



Pannon Egyetem
Intézményi Tudományos
Diákköri Konferencia
2012



Diszkrét Fourier-transzformáció alapú aktív zajelnyomás
off-line hangolt adaptív szűrővel

Készítette: Csomós Bence, Kohlrusz Gábor

Témavezető: Dr. Fodor Dénes

Mérnöki Kar, Gépészmérnöki Intézet, Alkalmazott Gépészet Intézeti Tanszék

Tartalomjegyzék

Tartalomjegyzék.....	2
1. Bevezetés.....	1
2. Akusztika.....	2
3. Digitális aktív zajelnyomás	4
3.1 Digitális szűrés	6
3.1.1. FIR szűrő	7
3.1.2. IIR szűrő	9
3.2 Folytonos/Diszkrét konverzió és mintavételezés	9
3.3 Fourier-transzformáció	15
3.4 Adaptív rendszerek és az LMS adaptív algoritmus	17
3.5 LMS algoritmus szimulációs vizsgálata.....	25
4. Analóg aktív zajelnyomás	33
4.1. Analóg szűrők.....	33
4.2. Analóg aktív zajelnyomó rendszerek	35
4.3. Zárt hurkú, analóg, aktív zajelnyomó rendszer vizsgálata	36
5. Analóg és digitális technikát alkalmazó aktív zajelnyomó rendszer.....	40
5.1. Függvénygenerátort és fáziszárt hurkot alkalmazó aktív zajelnyomás	40
5.2. Szűrőt alkalmazó, analóg, adaptív aktív zajelnyomás.....	41
5.2.1. Mindent áteresztő szűrő alkalmazása	41
5.2.2. Integrált áramkörös, hangolható szűrők alkalmazása.....	43
5.3. Hibrid zajelnyomó rendszer prototípusának elkészítése	44
6. Összefoglalás és konklúzió	55
Idézett forrásmunkák.....	57
Köszönetnyilvánítás	58

Active Noise Cancellation using off-line tuned adaptive filter based on discrete Fourier-transformation

*Authors: Bence Csomós, Gábor Kohlrusz
Faculty of Engineering*

Consulent: Dr. Fodor Dénes

In the 1970's, the active noise cancellation systems have appeared which can be seen in the most of the automotive comfort services recently. These systems have been replacing the existing passive sound attenuators mainly in the field of the industrial labour safety and the multimedia services.

The first applications were made by analog electrics whose great advantage was guaranting the signal to be continuous even it provided relatively low noise damping level at narrow spectrum. To improve the effectiveness, the inverse phase generation, that is, the fundament of the active noise cancellation needed complex error minimisation methods to be realized. These methods can be only implemented by digitally due to its principality and complexity. These systems mainly use Finite Impulse Response (FIR) filters tuned by the Least Mean Square (LMS) algorithm.

Our suggested method combines the advantages of digital and analog applications. The detected noise should be frequency analyzed by discrete Fourier-transformation (DFT) which results the spectral content of the target noise. Therefore, the dominant component of this spectrum which is considered as the most annoying component by the user can be selected and the input noise signal should be filtered at this selected frequency. Using this method, the signal continuity can be kept while it's possible to remove the unwanted spectrum from the noise that is useless creating the inverse soundwave. On the signal that is achieved by this way, it's possible to do a 180° phase shift which results the inverse sound.

The advantage of the designed active noise control system described above is the limited use of analog-digital (A/D) and digital-analog (D/A) conversion which property makes the signals free from quantizing errors. Due to the signal continuity, the unknown phase shift produced by the A/D and D/A conversion can be avoided as well as the problems of accurately assembling the signal fragments produced by the D/A converter. Moreover, the continuous signal generation needs such an algorithm and hardware that provide the correct phase output of the sound waves. Consequently, making the signal generator algorithm running accurately needs time critical architecture. The problems listed above do not appear in our system design.

Diszkrét Fourier-transzformáció alapú aktív zajelnyomás offline hangolt adaptív szűrővel

*Készítették: Csomós Bence, Kohlrusz Gábor
Mérnöki Kar, Alkalmazott Gépészet Intézeti Tanszék*

Témavezető: Dr. Fodor Dénes

Az 1970-es években megjelent, mára már a járműipari komfortszolgáltatásokban is előforduló aktív zajelnyomó rendszerek fokozatosan kezdték kiegészíteni az addig csak önmagukban használt, passzív hangszigetelő anyagokat az ipari munkavédelem, a munkaergonómia és a szórakoztató elektronika területén.

Az első alkalmazások csak analóg elektronikai egységekből épültek fel, amelyeknek nagy előnye volt a jelfolytonosság garantálása, viszont aránylag kis zajcsillapítást biztosítottak, kis sáv szélességben. A hatékonyság növelése érdekében az aktív zajelnyomás alapját képező ellenfázisú jelgenerálás olyan komplex hibaminimalizáló módszerek megvalósítását igényelte, amelyek elvükből és összetettségükből adódóan csak digitálisan implementálhatók. Ezek a rendszerek alapvetően a legkisebb négyzetek módszerével (LMS) hangolt véges impulzusválaszú (FIR) szűrést alkalmazták.

Az általunk javasolt módszer ötvözi az analóg és digitális megoldások előnyeit. A detektált zaj Diszkrét Fourier-transzformációval (DFT) meghatározott komponensei közül kiválasztásra kerül a felhasznált leginkább zavaró frekvencia, amelyen a vizsgált zaj sáv szűrésre kerül. Ezzel a megoldással a jelkontinuitást megőrizve távolítható el a zajból az ellenfázisú jel előállításához szükségtelen spektrum, tehát az eredeti zaj már csak a zavaró frekvenciakomponenst tartalmazó jellé evolválódik. Az így kapott jelen 180°-os fázistolást végezve előállítható az ellenfázisú hanghullám.

A fentebb leírt módon megvalósított aktív zajelnyomás előnye, hogy a csupán a DFT-hez szükséges A/D és D/A konverzió által okozott kvantálási hiba nem kerül bele a jelbe. A jelfolytonosságnak köszönhetően elkerülhető a jel digitalizálásából és visszaállításából adódó, gyakran ismeretlen fáziskésés, illetve a D/A konverzió során fellépő, adott mintaszámú jeldarabok egymáshoz történő illesztésének problémája. Ezen túlmenően a digitális úton történő, folyamatos jelelőállításához szükség van egy olyan algoritmusra illetve hardverre, amely folyamatosan biztosítja a fázishelyes kibocsátását a hullámdaraboknak, ebből következően a jelelőállító algoritmus futása időkritikus. Az itt felsorolt problémák az általunk javasolt módszerben nem jelentkeznek.

1. Bevezetés

Az emberek egészségének megóvása manapság egyre nagyobb figyelmet nyer az iparban, illetve a napi rendszerességgel használt berendezések környezetében. Az ipari környezetben szükséges zajcsökkentés és a megfelelő munka ergonómia kialakítására Európai Unió irányelvek vonatkoznak, amelyek kötelezik az üzemeltetőt a munkahelyi zajcsökkentésre. A terület fő szabályozástechnikai eszközei az egységes európai törvény 95. ill. 138. cikkelyén alapuló, a „gépek biztonságát szabályozó” 98/37 számú és a munkavállalót az egészséget veszélyeztető zajtól védő” 86/188 számú EU-irányvonal. Az ipari környezetben használatos, káros zajokat csökkentő eszközök mellett mára már előtérbe kerültek olyan alkalmazások is, amelyek elsősorban a kényelmet és a kellemes közérzetet hivatottak biztosítani, főként a szórakoztató elektronika és a multimédiás szolgáltatások területén. Így például összetett zajelnyomó rendszerek jelentek meg a gépjárművekben, amelyek a járműinteriort védik meg a motorzaj kellemetlen hatásától, illetve egyszerűbb formában is piacra kerültek, például fejhallgatókba integrálva háttérzaj-eliminálás céljából.

A digitális elektronika fejlődésével lehetővé vált a zavaró és gyakran ártalmas környezeti zajok jobb hatásfokkal történő visszaszorítása. Ez annak köszönhető, hogy a 1970-es évektől kezdődően fokozatosan kezdték kiegészíteni az addig meglévő passzív zajelnyomó anyagokat olyan aktív elektronikát tartalmazó rendszerek, melyek képesek intelligens módon beavatkozni a kártékony hangsugárzással szemben. Ezekből az aktív zajelnyomó rendszerekből, melyet az angol szakirodalom „Active Noise Cancellation”¹-nek nevez, létezik analóg és digitális megoldás is, mindkét változat ugyanazon az elven alapul: olyan ellenfázisban kisugárzott hanghullámot kell létrehozni a zajhullámhoz képest (inverz hang), mely a zajhullámokkal destruktív interferenciát eredményez. Ennek a speciális interferenciának köszönhetően csökkenthető a zaj mértéke a kívánt szint alá.

A dolgozat témájának aktualitását mi sem mutatja jobban, mint az, hogy láthatóan egyre nagyobb igény mutatkozik az emberek (dolgozók) hallásvédelmét biztosító eszközök kifejlesztésére, illetve meglévő technikák korszerűsítésére és továbbfejlesztésére –főleg a gyárak növekvő zajszennyezése miatt.

¹ ANC ('Active Noise Cancellation')

A dolgozat célja a napjainkban aktív zajelnyomást használó eszközökben alkalmazott zajelnyomó algoritmusok vizsgálata, ezek hiányosságainak illetve hátrányainak feltárása, majd ezekre lehetőség szerint megoldás bemutatása. Megjegyzendő, hogy a dolgozat tárgykörét csak olyan algoritmusok feldolgozása képezte, amelyeknek létjogosultsága lehet egy jövőbeni munka ergonómiai és/vagy szórakoztató elektronikai alkalmazásban. Ennek megfelelően a dolgozatban ismertetésre kerülnek digitális elven, hibaminimalizáló algoritmusokkal működő technikák, továbbá ezek hiányosságait kompenzáló, analóg, illetve analóg-digitális megoldás is.

2. Akusztika

Ahogy a bevezetőben már szóba került, az aktív zajelnyomó rendszerek az interferencia, ezen belül is a destruktív interferencia jelenségét használják fel céljuk eléréséhez, a zajcsillapításhoz. Ahhoz, hogy érthető legyen, hogy hogyan és miért is következik be a zajcsillapodása, illetve világos legyen, hogy bizonyos mérések miért az adott installáció használata mellett történtek, bizonyos hullámtani és akusztikai alapfogalmakkal célszerű megismerkedni.

A hang terjedése mindig valamilyen anyagban, közegben történik, vákuumban nem terjed hang. Ez a közeg lehet gáz, folyadék vagy szilárd test. A hang terjedésekor a közeg részecskéi a hangforrás hatására kimozdulnak nyugalmi állapotukból, és ezt a kimozdulást a környező részecskék is átveszik, ilyen módon az eredeti elmozdulás hullámszerűen továbbterjed. A rezgés a közeg különböző helyeire nem azonnal, hanem bizonyos késéssel jut el, így a közeg különböző részei az adott pillanatban a rezgés más-más állapotában, fázisában vannak. Ha ez a tovaterjedő rezgés periodikus, akkor viszont lesznek olyan helyek, ahol a fáziseltolódás már akkora (2π vagy többszöröse), hogy újra az eredetivel azonos rezgésállapot áll elő. Az ilyen, azonos rezgésállapotban lévő pontok egymástól mért távolsága a hullámhossz. A λ hullámhossz és az f frekvencia segítségével meghatározható a hanghullám terjedési sebessége:

$$c = \lambda f \quad (1.)$$

ahol c a hangsebesség, melynek nagyságát a közeg anyaga, illetve fizikai állapota határozza meg.

A hullám gázokban csak longitudinális formában tud terjedni, de létezik transzverzális és hajlítási hullám is. A longitudinális hullám olyan hullám, melyben a részecskék rezgésének iránya azonos a hullám terjedésének irányával. Gázokban csakis ilyen hullámok jöhetnek létre. Ezekben az esetekben a közeg térfogati rugalmassága kap szerepet, vagyis az adott anyag részecskéinek elmozdulásával összhangban annak sűrűsödése-ritkulása terjed tovább. Ha a közeg kellően tágas méretű, a hangforrás pedig pontszerű, akkor ezek a hullámok gömbhullámok, azaz az azonos rezgésállapotban lévő részecskék a hangforrás mint középpont körüli koncentrikus gömbök felületén helyezkednek el. Ebben az esetben a rezgési energia a hangforrástól távolodva egyre nagyobb felületen oszlik el, tehát a rezgés amplitúdója, intenzitása a távolsággal csökken. A hang terjedésének legjellemzőbb esete, a levegőben terjedő hang, a léghang ilyen jellegű.

Az interferencia egy fizikai jelenség, mely akkor következik be, ha két különböző forrású, koherens hullám találkozik. Ha tehát a fáziskülönbség állandó, akkor létrejönnek olyan pontok a térben, ahol a hullámok maximálisan erősítik, illetve olyanok, ahol maximálisan gyengítik egymást (annak függvényében, hogy az egyes pontokba a két hullám milyen fáziskülönbséggel érkezik). Az interferencia során két vagy több hullám szuperpozíciójából létrejövő, új hullám mintázat keletkezik. A szuperpozíció elve alapján az eredendően kialakuló hullám minden pontja a két kiinduló hullám azonos pontjainak összegeként határozható meg. Ha hullámhegy találkozik hullámheggyel, akkor a hullámhegyek interferenciája konstruktív (erősítő), azaz az eredő hullámhegy amplitúdója megnő (a hullámhegyek egymásra "rakódnak", szuperponálódnak). Ha hullámhegy és hullámvölgy találkozik, akkor az interferencia destruktív (gyengítő), az eredő amplitúdó lecsökken vagy meg is szűnhet.

A maximális erősítés feltétele a hullámtérben, hogy a hullámforrásoktól mért távolságok különbsége a hullámhossz felének páros számú többszöröse:

$$|r_1 - r_2| = k\lambda \quad (2.)$$

ahol k természetes szám.

A maximális gyengítés feltétele a hullámtérben, hogy a hullámhossz felének páratlan számú többszöröse:

$$|r_1 - r_2| = (2k + 1) \frac{\lambda}{2} \quad (3.)$$

Az aktív zajelnyomás lényege a destruktív interferencia biztosítása, mivel az ellentétes fázisban találkozó hullámok okozzák az elnyomást.

Bizonyos audioteknikai ismeretek is szükségesek korábban említett fogalmak tisztázása érdekében, melybe könnyen belefuthat az ember egy audioteknikai alkalmazás készítésekor.

A decibel egy elterjedten használt mértékegység az akusztikában, a hangszintek mérésére, valamilyen 0 dB-hez képest. Általában a hangerősséget, mint hangnyomás-szintet (SPL) határozzák meg, gázokban 20 mikropascalhoz képest (20 μ Pa) gázokban, más közegek esetében pedig 1 μ Pa-hoz képest. A gázok esetében használatos 20 μ Pa referenciaérték az emberi fül alsó hallásküszöbére vonatkozik. A legtöbb esetben a dB_{SPL} egységet használják akusztikai paraméterként, ami magában foglalja a fenti referenciaértékhez való viszonyítást. A decibel használatának az oka a fül azon képessége, hogy nagyon széles tartományt képes érzékelni. A hang okozta nyomáсарány, ami még nem károsítja a fület (rövid idejű hatás) hozzávetőlegesen egy milliárd környékén van. Mivel a teljesítmény a nyomás négyzetével arányos, a legnagyobb és a legkisebb teljesítmény között hozzávetőlegesen 1 és milliárd négyzete közé esik. A decibel skála használatánál a milliárd négyzetének logaritmus 12, így az arányok változása ezen a skálán 0 és 120 dB közé esik. Az emberi fül fájdalomküszöbe 120dB, mely maradó halláskárosodást okozhat (Wikipédia, 2012)

3. Digitális aktív zajelnyomás

A digitális aktív zajelnyomás motorja a szoftver, amely leképezi a megfelelő inverzhang előállításáért felelős algoritmust. Viszonylag kis számú külső áramköri elemet igényelnek az ilyen alkalmazások, melyek között elsősorban A/D² és D/A³ konverterek, illetve egyszerűbb teljesítményelektronikai hardverek szerepelnek. (Kuo & Morgan, 1996)

Az inverzhang előállítása gyakorlatilag minden esetben szűrők felhasználását igénylik, melyek digitális rendszerek esetében részét képezik a szoftvernek. A szűrő(k) karakterisztikája és paramétereinek időbeli változása nagyban befolyásolja a csillapítás mértékét, ezért különös figyelmet kell szentelni a szűrőtípus megválasztásának.

² A/D ('Analog to Digital')

³ D/A ('Digital to Analog')

Az aktív zajelnyomás meghatározó követelményei közé tartozik a nagy precizitású szabályozás, a hőmérsékletváltozással szemben mutatott stabilitás és a megbízhatóság. Ezen kívül, a nagyfokú csillapítás elérése érdekében az amplitúdók és fázisok különleges gondossággal kell, hogy előálljanak a detektált és a kibocsátott hang között. A digitális jelfeldolgozásban a jelek elektroakusztikus és elektromechanikus szenzorokról kerülnek mintavételezésre és feldolgozásra nagy sebességű és precizitású jelfeldolgozó hardverekkel⁴, melyek biztosítják az összetett matematikai összefüggések futtatását valós időben. További előnyként említhető a DSP-k azon sajátossága is, hogy lehetővé teszik az adaptív zajelnyomást, mely a legtöbb alkalmazásban -például motoroknál- hasznos tulajdonság. A digitális jelfeldolgozás területén egy osztályt képeznek azok az adaptív rendszerek, ahol digitális szűrő(k) jellemzői kerülnek változtatásra úgy, hogy közben egy adott költségfüggvényt minimalizálnak. Ezek az adaptív szűrők a gyakorlatban Finite Impulse Response (FIR), Infinite Impulse Response (IIR), ablakos vagy transzformált tartományú szűrőket jelentenek, melyek úgy hangolják az együtthatókat, hogy eközben minimalizálnak egy hibajelet. A leggyakoribb formája ezek közül az adaptív szűrőknek a FIR szűrő, melynek koefficienseit a Least Mean Square (LMS) adaptív algoritmus hangolja.

Ahhoz, hogy az aktív zajelnyomó rendszer megfelelően működjön elengedhetetlen, hogy a mechanikus és az akusztikai installációk kellő figyelemmel és szakértelemmel legyenek megtervezve. Tervezéskor figyelembe kell venni, hogy az aktív zajelnyomó rendszerek alapvetően alacsony frekvenciákon (200Hz-1000Hz) hatékonyak -passzív elnyelőkkel ez kiterjeszthető kb. 10kHz-ig-, illetve azt is, hogy a fizikai kivitelezés a leképezett technikához legyen optimalizálva.

Az aktív zajelnyomó rendszerek fejlesztésénél elsőként meg kell határozni az elnyomni kívánt zaj sávszélességét és spektrumát. A szakirodalom alapvetően két nagy csoportját különbözteti meg a zajoknak spektrum szerint: szélessávú és keskenysávú zaj. Szélessávú zajt kelt például a turbulencia, amely szinte bármilyen spektrumot generálhat, továbbá az energia eloszlása a teljes spektrumon jelentős. Ilyen turbulencia zaj például az alacsony frekvenciás hangja egy repülőgép hajtóműnek vagy egy robbanás impulzuszaja is. A szélessávú zajjal ellentétben a keskenysávú zaj energiája konkrét frekvenciákra korlátozódik és, ahogy a neve is jelzi, a spektruma is jóval szűkebb, gyakran csak egy vagy két frekvenciakomponens a jelentős. Ilyen keskenysávú zajt keltenek belsőégésű- és villanymotorok, például turbinák,

⁴ Az angol szakirodalom 'Digital Signal Processing' (DSP)-nek nevezi.

hűtőkompresszorok vagy vákuumszivattyúk is. A dolgozat tárgyköre csak keskenysávú zajokra korlátozódik.

A 3. fejezet a digitális aktív zajelnyomás témakörével foglalkozik, melyben bemutatásra kerülnek az LMS algoritmust használó rendszerek egységei, illetve maga az LMS algoritmus is. (Kuo & Morgan, 1996)

3.1 Digitális szűrés

Az inverzhang előállítása analóg illetve digitális úton is történhet, mindkét esetben szűrők segítségével. Digitális aktív zajelnyomás esetén -amellyel a 3. fejezet foglalkozik- a detektált jel megszürése szoftveresen implementált szűrők segítségével történik. Ehhez szükség van a detektált zaj digitalizálására és jelkondicionálására, illetve a jelfeldolgozást követően, a digitális jel visszaállítására és kisugárzására. Az 3. fejezet alfejezeteiben bemutatásra kerülnek azok a fontosabb műveleti egységek, melyek meghatározzák a digitális aktív zajelnyomó rendszerek karakterisztikáját.

A jelfeldolgozás szövegkörnyezetében a szűrés olyan lineáris műveletsorra utal, mely megváltoztatja egy jel spektrális összetevőit egy adott módszer szerint. A gyakorlatban legtöbbet használt digitális szűrők lineárisak és idő-invariánsak. Eszerint előre megadott, lineáris műveletek csoportját hajtják végre egy bemeneti adatsoron olyan kimeneti jelet előállítva, amit a szűrő koefficiensei határoznak meg.

A digitális szűrők használata azért feltétlenül indokolt digitális adaptív zajelnyomó rendszerekben, mert ez az egység biztosítja az adaptivitást, rajta keresztül lehet a bemenő jel időbeli változására reagálni.

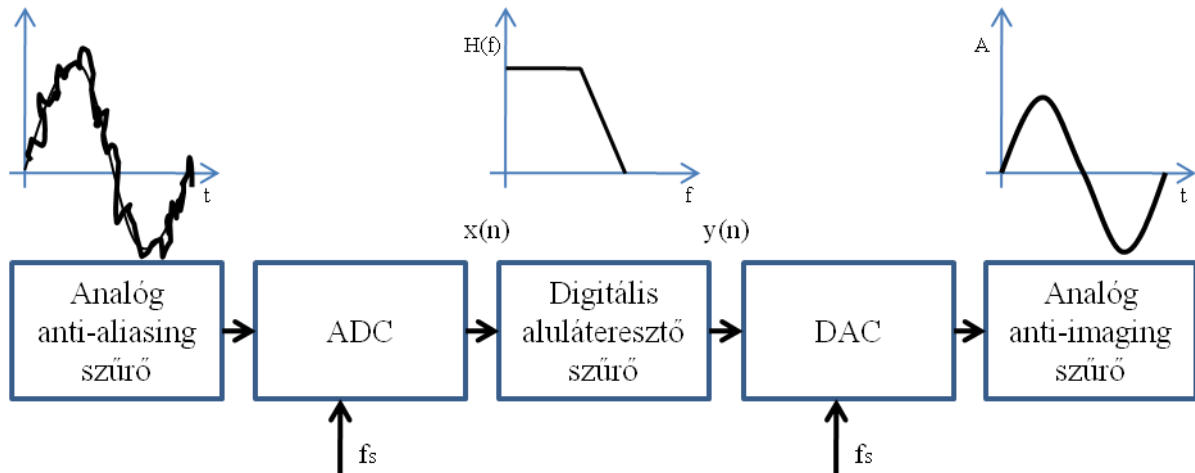
A digitális szűrők jellemzői:

- nagy pontosság
- lineáris fázismenet
- jelentéktelen hőmérsékletváltozásra való érzékenység (drift)⁵
- könnyen adaptivizálható
- könnyen szimulálható és tervezhető
- számítások és műveletek elvégzése egy mintavételi periódus alatt kell, hogy megtörténjenek

⁵ Angol kifejezés; csúszást, kúszást jelent magyarul. Általában egy fizikai paraméter környezeti változásra való érzékenységét jelenti.

- nagyteljesítményű analóg/digitális és digitális/analóg konvertereket illetve DSP-t igényelnek

A digitális szűrés folyamatát az 1. ábra szemlélteti.



1. ábra Digitális szűrés folyamata

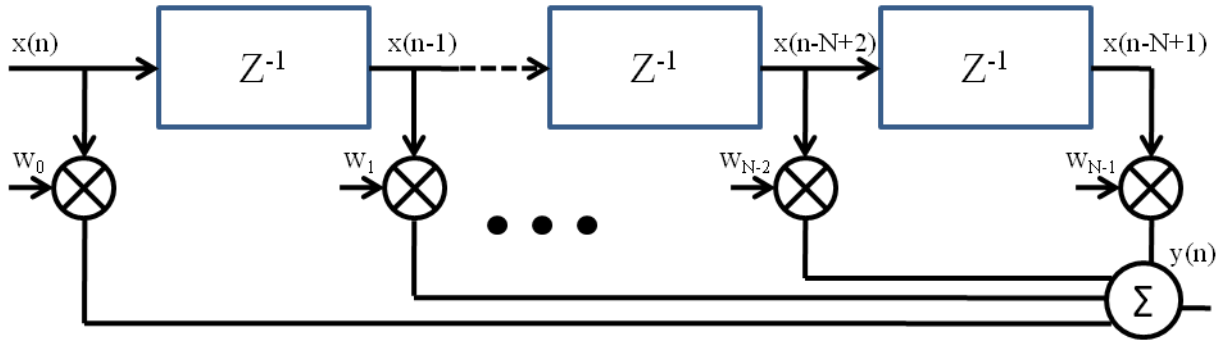
(Kuo & Morgan, 1996)

3.1.1. FIR szűrő

A FIR⁶ szűrő működésének alapelve az, hogy egy T_s mintavételi periódusonként diszkrétizált jel adott hosszúságú mintája elemenként megszorzásra kerül egy adott w szűrő koefficienssel. Ezen együtthatók értéke a szűrő karakterisztikájától függ, számuk pedig egyértelműen megadja, hogy hányadrendű a szűrő, illetve hány mintavételezett diszkrét értékre van szükség a szűrt kimenet előállításához. Az N -ed rendű FIR szűrő olyan szűrő, amely fokszámanak megfelelő számú w koefficienssel rendelkezik. A 2. ábra szemlélteti ezen szűrőtípus blokkvázlatát.

A FIR szűrő implementálása többféle tervezési eljárással is történhet, amelyek közül az egyik ilyen tervezési elv a konvolúciót használó, impulzusválaszt kiértékelő módszer, mely a 6. egyenletet veszi alapul a tervezésnél.

⁶ FIR ('Finite Impulse Response'): véges impulzusválaszú, digitális szűrőtípus



2. ábra N-ed rendű FIR szűrő blokkdiagramja (Marven & Ewers, 1993)

A szűrő tervezésének első lépése a bemenő jel $x(n)$ diszkrét értékek előállítása, amely analóg hullámot mintavételezve áll elő. Ebben a sorozatban $x(0)$ a $t = 0$, míg $t(1)$ a $t = T_s$, $x(2) = 2T_s$ időpontbeli, bemenő, diszkrét értéket jelenti. T_s a mintavételezési periódust jelenti, tehát:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4.)$$

A diszkrét tartományban megszokott jelölés szerint Z^{-1} jelölje ezt az egységnyi késleltetést. A kimeneti jel az 5. (differencia) egyenlettel írható le:

$$y(n) = w_0 x(n) + \dots + w_1 x(n - N + 1) + w_2 x(n - N + 2) \quad (5.)$$

Az 5. egyenletet tömörebb alakra hozva a szűrő kimenetét megkapjuk, ha a szűrő minden egyes n együtthatóját konvolváljuk⁷ a hozzá tartozó $x(n)$ -ik bemenettel (6. egyenlet)

$$y(n) = w_n * x_n = \sum_{k=0}^{N-1} w(k) \cdot x(n - k) \quad (6.)$$

ahol a $*$ műveleti jel konvolúciót jelöl.

A FIR szűrőkre jellemző tulajdonság, hogy:

- impulzusválaszuk véges (N ciklusú)
- lineáris fázismenetűek, konstans csoportfutási idővel rendelkeznek
- nincs analóg megfelelőjük

⁷ Két jel frekvenciatartománybeli szorzását jelenti.

- feltétel nélkül stabilak
- adaptívan hangolhatók

A FIR szűrő alkalmazható kis frekvenciákat átengedő (aluláteresztő), magas frekvenciákat átengedő (felüláteresztő) szűrőként vagy sávszűrőként is. Mindegyik alkalmazáshoz specializált szűrőtervező algoritmusok vannak, melyek a dolgozat korlátolt terjedelmére való tekintettel nem kerülnek részletezésre. Ezek az eljárások egyébként a legtöbb magas szintű programozási nyelvben –pl Matlabban- beépített függvényként elérhető. (Marven & Ewers, 1993), (Oppenheim, Schafer, & Buck, Discrete-time signal processing, 1999), (Oppenheim & Schafer, Digital signal processing, 1975), (Springer, 2000)

3.1.2. IIR szűrő

Ahogy a FIR szűrők tulajdonságainál említésre került, ezeknek a szűrőknek nincs analóg megfelelőjük. Ezzel szemben az IIR⁸ szűrők megfeleltethetők a hagyományos analóg Butterworth, Bessel, elliptikus és Csebisev szűrőknek.

Bár az IIR szűrő kevesebb számítással implementálható, mint a FIR szűrő, teljesítménye nem mérhető össze a FIR-vel, ráadásul a fázismenete⁹ nem lineáris. Ez utóbbi jellemző azért kerül sok esetben előtérbe, mert mint a későbbiekben látható, a megfelelő inverzhang előállításához nagyon pontosan kell ismerni a fázismeneteket, melynek mérését egy magas fokú polinomra illeszkedő fázisgörbe jelentősen megnehezíti.

Mivel az FIR szűrő több előnnyel, különösen a feltétel nélküli stabilitás tulajdonságával, is rendelkezik az IIR szűrőhöz képest, így a dolgozatban is FIR típus került felhasználásra, tehát az IIR szűrőtípus komolyabb részletezése szükségtelen. (Oppenheim & Schafer, Digital signal processing, 1975), (Oppenheim, Schafer, & Buck, Discrete-time signal processing, 1999), (Kendall L)

3.2 Folytonos/Diszkrét konverzió és mintavételezés

A diszkrét idejű jelek leggyakoribb előfordulása az időben folytonos jelek mintavételezett reprezentálása. Megfelelő megkötésekkel elmondható, hogy az időben folytonos jelek kellő pontossággal ábrázolhatók diszkrét időre vetített mintákkal. Ahhoz hogy

⁸ IIR('Infinite Impulse Response'): végtelen impulzusválaszú, digitális szűrőtípus.

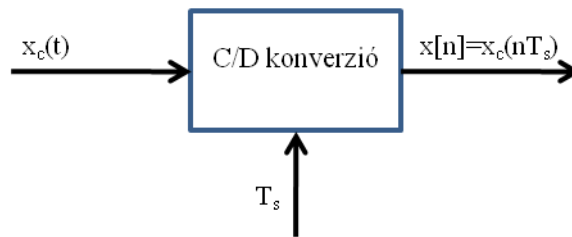
⁹ Ebben a kontextusban a szűrő frekvencia-fázis karakterisztikáját jelenti.

a digitális szűrés megvalósítható legyen, szükség van az időben folytonos jelek diszkrétizálására, mely lehetővé teszi a szoftveres jelfeldolgozást. Általában a diszkrétizálást a A/D konverterek végzik, illetve olyan alegységek is részt vesznek a folyamatban, mint a mintavevő és –tartó áramkör, illetve anti-aliasing szűrők. A teljes diszkrétizálási folyamatot folytonos/diszkrét konverciónak nevezik.

A periodikus mintavételezés egy jól bevált módszer folytonos jelek diszkrétizálásának elvégzésére. Jelölje $x(n)$ az $x_c(t)$ folytonos jelből kivett, n . mintát a következő összefüggés szerint:

$$x(n) = x_c(nT_s) \quad (7.)$$

ahol $-\infty < n < \infty$, T_s a mintavételezési periódust jelenti, melynek reciproka a f_s mintavételi frekvencia minta/másodperc mértékegységgel, illetve megadható radián/másodpercben $\omega = 2\pi/T_s$ formában.



3. ábra Folytonos/diszkrét konverzió (C/D) (Kuo & Morgan, 1996)

A mintavételezés folyamata matematikai modellel szemléletesen bemutatatható. Ezen modell alapja a Dirac-függvény (egységimpulzus függvény), mely a 8. egyenlet formájában írható fel, amely geometriailag egységnyi területű téglalapot jelent.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (8.)$$

Ez a függvény biztosítja azt, hogy egy jel amplitúdóját vissza lehessen vezetni egységnyi területű téglalapra. A fentebb jelölt 8. összefüggés segítségével tetszőleges amplitúdó számítható, a 9. képlet szerint:

$$\int_{-\infty}^{\infty} A \cdot \delta(t) dt = A \quad (9.)$$

Ahhoz, hogy a mintavételezés jelensége megvalósuljon a teljes jelfolyamra, az impulzus függvényt impulzusvonattá kell fűzni, így az megjelenik mintavételi periódusonként a mintavételezett jelen. (10. egyenlet)

$$s(t) = \delta(t - \infty) + \dots + \delta(t - 2t_s) + \delta(t - t_s) + \delta(t) + \delta(t + t_s) + \delta(t + 2t_s) + \dots + \delta(t + \infty) = \quad (10.)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nt_s)$$

Egy tetszőleges hosszúságú, időben folytonos jel mintavételezési folyamata leírható a 11. egyenlet alapján, ahol $f(t)$ változó, pillanatnyi amplitúdójú jelet jelöl.

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} f(t)\delta(t - nt_s) \quad (11.)$$

Ha a mintavételezett $f(t)$ jel nem tartalmaz a mintavételi frekvencia kétszeresénél nagyobb frekvenciát, akkor az $f(t)$ jel egyértelműen megadható adott pontsorban vett ordinátáinak megállapításával. Más szavakkal ez azt jelenti, hogy az analóg jel jelhű visszaállítása érdekében a minimális mintavételi frekvencia legalább kétszer akkor kell, hogy legyen, mint a legnagyobb frekvenciakomponens a jelben. Ez a Shannon mintavételi elv, amely matematikai formában megadva:

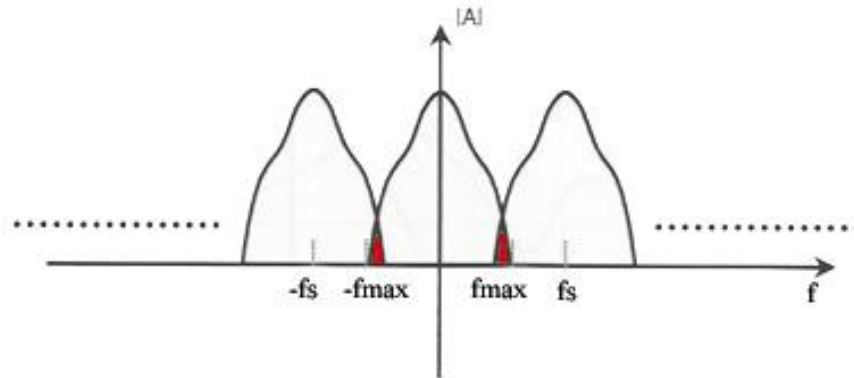
$$f_s > 2f_{max} \quad (12.)$$

ahol f_{max} az a maximális frekvencia, mely még jelalakhűen visszaállítható jelet jellemez.

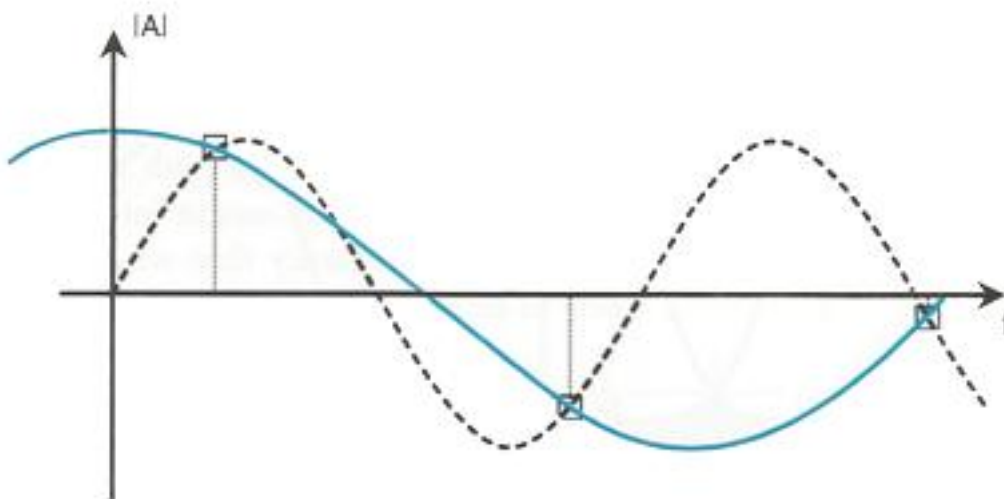
Amennyiben ez a mintavételi elv sérül, úgy alul- vagy túlmintavételezésről beszélünk, attól függően, hogy kisebb vagy nagyobb a mintavételi frekvencia, mint a legnagyobb frekvenciájú jelkomponens.

Előfordulnak olyan esetek, amikor a túlmintavételezés hasznos lehet, ha egy analóg jel minél pontosabb diszkretizálása a cél, hiszen ily módon jóval több mintából lehet felépíteni egy jelperiódust. Ha nem indokolt a túlzott pontosság, nem célszerű nagy mintavételi frekvenciával dolgozni, mert feleslegesen növeli a számítási teljesítményt.

Az alulmintavételezés az előzőekkel ellentétben viszont súlyos problémákhoz vezethet, ugyanis ebben az esetben az átlapolódás jelensége figyelhető meg a diszkrétizált jelben. A jelenséget frekvenciatartományban az 4. ábra, időtartományban az 5. ábra szemlélteti:



4. ábra Átlapolódás jelenség frekvenciatartományban (Marven & Ewers, 1993)



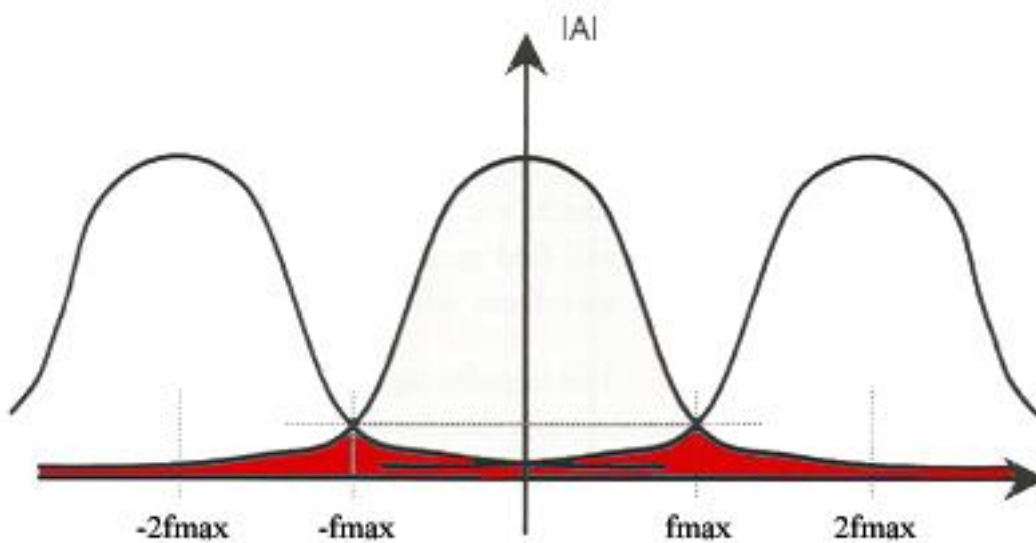
5. ábra Átlapolódás jelenség időtartományban (Marven & Ewers, 1993)

Az átlapolódás elkerülése, tehát a mintavételi frekvencia helyes megválasztása azért fontos, mert ezáltal elkerülhető a folytonos és diszkrét jel inkonzisztenciája.

A másik probléma, amellyel foglalkozni szükséges az az „áthallás” jelensége. A környezetből mintavételezett jelek nagyon ritkán állnak csak tisztán szinuszoszoidális összetevőkből. Egy tipikus jel széles spektrummal rendelkezik, noha ennek a spektrumnak töredéke rendelkezik a felhasználás számára hasznos információval. Például Hi-Fi alkalmazások esetében 20kHz az a maximális frekvencia, melyet még képes az emberi fül detektálni, így az e feletti tartomány a hallgató számára szükségtelen. Ha a mintavételi

frekvencia úgy kerül megválasztásra, hogy az f_{max} 20kHz lesz, az aliasing jelensége lép fel a $2f_{max}$ komponensnél, hiszen a mintavételezett spektrum periodicitása pontosan ekkora.

Az aliasing jelensége tehát akkor lép fel, ha az adott jel nem sávkorlátozott, ismeretlen a jel f_{max} frekvenciája, illetve teljeseül a 12. egyenlet. Ebben az esetben ugyanis a folytonos jelünk amplitúdó-sűrűség spektrumának minden f frekvencia összetevője, amely az $-f_{max} < f < f_{max}$ frekvenciahatárokon kívül esik, a mintavételezés után belekerül az előbbi frekvenciahatárok közé. (6. ábra)

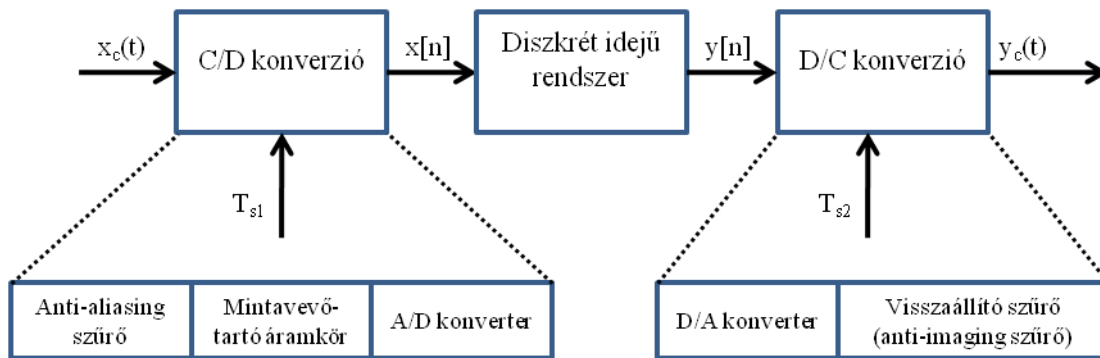


6. ábra Aliasing jelenség frekvenciatartományba (Marven & Ewers, 1993)

Ezt a problémát hivatott kiküszöbölni az anti-aliasing szűrő, mely szinte minden digitális alkalmazásban jelen van. Ezen szűrők működési elvéről a teljesség igénye nélkül annyit érdemes tudni, hogy aluláteresztő szűrőként viselkedve levágják az f_{max} egész számú többszörösein megjelenő komponenseket, így csak a nulladrendű összetevő marad meg a jelben. (Marven & Ewers, 1993)

A gyakorlati megvalósításban a mintavételezés művelete A/D konverterekkel kerül implementálásra, melyek jó közelítései az ideális C/D konverzióknak. Bár a dolgozatnak nem része az A/D és D/A konverterek részletes ismertetése, pár szóban érdemes megemlíteni azokat a jellemzőket, melyek kihatással vannak a gyakorlatban megvalósított diszkretizálás folyamatára.

Egy teljes diszkretizálási folyamatot szemléltet a [7.](#) ábra.



7. ábra Diszkrétizálási folyamat (Kuo & Morgan, 1996)

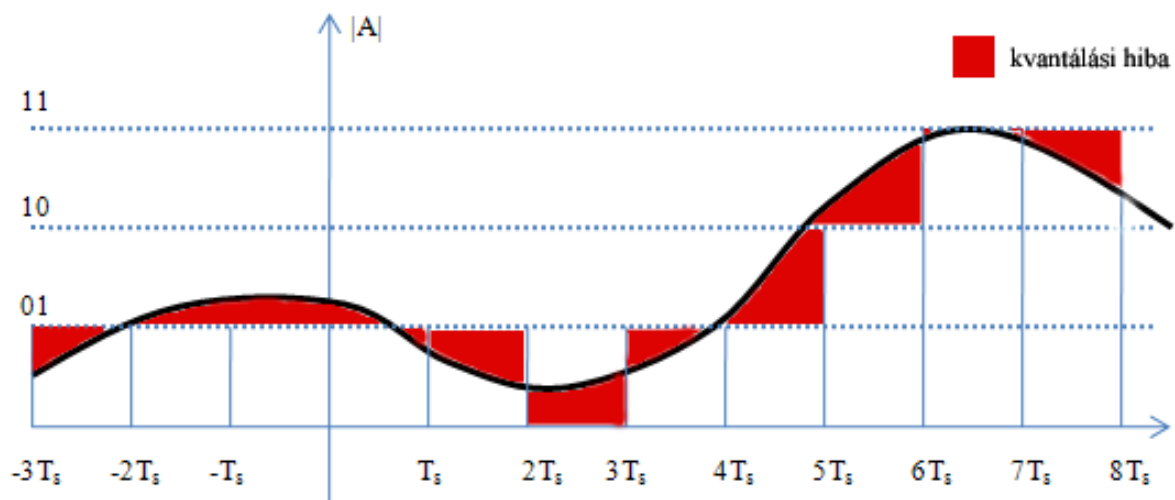
Bár technikailag többféle elven működő A/D konverter létezik, mindegyik megoldásban egy előre megválasztott X_m referenciafeszültséget oszt fel a konverter felbontásától függően Δ egységekre, mely egységek többszöröseiből fog kialakulni a kvantált érték. Ez a Δ feszültségegység, tehát a kvantálás lépcsője a következő összefüggés szerint számolható:

$$\Delta = \frac{X_m}{2^B} \quad (13.)$$

ahol X_m a referenciafeszültség Voltban, B az A/D konverter felbontása.

Látható, hogy nagyobb konverter felbontás kisebb kvantálási lépcsőt eredményez, tehát pontosabban közelíthető egy analóg feszültségérték. Általában audioteknikai alkalmazásokban 24 bites konvertereket használnak 1 vagy 5 voltos referenciafeszültséggel.

Még a nagy felbontású konvertereknél is fellép kvantálási hiba, amely abból adódik, hogy két mintavétel között egy mintatartó egység rögzíti a bemeneti értéket az újabb mintavételig, így ha közben változott a bemeneti jelszint, az nem kerül detektálásra. (8. ábra)



8. ábra A/D konverzió során jelentkező kvantálási hiba (Marven & Ewers, 1993)

A kvantálási hiba által okozott „zaj” nem csak A/D, hanem D/A konverziók esetében is jelen van, amely rögzített felbontás mellett túlmintavételezéssel csökkenthető. (Marven & Ewers, 1993)

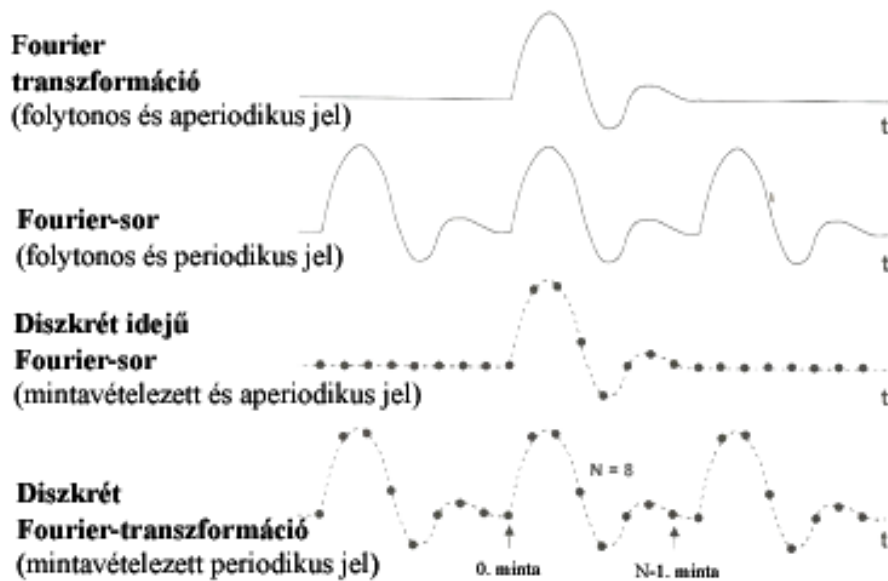
3.3 Fourier-transzformáció

A Fourier-transzformáció lehetővé teszi, hogy időtartománybeli jel információvesztés nélkül kerüljön frekvenciatartománybeli átkonvertálásra. Ennek a műveletnek az inverz művelete is létezik, miszerint, ha ismert egy jel frekvenciatartománybeli válasza, inverz Fourier-transzformációval visszaállítható belőle az időtartománybeli eredeti jel. Különösen hasznos ez a transzformáció szűrőtervezéskor, mivel a szűrő frekvenciaválasza megkapható Fourier-transzformációt alkalmazva az impulzusválaszon.

A Fourier-transzformáció megoldás lehetővé teszi egyrészt a digitális szűrőtervezést, másrészt pedig frekvencia analízist biztosít. A dolgozatban a Fourier-transzformáció a 4. fejezetben megjelenő, hibrid aktív zajelnyomásnál kerül előtérbe igazán, ugyanis a cél az, hogy meghatározásra kerüljön a zaj spektrumának domináns frekvenciakomponense. Miután adott ez a komponens, a szűrő hangolása erre az adott frekvenciára kell, hogy megtörténjen. A Fourier-transzformáció különböző műveletekre utalhat, attól függően, hogy milyen jellegű jelen kerül végrehajtásra a művelet. (9. ábra)

Így tehát meg kell különböztetni:

- Fourier-transzformációt
- Fourier-sort
- Diszkrét idejű Fourier-sort
- Diszkrét Fourier-transzformációt



9. ábra Fourier-transzformáció különböző jeltípusokra (Analog Devices, 2000)

A 9. ábrán látható fogalmak közül az egyetlen, amely releváns a digitális jelfeldolgozásban az a DFT¹⁰, mely időtartományban mintavételezett, periodikus jelre alkalmazható. Szükséges, hogy a jel periodikus legyen annak érdekében, hogy szétbontható legyen elemi szinuszok összegére. Bár a jel periodikus, csak N véges számú minta áll rendelkezésre a transzformációhoz. Az alapegyenlet, mellyel a DFT elvégezhető, az alábbi formában írható fel:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi n k}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\cos\left(\frac{2\pi n k}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi n k}{N}\right) \right] \quad (14.)$$

ahol $X(k)$ a DFT frekvencia kimenet adott k spektrumpontnál, $k = 0, 1 \dots N-1$, N a mintavételezett pontok száma, $x(n)$ az n . időbeli minta, $n = 0, 1 \dots, N-1$, $x(n)$ komplex.

A Fourier-transzformáció által eredményezett komplex számokból számolható az adott frekvenciájú jel fázisa és amplitúdója. A 15. és 16. egyenlet valós és imaginárius tagokra bontva írja fel a 14. egyenletet az átláthatóság kedvéért.

$$\text{Re}X(k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi n k}{N}\right) \quad (15.)$$

¹⁰ DFT ('Discrete Fourier Transformation'): diszkrét Fourier-transzformáció

(16.)

$$\operatorname{Im}X(k) = \frac{-2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right)$$

A DFT alkalmazását jelentősen nehezítette annak számítási igénye, mivel N^2 komplex szorzást igényel. A számítási teljesítmény csökkentése érdekében kifejlesztésre került az ún. FFT¹¹ algoritmust, mely már csak $\frac{N}{2} \log_2(N)$ számítást igényel különböző matematikai egyszerűsítéseknek köszönhetően.

A magas szintű programozási nyelvek, mint például a Matlab vagy LabVIEW rendelkeznek beépített FFT függvénnyel csakúgy, mint a FIR szűrőnél már tárgyalt szűrőtervező algoritmussal is. Ez jelentősen meggyorsítja az olyan jellegű kutatási folyamatokat, ahol az FFT mint eszköz, nem pedig, mint kutatási terület jelentkezik. Mivel jelen munkában is mint eszköz jelentkezett az FFT, így a dolgozatnak nem része az FFT gyakorlati megvalósításban felhasznált elemeken túlmutató tanulmányozása.

Amire különös figyelmet kell szentelni nem csak FFT, hanem bármilyen diszkretizálási folyamat során, az a helyes mintavételezés. (Oppenheim & Schafer, Digital signal processing, 1975), (Oppenheim, Schafer, & Buck, Discrete-time signal processing, 1999), (Proakis & Manolakis, 1996), (Analog Devices, 2000),

3.4 Adaptív rendszerek és az LMS¹² adaptív algoritmus

A gyakorlati alkalmazások között megtalálhatók olyan zaj- és torzítás csökkentő rendszerek, melyek célja, hogy segítsék a felhasználó számára hasznos információ kibontását a fogadott, zajjal terhelt jelből. Bizonyos fizikai rendszerek által küldött jelek lehetnek idővariánsak vagy ismeretlenek, esetleg mindkettő. Az adaptív rendszerek osztálya egy megoldást nyújt erre a problémára, mivel képesek módosítani – gyakran automatikusan – karakterisztikájukat hogy ezáltal teljesítsenek előre meghatározott szempontokat. Ezen adaptív rendszerek egy alosztályát képezik az adaptív szűrők, melyek két fő részből állnak:

- digitális szűrő, amely elvégzi a kívánt jelátalakítást
- adaptív algoritmus, amely változtatja a szűrő együtthatóit

¹¹ FFT ('Fast Fourier Transformation'): gyors Fourier-transzformáció

¹² LMS ('Least Mean Square'): legkisebb négyzetes átlag

Az aktív zajelnyomó eszközökben használt adaptív rendszerek feladata, hogy a lehető legnagyobb mértékben szorítsák ki a zajt az információt hordozó, hasznos jelből, illetve hasznos jel hiányának esetében minél hatékonyabb zajelnyomást biztosítsanak.

LMS adaptív algoritmus digitális zajelnyomó rendszerek esetén egy jól bevált módszer a kellő mértékű zajcsökkentés biztosításához. Az LMS algoritmus feladata az adaptív digitális szűrőhangolás, mely a szűrővel együtt szoftveres környezetben kerül implementálásra. A [10. ábrán](#) látható az algoritmushoz tartozó blokkdiagram.

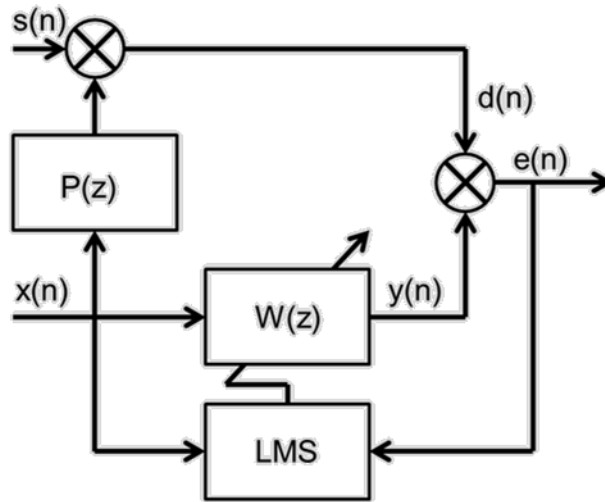
Az LMS algoritmust használó modellek többségénél az installáció elkészítésekor általában két mikrofon kerül felhasználásra, melyek közül az egyik közvetlenül a zajt detektálja, míg másik a zaj és az információt hordozó jelet együttesen. A 10. ábrán látható, hogy a két, $s(n)$ és $x(n)$ mikrofon között adott távolság van, mely gyakran több méter is lehet. Ebből adódik, hogy a zaj egyik mikrofontól a másikig való terjedése során megváltoztathatja spektrumát, a környezet összetételétől és kialakításától függően. Ez a spektrális megváltozás olyan környezettel való kölcsönhatás során következik be, mely valamilyen ismeretlen átviteli függvénnyel jellemzett $P(z)$ rendszerként modellezhető.

Az LMS adaptív algoritmust használó, aktív zajelnyomó rendszerek feladata, hogy megpróbálják minél jobban identifikálni ezt a környezetet leíró rendszert. Az identifikálás jósága a zajcsillapítás mértékével mérhető, melynek elterjedt mértékegysége a decibel.

Az identifikálás történhet off-line vagy on-line módon, attól függően, hogy áll-e rendelkezésre vagy nem olyan ki/bementi adatsor, melyben a rendszer adott bemeneteihez, adott kimenet feleltethető meg. Előbbi esetben a szűrő együtthatói a bemenet-kimenet adatpárok alapján egy optimális működésre hangolható, viszont áthangoláshoz újabb adatsor szükséges, míg utóbbi esetben a szűrő paraméterei időben dinamikusan változnak valamilyen függvény szerint.

A dolgozat későbbi szakaszában off-line adaptív rendszeridentifikálás történik, melynek során az LMS adaptív algoritmus megpróbálja úgy hangolni a FIR szűrő együtthatóit, hogy az minél jobban közelítse a környezetet modellező rendszert, tehát az $y(n)$ minél jobban közelítsen $d(n)$ -hez. Minél jobb ez a becslés, annál kisebb az $e(n)$ hiba, tehát annál jobb a zajcsillapítás.

Az LMS adaptív algoritmus a lelke ennek a fajta digitális aktív zajelnyomást megvalósító technikának, így indokoltnak tűnt a témakör alaposabb ismertetése.



10. ábra LMS algoritmus rendszerteknikai struktúrája
($s(n)$ =hasznos jel; $x(n)$ =zaj; $d(n)$ =zaj+hasznos jel) (Kuo & Morgan, 1996)

Itt $d(n)$ a zajjal terhelt hasznos jel, $y(n)$ az aktuális kimenet, $x(n)$ a zaj, $e(n)$ a hibajel, tehát a különbsége $d(n)$ és $y(n)$ értékének. Az adaptív algoritmus úgy változtatja a szűrő együtthatóit, hogy közben minimalizálja az $e(n)$ négyzetes hibaátlagot (MSE). Mivel ez a folyamat progresszív, így a hiba mintáról mintára csökkenhet.

Ahogy már a 3.1.1 fejezetben tárgyalásra került, a szűrő kimenetét a [6.](#) egyenlet írja le:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w \cdot x(n-k)$$

Legyen $x(n)$ egy olyan vektor, melynek elemei az adott n időpillanatban mintavételezett jelek, tehát:

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \cdots x(n-N+1)]^T \quad (17.)$$

Jelölje $w(n)$ az adott $x(n)$ elemhez tartozó súlyok vektorát.

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \quad w_1(n) \cdots w_{N-1}(n)]^T \quad (18.)$$

A két vektor segítségével felírható a kimenet:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (19.)$$

Általánosságban felírhatjuk a rendszer hibajelét, ha a szűrő kimenetét (19. egyenlet) összehasonlítjuk a $d(n)$ hasznos jelet tartalmazó jellel:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (20.)$$

Az elkövetkezendőkben $d(n)$ és $x(n)$ legyen statisztikailag állandó, és a cél az, hogy úgy kerüljenek meghatározásra a szűrő együtthatói, hogy $e(n)$ a hiba minimális legyen.

A szűrő hatékonyságát az MSE adja meg:

$$\xi(n) = E[(e^2(n))] \quad (21.)$$

ahol $\xi(n)$ a négyzetes hibák várható értéke.

Adaptív FIR szűrőnél $\xi(n)$ értéke függ a szűrő együtthatóitól, miszerint $w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n) = \mathbf{w}(n)$. Az MSE teljesítmény függvényt a [22.](#) egyenlet adja meg a [20.](#) és [21.](#) egyenlet alapján:

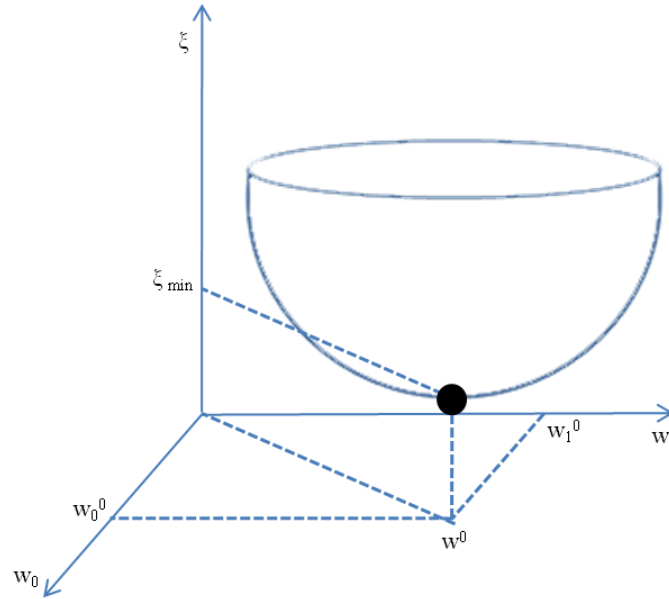
$$\xi(n) = E[(d^2(n)) - 2\mathbf{p}^T\mathbf{w}(n) + \mathbf{w}^T\mathbf{R}\mathbf{w}(n)] \quad (22.)$$

ahol $\mathbf{p}$ a megkívánt bemeneti keresztkorrelációs vektor és $\mathbf{R}$ a bemeneti autokorrelációs mátrix, amit a [23.](#) egyenlet formájában lehet megadni:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \dots & r_{xx}(L-1) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & \dots & r_{xx}(L-2) \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ r_{xx}(L-1) & r_{xx}(L-2) & \dots & r_{xx}(0) \end{bmatrix} \quad (23.)$$

ahol $r_{xx}(k) = E[x(n)x(n-k)]$

Másodrendű szűrő használata esetén az MSE egy kvadratikus függvény, mert az együtthatók csak első és másodfokon szerepelnek a [20.](#) egyenlet alapján. Minden egyes szűrő együtthatónak a $\mathbf{w}(n)$ vektorban megfeleltethető egy skalár az MSE felületen (lásd 13. ábra). Ebből következik, hogy az MSE értékek hozzátársíthatók $\mathbf{w}(n)$ -hez, ezáltal egy $(N+1)$, -jelen esetben 3 - dimenziós teret formálva, melyet általában MSE- vagy teljesítményfelületnek hívnak a szakirodalomban. Háromdimenziós esetben, amikor az $N = 2$ -vel, a 16. ábra szerint rajzolható ki az MSE felület:



11. ábra MSE felület (Kuo & Morgan, 1996)

Az ábrán jelölt $\mathbf{w}^0 = [w_0^0 \ w_1^0]^T$ az optimális együttható vektort jelöli és ξ a hibaösszeg minimuma.

Az autokorrelációs mátrix az analízisben és a szűrőtervezésben játszik fontos szerepet.

Az optimális $\mathbf{w}^0$ szűrőegyüttható vektorral rendelkező szűrő minimalizálja a $\xi(n)$ MSE költségfüggvényt. Vektorokkal felírva $\mathbf{w}^0$ teljesíti a következő lineáris egyenletet:

$$\mathbf{R}\mathbf{w}^0 = \mathbf{p} \quad (24.)$$

A fentebb jelölt egyenlet folyamatos becslését igényli az autokorrelációs mátrixnak és a keresztkorrelációs vektornak. Adaptív rendszerekről lévén szó, a bejövő jel instacioner, tehát $\mathbf{R}$ és $\mathbf{p}$ értékeinek kinyeréséhez folyamatos számítás szükséges, ami pedig komoly erőforrásigényt jelent. Különösen nagy számítási teljesítményre van szükség akkor, ha $\mathbf{R}$ és $\mathbf{p}$ nagy elemszámúak.

Egy hatékonyabb algoritmus érhető el, ha rekurzív módon történik $\mathbf{w}^0$ becslése.

A minimális MSE elérése érdekében, legyen $\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}^0$ optimális együttható vektorral, így a [24.](#) egyenletből beírva a [22.](#) egyenletbe, előállítható a következő összefüggés:

$$\xi_{min} = E[d^2(n)] - \mathbf{p}^T \mathbf{w}^0 \quad (25.)$$

Összevonva a 24. és 26. egyenletet, kifejezhető a négyzetes hibaösszeg:

$$\xi(n) = \xi_{min} + \mathbf{v}^T(n) \mathbf{R} \mathbf{v}(n) \quad (26.)$$

ahol $\mathbf{v}(n) = \mathbf{w}(n) - \mathbf{w}^0$.

Ez a számítás egy olyan konkáv, tál formájú MSE felületet eredményez, ami egyértelmű minimummal rendelkezik, tehát kedvező a minimumkereső algoritmusok számára. Az általános LMS algoritmus csak akkor működik, ha $d(n)$ és $x(n)$ ismert, viszont elképzelhető olyan eset is, amikor valamelyik paraméter ismeretlen.

Erre az esetre léteznek különböző minimumkereső algoritmusok, az egyik a „Legmeredekebb Lejtő elve” algoritmus, amely $e^2(n)$ pillanatnyi négyzetes hibát számít:

$$\hat{\xi}(n) = e^2(n) \quad (27.)$$

és ebből számítja a pillanatnyi gradiens értékét:

$$\nabla \hat{\xi}(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) \quad (28.)$$

Mivel $e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$ következik, hogy:

$$\nabla e(n) = -x(n) \quad (29.)$$

tehát a gradiens becslés egyenlete a [30.](#) egyenlet formájára redukálódik:

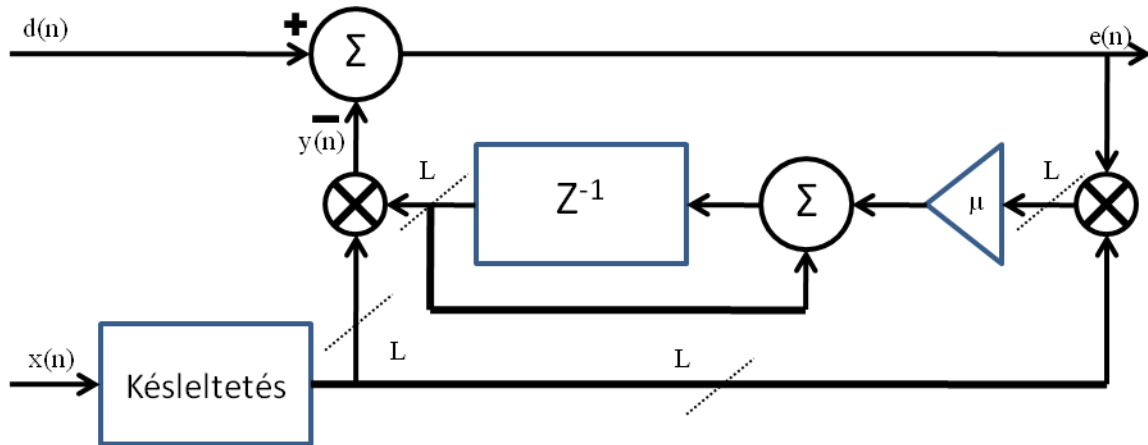
$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2x(n)e(n) \quad (30.)$$

A Legmeredekebb lejtő elve módszer $w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}(n)$ egyenletét felhasználva, mely a szűrő $n+1$. együtthatóját adja meg, a gradiens becslő [28.](#) egyenlettel összevonva eredményezi a [31.](#), legmeredekebb lejtő elvét alkalmazó, LMS összefüggést:

$$w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e(n)$$

(31.)

A modellhez tartozó blokkdiagram a [12.](#) ábrán látható.



12. ábra LMS Legmeredekebb lejtő módszer modellje (Kuo & Morgan, 1996)

A legmeredekebb lejtő elvét használó LMS szűrőtervező algoritmus a következő pontok alapján hangolja a FIR szűrő együtthatóit. Ez alapján a váz alapján került implementálásra az a Matlab kód, melynek szimulációs vizsgálata történik a 3.5. fejezetben.

1. A kezdeti értékeket és μ -paramétereket megválasztása: $N, \mu, w(0)$
2. Az adaptív szűrő kimenetének kiszámítása:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k(n)x(n-k)$$

3. Hiba kiszámítása:

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

4. A szűrő együtthatóinak frissítése $w(n)$ -től $w(n+1)$ -ig az LMS szerint:

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu x(n-N)e(n)$$

ahol k az aktuális szűrőegyüttható

A legmeredekebb lejtő elve lehetővé teszi az LMS algoritmus működését, viszont modelléből adódóan –pillanatnyi hiba számítása- globális minimum helyett elképzelhető, hogy lokális minimumot talál. A módszer hátránya különböző kiegészítő modellekkel kivédhető, melyek vizsgálata a további fejlesztési tervek között szerepel.

Az eddig tárgyalt algoritmusok időtartománybeli szűrőegyütthatók hangolásra vonatkoztak, viszont szükség lehet frekvenciatartománybeli változtatására is. A frekvenciatartománybeli hangolás szükségessége abból eredhet, hogy az LMS algoritmusban kezdeti értéként szereplő $d(n)$ elérni kívánt spektrum nem időtartományban definiált, hanem frekvenciatartományban kerül rögzítésre. Ennek megfelelően úgy módosul az eddigi LMS

algoritmus, hogy a hibajelet is frekvenciatartományban kell számítani, illetve ennek megfelelően a szűrő súlyait is frekvenciatartományban kell hangolni. Ez korántsem egyszerű feladat, hiszen a frekvenciatartománybeli együtthatókból, időtartományi együtthatókat kell előállítani. Az időtartománybeli együtthatók előállításához alapvetően Fourier-transzformációra van szükség, kisebb átalakításokkal kiegészítve. Legyen $W_d(\omega)$ a kívánt frekvenciaválasz különböző, egymástól egyenlő távolságra levő frekvenciákon.

$$\omega_k = \frac{2\pi}{N}(k + \alpha) \quad (32.)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2} \text{ ha } N \text{ páratlan}$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \text{ ha } N \text{ páros}$$

ahol N a szűrő fokszáma, $\alpha = 0$ vagy $\frac{1}{2}$ és kerüljön megoldásra egységugrásra adott válasza $w(n)$. Legyen a szűrő kívánt frekvenciaválasza:

$$W(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n)e^{-j\omega n} \quad (33.)$$

Feltételezve, hogy adott a szűrő frekvenciaválasza az adott frekvenciákon a [32.](#) egyenlet szerint, akkor a [33.](#) egyenletből előáll, hogy:

$$W(k + \alpha) \equiv W\left(\frac{2\pi}{N}(k + \alpha)\right) \quad (34.)$$

$$W(k + \alpha) \equiv \sum_{n=0}^{N-1} w(n)e^{-j2\pi(k+\alpha)n/N} \quad (35.)$$

ahol $n = 0, 1 \dots N - 1$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$

A [33.](#) egyenletet megszorozva $e^{\frac{j2\pi km}{N}}$ -el, majd szummázva $k = 0, 1, \dots, N - 1$ -ig a jobb oldal $Nw(m)e^{\frac{-2j\pi\alpha m}{N}}$ formára egyszerűsödik, mely után előáll a [36.](#) egyenlet, mely lehetővé teszi az egységugrásra adott válasz értékeinek kiszámítását a frekvenciatartományban vett

$W(k + \alpha)$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$ mintákból, mely nem lesz más, mint a FIR szűrő együtthatóinak szekvenciája időtartományban. Érdeemes észrevenni még azt is, hogy $\alpha = 0$ esetén a 35. egyenlet a DFT egyenletére, míg a 36. egyenlet az IDFT¹³ egyenletére egyszerűsödik.

$$w(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} W(k + \alpha) e^{j2\pi(k+\alpha)n/N} \quad (36.)$$

ahol $n = 0, 1, \dots, N - 1$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$

(H.J.Butterweck, 1997), (Kuo & Morgan, 1996), (S.M, 1999), (Hansen & Snyder, 1997), (Wu, 2008 Fall),

3.5 LMS algoritmus szimulációs vizsgálata

Az eddigiekben összefoglalt legmeredekebb lejtő elvét használó, LMS algoritmus szimulációs vizsgálatához sikerült elkészíteni egy olyan programot Matlabban, mely előre megadott spektrumot kíván elérni hibajel minimalizálásával. Mivel az elérni kívánt spektrum –jelen esetben a környezeti zaj valamely komponensétől való mentessége a detektált jelnek– kedvezően definiálható frekvenciatartományban, így az általános, [31.](#) egyenletet felhasználó LMS algoritmus a [36.](#) egyenletre épülő frekvenciatartománybeli szűrőhangolással lett kiegészítve. Bár ez utóbbi módszer valamennyivel bonyolítja az LMS algoritmust, a kezdeti értékek megadása egzaktabb, továbbá a kapott eredmény egyértelműen összehasonlítható az elérni kívánttal. Az elkészített kód nem kerül önmagában bemutatásra a dolgozatban terjedelmi korlátokra való tekintettel, ellenben a futtatás után kapott eredményt a következő ábrák illusztrálják. (13.-21. ábra)

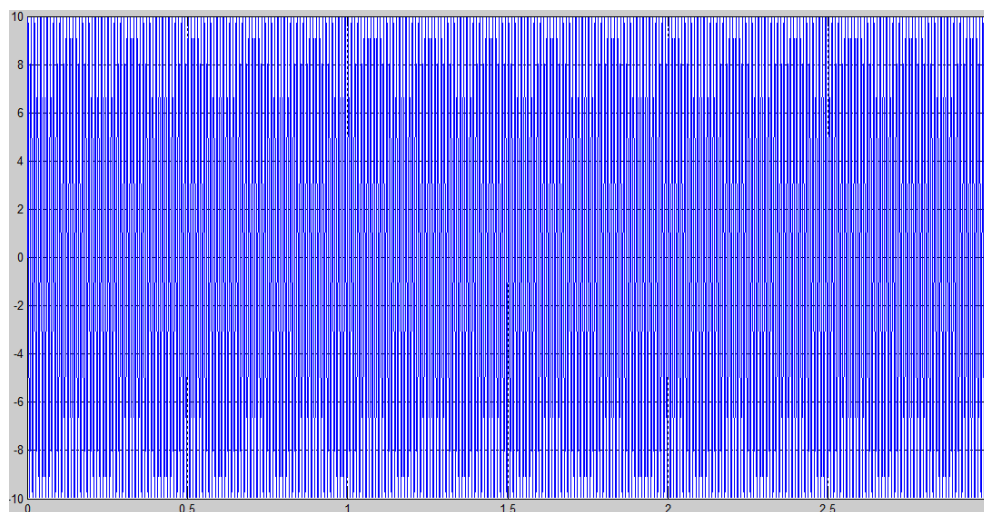
Szimuláció I.

Kezdeti értékek		
Frekvencia [Hz]	Amplitúdó [1]	Fázis [rad]
100	1	0
Mintavételi frekvencia:	2 kHz	
Vizsgált időtartam:	3 s	

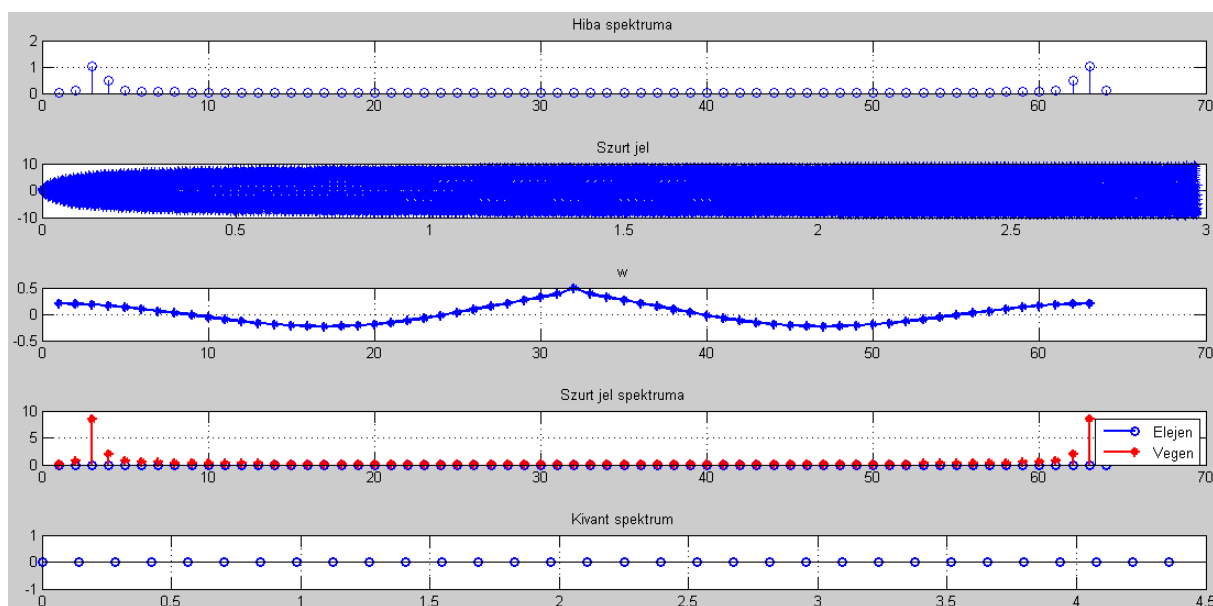
¹³ IDFT ('Inverse Discrete Fourier Transformation'): inverz diszkrét Fourier-transzformáció

Zaj:	nincs
Elérni kívánt spektrum:	0 amplitúdó minden spektrális ponton

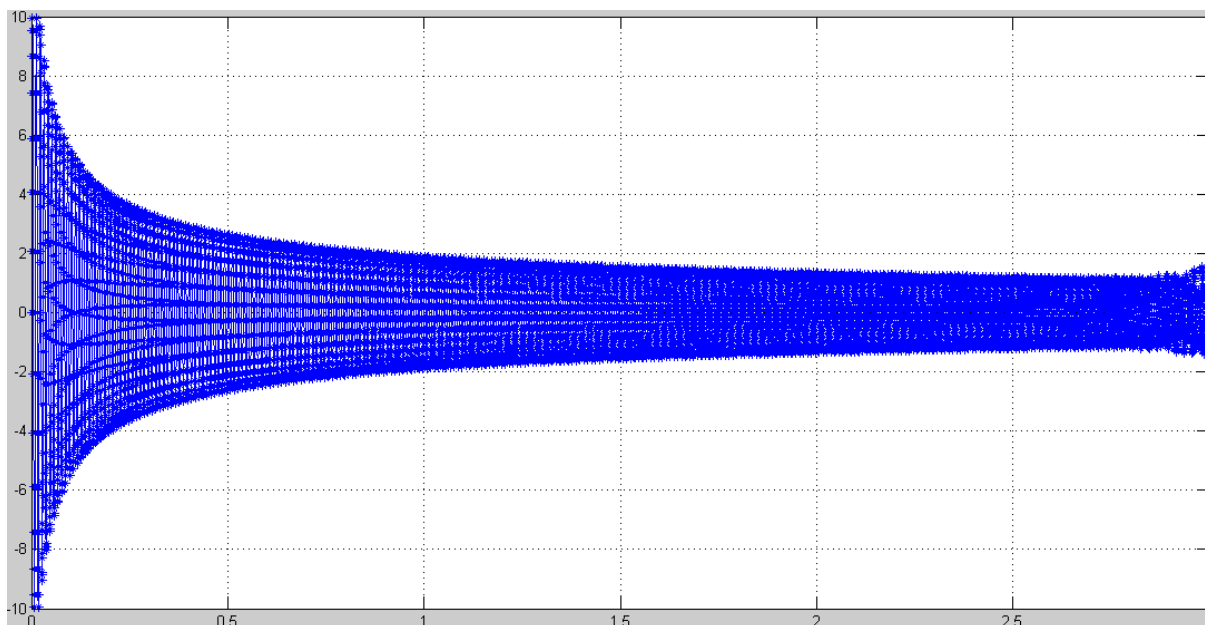
1. táblázat Az első szimulációhoz tartozó kezdeti értékek



13. ábra Elnyomni kívánt 100Hz-es szinuszoidális jel Matlabban



14. ábra Hiba spektrumot, szűrt jelet, szűrő együtthatóit, szűrt jel spektrumát és a kívánt spektrumot kijelző diagram a futtatás végén Matlabban



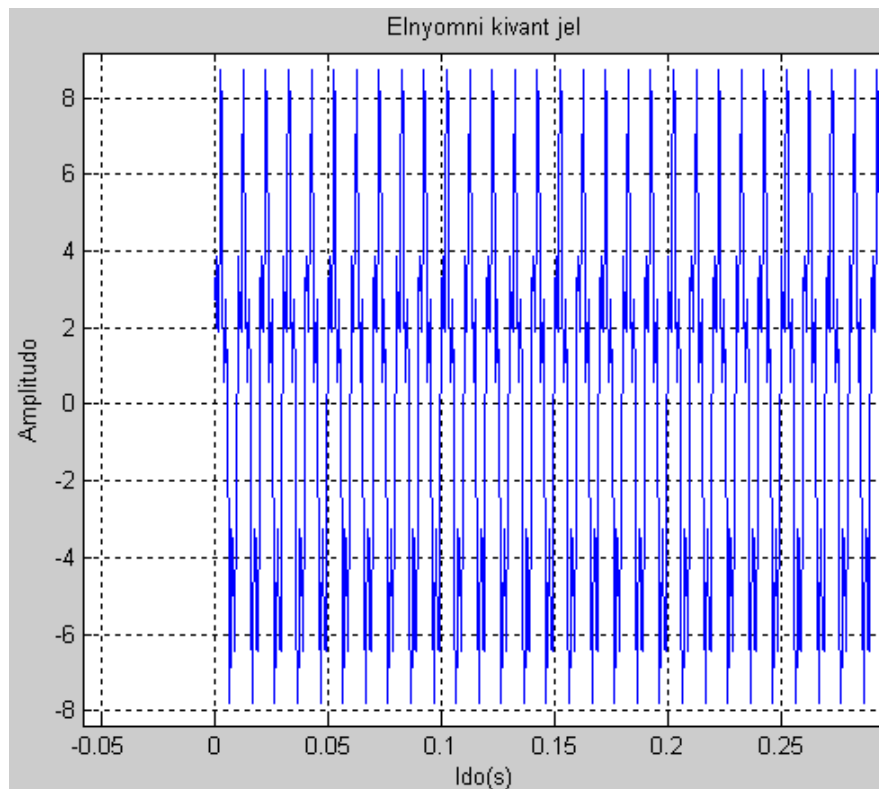
15. ábra Az inverzhang (szimuláció miatt csak jel) hatására lecsökkent zaj amplitúdó látható Matlabban

Bár a dolgozat részletesen nem foglalkozik a spektrum szintű adaptív zajelnyomással, a szimuláció erre a módszerre is megtörtént, ugyanis az LMS algoritmus biztosítja a spektrum szintű aktív zajelnyomást, továbbá így átfogó összehasonlítási kép nyerhető a dolgozat későbbi fejezeteiben tárgyalt módszerekkel.

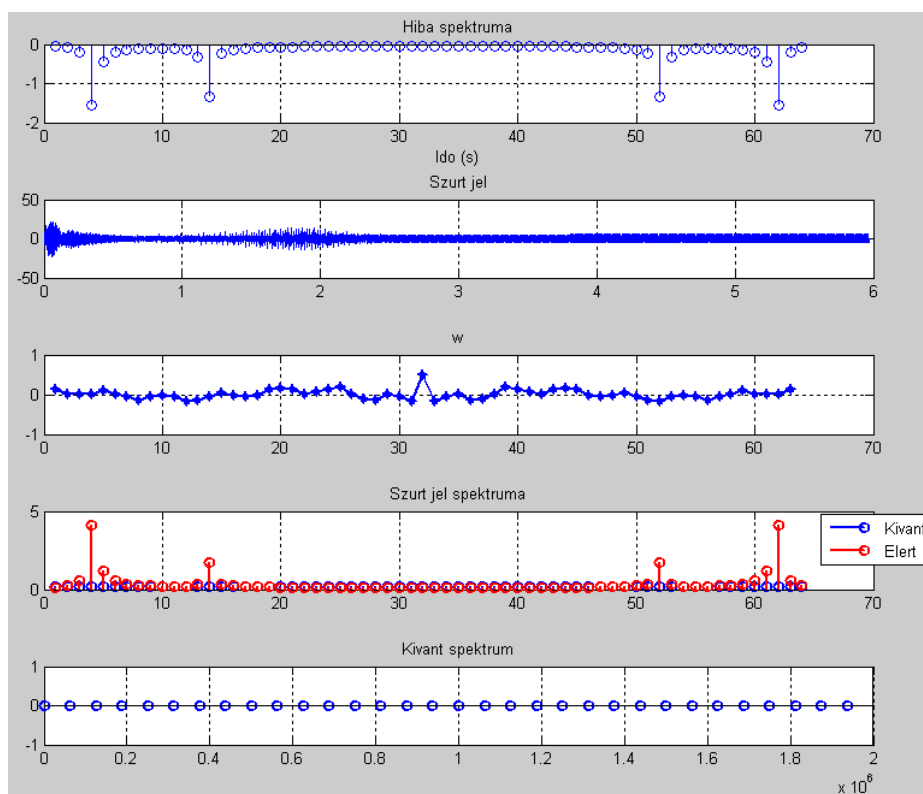
Szimuláció II.

Kezdeti értékek			
Komponens száma	Frekvencia [Hz]	Amplitúdó [1]	Fázis [rad]
1	100	1	0
2	400	1	20
3	1000	1	0
Mintavételi frekvencia	2 kHz		
Vizsgált időtartam	3 s		
Zaj	nincs		
Elérni kívánt spektrum	0 amplitúdó minden spektrális ponton		

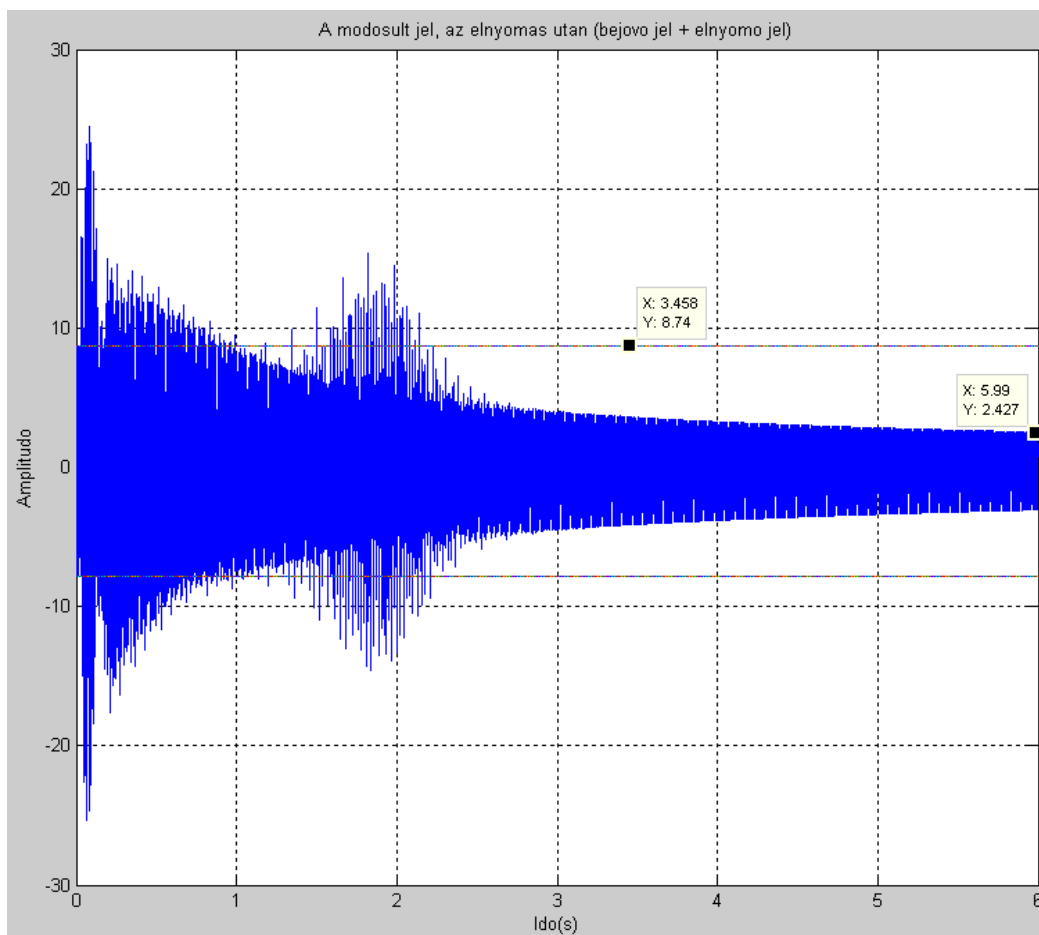
2. táblázat A második szimulációhoz tartozó kezdeti értékek



16. ábra 100Hz, 400Hz és 1kHz szuperponálása bemeneti zajként Matlabban



17. ábra Hiba spektrumot, szűrt jelet, szűrő együtthatóit, szűrt jel spektrumát és a kívánt spektrumot kijelző diagram Matlabban a futtatás után

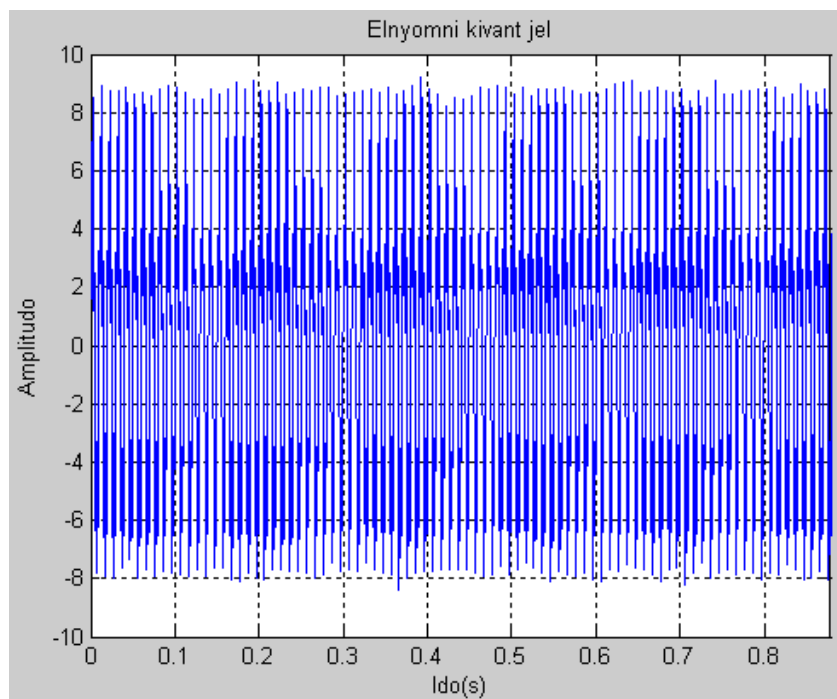


18. ábra Az inverzhang hatására bekövetkező zajcsillapodást bemutató ábra
A színes vonal a zaj kezdeti amplitúdóját jelöli (8,74)

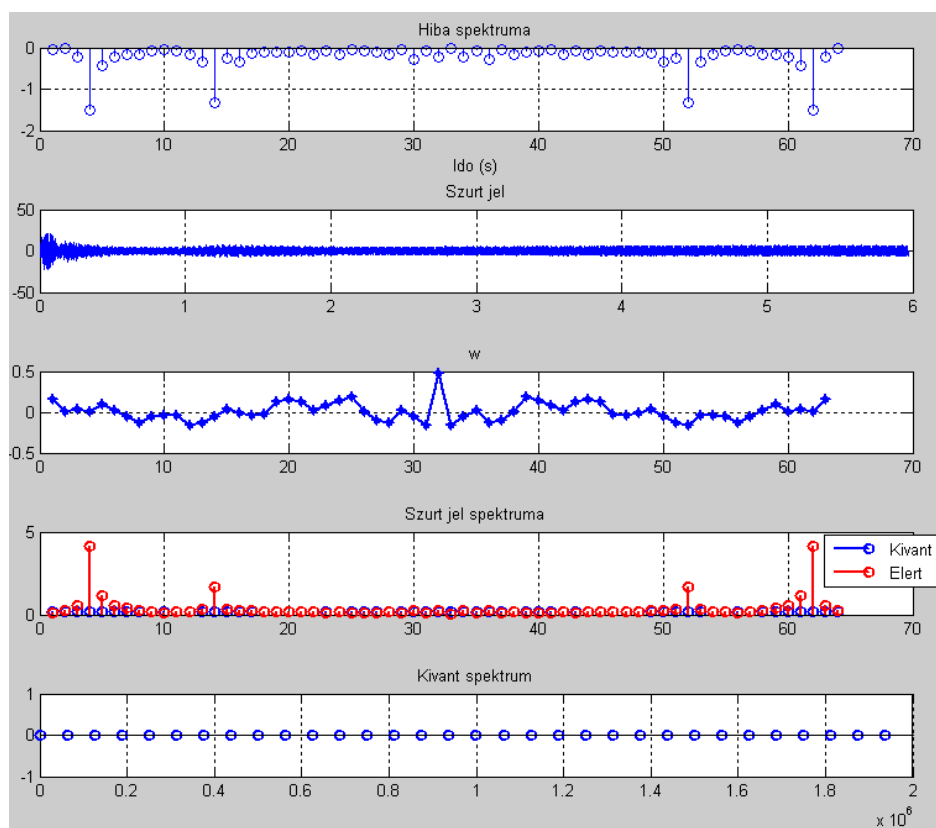
Szimuláció III.

Kezdeti értékek			
Komponens száma	Frekvencia [Hz]	Amplitúdó [1]	Fázis [rad]
1	100	1	0
2	400	1	20
Mintavételi frekvencia	2 kHz		
Vizsgált időtartam	3 s		
Zaj	teljes spektrum, SNR ¹ : 15%		
Elérni kívánt spektrum	0 amplitúdó minden spektrális ponton		

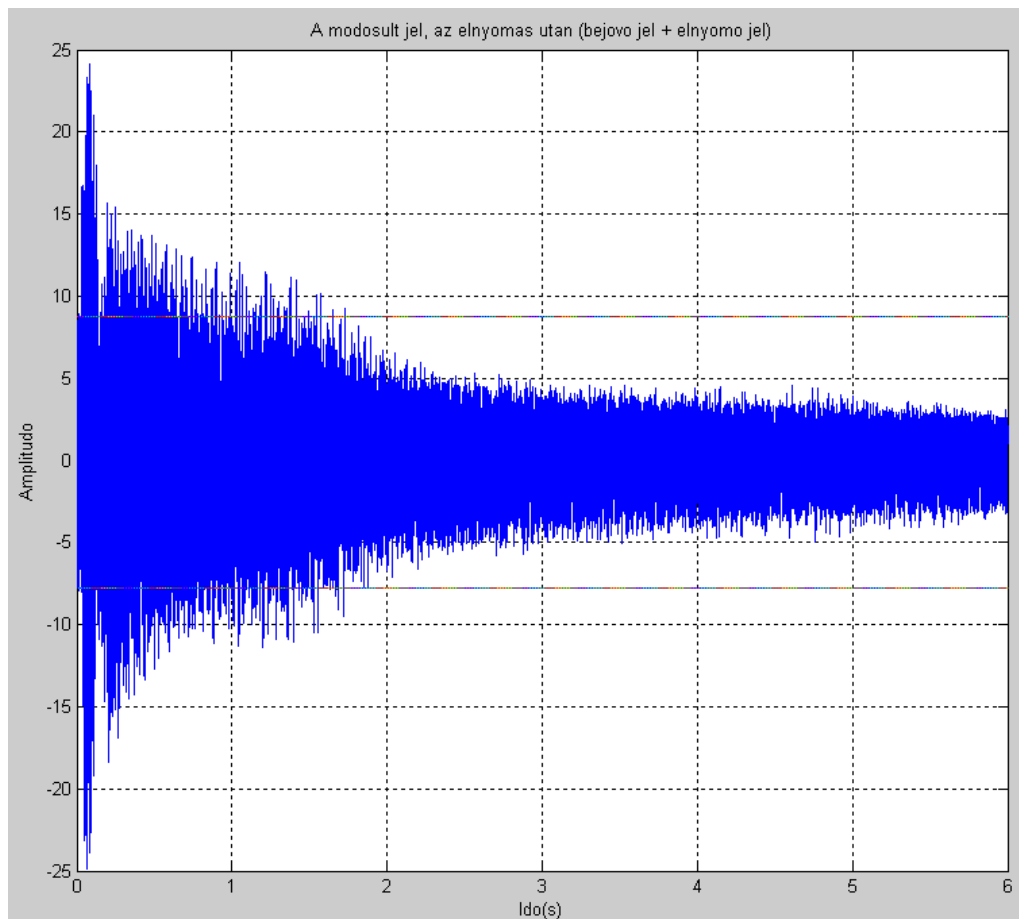
3. táblázat A harmadik szimulációhoz tartozó kezdeti értékek



19. ábra Fehér Gauss-zaj 100Hz illetve 400Hz-es szinuszra szuperponálva, mint a detektált zaj jel



20. ábra Hiba spektrumot, szűrt jelet, szűrő együtthatóit, szűrt jel spektrumát és a kívánt spektrumot kijelző diagram Matlabban a futtatás után



21. ábra Az inverzjel hatása a zajra. A kezdeti zaj amplitúdót a színes vonal jelöli

Szimulációs eredmények összefoglalása

A szimuláció eredményéből számos tapasztalatot lehetett levonni, melyeket a 4. táblázat tartalmaz. A táblázatban összefoglalt hátrányok szolgáltak kiindulási alapul azoknak a fejlesztéseknek, melyek a digitális aktív zajelnyomó rendszerek hátrányait igyekeztek kiküszöbölni. Ezen hátrányok közül a legszembeötlőbb és legkomolyabb probléma a fázisdetektálás, mely minden digitális alkalmazás esetén komoly kihívást jelent a fejlesztők számára, ráadásul csak hozzávetőlegesen nevezhető pontosnak.

Ebből a tényből adódott, hogy a fejlesztés során olyan analóg megoldások kerültek előtérbe, melyek képesek együttműködni digitális platformmal -ezáltal biztosítva például az adaptivitást-, ugyanakkor sajátos jellemzőjükként garantálják a jelfolytonosságot is. Az analóg rendszerek vizsgálata során bizonyos konstrukciók nem kerültek teljes kivitelezésre, mert bár kompenzáltak egy-két digitális rendszereknél fellépő hátrányosságot, új problémákat vetettek fel.

Pozitív tapasztalatok	Negatív tapasztalatok
1. Hatékony egykomponensű zajelnyomás, csillapítás: kb. 15dB	1. Nagy probléma a jelek pontos fázis meghatározása. Fázisdetektálásnak a legtöbb alkalmazásban -tapasztalatok szerint- előfeltétele, hogy legalább 2-3 teljes jelperiódus kerüljön mintavételezésre lehetőleg a mintavételi frekvencia tízszeresén, a jelalakhú rekonstrukció végett. Ez maga után vonja azt, hogy nagy mennyiségű adatot kell feldolgozni, amely legtöbbször hardveres korlátokba ütközik, hiszen egy műveletvégzésre szánható ciklusidő akkor lehet maximum, ami még megőrzi a kimenő jel folytonosságát.
1. A módszer működik spektrum elnyomás esetén is, csillapítás: kb. 10dB	2. Nagy számítási teljesítményből adódóan (FFT, LMS) komoly hardverigény
2. DSP-re implementálható, így beágyazható gyakorlati alkalmazásokba	3. Időkritikus A/D és D/A konverziók, hogy a fázismenetek időben állandók maradjanak, illetve a D/A konverzió során a kvantált jeldarabok egymáshoz illesztése folytonos legyen
3. Szoftveres környezetből adódóan flexibilis	4. Nem megfelelő felbontású D/A konverter olyan mértékű kvantálási hibát eredményezhet, mely új felharmonikusokat generál a kisugárzáskor

4. táblázat LMS algoritmus szimulációs eredményének összefoglalása

4. Analóg aktív zajelnyomás

Általánosságban elmondható, hogy a digitális megoldások esetén nagy erőforrások árán lehet csak a fázisproblémákat kezelni. Mivel analóg jelek illetve rendszerek esetén, azok jellegéből adódóan nincs jelen jelillesztési probléma, így felmerült az ötlete annak, hogy a D/A konverzió helyett az inverzhang analóg módon, ezáltal azt nélkülözve kerüljön előállításra. Ebből adódóan az analóg jel használata jóval egyszerűbb struktúrához vezet, továbbá a hibalehetőségek és problémák számát jelentősen csökkenti egy, a digitális platformot jelelőállítás során nélkülöző módszer. Az analóg jel környezetet leginkább zavaró frekvenciakomponensének kiválasztása analóg szűréssel történhet, továbbá a szűrt jelen megfelelő fázistolást alkalmazva előállítható a domináns zajkomponenst elnyomó hanghullám. Felépítését tekintve az analóg megoldások hasonlítanak a digitálisokhoz, viszont analóg esetben a szűrés nem szoftverrel, hanem hardveresen –szűrőáramkörökkel- történik, tovább nincs vagy csak részlegesen van jelen diszkretizálási folyamat.

A 3. fejezet szerkezetét követve, a 4. fejezetben is vázlatosan bemutatásra kerülnek azok az analóg hardverek és a mögöttük lévő elmélet, melyből egy analóg ANC rendszer felépül.

4.1. Analóg szűrők

A digitális ANC során a szűrés digitálisan történt, azonban a tapasztalatoknak köszönhetően a tervezett megoldásokban a szűrés már analóg módon került kivitelezésre. A tervezett applikációk időbeli evolúciója során az analóg szűrők sajátosságai először problémaként jelentkeztek egészen addig a felismerésig, hogy ugyanezen tulajdonságok a tervezett módszerek kivitelezésben segítséget nyújthatnak.

A szűrők legfontosabb tulajdonsága az a frekvenciaérték (határfrekvencia), amely alatt, felett vagy környezetében a szűrő bemenetén érkező jel amplitúdói csillapításra kerülnek. Ahogy a digitális FIR szűrőknél már volt róla szó, több szűrőtípus különböztethető meg:

- aluláteresztő, amely a határfrekvencia feletti frekvencia komponensekhez tartozó amplitúdókon csillapítást hajt végre
- felüláteresztő, amely a határfrekvencia alatti frekvencia komponensekhez tartozó amplitúdókon csillapítást hajt végre
- sáváteresztő, amely a határfrekvencia adott környezetén kívül eső frekvencia komponensekhez tartozó amplitúdókon csillapítást hajt végre

- sávzáró, amely a határfrekvencia adott környezetébe eső frekvencia komponensekhez tartozó amplitúdókon csillapítást hajt végre
- mindent áteresztő, amely az összes frekvencián jelen levő amplitúdót csillapítás nélkül átengedi.

Minden analóg szűrő rendelkezik egy átviteli függvénnyel, mely megadja a szűrő karakterisztikáját. Ez a karakterisztika megadja a szűrő rendűségét és jellegét. A rendűség befolyásolja a fázismenetét a szűrőnek az egyes frekvenciákon, a csillapítás mértékét illetve a késleltetést. Ez utóbbi jellemző a fázistolásból származtatható. Legalacsonyabb rendű aktív szűrő másodrendű. Magasabb rendű szűrő építhető több másodrendű szűrő soros és/vagy párhuzamos kapcsolásával, ahol az eredő átviteli függvény természetesen a kapcsolat szerint változik.

A szűrők lehetnek Bessel, Csebisev vagy Butterworth típusú szűrők, ahol a név az áteresztési- illetve zárótartományban való karakterisztikájukra utal.

Másodrendű szűrőtípusok átviteli függvényei	
Szűrőtípus	Átviteli függvény
Felüláteresztő szűrő	$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$
Sáváteresztő szűrő	$H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$
Sávzáró szűrő	$H(s) = \frac{H_0 (s^2 + \omega_z^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$
Mindent áteresztő szűrő	$H(s) = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$

22. ábra Másodrendű szűrőtípusok átviteli függvénye

A függvényekben H_0 az áteresztési erősítés, Q a szűrő jósági tényezője¹⁴, $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ pedig az a körfrekvencia, amelyben értelmezett f_0 a határfrekvencia.

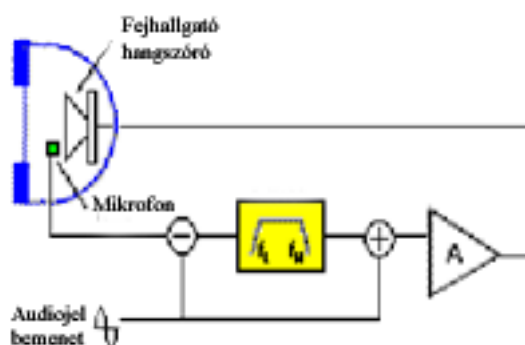
¹⁴ Olyan szűrőparaméter, mely megadja, hogy az adott szűrő milyen sáv szélességgel dolgozik. Megmondja, hogy a szűrő mekkora csillapítást biztosít a határfrekvenciától felfele és/vagy lefele, annak $\sqrt{2}$ -ed részénél. Minél nagyobb ez a szám, annál kisebb a sáv szélesség, annál jobban vág és annál magasabb rendű a szűrő.

A Butterworth típusú szűrő a legkevésbé lüktető amplitúdó menetet eredményezi a frekvencia függvényében, ezért a későbbi alkalmazásokban ez került felhasználásra

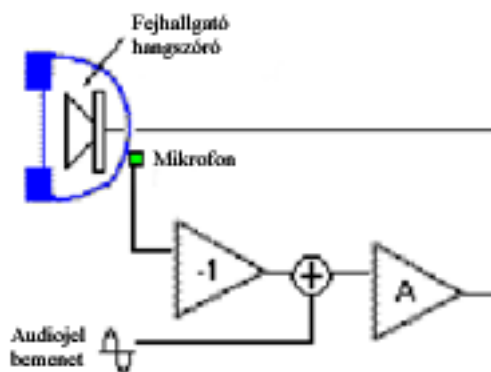
(Kendall L), (Béla, 2008), (Paarmann, 2001),

4.2. Analóg aktív zajelnyomó rendszerek

Analóg aktív zajelnyomó rendszereket két nagy csoportba lehet sorolni felépítésileg: előre- illetve visszacsatolást használó megoldásokra. A lényegi különbség a két felépítés között az, hogy a fejhallgató burkolatán belül vagy kívül helyezkedik el a zajt detektáló mikrofon. Ez nem csak a technikai kivitelezésben játszik szerepet, hanem egyértelműen meghatározza, hogy a rendszer nyílt vagy zárt hurkú rendszerként működik. Ha a mikrofon a burkolaton belül, tehát a hallástérben helyezkedik el, zárt hurkú (23. ábra), míg ellentétes esetben nyílt hurkú rendszerről (24. ábra) beszélünk. Mindkét kialakítás legelterjedtebb felhasználási területét a fejhallgatók képezik.



23. ábra Zárt hurkú ANC rendszer



24. ábra Nyílt hurkú ANC rendszer

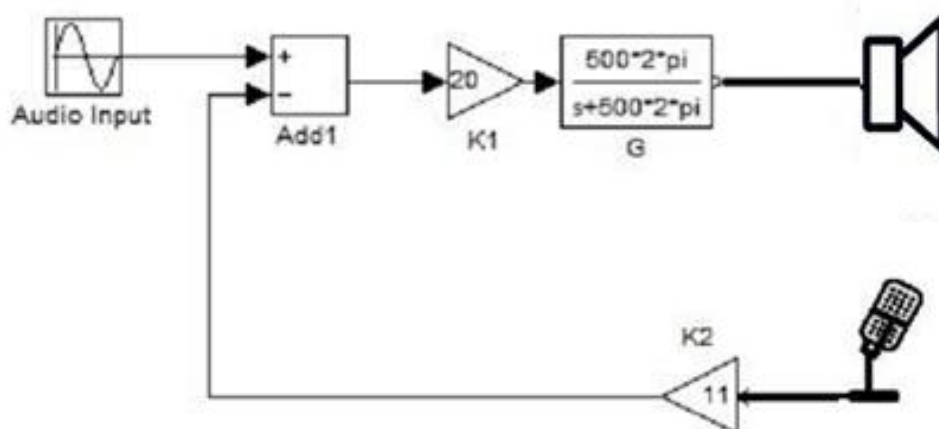
A nyílt hurkú rendszernek több hátránya is van, melyek közül az egyik legszámottevőbb az, hogy az inverzhang zajelnyomásának hatékonyságáról semmilyen visszajelzés nem érkezik a rendszerbe, mivel nincs visszacsatolás. Ez különösen akkor probléma, ha változnak az akusztikai paraméterek a fejhallgatón belül, mivel csak egy adott beállítással működtethető az áramkör. Így ha például két felhasználó fejszerkezete eltérő, amely megváltoztatja a fejhallgató alá zárt tér karakterét, más elnyomás lesz tapasztalható. A konfiguráció másik hátulütője, hogy változik a zaj spektruma azáltal, hogy az áthalad a fejhallgató burkolatán, mely passzív hangszigetelőként viselkedik. Ez természetesen gyárilag bizonyos mértékig kalibrálható, de teljesen nem szüntethető meg a probléma, mert más-más környezetben eltérően viselkedhet a burkolat. A gyakorlatban létjogosultságot élvező megoldás a zárt hurkú rendszer.

A zárt hurkú rendszer esetén köztudott, hogy fennáll az oszcilláció veszélye, amely túlvezérlődést eredményez. A stabilitás a Barkhausen kritérium nem teljesülése esetén áll fenn, amely kimondja, hogy invertált, tehát az eredeti jelhez képest 180° -os fázistolású jel csak kisebb vagy egyenlő amplitúdóval rendelkezhet, mint az eredeti jel hurokerősítés esetén, különben oszcillál a rendszer. Az oszcilláció elkerülése érdekében a rendszer tartalmaz egy sávszűrőt, mely biztosítja a stabilitást.

(Kuo & Morgan, 1996), (Wu, 2008 Fall)

4.3. Zárt hurkú, analóg, aktív zajelnyomó rendszer vizsgálata

Az említett zárt hurkú rendszer leképezhető Matlabban a [25.](#) ábra szerinti struktúrában.



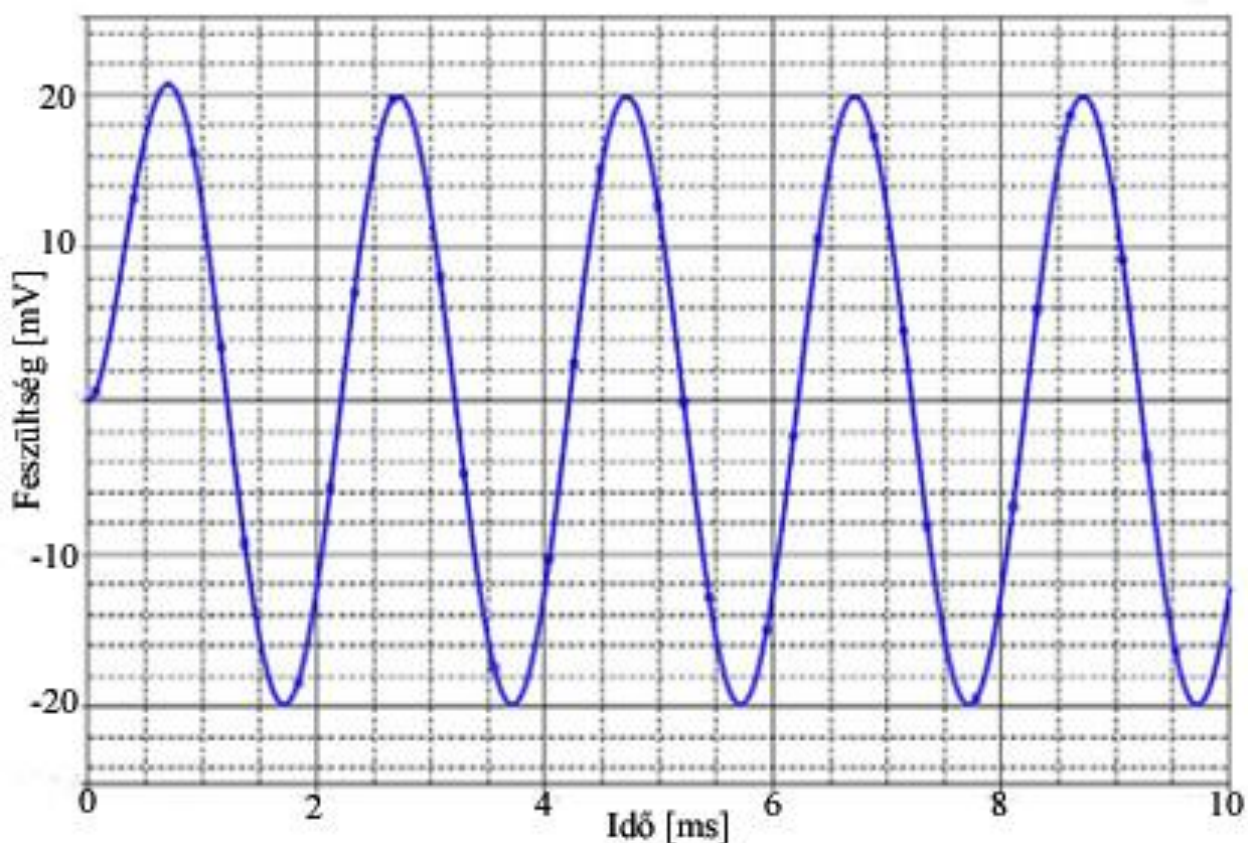
25. ábra Zárt hurkú ANC modellezése Matlabban

ahol G a stabilitást biztosító sávszűrő, K1 és K2 erősítők.

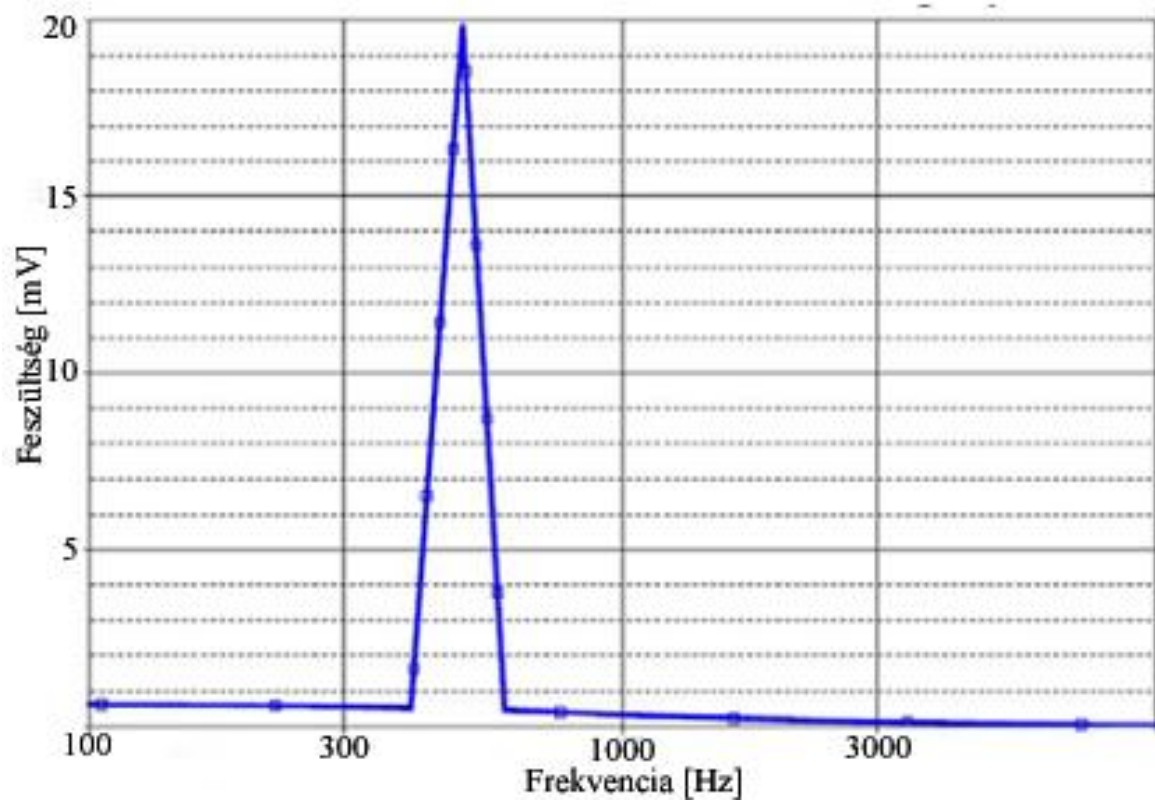
Mivel a dolgozat célja egy lehetőleg valóságban is működő prototípus létrehozása, ezért a megoldás valósághoz közelebbi modellezéséhez PSpice program került felhasználásra, mely áramkörtervezésen keresztül biztosítja a [25.](#) ábrán látható modell elektromos leképezését. Az elektromos tervezőprogram nagyfokú támogatást nyújt a fejlesztési munkára nézve, ugyanis szükség szerint lehetőség van a paraméterek vagy a kapcsolás gyors megváltoztatására is úgy, hogy eközben előáll egy kapcsolási rajz, amely alapján legyártható lehet az eszköz

Szimuláció

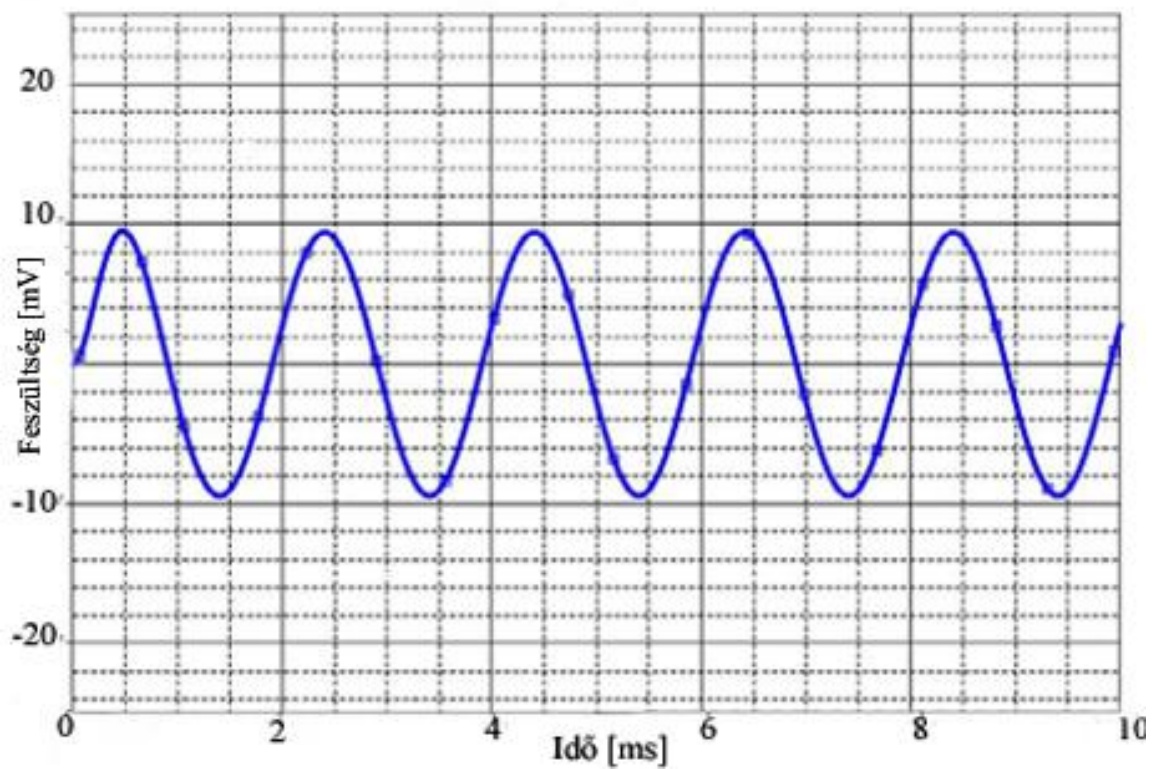
Kezdeti értékek	
Frekvencia [Hz]	Amplitúdó [mV]
500	20



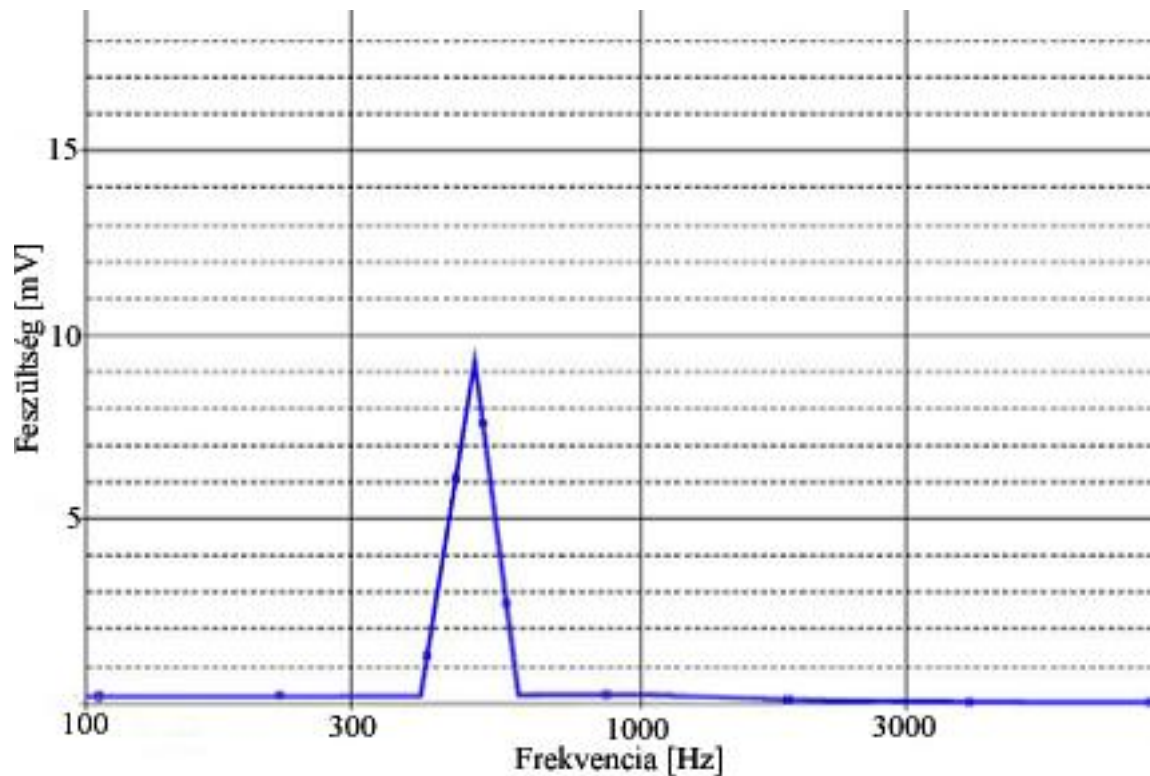
26. ábra 500Hz-es zaj időtartományban



27. ábra 500Hz-es zaj frekvenciatartományban DFT-va



28. ábra 500Hz elnyomás után időtartományban



29. ábra 500Hz elnyomás után frekvenciatartományban

Összefoglalás

A szimuláció alapján megállapítható hogy az analóg modell felépítése egyszerű, a jelfolyam garantált és nem igényel komoly erőforrást, viszont csak gyenge, kb 6dB-es csillapítást biztosít. Bár ez az érték a csillapítatlan zaj amplitúdó kb. felére való csökkenését takarja, egy jelentős zajforrás mellett, ahol 40-50dB-es hangnyomásszint is előfordulhat, nem elegendő ez a csillapítási érték. A szimuláció során kapott csillapítási érték ráadásul mentes mindenféle mérési hibától és környezeti hatástól, tehát a valóságban ennek az értéknek a további romlásával lehet számolni.

A digitális és analóg aktív zajelnyomó rendszer szimulációs eredményeinek összevetése során láthatóvá vált, hogy a digitális megoldás esetén jelentősebb csillapítás érhető el, viszont erőforrás igényes és komplikációk adódhatnak a kivitelezésnél, a fázisdetektálás során. A zárt hurkú analóg rendszer bár kisebb csillapítást biztosít, de jóval egyszerűbb a felépítése, olcsó alkatrészekből, könnyen legyártható. Bár a szimulációs eredmények nem mutatják ki, de olyan nem-funkcionális tulajdonságok is indukáltak a két technika ötvözését, mint a megbízhatóság, rugalmasság, robusztusság növelése illetve lehető kis drift biztosítása.

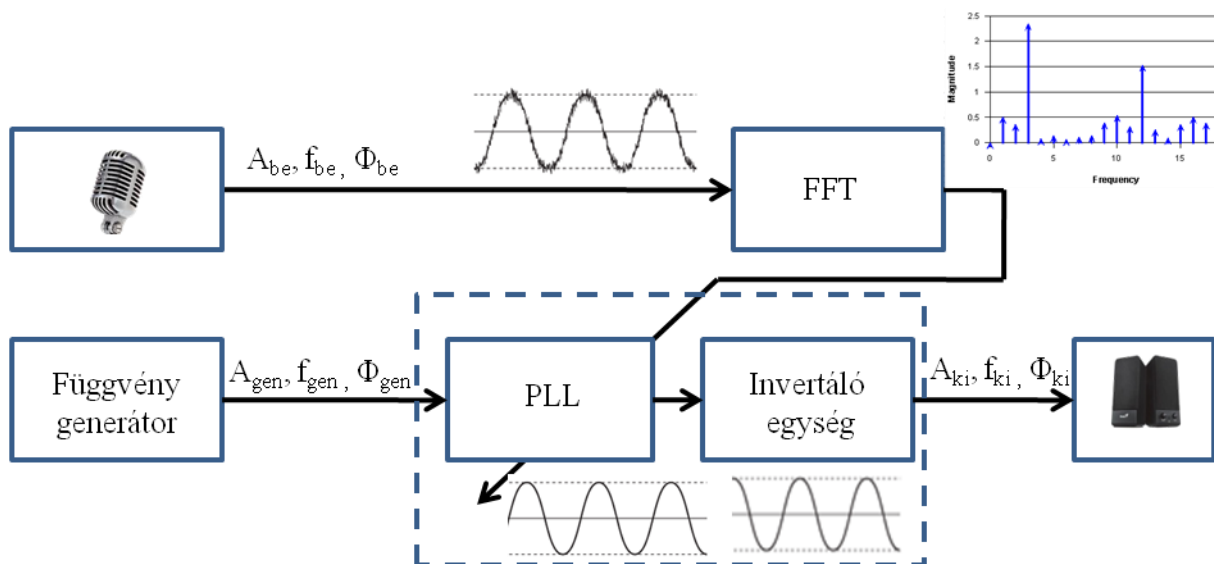
A nagyobb csillapítás megvalósítása érdekében szükségszerűnek látszott a digitális aktív zajelnyomó rendszerek adaptivitási képességének integrálása analóg rendszerbe.

5. Analóg és digitális technikát alkalmazó aktív zajelnyomó rendszer

A hibrid megoldásokban a jelfolyam folytonosságának megőrzése mellett analóg módon történik a mért jelen való jelátalakítás, míg az adaptivitást biztosító Fourier-transzformáció digitális eszközön fut, mely megadja a domináns frekvenciakomponenst.

5.1. Függvénygenerátort és fáziszárt hurkot alkalmazó aktív zajelnyomás

Az első tervezett, analóg formában jelen levő, zajos jelet hangelnyomásra felhasználó módszer egy fáziszárt hurkot és egy függvénygenerátort alkalmazó megoldáson alapul.



30. ábra PLL és függvénygenerátor használatán alapuló aktív zajelnyomó megoldás

A mért jel Diszkrét Fourier-transzformációjának segítségével történik a domináns zajkomponens kiválasztása. A függvénygenerátor által előre definiált referenciajel kerül úgy módosításra a PLL által, hogy csak a domináns zajkomponens frekvenciájával megegyező szinuszos hullám jelenjen meg a PLL kimenetén, ellentétes fázisban az detektált jellel. A mért jel domináns komponenséhez képest történő ellenfázisba kerülését egy NE567 típusú analóg integrált áramkör biztosítja, amely fáziszárt hurkot tartalmaz, analóg fázisdetektorral és áramvezérelt oszcillátorral. Az oszcillátor frekvenciáját ellenállással és kondenzátorral lehet beállítani. A DFT által meghatározott frekvenciára történő adaptálás az ellenállás állításának biztosításával tehető meg. Mivel digitális úton tervezett a szűrő hangolása, így az adaptivitás eléréshez célszerű digitális potenciométert használni. Az amplitúdó illesztése az

IC adatlapja által megadott, 50 mV effektív értékig lehetséges, azaz az áramkör bemenetére kerülő jel amplitúdójával megegyező amplitúdót biztosít az oszcillátorból kijövő jelnek. Az 50 mV-os effektív értékhatár azt jelenti, hogy a zajt detektáló szenzorral mért jel erősítése csak 50 mV effektív feszültségig történhet.

Ennek a megoldásnak az előnye abban rejlett, hogy biztosítja az inverzhang jelfolytonosságát a rendszer kimeneteként, tehát nincs szükség D/A konverzióra, így elkerülhetők a fázisillesztési és kvantálási problémák.

Problémája ennek a megoldásnak az, hogy a digitális módszerekhez hasonlóan a fázishelyes illesztés problémája továbbra is megmaradt a detektált – bemeneti – ágon. További járulékos problémaként merült fel, hogy az erősítés az integrált áramkörök miatt maximum 50mV lehet, így konstans erősítésű erősítő esetén a mért zajforrások intenzitásának eltérése könnyen az 50 mV-os határon kívülre történő erősítést eredményezhet. Ez az eszköz károsodásához vezethet.

Kétségtelen, hogy a PLL-t és függvénygenerátort használó módszerrel a D/A konverzió által okozott fázisbizonytalanság megoldódott, mely gyorsít és egyszerűsít az eddigi eljárásokon, viszont a fázishelyes kisugárzás problémáját nem szüntette meg, így e modell elvetésre került

5.2. Szűrőt alkalmazó, analóg, adaptív aktív zajelnyomás

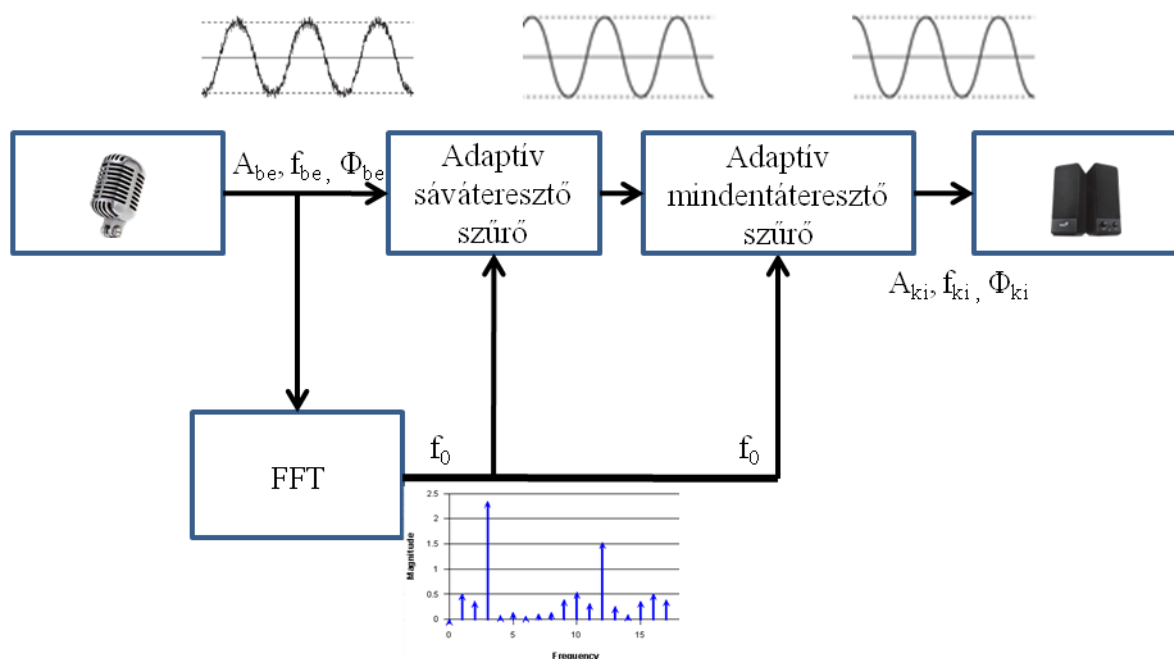
Új ötletként merült fel olyan analóg szűrők használata, melyek biztosítják az elnyomni kívánt jel kiszűrését a zaj spektrumából, illetve a szükséges fázistolást az inverzhang létrehozásához. A fázistolást létrehozó szűrőnél követelmény, hogy ne csillapítson egyetlen frekvencián sem a szűrt jelen.

5.2.1. Mindent áteresztő szűrő alkalmazása

A szűrővel történő fázisbeállításon alapuló első tervezett módszer mindent áteresztő szűrő felhasználását jelentette. A mindent áteresztő szűrő a szűrő bemenetére érkező jel amplitúdóját csillapítás nélkül átengedi az összes frekvencián. Az ilyen típusú szűrőknek a felhasználási célja adott áramkörben egy jel különböző frekvencián értelmezett harmonikusainak fázistolása.

E fejezetben bemutatott struktúra (35. ábra) diszkrét Fourier-transzformáció során számított domináns zajkomponens kerül megszürésre két, analóg szűrővel. Az egyik szűrő feladata a

domináns komponens kinyerése a zajból, míg a másik szűrő feladata a szükséges 180° -os fázistolása a szűrt jelnek.



31. ábra Mindentáteresztő szűrő használatán alapuló aktív zajelnyomó rendszer

Az FFT által meghatározott domináns frekvenciakomponens alapján történik a mindentáteresztő szűrő hangolása digitális potenciométer(ek) segítségével.

Ennek a hibrid aktív zajelnyomó rendszernek a nagy előnye az, hogy biztosítja a jelfolytonosságot a detektálástól a kisugárzásig, ezért ebből adódó fázisproblémával nem kell számolni. Problémát jelent ugyanakkor, hogy a mindent áteresztő szűrő viszonylag nagy számú külső elemet igényel. Az adaptivitást biztosító ellenállások nagy száma mellett az ellenállások hőmérsékleti driftje is komplikációkat okoz a megvalósítás során.

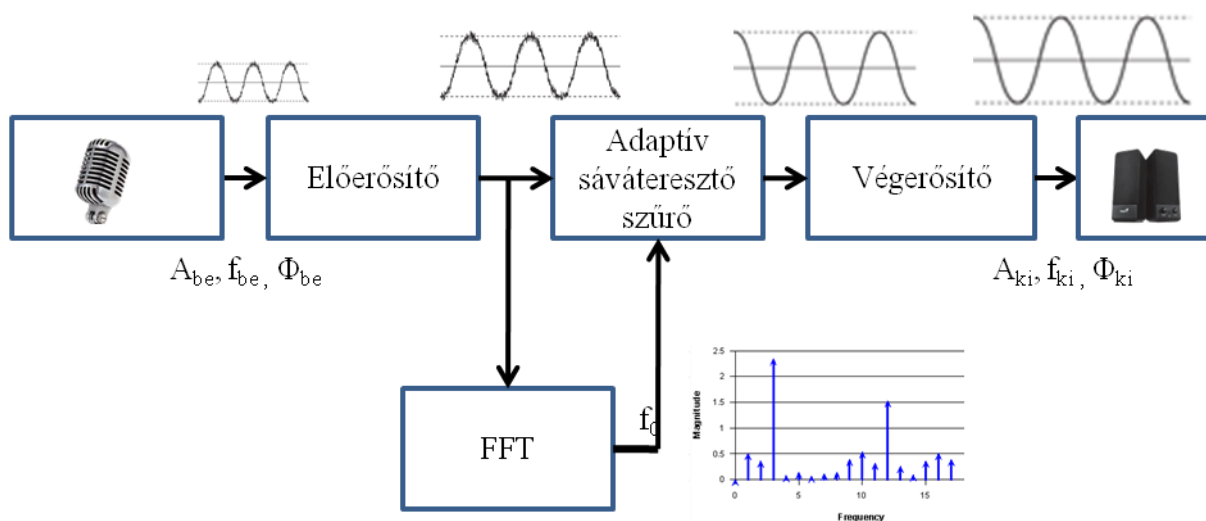
A mindent áteresztő szűrő mellett történtek próbálkozások aluláteresztő, felüláteresztő illetve sáváteresztő szűrők adaptívan történő használatával is. A felsorolt típusú szűrők használatát indokolta, hogy ezek a szűrőtípusok integrált áramkörként is megtalálhatók, így mindhárom szűrőtípus megbízhatóan adaptívvá tehető.

Szűrőtípus	Fázistolás
Aluláteresztő	-90°
Feluláteresztő	+90°
Sávszűrő	0°
Mindent áteresztő szűrő	0°-180°

32. ábra Másodrendű szűrők fázisjellemzői

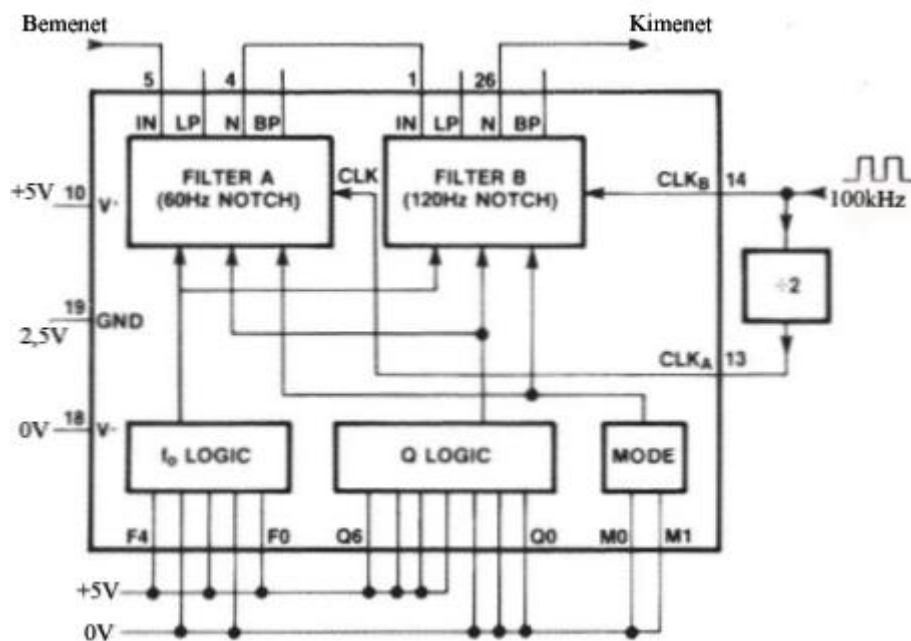
5.2.2. Integrált áramkörös, hangolható szűrők alkalmazása

Az adaptívan hangolható szűrőket tartalmazó MAX263-MAX268 integrált áramkörcsalád használatával a szűrést és a fázisbeállítást végző szűrők, megfelelően megválasztott típusok esetén, együttesen 180° fázistolást biztosítanak a bemenetre felerősített formában érkező, szenzorjelen. Ezt az elképzelést megfelelően illusztrálja a [33.](#) ábra.



33. ábra Integrált sáváteresztő szűrő használatán alapuló, aktív zajelnyomó rendszer

A MAX263-MAX268 integrált áramkörcsalád adatlapjából kiderül, hogy a termék ugyan biztosítja a bemenő jel aluláteresztő, feluláteresztő és sávszűrővel szűrt valamennyi kimenetének használatát, azonban az áramkör belső kialakításából következően ezek nem egy klasszikus másodrendű szűrőnek megfelelő fázistolást fogják biztosítani a jelen. Ennek oka az, hogy a szűrő technikai kivitelezése eltér egy klasszikus másodrendű szűrő alapkiosztásától. ([34.](#) ábra)



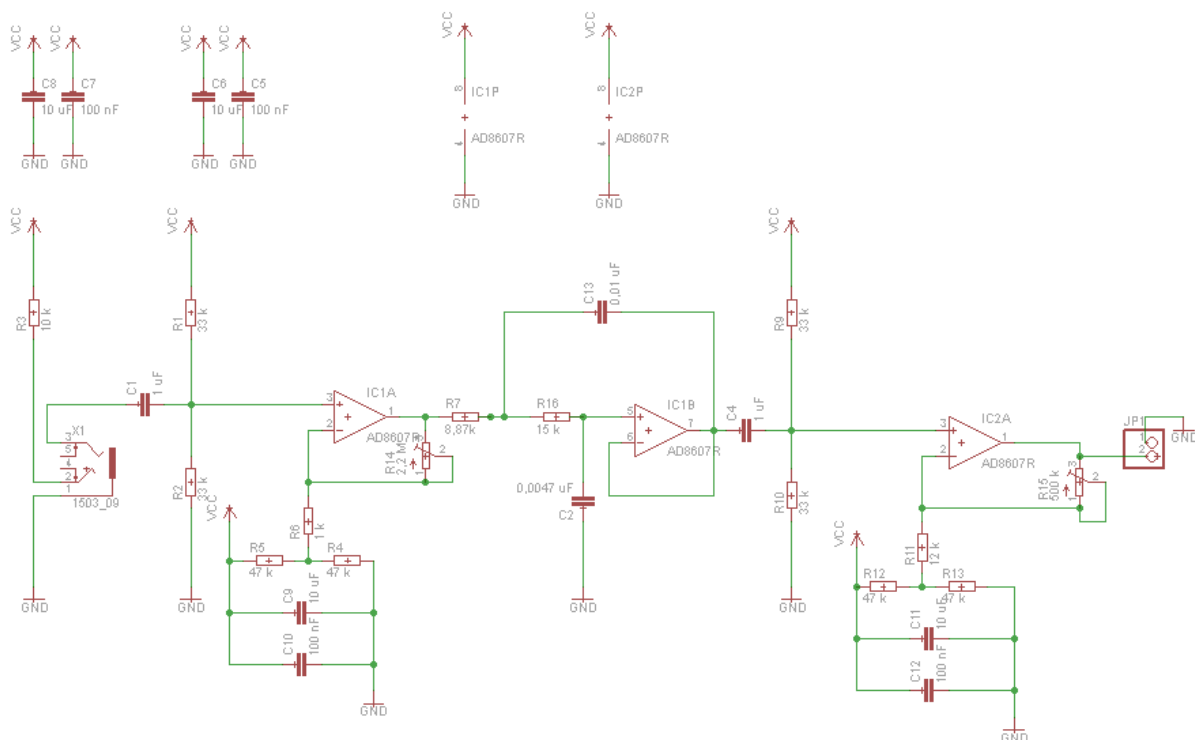
34. ábra MAX268 integrált sáváteresztő szűrő megvalósított konfigurációja

Mivel az adatlap nem részletezi az egyes blokkok felépítését, ezért csak tapasztalati úton sikerül meggyőződni az egyes fokozatok fázismeneteiről. A vizsgálatok azt mutatták, hogy a másodrendű sáváteresztő szűrő fázisforgatása az áteresztett tartomány felén 180° , az ilyen típusú szűrőknél klasszikusnak vehető 0° helyett. Érdekesnek mutatkozott tehát az integrált áramkör sávszűrő fokozatának használata. Ez biztosítja egy mikrofonnal mért jelen off-line adaptívan hangolt szűrő használatát úgy, hogy az adott, Diszkrét Fourier-transzformáció által aktuálisan szolgáltatott határfrekvenciára történő szűrés éppen egy teljes periódusnyi fázisforgatást eredményezzen a szűrő bemenetére érkező jelen.

5.3. Hibrid zajelnyomó rendszer prototípusának elkészítése

A hibrid aktív zajelnyomás –ahogy már korábban bemutatásra került- MAX268 integrált áramkört (IC-t) használja fel adaptív szűrésre. A prototípusnak ezen kívül része továbbá egy digitális platform is, amely az FFT fut, továbbá szükség van egy erősítő/szűrő kapcsolásra is, mely felerősíti a detektáló mikrofon jelét, majd megszüri azt a magasfrekvenciás komponensektől (előerősítő).

Az előerősítő áramkör kapcsolási vázlatát mutatja a következő a [35.](#) ábra.



35. ábra Detektáló mikrofon jelét erősítő és szűrő áramkör kapcsolási vázlata

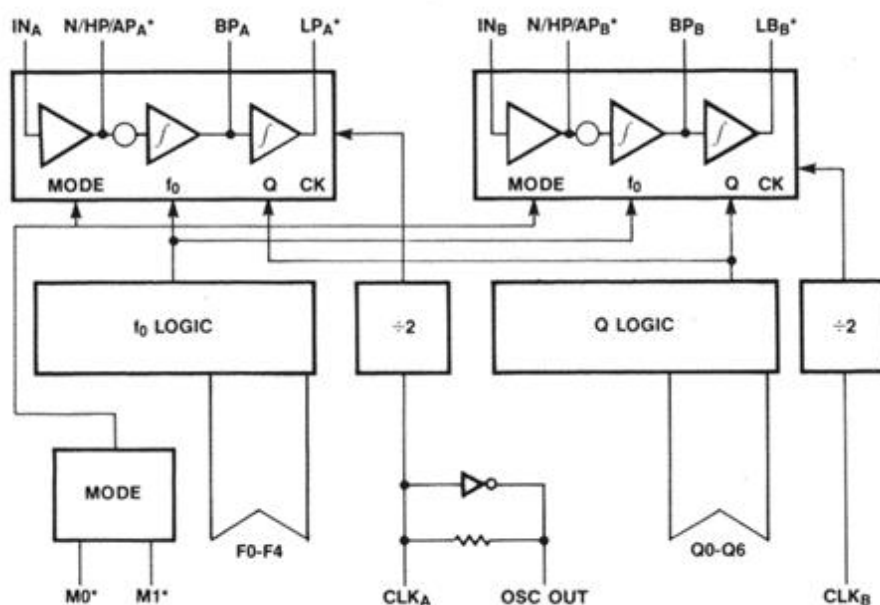
Bár a kapcsolási rajzon nem szerepel, de a szűrő ki és bekapcsolható az áramkörbe egy kapcsoló segítségével. Ezt a funkciót az indokolta, hogy az áramkör tesztelésekor fellépő hiba esetén redukálni lehessen a hibaforrást, továbbá elhanyagolhatóan zajos környezetben kiiktatható legyen a szűrő az áramkörből.

Az erősítés két lépcsőben történik, elkerülve az egyszeri, nagy erősítés által okozott jeltorzulást. Mivel a detektált jel pár mV-os, ezért az erősítés 600x-ra illetve 50x-re lettek tapasztalat szerint megválasztva, az adott laborkörülményekhez mérten. Körülbelül ekkora értékek mellett nincs nagyobb detektált jel esetén telítődés, mely 2,5 V-nál következik be. Mivel a bejövő jel 0V körül oszcillál, tehát negatív komponense is van, melyet a műveleti erősítő kapcsolásból adódóan nem tud szimplán, hasonló jelalakra erősíteni, így szükség van nullpont eltolásra¹⁵.

Az erősítés módosítására természetesen van lehetőség trimmer potenciométerek segítségével.

¹⁵ Az angol szakirodalomban offsetnek nevezik.

Az adaptív sávszűrőként használt MAX268 integrált áramkör egy tokban 2 db másodrendű szűrőt tartalmaz, melyek sáváteresztő módban használhatók. Az IC belső struktúráját a 36. ábra szemlélteti:



36. ábra MAX268 belső felépítése

Az IC F0-F4-ig jelölt lábain lehet hangolni a kívánt határfrekvenciára, a Q0-Q6 lábakkal lehet állítani a szűrő jóságát, tehát közvetett módon az adott határfrekvenciához tartozó sávzélességet.

A sávszűrő határfrekvenciára hangolása egy úgynevezett $\frac{f_{CLK}}{f_0}$ aránytól függ, amely megadja, hogy a CLK lábon detektált órajel frekvenciájának hányada lesz a határfrekvencia. Az IC adatlapjában táblázatosan előre definiáltak a használható arányok, melyeket az F lábak 41. egyenlet szerint programozva érhetők el.

$$f_0 = \frac{\pi(N + 13)}{f_{CLK}} \quad (37.)$$

ahol N 0 és 31 között változhat.

Ezek az N értékek a táblázatban jelölik az egyes arányokhoz tartozó sorokat, tehát ha ismert az első programozható arányhoz tartozó F kombináció, úgy kiszámítható bármelyik további esetben az f_0 . A táblázatból egy részlet látható a 37. ábrán.

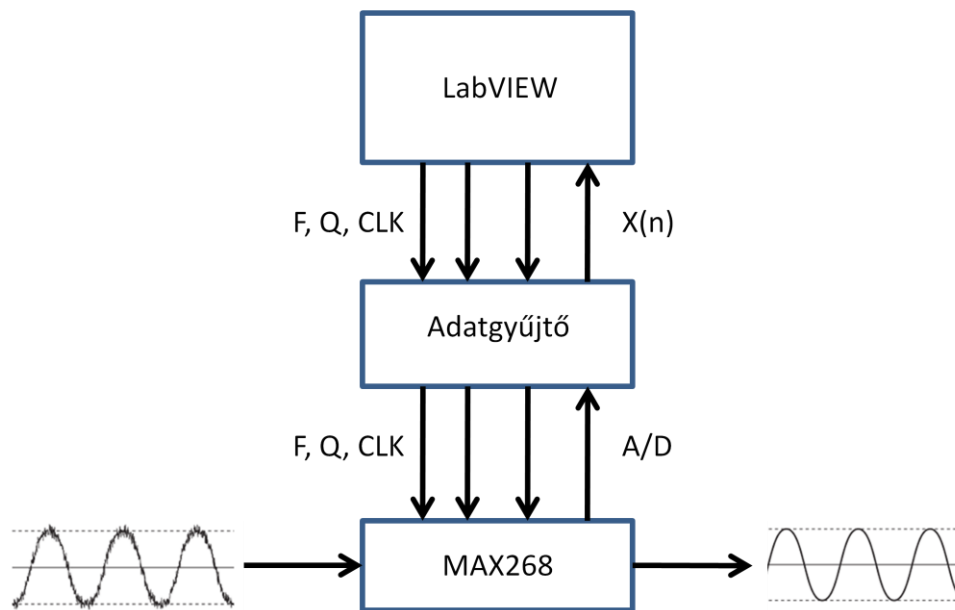
t_{CLK}/f_0 RATIO				PROGRAM CODE					
MAX263/67		MAX264/68		N	F4	F3	F2	F1	F0
MODE 1,3,4	MODE 2	MODE 1,3,4	MODE 2						
100.53	71.09	40.84	28.88	0	0	0	0	0	0
103.67	73.31	43.98	31.10	1	0	0	0	0	1
106.81	75.53	47.12	33.32	2	0	0	0	1	0
109.96	77.75	50.27	35.54	3	0	0	0	1	1
113.10	79.97	53.41	37.76	4	0	0	1	0	0

37. ábra MAX268 adaptív szűrő hangolásához használt adatlap részlete

A Q jósági tényezők állítása hasonló elven működik, mint az F, viszont itt nincs szükség folytonos változtatásra, mivel minden jelet a legpontosabban szeretnénk kinyerni a zajból, így célszerű folyamatosan a maximális Q értéket használni.

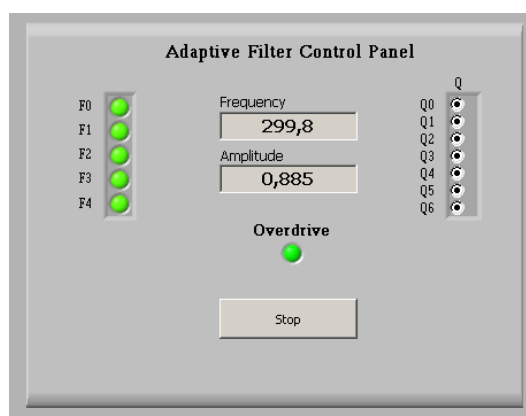
Későbbi vizsgálatok során kiderült, hogy a Q hasznos funkció lehet limiterként való felhasználásban, amely megvédi az eszközt a túlvezérlődéstől. A védelem elérhető, ha nagy amplitúdójú szűrendő jel esetén a Q értéke egy bittel csökken kell egészen addig, míg a telítődés meg nem szűnik. A funkció hasznosságára való tekintettel integrálásra került a LabVIEW kódba. Ennek a funkciónak köszönhetően például elkerülhető a folyamatos oszcilláció, ha a detektáló mikrofon és az inverzhangot előállító hangszóró túl közel kerülne egymáshoz és gerjedést okozna ezáltal. Ezenfelül, ha tartósan magas amplitúdóval van jelen a szűrendő frekvenciakomponens, és így az IC folyamatosan a kivezérlési tartományban lenne, a Q-t kontrolláló algoritmus beavatkozik, és addig csökkenti annak értékét, míg el nem éri az IC kimenete a maximálisan megengedhető 2,5V-ot.

A digitális környezet National Instruments (NI) LabVIEW grafikus programozói platformon lett kialakítva. A LabVIEW kezelőfelület –mely az adaptivitásért felelős- a digitális adatgyűjtő kártyán keresztül küld jelet az adaptív szűrnek, amelynek bizonyos portjain ez annak hangolást eredményezi, egy jól definiált metodika szerint. Ezen kívül LabVIEW-ban van megvalósítva az FFT is, amely egy belső portlogikával együttesen meghatározzák a szűrő határfrekvenciáját, továbbá a szűrő IC órajele is LabVIEW-ban kerül előállításra. Az FFT-hez a mintavételezést az adatgyűjtő A/D konvertere biztosítja

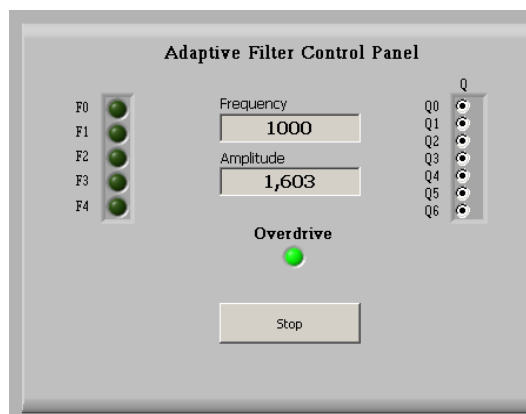


38. ábra Beágyazott struktúra MAX268-al

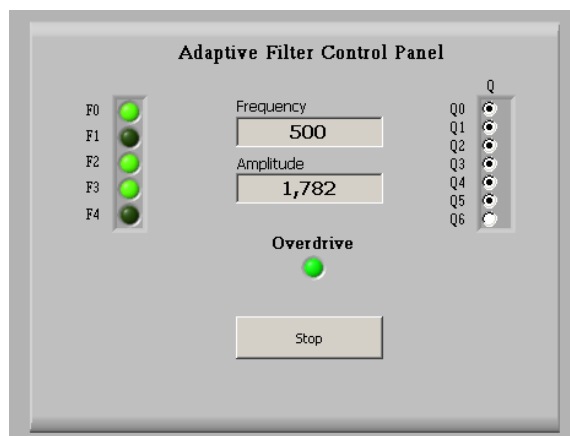
A LabVIEW-ban kialakított kezelőfelületet az 39., 40., 41., 42. ábrák prezentálják:



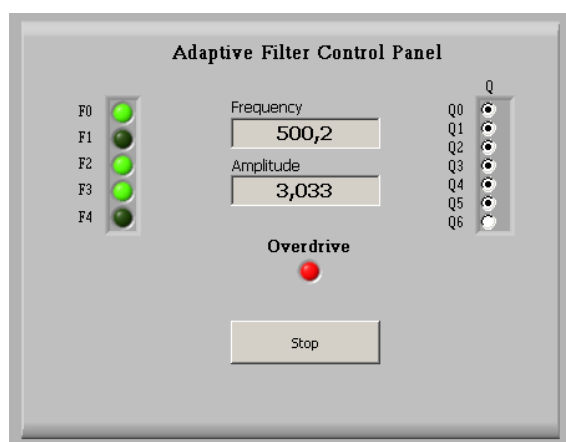
39. ábra Legkisebb befogható frekvencia 300Hz



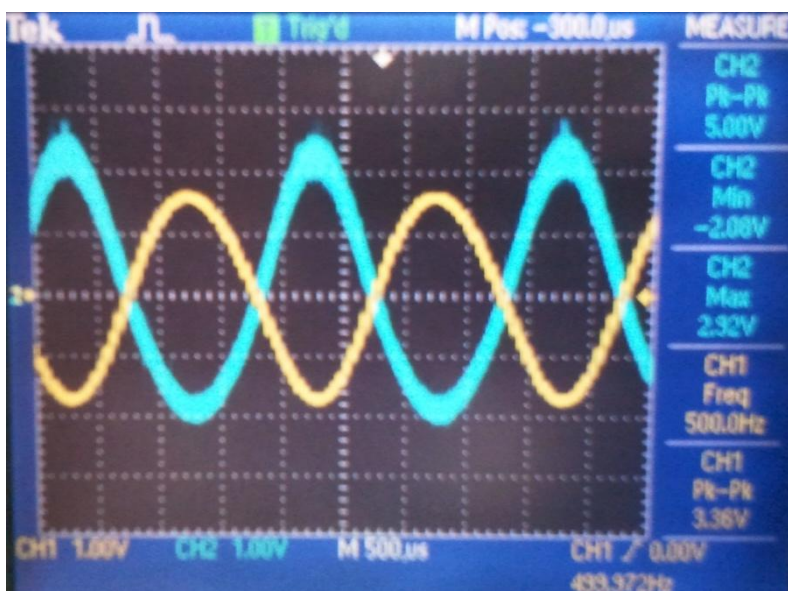
40. ábra Legnagyobb befogható frekvencia 1kHz



41. ábra Kijelző működése 500Hz-en

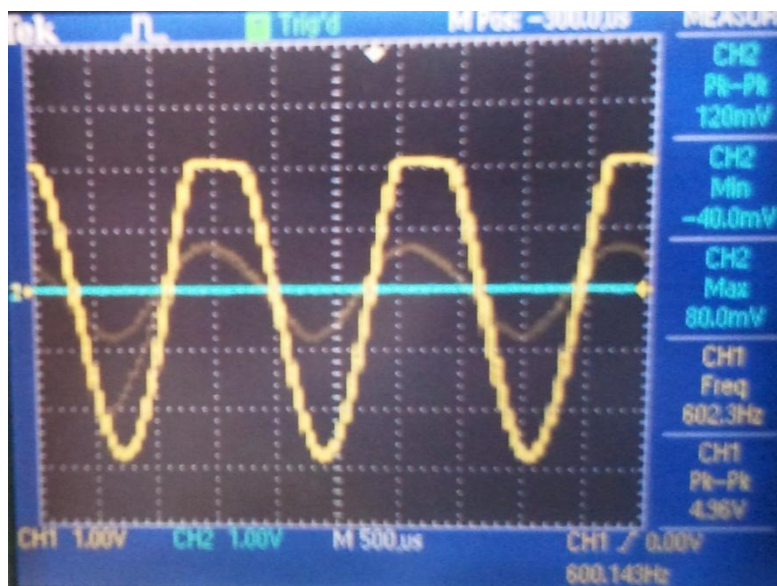


42. ábra Túlvezérlés jelensége. Az overdrive LED piros lesz, Q értéke egy bittel csökken.



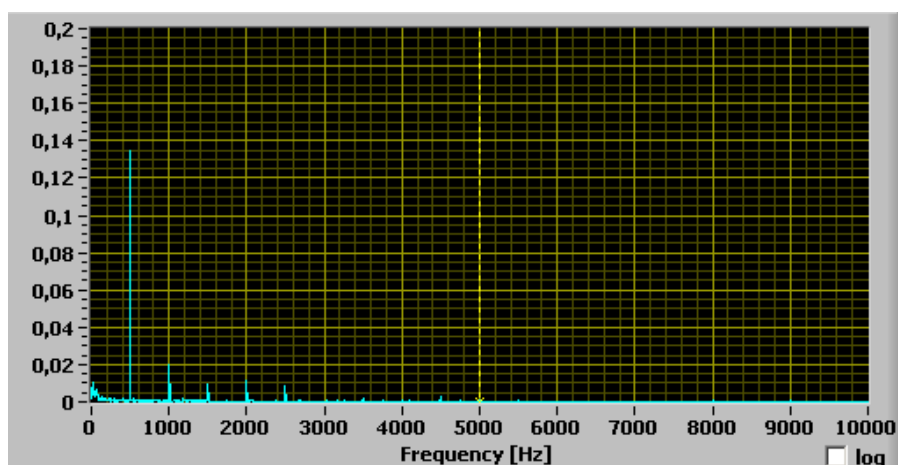
43. ábra MAXX268 működésének ellenőrzése oscilloszkópon (cián: mikrofon jele sárga: szűrt és fázistolt jel)

Túlvezérlődés és ezáltal a Q értékének változtatásáról az 48. ábra nyújt illusztrációt:

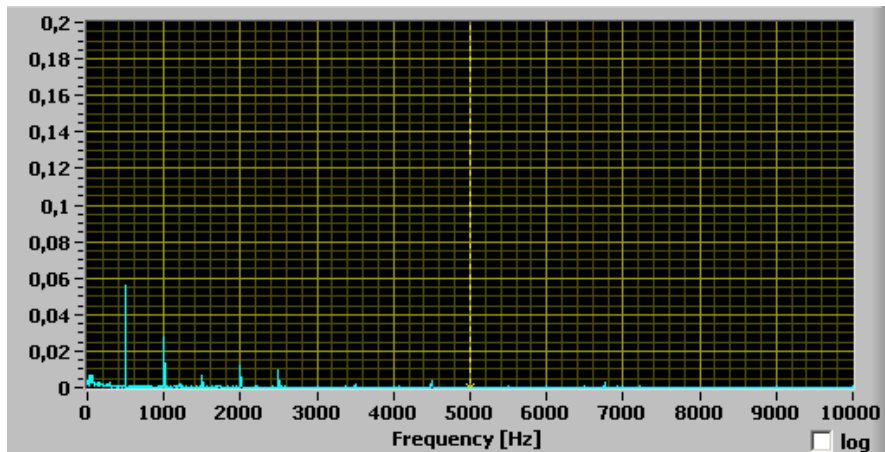


44. ábra Túlvezérlődés jelensége látható az oszcilloszkópon, amikor a digitális szabályozó beavatkozik

Az alkalmazás megfelelő működéséről elsődlegesen egy valós applikációt modellező konfiguráció elkészítésével lehetett meggyőződni. Fejre rögzített fejhallgatóba elhelyezésre került egy extra detektáló mikrofon, melynek az volt a szerepe, hogy detektálja a fejhallgatón belül lejátszódó elnyomást. Ezen mikrofon jelét egy számítógépen futó, hangkártyát oszcilloszkópként használó programon kerül feldolgozásra, ahol mind időtartományban, mind frekvenciatartományban kiértékelhetővé vált a fejhallgatón belüli folyamat. Az következő ábrákon látható, hogy létrejött a várt elnyomás, kb. **-7,4dB**-es csillapítást eredményezve.



45. ábra Ellenőrző mikrofon által detektált jel inverzhang alkalmazása előtt



46. ábra Ellenőrző mikrofon által detektált jel inverzhang alkalmazása után

Az említett konfigurációban a zajforrás a számítógép hangszóróján át sugárzott 500Hz-es szinusz volt, az inverzhang a fejhallgató hangszórójából sztereo módon lett kisugározva, melynek hatását az egyik fejhallgatóba helyezett mikrofonnal lett ellenőrizve.

Mivel ez a modell egy munkavédelmi megoldást hivatott leírni, így feltételezésre került, hogy a zajdetektáló mikrofon a fejhallgatón kerülne beépítésre, tehát az eddigi tesztek során a legjobb eredmény akkor volt elérhető, ha a hallgató minél közelebb helyezkedett el a mikrofonhoz. Ez azért sem meglepő, mivel az inverzhang előállítása a mikrofon előtt detektált jelhez képest történik, tehát adja magát, hogy a legjobb elnyomás itt is érhető el.

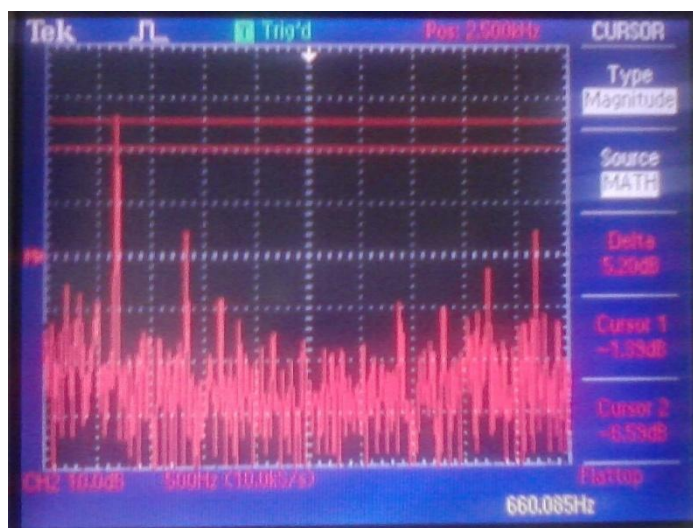
A szakirodalom szerint léteznek vonal menti hullámterjedést modellező, aktív zajelnyomó rendszerek, melyek általában szellőztető rendszerekben kerülnek beépítésre. Ennek megfelelően további mérések történtek különböző hangszóró-mikrofon elhelyezések esetén, melyeknél figyelembe vételre kerültek a vonal menti hullámtani jelenségek. Így megvizsgálásra került a mikrofon hossz tengelyére merőleges, illetve azzal egy vonalba eső, egymással szembe fordított hangszórópár által okozott zajelnyomás is. Ezeknél a méréseknél az egyik hangszóróból az inverzhang, a másiktól a zaj került kisugárzásra, míg a mikrofon minden esetben ugyanazon a helyen állt.

Az így kapott mérések alátámasztják, hogy mennyire jelentős a vonal menti alkalmazásoknál a kisugárzó elem elhelyezése, ugyanis rossz installáció esetén elnyomás helyett erősítés is felléphet.

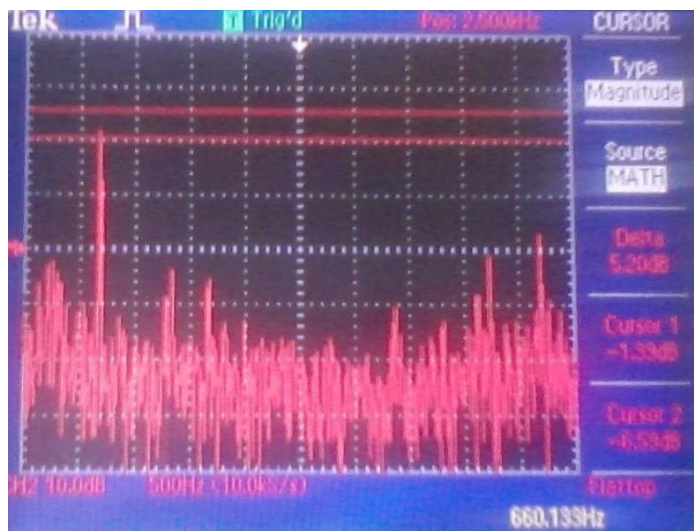
(Hansen & Snyder, 1997), (S.M, 1999), (WS Gan, 2002), (Ying Song, 2005), (liu, Chn, Ma, Bellala, & Chu, EECS452 2008 4/17/08)



47. ábra Mikrofon hossz tengelyével megegyező irányú, lineáris mérés elrendezési elve

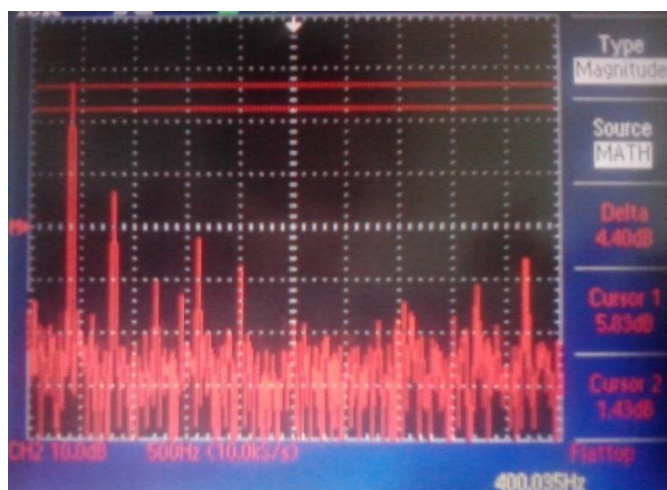


48. ábra Mikrofon hossz tengelyével megegyező irányú, lineáris mérés során a mikrofonnál mért jel, inverzhang alkalmazása előtt

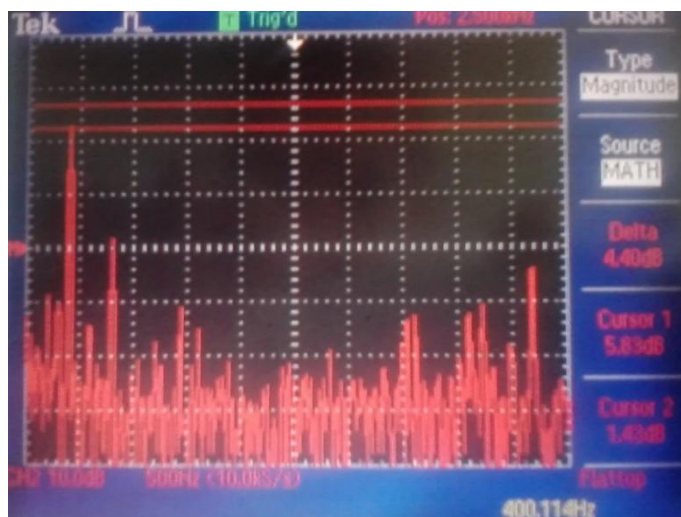


49. ábra Mikrofon hossz tengelyével megegyező irányú, lineáris mérés során a mikrofonnál mért jel, inverzhang alkalmazása után (Látható az elnyomás jelensége)

A keresztirányú installáció mikrofonhoz különösen közeli zajok elnyomására végzett kísérletet prezentálja.



50. ábra Mikrofon hossz tengelyére merőleges elhelyezés során, az inverzhang kibocsátása előtt mért zaj amplitúdó



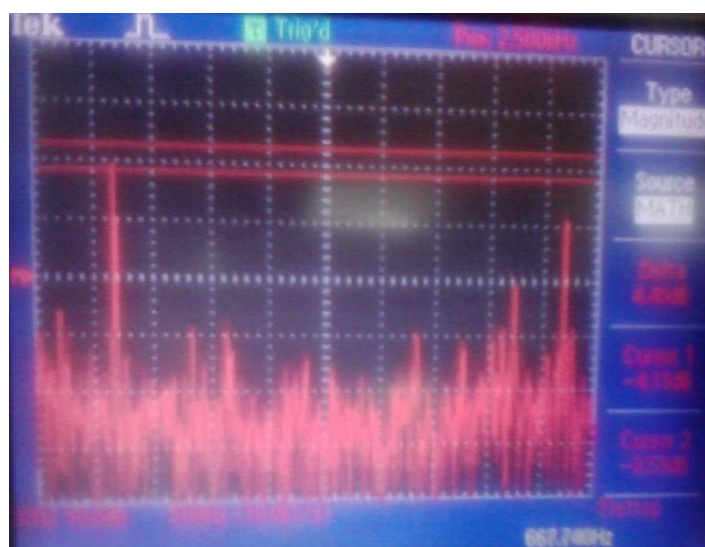
51. ábra Mikrofon hossz tengelyére merőleges elhelyezés során, az inverzhang kibocsátása után mért zaj amplitúdó

A csomópontokat és duzzadó helyeket ellenőrző mérés megmutatta, hogy mennyire fontos az inverzhangot kisugárzó hangszóró helyzet a zajforráshoz képest, továbbá tapasztalható volt a környezet akusztikájának megváltozására való rendkívüli érzékenység.

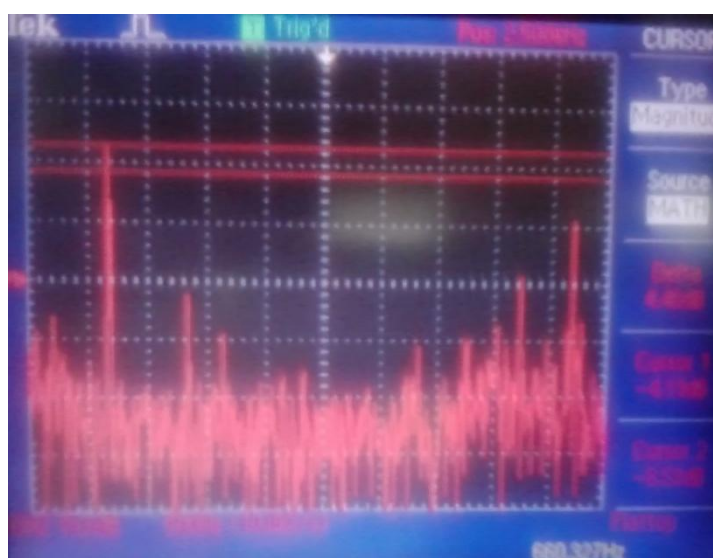
A mérés során a jelenségek kimutatására kétcsatornás oszcilloszkóp került használatra, melynek egyik csatornájára a sávszűrt, fázistolt jel, míg a másik csatornán az előerősítő jelet került. Ilyen konstrukcióban kimutathatóvá vált oszcilloszkópon is az interferencia által okozott csillapítás vagy erősítés a csomópontokban illetve duzzadó helyeken.



52. ábra Csomópontokat és duzzadó helyeket detektáló elhelyezés



53. ábra 76cm-nél erősítési pont 660Hz-es zaj esetén



54. ábra 51,5 cm-nél gyengítési pont 660Hz-es zaj esetén

6. Összefoglalás és konklúzió

A dolgozat során megvalósított szimulációk és gyakorlati alkalmazások során bemutatásra került a klasszikus ANC rendszerek algoritmusa, működése, gyakorlati kialakításuk és szó esett alkalmazásbeli példákról is. A dolgozat elérte célját, mivel sikerült feltárni a meglévő, klasszikus analóg és digitális módszerek hátrányosságait, hiányait illetve sikerült olyan prototípust készíteni, mely lehetővé teszi a felismert problémák nagy százalékának orvoslását.

Látható a hibrid rendszer prototípusának tesztelésénél, hogy a nem kívánatos zajkomponens teljes eliminálása nem tökéletes, bár a modell elmélete alapján az lenne elvárható. Ennek az lehet az oka, hogy a prototípusban olyan áramköri elemek is szerepelnek, melyek ismeretlen módon, jelentősen befolyásolhatják az amplitúdót. Ilyen tipikus elem például a mikrofon illetve a hangszóró, melyek korántsem rendelkeznek lineáris frekvenciamenettel, ezért más-más frekvenciákon eltérő a kisugárzott jel amplitúdó. A fázismenet sem lehet tökéletes, hiszen az integrált áramkör hangolása adatlapban megadott frekvenciákra történhet, tehát ettől eltérő frekvencia esetén már nem lesz tökéletes 180°-os fázisforgatás. Mind a fázis-, mind a frekvenciamenetben jelentkező pontatlanságok rontják a zajcsillapítás hatásfokát. Kedvező a helyzet abban az esetben, ha nem cél a domináns komponens teljes eliminálása. Ilyen helyzet állhat elő például gyárakban, ahol a dolgozó számára hasznos információt hordozhat az adott komponens a gép állapotáról. Ezen komponens segítségével lehet következtetni a csapágyazás karbantartásának, kenésének időszerűségére vagy a munkagép valamely alkatrészének meghibásodására is esetleg az adott komponensből. Ebből adódóan csak a felhasználó által zavarónak vélt szint alá célszerű a zaj, ill. az adott frekvenciakomponens csökkentése.

A szimulációs vizsgálat során sikerült megvizsgálni két olyan klasszikus aktív zajelnyomó rendszert, melyet napjainkban széleskörben használnak. Az elér csillapítás LMS algoritmus használata esetén 10-15dB, míg zárt hurkú, analóg rendszernél 6db-es csillapítást sikerült elérni a szimulációval. A jövőbeli tervek között szerepel egy digitális aktív zajelnyomó rendszert tartalmazó eszköz, mérésekkel történő összehasonlítása a hibrid prototípussal. Ez talán még pontosabb képet adhat a hibrid prototípus létjogosultágáról.

A hibrid prototípus működéséről és jellemzőiről számos mérés alkalmával meggyőződhattünk. Itt kiderült, hogy a hibrid megoldással **4-10dB**-es csillapítás érhető el, amely jelentős hangnyomásszint-csökkenést eredményez a felhasználó számára. Az elnyomás

dB-ben mérhető értéke jelentősen függ az akusztikai adottságoktól, illetve a mikrofon és az inverzhangot kisugárzó hangszóró helyzetétől, ami mérésekkel alátámasztott.

A javasolt hibrid alkalmazás alkalmas lehet elsősorban olyan periodikusan ismétlődő zajforrások eliminálására, ahol valamilyen forgó alkatrész –pl. motor- bocsátja ki a zavaró hullámokat.

Idézett forrásmunkák

- Analog Devices. (2000). *Mixed-signal and DSP design techniques*. Prentice Hall.
- Antal, B., Vilmos, D., & Mihály, K. (2001). *Híradástechnika*. Nemzeti Tankönyvkiadó.
- Béla, Z. (2008). *Elektronika*. Nemzeti Tankönyvkiadó.
- Bies, D. A., & Hansen, C. H. (2009). *Engineering noise control*. Spon Press.
- H.J.Butterweck. (1997). *Basic theory of the LMS adaptive filter*. ProRISC.
- Hansen, C. H., & Snyder, S. D. (1997). *Active control of noise and vibration*. Cambridge University Press.
- Higgins, R. J. (1990). *Digital signal processing in VLSI*. Prentice Hall.
- Jackson, L. B. (2002). *Digital filters and signal processing*. Kluwer Academic Publishers.
- Kendall L, S. *Analog filters*. 2002: Norwell.
- Kuo, S. M., & Morgan, D. R. (1996). *Active Noise Control Systems*. John Wiley&Sons Inc.
- liu, K.-H., Chn, L.-C., Ma, T., Bellala, G., & Chu, K. (EECS452 2008 4/17/08). *Active noise caneclation project*.
- Marven, C., & Ewers, G. (1993). *A simple approach to digital signal processing*. Alden Press Limited.
- Oppenheim, A. V., & Schafer, R. W. (1975). *Digital signal processing*. Prentice Hall.
- Oppenheim, A. V., Schafer, R. W., & Buck, J. R. (1999). *Discrete-time signal processing*. Prentice Hall.
- Paarmann, L. D. (2001). *Design and analysis of analog filters*. Norwell.
- Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (1996). *Digital signal processing*. Prentice Hall.
- S.M, K. (1999). Active noise control: tutorial review. *IEEE Consumer Electronics* , Vol. 87 No 6.
- Springer. (2000). *Digital filters*. Springer-Verlag Heidelberg.
- WS Gan, D. V. (2002). An integrated audio and active noise control headset. *IEEE Consumer Electronics* , Vol 48. No 2.
- Wu, S. (2008 Fall). *Noise Canceling Headphones*. Washington University in St. Louis.
- Ying Song, Y. G. (2005). A Robust Hybrid Feedback Active Noise Cancellation Headset. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing* , Vol. 13., No 4., July.

Köszönetnyilvánítás

Szeretnénk ez úton megköszönni Szabó Attilának fejlesztési munkánkhoz kötődő segítségét és támogatását.