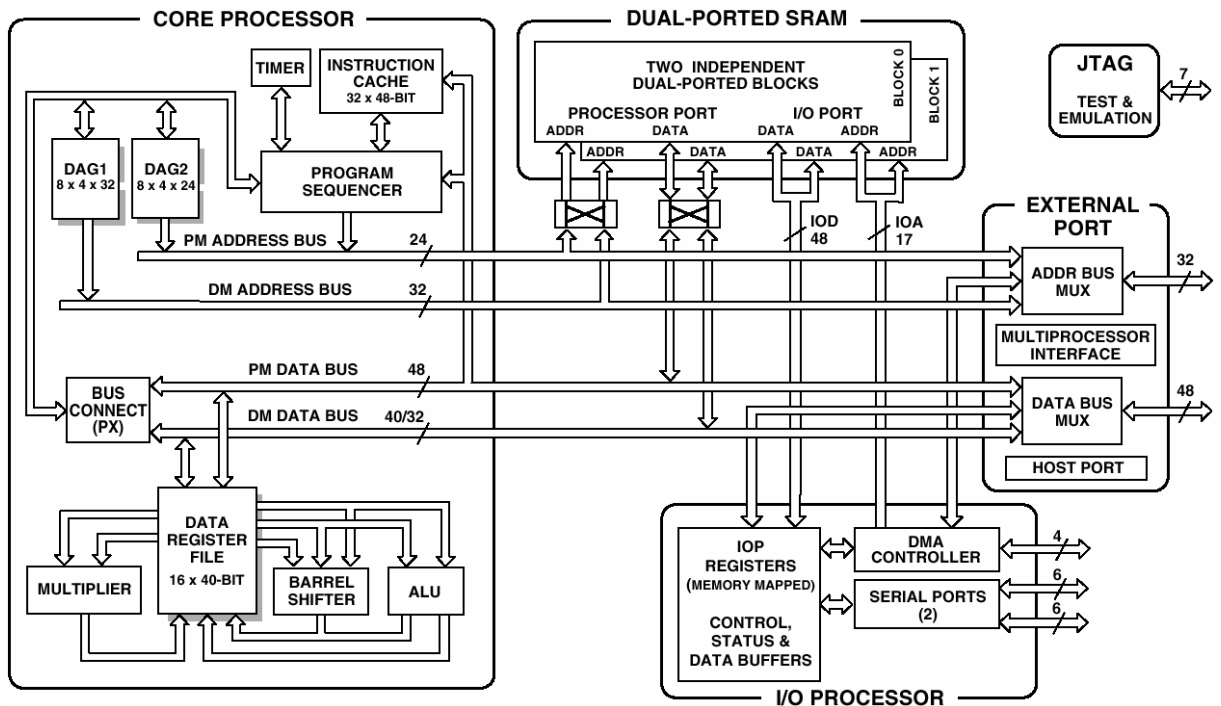
A processzor személyi számítógép segítségével érhető el az RS-232 csatlakozón keresztül. A boot PROM segíti a kártya működését és egy alap programot tölt be, ami az RS-232 csatlakozó működését vezényli. A működés közbeni (in-circuit) emuláció a JTAG csatlakozón keresztül érhető el, aminek segítségével hibakeresésre van lehetőség.

A fejlesztői kártya központi eleme a jelfeldolgozó processzor (DSP). Az ADSP-21061 SHARC processzor az ADSP-21000 család tagja, amely a központi processzoron kívül a perifériákat is tartalmazza egy tokon belül, ezek az SRAM, I/O perifériák és I/O busz, így megvalósítva a rendszer a chip-ben (system-on-a-chip) elvet. A SHARC jelentése Super Harvard Architecture Computer, ami a Harvard-architektúrának egy továbbfejlesztett változata. A Harvard-architektúra jelentősége, hogy megkülönböztet kód- és adatmemóriát, amelyek külön buszon érhetőek el. A szuper Harvard-architektúra már négy független buszt tartalmaz, ezek a két adatbusz, az utasításbusz és az I/O busz (4.2. ábra). A beépített utasítás-cache segítségével a processzor minden utasítást egyetlen órajelciklus alatt végrehajt.



4.2. ábra Szuper Harvard Architektúra

Az ADSP-21061 egy 32-bites lebegőpontos processzor, ami a jelfeldolgozási alkalmazások megvalósítására lett optimalizálva. A processzort a nagy sebességű, kis fogyasztású CMOS technológiával valósították meg, így maximálisan 50 MHz sebességen a teljesítménye elérheti a 50 MIPS (Million Instruction Per Second) értéket, mivel órajelciklusonként végrehajt egy utasítást. A feladat megvalósítása folyamán a fejlesztői kártyán a processzor 40 MHz-es órajellel működik. Az ADSP-21061 felépítése az 4.3. ábrán látható.



4.3. ábra Az ADSP-21061 felépítése

A processzor fő részei:

- **Független, párhuzamos műveletvégző egységek**

Az aritmetikai és logikai egység (ALU), a szorzó (Multiplier) és a léptető (Shifter) egységek párhuzamosan vannak megvalósítva, így lehetőség van egyidejű használatukra a maximális számítási teljesítmény elérésének érdekében. Egyetlen többfunkciós utasítás párhuzamosan végrehajt egy ALU és egy szorzó műveletet. A műveletvégző egységek a következő számábrázolási formátumokat támogatják: az IEEE 32-bites egyszerű pontosságú lebegő-pontos (single-precision floating-point), 40-bites kiterjesztett pontosságú (extended precision) lebegő-pontos és a 32-bites fix-pontos.

- **Adatregiszter blokk**

Az általános célú adatregiszter blokkot használják adatmozgatásra a műveletvégző egységek és az adatbusz között, valamint az ideiglenes számítási eredmények tárolására. Az adatregiszter blokkban 32 regiszter van, amelyek két 16 regiszterből álló csoportra vannak felosztva. Ezek közül mindig csak az egyik 16-os csoport érhető el, a csoportok között egy utasítás segítségével lehet váltani, ez a

megszakítás kezelő rutin alkalmazásánál lehet hasznos, mivel így nem kell elmenteni a regiszterek tartalmát.

- **Utasítás cache**

A szuper Harvard-Architektúra eredményeként a beépített utasítás cache által lehetővé válik három buszműveletet, két számítási művelet és a következő utasítás betöltése (cache-ből) egy órajelciklus alatt. A buszműveletek részletesebben: adatbeolvasás az adatmemóriából (DM), adatbeolvasás a programmemóriából (PM) és az utasítás beolvasása a programmemóriából (PM), ilyenkor a programmemóriában az adatokat úgy kell elhelyezni, hogy a megfelelő címtartományokba kerüljenek. A számítási műveletek például a szorzás és az összeadás. Ezek segítségével lehetővé válik olyan műveletek nagysebességű végrehajtása, mint például a digitális szűrés.

- **Adatcím generátor**

Az ADSP-21061 processzornak két adatcím generátora (DAG – Data Address Generator) van, amelyek hardveresen támogatják a cirkuláris buffereket. Ezeknek a cirkuláris buffereknél az alkalmazásával többek közt lehetővé válik a digitális jelfeldolgozásban alkalmazott késleltetési lánc, a digitális szűrők, a Fourier-transzformáció hatékonyabb programozása. A két adatcím generátor lehetővé teszi 32 cirkuláris buffer megvalósítását, amely 16 elsődleges és 16 másodlagos regiszterkészletből áll, de egyszerre csak az egyik készlet használható. A cirkuláris bufferek bármelyik memória területen elhelyezhetők, az adatcím generátor automatikusan kezeli a címmutató körülfordulását.

- **Memória**

Az ADSP-21061 tokon belül (on-chip) tartalmaz 1 megabit SRAM-ot, ami két memóriabankra van felosztva. Mindegyik blokk két portú (dual-ported), függetlenül hozzáférhető a központi egység és az I/O processzor vagy a DMA vezérlő által. Az adatok többféle formátumban tárolhatók, az igényektől függően lehet 16-bites, 32-bites, 48-bites és ezek kombinációja is. Mindegyik memóriablokkban tárolható adat és utasításkód is, de a leghatékonyabb működés akkor érhető el, ha az egyik blokkban csak adat van tárolva az adatmemória (DM) buszt használva az adatátvitelhez, a másik blokkban utasításkód és adat a programmemória (PM) buszt használva. Az adatmemória-busz és a programmemória-busz ekképpen történő használata

következtében biztosított az, hogy egy utasításciklus alatt két adatátvitel történjen. Ebben az esetben az utasításnak az utasítás cache-ben kell rendelkezésre állnia.

- **Külső memória és periféria interfész**

Abban az esetben, ha a rendelkezésre álló SRAM mennyiség nem lenne elegendő, lehetőség van külső memória illesztésére a külső porton (external port) keresztül, valamint a külső perifériák is erre a portra illeszthetők. A külső porthoz a belső buszok multiplexálva csatlakoznak, így létrehozva egy külső rendszer buszt 32-bites címbusszal és 48-bites (vagy 32-bites) adatbusszal. Az elérhető címtartomány a processzor egységes címtartományának a része.

- **Hoszt processzor interfész**

Az ADSP-21061 hoszt interfésze lehetővé teszi, hogy könnyen csatlakoztatható legyen szabványos mikroprocesszor buszokhoz, mind 16-biten, mind 32-biten, kis kiegészítő hardver hozzáadásával. A hoszt interfész a külső (external) porton keresztül érhető el, címtartománya a processzor egységes címtartományának a része.

- **DMA vezérlő**

A DMA (Direct Memory Acces) vezérlő lehetővé teszi az adatátvitelt a processzor közbeavatkozása nélkül. A vezérlő függetlenül működik a processzor magjától, és annak számára láthatatlanul. DMA adatátvitel a belső memória és valamely eszköz között történhet a következők közül: külső memória, külső perifériák, a soros portok vagy egy hoszt processzor. Ezen kívül DMA adatátvitel történhet még külső memória és külső perifériák között is.

- **Soros portok**

Az ADSP-21061 két szinkron soros porttal rendelkezik, amelyek segítségével számos digitális perifériához csatlakoztatható. Az adatátviteli sebesség széles skálán változtatható, de a maximum elérhető sebesség 40 Mbit/s. A független adás és vétel nagy rugalmasságot ad a soros kommunikációhoz.

- **Többprocesszoros alkalmazás**

Az ADSP-21061 úgy lett kialakítva, hogy támogatja több processzor összekapcsolását. Az egységes címtartománynak köszönhetően a DSP-k közvetlenül elérhetik egymás belső memóriáját. A processzorok elosztott busz arbitrációs logikát tartalmaznak, így egyszerűen összeköthető maximum hat DSP és a host processzor.

4.1.2. Szoftver eszközök

A diplomaterv-feladat megvalósítása során két lényeges szoftver eszköz került alkalmazásra. Az egyik a VisualDSP, a másik pedig a Matlab.

Az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártyára történő programfejlesztés a VisualDSP program segítségével történik, ami az Analog Devices cég szoftver terméke. A VisualDSP programcsomag integrált fejlesztői környezet, amely az ADSP-21061 SHARC processzor mellett számos Analog Devices által gyártott DSP-re történő fejlesztést támogat. A szoftver képes együttműködni a fejlesztői kártyákkal, ezzel megkönnyítve a programok fejlesztését. Maga a VisualDSP egy személyi számítógépen futó grafikus fejlesztői környezetet nyújtó program. A fejlesztés két fő fázisból áll, az egyik a project szerkesztése, amely magába foglalja a keretet, az interrupt táblát és a forráskódot, majd a project fordítását, linkelését, a másik a lefordított program betöltése a hardverbe és a hibakeresés (debug). A forráskód szerkesztése történhet egyszerű szövegszerkesztővel is, de érdemes a VisualDSP beépített szerkesztőjét alkalmazni, mert így könnyen elkerülhetők a szintaktikai hibák. Az egyes projectekhez tartozik egy linkelést leíró fájl (LDF-Linker Description File), amely a linker számára tartalmaz információkat, többek között azt is, hogy a forrásprogram kód- és adatrészei melyik fizikai memóriatartományba töltődjenek be. Ennek fontos szerepe van a program hatékony futásánál, ugyanis a nem megfelelően megválasztott memóriatartományok miatt az egyes utasítások végrehajtási ideje nagyobb lesz. A VisualDSP segítségével a hibakeresés hatékonysága növelhető, lehetőséget biztosít a futtatott program tetszőleges helyen történő megállítására, lépésenkénti végrehajtására, a megállított programnál a regiszterek és az on-chip RAM értékeinek megtekintésére, illetve azok módosítására, ezeknek az értékeknek az elmentésére, továbbá az on-chip RAM értékeinek grafikus megjelenítésére. Továbbá a VisualDSP rendelkezik szimulátorral, ahol az egyes eszközök működését szimulálja, ekkor a fejlesztett program nem a hardverbe töltődik

be, hanem a szimulátorba, így lehetőség van a hardver rendelkezésre állása nélkül is a programok fejlesztésére, természetesen adott korlátokon belül.

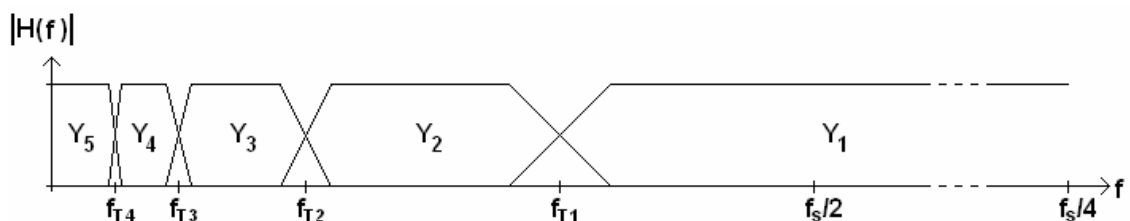
A másik lényeges szoftver eszköz a MathWorks cég által fejlesztett Matlab program. A Matlab matematikai program, amely integráltan tartalmaz számítási, megjelenítési és programozási környezetet, a matematikában megszokott jelölésekkel. Számos területhez kapcsolódóan tartalmaz támogatást, segédeszközöket. Tipikus felhasználási területe a matematikai számítások, algoritmusfejlesztés, modellezés, szimuláció, adatelemzés, tudományos és mérnöki grafika, alkalmazásfejlesztés grafikus felhasználói felülettel. A Matlab-környezet sokféle számítási feladathoz rendelkezik beépített függvényekkel, de ezek egyénileg is előállíthatók. A digitális jelfeldolgozás területén a Matlab széleskörben elterjedt és alkalmazott program. A diplomaterv megvalósítása során a szűrőtervezés a Matlab beépített függvényei segítségével történt.

4.2. A választott frekvenciamenet-kiegyenlítő megvalósítása

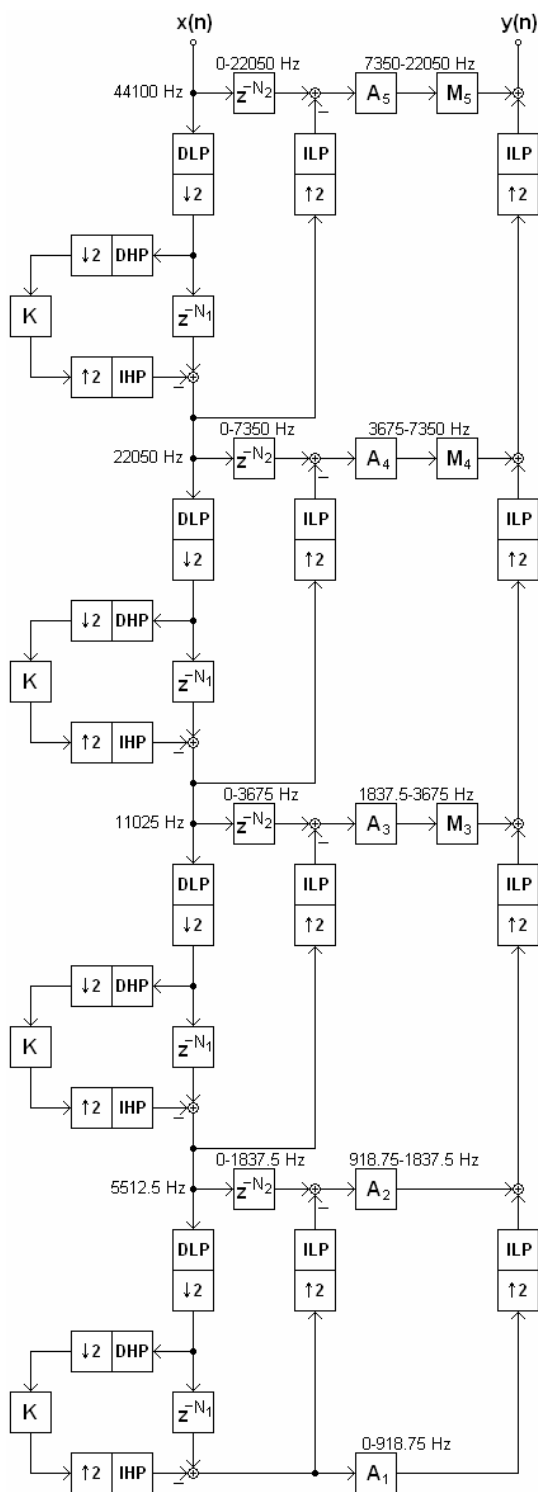
A frekvenciamenet-kiegyenlítő megvalósítása a harmadik fejezetben bemutatott multi-komplementer technikával történik. Ebben a fejezetben bemutatásra kerülnek az alkalmazott struktúra egyes részletei, a szűrőtervezés menete, valamint a megvalósított program működése, lényeges elemei.

4.2.1. A szűrőbank specifikációja, szűrőtervezés [3]

A gyakorlati megvalósítás során egy öt sávú frekvenciamenet-kiegyenlítő került realizálásra. Az egyes frekvenciasávok elhelyezkedése a 4.4. ábrán látható. A módosított oktáv struktúra következtében az első törésponti frekvencia (f_{r1}) $\pi/3$ -nál helyezkedik el, a többi pedig mindig az előző felénél.



4.4. ábra A frekvenciasávok alakulása a módosított oktáv struktúra szerint



4.5. ábra Az öt sávós frekvenciamenet-kiegyenlítő

A megvalósított struktúra a 4.5. ábrán látható, ahol K a kernel szűrő, DLP és ILP megfelelően a decimáló aluláteresztő szűrő és interpoláló aluláteresztő szűrő, míg a DHP és IHP megfelelően a decimáló felüláteresztő szűrő és interpoláló felüláteresztő szűrő. Az ábrán M az egyes szakaszok késleltetésének kompenzációját jelöli, a frekvenciasávokban történő jelelnyomás mértékét pedig A jelöli. Az egyes átmeneti

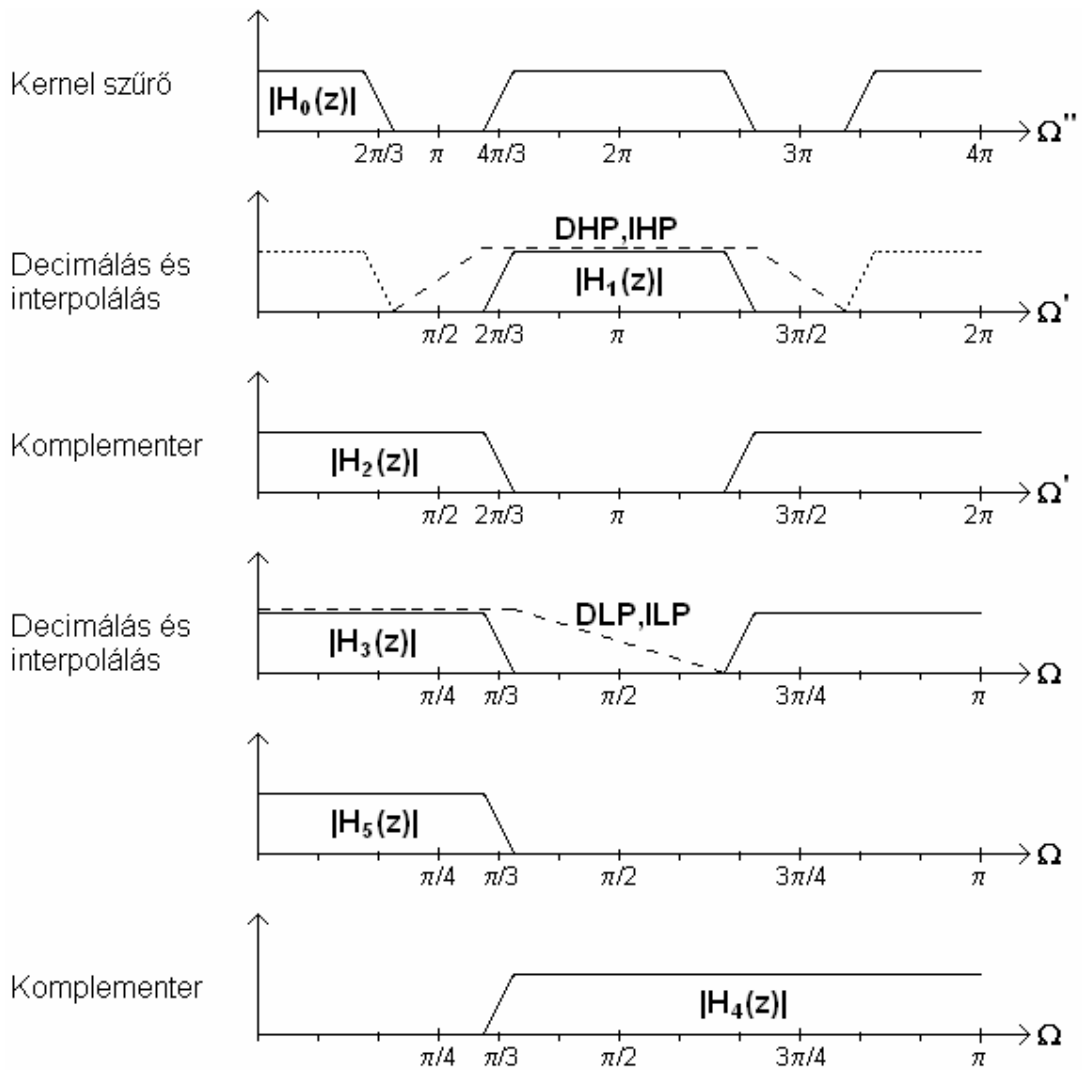
sávok meredeksége a komplementer technikával megvalósított bázisszűrővel állítható be, amely a megvalósított struktúrában egyetlen komplementer szakaszból áll. A meredekség beállítása közvetlenül a kernel szűrő segítségével történik, ennek a szűrőnek a tulajdonságai döntik el, hogyan alakul a karakterisztika. A frekvenciasávok specifikációja valamint a hozzájuk tartozó átmeneti sávok (ÁS) szélessége a 4.1. táblázatban látható.

$f_m [kHz]$	$f_{T1} [Hz]$	$f_{T2} [Hz]$	$f_{T3} [Hz]$	$f_{T4} [Hz]$
44.1	7350	3675	1837.5	918.75
ÁS [Hz]	1280	640	320	160

4.1. táblázat A frekvenciasávok specifikációja

A mintavételi frekvencia a fogyasztói audio technikában elterjedt 44100 Hz, a kvantálás pedig 16 bites. A mintavételi frekvencia meghatározza a rendelkezésre álló számítási kapacitást. A megvalósítás során alkalmazott ADSP-21061 jelfeldolgozó processzor működési frekvenciája 40 MHz, ami azt jelenti, hogy két mintavétel között maximum 907 utasítást lehet végrehajtani. A szűrőket ezért úgy kell megtervezni, hogy a rendelkezésre álló időben az összes szükséges művelet elvégezhető legyen és még maradjon elég idő az egyéb műveletekre is.

Az alacsonyabb frekvenciasávoknál a különböző decimáló és interpoláló szűrők tervezését meghatározza az átmeneti sáv szélessége, valamint a zárótartománybeli elnyomás mértéke. A szűrők struktúrája az alacsony frekvenciasávokra a 4.6. ábrán látható, a tervezéshez szükséges specifikációk a kernel szűrőhöz, a decimáló és interpoláló szűrőkhöz a 4.7. ábrán láthatók. A kernel szűrő (H_0) karakterisztikája a mintaszámnövelés következtében összenyomódik, és megjelenik mellette újra ez a karakterisztika (imaging hatás), mindez kétszeres mintavételi frekvencián (a mintaszámnövelés következtében). Az így kialakult karakterisztikából az interpoláló felüláteresztő szűrő (IHP) kiszűri az alsó frekvenciatartományt, így adódik ki a H_1 karakterisztika. A H_1 karakterisztikából származó jel az N_1 késleltetéstől (z^{-N_1}) érkező jeltől (amely az adott mintavételi szinten minden frekvencián egységnyi) kivonásra kerül (komplementerképzés), így alakul ki a H_2 karakterisztika. Ezután ismét egy mintaszámnövelés következik, aminek következtében a bemeneti jel ($x(n)$) mintavételi frekvenciájára kerül az adott jelkomponens, H_2 karakterisztikája pedig összenyomódik (a H_0 -hoz hasonlóan). Most elvégezve az interpoláló aluláteresztő szűrést, kiadódik



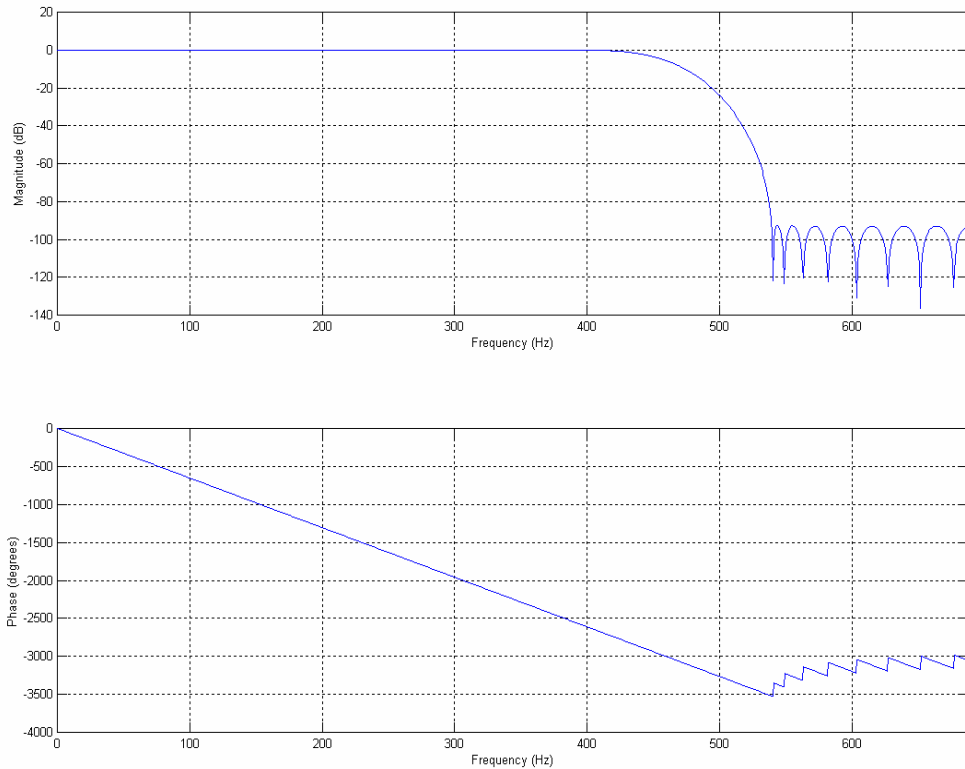
4.7. ábra Szűrő specifikációk

pedig: $\frac{\Omega_{zt}''}{2\pi} = \frac{f'' + f_{AS}/2}{f_m''}$. Ezeknek a paramétereknek a segítségével a szűrő

megtervezhető. Az átmeneti sáv szélességének megválasztva az $f_{AS} = 160 \text{ Hz}$ értéket és a zárótartománybeli elnyomásnak a -93 dB -t, f_m'' mintavételi frekvencián a szűrő karakterisztikája a 4.8. ábra szerint alakul. A szűrő tervezése a Matlab program remez függvényének segítségével készült, az alábbi módon:

```
fs=44100; fsvv=fs/2^5; ftb=160;
fvv=fsvv/3; fkp=fvv-ftb/2; fks=fvv+ftb/2;
[n,fo,ao,w] = remezord([fcp fcs],[1 0],[0.00001 0.00002],fsvv);
bk = remez(n+1,fo,ao,w); freqz(bk,1,1024,fsvv);nk=length(bk);
```

A szűrő fokszámára így $nk=51$ adódik.



4.8. ábra A kernel szűrő amplitúdó-fázis karakterisztikája

- **A decimáló és interpoláló felüláteresztő szűrő tervezése**

Ezeknek a szűrőknek a tervezésénél a mintavételi frekvencia $f_m' = \frac{44100}{2^4} \text{ Hz}$ és ahogy a 4.7. ábrán látható, fél-sáv szűrők. A már adott értékek segítségével a normalizált áteresztő-tartományi frekvencia a következőképpen alakul:

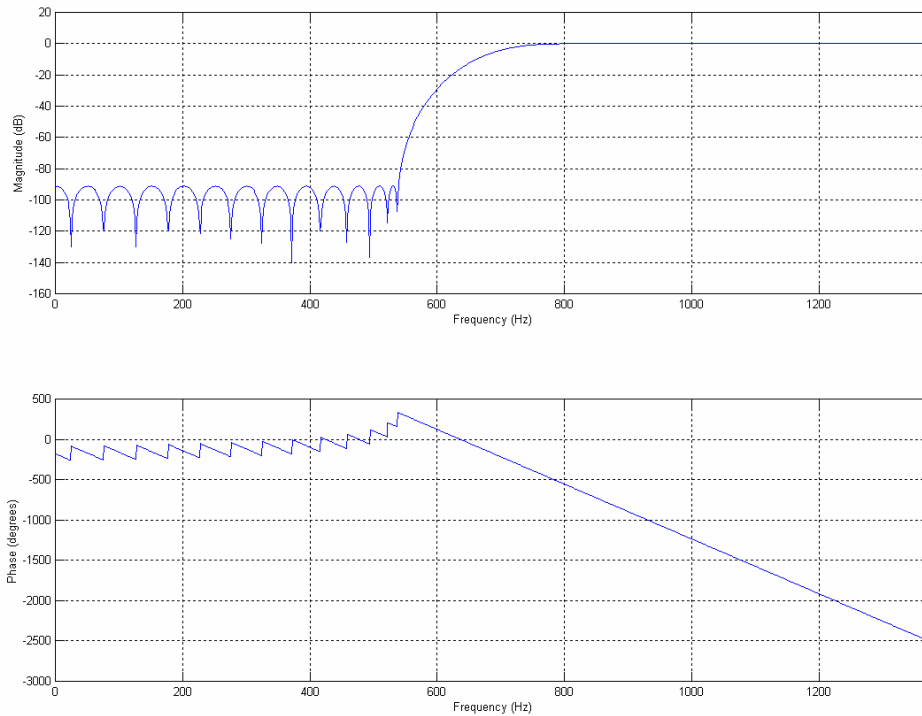
$$\frac{\Omega_{\text{át}}'}{2\pi} = \frac{2f'' - f_{\text{AS}}/2}{f_m'}$$

a

normalizált zárótartományi frekvencia pedig ekképpen:

$$\frac{\Omega_{\text{zt}}'}{2\pi} = \frac{f'' + f_{\text{AS}}/2}{f_m'}$$

A zárótartománybeli elnyomásnak szintén a -93 dB -t választva, f_m' mintavételi frekvencián a szűrő karakterisztikája a 4.9. ábra szerint alakul.



4.9. ábra A felüláteresztő decimáló és interpoláló szűrők amplitúdó-fázis karakterisztikája

Az alkalmazott Matlab utasítások az előző tervezés folytatásaként a következők:

```
fsv=fsvv*2; fhps=fvv+ftb/2; fhpp=2*fvv-ftb/2;
[n,fo,ao,w] = remezord([fhps fhpp],[0 1],[0.00002 0.00001],fsv);
bhp = remez(n,fo,ao,w); freqz(bhp,1,1024,fsv); nh=length(bhp);
```

Az így kapott szűrők fokszáma $nh=53$.

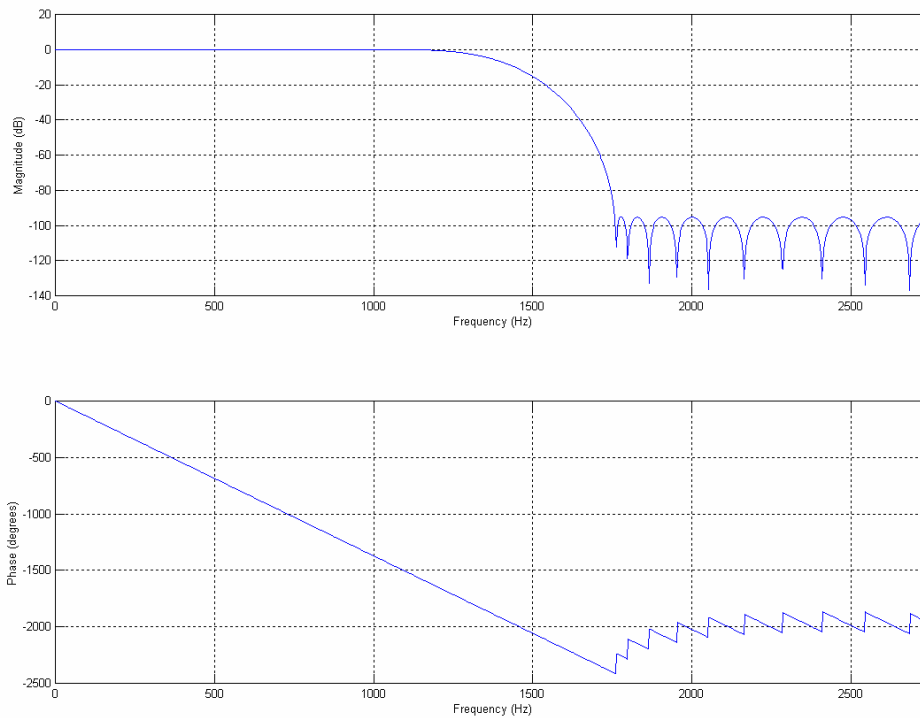
- **A decimáló és interpoláló aluláteresztő szűrő tervezése**

A szűrőknél itt alkalmazott mintavételi frekvencia $f_m = \frac{44100}{2^3} \text{ Hz}$, és ezek a szűrők szintén fél-sáv szűrők. Az eddig ismert adatok segítségével a normalizált áteresztőtartományi frekvencia alakulása:

$\frac{\Omega_{\hat{a}t}}{2\pi} = \frac{2f'' + f_{\hat{A}S}/2}{f_m}$, a normalizált zárótartományi

frekvencia pedig ekképpen alakul: $\frac{\Omega_{z\hat{t}}}{2\pi} = \frac{4f'' + f_{\hat{A}S}/2}{f_m}$. A zárótartománybeli

elnyomásnak -93 dB -t választva, f_m mintavételi frekvencián a szűrő karakterisztikája a 4.10. ábra szerint alakul.



4.10. ábra Az aluláteresztő decimáló és interpoláló szűrők amplitúdó-fázis karakterisztikája

A Matlab utasítások az előzőek folytatásaként ekképpen alakulnak:

```
fs=fsv*2; flpp=2*fvv+ftb/2; flps=4*fvv-ftb/2;
[n,fo,ao,w] = remezord([flpp flps],[1 0],[0.00001 0.00002],fs);
blp = remez(n+1,fo,ao,w);freqz(blp,1,1024,fs);nl=length(blp);
```

A szűrők fokszáma ekkor $nl=43$.

Ezek a szűrőtervezési módszerek alkalmazhatók a szűrőbank minden hasonló szakaszában. A zárótartománybeli elnyomás kiindulási értéke -100 dB volt, de a megvalósítás során a számítási kapacitás nem lett elegendő, ezért a szűrők fokszámának csökkentése érdekében az elnyomás kisebb mértékűre lett választva. Ez a frekvenciamenet-kiegyenlítő működését hallhatóan nem befolyásolja.

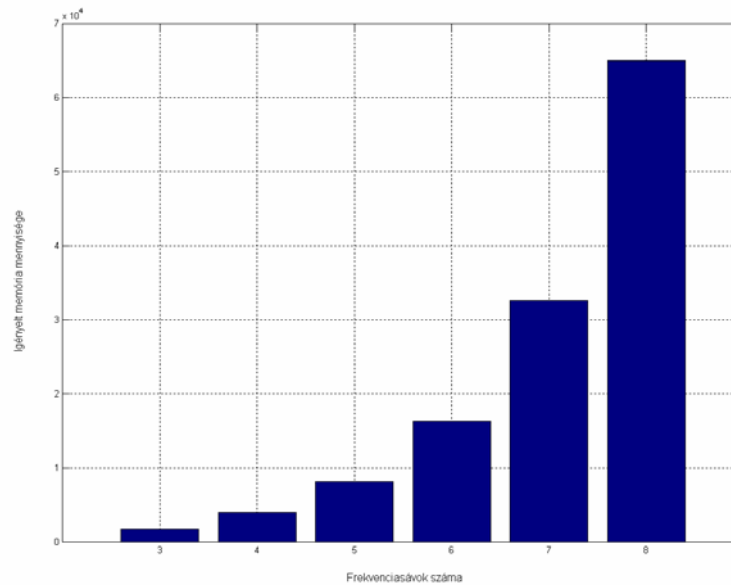
A szűrők úgy lettek tervezve, hogy fokszámuk páratlan legyen. Ahol a fokszám becslő (remezord) eredménye páros lett, ott a fokszámot eggyel meg kellett növelni, így teljesítve az egész számú készletetést.

- **Memóriaigény**

A működéshez szükséges memória mennyiségét közvetlenül befolyásolja az átmeneti sáv szélessége és a zárótartománybeli elnyomás mértéke. Az adott kernel,

decimáló és interpoláló szűrők által igényelt memória különbözik az adott frekvenciasávbeli csoportképletetést kompenzáló memória mértékétől. Az N_{1cs} csoportképletetést kompenzáló tároló mérete a decimáló és interpoláló felüláteresztő szűrők fokszámától (nh), valamint a kernel szűrő fokszámától (nk) függ a következő módon: $N_{1cs} = \frac{nh-1}{2} + 2\left(\frac{nk-1}{2}\right) + \frac{nh-1}{2}$, azaz az egyes szűrők csoportképletetésétől függ. Az aktuális jel áthalad a decimáló felüláteresztő szűrőn, majd mintaszámcsökkentés történik, aminek következtében a kernel szűrőn történő áthaladása kétszer annyi ideig tart. A mintaszámnövelés után áthalad az interpoláló felüláteresztő szűrőn, ami a decimálóval megegyezik. A szűrőstruktúra megvalósítása következtében a szűrőkön áthaladó jel még további két lépést késik (később kerül tárgyalásra), így N_1 csoportképletetés végső értékének alakulása a következő: $N_1 = nh + nk$. Az N_{2cs} csoportképletetést kompenzáló memória méretének meghatározása az N_{1cs} -hez hasonlóan történik. Itt a jel a decimáló és interpoláló aluláteresztő szűrőkön megy keresztül és közben átmegy N_1 késleltetőn is, ami az előzőkhöz hasonlóan kétszeres időt vesz igénybe, ekképpen $N_{2cs} = \frac{nl-1}{2} + 2N_1 + \frac{nl-1}{2}$. A megvalósítás következtében itt is hozzáadódik még két lépésnyi késés, N_2 értéke végül így alakul: $N_2 = 2N_1 + nl + 1$. Az M_3, M_4, M_5 késleltetések az egyes sávoknál rekurzívan számíthatók. Az M_3 esetében az M_3 bemenetére kerülő jelnek meg kell várnia amíg ugyanez a jel keresztüljut N_2 késleltetőn, ami a mintacsökkentés miatt kétszeres időt vesz igénybe. Így az adódik, hogy $M_3 = 2N_2$. Az M_4 esetében hasonló történik, de itt a késő jel N_2 mellett még M_3 késleltetőn is keresztül kell jusson, így $M_4 = 2(N_2 + M_3)$, azaz $M_4 = 6N_2$. Az M_5 értékének számítása hasonlóan történik, aminek eredménye: $M_5 = 14N_2$. Ezeknek az eljárásoknak a segítségével meghatározható a szűrőbank által igényelt memória mérete, akár a kiszámoltnál több sávra is. Az így kapott értékhez még hozzá kell adni az egyéb számítások, műveletek által igényelt memória mennyiségét is, amit viszont általában nem tudni pontosan előre. Ezt a memória mennyiséget tapasztalatok alapján meg lehet becsülni. Az M_3, M_4, M_5 késleltetőket nem feltétlen kell a processzor mellett elhelyezett gyors on-chip SRAM-ban elhelyezni, mivel az általuk tárolt adatokhoz nem szükséges egyszerre gyorsan hozzáférni. Amennyiben van

rá lehetőség, akkor külső dinamikus memóriában is elhelyezhetők. Mivel az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya nem tartalmaz külső memóriát, ezért az összes késleltető az on-chip SRAM-ban lett elhelyezve. Mivel ez a memória terület nem túl nagy, a frekvenciamenet-kiegyenlítő öt sávra lett megválasztva, ebből adódóan a szűrőbank által igényelt memóriamennyiség a következőképpen alakul:

$$\sum \text{Memória 5 sávhoz} = 4(N_1 + N_2 + 3nl + 2nh + nk) + (2 + 6 + 14)N_2 = 8112.$$


4.11. ábra Memóriaigény (rekeszek száma) a frekvenciasávok függvényében

Az ADSP-21061 SRAM mérete 16K szó, 32-bites adattárolás mellett. A bejövő 16-bites egész adatok 32-bites lebegőpontos adatokká vannak konvertálva, mert ezekkel egyszerűbb a műveletvégzés a processzor tulajdonságai miatt. Látható, hogy az öt sávú szűrőbank által igényelt memória bőven belefér a rendelkezésre álló helyre. Felmerülhet, hogy a hat sávú változat is belefér-e. Hat sáv esetén a memóriaigény:

$$\sum \text{Memória 6 sávhoz} = 5(N_1 + N_2 + 3nl + 2nh + nk) + (2 + 6 + 14 + 30)N_2 = 16314.$$

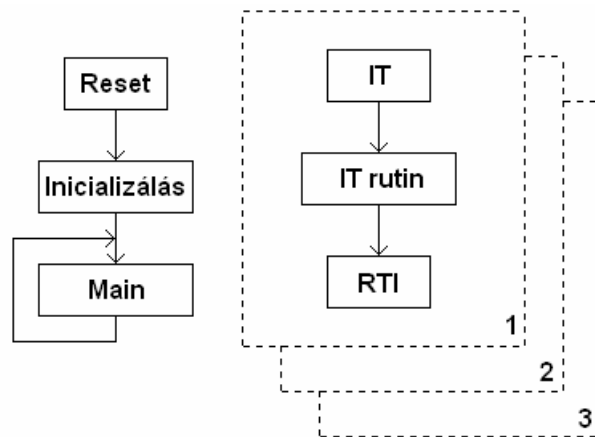
Ebből látszik, hogy a rendelkezésre álló 16384 szó helyre még ez is beleférne, viszont a fennmaradó memória mennyisége nem biztos, hogy elegendő az egyéb műveletek által igényelt memóriához. Ezért esett a választás az öt sávú frekvenciamenet-kiegyenlítőre. A 4.11. ábrán látható néhány esetben a késleltetők memóriaigénye attól függően, hogy hány sávú szűrőbank kerül megvalósításra.

- **Késleltetési idő**

A hibátlan helyreállításnak köszönhetően a jel alakja a bemenethez képest változatlanul jelenik meg a kimeneten (ha az egyes sávokban nem történt jelmódosítás), csak időben késleltetve. Ez a késleltetés a megvalósított struktúra alapján könnyen meghatározható. Elegendő a legmagasabb frekvenciasávban a jelkomponens átjutási idejét megvizsgálni, mert ez a komponens csak a többi sávbeli komponensre várakozik. Itt a jel két késleltetőn halad keresztül, az N_2 -n és az M_5 -ön, így összesen $N_2 + M_5$ ütem múlva egyesül a többi komponenssel és kerül a kimenetre. Mivel a mintavételi frekvencia $f_m = 44100 \text{ Hz}$, az egy ütem alatt eltelt idő kb. $T = 22.676 \mu\text{s}$. Ez alapján a jelterjedési késleltetés $t_k = (N_2 + M_5)T = \frac{N_2 + M_5}{f_m}$, azaz $t_k = 85.7 \text{ ms}$.

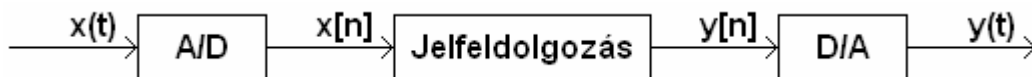
4.2.2. A megvalósított program felépítése, működése

A jelfeldolgozó processzorokon futtatott programok általános felépítése a 4.12. ábrán látható [10]. A program az inicializálással kezdődik, ahol a processzor működése állítható be, itt kerül beállításra például a megszakítások prioritása, a számábrázolás módja, a kommunikációs portok működési módjai, itt kapnak kezdőértéket az alkalmazott változók. Az inicializáló rész alatt a megszakítások tiltva vannak. Miután ezek a kezdeti beállítások megtörténtek, a megszakítások engedélyezésre kerülnek és elkezd futni a fő programrész (Main). A főprogram amint lefut, visszaugrik a főprogram elejére. Ez a fő programrész általában üres, tehát nem tartalmaz utasításokat, és így önmagára ugrik. A processzor ebben a várakozó állapotban van egészen addig, amíg megszakítás nem érkezik. A megszakítási kérelem következtében elkezdődik a megszakítási rutin végrehajtása, majd a visszatérés a főprogramba. Például, ha a megszakítási kérelem egy A/D átalakítótól érkezik, annak kiszolgálása be kell fejeződjön, a következő kérelem érkezése előtt, hogy ne lépjen fel adatvesztés, és a valós idejű működés teljesüljön.



4.12. ábra A DSP programok általános felépítése

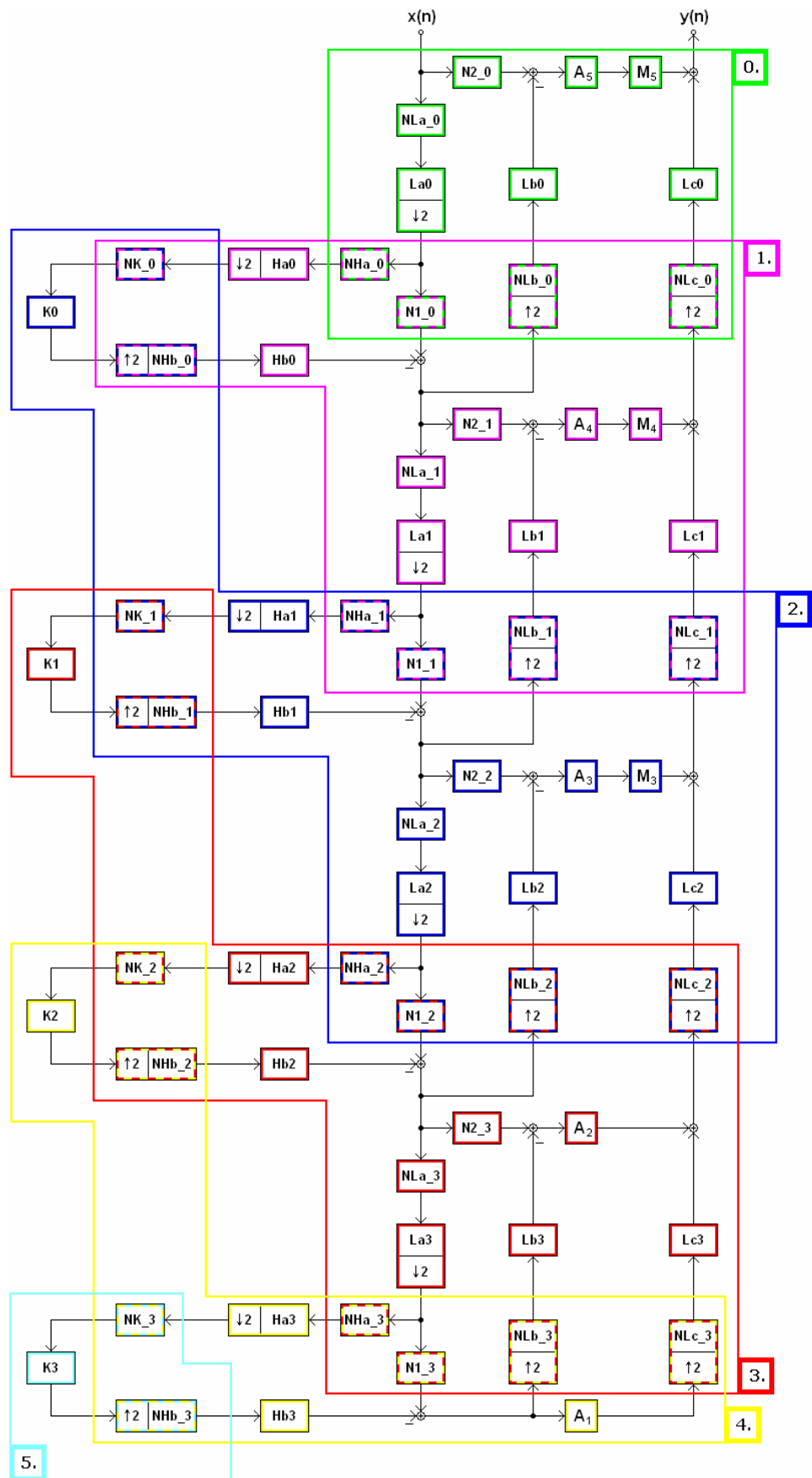
A megvalósított program a 4.13. ábrán látható blokk-sémában a jelfeldolgozást valósítja meg. A folytonos idejű bemeneti jel digitalizálásra kerül a fejlesztői kártyán található audio codec segítségével, ami egy $\Sigma\Delta$ A/D átalakítót tartalmaz, a kvantálás 16-bites. Az így kapott digitális érték a soros vonalon keresztül jut el a processzorhoz, ahol az 32-bites lebegőpontos értékke alakítja és a további műveletek mind 32-bitesen hajtódnak végre. A szükséges műveletek elvégzése után a kimeneti jelet visszaalakítja 16-bites egész formára és a soros vonalon elküldi az audio codechez. Itt egy $\Sigma\Delta$ D/A átalakítóra kerül a jel, ami folytonossá alakítja, és kikerül a kimenetre.



4.13. ábra A jel útja a rendszerben

- **A program blokkdiagramja**

A 4.14. ábrán látható blokkdiagramban fel van tüntetve az összes alkalmazott tároló: a szűrők késleltetési vonala, a csoportkésleltetést kompenzáló késleltetők, és az egyes szűrők, valamint az egyes mintavételi szintek. Az aluláteresztő szűrést megvalósító szűrők: $La_0, Lb_0, Lc_0, \dots, La_3, Lb_3, Lc_3$, és a hozzájuk tartozó késleltetési vonalak: $NLa_0, NLb_0, NLa_3, NLb_3, NLc_3$. A felüláteresztő szűrést megvalósító szűrők: $Ha_0, Hb_0, \dots, Ha_3, Hb_3$, és a hozzájuk tartozó késleltetési vonalak: $NHa_0, NHb_0, \dots, NHa_3, NHb_3$. Az aluláteresztő kernel szűrők: K_0, \dots, K_3 , és a



4.14. ábra A rendszer blokkdiagramja az alkalmazott tárolókkal és mintavételi szintekkel

hozzájuk tartozó késleltetési vonalak: NK_0, \dots, NK_3 . Az egyes csoportkésleltetéseket kompenzáló késleltetők: $N1_0, \dots, N1_3, N2_0, \dots, N2_3, M3, M4, M5$. A frekvenciasávokban a jel amplitúdója az $A1, \dots, A5$ csillapítókval befolyásolható. Az egyes mintavételi szinteken a mintavételi frekvencia: $f_m = \frac{44100}{2^n} Hz$, ahol a szinteknek megfelelően $n = 0,1, \dots, 5$.

- **A tárolók elhelyezése a memóriában**

Az egyes szűrők késleltetési vonalát a szűrés végrehajtása során cirkulárisan kell tudni olvasni, ehhez a processzor hardveres támogatást nyújt. Az így megvalósítható cirkuláris bufferek száma 2×16 db, 16 alap tároló és 16 alternatív tároló. Ezekből a 16 alap tároló került felhasználásra. A 16 cirkuláris buffer két részre van felosztva, az első nyolc tároló az adatmemóriában, a második nyolc tároló a programmemóriában helyezhető el. A szűrőegyütthetők a program működése során nem kerülnek módosításra, ezeket csak olvasni fogja a program, így ezek a programmemóriában lettek elhelyezve. A késleltetési vonalak az adatmemóriában kaptak helyet. Azon célból, hogy az egyes késleltetők olvasása könnyebb legyen, az azonos hosszúságú késleltetők egy tárolórészbe kerültek a 4.15. ábrán látható módon. Így az azonos méretű késleltetők

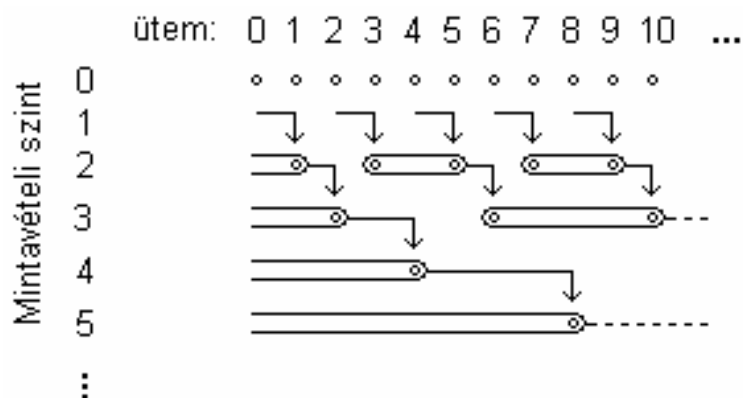
Egy késleltető hossza	NL	NH	NK	N1	N2			
	43	53	51	104	252			
Az összes elem	12x43	8x53	4x51	4x104	4x252	504	1512	3528
Elemek								
Az adott késleltető első eleme	NLa_0 NLb_0 NLc_0 NLa_1 NLb_1 NLc_1 NLa_2 NLb_2 NLc_2 NLa_3 NLb_3 NLc_3	NHa_0 NHb_0 NHa_1 NHb_1 NHa_2 NHb_2 NHa_3 NHb_3	NK_0 NK_1 NK_2 NK_3	N1_0 N1_1 N1_2 N1_3	N2_0 N2_1 N2_2 N2_3	M3	M4	M5
:	:	:	:	:	:	:	:	:
Az adott késleltető utolsó eleme	NLa_0 NLb_0 NLc_0 NLa_1 NLb_1 NLc_1 NLa_2 NLb_2 NLc_2 NLa_3 NLb_3 NLc_3	NHa_0 NHb_0 NHa_1 NHb_1 NHa_2 NHb_2 NHa_3 NHb_3	NK_0 NK_1 NK_2 NK_3	N1_0 N1_1 N1_2 N1_3	N2_0 N2_1 N2_2 N2_3	M3	M4	M5

4.15. ábra A késleltetők elhelyezése a cirkuláris bufferekben

elemei az adott bufferen belül azonos távolságra vannak egymástól. Az egyes késleltetőkben az aktuális első értéket egy-egy, a késleltető méretének megfelelő segédszámláló regisztrálja, ami minden olvasáskor inkrementálódik. Ennek segítségével a szűrés végrehajtásánál a cirkuláris buffer mutatója mindig a megfelelő kezdőpozícióban van. Mivel az $M3$, $M4$, $M5$ késleltetők csak egy részből állnak, ezért ott nincs szükség ilyen segédszámlálóra.

- **A szűrők működtetése**

A szűrőbankban a fokozatosan feleződő mintavételi frekvenciának köszönhetően nincs szükség az összes szűrés egyidejű végrehajtására. A legmagasabb mintavételi frekvencián működő szűrők minden ütemben végrehajtásra kerülnek, a feleakkora mintavételi frekvencián működő szűrőket elegendő minden második ütemben végrehajtani, mert az előző fokozatból csak minden második eredmény kerül a bemenetükre a mintaszámcsökkentés miatt (4.16. ábra). Ez a módszer így folytatható végig a legalacsonyabb mintavételi frekvenciáig. A szűrők működtetése így egy számláló segítségével vezényelhető. A bemeneti mintákat számolva könnyen eldönthető, hogy melyik mintavételi szinten található szűrőket kell működtetni a nulladik szint mellett, amelyik minden ütemben működik. A számláló bináris szám, így a legalacsonyabb helyi értéktől nézve, ahol az először egyes van, az annak megfelelő mintavételi szinten működő szűrők számolnak az adott ütemben. A legalacsonyabb helyi érték az első mintavételi szinten, a legmagasabb helyi érték az utolsó, ötödik mintavételi szinten működő szűrőket jelöli. Így a számláló a bemeneti mintákat 0-31 –ig számolja folyamatosan. Ezzel a megoldással egy ütemben egyszerre maximum két mintavételi szinten lévő szűrők számolnak, amiből az egyik mindig a nulladik szint.



4.16. ábra A szűrők működtetése

Az egy ütemben működtetett szűrők száma az előzőek alapján maximum kilenc, ami a számítási szempontból a szűk keresztmetszetet jelenti. Ezek a szűrők a hat aluláteresztő decimáló és interpoláló szűrő, a kettő felüláteresztő decimáló és interpoláló szűrő és az aluláteresztő kernel szűrő.

- **A szűrők működése**

A rendszerben található szűrők FIR szűrők, amelyek működése a következő:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i x(n-i).$$

A megvalósítása szorzások és összegzések egymás utáni ciklikus végrehajtásából áll. A ciklusszervezést a processzor hardveresen támogatja, automatikusan kezelve a ciklusváltozót, így azzal nem kell külön foglalkozni. A DSP felépítéséből adódóan a szorzás és összegzés (MAC – Multiply and Accumulate) egy utasítás alatt végrehajtható két memóriaművelettel együtt, ami a következő adat betöltése az adatmemóriából és a programmemóriából. A programmemóriában az együtthatók vannak elhelyezve, az adatmemóriában a szűrő bemeneti mintái (a szűrő késleltetési vonala).

A szűrők késleltetési vonalába mindig betöltődik az aktuális érték, mintaszámnövelés esetén minden második érték nulla. A decimáló szűrőket nem kell mindig működtetni, mert a következő szakasznak, csak minden második szűrési eredményre van szüksége, viszont a késleltetési vonalát mindig megfelelően kell tölteni. Az interpoláló szűrők esetén mivel a bemeneti jelsorozat minden második értéke nulla, a szűrés végrehajtása során az ezekkel történő szorzás felesleges, mert az összegzés eredményét nem befolyásolja. Megfelelően szervezve az együtthatók és a jelsorozat kiolvasását, a szűrés közel feleannyi idő alatt elvégezhető.

A decimálás következtében egyebek mellett a jel amplitúdója a felére csökken, az egyéb nem kívánt hatások kiszűrésre kerültek. Azért, hogy a jel energiája megmaradjon az amplitúdót meg kell duplázni, ami az interpoláló szűrés után meg is történik.

- **A késleltető tárolók kezelése**

Az ugyanabban a cirkuláris bufferben elhelyezkedő késleltetők mindegyikéhez tartozik egy számláló, amelyik nyilvántartja, hogy az adott késleltetőben hol helyezkedik el a legfrissebb érték. Ennek a számlálónak az értéke csak a késleltető kiolvasását követően inkrementálódik, a betöltésénél változatlan marad az értéke. A

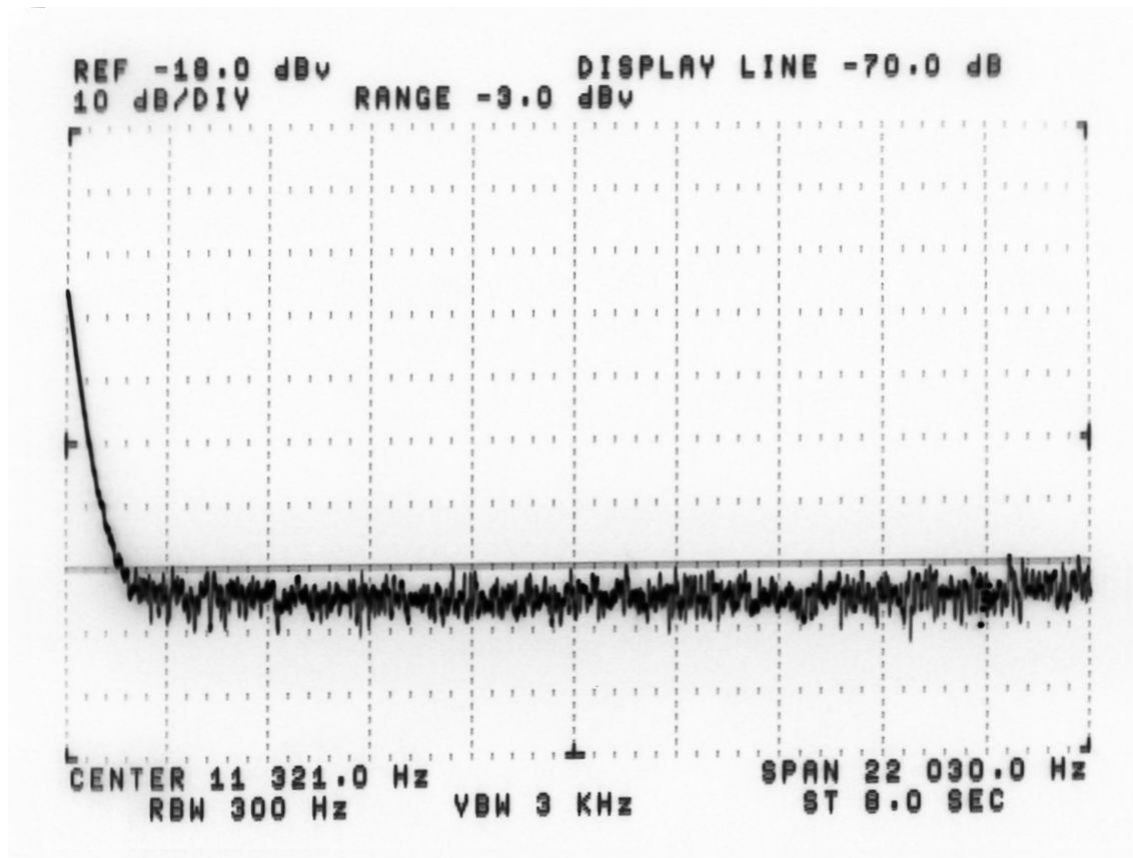
mintaszám növelésekor nulla érték íródik be a késleltetőbe. A csoportkésleltetést kompenzáló N_1 melletti $Hax-Kx-Hbx$ lánc esetében a kernel szűrő (Kx) kimenete az interpoláló felüláteresztő szűrő (Hbx) késleltető vonalába töltődik be. A mintaszámnövelés pedig e művelet után történik, emiatt az aktuális érték felülíródna. Ezért a kernel szűrő ezen kimenetét csak ez után a mintaszámnövelés után szabad a késleltető vonalba betölteni, ami viszont két ütemmel később történik meg, mivel a jelnek várakoznia kell. A várakozás idejéig ezt a jelet el kell tárolni egy segéd tárolóban. A jel várakozásából adódik, hogy az N_1 -nek a szűrőegyütthatók számától függő értéke a következőképpen változik: $N_1 = N_{1cs} + 2$. Az N_2 esetén a decimáló aluláteresztő szűrő (Lax) kimenete egy ütem múlva lép be a $Hax-Kx-Hbx$ láncba, és onnan kilépve egy ütem múlva lépbe az interpoláló aluláteresztő szűrőbe (Lbx). Ebből adódóan: $N_2 = N_{2cs} + 2$. Adott késleltető tároló töltése vagy olvasása történhet egy vagy kettő mintavételi szinten végzett műveleteknél. A 4.14. ábrán látható, amikor egyszerre két szinten is kezelve van a tároló, ezek két színnel vannak keretezve.

- **A frekvenciamenet-kiegyenlítés**

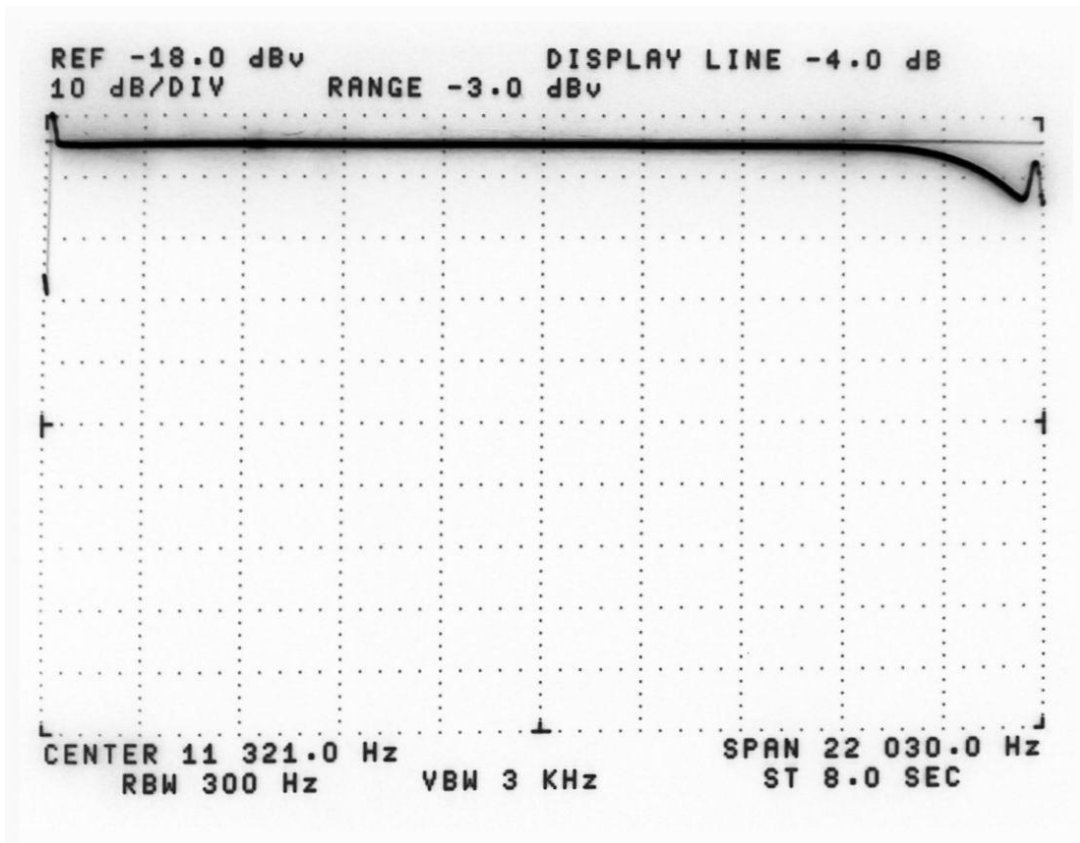
A szűrők által öt sávra osztott bemeneti jel amplitúdója sávonként változtatható. A változtatás az A_1, \dots, A_5 csillapító tagokkal történik. A bemeneti és kimeneti jel 0 és 1 közé van skálázva. A kimenetre kerülő jel maximális értéke 1, ha ennél nagyobb lenne, akkor az 1 fölötti részt levágja a program. Ezért az A_1, \dots, A_5 tagokkal csak csillapítás valósítható meg. A csillapítás maga egy 0 és 1 közötti értékkel történő szorzás az adott frekvenciasávban. Ennek segítségével a jel a szűrőbank által biztosított dinamikartományon belül módosítható az öt sávban. A tervezett szűrők zárótartománybeli elnyomása kb. 93 dB , eszerint a dinamikartomány 93 dB széles. A csillapítást végző A_1, \dots, A_5 paraméterek valós időben nem állíthatók, az átállításhoz a programot újra kell fordítani. A frekvenciamenet-kiegyenlítőhöz tervezhető kezelőfelület, ami valamilyen módon átadja a paraméterek értékeit a processzornak, ez most nem került megvalósításra. A kiegyenlítés egyetlen csatornán történik, ha a bemeneti jel sztereo, akkor rendszer ebből mono jelet állít elő úgy, hogy összegzi a két csatorna jeleit és utána megfelel az eredményt, majd a további feldolgozás ezen a jelen történik. Ezért mono bemeneti jel esetén a kimeneti jel feleakkora amplitúdóval rendelkezik, mint a bemeneti jel.

- **Eredmények**

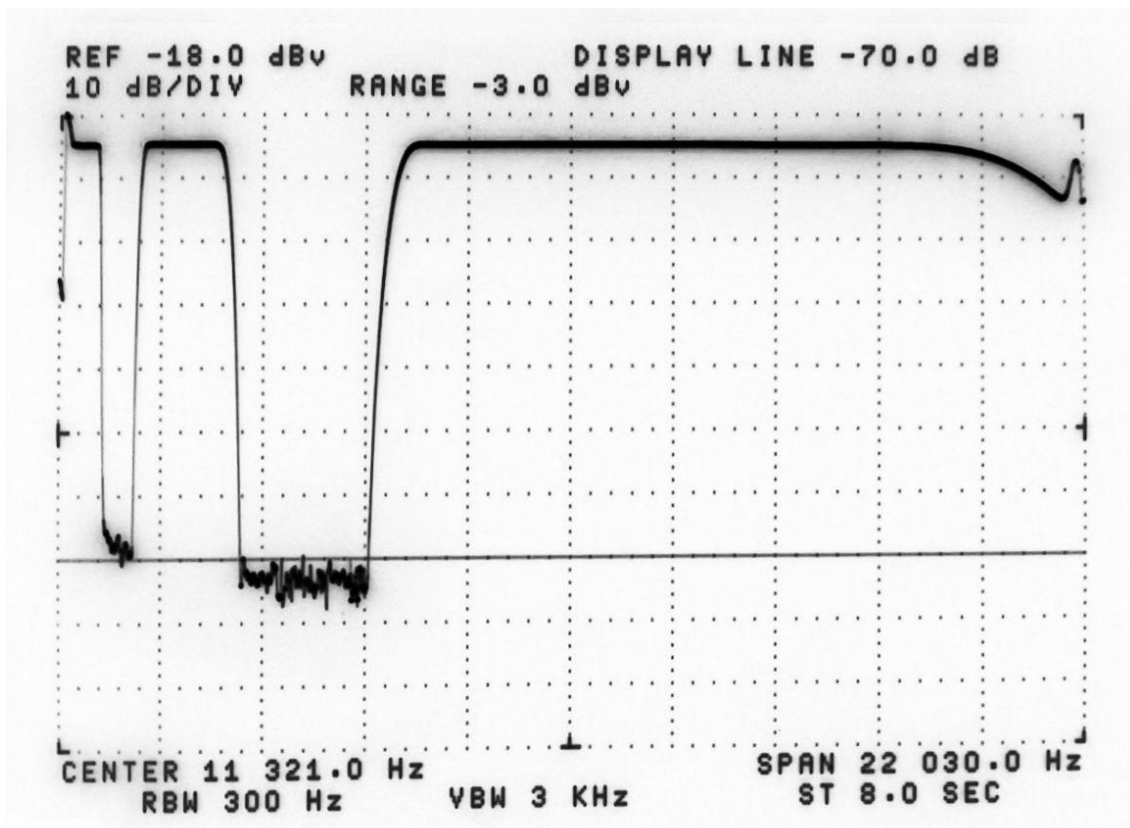
Az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártyán elhelyezett SoundPort codec [11] egyik jellemzője, hogy a bemenetén a jel 3 dB-es csillapításra kerül, egy másik jellemzője hogy dinamikatartománya 70 dB. Ezek alapján az elméletben számított 93 dB-es dinamikatartomány nem érhető el a gyakorlatban. A codec és a program tulajdonságai alapján a gyakorlatban elérhető dinamikatartomány 67 dB, amelynek az alsó határa -70 dB. Ez a mérési eredményekből látszik is. A 4.17. ábrán az az átvitel látható, amikor az összes sávnál maximális az elnyomás, a 4.18. ábrán az összes sávra egységnyi az átvitel, itt látható, hogy megvalósul a jel hibátlan helyreállítása. A 4.19. ábrán a legmagasabb frekvenciasávtól számolva az első, a harmadik, és az ötödik sáv átvitele egységnyi, a többié nulla, míg a 4.20. ábrán a második, és a negyedik sáv átvitele egységnyi, a többié nulla, a 4.21. ábrán az előbbi frekvenciasávok együtt láthatók (0 Hz – 918.75 Hz, 918.75 Hz - 1837.5 Hz, 1837.5 Hz – 3675 Hz, 3675 Hz – 7350 Hz, 7350 Hz - 22050 Hz), a 4.22. ábrán pedig egy általános alkalmazás látható. Az eredmények alapján, a működő frekvenciamenet-kiegyenlítő teljesíti a frekvenciasávokra vonatkozó specifikációkat.



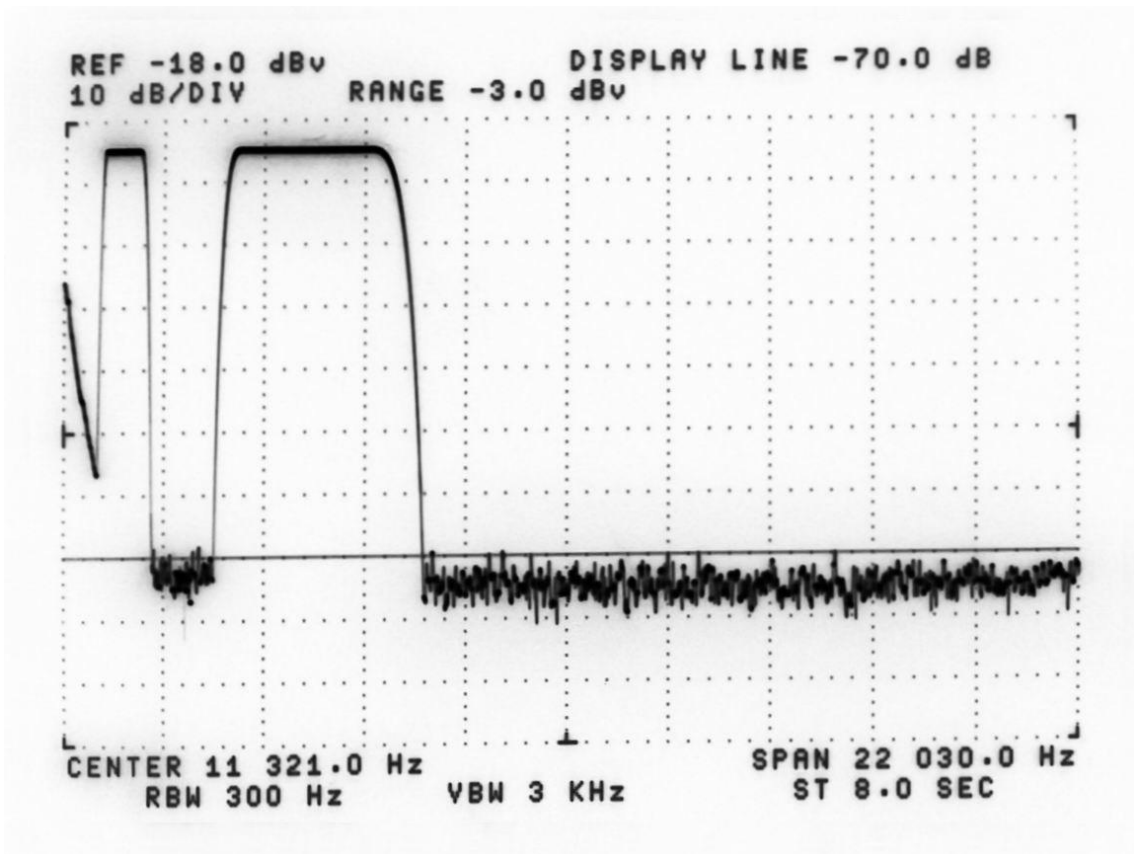
4.17. ábra Minden sáv maximálisan el van nyomva



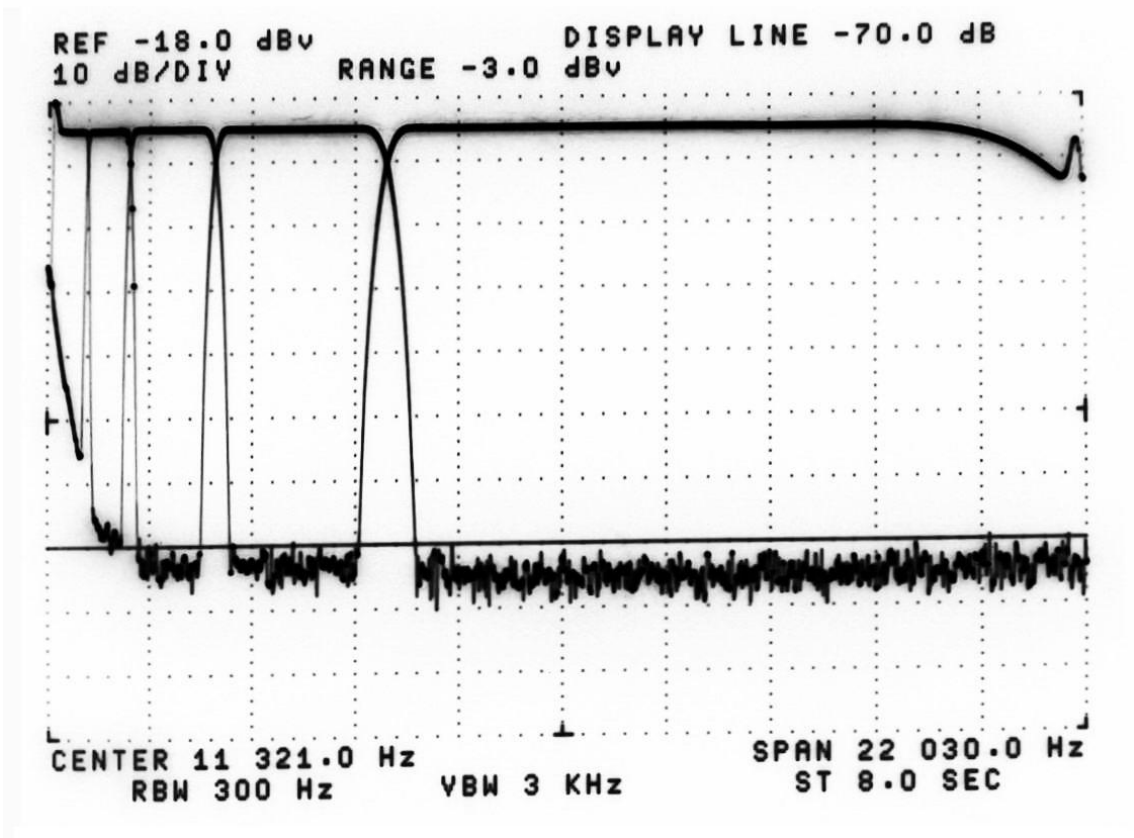
4.18. ábra Minden sáv átvitele egységnyi



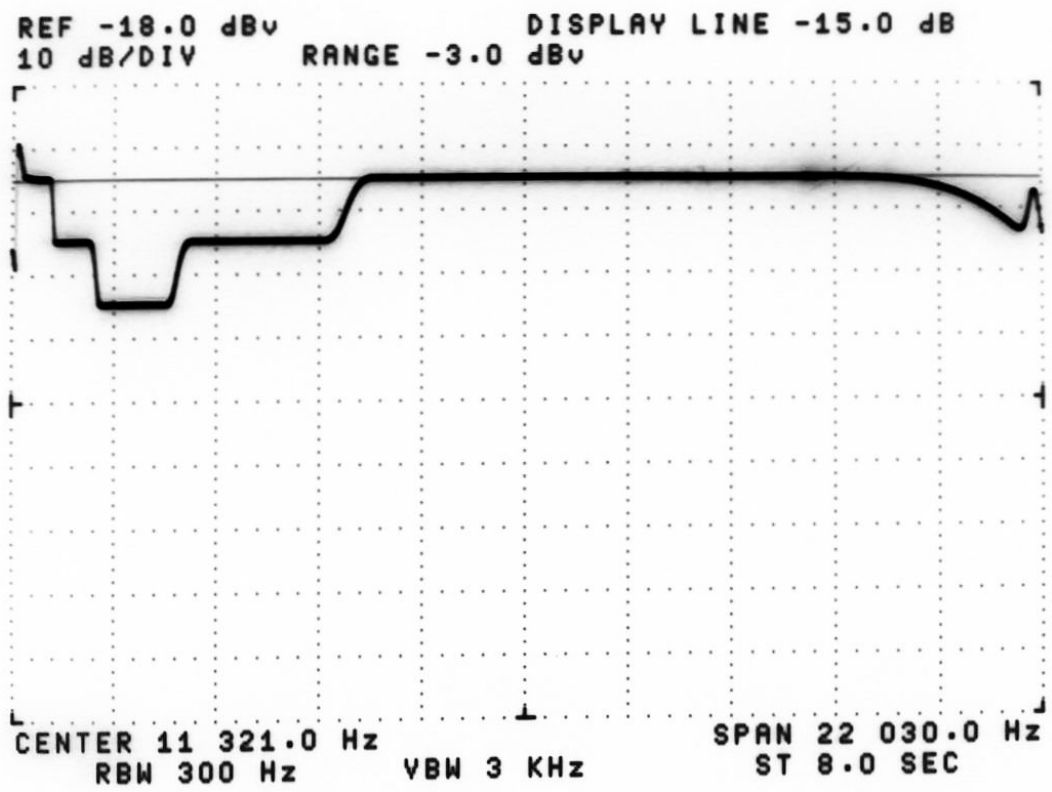
4.19. ábra A legmagasabb, a középső és a legalacsonyabb sáv erősítése egységnyi, a többié nulla



4.20. ábra A második és negyedik sáv erősítése egységnyi, a többi nulla



4.21. ábra A megvalósított sávok együtt ábrázolva



4.22.. ábra Egy általános alkalmazás

5. fejezet

Összefoglalás

A diplomatev-feladatban a frekvenciamenet-kiegyenlítők áttekintése (2. fejezet) után a kiválasztott multi-komplementer szűrőbank működése lett bemutatva (3. fejezet). A 3. fejezetben részletezve volt a decimálás és interpolálás, majd a szűrőbank felépítése egy kétsávós szűrőbankból indulva. Végül ennek a szűrőbanknak a megvalósítása lett leírva a 4. fejezetben. Ez a fejezet tartalmazza a fejlesztői környezet bemutatását, a szűrőbank specifikációját, az alkalmazott szűrők tervezését és a megvalósítás menetét.

A megvalósítás során lényeges szempont volt a szűrőbankban szereplő késleltetések memóriaigénye és a szűrők működtetéséhez szükséges számítási kapacitás. Az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya tulajdonságait figyelembe véve és az említett szempontok alapján egy ötsávós szűrőbank lett megvalósítva. Az alkalmazott mintavételi frekvencia 44100 Hz, ami az audioteknikában elterjedt. A kialakított frekvenciasávok a következők lettek: 0 Hz – 918.75 Hz, 918.75 Hz – 1837.5 Hz, 1837.5 Hz – 3675 Hz, 3675 Hz – 7350 Hz, 7350 Hz – 22050 Hz. A mérési eredmények alapján az elkészült szűrőbank teljesíti ezt a specifikációt, az egyes sávoknál a csillapítás mértéke állítható, de ehhez a program újrafordítása szükséges. A megírt program a felhasznált DSP számítási kapacitását majdnem teljesen kihasználja, ezért csak egyetlen csatornát tud kezelni (mono működés).

Az, hogy a kiegyenlítő két csatornán működjön, megvalósítható úgy, hogy mindegyik csatornát külön processzor kezel, amennyiben meg akarjuk tartani a jelenlegi specifikációt. A specifikáció rontása mellett elképzelhető, hogy a két csatorna megvalósítható egyetlen ADSP-21061 processzor segítségével is, de ez azon igényektől függ, hogy milyen mértékű rontást engedünk meg, van-e értelme annyira lerontani a specifikációt, hogy egyetlen ilyen processzor elegendő legyen. Egy másik megoldás lehet a frekvenciasávok számának csökkentése, de ez a megoldás csak akkor hoz jó eredményt, ha a sávok számát háromra vagy az alá csökkentjük, mivel a maximális számítási igény a csatornák növelésével csak kis mértékben növekszik (adminisztráló műveletek a késleltetések körül). További lehetőség a több csatorna megvalósítására

egy gyorsabb processzor alkalmazása. A felhasznált processzort gyártó Analog Devices cég kínálatában található a SHARC processzorcsaládon belül gyorsabb termékek, amelyeknek a működési frekvenciája többszöröse az alkalmazott ADSP-21061 processzorénak. A SHARC családon belüli gyorsabb processzorok alkalmazásának az előnye az, hogy kód-kompatibilisek a felhasznált processzorral, így a forráskódot csak kis mértékben kell változtatni. Egy ilyen processzor lehet például az ADSP-21262. Természetesen más gyártók termékei is alkalmazhatók, de ekkor elveszik a kód-kompatibilitás előnye. Nagyobb teljesítményű processzor alkalmazása esetén megfontolandó az ár is, mi éri meg jobban, egy nagyteljesítményű vagy két kisebb teljesítményű processzor alkalmazása.

Az elkészült frekvenciamenet-kiegyenlítő nem tartalmaz kezelőfelületet. A kezelőfelület elkészítése a továbbfejlesztés egyik lehetősége. Megvalósítása történhet külső hardver hozzáadásával, amely a fejlesztői kártya szabad soros portján keresztül kommunikálhat a processzorral. JTAG felületen keresztül történő fejlesztés esetén ez a kommunikáció az RS-232 porton keresztül is történhet, ekkor akár személyi számítógépen is kialakítható egy szoftveres kezelőfelület. Más processzor vagy fejlesztői kártya alkalmazása esetén a kezelőfelülettel való kommunikáció a választott processzor, illetve fejlesztői kártya lehetőségeitől függ, erre ezek kiválasztásnál kell figyelni.

Irodalomjegyzék

- [1] Dennis A. Bohn, „Operator adjustable equalizers: An overview”, [RaneNote 122 written 1990; last revised 8/97], <http://www.rane.com/note122.html>
- [2] Gilbert Strang, Truong Nguyen, „Wavelets and Filter Banks” , Wellesley-Cambridge Press, 1996
- [3] Udo Zölzer, „Digital Audio Signal Processing” , Wiley, 1997
- [4] John Tomarakos, „The Relationship of Data Word Size to Dynamic Range and Signal Quality in Digital Audio Processing Applications”, Analog Devices Inc., http://www.analog.com/processors/processors/sharc/technicalLibrary/data_word_size.html
- [5] N. J. Fliege, Udo Zölzer, „Multi-Complementary Filter Bank” , ICASSP-93, alcím: 1993 IEEE international conference on acoustics, speech, and signal processing, 3. vol. Digital speech processing, p. 193-196, 1993
- [6] Balogh L., Kollár I., Németh J., Péceli G., Sujbert L., „Digitális jelfeldolgozás (Hallgatói segédlet)” , Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, 2002
- [7] ADSP-21061 EZ-KIT Lite™ Evaluation System Manual, http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/39812179506535ADSP_21061_EZ_KIT_Lite_Man_Rev2.pdf, 2003
- [8] ADSP-21061 SHARC user's manual, Analog Devices Inc., http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/311997530ADSP-21061_L_b.pdf, 2000
- [9] Bogár I., Faragó Á, Molnár K., „Nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszer” TDK dolgozat, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, 2003
- [10] Sujbert László (szerk.), „Információs rendszerek laboratórium”, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, 2003
- [11] AD1847 Serial-Port 16-Bit SoundPort Stereo Codec datasheet, http://www.analog.com/UploadedFiles/Obsolete_Data_Sheets/1215246AD1847.pdf 1996