



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

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

Pető Arnold

VENTILÁTORZAJ AKTÍV CSÖKKENTÉSE

KONZULENS

Dr. Sujbert László

BUDAPEST, 2012

Összefoglaló	1
Abstract	2
1. Bevezetés	3
1.1. A probléma bemutatása	3
1.2. A dolgozat felépítése	4
2. Aktív zajcsökkentés	5
2.1. Bevezetés	5
2.2. Adaptív transzverzális szűrők	10
2.2.1. Adaptív algoritmusok	11
2.2.2. Módosított LMS algoritmusok	15
2.2.2.1. Normalizált LMS	15
2.2.2.2. Leaky LMS	16
2.2.2.3. Signed-error LMS	16
2.3. Szélessávú előrecsatolt aktív zajcsökkentő rendszerek	18
2.2.1 FXLMS algoritmus	20
2.2.1.1 Offline modellezés	22
2.2.1.2 Aktív zajcsökkentés FXLMS algoritmussal	23
2.2.2 Leaky FXLMS algoritmus	24
2.2.3 Akusztikus visszacsatolás csökkentése	24
2.2.3.1 Akusztikus visszacsatolás megszüntetése FIR szűrővel	25
2.2.3.2 Aktív zajcsökkentés adaptív IIR szűrővel	26
2.4. Keskenysávú előrecsatolt aktív zajcsökkentő rendszerek	28
2.4.1. Zajcsökkentés periodikus jelekre	29
2.4.2. Rezonátor alapú Fourier-analízis	31
2.4.3. Adaptív Fourier-analízis	35
2.4.4. Rezonátor alapú zajelnyomás	37
2.5. Visszacsatolt struktúra	40
2.6. Akusztikus átvitel mérése	41
2.7. Zajcsökkentés vegyes gerjesztés esetén	44

3. Ventilátorzaj megfigyelésére alkalmas rendszer	45
3.1. Érzékelők és beavatkozók	46
3.2. Mérési elrendezés	50
3.3. A jelfeldolgozás hardvereszközei	52
3.4. Felhasznált szoftvereszközök	56
4. Implementáció	59
4.1. LMS alapú zajcsökkentés	60
4.2. Rezonátor alapú zajcsökkentés	62
4.3. Rezonátor és LMS alapú zajcsökkentés	64
5. Mérési eredmények	66
5.1. LMS alapú zajcsökkentés	68
5.2. Rezonátor alapú zajcsökkentés	71
5.3. Rezonátor és LMS alapú zajcsökkentés	73
6. Összefoglalás, kitekintés	78
Irodalomjegyzék	80

HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

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

Kelt: Budapest, 2012. 05. 19.

.....
Pető Arnold

Összefoglaló

Az alacsony frekvenciájú zajok esetében a hagyományos, passzív zajcsökkentési módszereket a megnövekedett anyag, hely, ill. költségigény miatt nem alkalmazzák. Helyettük a szuperpozíció elvén alapuló aktív zajcsökkentő (ANC) rendszereket működtetnek. A passzív zajcsökkentési technikákat aktív zajcsökkentéssel kiegészítve a teljes frekvenciatartományban jó elnyomás érhető el. Egy gyakori alkalmazás a szellőző, illetve klímarendszerek aktív zajcsökkentése, ennek modellezésére alkalmas a csőben megvalósított zajelnyomás. A leggyakoribb zajcsökkentő elrendezésben a rendszer egy zajforrást, egy beavatkozó hangszórót, valamint egy referencia- és egy hibamikrofont tartalmaz. Ha zajforrásként egy ventilátort használunk, akkor a motor forgásából származó periodikus zaj mellett a súrlódásból és a légáramlásból származó véletlen zaj is megjelenik.

A diplomaterv keretei között elkészítettem egy aktív zajcsökkentő rendszert, amelynek segítségével lehetővé vált a megvalósított ANC algoritmusokkal elért zajcsökkentés hatékonyságának vizsgálata. Ventilátorzaj esetén a légáramlás okozta turbulencia képes jelentősen rontani a koherenciát a referenciajel és a hibajel között, ezért védett mikrofonokat kell alkalmazni. A szélessávú és keskenysávú zajcsökkentő struktúrát együtt alkalmazva felmerül annak lehetősége, hogy sikerül hatásosabb zajelnyomást elérni, mint az egyes algoritmusokkal külön-külön.

A diplomamunka során áttekintettem az aktív zajcsökkentési feladat megvalósításához szükséges szakirodalmat, majd megépítettem egy szellőzőcsatornát modellező rendszert. Az ADSP-21364 demókártya segítségével megvalósítottam egy FXLMS alapú és egy rezonátor alapú zajcsökkentésre alkalmas algoritmust. A két algoritmust egyidejűleg futtató programhoz szükséges referenciajelek és hibajel biztosításához az ADSP-21364 nem rendelkezett elegendő számú bemenettel, ezért a BME-MIT-en fejlesztett nyolccsatornás DSP kártyával oldottam meg a feladat további részét. Tehát az új környezetnek megfelelően átalakítottam a két algoritmus implementációját, és megírtam az algoritmusokat egyidejűleg futtató programot. Ezután a rendszer hatásosságát vizsgáló méréseket végeztem. Hangszórón kiadott szimulált ventilátorzaj esetén a két algoritmus együttes alkalmazásával jobb zajelnyomást lehetett elérni, de valós ventilátorzaj esetén nem történt lényeges javulás, vagyis a két algoritmus együttes és egyenkénti teljesítménye között nem tapasztaltam lényeges különbséget.

Abstract

The conventional approach to acoustic noise control uses passive techniques to attenuate the undesired noise. The passive silencers are effective over a broad frequency range, but ineffective at low frequencies. In case of low frequencies usually active noise control systems are applied rather than passive silencers. The active noise control systems are based on the principle of superposition. Using both active and passive noise reduction technique achieves more efficient attenuation over the complete frequency range. Active noise control (ANC) applications are frequently used to reduce the noise of heating, ventilating, and air conditioning (HVAC) systems. These systems should be modeled with noise reduction in duct. Most common ANC systems have a primary noise generator, a cancelling loudspeaker, a reference sensor and an error microphone. If the noise source is a fan, then beside the periodic noise caused by rotation, the turbulence of the airflow and chafing cause stochastic noises.

I have made an ANC system in which the noise reduction has been achieved in duct, and I measured the efficiency of noise cancellation by algorithms. The turbulence corrupts the coherence between the reference and error signal, so that is why protected microphones have to be used. Better performance might be achieved in noise reduction, if broadband and narrowband noise control structures are used at the same time.

In my Master Thesis I have reviewed the literature references that I need for my ANC project, and then I have written about design and realization of an HVAC system modeled by duct. I implemented an FXLMS and a resonator based ANC algorithm with ADSP-21364 EZ-KIT Lite. The ADSP-21364 board does not have enough inputs, thus I used an eight channel DSP system to run both algorithms at the same time. Thereafter I measured the effectiveness of ANC system using a fan as noise source. In case of a loudspeaker simulated fan noise using both algorithms together means better noise reduction, but in case of real fan noise no improvement had happened. It means I had not experienced any significant difference in using the algorithms together or separately.

Keywords: active noise control, adaptive filters, adaptive Fourier-analyzer, fan noise, FXLMS algorithm, resonator based algorithm

1. Bevezetés

1.1. A probléma bemutatása

A forgó gépek, berendezések működése során fellépő zaj- és zavarhatások hatással lehetnek a környezetükben működő egyéb berendezésekre, valamint az emberekre is. A zaj ellen általában passzív módszerekkel védekeznek. Ezek azonban az alacsony frekvenciás tartományban kevésbé hatékonyak, ezért érdemes aktív zajcsökkentést alkalmazni. Hűtő, fűtő, klimatizáló és egyéb zárt ventilátoros rendszerek esetében a forgó mozgásból származó periodikus, vagy majdnem periodikus zaj mellett turbulenciából és sűrűlődből származó sztochasztikus zaj is fellép. A periodikus zajok elnyomása viszonylag egyszerű, számos jól bevált módszer létezik. Hatásosságuk rendkívül meggyőző. A sztochasztikus zajok esetében már kevésbé jó eredmények érhetőek el. Az aktív zajcsökkentés során érzékelőkkel és beavatkozókval állítjuk elő a szabályozás be- és kimeneteit. A leggyakrabban használt elektroakusztikus érzékelő a mikrofon. A ventilátoros rendszereknél komoly problémát okozhat a légáramlásból származó turbulencia. Ilyenkor, ha a mikrofon nem megfelelően védett a fellépő turbulens zajokkal szemben, amely a rendszer különböző pontjain más és más lehet, akkor a vezérléshez jutó bemenet és az eredeti zaj nem lesz koherens, nem lesz köztük semmilyen kimutatható kapcsolat. Ez esetben az aktív zajcsökkentő rendszer nem fog megfelelően működni. Ezért fontos odafigyelni, hogy a mikrofonokat a turbulenciától minél védettebben alkalmazzuk.

A szellőzőrendszereknek egyéni átvitele van. Egyes frekvenciákat átenged, másokat csillapít. A leggyakrabban alkalmazott aktív zajcsökkentési módszerek előre-satolt struktúrát használnak. Ennek lényege, hogy a zaj megérkezése előtt már információval rendelkezünk róla. Ezt egy, a zajforrás közelében elhelyezett, úgynevezett referenciaérezkelővel érjük el. Ekkor az elektromos és az akusztikus késleltetés közti különbséget használjuk ki. Ha a referenciamikrofon és a zajmentesítés helyén lévő mikrofon nincs megfelelően elhelyezve, az jelentősen csökkenti a zajelnyomó algoritmus hatékonyságát. A referenciaérezkelőnél további problémák is felmerülhetnek. A beavatkozóhoz közel helyezett érzékelő nemcsak a ventilátor keltette zajt érzékeli, hanem az elnyomáshoz használt beavatkozó jelet is, melyek együttese ugyancsak hátrányosan befolyásolja a zajcsökkentés teljesítményét.

Az utóbbi két évtizedben számos zajcsökkentési stratégia és módszer került bemutatásra. Az aktív zajcsökkentő módszerek hatékony kiegészítői a passzív zajcsillapító alkalmazásoknak. Kutatási eredmények igazolták, hogy bizonyos esetekben különféle technikai módszerek együttes alkalmazásával további teljesítménynövekedés érhető el, mintha csak külön-külön alkalmaznánk azokat. A ventilátorzaj mind szélessávú, mind keskenysávú zajt tartalmaz. Ezek együttes elnyomására jó perspektíva lehet a széles körben elterjedt és alkalmazott FXLMS algoritmus, melynek megvalósítása viszonylag egyszerű. Azonban a periodikus komponensekre általában nagyobb elnyomást biztosít a csak keskenysávú zajelnyomásra alkalmas rezonátoros struktúra. Ezért a két algoritmus együttes alkalmazásakor felvetődik a további teljesítménynövekedés, vagyis a nagyobb zajelnyomás lehetősége.

1.2. A dolgozat felépítése

A diplomaterv első részében a kitűzött aktív zajcsökkentési feladat elméleti alapjairól lesz szó. Bemutatom az aktív zajcsökkentés alapelemét, az adaptív szűrőket, az alapvető ANC struktúrákat. Áttekintem az egyes szélessávú és keskenysávú zajcsökkentő algoritmusokat, valamint az identifikációról szükséges tudnivalókat.

A második részben ismertetem a megépített kísérleti zajcsökkentő rendszer fizikai felépítését, az érzékelőket és a beavatkozót, a vezérléshez használt DSP-k jellemzőit. Bemutatom a mérési elrendezést, valamint az algoritmusok megvalósításához és a mérések kiértékeléséhez szükséges segédprogramokat.

Ezt követően bemutatásra kerül az FXLMS és a rezonátor alapú zajcsökkentés rendszerterve, funkcionális blokkvázlata és működése az ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya használatával, valamint a két algoritmus együttes alkalmazásának rendszerterve, funkcionális blokkvázlata és működése egy többcsatornás ADSP-21262 rendszeren is itt kerül tárgyalásra.

A negyedik részben az LMS alapú, a rezonátor alapú és a két algoritmus együttes alkalmazásakor kapott mérési eredmények kiértékelése történik.

A dolgozatot végül egy összefoglaló zárja, amelyben a diplomamunkát összegzem, valamint további fejlesztési lehetőségek kerülnek megemlítésre.

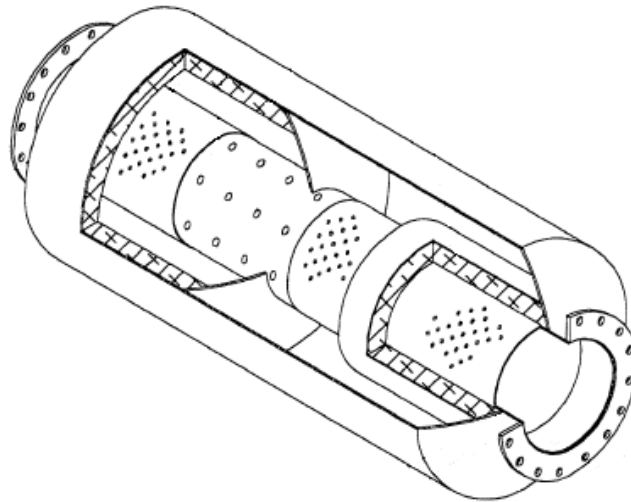
2. Aktív zajcsökkentés

Napjainkban sok környezeti zaj éri az embereket, amely nem csupán a munkavégzést befolyásolja, hanem még egészségkárosító hatása is lehet, mint például a halláskárosodás, érrendszeri betegségek vagy egyéb élettani elváltozások. Az állandóan erős zajártalomnak kitett emberek feszültebbek, ingerlékenyek, nehezebben tudnak koncentrálni a munkavégzésre. Az ipari fejlődés, a városiasodás és a motorizáció felgyorsulásával járó nemkívánatos zajok komoly problémát jelentenek. A motoroknál fellépő súrlódás és a forgástengellyel kapcsolatos aszimmetriák vibrációt és akusztikus zajt okoznak. A nagy ipari berendezések (motorok, ventilátorok, kompresszorok, transzformátorok, stb.), közlekedési eszközök (autó, vonat, repülő, helikopter, stb.), háztartási eszközök és berendezések (mosógép, légkondicionáló, porszívó, tv, rádió, fűnyíró, stb.), egyes laboratóriumi műszerek mind zajforrásként is viselkednek. A profitnövelés miatt könnyebb és vékonyabb anyagokat használnak épületek falszerkezetéhez, valamint a közlekedési és a háztartási eszközök esetében. Ezért és az egyre sűrűbben lakott területeknek köszönhetően a zajterhelés folyamatosan növekszik.[1] A zajszennyezésre egyre szigorúbb törvényi előírások vonatkoznak (284/2007. (X. 29.)). A csendes környezet illetve működés minőségi tényezőként, értéknövelőként jelenik meg a különböző fogyasztói termékekben. A nemkívánatos zajok elleni védekezés igénye már régóta jelen van.

2.1. Bevezetés

A zavaró jelenségek enyhítését különféle zajcsökkentési módszerek segítségével igyekeznek megvalósítani. A különböző berendezések és létesítmények zajcsökkentésére számos, jól bevált módszer létezik. A nemkívánatos zajok csillapítását rendszerint passzív zajcsökkentési módszerekkel oldják meg. Ilyenkor a zajforrást egy hangelnyelő vagy hangvisszaverő anyagból készült szerkezeti elemmel elválasztják a védeni kívánt térrésztől. A passzív megoldások két csoportba sorolhatók: reaktív (2.1. ábra) és rezisztív csillapítók. A reaktív csillapítók különböző gátak, terelő lemezek, üregek, és csövek kombinációjával megváltoztatják az akusztikus impedanciát, ezáltal „elrontják” az akusztikus csatolást a forrás és a védendő térrész között. Ilyenek például

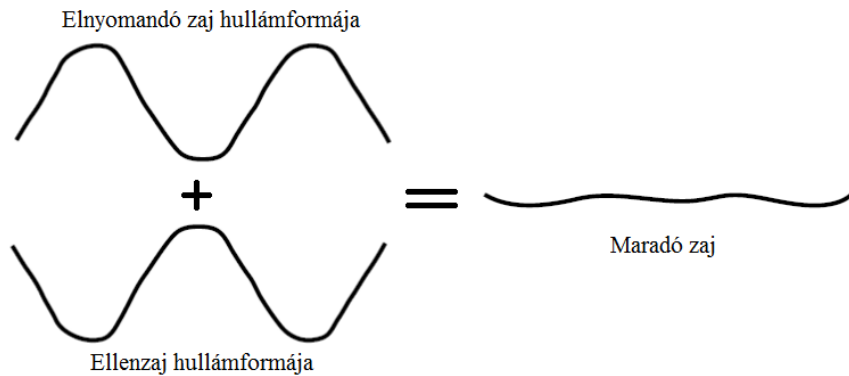
a belsőgésű motorok kipufogórendszerében használt hangtompító dobok és furulyák. A rezisztív csillapítók a hangenergiát más típusú energiává, általában hőenergiává alakítják, mely így energiaveszteségként jelentkezve a környezetbe jutó zajt csökkenti. A zenei stúdiók felvételi helyiségeinek falborítása is rezisztív, zezugos szerkezete segítségével felemésztí a zaj energiáját. Az építkezéseknél használt kőgyapot és üvegszál is rezisztív hangelnyelő tulajdonságú.



2.1. ábra. Ipari ventilátor hangtompító (reaktív csillapító)

Habár a passzív megoldások széles frekvenciasávban jó csillapítást nyújtanak, azonban hatásosságuk feltétele, hogy a zaj hullámhosszának negyedénél nagyobb legyen a csillapító elem fizikai vastagsága. A hullámhossz növekedésével a zajvédelem hatékonysága csak a fizikai vastagság és ezzel együtt a tömeg nagyságának növelése árán tartható meg. Az alkalmazások többsége, mint például a fülhallgató nem teszi lehetővé a méret és a tömeg tetszőleges növelését. A megnövelt méret és tömeg jelentősen megdrágíthatja az eljárást az anyagszükséglet és a helyigény miatt. A kisfrekvenciás tartományokban a passzív zajcsökkentési módszerek kevésbé eredményesek. Ilyenkor nyújthatnak megoldást az aktív zajcsökkentési módszerek.

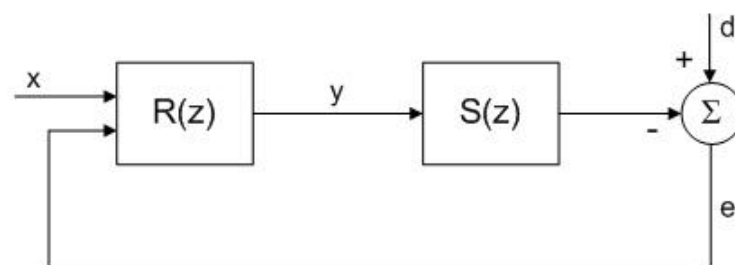
Az aktív zajelnyomás módszere a szuperpozíció elvén alapul. Elektroakusztikus (általában hangszóró) vagy elektromechanikus rendszer segítségével megszünteti a nemkívánatos zajt. Az elnyomandó zajjal megegyező nagyságú, de ellentétes fázisú ellenzajt állítunk elő, melynek eredményeként mindkét zaj megszűnik (2.2. ábra).



2.2. ábra. Szuperpozíció elve

Az aktív zajcsökkentésre az angol szakirodalom az „Active Noise Control” – röviden ANC – kifejezést használja, ugyanis általában az zajelnyomás valódi megvalósítását a zavaró hangjelenség szabályozott csökkentésével érjük el. Az aktív zajcsökkentést széles körű alkalmazhatóság jellemzi mind az ipari, mind a fogyasztói termékek tekintetében. Több olyan rendszer is van kereskedelmi forgalomban, amely az ipari szellőzőrendszerekből származó kismagyas zajok csökkentésére hivatott. Néhány propelleres légi jármű is sikerrel használja ezt az eljárást. Ezeken kívül a bányászati berendezéseket és a teherautókat gyártó cégek is különböző ANC megoldásokat alkalmaznak az utas kabinban lévő és a kipufogó által keltett zaj csökkentésére.

Az aktív zajcsökkentő rendszerek analitikus tárgyalásakor a 2.3. ábrán vázolt lineáris modell használatos.

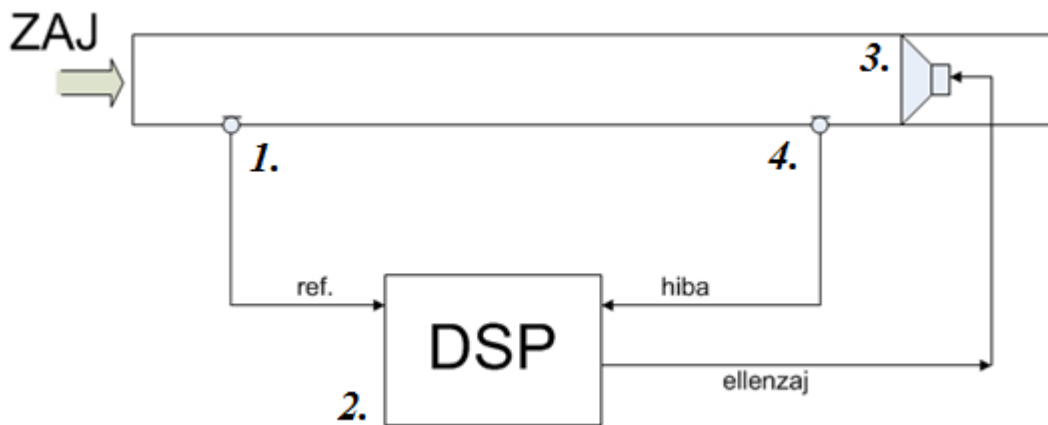


2.3. ábra. Aktív zajcsökkentő rendszer blokkdiagramja

- x a referencijel, ami az elnyomandó jel információit tartalmazza
- d az elnyomandó komponens
- y a zajcsökkentő algoritmus kimenete
- e a maradó zaj, illetve a hibajel
- $R(z)$ a zajcsökkentő struktúra
- $S(z)$ a másodlagos út átviteli függvénye

Egy egyszerű egycsatornás aktív zajcsökkentő rendszer (2.4. ábra) felépítése és működése:

1. egy referenciamikrofon, amivel mintavételezzük az elnyomandó zajt
2. egy elektronikus vezérlőrendszer, amely a referenciajel segítségével előállítja a beavatkozó jelet
3. egy beavatkozó jel által vezérelt hangszóró, amelyen keresztül a hangtérbe bocsátjuk az elnyomó zajt
4. egy hibamikrofon, ami információt ad arról, hogyan állítsa a vezérlőrendszer a beavatkozó jelet, hogy minimalizálja a zajtérből vett jelet (hiba)



2.4. ábra. Egycsatornás zajcsökkentő rendszer

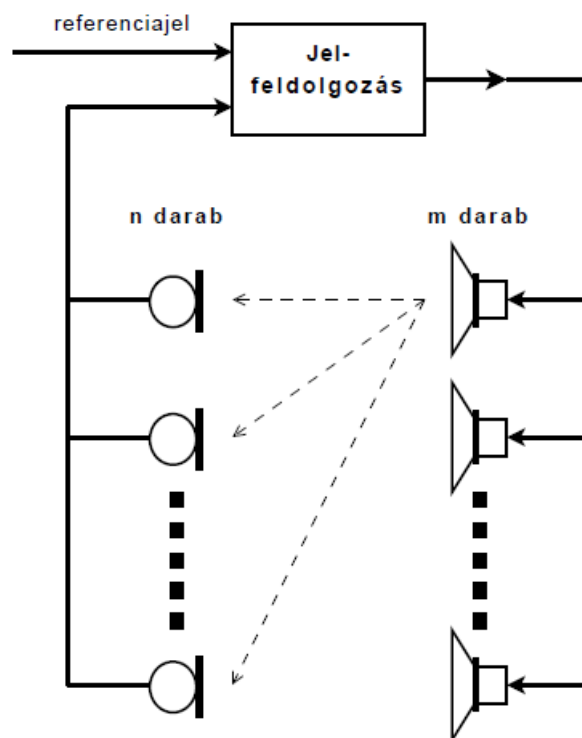
Az aktív zajelnyomó rendszer általában „adaptív” rendszerként működik, vagyis képes alkalmazkodni az elnyomandó változó karakterisztikájú zajhoz és a változó környezeti feltételekhez, amelyek befolyásolják az akusztikus teret. A nem adaptív rendszereknek nincs túl nagy gyakorlati haszna (kivéve a fülhallgatók és fülvédők aktív zajszűrése).

A legtöbb ANC rendszer digitális. Az érzékelők jeleit digitális jelfeldolgozó rendszerek mintavételezik és dolgozzák fel. A DSP processzorok gyors fejlődése és elterjedése lehetővé tette az adaptív algoritmusok hatékony alkalmazását, elősegítve ezzel az ANC rendszerek fejlődését. Ez tovább ösztönözte a kutatókat újabb és hatékonyabb algoritmusok, jelátalakítók kifejlesztésére. Egy jól kidolgozott adaptív algoritmus gyorsabb konvergenciát és nagyobb zajcsökkenést eredményez, és egy nagyteljesítményű DSP-vel meg is valósítható.

Ipari alkalmazásoknál egy ANC rendszernek rendelkeznie kell az alábbi tulajdonságokkal [2]:

- maximális hatásfok az elnyomandó zaj sávszélességében
- gyors és egyszerű helyszíni telepíthetőség, karbantartás
- alkalmazkodóképesség az egyes fizikai paraméterek megváltozása esetén
- robusztusság és megbízhatóság

A gyakorlatban egy zajelnyomó rendszer általában többcsatornás (2.5. ábra), több mikrofont és hangszórót tartalmaz az elnyomás megvalósításához. A többcsatornás rendszer az egycsatornáshoz képest viszonylag bonyolult a mikrofonok és a hangszórók közötti kölcsönhatás miatt, de például egy zárt helyiség akusztikus terének bonyolultsága szükségessé teszi.

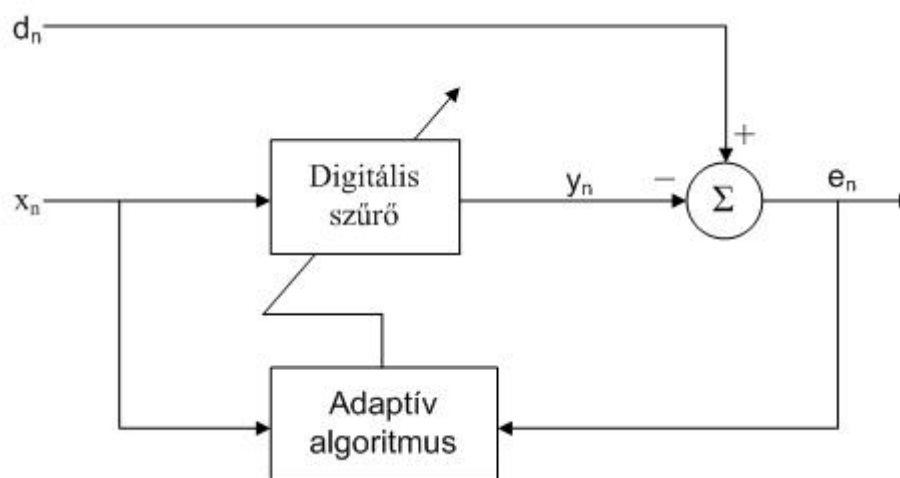


2.5. ábra. Többcsatornás ANC rendszer

2.2. Adaptív transzverzális szűrők

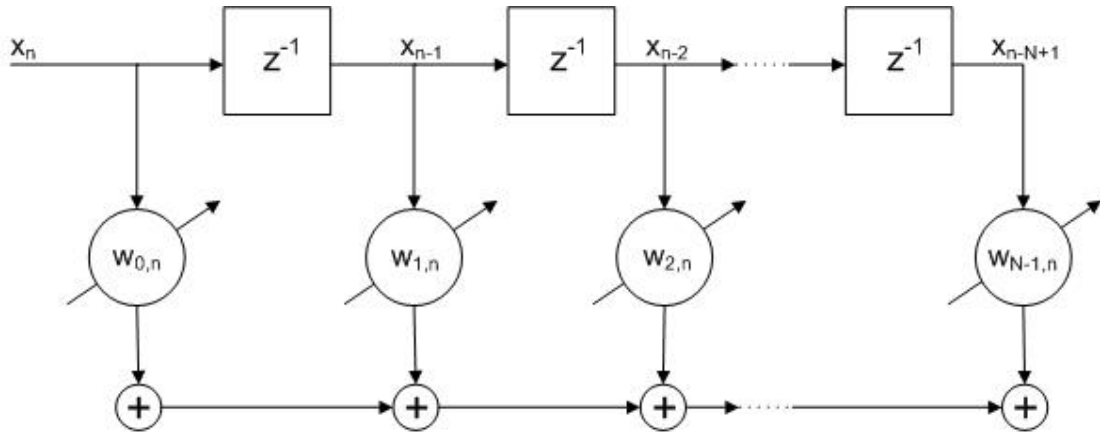
Mivel az elnyomandó zaj jellemzői állandóan változnak, ezért szükséges ezeket a változásokat nyomon követni és megfelelően reagálni rájuk.

Szűrőket használunk, hogy a számunkra lényeges információkat kinyerjük a jelből. Az általánosságban vett szűrő lineáris és időinvariáns. Az időinvarianciára nyújt megoldást az adaptív szűrő használata, amely lehetővé teszi a sávszélesség és a rezonanciafrekvencia időbeli változását.



2.6. ábra. Digitális szűrő blokkvázlata

Az adaptív szűrőnek (2.6. ábra) két fontos része van. Egy digitális szűrő a megfelelő szűréshez és egy adaptív algoritmus, ami beállítja a szűrő együtthatóihoz tartozó megfelelő értéket, nyomon követve ezzel a rendszerben bekövetkező változásokat. Ezért érdemes használni olyan esetekben, amikor nem rendelkezünk elegendő információval vagy a kezdeti paraméterek idővel változnak. Az adaptív algoritmus úgy alakítja a szűrő jellemzőit, hogy megfeleljen a szükséges feltételeknek. A digitális szűrő előállítja az x_n bementi (referencia) jelre adott y_n választ és ezek különbségéből generál egy e_n hibajelét. Az adaptív algoritmus ezt a hibajelét használja a digitális szűrő együtthatóinak beállításához. Az adaptív szűrőknél leggyakrabban transzverzális, illetve véges impulzusválaszú (FIR) szűrőt alkalmaznak (2.7. ábra).



2.7. ábra. N együtthatós adaptív FIR szűrő

N a digitális szűrő együtthatóinak a száma, $w_{i,n}$ jelöli a változtatható súlyú szűrő-együtthatókat, ahol $i=0,1,\dots,N-1$, és x_n pedig a bemenő adatsor. Az adaptív szűrő y_n kimenete a következőképpen számolható:

$$\mathbf{x}_n \equiv [x_n \ x_{n-1} \ \dots \ x_{n-N+1}]^T \quad (2.1)$$

$$\mathbf{w}_n \equiv [w_{0,n} \ w_{1,n} \ \dots \ w_{N-1,n}]^T \quad (2.2)$$

$$y_n = \mathbf{w}_n^T \cdot \mathbf{x}_n = \mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{w}_n \quad (2.3)$$

Az adaptív algoritmus működéséhez használt hibajel a kívánt d_n referenciajel és a szűrő y_n kimenetének különbsége adja:

$$e_n = d_n - y_n = d_n - \mathbf{w}_n^T \cdot \mathbf{x}_n \quad (2.4)$$

2.2.1. Adaptív algoritmusok [3,4]

A \mathbf{w}_n súlyvektor folyamatosan frissül, hogy minimalizálja az e_n hibajelét. Mivel azt szeretnénk, hogy a szűrő kimenete és az elvárt kimenet minél nagyobb egyezést mutasson. Ez a hibajel négyzetes értelemben vett minimalizálásával érhető el, vagyis a minimalizálandó költségfüggvény a hibajel négyzete: e_n^2 .

A gyakorlatban ennek időbeli átlagát, vagyis a négyzetes hiba várható értékét kell minimalizálni:

$$J \equiv E\{e_n^2\} \quad (2.5)$$

Ezt nevezzük átlagos négyzetes hibának (MSE). Állandó \mathbf{x}_n bemenő jel mellett, a \mathbf{w}_n súlyvektor és az adaptálandó d_n jel felhasználásával, (2.4)-et behelyettesítve (2.5)-be a felírható a hibafüggvény:

$$J = \{d_n^2\} - 2\mathbf{p}^T \cdot \mathbf{w} + \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w} \quad (2.6)$$

ahol $\mathbf{R} \equiv E\{\mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T\}$ a bemeneti autokorrelációs mátrix és $\mathbf{p} \equiv E\{d_n \cdot \mathbf{x}_n\}$ a referenciajel és bemenő adatsor keresztkorrelációs vektora. Mivel az MSE egy stacionárius függvény, ezért a súlyvektornál az n index nem szükséges. A (2.6) egyenletből jól látható, hogy az MSE egy négyzetes függvény. A négyzetes hibafelületnek köszönhetően egyértelmű megoldás létezik az MSE költségfüggvényt minimalizáló \mathbf{w}_o értékre. (2.6)-ból:

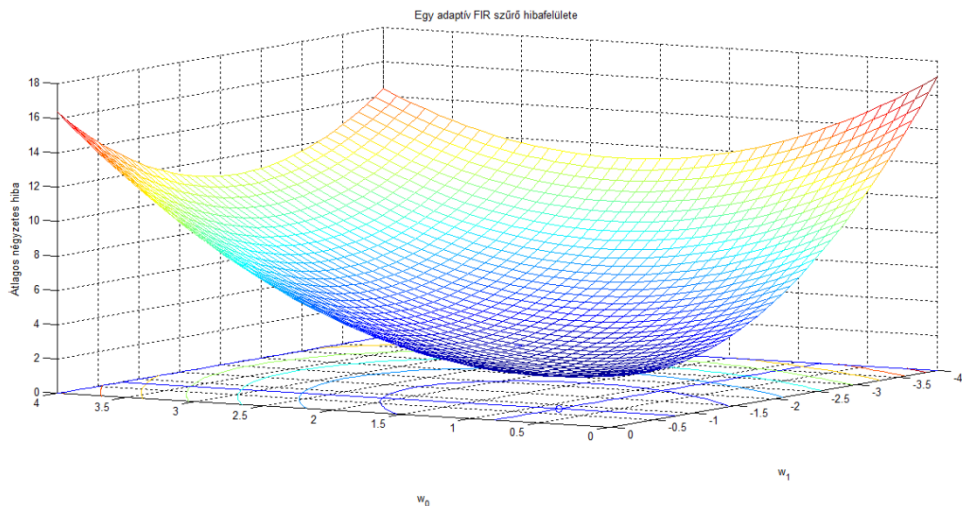
$$\mathbf{R} \cdot \mathbf{w}_o = \mathbf{p} \quad (2.7)$$

Feltételezve, hogy \mathbf{R} mátrixnak létezik inverze, felírható az optimális súlyvektor:

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{p} \quad (2.8)$$

Ez a Wiener-Hopf egyenlet. (2.8)-at behelyettesítve (2.6)-ba megkapjuk az optimális súlyfüggvénynek megfelelő minimális átlagos négyzetes hibát:

$$J_{min} = E\{d_n\} - \mathbf{p}^T \cdot \mathbf{w}_o \quad (2.9)$$



2.8. ábra. Kétegyütthatós adaptív FIR szűrő hibafelülete

A 2.8. ábrán látható, hogy az MSE felülete egy pozitív konkáv hiperbola. A szűrőegyütthatók állítgatásának az a célja, hogy ezen a hibafelületen mozogva elérjük annak legmélyebb pontját. Erre használhatók a gradiens alapú algoritmusok, mint a Newton-módszer vagy a legmeredekebb ereszkedés módszere. Ezek az algoritmusok általában a lejtés becslésén alapulnak és fokozatosan a parabolafelület legmélyebb pontja felé mozognak. Rendszerint a konvergenciasebesség és a számítás bonyolultsága határozza meg, melyik algoritmust érdemes használni.

A Newton-módszer konvergenciája gyorsabb, viszont szükség van az autokorrelációs függvény inverzének becslésére. Komoly számításigénye van, ráadásul nemstacionárius esetben az autokorrelációs függvényt is nehéz becsülni.

A legmeredekebb ereszkedés módszere olyan algoritmus, amely a hibafelület negatív gradiensét követi iteratív módon. Ezért ideális lehet, hogy egy digitális szűrő súlyait adaptáljuk. A legmeredekebb ereszkedés algoritmus:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \frac{\mu}{2} \nabla J_n \quad (2.10)$$

ahol μ a konvergenciatényező és ∇J_n a hibafelület gradiense. A konvergenciatényező felelős a stabilitásért és az ereszkedés sebességéért. Minél nagyobb az értéke, annál gyorsabb az ereszkedés.

A hiba gradiensét megkaphatjuk a (2.6) egyenletből:

$$\nabla J = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R} \cdot \mathbf{w} \quad (2.11)$$

Ezt behelyettesítve (2.10)-be, megkapjuk:

$$w_{n+1} = w_n - \mu[\mathbf{p} - \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}_n] \quad (2.12)$$

Ha \mathbf{w}_n \mathbf{w}_o -hoz konvergál, akkor elértük a hibafelület minimumát és $\nabla J = 0$.

A legtöbb gyakorlati alkalmazás esetében nem rendelkezünk statisztikai információval a d_n referenciajelről és az x_n bemenő jelről. Ezért a legmeredekebb ereszkedés módszere közvetlenül nem használható, mivel az egyes iterációknál feltételezi a gradiens vektor pontos ismeretét. Ekkor használható a legkisebb négyzetes hiba (LMS) módszere, amelynek lényege, hogy az átlagos négyzetes hibát a pillanatnyi négyzetes hibával becsüljük: $\hat{J}_n = e_n^2$.

Így a négyzetes hiba pillanatnyi gradiense:

$$\nabla \hat{J}_n = 2[\nabla e_n] \cdot e_n \quad (2.13)$$

(2.4)-nek véve a gradiensét:

$$\nabla e_n = -\mathbf{x}_n \quad (2.14)$$

(2.14)-et behelyettesítve (2.13)-ba kapjuk, hogy

$$\nabla \hat{J}_n = -2\mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (2.15)$$

Végül ezt behelyettesítve (2.10)-be megkapjuk az LMS algoritmust:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (2.16)$$

A μ konvergenciatényezőre az alábbi megkötést kell tenni:

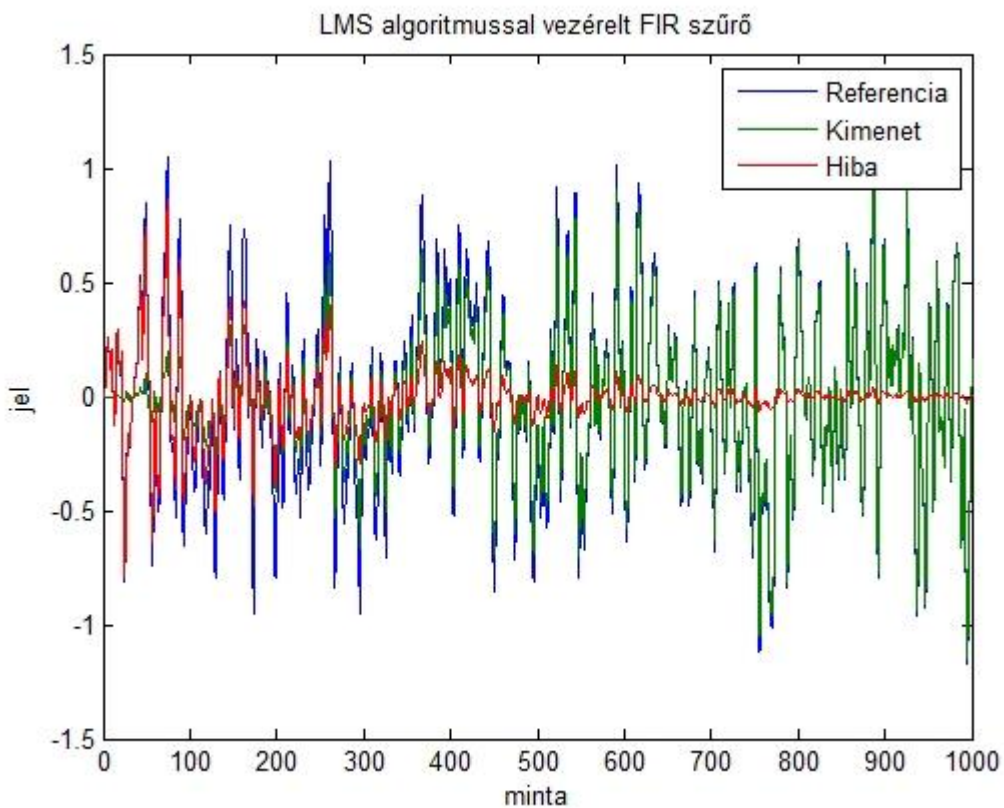
$$0 < \mu < \frac{2}{N \cdot E_x} \quad (2.17)$$

ahol N a szűrőegyütthatók száma és E_x a pillanatnyi bemeneti érték négyzetének várható értéke.

$$\text{Gauss-zaj esetén [5]: } 0 < \mu < \frac{2}{3N \cdot E_x} \quad (2.18)$$

$$\text{Gyakorlatban: } \frac{0.01}{N \cdot E_x} < \mu < \frac{0.1}{N \cdot E_x} \quad (2.19)$$

Ebből jól látszik, hogy a nagy foksámú szűrőknél a foksám növekedtével egyre kisebb konvergenciatényezőt kell választani. Az ANC rendszerek esetében a μ értéket tapasztalati úton határozzák meg, úgy hogy megnézik, melyik értékénél kerül a rendszer a stabilitás határhelyzetébe, és ennek az értéknek veszik körülbelül a felét.



2.9. ábra. LMS algoritmust használó adaptív szűrő működése

2.2.2. Módosított LMS algoritmusok

Az LMS algoritmusnak számos variánsa létezik. Ezeknél az egyes előnyös tulajdonságok érvényesülnek: gyorsabb konvergencia, egyszerűbb megvalósíthatóság vagy robusztus működés.

2.2.1.1. Normalizált LMS

Az LMS stabilitása, konvergenciája és ingadozása a μ konvergenciatényezőtől és a referenciajeltől függ. (2.17)-ből látszik, hogy μ maximális értéke fordítottan arányos a szűrő fokszámaival és a referenciajel energiájával. Ha optimális konvergenciasebességet szeretnénk elérni, akkor érdemes normalizált LMS (NLMS) algoritmust alkalmazni. Az NLMS algoritmus alakja hasonló (2.16)-hez, azzal az eltéréssel, hogy μ egy változó, ami a referenciajel energiájától függ:

$$\mu_n = \frac{\alpha}{N \cdot \hat{E}_{x,n}} \quad (2.20)$$

ahol α a normalizált lépésköz, $\hat{E}_{x,n}$ a referenciajel energiájának pillanatnyi becslése és N az adaptív szűrő hossza. A normalizált lépésközre a következő megkötést kell tenni:

$$0 < \alpha < 2$$

A referenciajel energiájának becslését ablakozási eljárással kapjuk.

$$\hat{E}_{x,n} = \frac{\mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{x}_n}{M} \quad (2.21)$$

ahol M az ablakozó függvény mérete. Amennyiben az ablakozó függvény mérete megegyezik a digitális szűrő fokszámaival, használható az alábbi összefüggés:

$$\mu_n = \frac{\alpha}{\mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{x}_n} \quad (2.22)$$

Ahhoz, hogy a konvergenciatényező ne okozzon problémát zérus referenciajel mellett, a következő megoldást alkalmazzák:

$$\mu_n = \frac{\alpha}{N \cdot \max[\hat{E}_{x,n}, E_{min}]} \quad (2.23)$$

ahol E_{min} egy alsó korlát, hogy a μ soha ne menjen egy bizonyos érték fölé illetve ne legyen nulla.

2.2.1.2. Leaky LMS

Az LMS algoritmus elégtelen gerjesztés esetén rosszul súlyozhatja a szűrőegyütthatókat. Mivel a processzorok véges pontosságúak, ez a hiba akkumulálódhat és a súlyok túlsordulását okozhatja. A probléma kezeléséhez nyújt megoldást az ún. leaky LMS algoritmus. Lényege, hogy az szűrőegyütthatókat egy szivárgási tényezővel súlyozzuk, megakadályozva ezzel a korlátlan túlsordulást:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \nu \cdot \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (2.24)$$

ahol ν a szivárgási tényező, és $0 < \nu \leq 1$. Értékét kísérleti tapasztalatok szerint határozzák meg.

A robusztusság a digitális szűrő teljesítményének rovására megy. Hosszú távon az együtthatók becslésénél eltérések lesznek. Ezért érdemes a szivárgási tényezőt úgy megválasztani, hogy $1 - \nu < \mu$ teljesüljön.

Ha az aktív zajcsökkentő rendszerekben túlvezéreljük a kioltó zajforrást, akkor a kiadott jel mellett alacsony frekvenciájú rezonancia is megjelenik, ami nemlineáris torzulást okoz. A problémát úgy kezelhetjük, ha szoftverből korlátozzuk a kiadható teljesítményt, vagy a leaky LMS algoritmust használjuk. Ebben az esetben előnyösebb a kiadható kimeneti teljesítmény korlátozása.

2.2.1.3. Signed-error LMS

Az LMS algoritmus mintánként csupán $2N$ szorzást és összeadást igényel, ez azonban tovább csökkenthető az előjeles (signed) LMS alkalmazásával.

A hibafüggvény becslője $\hat{J}_n = 2|e_n|$, aminek gradiense:

$$\nabla \hat{J}_n = 2|\nabla e_n| \cdot \text{sgn}[e_n] = -2\mathbf{x}_n \cdot \text{sgn}[e_n] \quad (2.25)$$

$$\text{ahol } \text{sgn}[e_n] \equiv \begin{cases} 1, & e_n > 0 \\ 0, & e_n = 0 \\ -1, & e_n < 0 \end{cases}$$

(2.25)-öt behelyettesítve (2.10)-be, a legmeredekebb ereszkedés algoritmusba, megkapjuk a signed-error LMS algoritmust:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot \text{sgn}[e_n] \quad (2.26)$$

Ha μ lépésköz kettő negatív hatványa, akkor az \mathbf{x}_n referenciajel és a lépésköz összeszorozása helyett használhatjuk a referenciajel bináris értékének jobbra tolását, kiküszöbölve ezzel a szorzásműveletet.

Mivel stabilitási okokból kisebb lépésközt kell beállítani, mint a hagyományos LMS esetében, ezért lassabb a konvergencia.

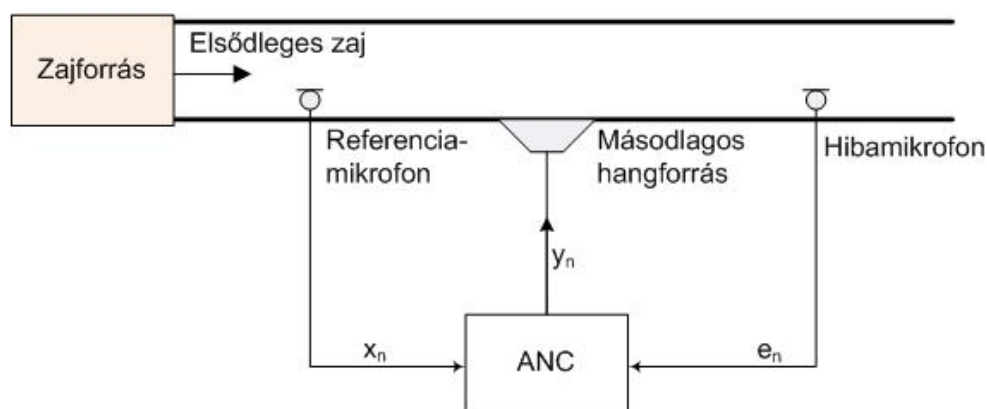
2.3. Szélessávú előrecsatolt aktív zajcsökkentő rendszerek

Az ANC rendszereket két nagy csoportja az előrecsatolt és a visszacsatolt vezérlés. Ezenfelül az előrecsatolt rendszerek további két osztályba sorolhatók, attól függően, hogy szélessávú vagy keskenysávú zajelnyomást valósítanak meg.

Az előrecsatolt rendszerek előnye a visszacsatolttal szemben, hogy a zajcsökkentéshez használt algoritmus számára a zajforráshoz közeli referenciajelet vesz. Az előrecsatolt rendszer alapelve abból következik, hogy a hang terjedési ideje a mikrofon és az elnyomó hangszóró között nagyobb, mint az elektromos jelút átviteli ideje, ezért lehetőség van a referenciapontban érzékelt zaj ellenfázisú kiadására azon a helyen, ahol az elnyomást el akarjuk érni. A távolságnak a mikrofon és a hangszóró között ki kell elégítenie a kauzalitás feltételeit, ami azt jelenti, hogy mire a kioltandó zaj eléri a hangszórót, addigra a szabályzónak a zaj előzetes ismeretét biztosító referenciajel felhasználásával elő kell állítania az ellenhangot. Stabilabb, mint a visszacsatolt rendszer.

A szélessávú zajelnyomás az ellenzaj létrehozásához a zajforrás teljes ismeretét igényli. Az elsődleges, elnyomandó zajjelet referenciajelként használja a rendszer. A kioltandó zajt, ami egyben a referenciajel is, csak akkor sikerül elnyomni az ellenzaj-generátorral (hangszóró), ha a jelfeldolgozó áramkör a fázist és az amplitúdót helyesen modellezi.

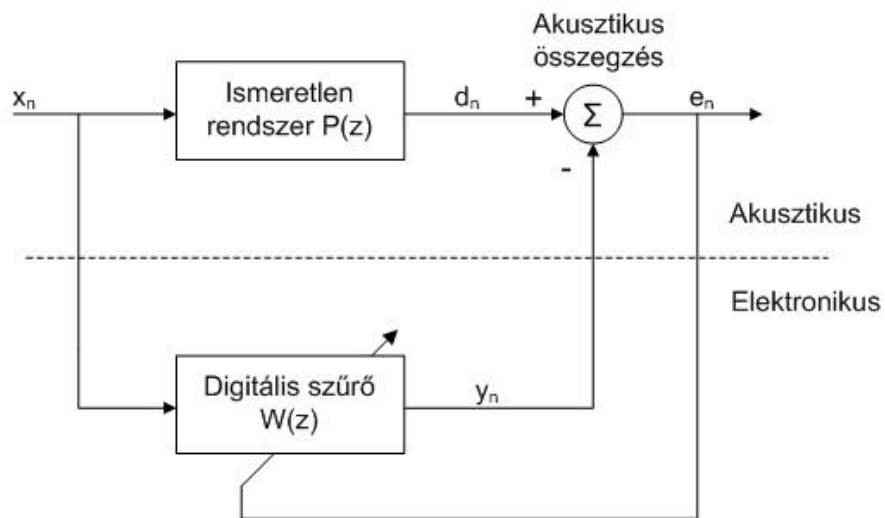
A szélessávú zajcsökkentő rendszer legegyszerűbb esete a csővel demonstrált egycsatornás ANC rendszer (2.10. ábra). Az ANC rendszer feldolgozza az x_n referenciajelet és előállítja az y_n kioltó jelet, amit a hangszórón keresztül kiad. A hibamikrofonon keresztül érzékelve a maradó e_n hibát, módosítja a kiadott jelet.



2.10. ábra. Egycsatornás ANC rendszer

Mindezekért egy adaptív szűrő felelős. Ez látható a 2.11. ábrán. A zajcsökkentés minőségétől függően a $W(z)$ adaptív szűrő a hibaérzékelő e_n jelének megfelelően frissíti a szűrőegyütthatókat. Amikor a szűrő y_n kimenetén sikerül jó becslést adni az elnyomandó d_n jelre, akkor megtörténik a zajelnyomás.

Az ANC teljesítménye nagyban függ d_n és x_n koherenciájától. Azokon a frekvenciákon, ahol jelentős a zaj energiája, fontos a koherencia.



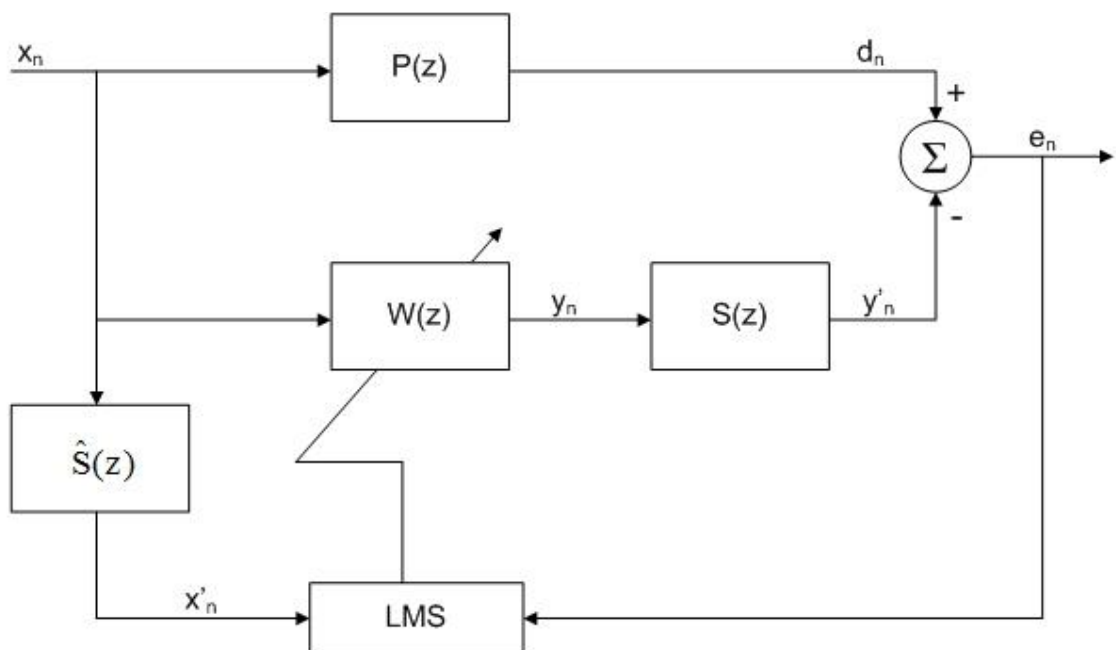
2.11. ábra. Adaptív rendszer

$P(z)$ nagyrészt a referenciaérzékelőtől a hibaérzékelőig terjedő akusztikus átvitel. A zajcsökkentés lényege, hogy a két zaj kioltja egymást, vagyis az egyik jelből kivonjuk a másikat. Elektronikus rendszer esetén ezt egyszerű különbségképzéssel megoldható, de a hangtérbeli akusztikus szuperpozíció összegzőként működik. Ezért az adaptív szűrő kimenetének a -1-szeresét adjuk ki.

A 2.11. ábrán látható elrendezés nem veszi figyelembe a szűrő y_n kimenetétől az e_n hibajelig tartó átvitelt, amelyet másodlagos útnak hívnak. Az adaptív algoritmus akadálymentes működéséhez szükséges a másodlagos út kompenzálása. A másodlagos út a következő egységeket tartalmazza: ADC, DAC, hangszóró, hibamikrofon, előerősítő, teljesítményerősítő, helyreállító szűrő, antialiasing szűrő, a hangszóró és a hibamikrofon közötti akusztikus út.

2.3.1. FXLMS algoritmus [1,6]

A hagyományos LMS algoritmust használó vezérlés általában instabil lesz, mivel az $S(z)$ másodlagos út jelenléte miatt a hibajel nincs összehangolva a referenciajellel. A másodlagos út megoldására több javaslat létezik. Az egyik megoldás egy $1/S(z)$ inverz szűrőt elhelyezése az $S(z)$ másodlagos úttal sorosan. Ez azért lehet problémás, mert nem biztos, hogy létezik $S(z)$ inverze. A másik megoldás, hogy az $S(z)$ másodlagos úttal megegyező szűrőt helyezünk az LMS algoritmus x_n referenciajelenek útjába, úgy hogy a digitális szűrő bemenetére ne legyen hatással. Ezt a nevezik filtered-X LMS algoritmusnak (2.12. ábra).



2.12. ábra. FXLMS algoritmust használó egycsatornás ANC rendszer blokkvázlata

A 2.12. ábrán látható, hogy az $S(z)$ másodlagos út átviteli függvény a $W(z)$ digitális szűrő kimenetéhez került, vagyis az összegzésben már az $S(z)$ -vel megszűrt kimenet lesz. A szűrésnek időtartományban a konvolúció a megfelelője, így a következő összefüggést kapjuk a hibajelre:

$$e_n = d_n - s_n * [\mathbf{w}_n^T \cdot \mathbf{x}_n] \quad (2.27)$$

ahol s_n az $S(z)$ másodlagos út impulzusválasza.

Az adaptív szűrő a legmeredekebb ereszkedés módszerrel minimalizálja a pillanatnyi négyzetes hibát, μ lépésközzel halad a negatív gradiens irányába. Felírható a 2.9 egyenlet, kisebb módosítással:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}'_n \cdot e_n \quad (2.28)$$

ahol $\mathbf{x}'_n = \hat{s}_n * \mathbf{x}_n$, és \hat{s}_n a másodlagos út $\hat{S}(z)$ becslésének impulzusválasza.

Tételezzük fel, hogy működik az elnyomás, állandósult állapotban vagyunk és a maradó hiba zérus. Ekkor $W(z)$ megközelíti az optimális átviteli függvényt:

$$W_{opt}(z) = \frac{P(z)}{S(z)} \quad (2.29)$$

Vagyis az adaptív szűrőnek egyszerre kell modelleznie az elsődleges út és a másodlagos út inverzét. Egy jó modellnél a rendszer képes azonnal reagálni kioltandó zaj változásaira.

Tegyük fel, hogy az adaptív szűrő lassan változik és $\hat{S}(z)=S(z)$. Ilyenkor a $W(z)$ és az $S(z)$ felcserélhetők. Az adaptív szűrő kimenete ekkor közvetlenül a hibajelhez csatlakozik, és a hagyományos LMS algoritmusnak megfelelően lehet kezelni. [2] szerint az FXLMS-nél használt maximális lépésköz:

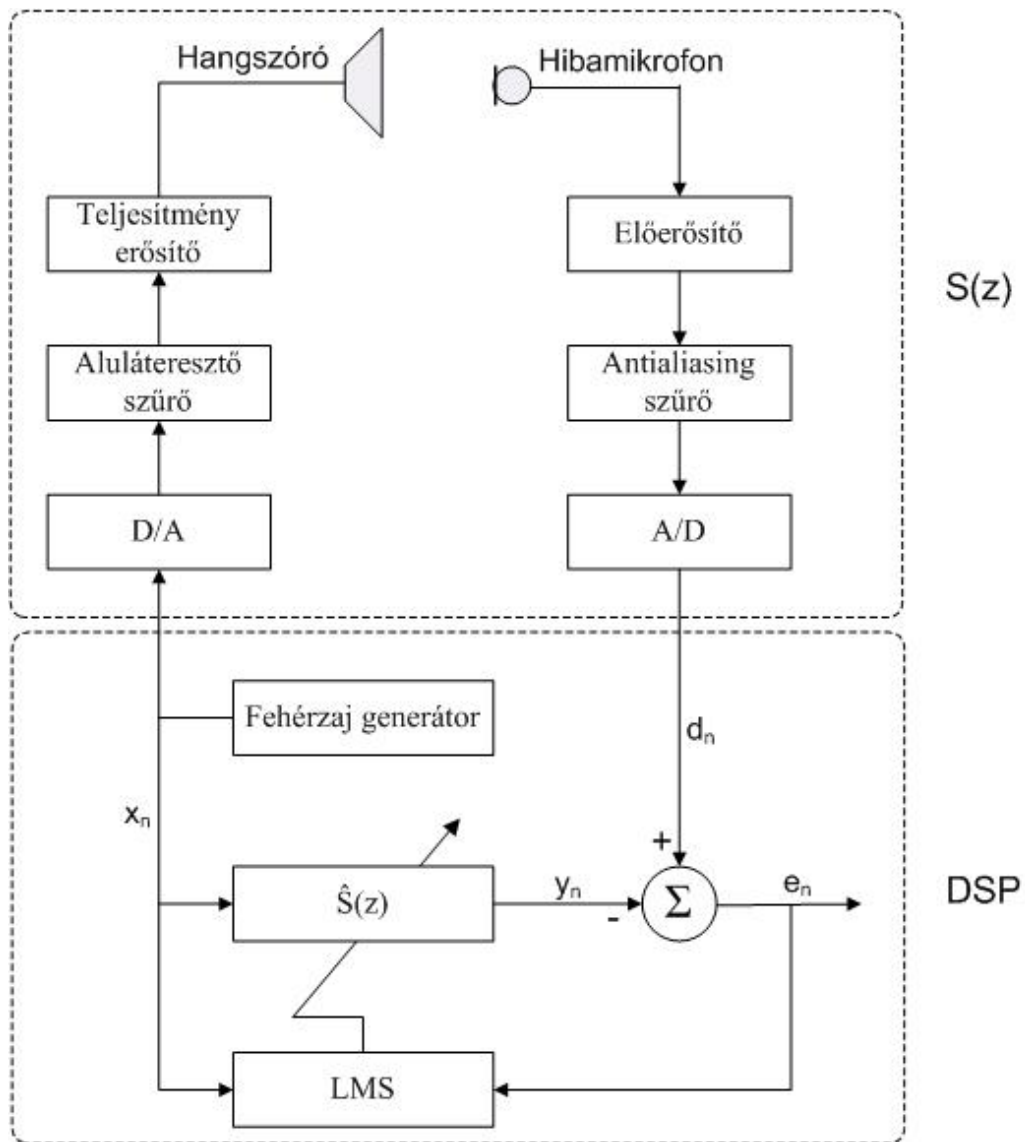
$$\mu_{max} = \frac{1}{E_{x'} \cdot (N+\Delta)} \quad (2.30)$$

ahol $E_{x'}$ a szűrt referencijel energiája, N az adaptív szűrő fokszáma és Δ a másodlagos út teljes késleltetése. Ahogy a (2.30) egyenletből látszik a másodlagos út késleltetése csökkenti a maximális lépésközt és ezáltal a zajcsökkentő rendszer konvergencia-sebességét. Ezért érdemes a minél kisebb késleltetést elérni. A késleltetés mérsékelhető a hibaérzékelő és a beavatkozó hangszóró távolságának és az elektronikus alkatrészek késleltetésének csökkentésével [7].

$\hat{S}(z) \neq S(z)$ esetén az FXLMS algoritmus stabilitásának feltétele, hogy legalább 90°-os pontossággal közelítse $\hat{S}(z)$ a másodlagos út fáziskarakterisztikáját. Számítások igazolják, hogy 40°-os fázishiba alig befolyásolja a konvergenciasebességet, azonban a konvergencia jelentősen lelassul 90°-os fáziskülönbség közelében.

2.3.1.1. Offline modellezés

A másodlagos út hatásának modellezésére a legtöbb gyakorlati alkalmazásnál offline identifikálást alkalmaznak (2.13. ábra).



2.13. ábra. Másodlagos út modellezése

Az offline identifikáció lényege, hogy a zajscökkentő rendszer által generált fehér zajt bocsátunk a hangtérbe a hangszórón keresztül és ugyanezt a kiadott mintát használjuk az adaptív szűrő frissítéséhez. Miután az adaptáció befejeződik, megkapjuk az $\hat{S}(z)$ másodlagos út becslőt.

Az offline identifikáció lépései:

1. Fehérzaj minták generálása és kiadása az elnyomó hangszórón keresztül. Az adaptív szűrő referenciajele is a generált fehérzaj.
2. Másodlagos út válaszának beolvasása (hibamikrofon)
3. Az adaptív szűrő kimenetének számítása:

$$y_n = \sum_{i=0}^{N-1} s_{i,n} \cdot x_{n-i} \quad (2.31)$$

ahol $s_{i,n}$ az N -edrendű $S(z)$ digitális szűrő i . együtthatója az n . időpillanatban.

4. Az adaptív algoritmust vezérlő hiba számítása:

$$e_n = d_n - y_n \quad (2.32)$$

Az adaptív szűrő együtthatóinak frissítése:

$$s_{i,n+1} = s_{i,n} + \mu \cdot x_{n-i} \cdot e_n, \quad i = 0, 1, 2, \dots, (N-1) \quad (2.33)$$

μ a bátorsági tényező, amiről már szó volt a 2.2.1. fejezetben.

5. Az $S(z)$ digitális szűrő együtthatóinak mentése. Ezt használjuk fel a referenciaérzékelő jelének szűréséhez a zajcsökkentéskor.

2.3.1.2. Aktív zajcsökkentés FXLMS algoritmussal

Az offline identifikáció után rendelkezésre áll a másodlagos út átvitelének becslője. A rendszer készen áll az aktív zajelnyomásra (2.11 ábra). Zajcsökkentés közben az alábbi művelet sor hajtódik végre:

1. Az x_n referenciajel és az e_n hibajel beolvasása
2. Ellenzaj számítása:

$$y_n = \sum_{i=0}^{N-1} w_{i,n} \cdot x_{n-i} \quad (2.34)$$

ahol $w_{i,n}$ a $W(z)$ digitális szűrő i . együtthatója az n . időpillanatban, N pedig a szűrő fokszáma.

3. Az adaptív szűrő y_n kimenetét kiküldi az elnyomó hangszórón keresztül a hangtérbe.
4. A referenciamikrofonnal vett referenciajel szűrése a másodlagos út becslőjével:

$$x'_n = \sum_{i=0}^{M-1} s_{i,n} \cdot x_{n-i} \quad (2.35)$$

5. A $W(z)$ digitális szűrő együtthatóinak frissítése az FXLMS algoritmussal:

$$w_{i,n+1} = w_{i,n} - \mu \cdot e_n \cdot x'_{n-i}, \quad i = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (2.36)$$

Minden egyes iterációnál végigmegy az öt lépésen. Memóriaigénye több, mint $2(N+M)$.

2.3.2. Leaky FXLMS algoritmus

Az ANC rendszereknél néha előfordul, hogy túlságosan hangos zajt kell kibocsátani a hangszóróval. Ez alacsonyfrekvenciás rezonanciákat okoz, ami nemlineáris torzuláshoz vezet. A probléma egyik megoldása a kimeneti teljesítmény korlátozása. Ezt a költségfüggvény módosításával oldották meg:

$$\hat{J}_n = e_n^2 + \gamma \cdot y_n^2 \quad (2.37)$$

ahol γ az y_n^2 vezérlési teljesítmény súlyozása. Az adaptálás minimalizálja a költségfüggvényt.

Egy másik megoldás, amikor az adaptív szűrő súlyainak változtatásával módosítjuk a költségfüggvényt:

$$J_n = e_n^2 + \gamma \cdot \mathbf{w}_n^T \cdot \mathbf{w}_n \quad (2.38)$$

Ha a másodlagos út átviteli függvényt is figyelembe vesszük, akkor (2.17) egyenlet mintájára megkapjuk a leaky FXLMS algoritmust:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \nu \cdot \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}'_n \cdot e_n \quad (2.39)$$

ahol $\nu=1-\mu\gamma$ a szivárgási tényező és $0 < \nu \leq 1$.

A leaky FXLMS csökkenti a véges pontosságú implementációk numerikus hibáját és korlátozza az ellenzajt kiadó hangszóró teljesítményét. Ezzel megakadályozza a lineáris torzulások előfordulását.

Hátránya, hogy bonyolítja a digitális szűrő súlyainak frissítését, hosszú távon növekszik az eltérés, lassul a konvergencia és a zajcsökkentés kevésbé lesz hatásos.

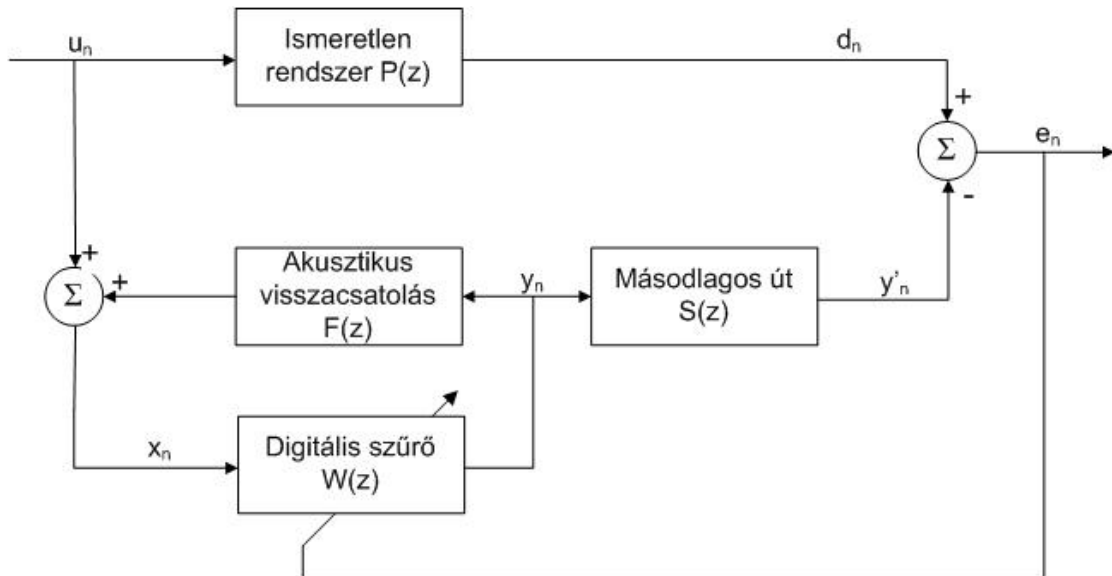
2.3.3. Akusztikus visszacsatolás csökkentése

A szélessávú aktív zajcsökkentő rendszerekben egy referenciamikrofont használnak a referenzia zaj mérésére. Sajnos, ilyenkor előfordul, hogy a kiadott ellenzaj a referenciamikrofonra is kihat, és így elrontja a referenziajelet. Ezt a jelenséget nevezzük akusztikus visszacsatolásnak.

Az ANC akusztikus visszacsatolást is tartalmazó blokkvázlata látható a 2.14. ábrán, ahol u_n az elnyomandó zaj, x_n a referenciaérzékelő jele, és $F(z)$ az akusztikus visszacsatolás átviteli függvénye. $F(z)$ az adaptív szűrő kimenetétől a

referenciamikrofonig terjedő közeg átviteli függvénye. Az akusztikus visszacsatolás figyelembevételével a (2.29) egyenlet módosul:

$$W_{opt} = \frac{P(z)}{S(z)+P(z) \cdot F(z)} \quad (2.40)$$



2.14. ábra. Akusztikus visszacsatolást tartalmazó ANC rendszer blokkvázlata

2.3.3.1. Akusztikus visszacsatolás megszüntetése FIR szűrővel

Az akusztikus visszacsatolás elleni védekezésnek számos eszköze létezik. Ilyen például a visszacsatolást semlegesítő szűrő vagy a kétmikrofonos érzékelő rendszer alkalmazása. A 2.15. ábrán látható egy FXLMS alapú ANC rendszer, amelyben egy $\hat{F}(z)$ szűrő megszünteti az akusztikus visszacsatolást. $\hat{F}(z)$ a 2.14. ábrán feltüntetett $F(z)$ becslője. Az $\hat{S}(z)$ átvitelhez hasonlóan offline identifikációval kaphatjuk meg $\hat{F}(z)$ -t.

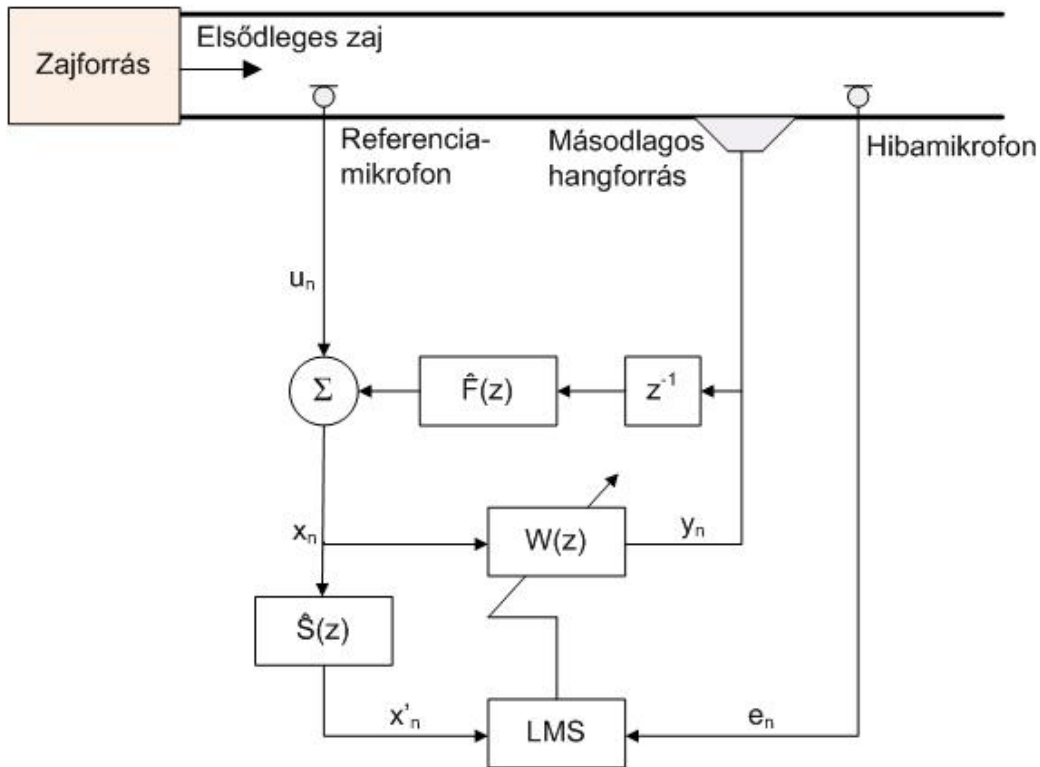
Az adaptív szűrővel párhuzamosan kötött $\hat{F}(z)$ szűrő módosítja a digitális szűrő bemenetére jutó x_n jelet:

$$x_n = u_n - \sum_{i=0}^{M-1} f_i \cdot y_{n-i-1} \quad (2.41)$$

ahol M az $\hat{F}(z)$ szűrő hossza és f_i az i . szűrőegyüttható.

Az akusztikus visszacsatolás jelentős romlást okoz a zajcsökkentés minőségében. A gyakorlatban a visszacsatolást semlegesítő szűrő sem képes teljesen kiküszöbölni a hatását. Svéd kutatók kísérletekkel bizonyították, hogy hatékonyabb lehet passzív csillapítót használni a parazita visszacsatolás ellen. Az 50-350 Hz-es

sávban 5-10 dB-lel jobb eredményt értek el, mint a plusz FIR szűrő beiktatása esetén [8]. Vagyis eredményesebb a zajcsökkentés, ha helyette passzív csillapítást alkalmaznak, ugyanis kevésbé hangsúlyosak az állóhullámok és ez növeli a koherenciát a referenciajel és az elnyomandó zaj között.



2.15. ábra. Akusztikus visszacsatolás megszüntetése FIR szűrővel

2.3.3.2. Aktív zajcsökkentés adaptív IIR szűrővel

A (2.40) átviteli függvény IIR jellegű. Egy IIR szűrő pólusai alacsony fokszám mellett jól illeszkedő megoldást nyújtanak (2.40)-hez. Ezért az adaptív IIR szűrővel megvalósított struktúra, amelynek blokkvázlata a 2.16. ábrán látható, változtatás nélkül alkalmazható parazita visszacsatolás esetén is. Ugyanakkor az IIR szűrőknek van néhány hátrányos tulajdonsága. A szűrők instabilak lesznek, ha az adaptív folyamat során a pólusok az egységkörön kívülre kerülnek. Mivel az IIR szűrő költségfüggvénye nem négyzetes, így előfordulhat, hogy az adaptív algoritmus valamelyik lokális minimumhoz konvergál, de nem a globális minimumhoz. Az IIR szűrők a FIR szűrőkhöz viszonyítva viszonylag lassú konvergenciasebességre képesek.

Ezt hívják filtered-U rekurzív LMS-nek, röviden FuRLMS-nek. Az algoritmusról részletesebben a [9] irodalomban van szó. Az adaptív szűrő kimenetét előállító egyenlet:

$$y_n = \mathbf{a}_n^T \cdot \mathbf{x}_n + \mathbf{b}_n^T \cdot \mathbf{y}_{n-1} \quad (2.42)$$

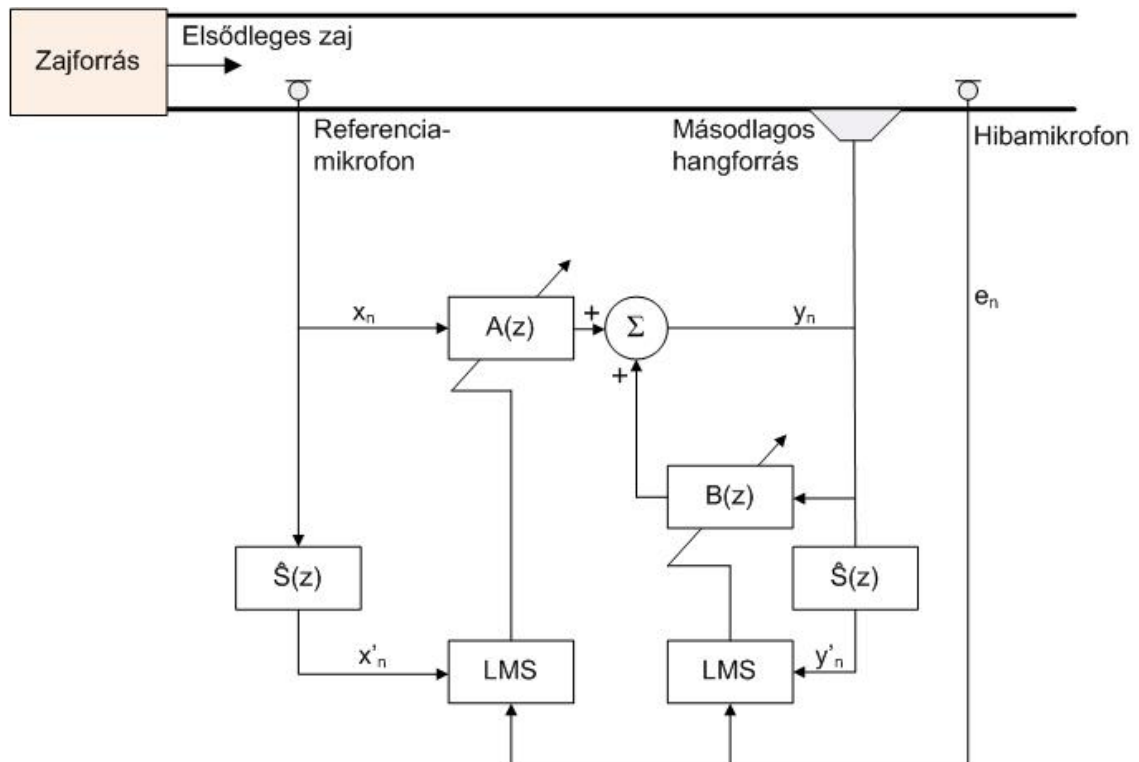
ahol \mathbf{a}_n az $A(z)$ súlyvektora, \mathbf{b}_n a $B(z)$ súlyvektora és \mathbf{y}_{n-1} az egy mintával késleltett kimenőjel vektor.

$$\mathbf{a}_{n+1} = \mathbf{a}_n + \mu \cdot \mathbf{x}'_n \cdot e_n \quad (2.43)$$

$$\mathbf{b}_{n+1} = \mathbf{b}_n + \mu \cdot \mathbf{y}'_{n-1} \cdot e_n \quad (2.44)$$

ahol $\mathbf{y}'_{n-1} = \hat{s}_n * \mathbf{y}_{n-1}$ az egy mintával késleltetett, másodlagos út átvitelével szűrt elnyomójel vektor.

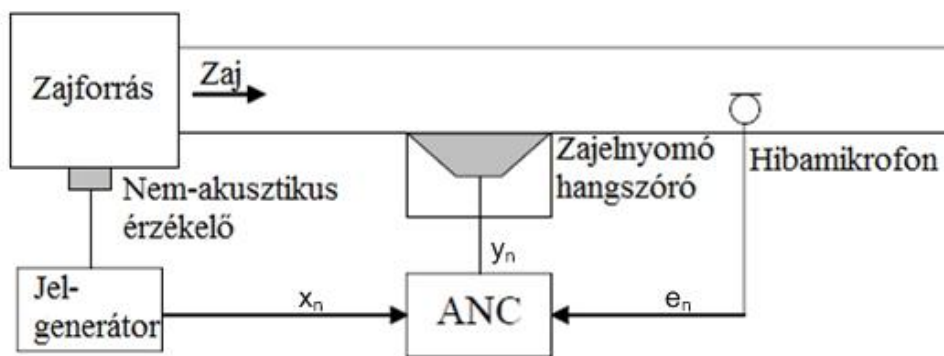
A [10] tanulmány FIR és IIR szűrőt alkalmazó implementációk összehasonlítását tárgyalja. A mérési eredményekből kiderül, hogy az FuRLMS nagyobb elnyomást képes elérni, amíg teljesen stabil. Mégis, a gyakorlati alkalmazásokban inkább FIR szűrős megvalósításokat alkalmaznak, hogy elkerüljék az IIR szűrővel járó stabilitási problémákat.



2.16. ábra. Akusztikus visszacsatolás megszüntetése IIR szűrővel

2.4. Keskenysávú előrecsatolt aktív zajcsökkentő rendszerek [11]

Azokban az alkalmazásokban, ahol a zajforrás periodikus (vagy majdnem periodikus) és forgó vagy dugattyús gépek okozzák, a mikrofon helyettesíthető nem akusztikus szenzorral (rezgésérzékelő, gyorsulásérzékelő, optikai érzékelő vagy egyéb, a zajforrásra jellemző elektromos jelet előállító nem akusztikus érzékelő). Ennek előnye, hogy nem jön létre visszacsatolás az elnyomó jel és a referenciajel között. A nem akusztikus szenzor jele szinkronban van a zajforrással és reprezentálja a bemenő jel alulfrekvenciáját és felharmonikusait. Ahogy a szélessávú esetben, úgy itt is a hibajel használható az adaptív szűrő együtthatóinak állítására. Az adaptívan szűrt, szintetizált referenciajel lesz az elnyomó jel. Egy keskenysávú előrecsatolt ANC rendszer (2.17. ábra) hatékony megoldás egy járműkabinban, ahol az elnyomandó jel a motor periodikus hangja, viszont a vészjelzéseket, a külső hangokat és a beszédhangot nem akarjuk elnyomni.



2.17. ábra. Keskenysávú előrecsatolt ANC rendszer

A keskenysávú rendszerek előnyös tulajdonságai:

1. Elkerülhető teljesítményromlást okozó akusztikus visszacsatolás.
2. Megszűnnek a referenciamikrofonnal kapcsolatos nemlinearitási és öregedési problémák.
3. A zaj periodicitása megszünteti a kauzalitási kényszert.
4. Csak a lényeges frekvenciákon kell modellezni az átviteli függvényt, így alacsonyabb fokszámú FIR szűrőt lehet alkalmazni. Ez növeli a rendszer sebességét.
5. A belsőleg generált referenciajel lehetővé teszi az egyes harmonikus független szabályozását.

2.4.1. Zajcsökkentés periodikus jelekre

A 2.3. fejezetben tárgyalt algoritmusok alkalmasak ugyan periodikus zajok elnyomására is, de alkalmazásuk számos problémát felvet. Egyik ilyen probléma például, hogy a referenciajelben szerepelnie kell minden elnyomandó harmonikusnak. Mivel a rendszer lineáris, a $W(z)$ szűrő nem tud új harmonikus komponenseket generálni. Az ilyen jellegű problémára nyújt megoldást többek között a kimondottan periodikus zajok elnyomására kifejlesztett rezonátor alapú zajelnyomó struktúra. A következő rész az ehhez kapcsolódó elméletet ismerteti.

Periodikus jelek leírására adekvát módszer a Fourier-reprezentáció. Vagyis egy sávkorlátozott x_n periodikus jel felírható komplex exponenciálisok súlyozott összegeként (Fourier-sor):

$$x_n = \sum_{i=-N}^N X_i \cdot c_{i,n} \quad (2.45)$$

ahol:

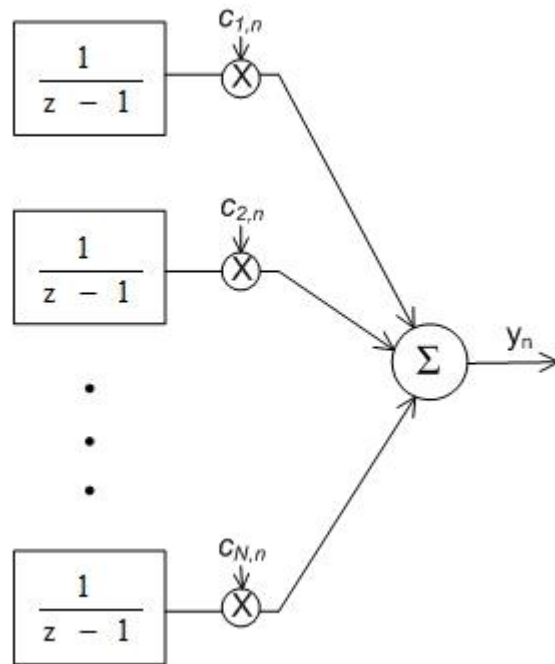
$$c_{i,n} = e^{j2\pi f_1 i n}, \quad i = -L, \dots, L \quad (2.46)$$

és f_1 az alapharmonikus f_s mintavételi frekvenciához viszonyított vagyis relatív frekvenciája. Mivel a digitális jelfeldolgozó rendszerek mintavételezett rendszerek, ezért a Shannon-féle mintavételi tételből következik az L paraméter maximális értékének megválasztása:

$$L \cdot f_1 < 0.5 < (L + 1) \cdot f_1 \quad (2.47)$$

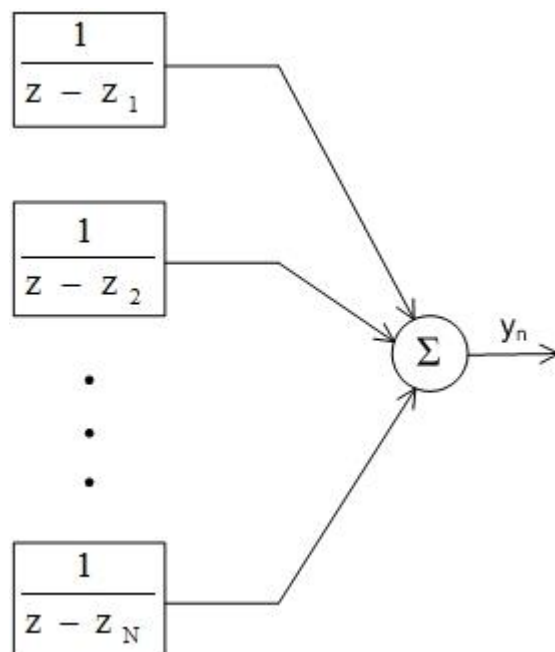
Vagyis a felharmonikus frekvenciája nem haladhatja meg az f_s mintavételi frekvencia felét.

A (2.45) egyenlet segítségével felrajzolható a koncepcionális jelmodell (2.18. ábra), azaz megadható egy olyan struktúra, amelyik periodikus jelek előállítására képes.



2.18. ábra. Sávkorlátozott periodikus jel koncepcionális modellje integrátorokkal

A nulla értékkel inicializált integrátorok bemenetére egy adott n időpillanatban X_i értéket, majd nullát adva az állapotváltozók beállnak X_i értékekre. A kimeneten a (2.45) egyenlet szerint x_n jelenik meg. Ha az integrátorok bemenetét gerjesztjük, időben változó paraméterekkel rendelkező kimenőjelet kapunk. Sávkorlátozott periodikus jelek generálására másik alternatíva a 2.19. ábrán látható.

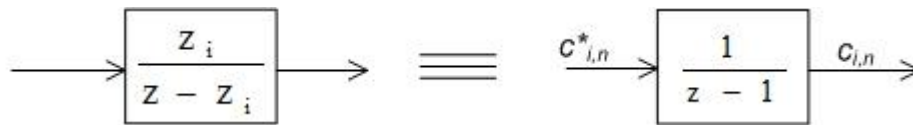


2.19. ábra. Sávkorlátozott periodikus jel koncepcionális modellje rezonátorokkal

Ez esetben az y_n kimenőjel rezonátorok kimenőjeleinek összegeként áll elő. Egy-egy csatorna olyan lineáris rendszer, amelynek egyetlen pólusa van az egységkörön:

$$z_i = \frac{c_{i,n+1}}{c_{i,n}} = e^{j2\pi f_i}, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.48)$$

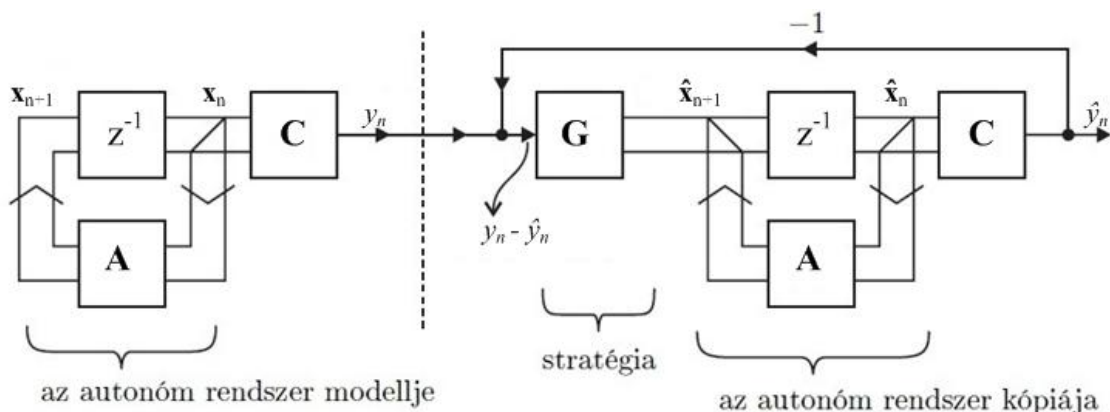
A két jelmodell egy csatornája ekvivalens egymással (2.20. ábra), ha az integrátorok bemenetét $c_{i,n}^*$ -nel (bázisfüggvény komplex konjugáltja), a rezonátorokat pedig z_i -vel beszorozzuk.



2.20. ábra. Ekvivalens rezonátoros és integrátoros jelmodell

2.4.2. Rezonátor alapú Fourier-analízis

A rezonátoros struktúra könnyen származtatható megfigyelő-elméleti alapon [12]. A megfigyelők olyan rendszerek, amelyek egy másik rendszer állapotváltozóinak, vagy az azokból származtatott mennyiségeknek a meghatározására szolgálnak. Vagyis mérési eljárást valósítanak meg, melynek során a rendszer nem hozzáférhető állapotváltozóinak másolatán végezzük a méréseket [13].



2.21. ábra. Lineáris, mérendő és megfigyelő rendszer

A 2.21. ábrán látható rendszer baloldalt egy autonóm rendszert (megfigyelt rendszer), a szaggatott vonaltól jobbra egy megfigyelő rendszert tartalmaz. Az ábrán \mathbf{x} jelöli a megfigyelt rendszer állapotváltozóit, \mathbf{A} az állapotátmenet mátrix, \mathbf{C} a „kicsatoló” mátrix és \mathbf{G} a „becsatoló” mátrix.

A megfigyelt rendszer állapotváltozós leírása a következő:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}_n \quad (2.49)$$

$$y_n = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_n \quad (2.50)$$

a megfigyelőé:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{G}(y_n - \hat{y}_n) \quad (2.51)$$

$$\hat{y}_n = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}}_n \quad (2.52)$$

(2.52)-be behelyettesítve (2.51), majd (2.50) egyenleteket, kiküszöbölhetők a kimeneti változók. Ekkor a megfigyelő rendszer állapotátmenet-mátrixa $\mathbf{A} \rightarrow (\mathbf{A}-\mathbf{GC})$:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = (\mathbf{A} - \mathbf{GC})\hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{G} \cdot y_n = (\mathbf{A} - \mathbf{GC})\hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{GC} \cdot \mathbf{x}_n \quad (2.53)$$

Mivel a rendszer autonómnak tekinthető, a megfigyelt és megfigyelő rendszer állapotváltozói közti különbség folyamatosan csökken, míg zérus közeli nem lesz. A követési hibára felírt differenciaegyenlet:

$$\mathbf{x}_{n+1} - \hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n) - \mathbf{GC}(\mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n) = \quad (2.54)$$

$$= (\mathbf{A} - \mathbf{GC})(\mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n) = (\mathbf{A} - \mathbf{GC})^{n+1}(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0) \quad (2.55)$$

$$\Rightarrow \tilde{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{F} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_n, \quad \mathbf{F} = \mathbf{A} - \mathbf{GC} \quad (2.56)$$

Ha a mérendő rendszer teljesen megfigyelhető, akkor \mathbf{G} „becsatoló” mátrix alkalmas megválasztásával tetszőleges dinamikájú megfigyelő létrehozható. Gyakorlatban a megfigyelő sajátértékeit úgy állítják be, hogy a megfigyelő gyorsabb legyen, mint a megfigyelt rendszer változása. Diszkrét esetben kiemelt szerepük van az olyan megfigyelőknek, amelyek véges beállításúak, vagyis FIR jellegűek. Ezt a „kontraktív” jellegű \mathbf{F} állapotátmenet mátrix biztosítja. Matematikailag $(\mathbf{A}-\mathbf{GC})^N=0$ kell, hogy teljesüljön, ahol $N = \dim \hat{\mathbf{x}}$. Ilyenkor \mathbf{F} nilpotens mátrix¹, ezért valamennyi sajátértéke nulla. Vagyis a rendszer pólusai mind az origóban helyezkednek el, ezért a rendszer frekvenciaátviteli függvénye z^{-1} polinomjaként írható fel. [13]

A megfigyelőelmélet alkalmazása és a Fourier-együtthatók számítása között a koncepcionális jelmodell (2.18. ábra) teremt kapcsolatot. A Fourier-analizátor

¹ A nilpotens mátrix olyan nem nulla mátrix, mely bizonyos számú (legfeljebb N) önmagával történő szorzás után, vagyis bizonyos hatványkitevő fölött nullává válik.

megtervezése a koncepcionális jelmodellhez tartozó állapot-megfigyelő tervezését jelenti. A megfigyelt rendszert leíró mátrixok rezonátoros jelmodellre (2.19. ábra):

$$\mathbf{A} = \langle z_i \rangle \quad (2.57)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{c}^T = [1, 1, \dots, 1] \quad (2.58)$$

Mivel véges beállítású megfigyelőt tervezünk, az egységkörön egyenletesen elhelyezkedő rezonátorpólusokat feltételezve \mathbf{G} becsatoló mátrix \mathbf{g} vektorra egyszerűsödik, melynek elemei:

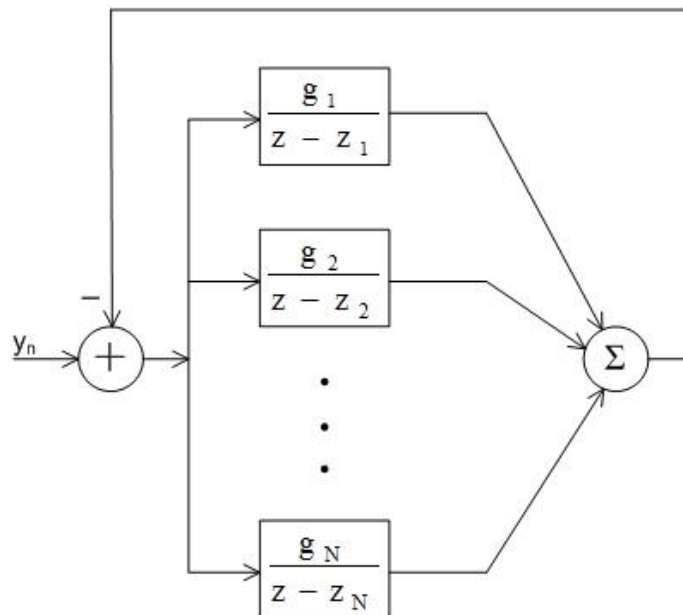
$$g_i = \frac{1}{N} z_i \quad (2.59)$$

ahol N a rezonátorok száma, és z_i az i . rezonátorhoz tartozó pólus. Ennek analógiájára az integrátoros jelmodellhez tartozó „becsatoló” vektor:

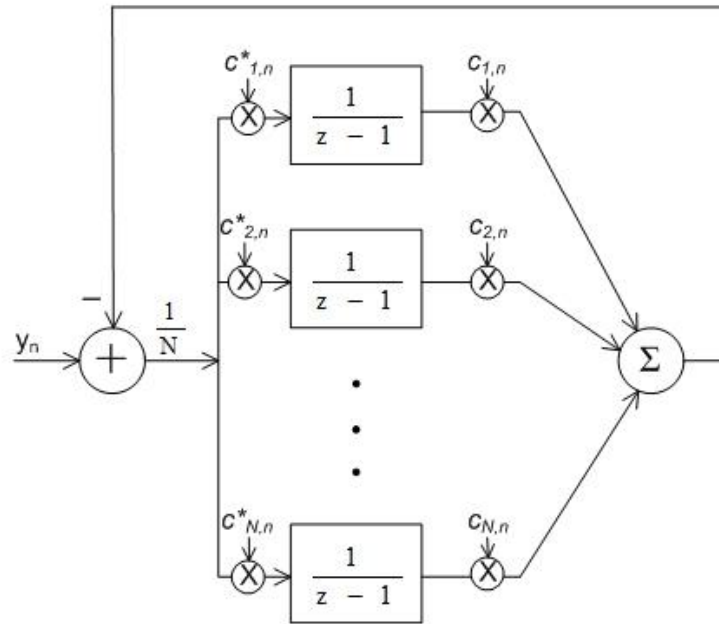
$$g_{i,n} = \frac{1}{N} c_{i,n}^* \quad (2.60)$$

ahol $c_{i,n}^*$ a 2.20 ábránál már említett $c_{i,n}$ bázisfüggvény komplex konjugáltja és n a diszkrét időt jelöli.

Az így megtervezett megfigyelők a 2.22. és 2.23. ábrán láthatók.



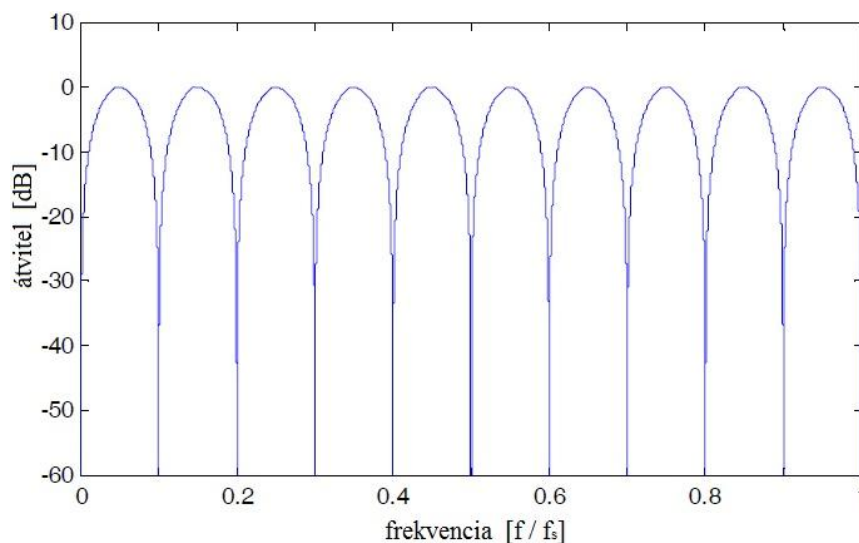
2.22. ábra. Rezonátoros jelmodellhez tartozó megfigyelő



2.23. ábra. Integrátoros jelmodellhez tartozó megfigyelő

A 2.23. ábra szerinti megfigyelő úgy működik, hogy a hibajel i -edik f_i frekvenciájú komponensét az i . rezonátorcsatorna bemenetén lévő $c_{i,n}^*$ zérus frekvenciára keveri le. Az integrátor DC átvitele végtelen, ezért a rezonátorcsatorna állapotváltozója addig nő, amíg a hibajelben jelen van az i -edik f_i frekvenciájú komponens. Az integrátor kimenetét $c_{i,n}$ -nel megszorozva előáll az i . rezonátorpozícióban lévő jel, ami az i . Fourier-együtthatónak felel meg.

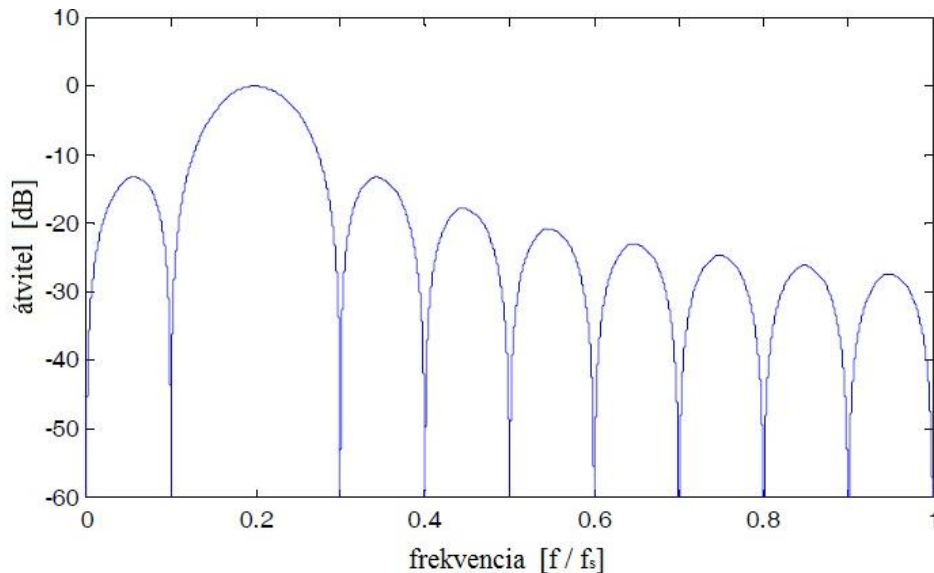
A 2.24. ábrán látható megfigyelő hibajelre vonatkozó átviteli függvénye ($N=10$ esetén) egy fésűszűrő.



2.24. ábra. Hibajel amplitúdókarakterisztikája $N=10$ esetén

A rezonátorcsatorna átviteli függvénye a rezonátorfrekvenciákon az integrátor miatt végtelen, ezért a hibajelre vonatkozóan ugyanezen frekvenciákon az átvitel nulla. Így a rezonátorfrekvenciákon lévő jelek hiba nélkül előállíthatók.

A 2.25. ábrán egy rezonátorcsatorna zárt hurokra vonatkozó átviteli függvénye látható. Észrevehető, hogy csak a saját frekvenciáján biztosít teljes átvitelt, a többi rezonátorfrekvencián zérus az átvitel.



2.25. ábra. 2. rezonátor zárthurkú átvitele $N=10$ rezonátor esetén

2.4.3. Adaptív Fourier-analízis

Az előző fejezetben ismertetett rezonátor alapú struktúra képes a DFT rekurzív, csúszóablakos kiértékelésére. Az RDFT számításánál is felmerülnek a DFT problémái (tetőzés, szivárgás), amelyek a mérendő jel nem megfelelő modellezéséből, illetve a pontatlan frekvenciabecslésből adódnak. A rezonátoros struktúra nem képes pontosan megmérni a bemenőjel komponenseinek amplitúdóját, ha a mérendő jel harmonikusai nem esnek pontosan a rezonátorpozíciókba. A probléma megoldása lehet a rezonátorpozíciók állítása a bemenő frekvencia függvényében. Erre ad lehetőséget az adaptív Fourier-analizátor, röviden AFA [14, 15].

Az AFA a rezonátorok pólusait a mérendő jel frekvenciájára hangolja, ezáltal a rezonátoros struktúra képes alkalmazkodni a jelben bekövetkező változásokhoz. Működésének megértéséhez a 2.23. ábrán látható megfigyelő nyújt segítséget. A jelmodell ebben az esetben:

$$y_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{x}_n \quad (2.61)$$

$$c_{i,n} = e^{j\frac{2\pi}{N}in}; \quad i = -L, \dots, L; \quad N = 2L + 1 \quad (2.62)$$

Ebben az esetben az alapharmonikus $f_1 = \frac{2\pi}{N}$. A struktúra állapotegyenlete:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \hat{\mathbf{x}}_n + \frac{1}{N} \mathbf{c}_n^* \{y_n - \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n\} \quad (2.63)$$

$$\hat{y}_n = \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n \quad (2.64)$$

Már az előző fejezetben is volt szó a rezonátorcsatornák működéséről, miszerint a csatorna a hibajelet először a $c_{i,n}^*$ együtthatóval zérus frekvenciára keveri, majd integrálás után $c_{i,n}$ együtthatóval visszakeveri az eredeti frekvenciára. Ha a megfigyelő illeszkedik a jelmodellhez, az állapotváltozók nem változnak. eltérő frekvenciájú bemenőjel esetén azonban a keverés nem zérusfrekvenciájú jelet eredményez. Állandósult állapotban az állapotváltozó egy forgó komplex vektor, aminek forgási sebességét az aktuális frekvenciakülönbség szabja meg. Ez a jelenség használható a frekvencia adaptálására. A frekvenciaadaptáció egyenlete:

$$f_{1,n+1} = f_{1,n} + \frac{1}{2\pi N} \text{angle}[\hat{x}_{1,n+1}, \hat{x}_{1,n}] \quad (2.65)$$

(2.62) és (2.65) egyenletek felhasználásával felírható \mathbf{c}_{n+1} :

$$c_{i,n+1} = c_{i,n} e^{j2\pi f_{1,n+1}i} \quad (2.66)$$

Vagyis, hogy a megfigyelő a megfelelő frekvencián működjön a (2.66) egyenlet szerint frissíteni kell a rendszerleíró állapotegyenletet.

A frekvenciaadaptáció során felmerülő probléma, hogy egy adott rezonátorszám mellett az alapharmonikus frekvencia változásával nem teljesül a mintavételi tételből következő (2.47) feltétel. A rendszer stabilitása és a véges beállítás szempontjából fontos, hogy a rezonátorok egyenletes távolságra helyezkedjenek el. Ha egy rezonátor túlságosan megközelíti a mintavételi frekvencia felét, akkor az a rezonátor és annak tükörfrekvenciáján lévő nagyon közel kerülhet egymáshoz. Ez a rendszer instabilitását okozhatja. Ezért, amikor több rezonátorunk van, mint megengedhető, akkor a felesleges rezonátorokat meg kell szüntetni, illetve kiléptetni. Ha azonban a (2.47) egyenletnek megfelelően további rezonátorokat lehet használni, akkor az egyenletes rezonátor elhelyezkedést biztosító új rezonátorokat kell beléptetni. Az új rezonátorok inicializálása a következő:

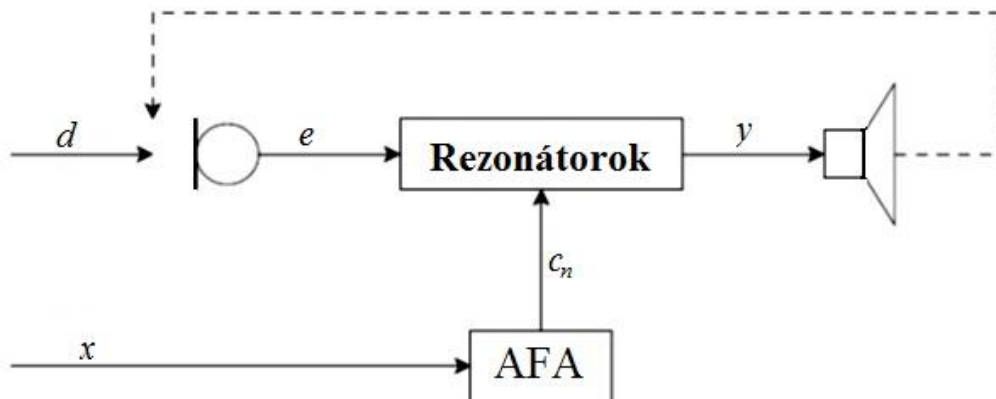
$$x_{L,n+1} = x_{-L,n+1} = 0 \quad (2.67)$$

$$c_{L,n+1} = c_{-L,n+1} = 1 \quad (2.68)$$

2.4.4. Rezonátor alapú zajelnyomás

A rezonátoros struktúra (2.22. és 2.23. ábra) a bemenőjelet nulla hibával rekonstruálja, amennyiben komponenseinek frekvenciái megegyeznek a rezonátorfrekvenciákkal. Más szóval a rezonátoros struktúra a bemenőjel rezonátorfrekvenciáknak megfelelő komponenseit elnyomja. Ennek köszönhetően a rezonátoros struktúra, kiegészítve az AFA-val, kiválóan használható zajelnyomásra.

Zajelnyomás csak akkor lehetséges, ha a rezonátorokat pontosan a bemenőjel frekvenciáira hangoljuk. Ennek egyik lehetséges megoldása, hogy maga a zajelnyomó struktúra adaptív. Ebben az esetben a teljes zajelnyomó hurok működik AFA-ként. Ennek hátránya, hogy a rendszer sebességét a zajelnyomó hurok sebessége szabja meg, valamint stabilitási problémák léphetnek fel a frekvenciaadaptáció során. A másik, preferált megoldás, hogy az AFA-t egy külön rezonátorstruktúrával valósítjuk meg, ami a zajforrástól vett referenciajellel felhasználásával végez frekvenciabecslést. Egy ilyen zajelnyomó struktúra felépítése látható a 2.26. ábrán. A becslés sebessége általában nagyságrendekkel nagyobb, mint a zajelnyomó hurok sebessége, ezért a rendszer eredő sebessége is nagyobb, mint az előző esetben. A két megoldás lényegében az előrecsatolt és a visszacsatolt struktúrát valósítja meg, azok előnyeivel és hátrányaival.



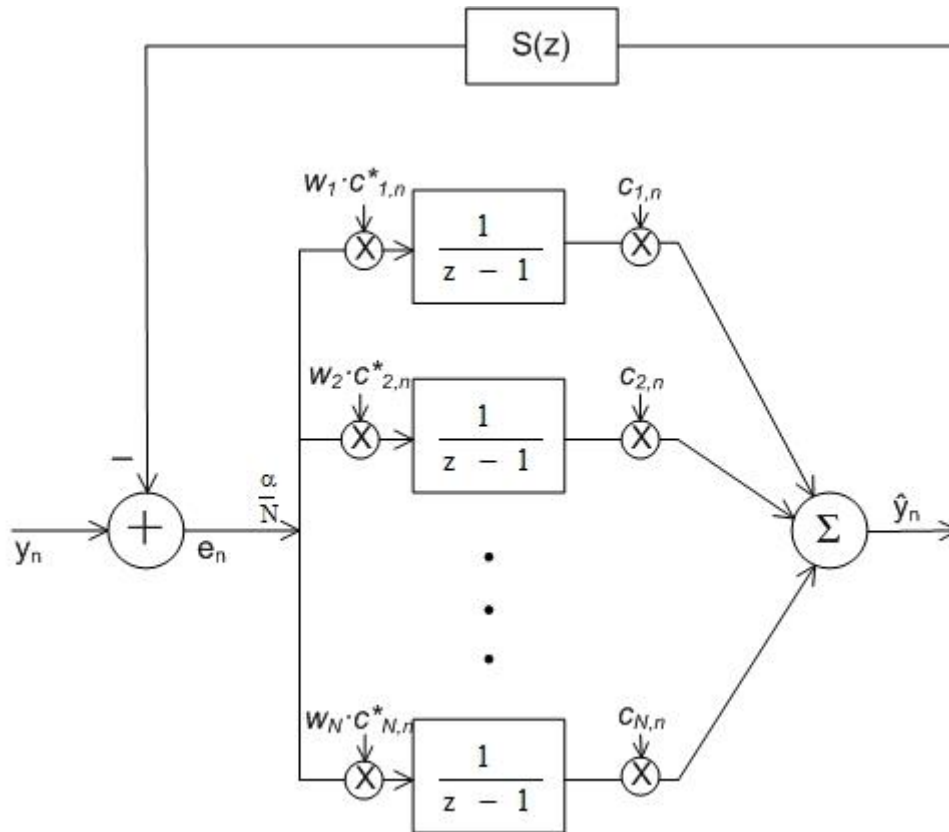
2.26. ábra. Rezonátorok adaptálása referenciajellel

A rezonátoros struktúra a 2.3. ábrának megfelelően egy olyan zajcsökkentő rendszernek tekinthető, amelyben $S(z) = 1$, vagyis egységnyi a visszacsatolás. A gyakorlati alkalmazásoknál azonban ez nem így van, a rendszerben egy $S(z) \neq 1$ akusztikus átviteli függvény van jelen. Ezért a rezonátoros struktúra \mathbf{G} „becsatoló” mátrixát úgy kell módosítani, hogy egységnyi legyen az eredő visszacsatolás, vagyis $S(z) = 1$ teljesüljön.

Ezt úgy érhetjük el, illetve közelíthetjük, ha felhasználjuk az $S(z)$ átviteli függvény inverzét ($S^{-1}(z) = W(z)$). Így az egycsatornás esetre vonatkozó becsatoló vektor:

$$g_i = \frac{\alpha}{N} w_i c_{i,n}^* \quad i = 1, \dots, N \quad (2.69)$$

ahol w_i az $S(z)$ átviteli függvény inverze az i . rezonátorfrekvencián. Így a rezonátoros struktúrából a 2.27. ábrának megfelelően alakítható ki az ANC rendszerekben alkalmazható elrendezés.



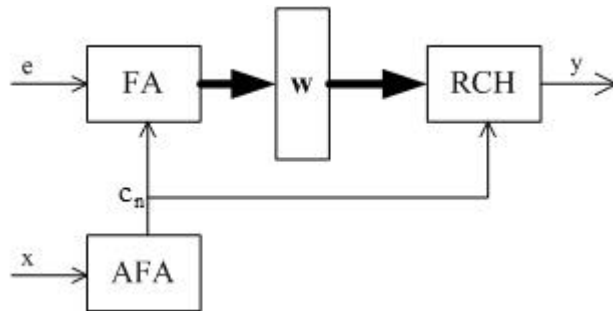
2.27. ábra. Egycsatornás zajelnyomó elrendezés

Az $\alpha \leq 1$ szorzótényezővel beállítható a hurokerősítés, és ezáltal a rendszer stabilitása. Ugyanakkor ez befolyásolja a rendszer külső zavarokkal szembeni érzékenységét és tranziens tulajdonságait.

Ahogy a szélessávú zajcsökkentés esetében, a rendszerstabilitás és az eredményes zajcsökkentés feltétele, hogy az $S(z)$ fáziskarakterisztikáját legfeljebb $\pm 90^\circ$ hibával becsüljük. A [11] irodalom alapján ez a feltétel egycsatornás esetben:

$$|\text{arc}(w_i) + \text{arc}(S(\omega_i))| < \frac{\pi}{2} \quad i = 1, \dots, N \quad (2.70)$$

A 2.28. ábrán látható felépítés gyorsabb konvergenciasebességet eredményez, mintha csak egy rezonátorkészlettel valósítanánk meg ugyanezt a funkciót.



2.28. ábra. Megnövelt sebességű egycsatornás ANC struktúra

e : hibajel

x : referencijel

y : beavatkozó jel

FA: a 2.24. ábrán látható Fourier-analizátor

AFA: adaptív Fourier-analizátor

RCH: 2.18. ábrán látható rezonátorkészlet

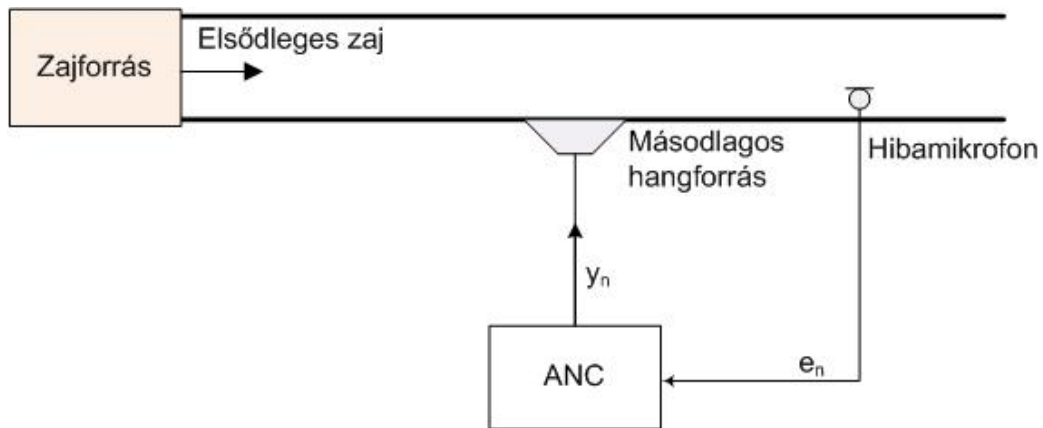
w : átsatoló vektor

A zajelnyomó rendszer úgy működik, hogy a referencijel felhasználásával az AFA előállítja a Fourier-analizátor és az RCH rezonátorfrekvenciáit, a Fourier-analizátor komponenseire bontja a beérkező hibajelet, és a kapott állapotváltozók az RCH bemenetére kerülnek, úgy, hogy előtte a w átsatoló vektor adott frekvenciához tartozó értékével szorzódnak. Ezután az RCH elvégzi az integrálást és kiadja a beavatkozó jelet.

Természetesen ez az elrendezés és a stabilitási feltételek többcsatornás esetre is kiterjeszthetők. Azonban a megvalósítandó feladat szempontjából ez nem volt lényeges. A [11] irodalomban bővebben olvashatunk ezzel kapcsolatban.

2.5. Visszacsatolt struktúra [4,16]

Szót kell ejteni a visszacsatolt zajcsökkentő rendszerekről, noha a feladat megvalósításánál nem volt rá szükség. Mégis, a téma tárgyalása nem lehet teljes nélküle, ugyanis a kezdeti zajelnyomó rendszerek működése ezen a struktúrán alapult.



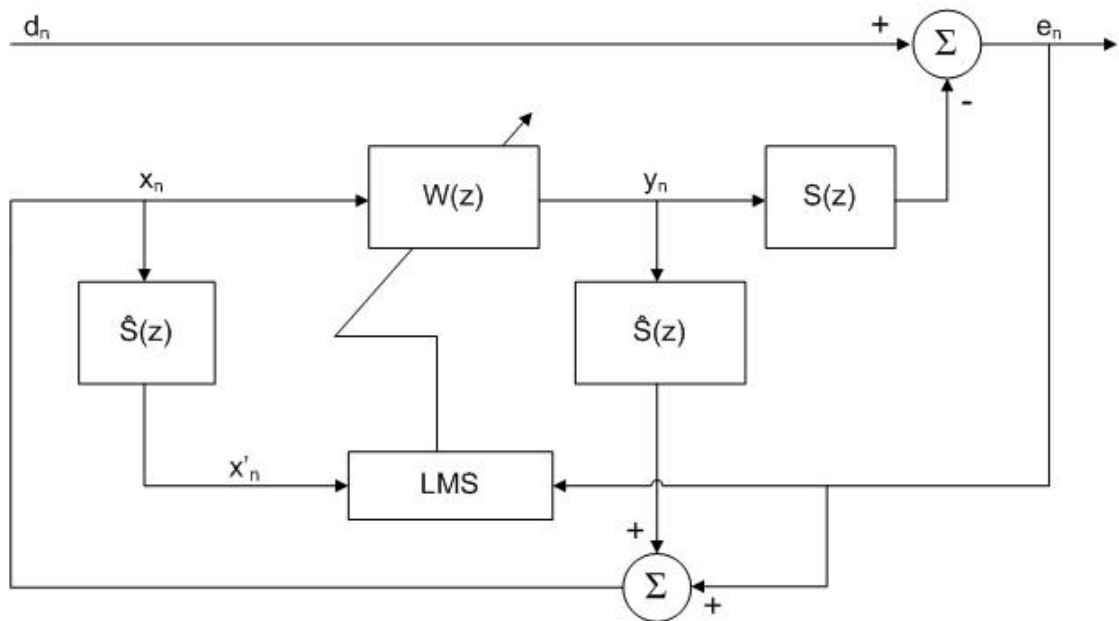
2.29. ábra. Visszacsatolt ANC rendszer

Az első visszacsatolt ANC rendszer Olson és May (1953) nevéhez fűződik. Az előreccsatolt ANC rendszerrel szemben nem használnak referenciaérzékelőt, csupán hibaérzékelőt. A referenciajelet a rendszer magának állítja elő az adaptív szűrő kimenete és a hibajel felhasználásával. Egy FXLMS alapú visszacsatolt ANC rendszer látható a 2.30. ábrán. A másodlagos út hatásának kiküszöbölésére itt is szükség van. Az x_n referenciajelet megadó egyenlet:

$$x_n = e_n + \sum_{i=0}^{N-1} \hat{s}_i \cdot y_{n-i} \quad (2.71)$$

ahol \hat{s}_i a másodlagos út becsülő $\hat{S}(z)$ FIR szűrő i . együtthatója.

Az adaptív szűrő úgy működik, hogy adaptív módon megjósolja az elnyomandó zajt, és azt felhasználva csökkenti a maradó hibát. Ezért a visszacsatolt ANC rendszer teljesítménye az elsődleges zaj kiszámíthatóságától függ. A előzetes számítás annál pontosabb, minél kisebb a lépésköz. Ez azonban a konvergenciasebesség csökkenésével jár. Ezért a visszacsatolt struktúrák általában lassabbak, mint az előreccsatolt struktúrák. Visszacsatolt ANC rendszereket egyszerűségük miatt szívesen alkalmazzák (például aktív fülhallgatóknál).



2.30. ábra. Visszacsatolt ANC rendszer (FXLMS) blokkvázlata

2.6. Akusztikus átvitel mérése

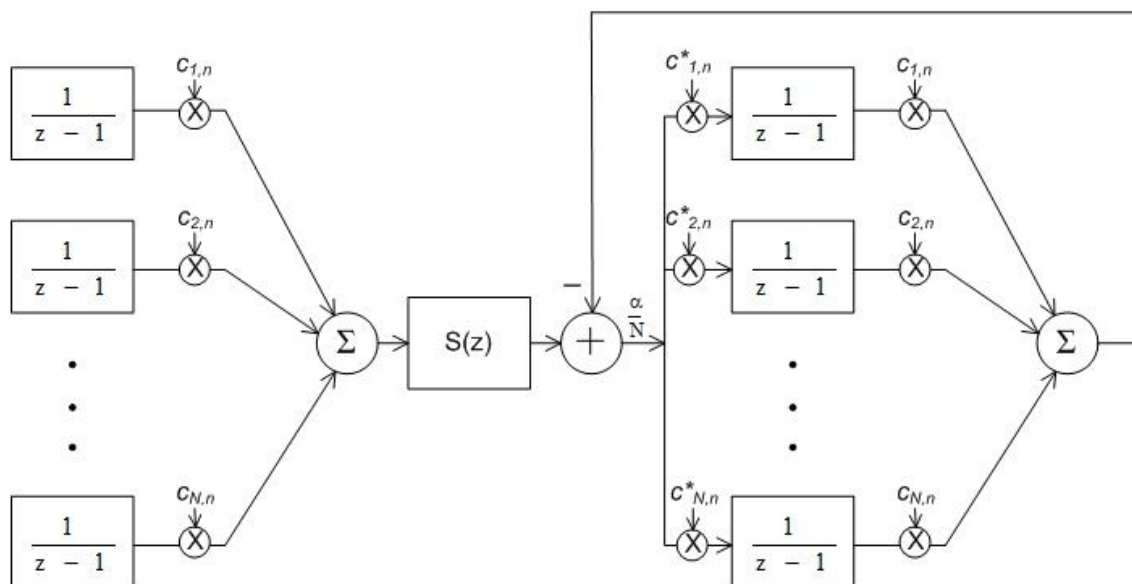
A 2.3. fejezetben már említésre került másodlagos út fontos szerepet játszik az aktív zajcsökkentő eljárásokban. Lényeges, hogy megfelelő pontossággal ismerjük átviteli függvényét. Ennek mérésére többféle módszer létezik. Mindegyiknek vannak előnyös és hátrányos tulajdonságai. Az eljárások közül azt érdemes alkalmazni, amelyik az elvárt pontosság mellett a legjobban illeszkedik az adott struktúrához. Előnyös, ha az azonosítással kapott eredményeket minél kevesebb további feldolgozás után tudjuk használni a zajcsökkentő algoritmusban.

A leggyakrabban használt azonosítási módszerek:

1. Szélessávú mérőjel, kiértékelés FFT-vel: A mérőjel lehet multiszínusz, véletlen zaj, pseudo-véletlen zaj, vagy impulzus gerjesztés. Az FFT kiértékelés gyors mérést tesz lehetővé, azonban fehérzaj esetén, ahol a másodlagos út átvitele kicsi, ott nincs megfelelő gerjesztés. Az alacsony teljesítménysűrűség miatt rossz lehet a jel-zaj viszony, ezért a mérés varianciája igen nagy lehet. Ez átlagolással csökkenthető. A multiszínusz gerjesztőjel előállítás

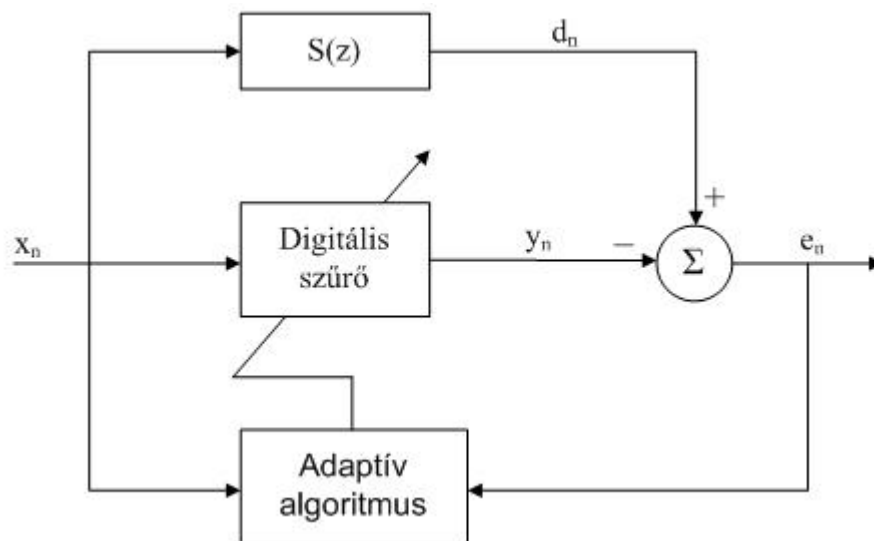
megfontolásokat igényel, ugyanis az azonos fázishelyzetbe kerülő komponensek miatt nagy lehet a gerjesztés, ami az analóg erősítő fokozatokat telítésbe vezérelheti. Problémát okozhat az analóg áramköri részek intermodulációs torzítása is.

2. Keskenysávú mérőjel, átvitel mérése pontonként: Mérőjel lehet léptetett szinusz vagy sweep (frekvenciasöprés). Minden mérési pontban egyetlen szinuszjellel gerjesztjük a rendszert, és mérjük az erre adott választ, amiből kiszámolható az átviteli függvény adott frekvenciához tartozó értéke. A 2.4. alfejezetben bemutatott rezonátor alapú zajcsökkentő rendszernél is léptetett frekvenciájú szinuszjellel gerjesztjük a rendszert. Az átviteli függvény mérésére a 2.31. ábrán látható elrendezés használható [17]. Az $\frac{\alpha}{N}$ becsatoló paraméterben α beállításával valósul meg az exponenciális átlagolás, amely befolyásolja a mérés jel-zaj viszonyát. α csökkentésével csökken a mérés varianciája, és ezáltal növekszik a jel-zaj viszony. Ilyenkor azonban a mérési idő megnő, ugyanis kisebb α mellett lassabb a rendszer beállása. Amennyiben a mérendő jel zajmentes, a struktúra $\alpha=1$ mellett működtethető. Egyenletes rezonátor elhelyezkedés esetén a rendszer FIR beállítású.



2.31. ábra. Átviteli függvény mérése rezonátoros struktúrával

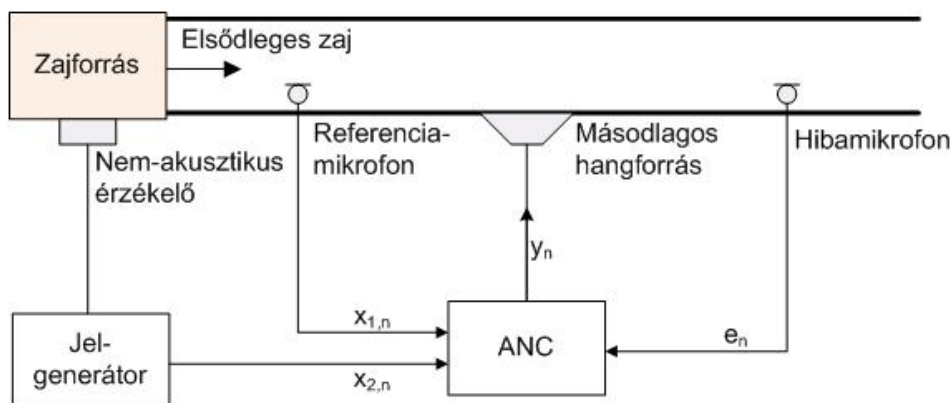
3. Átviteli függvény mérése adaptív szűrővel: Igen gyakran alkalmazzák, főként olyan rendszerekben, ahol maga a zajelnyomó algoritmus is adaptív szűrőn alapul. Egy adaptív szűrő (általában véges impulzusválaszú) együtthatóit hangolva állítja elő az $S(z)$ átviteli függvény becslőjét (2.32. ábra). Ideális esetben állandósult állapotban a hiba zérus, tehát azonos gerjesztésre $S(z)$ és $W(z)$ kimenete megegyezik. Ez csak akkor lehetséges, ha $W(z)=S(z)$, tehát $W(z)$ felhasználható $S(z)$ modelljeként. A $W(z)$ szűrő által realizált modell számos tekintetben különbözhet a rendszertől (IIR rendszert FIR szűrővel modellezünk; egyes frekvenciákon nincs megfelelő gerjesztés; zérus hiba nem érhető el), ez azonban a gyakorlati alkalmazásokban nem okoz problémát. Szélessávú gerjesztőjelet (pl. fehérzaj) célszerű alkalmazni, ugyanis $W(z)$ csak azokon a frekvenciákon adaptálódik, amelyben a gerjesztőjelnek is van komponense. A 2.3.1.1.-ben nyomon követhetők egy ANC rendszer adaptív szűrőn alapuló offline identifikációjának lépései.



2.32. ábra. Adaptív szűrőn alapuló identifikációs eljárás blokkvázlata

2.7. Zajcsökkentés vegyes gerjesztés esetén

A legtöbb ipari alkalmazásnál a gépek egyszerre sugároznak forgómozgásból származó periodikus és egyéb, a működéssel összefüggő (pl. égés, légáramlás, súrlódás) sztochasztikus zajokat. A szélessávú zajcsökkentési módszerek ebben az esetben is alkalmazhatóak. Mivel azonban az ilyen zajokban a periodikus komponens a hangsúlyos, nem érdemes csupán az akusztikus visszacsatolástól és egyéb problémáktól terhes szélessávú struktúrát alkalmazni. A keskenysávú zajelnyomás előnyös tulajdonsága, hogy a szükséges referenciaérzékelő (pl. gyorsulásmérő, fordulatszám-mérő) érzéketlen az akusztikus zavarokra, mentes az akusztikus visszacsatolás problémájától. Ezért összességében a széles- és keskenysávú zajelnyomó eljárások együttes alkalmazásával egy stabilabb, zavarokra kevésbé érzékeny rendszer valósítható meg. A széles- és keskenysávú ANC rendszer felépítése a 2.33. ábrán látható.



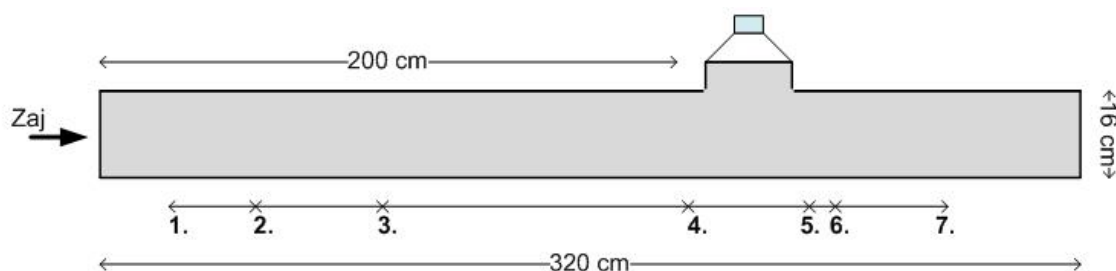
2.33. ábra. ANC rendszer vegyes gerjesztés esetén

Ahogy az ábrán látható, az ANC rendszer a két előrecsatolt struktúra (2.10. és 2.17. ábra) kombinációja a referenciajellel. Így az ANC rendszernek két referenciajel áll rendelkezésére. Az egyik (x_1) a zaj minden információját tartalmazza, a másik (x_2) csak a periodikus komponenseket.

Ventilátorzaj esetén is hasonló megoldást lehet alkalmazni az együttesen fellépő periodikus és nem periodikus (sztochasztikus) zajok miatt. A diplomaterv feladatban a keskenysávú zajcsökkentést rezonátoros struktúrával valósítottam meg. Ennek előnye, hogy a véges beállást célzó paraméterkészlet révén gyorsabb a konvergenciasebessége, mint egy adaptív rendszeré [11].

3. Ventilátorzaj megfigyelésére alkalmas rendszer

Az ANC rendszerek teljesítményét és alapproblémáit leggyakrabban csővel illetve keskeny csatornával demonstrált rendszerrel vizsgálják. Ez a megoldás azért közkedvelt, mert a szabad akusztikus tér számításait egydimenziós problémává egyszerűsíti. A legegyszerűbb esetben zajforrásként egy hangszórót használnak. Egy jelgenerátor és egy teljesítményerősítő segítségével különféle jeleket adnak ki a hangszórón keresztül a csőbe, majd vizsgálják a rendszer hatékonyságát. A zajcsökkentő rendszer hatékonyságát maximalizálhatja, ha a referenciajelet nem a mikrofonról vesszük, hanem egyenesen a jelgenerátorról. Ilyenkor nincs az akusztikus visszacsatolásból, a rossz elrendezésből, és a referenciamikrofon öregedéséből eredő probléma. A megvalósított rendszerben a csövet két 2 m-es egyenes csőből és egy T elemből állítottam össze. Az egyik egyenes csőből levágtam egy kb. 90 cm-es darabot, aminek a végére hangszórót szereltem. A kezdeti méréseknél ezt használtam zajforrásként. Az érintetlen egyenes csőbe egy siklócsapágyas csőventilátort (EMR-150G) helyeztem. A gyári adatok szerint a ventilátorra jellemző zajszint 43 dB, a szállított térfogatáram $230 \text{ m}^3/\text{h}$. A T elemre a zajcsökkentő hangszóró került. A ténylegesen kialakított demonstrációs cső a 3.1. ábrán látható. A T elembe csalakozó 2m-es ventilátoros cső kicserélhető a hangszóróval szerelt csőre, vagyis lehetőség van az elsődleges zajforrás egyszerű módosítására. Az ábrán feltüntetett számok (1-7) a referenciamikrofon (1-3) és a hibamikrofon (4-7) számára kialakított furatokat jelzi. A furatok elhelyezkedésében az akusztikus visszacsatolás kiküszöbölése, az állóhullámok kialakulásának lehetősége és a koherencia játszott szerepet. A mérési eredmények alapján a legideálisabb az volt, amikor a referenciamikrofon a 2., a hibamikrofon az 5. pozícióba került.



3.1. ábra. Demonstrációs cső kialakítása többféle mikrofon elhelyezési lehetőséggel

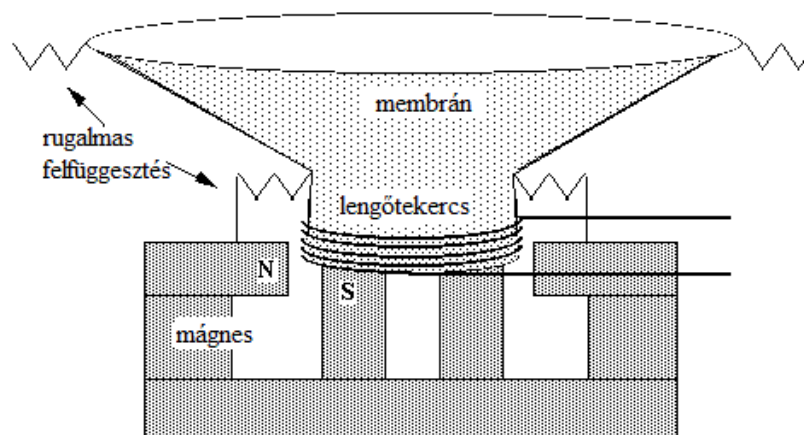
3.1. Érzékelők és beavatkozók

Hangszórók [18]:

Az akusztikus ANC rendszerekben hangszórókat (3.2. ábra) használnak beavatkozóként, amin keresztül a hangtérbe sugározzák a zajcsökkentő algoritmus megfelelően erősített kimeneti jelét. Esetemben a kísérlet egyszerűsége és a laborkörnyezet miatt, elegendő volt csupán rögzíteni a hangszórót. Azonban ipari körülmények között sokkal több megfontolást kell tenni. Lényeges, hogy több évig rendelkezésre álljon, ezért tisztán kell tartani és megfelelő hőmérsékletet kell biztosítani. Mivel az ANC rendszerek főleg az alacsonyfrekvenciás zajoknál hatásosak, hogy növeljék a hangszóró alacsonyfrekvenciás kimenetét, a hátsó részét egy dobozba építik. Ez gyakran túlmelegedést okoz és kiéghet a hangszóró, ha csak nem a névleges teljesítményének csak egy kis részével van meghajtva, vagy megfelelő hűtés nincs biztosítva. Alacsony frekvencián a nagy hangerő nagyobb erejű hang terjedését eredményezi, nagyobb kitérést végez a membrán. Ezért a beavatkozó hangszóró specifikációjának fontos paramétere a térfogati elmozdulás képesség:

$X_{max} \cdot S_d$, ahol X_{max} azt mutatja, hogy mekkora az a membránkitérés, ahol a membrán mozgása még lineáris, és S_d a sugárzó felület, ami a hangkeltésben részt vesz.

A kivezérelhetőség lényeges és nem a teljesítmény. Ha a szükséges hangerő meghaladja a hangszóró torzításmentes kiadható teljesítményét, akkor a zajelnyomás helyén növelhető a hangszórók száma (például egy cső kerületén körbe több hangszórót helyezünk és ugyanazzal a vezérlőjellel meghajtjuk).



3.2. ábra. Hangszóró felépítése

Mikrofonok:

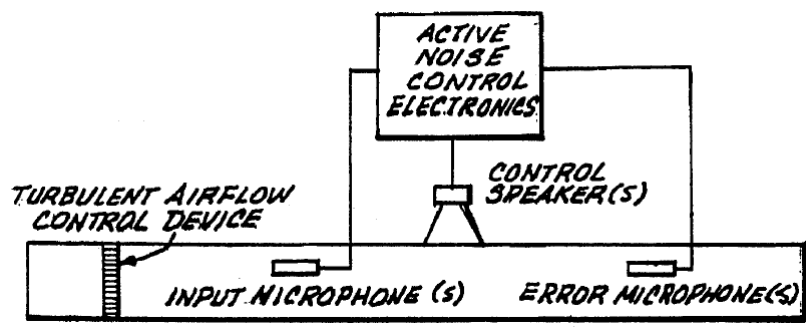
Az aktív zajcsökkentésben alkalmazott legáltalánosabb érzékelő a mikrofon. A digitális alapú ANC rendszereknél a referenciamikrofon, valamint a hibamikrofon frekvenciamenete nem annyira lényeges, mivel azt az adaptív szűrő kompenzálja. Ezért az ANC rendszerekben viszonylag olcsó mikrofonokat lehet alkalmazni. A két legelterjedtebb típus a piezo-elektromos mikrofon és az olcsó előpolarizált kondenzátormikrofon (electret). A megépített rendszerben electret mikrofonokat használtam.

A kismértékű parazita visszacsatolás a bemutatott FIR szűrős megoldással vagy IIR adaptív szűrővel kompenzálható. Viszont sok esetben alacsony frekvenciákon az akusztikus visszacsatolás olyan erős, hogy irányított mikrofon, irányított hangszóró is szükséges a rendszer stabilitásának biztosításához. Azonban a legcélszerűbb, ha a referenciamikrofon megfelelő elrendezésével elkerüljük az akusztikus visszacsatolást.

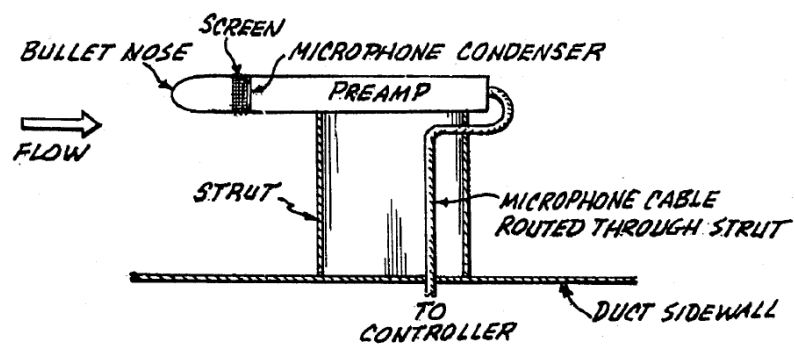
Ha csak egy adott frekvenciasávban szükséges a zajcsökkentés, akkor jobb eredmény érhető el a referencia- vagy hibajel előzetes szűrésével (analóg vagy digitális szűrővel). Így az esetlegesen fellépő idegen zajokkal nem kell foglalkoznia a vezérlő algoritmusnak. Viszont véletlen zaj esetén a referenciajel sávszűrésének hátrányos hatása lehet a rendszer teljesítményére, ugyanis a szűrőn keresztül megnövekedhet a csoportfutási idő. Ezért óvatosan kell használni.

Ventilátoros rendszereknél további problémát okoz a légáramlás során kialakuló turbulencia. A turbulencia az áramlás sebességével terjed, és közben szennyezi a mikrofonjeleket, elrontja a koherenciát, és ezáltal csökkenti a zajelnyomás hatékonyságát. A probléma egyik megoldása turbulencia szűrők és „bullet” mikrofonok alkalmazása [19] (3.3. és 3.4. ábra). A rendszerben a nagyobb turbulenciákat megszünteti a szabályozott légterelő, és a cső falával párhuzamos légmozgás jön létre. Ha a légáramlás szilárd vagy folyékony szennyezőanyagokat is szállíthat, akkor a mikrofonokat érdemes egy kis mellékágba helyezni és egy vékony mylar fóliával védeni.

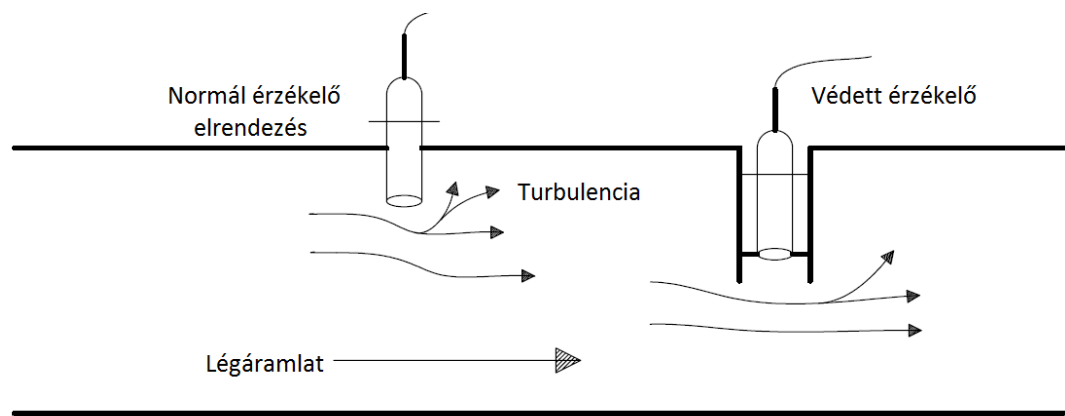
A megépített rendszerben a [6] irodalomban javasolt módszerrel igyekeztem a turbulencia hatásait semlegesíteni. Ennek lényege, hogy a mikrofont a 3.5. ábrának megfelelően egy vékony, a mikrofon átmérőjével közel megegyező átmérőjű csőbe süllyesztettem, aminek a másik végét szivaccsal szigeteltem a külső zajok ellen. Az így kialakított mikrofonok kerültek beépítésre a 3.1. ábrán feltüntetett (1-7) furatokba.



3.3. ábra. Turbulencia-szűrőt és "bullet" mikrofont alkalmazó rendszer



3.4. ábra. "Bullet" mikrofon



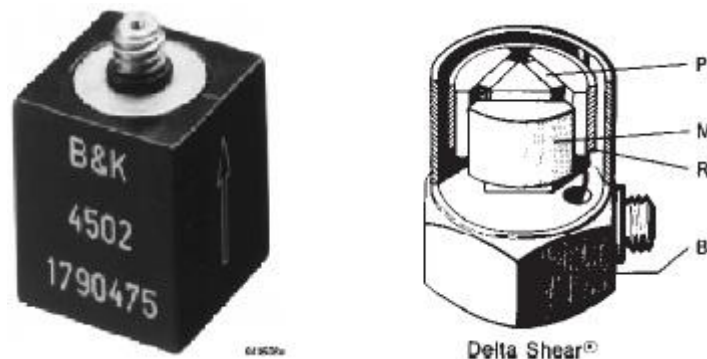
3.5. ábra. Egyszerű védekezés turbulencia ellen

Gyorsulásérzékelő [20]:

Sok esetben nehéz a referenciamikrofon zavarmentességét biztosítani. Számos problémát felvet a nem akusztikus zajból származó turbulens zaj, ami ugyanúgy választ vált ki a mikrofonból, mint egy akusztikus hullám. További nehézséget okozhat a könnyű hozzáférhetőség hiánya. Ha a elnyomandó zaj periodikus, illetve ha forgó gép keltette vagy szinkronban van vele, akkor a referenciamikrofon kicserélhető egy gyorsulásérzékelőre.

A gyorsulásérzékelő (3.6. ábra) egy olyan rezgésérzékelő, amely a rezgő test gyorsulását érzékeli. A rezgő test felületére kell feltenni, és érzékeli annak a felületre merőleges gyorsulását. Az érzékelők belsejében egy vagy több ún. szeizmikus tömeget helyeznek el, ami gyorsulás hatására létrehozza az adott érzékelőre jellemző változást. A piezoelektromos anyag felületén deformáció hatására töltés halmozódik fel, amely az érzékelő kapacitásán kicsiny feszültséget hoz létre. Ez a „kondenzátor” a szivárgó áramok hatására lassan kisül. A megjelenő töltés további feldolgozásra nem alkalmas, azt erősíteni kell. Először ún. töltéserősítőt alkalmaznak, amely a kristályon megjelenő töltést feszültséggé konvertálja. Ezután már egyéb feszültségerősítővel is tovább erősíthető az érzékelő jele. Az ún. „line-drive” érzékelők tartalmazzák a töltéserősítőt, a kimenetükön feszültségjel mérhető.

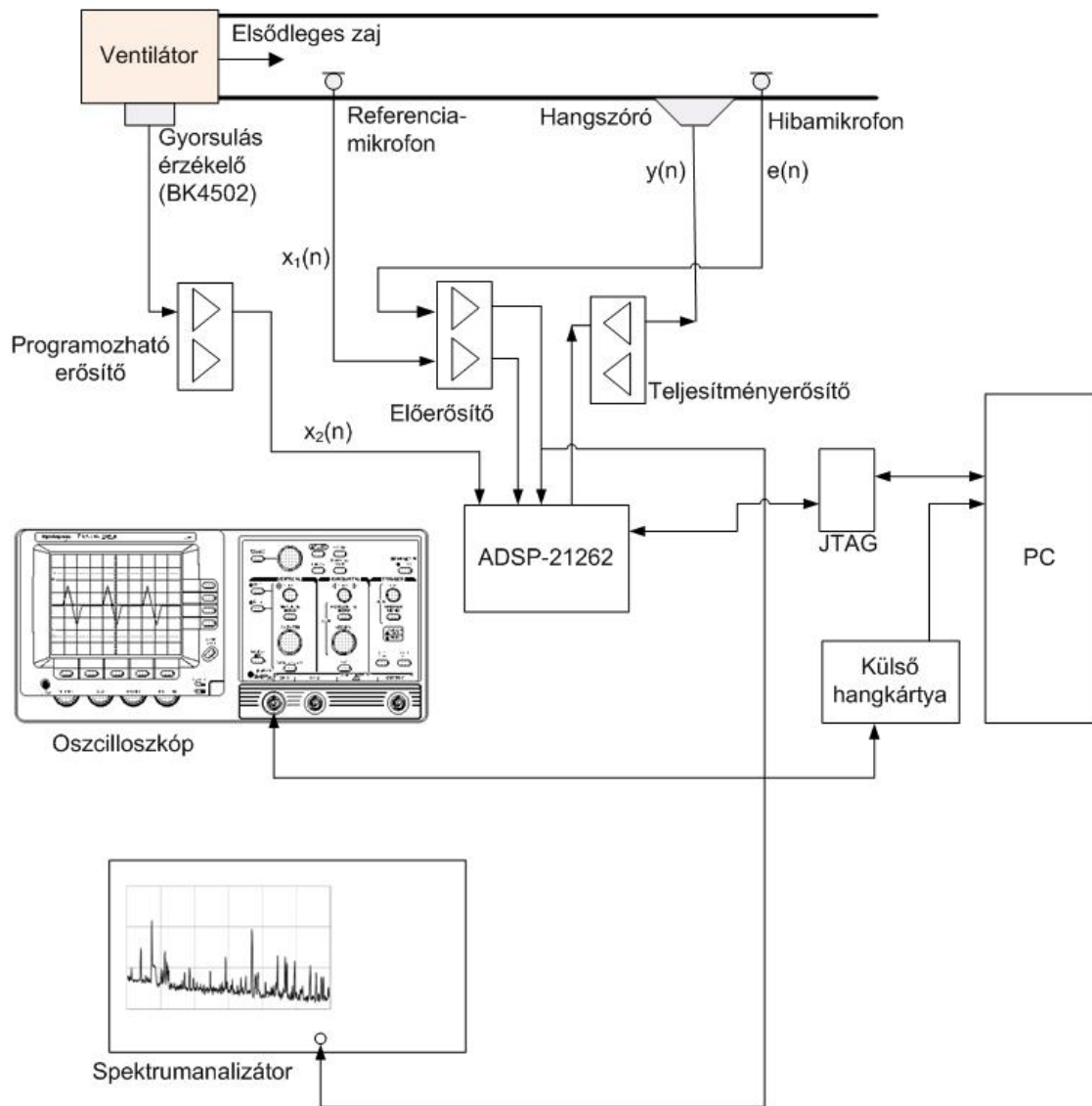
A ventilátorzaj periodikus komponenseinek figyelésére is ilyen „line-drive” (Brüel & Kjør BK 4502) gyorsulásérzékelőt használtam, melynek érzékenysége 10 mV/g. Az érzékelő jelét egy Brüel & Kjør Nexus 2693 programozható erősítőn keresztül csatoltam a zajcsökkentő rendszer AD bementére, a keskenysávú zajcsökkentő rendszer referenciajелеként.



3.6. ábra. Gyorsulásérzékelő. alap (B), elvezetés (R), szeizmikus tömeg (M), piezoelektromos kristály (P)

3.2. Mérési elrendezés

Az ANC rendszer kialakításához és a szükséges mérések elvégzéséhez a 3.7. ábra szerinti elrendezést és műszereket használtam.



3.7. ábra. Mérési elrendezés

Az algoritmusok különálló fejlesztéséhez az ADSP-21364 EZ-KIT Lite demókártyát használtam. Mivel a két referenciajelhez és egy hibajelhez nem rendelkezett megfelelő számú bemenettel, a két algoritmust együttes alkalmazása már egy nyolccsatornás, ADSP-21262 jelfeldolgozó processzor köré épült rendszeren valósult meg. A mérés során az érzékelők megfelelően erősített jeleit – ügyelve, hogy a bemenet ne legyen

túlvezérelve, ugyanakkor a lehető legjobban kihasználjam az AD felbontását – DSP rendszer bemeneteire kötöttem, a kimenetre pedig teljesítményerősítővel meghajtott hangszórót. Az elkészített programot USB-s JTAG-en keresztül lehet a kártyára feltölteni a PC-n futtatott VisualDSP++ segítségével. Ezt követően a DSP-kártyához csatlakoztatott codec-kártyán lévő DIP-kapcsolókkal lehet a rendszert vezérelni a következőképpen:

DIP1: Identifikáció

DIP2: Zajcsökkentés

DIP3: FXLMS zajmodell törlése

DIP4: FXLMS átviteli függvény törlése

DIP5: Rezonátoros struktúra esetén a rezonátorok bemenetének törlése

DIP6: A két algoritmus együttes működésekor csak a rezonátoros aktív

DIP7: A két algoritmus együttes működésével zajcsökkentés

DIP8: Off → FXLMS algoritmus aktív, On → Rezonátor alapú algoritmus aktív

Spektrumanalizátorral, oszcilloszkóppal és néha multiméterrel figyeltem meg a hibamikrofonnál fellépő zajelnyomás minőségét. A mérés további feldolgozhatósága céljából egy külső hangkártya és az Audacity segédprogram segítségével rögzítettem a mért adatokat.

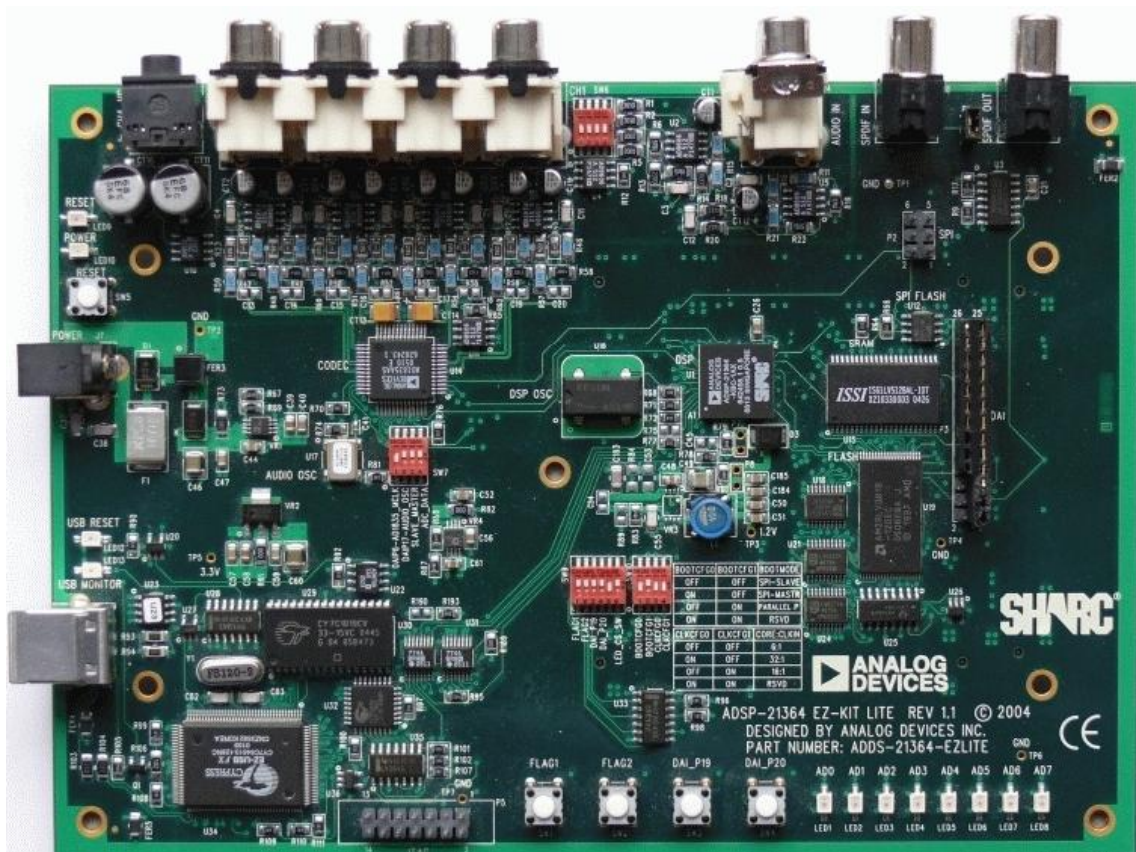


3.8. ábra. A megvalósított ANC rendszer mérés közben

3.3. A jelfeldolgozás hardvereszközei

ADSP-21364 EZ-KIT Lite [21]:

Az ADSP-21364 EZ-KIT Lite (3.9. ábra) az ADSP-21364 jelfeldolgozó processzor köré van építve. A fejlesztőkártya mentesíti a vásárlót a tesztáramkör építése alól, ami például egy lebegőpontos DSP esetében négyrétegű nyomtatott áramkör tervezését jelenti. Ehelyett egy olyan kártyához juthatunk, amelynek segítségével az adott termék rögtön hozzáférhető és működés közben kipróbálható.



3.9. ábra. ADSP-21364 EZ-KIT Lite

A fejlesztőkártyán kialakításra került a jelfeldolgozó processzor minden olyan szükséges perifériája és környezete, amelyre a leggyakoribb feladatok elvégzésekor szükség lehet. Az analóg és digitális hang ki- és bemenetek, LED-ek, kapcsolók, nyomógombok azonnal hozzáférhetők, így a szoftverfejlesztés mindenféle hardvertervezési lépés nélkül azonnal elkezdhető. A fejlesztőkártya tervezésekor a gyártó igyekezett a lehető legtöbb felhasználási lehetőséget biztosítani, és a processzor képességeit, szolgáltatásait a lehető legnagyobb mértékben megismerhetővé és kipróbálhatóvá tenni. A kapcsolósorok segítségével gyorsan és egyszerűen

módosíthatjuk a konfigurációt (pl. kiválaszthatjuk, hogy egy buszon melyik perifériát szeretnénk a munka során használni, stb.). Az általános felhasználású nyomógombok és LED-ek a fejlesztés során történő hibakeresési folyamatokat könnyíthetik meg. Külön kiemelendő a 8 + 2 db analóg kimenet, ami által a kártya sokcsatornás rendszerek tervezésére és kialakítására is alkalmas. A fejlesztőkártya az alábbi hardverelemeket tartalmazza:

- Analog Devices ADSP-21364 jelfeldolgozó processzor
 - 512 kB SRAM5 (8 bites szóhossz)
 - 1 MB flash memória (8 bites szóhossz)
 - 2 Mbit SPI buszon elérhető flash memória
- Analóg hanginterfész
 - AD1835A kodek; 96 kHz, 24 bit
 - 2 db sztereo bemeneti csatorna (RCA)
 - 4 db sztereo kimeneti csatorna (RCA)
 - 1 db sztereo fejhallgató kimenet (tetszőleges sztereo kimenetre kapcsolható)
- Digitális hanginterfész (1 db RCA bemenet, 1 db RCA kimenet)
- 11 db LED
 - 8 db általános célú
 - 1 db Power, 1 db Board reset, 1 db USB monitor
- 5 db nyomógomb (1 db Reset, 2 db DAI, 2 db FLAG lábakon)
- Általános bővítointerfész
- JTAG In-Circuit Emulator csatlakozó
- USB porton keresztüli programletöltés és debugger interfész:

ADSP-21364 jelfeldolgozó processzor [22]:

Az ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya központi egysége. Az Analog Devices DSP-it öt nagy családba sorolhatjuk: Blackfin, Sharc, SigmaDSP, TigerSharc, ADSP-21xx. A tárgyalt DSP az Analog Devices egyik legszélesebb körben alkalmazott termékcsaládjának, a SHARC, családnak a tagja. Ez a felépítés a beágyazott rendszerekben alkalmazott processzorok körében elterjedt Harvard-architektúra továbbfejlesztett változata. A Neumann-architektúrával szemben itt külön van választva a program- és adatmemória, amelyek a külön buszrendszernek köszönhetően szimultán

elérhető. A szuper-Harvard processzorok négy önálló buszrendszerrel rendelkeznek – egy utasításbusszal, egy I/O busszal és két adatbusszal. A SHARC elnevezés egy nagy számítási teljesítményű, 32 bites lebegőpontos aritmetikával ellátott processzorcsaládot képvisel. A gyártó olyan alkalmazásokhoz szánja ezeket a termékeket, ahol a teljesítmény és a nagy dinamikataromány kulcsfontosságú. Jelenleg három generációt számlál ez a család, amelyek egymással kód-kompatibilisek. Találunk \$10-nál is olcsóbb belépő szintű processzort, de van 400 MHz-en működő, 2400 MFLOP számítási teljesítményű típus is.

Az első generációs SHARC termékek 66 MHz / 198 MFLOPS teljesítményt nyújtottak, erre épült a további processzorcsalád. Az egyszerű utasításkészlettel rendelkező architektúra már támogatta a 32 bites fixpontos és a 32/40 bites lebegőpontos adatkezelést. A nagyméretű memóriablokkok és a kifinomult kommunikációs portok alkalmassá tették különböző párhuzamos feldolgozási alkalmazások megvalósítására. Felhasználási területei: kereskedelmi hangtechnika, orvosi képfeldolgozás, ipari, katonai és műszertechnikai felhasználás. A második generációs SHARC processzorokkal a SIMD (Single-Instruction Multiple Data) architektúrának köszönhetően megduplázódott a jelfeldolgozás sebessége (100 MHz / 600 MFLOPS). A hardverkiegészítés segítségével megduplázódott a számítási kapacitás. A processzor két szorzóáramkört, ALU-t, shiftregisztert és adatregisztereket is tartalmazott a rendszer további növelése érdekében. A SIMD architektúrát hatékonyan ki tudták használni a kétcsatornás feldolgozást használó fogyasztói, autóiipari és professzionális audio alkalmazások. A harmadik generációs termékek már egy kibővített SIMD architektúrát használnak, aminek köszönhetően a CPU teljesítménye 400 MHz / 2400 MFLOPS-ra nőtt.

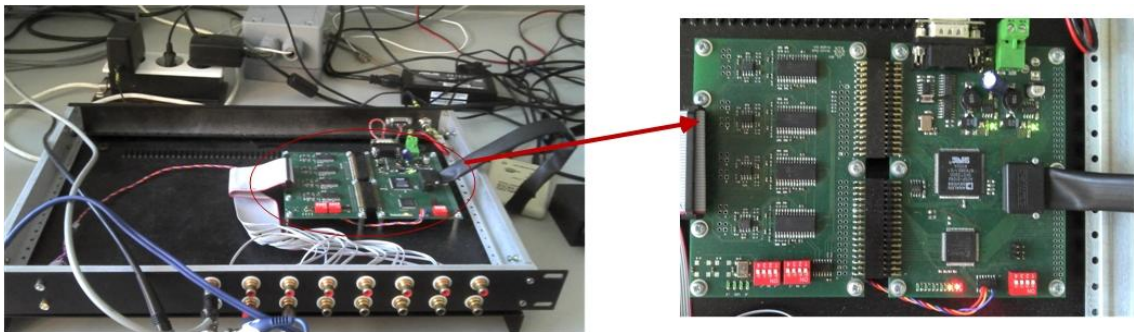
A processzor főbb jellemzői:

- 333 MHz max. órajel-frekvencia, 2000 MFLOPS (a fejlesztőkártyán $F_{clk} = 300$ MHz)
- 32 és 40 bites lebegőpontos számábrázolás
- SIMD architektúra
- 3 Mbit on-chip SRAM: 1-1 Mbit-es a 0-ás és 1-es blokk; 0;5-0;5 Mbit-es a 2-es és 3-as blokk, amelyek szimultán elérhetők a processzor és a DMA vezérlő számára
- 4 Mbit on-chip ROM (2 Mbit a 0-ás, 2 Mbit az 1-es blokkban)

- A processzormag sebességén (333 MHz) működő memóriabuszok
- Kettős címaritmetikai egység modulo- és bitreverse-címzéssel
- Hardver-támogatás 16 db cirkuláris pufferhez
- Hatszintű hardveres támogatású ciklusszervezés (zero overhead looping)
- 25 csatornás DMA vezérlő
- Digitális hanginterfész
- S/PDIF szabványú interfész
- Aszinkron párhuzamos port
- 2 SPI kompatibilis interfész
- 3 programozható időzítő; PWM és külső esemény számláló módokkal
- Két önálló műveletvégző egység (ALU, hardveres szorzó, léptető, és külön regiszterfájl)
- Kódkompatibilitás a SHARC család többi tagjával (az első generációs ADSP-2106x SHARC processzorokkal csak SISD módban)

Minden utasítás egyetlen órajelciklus alatt végrehajtható, így maximális órajelfrekvencia mellett 3 ns ciklusidő is elérhető.

Nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszer (3.10. ábra):



3.10. ábra. Nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszer

A BME-VIK Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszékén építették többcsatornás ANC rendszerek fejlesztése céljából. A rendszer két elkülöníthető részből áll. Egy codec-kártya és a DSP-kártya. A codec-kártyán négy darab AD73722 codec IC van, ezekhez 8 sztereo csatlakozóval lehet csatlakozni, így van 8 bemenet és kimenet. A kártyán helyet kapott egy nyolc kapcsolóból álló DIP kapcsolósor, illetve nyolc LED. A rendszer központi egysége a DSP-kártyán lévő Analog Devices által gyártott ADSP-

21262 lebegőpontos processzor. Szintén harmadik generációs DSP, hasonló tulajdonságokkal, mint az ADSP-21364, viszont teljesítménye jelentősen elmarad tőle. Ez jól kitűnik a 3.12. ábrából. A feladat megoldása szempontjából azonban nem volt lényeges ez a sebességkülönbség. A tápellátás is ezen a kártyán lett kialakítva, valamint egy RS232 porton keresztül lehetőség van a PC és a jelfeldolgozó rendszer közötti kommunikációra.

	ADSP-21262 ADSP-21266 SIMD	ADSP-21364 ADSP-21365 SIMD
Clock Cycle	200 MHz	333 MHz
Instruction Cycle Time	5 ns	3 ns
MFLOPS Sustained	800 MFLOPS	1332 MFLOPS
MFLOPS Peak	1200 MFLOPS	1998 MFLOPS
1024 Point Complex FFT (Radix 4, with bit reversal)	46 μ s	28 μ s
FIR Filter (per tap)	2.5 ns	1.5 ns
IIR Filter (per biquad)	10 ns	6 ns
Matrix Multiply (pipelined) [3x3] * [3x1] [4x4] * [4x1]	22.5 ns 40 ns	13.5 ns 24 ns
Divide (y/x)	15 ns	9 ns
Inverse Square Root	22.5 ns	13.5 ns

3.11. ábra. Benchmark

3.4. Felhasznált szoftvereszközök

VisualDSP++ integrált fejlesztői környezet [23]:

Az Analog Devices ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya programozása a Visual DSP++ 4.5 fejlesztői környezet segítségével történik. A VisualDSP++ a következő fejlesztői szoftvereszközöket tartalmazza:

- Integrált fejlesztői és tesztelői környezet (IDDE) Visual DSP++ Kernel-lel (VDK) együtt
- Optimalizált C/C++ fordító run-time library-vel
- Assembler és Linker

- Szimulátor szoftver
- Példaprogramok

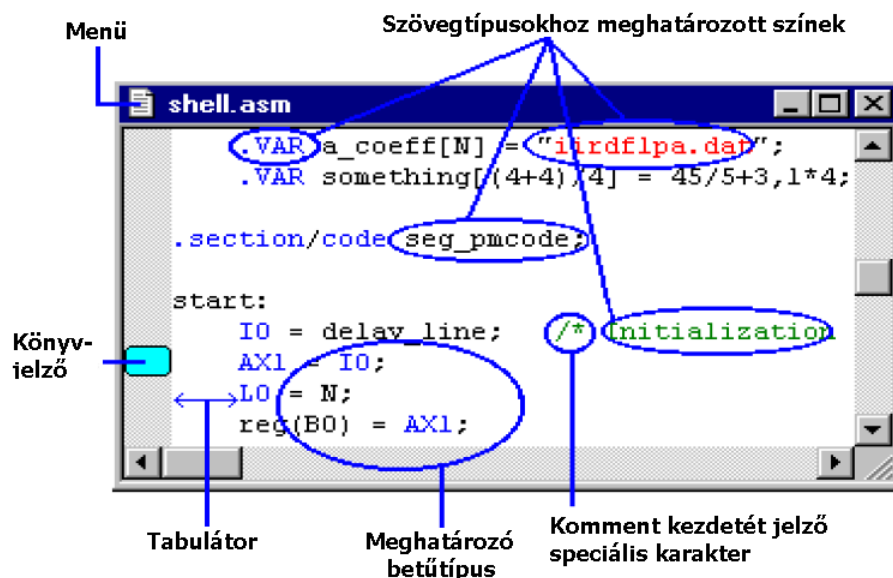
A fejlesztői környezet négy részből tevődik össze:

Projekt ablak:

A projekt fájlokat lehet megnyitni és szerkeszteni. Egy ilyen projekt tulajdonképpen egymáshoz rendelt forráskód fájlokat jelent, amelyekből az alkalmazás egy DSP-re letölthető fájl generál. A kimeneti fájl típusa beállítható a Projekt tulajdonságok ablakban. A lehetőségek: debuggolható verzió, kész verzió, vagy EPROM-ba égethető bit-file. A kimeneti fájl kiterjesztése ettől a beállítástól függ, A kész verzió kiterjesztése .exe, a debuggolható verzióé .dxe. A forráskód fájlok lehetnek gépi nyelven megírtak (kiterjesztésük: .asm), C nyelven megírtak (.c), vagy a linkelést leíró úgynevezett Linker Description File-ok. (.ldf).

Szerkesztő ablak:

A szerkesztő ablakot használjuk a kód megtekintésére és szerkesztésére. Tetszőleges számú ilyen ablakot nyithatunk, illetve használhatunk egyszerre.



Rendelkezésre álló funkciók:

- Felhasználó által definiálható comment, sztring, kulcsszó szín és tabulátorállítás
- Két megjelenítési mód: source és mixed
- Nyomtatás, nyomtatási kép, felhasználó által definiált fejléc és lábjegyzet
- Könyvjelző

- Keresés/ Csere
- A megadott sorszámú sorra ugrás
- Lépkedés a hibák között előre-hátra
- Másolás, kivágás, beillesztés, visszavonás funkciók
- Gyors váltás a forrásfájlok között
- Utasítások adhatók a compiler-nek
- Megkeresi a kapcsos zárójel párját ill. automatikusan tabulál megadásakor
- Jobb klikkel megnyithatók az #include-olt header fájlok
- Kijelölt sztring drag-and-drop-polható
- Szkriptek futtatása

Kimeneti ablak:

Az Output Window egy szöveges felület, amely megjeleníti a standard I/O üzeneteket, mint például a fájl betöltésének állapotát és a hibaüzeneteket. Információt nyújt az aktuális projekt fordításának állapotáról is. Rajta keresztül közvetlenül elérhetőek a forrásfájl hibái.

Debugger:

A fejlesztői környezet nagy részegysége. Lehetőséget biztosít a DSP programok kipróbálására futás közben. Lehetőség van a program futásának részletes vizsgálatára, töréspontok elhelyezésére, a memóriaterületek és a rendszer regisztereinek tartalma monitorozható.

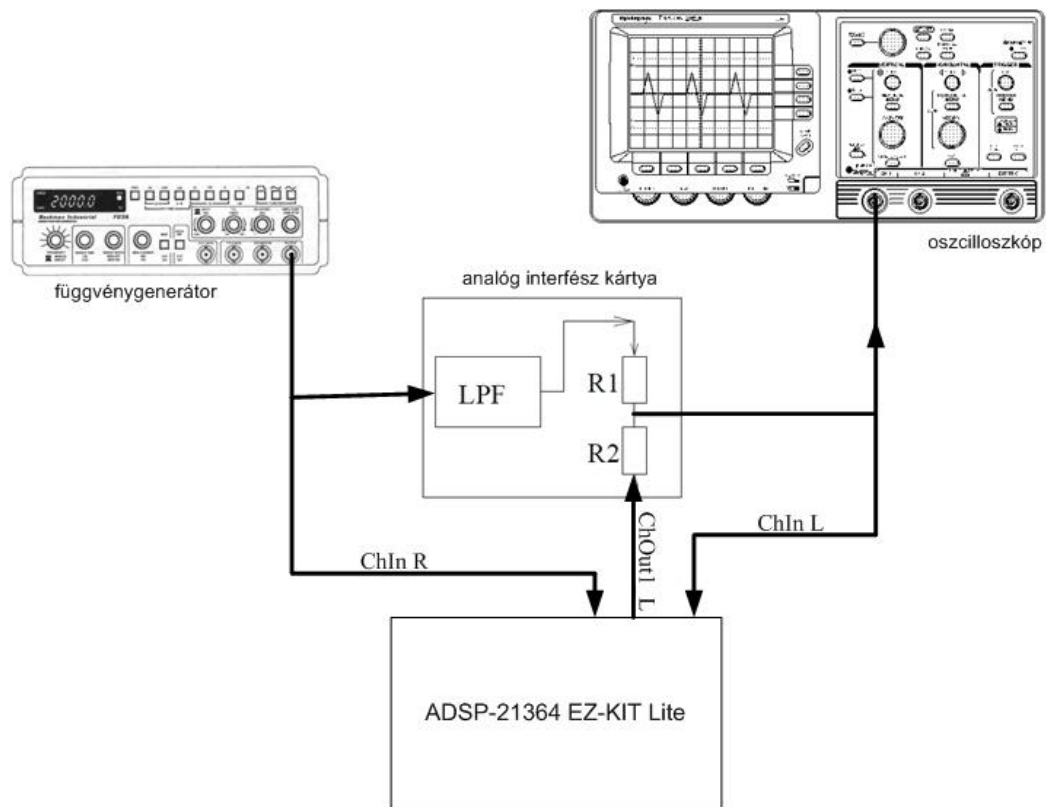
Az ADSP-21262 processzorra a VisualDSP++ 5.0 verziójával fejlesztettem programot. Ennek tulajdonságai és kezelőfelülete megegyezik az előzőekben tárgyalt 4.5 verzióval. Különbség többnyire csak az új DSP processzorok és az új operációs rendszerek (Windows 7) támogatásában van.

A hibamikrofonról vett jel rögzítéséhez az ingyenesen használható *Audacity* segédprogramot használtam. A felvételeket wav fájlba mentettem, ugyanis így egyszerű importálni a *Matlab*-ba, hogy később kiértékelhessem a méréseket. A *Matlab Signal Processing Toolbox* grafikus és parancssori felhatalmított felületének segítségével terveztem a szükséges digitális szűrőket és feldolgoztam a mérési adatokat.

4. Implementáció

A zajelnyomó rendszerhez szükséges FXLMS és rezonátoros algoritmust az ADSP-21364 EZ-KIT Lite demókártyán valósítottam meg, a két algoritmus együttesét pedig a nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszeren. Mivel mindkét rendszerben elegendően nagy teljesítményű DSP processzor dolgozik, így nem okozott problémát a 8kHz-es mintavételi frekvencia használata. A program megírásakor az algoritmusok helyes működését a tanszéken készített, laborgyakorlatoknál használt analóg interfész kártya [24] segítségével teszteltem, ugyanis így viszonylag gyorsan el lehetett végezni a mérést (4.1. ábra), megfigyelni a rendszer beállási idejét, és a zajelnyomó algoritmus hatékonyságát. Természetesen, miután a megírt programok az elvártaknak megfelelően működtek, a méréseket a megépített rendszeren folytattam.

A megírt programok a DSP kártyák kezelői felületével (gomb, kapcsoló) vezérelhetők. Ennek mikéntjéről a fejezet további részében lesz szó. Az algoritmushoz tartozó egyes értékeket (pl. μ , α) a VisualDSP++ segítségével lehet módosítani, úgy, hogy a program futását megállítjuk, átírjuk a kívánt változó értékét az adatmemóriában, majd tovább futtatjuk a programot.



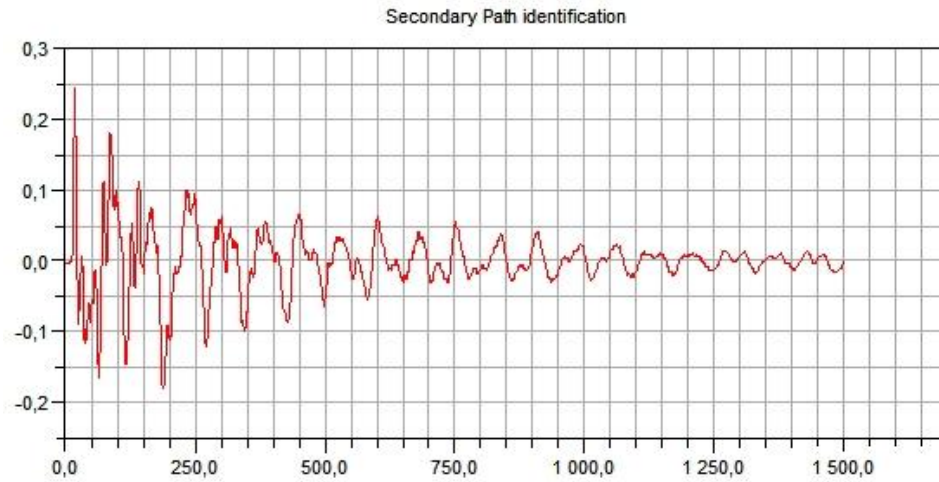
4.1. ábra. Algoritmusteresztelési elrendezés

4.1. LMS alapú zajcsökkentés

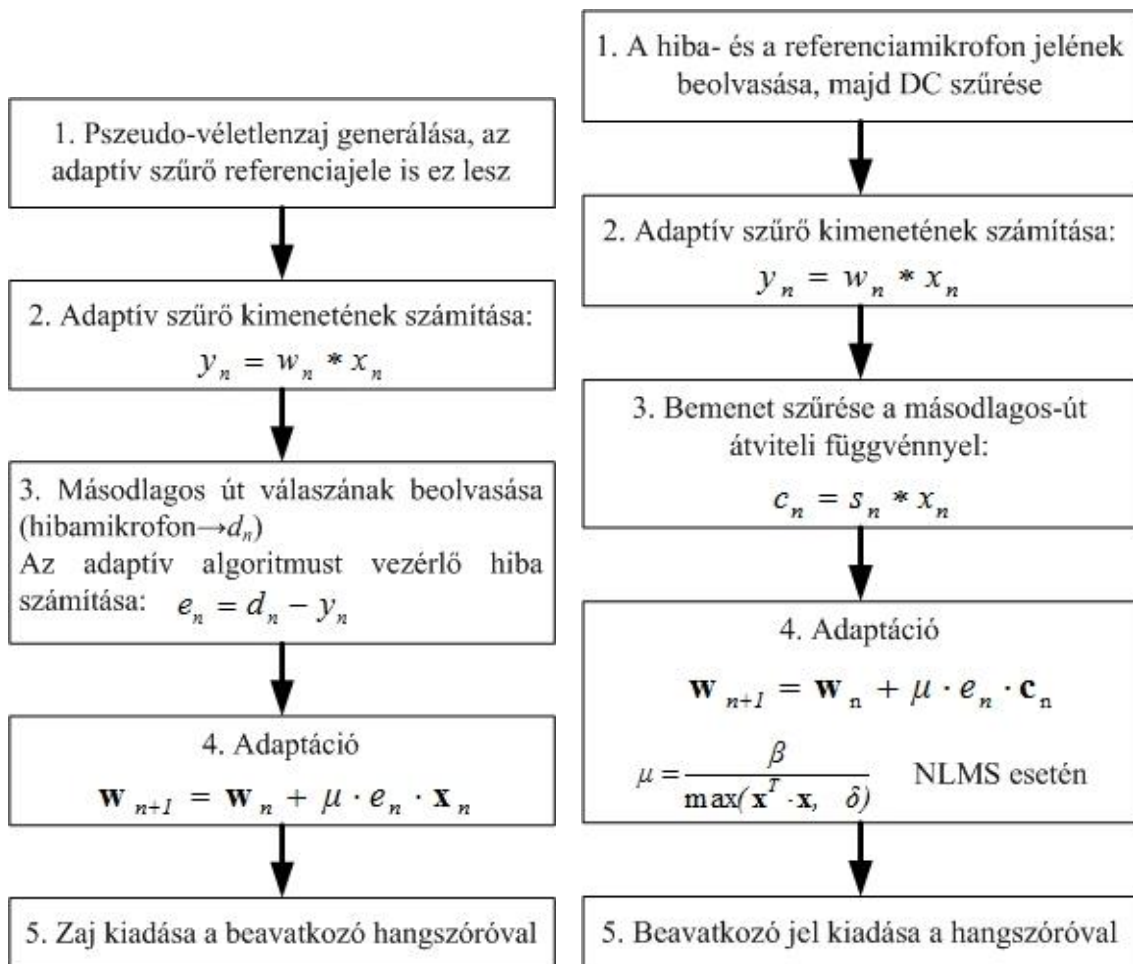
A feladat során az időtartománybeli FXLMS algoritmust valósítottam meg, valamint ezt kiegészítve az FXNLMS algoritmust és az akusztikus visszacsatolás ellen FIR szűrőt alkalmazó struktúrát. (Ez utóbbi a programkódban kikommentezve szerepel.)

A rendszernek két bemeneti jelre és egy akusztikus kimenetre van szüksége, amelyeket a zajforrás közelében elhelyezett referenciamikrofon, a zajelnyomás helyén lévő hibamikrofon és a beavatkozó hangszóró szolgáltat. A program a referenciamikrofon és a hibamikrofon jeléből állítja elő a beavatkozó hangszóró jelét, ami a zajcsökkentést biztosítja. A rendszer működése két fő részre bontható, az identifikációra, vagyis az átviteli függvény mérésére és a zajcsökkentésre. Azt, hogy melyik feladatot végezze a rendszer, a nyomógombokkal lehet kiválasztani. Alaphelyzetben a rendszer készenléti állapotban van. Az 1. nyomógombbal indíthatjuk az identifikációt (4.3. ábra). Ha az identifikálás befejeződött, akkor a 2. gomb megnyomásával bekapcsolhatjuk a zajcsökkentést (4.4. ábra). Az eredményes zajcsökkentés feltétele, hogy megfelelő ismeretekkel rendelkezünk a másodlagos út átviteli függvényéről. Helyes beállítások mellett az átviteli függvény impulzusválasza lecseng (4.2. ábra). A 3. gomb újra készenléti állapotba helyezi a rendszert, a zajcsökkentés újra bekapcsolható, nem szükséges újabb identifikálást végezni. A 4. gomb zajcsökkentés közben használható, hatására az adaptív szűrő együtthatói nullázódnak.

A nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszeren is vezérelhető az algoritmus működése. Ha az összes DIP kapcsoló „off” állásban, vagyis alaphelyzetben van, akkor a DIP1 kapcsolóval elindíthatjuk az identifikációt, a DIP2 kapcsolóval a zajcsökkentést. A DIP3 kapcsolóval nullázhatjuk az adaptív szűrő együtthatóit, a DIP4-gyel pedig az átviteli függvény együtthatóit, amennyiben a kapcsolósor alaphelyzetben van.



4.2. ábra. VisualDSP++-ből exportált diagram

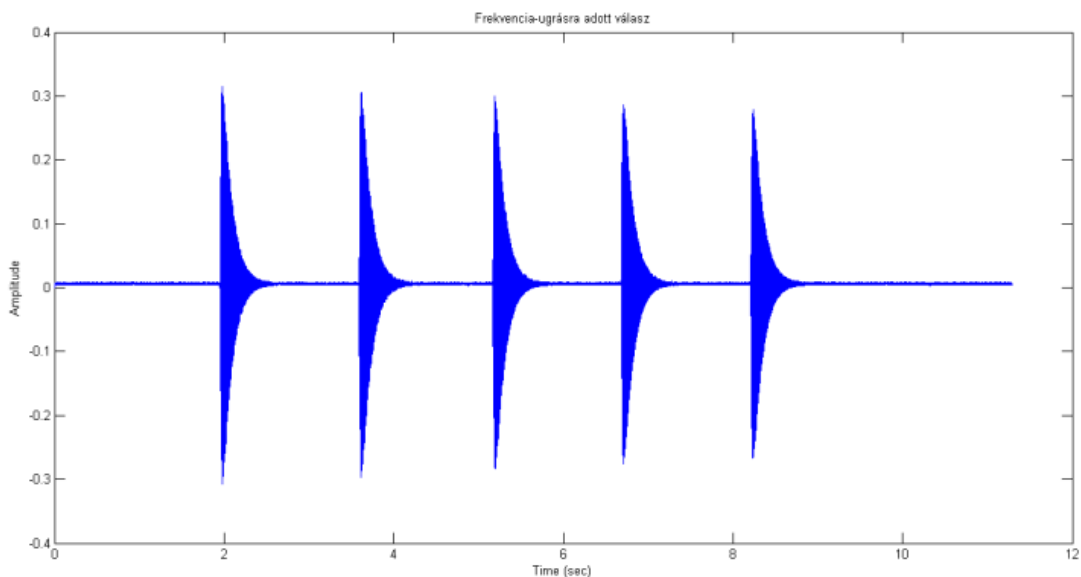


4.3. ábra. Identifikáció folyamatábrája

4.4. ábra. Zajcsökkentés folyamatábrája

4.2. Rezonátor alapú zajcsökkentés

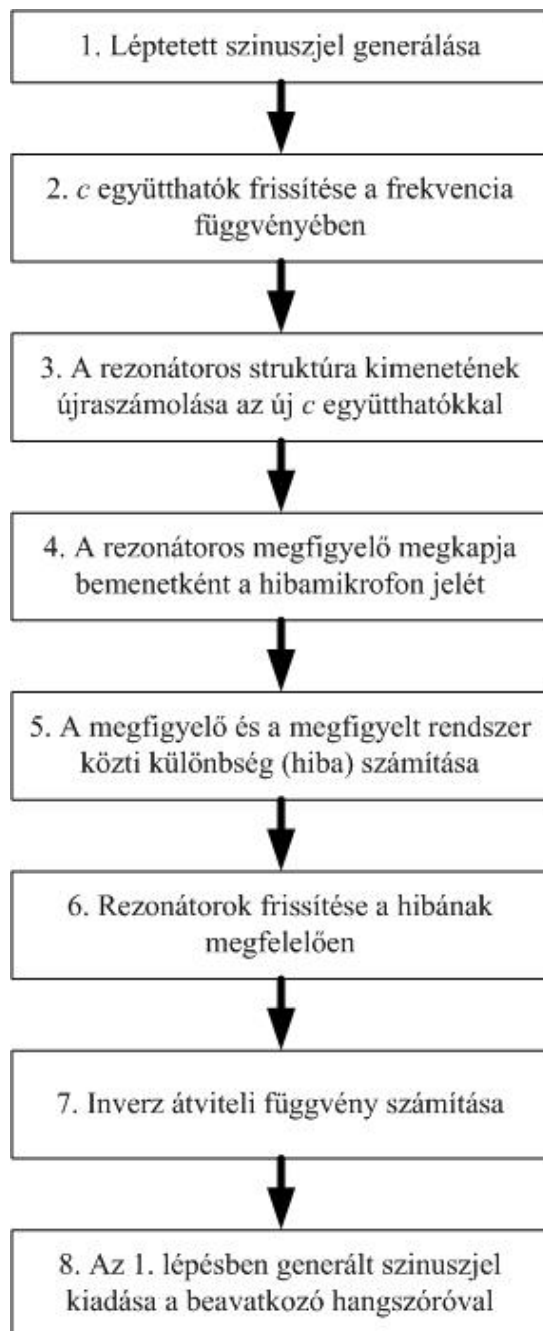
A rezonátor alapú ANC rendszerekről a 2.4. fejezetben lehetett olvasni. A megvalósított programban az átviteli függvény mérését végző programrész a 2.31. ábrának megfelelően működik. Léptetett szinusz jelet bocsátunk a hangtérbe, majd a hibamikrofon jelét felhasználva egy rezonátoros megfigyelő segítségével kiszámítjuk az inverz átviteli függvényt. Az ADSP-21364 demókártyára írt program úgy működik, hogy az identifikáció befejezése után azonnal indul a zajcsökkentés. A zajcsökkentő rész a 2.28. ábrának megfelelően egy bemeneti (FA), egy kimeneti (RCH) és az AFA algoritmushoz szükséges rezonátorkészletből áll. A ventilátoros elrendezésben az AFA referenciajelét egy gyorsulásérzékelő szolgáltatja. A tesztelési elrendezésnél a referenciajelet a jelgenerátor adta. Egy ilyen tesztmérés látható a 4.5. ábrán, a rezonátoros zajelnyomó struktúra 100Hz-ről indított frekvenciaugrásra adott válasza. Megfigyelhető a gyors beállítás.



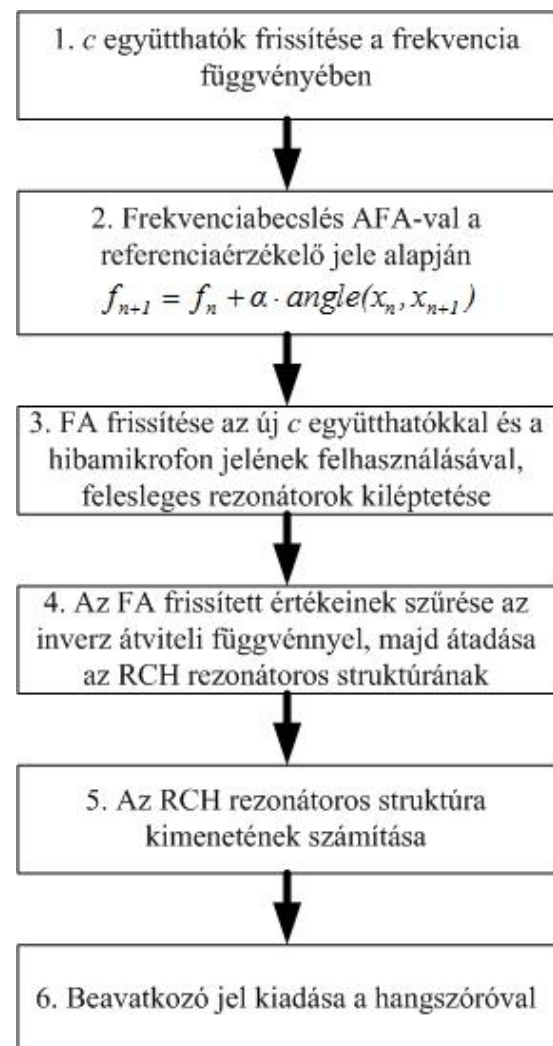
4.5. ábra. Rendszer válasza frekvenciaugrásra

Az ADSP-21364 kártyára írt program az 1. nyomógommbal indítható. Elkezdődik az identifikáció, ami egy adott ideig tart, azután elindul a zajcsökkentő rész. A 2. gombbal lehet nullázni az inverz átviteli függvény együtthatóit és a 3. gombbal pedig a FA és az RCH bemenetét törölhetjük. Az 1. gombbal zajcsökkentés közben bármikor újraindíthatjuk a programot az identifikálástól. A nyolcsatornás jelfeldolgozó rendszer

esetében hatékonyabb a program kezelése, nem szükséges állandóan újraidentifikálni, a zajcsökkentés ki-be kapcsolható. Ha a DIP kapcsolósor alaphelyzetben van, akkor a 8. kapcsolóval aktiválhatjuk a rezonátor alapú zajcsökkentést. Az 1. kapcsolóval az identifikációt, a 2.-sel a zajcsökkentést indíthatjuk el. Egy LED jelzi ha az identifikáció befejeződött. A 7. kapcsoló a bemeneti és a kimeneti rezonátorkészletet nullázza. A rezonátoros zajelnyomó algoritmus implementációjának folyamatábrája a 4.6 és 4.7. ábrán látható.



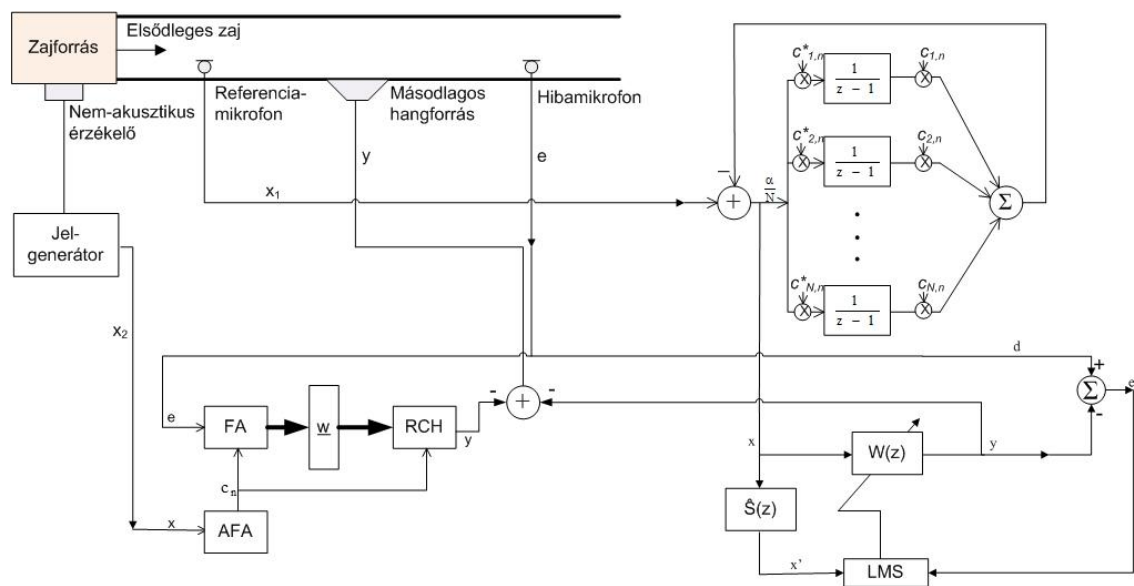
4.6. ábra. Identifikáció folyamatábrája



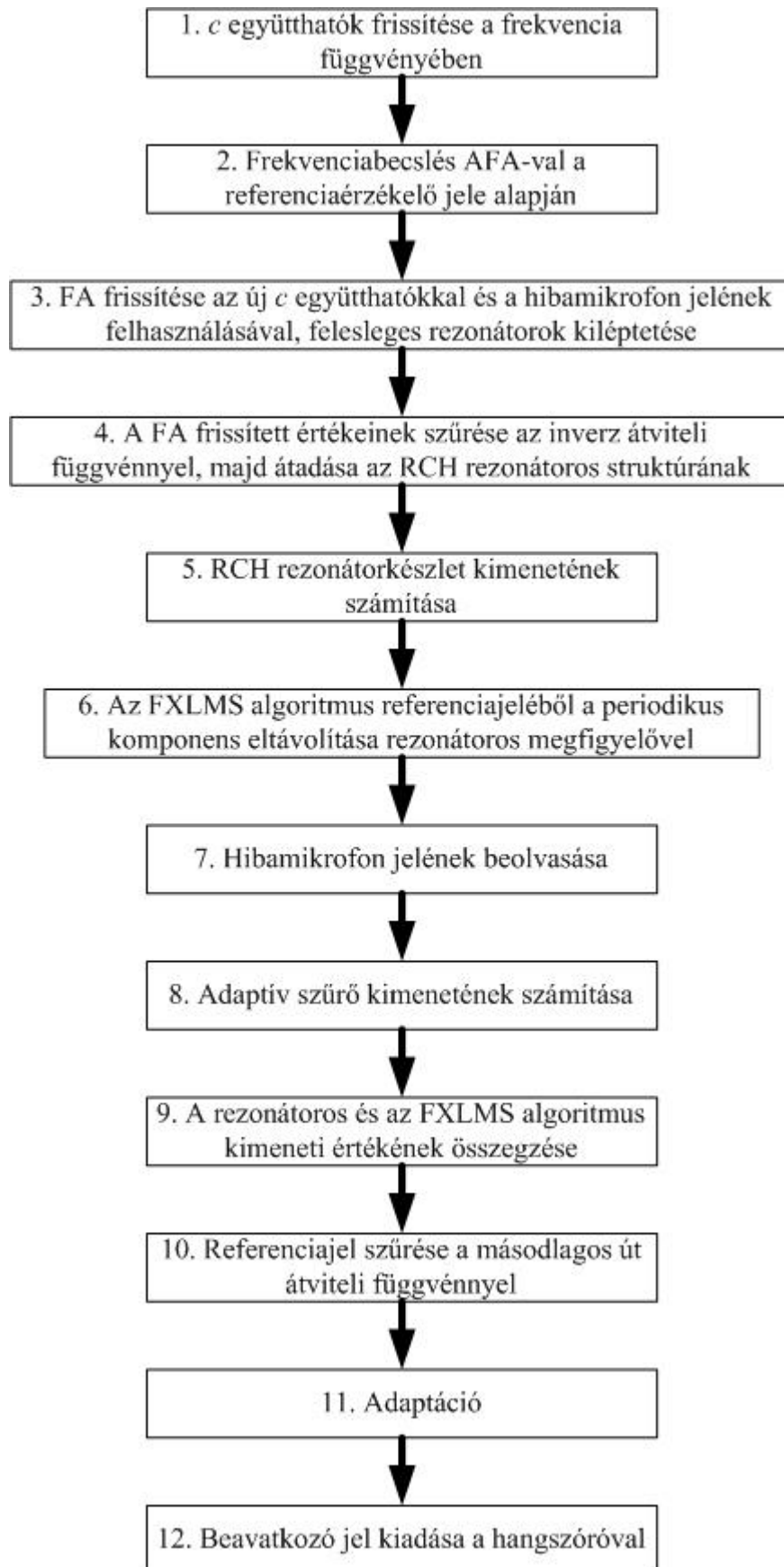
4.7. ábra. Zajcsökkentés folyamatábrája

4.3. Rezonátor és LMS alapú zajcsökkentés

A diplomafeladat célja, hogy megvizsgáljam, hatásosabb-e a két algoritmus egyidejű alkalmazásával megvalósított zajcsökkentés. Ezt a programrészt teljes egészében a nyolccsatornás DSP rendszeren fejlesztettem. A programnak három bemenetre (hibamikrofon, két referenciajel: referenciamikrofon, gyorsulásérzékelő) és egy kimenetre van szüksége. A 7. kapcsolóval lehet elindítani a zajcsökkentő programot. Az identifikációt már előzőleg az egyes algoritmusoknak megfelelően kell elvégezni, vagyis az 1. kapcsolóval beállítjuk az identifikálás funkciót, a 8. kapcsolóval pedig kiválasztjuk az algoritmust. Az eredeti elképzelés az volt, hogy a két algoritmus mindenféle módosítás nélkül fut egymás mellett, az eredeti referenciaértékkel. Apró változtatással élve, az FXLMS referenciajeléből egy rezonátorkészlet segítségével eltávolítom azokat a periodikus komponenseket, amiket a rezonátoros zajcsökkentő rendszer várhatóan el fog nyomni. Az így kapott referenciajelet használom az FXLMS referenciajeleként. Végül az adaptív szűrő és az RCH rezonátorkészlet kimenetének negatív eredőjét kiadom a beavatkozó hangszórón. Az, hogy az FXLMS algoritmus referenciajeléből eltávolítom a periodikus komponenseket, lehetővé teszi a nagyobb lépésköz beállítását. Az FXLMS algoritmusnál azonban a túl nagyra választott bátorsági tényező a rendszer instabilitását okozhatja. Ezért lehetőség van a 6. kapcsolóval letiltani az FXLMS algoritmust, a rezonátor alapú viszont tovább fut. Ezenkívül szükség esetén az adaptív szűrő kimenete is nullázható a 3. kapcsolóval. A program strukturális modellje a 4.8. ábrán látható, működése pedig a 4.9. ábrán követhető nyomon.



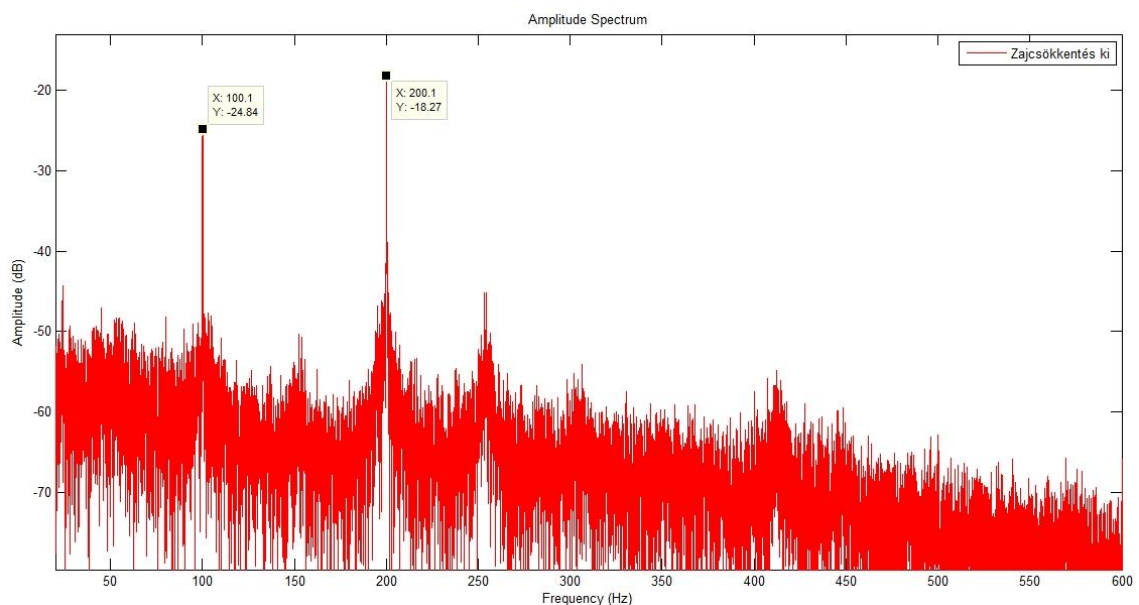
4.8. ábra. Megvalósított algoritmus modellje



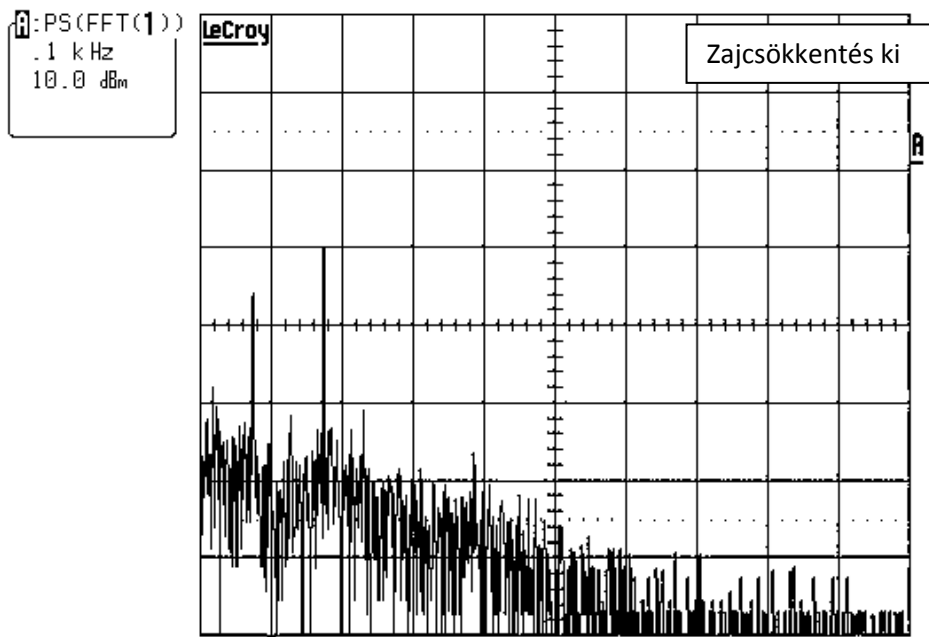
4.9. ábra. A két zajcsökkentő algoritmust megvalósító program folyamatábrája

5. Mérési eredmények

A mérések célja az egyes implementációk hatékonyságának megfigyelése volt. A 3. fejezetben bemutatott rendszert vizsgáltam, elsősorban a ventilátor keltette zaj (5.1. ábra a, b) esetén. Másodsorban, mivel a megfigyelések alapján a valós ventilátorzajnál a periodikus komponens a hangsúlyos és a jel úgy néz ki, mint egy háromszögjel és egy kisebb teljesítményű véletlenzaj összege, ezért a zajforrásként hangszórót használó elrendezésben, zajgenerátor és függvénygenerátor segítségével a valós ventilátorzajhoz hasonló vegyes gerjesztést, vagyis szimulált ventilátorzajt generáltam (5.2. ábra) és adtam ki elnyomandó zajként. A ventilátorzajt a csak periodikus komponensek elnyomására alkalmas, gyors konvergenciasebességű rezonátoros struktúrával és a széles sávban hatásos, ugyanakkor lassú konvergenciasebességű FXLMS algoritmus segítségével próbáltam csillapítani.

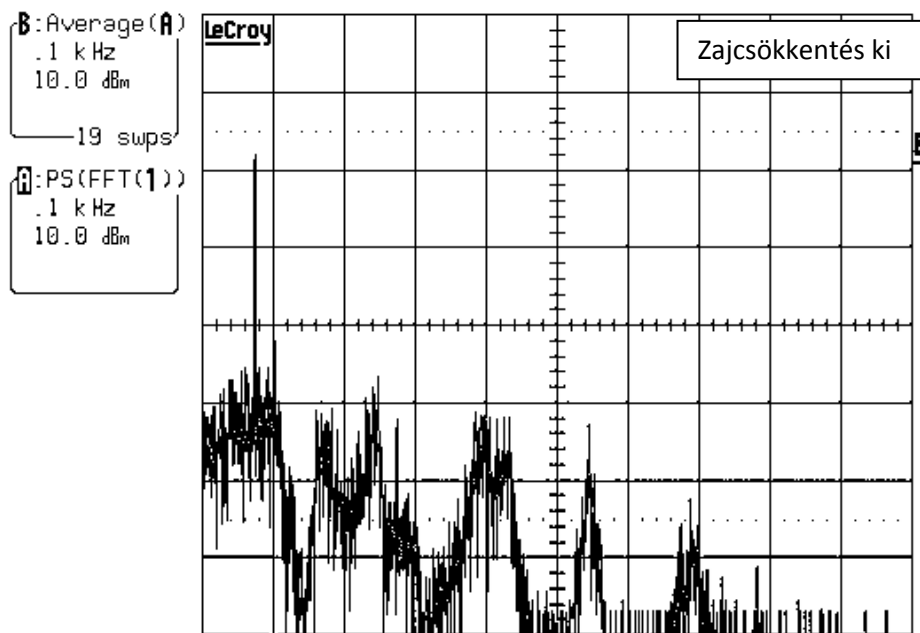


5.1. ábra. a) Valós ventilátorzaj spektruma Matlab-bal ábrázolva



5.2.

5.1. ábra. b) Valós ventilátorzaj spektruma (oszilloszkóp FFT)



5.2. ábra. Háromszögjel és Gauss-zaj spektruma (szimulált ventilátorzaj)

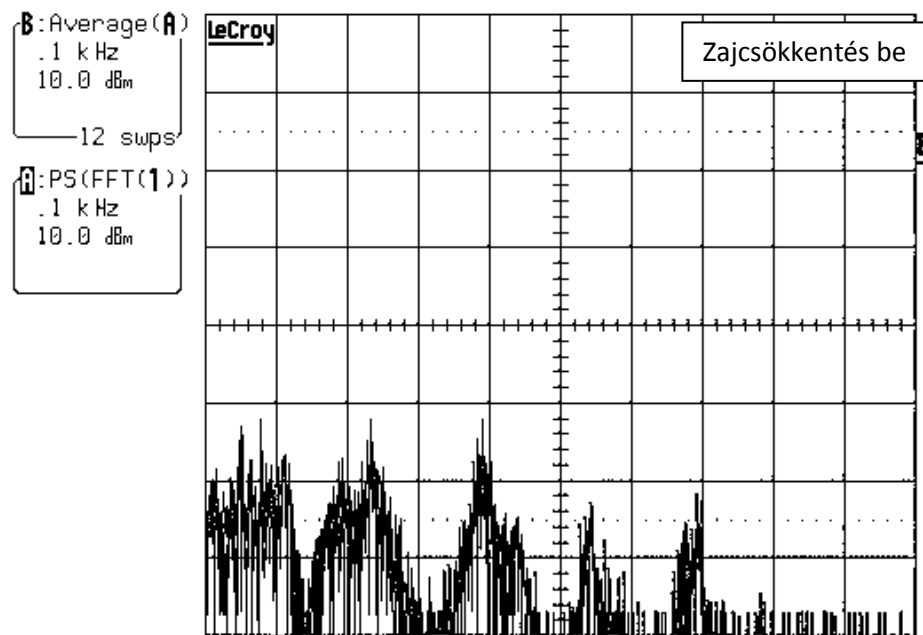
5.1. LMS alapú zajcsökkentés

Az FXLMS algoritmus sztochasztikus és periodikus zaj elnyomására egyaránt alkalmas. Mivel főleg a ventilátor sztochasztikus zaját kell ezzel az algoritmussal elnyomni, megfigyeltem az ADSP-21364 demókártyán implementált FXLMS hatékonyságát sávkorlátozott Gauss-zaj esetén. Miután elvégeztem az identifikációt a 4.1. fejezetben leírtak szerint, kiadtam a HP HOI-3722 zajgenerátor jelét a zajforrásként szolgáló hangszóróval. Azután elindítottam a zajcsökkentő programot, majd egy LeCroy LT342 digitális oszcilloszkóppal megfigyeltem a zaj spektrumának változását, melynek eredménye az 5.3. ábrán látható. A jelcsökkenést multiméterrel is nyomon követtem. Azt tapasztaltam, hogy amennyiben a referenciajelet a zajgenerátorral szolgáltatom, akár 13 dB-es teljesítménycsökkenést, illetve csillapítást is sikerült elérni az 500 Hz-ig terjedő sávban. Azonban ez mikrofonról vett referenciajel esetén maximum 5 dB volt. Az 5.4. ábrán az FXLMS algoritmus hatásosságát lehet megfigyelni az 5.2. ábrának megfelelő vegyes gerjesztés esetén. Mérés közben egy Fast Track Pro USB-s külső hangkártyával kb. 30 másodperces felvételeket készítettem a valós ventilátorzaj csökkentésének eredményéről, amelyet később Matlabbal feldolgoztam. A felvételekből azonos hosszúságú mintákat vettem és megjelenítettem a spektrumukat 20-600 Hz tartományban (a mérésekből azt tapasztaltam, hogy a valós ventilátorzaj elnyomását kb. 500-600 Hz-ig érdemes vizsgálni), valamint ugyancsak ebben a tartományban a konkrét összehasonlítások miatt kiszámítottam az átlagteljesítményeket. Egy így készített spektrum figyelhető meg az 5.5. ábrán, arra az esetre, amikor az FXLMS algoritmusnál maximális μ közeli értéket állítunk be és a rendszer a stabilitás határhelyzetének közelében van. Látszik, hogy plusz frekvenciák jelentek meg. A rendszer úgy lett megépítve, hogy a mikrofonok helye módosítható legyen. A 3.1. ábrának megfelelően az 1. vagy 2. pozícióba helyezve a referenciamikrofont nincs érzékelhető különbség, a turbulencia nem okoz különösebb problémát a referenciajelnél, vagyis a célnak megfelelnek a 3.5. ábra szerint védett mikrofonok. Az 5.6. ábrán látható, hogy mekkora elnyomásra képes a nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszeren implementált FXLMS algoritmus az 1. pozícióba helyezett referenciamikrofon és megfelelően beállított μ esetén. A referenciamikrofont a 3. pozícióba helyezve már tapasztalható a parazita visszacsatolás hatása, amelynek eredményeként jelentősen csökken a zajelnyomás hatékonysága (5.7. ábra). Az ábrákon

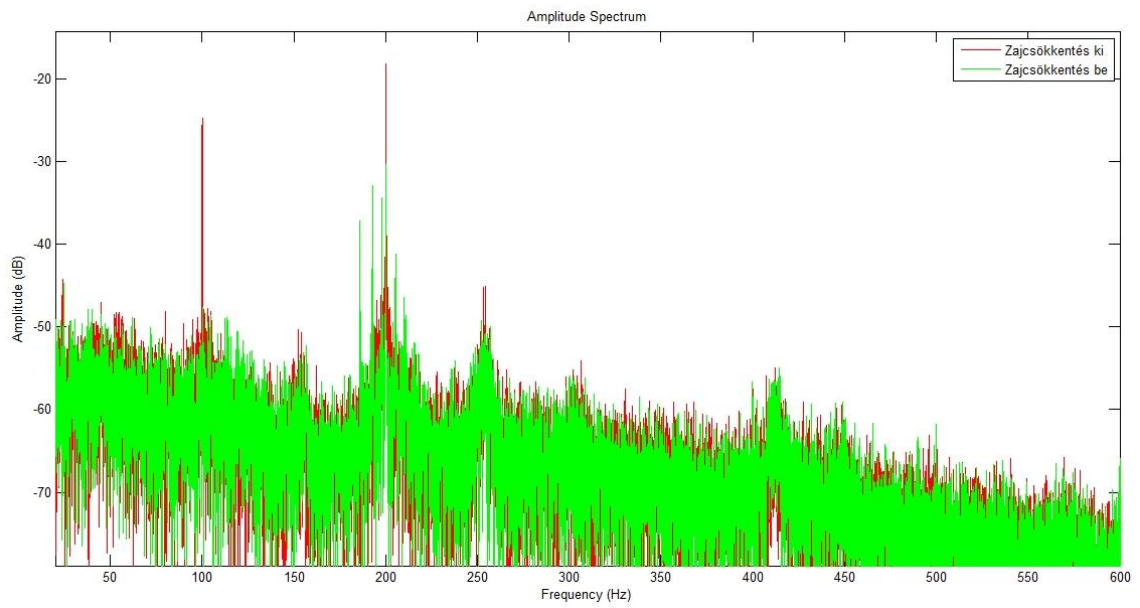
megfigyelhető, hogy az FXLMS algoritmus többnyire csak a zaj periodikus részét tudta elnyomni, a sztochasztikus zaj elnyomás csekély mértékű vagy egyáltalán nincs. Mivel a valós ventilátorzajban megfigyelhetően 100 és 200 Hz-en koncentrálódik a zajteljesítmény nagy része, legkedvezőbb esetben 6 dB zajteljesítmény csökkenést sikerült elérni a 20 Hz-től 600 Hz-ig terjedő sávban. Akusztikus visszacsatolás esetén ez 4.5 dB volt.



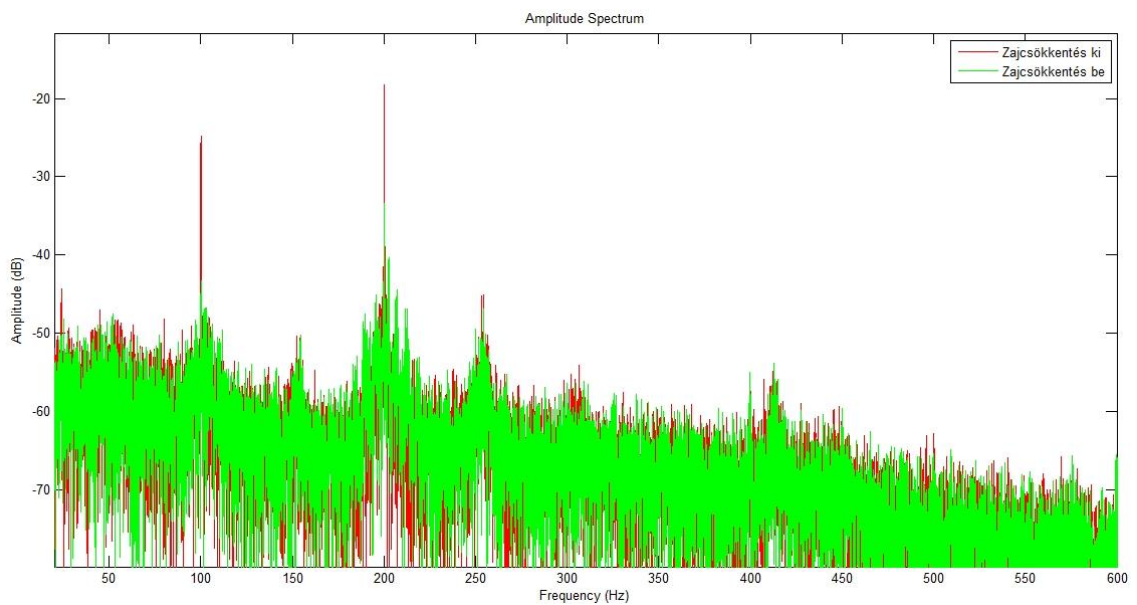
5.3. ábra. Zajcsökkentés eredménye (FXLMS algoritmus) Gauss-zaj esetén



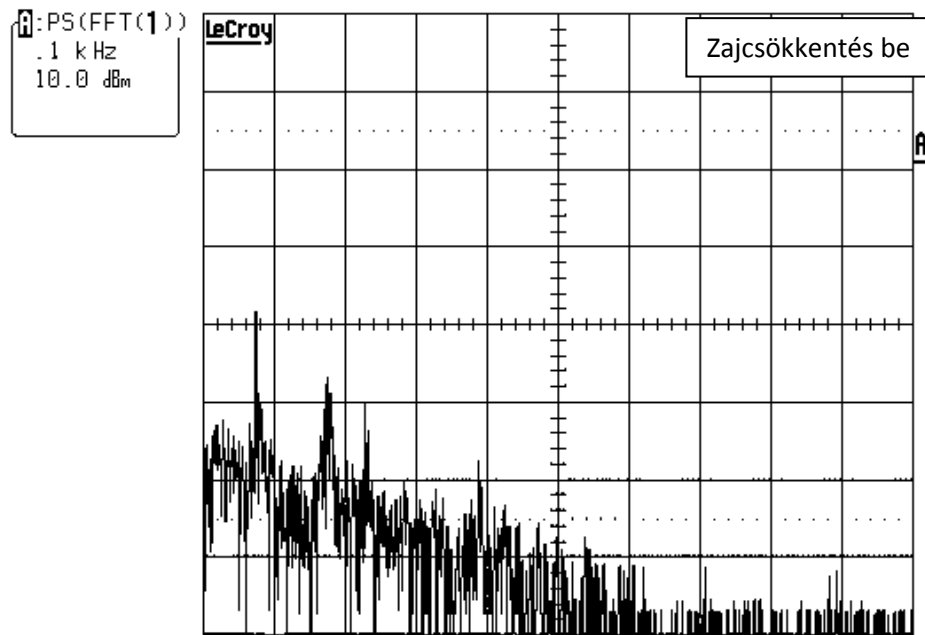
5.4. ábra. Zajcsökkentés eredménye (FXLMS algoritmus) szimulált ventilátorzaj esetén



5.5. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (FXLMS algoritmus nagy μ esetén)



5.6. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (FXLMS algoritmus ideális μ esetén)

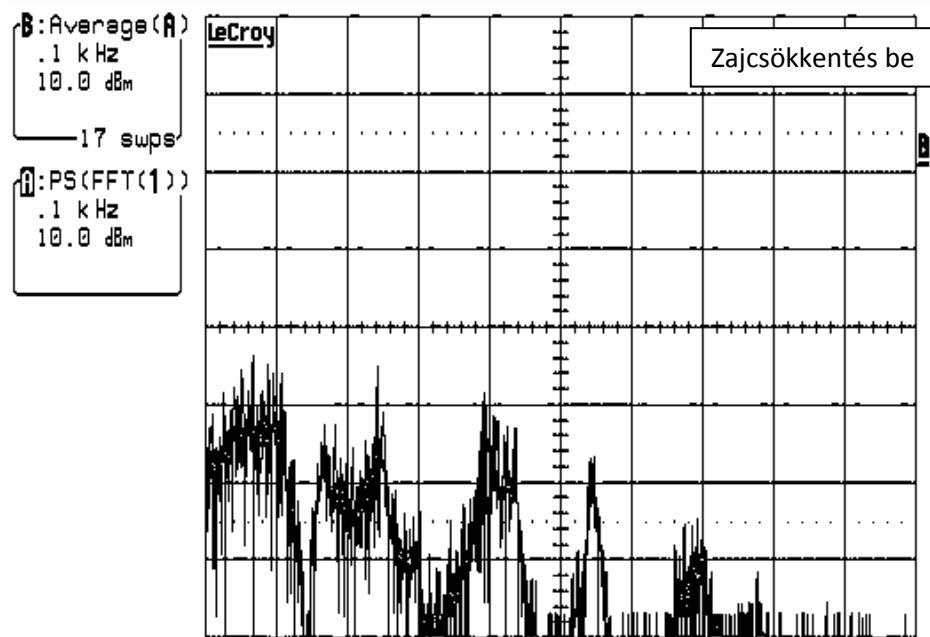


5.7. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (akusztikus visszacsatolás hatása FXLMS algoritmus futtatásakor)

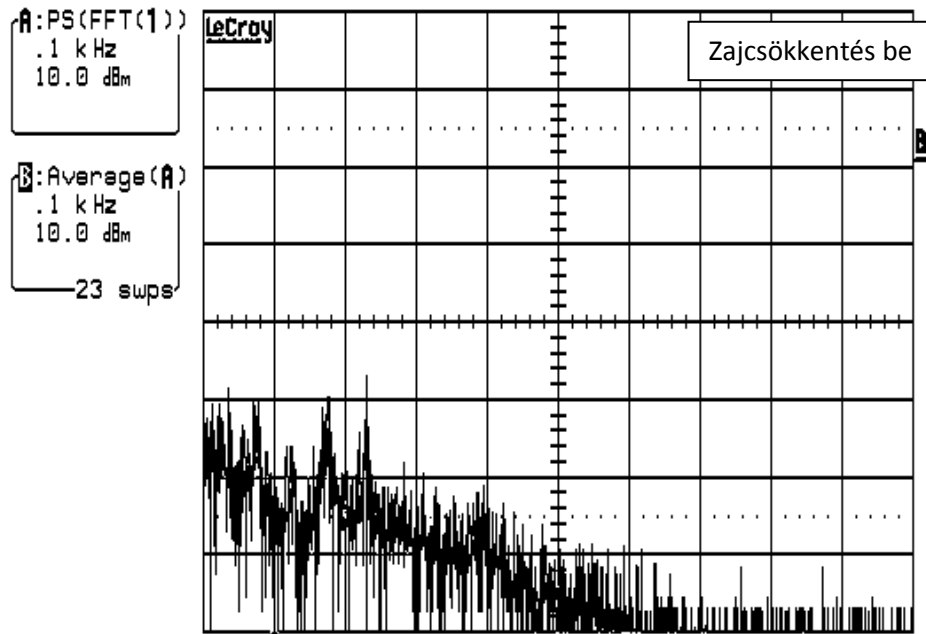
5.2. Rezonátor alapú zajcsökkentés

A rezonátor alapú zajcsökkentés, ahogy az a 2.4 fejezetben le van írva, igen hatásos periodikus zajok esetén. Az 5.8. ábrán látható, hogy a generált vegyes gerjesztés esetén a zajcsökkentő algoritmus a 100 és 200 Hz-en lévő periodikus komponenseket eltávolította a jelből. A periodikus komponensek elnyomása hatásosabb, mint az FXLMS esetében, viszont FXLMS alkalmazásakor észrevehető kismértékű sztochasztikus zajelnyomás is. Így ez esetben az FXLMS algoritmus összességében nagyobb zajcsökkenést eredményez. Viszont a valós ventilátorzaj esetén, a nagy teljesítményű periodikus összetevők miatt a rezonátor alapú zajcsökkentés hozott jobb eredményt, 7.3 dB-es teljesítménycsökkenést okozott a 20 Hz-től 600 Hz-ig terjedő frekvenciasávban. A rezonátor alapú zajcsökkentés hatásának eredménye valós ventilátorzaj esetén az 5.9. ábrán látható. A mérés során több referenciajelet megvizsgáltam. Egyik lehetőség, hogy egy leválasztó transzformátor biztosítja a referenciajelet. A valós ventilátorzaj spektrumából kitűnik, hogy a hálózati feszültség frekvenciájának köze van a kiugró értékű periodikus komponensekhez. Másik megoldás, hogy ebben az esetben is mikrofonról vesszük a referenciajelet. Ez problémát

okozhat, ugyanis könnyen megjelenhetnek egyéb, például a turbulenciából vagy parazita visszacsatolásból származó kváziperiodikus komponensek, amelyek elhangolják az AFA-t a helyes frekvenciáról. Harmadik és preferált megoldás a ventilátor motorján elhelyezett 3.2. fejezetben ismertetett gyorsulásérzékelő. A végleges rendszerben is ezt használtam, habár a transzformátor esetén csak 0.2 dB-el kaptam rosszabb eredményt. A gyorsulásérzékelő előnye, hogy abban az esetben is alkalmazható, ha esetleg egy frekvenciaváltós motornál (állítható fordulatszámú ventilátornál) kell zajcsökkentést végezni.



5.8. ábra. Zajcsökkentés eredménye szimulált ventilátorzaj esetén (rezonátor alapú algoritmus)

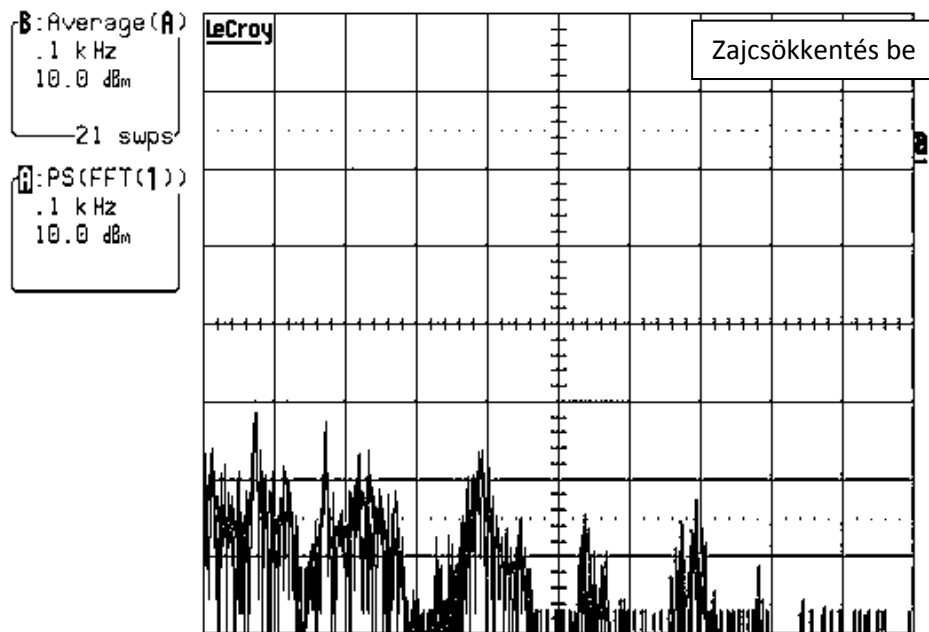


5.9. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (rezonátor alapú algoritmus)

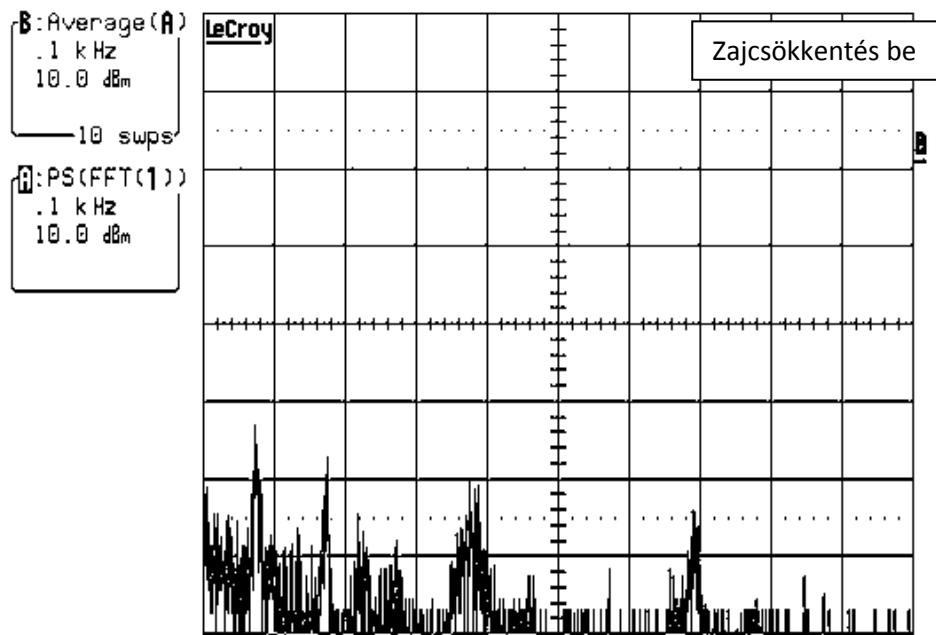
5.3. Rezonátor és LMS alapú zajcsökkentés

A fő célkitűzés, hogy vegyes gerjesztés, konkrétan ventilátorzaj esetén megvizsgáljam a rezonátor és FXLMS alapú algoritmus egyidejű alkalmazásával megvalósított zajcsökkentő rendszer hatékonyságát. A megírt program úgy működik, hogy az egyes algoritmusokhoz tartozó identifikáció eredménye felhasználásra kerül a két algoritmust együtt futtató programrészben, valamint a bátorsági tényezők értéke is változatlan marad. Az 5.10. ábrán a generált vegyes gerjesztés esetén megvalósított elnyomás eredménye látható. Az FXLMS-nél ugyanazt a μ -t használom, mint az 5.4. ábra esetében. Megfigyelhető, hogy lényegében a periodikus komponensek lettek jobban elnyomva. Azonban az FXLMS algoritmus referencijeléből a nagyteljesítményű periodikus jel eltávolítása lehetővé teszi, hogy μ értékét nagyobbra állítsuk. Tapasztalatok alapján ez jobb zajelnyomást eredményezett. Az itt bemutatott további mérések során a referenciamikrofon jeléből a periodikus komponenst eltávolító megvalósítást alkalmaztam. Ennek eredményét a generált vegyes gerjesztés esetén az 5.11. ábra szemlélteti. Látható, hogy a jel sztochasztikus tartalma tovább csökkent. Azonban a valós ventilátorzaj esetén nem tapasztaltam ilyen lényeges javulást a zajelnyomás teljesítményét illetően. Az 5.12. ábrán megfigyelhető, hogy csak a

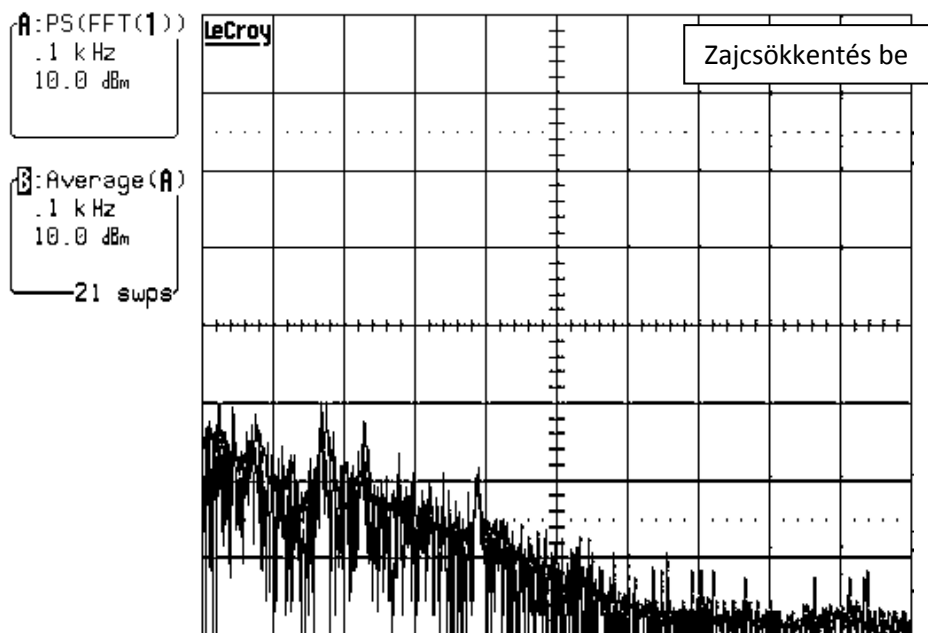
periodikus komponensek estében sikerült zajelnyomást megvalósítani. Az 5.13. ábrán Matlab-bal feldolgozott jelnél látható ugyanez. A teljes sávban megjelenő kismértékű jelcsökkenés nem mérvadó, a zaj sztochasztikus jellege miatt. Viszont előnyös tulajdonsága a rendszernek, hogy kicsit robusztusabb, mint a csak FXLMS algoritmust futtató rendszer, ugyanis az 5.7. ábrán fellépő akusztikus visszacsatolásból eredő komponens nagy része ez esetben eltűnt (5.14. ábra). Végezetül az 5.15. ábrán az FXLMS algoritmus és a rezonátoros zajelnyomó struktúrával kiegészített FXLMS algoritmus hatékonyságát hasonlítom össze. Megfigyelhető, hogy a periodikus komponensnél hatásosabb zajelnyomást eredményezett a két algoritmus egyidejű alkalmazása. A két algoritmus egyidejű futtatásával elért legjobb eredmény 8.5 dB zajteljesítmény csökkenés volt valós ventilátorzaj esetén. Vagyis az FXLMS algoritmust alkalmazó zajcsökkentéssel összehasonlítva kicsit hatásosabb elnyomást eredményezhet, de a rezonátoros struktúra esetén nincs érzékelhető különbség, a kb. 1 dB-es eltérés hibahatáron belül van.



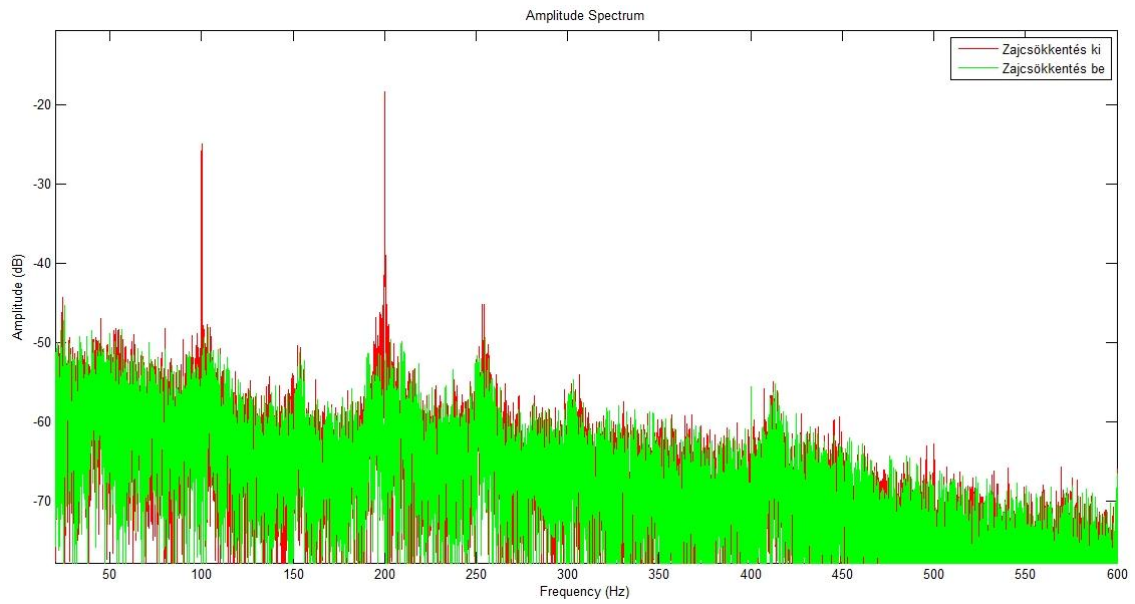
5.10. ábra. Zajcsökkentés eredménye szimulált ventilátorzaj esetén (rezonátor és FXLMS alapú algoritmus együtt)



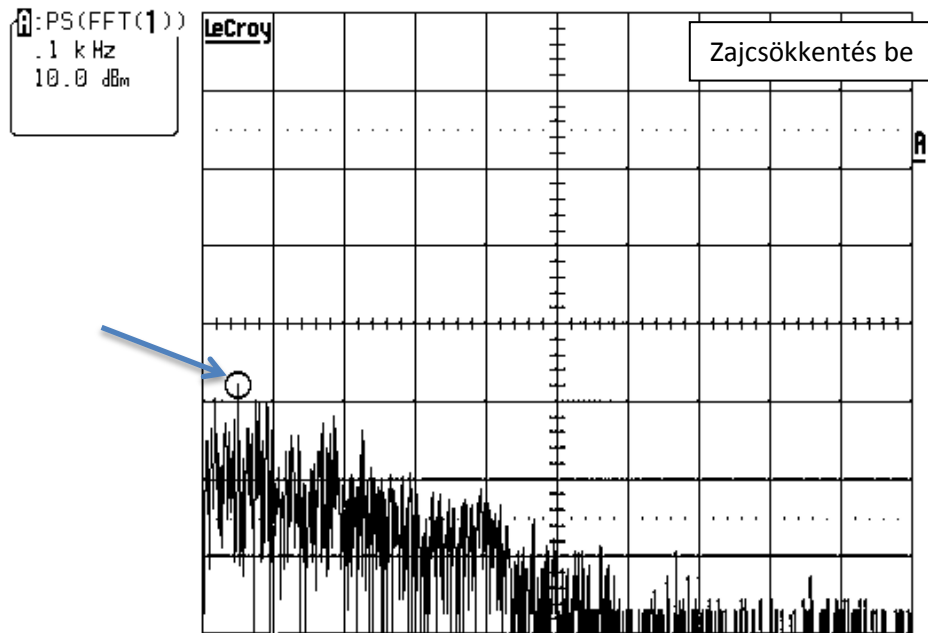
5.11. ábra. Zajcsökkentés eredménye szimulált ventilátorzaj esetén (rezonátor és FXLMS alapú algoritmus együtt, megnövelt FXLMS-hez tartozó μ)



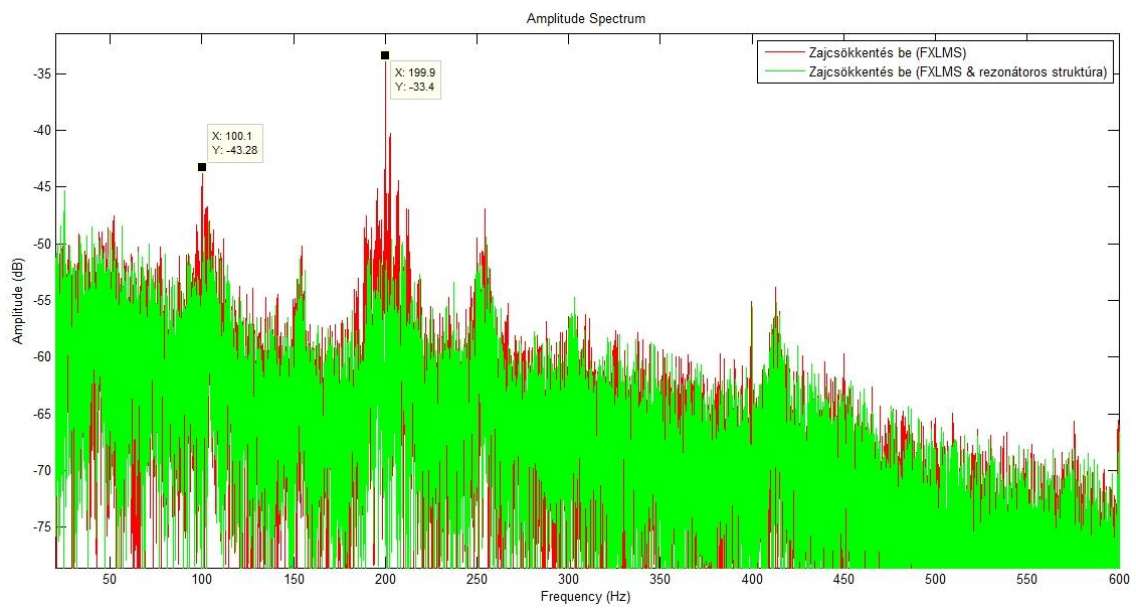
5.12. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (rezonátor és FXLMS alapú algoritmus együtt)



5.13. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (rezonátor és FXLMS alapú algoritmus együtt)



5.14. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (rezonátor és FXLMS alapú algoritmus együtt, parazita visszacsatolás esetén)



5.15. ábra. Zajcsökkentés eredménye valós ventilátorzaj esetén (Az FXLMS és a két algoritmus egyidejű futtatásának eredménye)

6. Összefoglalás, kitekintés

A diplomamunka keretei között sikeresen megvalósítottam egy olyan egyszerű ANC rendszert, amelyben megfigyelhető a ventilátorzaj elnyomásának hatásossága. Tanulmányoztam az aktív zajcsökkentés irodalmát, különös tekintettel az előrecsatolt struktúrákra, az FXLMS és a rezonátor alapú ANC rendszerekre. Megismerkedtem az adaptív szűrők elméletével, az LMS algoritmus módozataival. Mivel a zajcsökkentő algoritmusokban fontos szerepet játszik a rendszer visszacsatoló ágának minél pontosabb ismerete, ezért sor került a leggyakoribb identifikációs eljárások bemutatására is. Ismertettem a megépített rendszer elemeit, a zajcsökkentés méréséhez szükséges elrendezést. Ezenkívül tanulmányoztam a ventilátor keltette turbulencia elleni védekezés lehetőségeit. Megismerkedtem az Analog Devices DSP-k SHARC családjának tagjaival és a VisualDSP++ fejlesztői környezettel. Sikerült implementálni az FXLMS és a rezonátor alapú zajcsökkentő algoritmusokat az ADSP-21364 EZ-KIT Lite demókártya segítségével. Lehetőségem volt megfigyelni az LMS algoritmus különféle módozatainak működését és hatásosságát, illetve periodikus jelek esetében a rezonátoros struktúra hatékonyságát, illetve gyorsaságát. Majd megismerkedhettem a BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszéken készített nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszerrel, amely már elegendő számú bemenettel rendelkezik ahhoz, hogy a két algoritmus együtt futhasson, külön referenciajelek (mikrofon és gyorsulásérzékelő) felhasználásával. Mivel a ventilátorzaj leginkább periodikus komponenst tartalmaz, amelyre a rezonátoros zajelnyomás hatásosabb, mint az FXLMS, amellyel leginkább a sztochasztikus zajt szeretném csillapítani, ezért az FXLMS algoritmus referenciajeléből egy rezonátorkészlettel eltávolítottam a periodikus komponenst, amelynek eredményeként az eredetinél nagyobb μ adható meg. Így szimulált ventilátorzaj esetén láthatóan nagyobb zajelnyomást sikerült elérni, mint egyébként. Valós ventilátorzaj esetén azonban nincs számottevő különbség. Mindazonáltal a mérések során megfigyelhető volt, hogy a csak FXLMS algoritmusra épülő ANC rendszer eredményénél nagyobb csillapítást sikerült elérni a periodikus komponenseknél.

Összességében tehát nem sikerült kiugró eredményt elérni a két algoritmus egyidejű futtatásakor, ezért a feladat további kísérleti megvalósításokat és megfigyeléseket igényel. A későbbiekben nagyobb teljesítményű, hangosabb és változó

fordulatszámú ventilátort lehet alkalmazni, ugyanis akkor jobban ki lenne használva a rezonátoros és az FXLMS algoritmus közötti konvergenciasebesség különbség, és a nagyobb zajszintből kifolyólag nagyobb lenne a sztochasztikus zaj is, jobban kiegyenlítődnének a periodikus és a sztochasztikus zajviszonyok. Esetleg érdemes lehet az időtartománybeli FXLMS algoritmus helyett frekvenciatartománybeli FXLMS algoritmust alkalmazni, valamint többcsatornás rendszerre kiterjesztett esetre is meg kellene vizsgálni az elnyomás hatásosságát.

Felhasznált irodalom

- [1] S. M. Kuo, D. R. Morgan: „*Active Noise Control: A Tutorial Review*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 87, No. 6, pp. 943-973, 1999
- [2] A. Roure: „*Self-adaptive broadband active sound control system*”, J. Sound Vibration 101, pp. 429-441, 1985
- [3] B. Widrow, S.D. Stearns: „*Adaptive Signal Processing*”, Prentice Hall, 1985
- [4] S. M. Kuo, D. R. Morgan: „*Active Noise Control Systems*”, Wiley, 1996
- [5] A. Feuer, E. Weinstein: „*Convergence analysis of LMS filters with uncorrelated Gaussian data*”, IEEE Trans. ASSP, Vol. 33, pp. 222-230, 1985
- [6] Kuo – Panahi – Chung – Horner – Nadeski – Chyan: „*Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family – Application Report*”, TI, 1996
- [7] G. Long, F. Ling, J. G. Proakis: „*The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation*”, IEEE Trans. ASSP, Vol. 37, pp. 1397–1405, 1989
- [8] M. Larsson, S. Johansson, L. Håkansson, I. Claesson: „*A feedforward active noise control system for ducts using a passive silencer to reduce acoustic feedback*”, 14th International Congress on S&V, 2007
- [9] C. Mosquera, J. A. Hómez, F. Pérez, M. Sobreira: „*Adaptive IIR Filters for Active Noise Control*”, 6th International Congress on S&V, pp. 1571-1582, 1999
- [10] S. Sadeghi, J. Poshtan, M. H. Kahaei: „*The Simulation and Implementation of an Active Noise Control System in a Laboratory Duct*”, ECC, 2003
- [11] Sujbert László: „*Periodikus zavarhatások csökkentésének aktív módszerei*”, Ph.D. értekezés, BME-MIT, 1997
- [12] D. G. Luenberger: „*An Introduction to Observers*”, IEEE Trans. AC, Vol. 16, No. 6, pp. 596-602, 1971

- [13] BME MIT Tanszéki Munkaközösség: „*Digitális jelfeldolgozás*”, BME-VIK, 2008
- [14] F. Nagy: „*Measurement of signal parameters using nonlinear observers*”, IEEE, pp. 354-357, 1991
- [15] F. Nagy: „*Application of the nonlinear filter and observer theory in adaptive signal processing*”, IEEE, pp. 6.2-3.1 – 6.2-3.6, 1993
- [16] L. J. Eriksson: „*Recursive algorithms for active noise control*”, Proc. Int. Symp. Active Control of Sound & Vib., pp. 237-245, 1991
- [17] L. Sujbert, G. Péceli, Gy. Simon: „*Resonator based non-parametric identification of linear systems*”, IEEE Trans. on Instr. and Measurement, Vol. 54. No. 1., pp. 386-390, 2005
- [18] D. A. Bies, C. H. Hansen: „*Engineering Noise Control: Theory and Practice 3rd Edition*” Spon Press, 2003
- [19] T. N. Christenson: „*Active Noise Control in Duct with Highly Turbulent Airflow*”, 1997
- [20] Sujbert László: „*Beágyazott rendszerek analízise laboratórium, Mérési útmutató, 5. mérés*”, BME-MIT, 2005
- [21] „*ADSP-21364 EZ-KIT Lite Evaluation System Manual, Revision 3.0*”, Analog Devices Inc.
- [22] „*SHARC Processors: ADSP-21364, Rev. D*”, Analog Devices Inc.
- [23] „*VisualDSP++ 4.5 User's Guide*”, Analog Devices Inc.
- [24] Orosz György: „*Mérési útmutató az Információfeldolgozás Laboratórium Elosztott rendszerek és szenzorhálózatok című méréséhez*”, BME-MIT, 2010