

Szerzők neve, munkahelye:

Szilágyi László

Ericsson Magyarország Kommunikációs Rendszerek Kft.
laszlo.szilagy_i@ericsson.com

Czene Gábor

Knorr-Bremse Vasúti Jármű Rendszerek Hungária Kft.
gabor.czene@knorr-bremse.com

Sujbert László

BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék
sujbert@mit.bme.hu

Kapcsolattartó e-mail:

laszlo.szilagy_i.home@gmail.com

Gerjedésgátlás hangosító rendszerekben

Acoustical feedback supression in acoustical amplification systems

Kivonat – A cikk az akusztikai hangosítási szituációk során – úgy mint rendezvényhangosítás, hallókészülék – jelentkező akusztikai visszacsatolás kompenzálásának lehetőségeit tárgyalja. A visszacsatolás a hangosító rendszert instabillá teheti, korlátozhatja a maximális leadható teljesítményt. A cikk ismerteti a gerjedés kialakulásának elméleti hététerét, majd ezen ismereteket felhasználva módszereket kínál a visszacsatolás kompenzálására digitális jelfeldolgozó processzor felhasználásával. Bemutatásra kerül egy főleg hallókészülékekben használt, a visszacsatolás kioltásán alapuló megközelítés, egy a gerjedés tényét detektáló, valamint azt lyukszűrőkkel csillapító rendszer és a szerzők által elkészített implementációk.

Abstract – This article describes acoustical feedback compensating solutions for public address, hearing aid and similar amplifying applications. The feedback can make such a system unstable and limits the possible level of amplification. The article clarifies the theoretical background of the so called Larsen effect, than based on that knowledge suggests solutions to compensate the feedback using digital signal processing. The first introduced suppressing method is based on subtracting the approximated feedback from the signal and it is widely used in hearing aid applications. The second approach detects the Larsen effect itself, suppresses it using notch filters, which solution is widely used in public address amplifying situations. At the end of the article the implementations created by the authors are described.

Bevezetés

Számos szituációban szükség van arra, hogy egy hangforrás hangját felerősítsük, a forrás által keltett hangnyomást növeljük. Az erre a célra használt hangosító rendszerek a hangforrás hangját mikrofonnal elektromos jellé konvertálják, az elektromos jelet erősítővel felerősítik és hangsugárzókkal az eredetit jóval meghaladó hangnyomást állítanak elő. Ideális esetben a rendszer teljesítményét, az előállítható maximális hangnyomást csak a rendszer komponenseinek minősége határozza meg, ha azonban a mikrofon és a hangsugárzó egy légtérben helyezkedik el, a mikrofon nem csak az erősíteni kívánt hangforrás hangját veszi, hanem a hangsugárzó által keltett hangnyomást is. A két komponens csatolásba kerül egymással, a rendszer kiegészül egy akusztikus visszacsatolással. Az akusztikus visszacsatolás a rendszer stabilitását csökkenti, túlzott erősítés esetén gerjedés léphet fel, azaz a maximális erősítést nem csak a teljesítményerősítő és a hangsugárzó minősége korlátozza, hanem a hangsugárzó és a mikrofon közötti csatolás is. A szakirodalom a fellépő gerjedést Larssen effektusként is szokta említeni (Weaver2006).

A fenti hangosítási szituációra példa a különböző rendezvények hangosítása. Ekkor a színpadi mikrofonok felerősített hangját a színpad két oldalán elhelyezett hangsugárzók közvetítik a közönség felé, valamint a színpadon elhelyezett monitor hangsugárzók az előadók felé. Rossz beállítás mellett egy ilyen rendszer könnyen gerjedni kezdhet, a helyzetet pedig tovább nehezíti, hogy a színpadon esetleg mikrofonnal a kezükben mozgó előadók, vagy mozgó tereptárgyak miatt az akusztikus visszacsatolás folyamatosan változhat. Ahhoz, hogy a hangosítás megfelelő minőségű legyen, a rendszert erre is fel kell készíteni. Ugyancsak egy légtérben elhelyezkedő mikrofon-hangsugárzó párt találunk az elektronikus hallókészülékekben. A gerjedés megelőzése itt is kulcskérdés.

Ha valamilyen módon képesek vagyunk a visszacsatolás kompenzálására, a hangosító rendszerek stabilitását fokozhatjuk, az elérhető erősítést növelhetjük. Jelen dolgozatunkban először a gerjedés jelenségének hátterét tárgyaljuk, ebből kiindulva pedig ismertetünk két, az akusztikus visszacsatolás kompenzálására hivatott rendszer alapelvét. Az első rendszer a visszacsatolást becsülve, és azt a jelútból kivonva igyekszik a hangosítás stabilitását növelni, míg a második megközelítés a gerjedés tényét igyekszik detektálni, ezt követően pedig lyukszűrőkkel csillapítani. Ezen két alapelvet egy jelfeldolgozó processzort tartalmazó fejlesztőkártya segítségével mi is kipróbáltuk, a cikk végén az implementálás során szerzett tapasztalatainkat osztjuk meg az olvasóval.

Probléma megfogalmazása, modellalkotás

Egy olyan hangosítási rendszert, melyben a mikrofon és a hangsugárzó egy légtérben helyezkedik el az (abra1.pdf) ábra szerint modellezhetünk (Troxel2005). A mikrofon (M) a hangnyomást elektromos feszültséggé alakítja, melyet az előerősítő (P) vonalszintre erősít. A legtöbb rendszerben lehetőség van a vonalszintű jel effektprocesszorral (E) történő módosítására. Ez így kapott jelet teljesítményerősítővel (A) továbberősítve hajtható meg a hangsugárzó (H). A mikrofon nem csak a beszélő (B) hangját veszi, hanem a hangsugárzóval is csatolásba kerül (V).

[abra1.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: Az akusztikai visszacsatolás rendszermodellje / System model of acoustic feedback

Ideális esetben a beszélő/hangsugárzó rendszer átviteli karakterisztikáját az $M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H$ szorzat adná meg, de jelen esetben az akusztikus visszacsatolást is figyelembe kell vennünk, így az átvitel az (1) képletre módosul.

$$\frac{Y}{X} = \frac{M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H}{1 - M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H \cdot V} \quad (1)$$

Az akusztikus visszacsatolás (V) lényeges tulajdonsága, hogy a többi komponenshez képest (M, P, E, A, H) nagy késleltetéssel rendelkezik a hang véges terjedési sebessége miatt, melyet a mikrofon és a hangsugárzó egymáshoz viszonyított térbeli elhelyezkedése (a hang útjának hossza) határoz meg. Hogy e késleltetés a teljes rendszer átvitelére gyakorolt hatását megértsük, vizsgáljunk egy olyan rendszert, melyben a komponensek amplitúdó-karakterisztikája konstans és késleltetéssel csak a visszacsatolás (V) rendelkezik.

A késleltetett visszacsatolás következménye az lesz, hogy a különböző frekvenciakomponensek különböző fázishelyezettel kerülnek visszacsatolásra, így frekvenciafüggő erősítést és vágást okoznak a rendszer átvitelében, ahogy ezt az (abra2.pdf) is szemlélteti (Troxel2005).

[abra2.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: A rendszer nyílt (kék vonal), illetve zárthurkú (piros vonal) átvitele (fent) a fázis feltüntetésével (lent) / Open (blue line) or closed (red line) loop amplitude characteristics of a simplified amplifying system (top) along with the phase characteristics (bottom)

A csúcsok a 360° -os fázisú (ill. egészszámú többszöröseinél), a völgyek a 180° -os fázisú (ill. egészszámú többszöröseinél) frekvenciahelyeken jelennek meg, az akusztikus visszacsatolás fázisát pedig a késleltetés nagysága határozza meg a (2) képletnek megfelelően a rendszer lineárfázisú volta miatt.

$$\Delta f = \frac{1}{t_p} \quad (2)$$

Itt t_p a késleltetési idő, Δf pedig a spektrum csúcsai között lévő frekvenciatávolság (2ms késleltetés: 500Hz frekvenciaköz). Ezen frekvenciaösszetevők egész periódusnyi késleltetéssel érkeznek a mikrofonhoz. Ha a teljes rendszer kimeneti erősítésének és a visszacsatolás erősítésének (csillapításának) szorzata meghaladja az egységnyt, a rendszer gerjedni kezd.

A problémát a Nyquist kritériummal is megfogalmazhatjuk (Berdahl2005). A Nyquist kritérium értelmében a stabilitás feltétele a következő:

$$|M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H \cdot V| < 1 \quad (3)$$

minden olyan f frekvencián, amelyre

$$\angle(M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H \cdot V) = n \cdot 360^\circ \quad (4)$$

ahol n egész szám. Ahogy az imént láttuk, ezek a frekvenciahelyek az átvitel csúcspontjai. Ugyanakkor fontos figyelembe venni, hogy esetünkben a mikrofon helye nem feltétlenül rögzített, így annak mozgása az $M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H \cdot V$ átvitel fázisának megváltozását eredményezheti, amelyet nehéz becsülni. Így a rendszer biztos stabilitásának érdekében a fázisfeltételt elhagyva adódik a stabilitás (3) feltétele minden f frekvenciára.

Egy valós rendszerben természetesen a rendszer különböző összetevői konstanstól eltérő amplitúdó és lineáristól eltérő fáziskarakterisztikával rendelkezhetnek, de a gyakorlatban ez annyit jelent, hogy a spektrum számunkra érdekes, fent ismertetett csúcsai különböző magasságúak lesznek. A kompenzáló eljárások ismertetésekor a későbbiekben a fenti ismeretekre hagyatkozunk.

Az akusztikus visszacsatolás kompenzálásának lehetőségei

A végső cél egy olyan kompenzáló rendszer megalkotása, melyet a jelútba helyezve (az effektek (E) közé) képes a hangosító rendszer átvitelét számunkra kedvező módon befolyásolni. Manapság egy ilyen rendszer megvalósítása egy jelfeldolgozó processzor (DSP), a rajta futó szoftver és A/D ill. D/A konverterek segítségével a legkézenfekvőbb. A rendszer működési elvét úgy is megfogalmazhatjuk, hogy a (3) Nyquist kritérium visszacsatolás (V) tagjának hatását igyekszünk minél jobban csillapítani az effekt (E) tag módosításával.

A fent tárgyaltakat alapul véve a gerjedésgátlást itt kétféleképp közelítjük meg. Az egyik esetben az akusztikus visszacsatolást igyekszünk kivonni a feldolgozandó jelből (negatív visszacsatolással), így a rendszer átvitele virtuálisan nem tartalmazza a mikrofon és a hangsugárzó közötti csatolást. A másik megközelítésben az átviteli karakterisztika előbb ismertetett (legmagasabb) csúcsait csillapítjuk megfelelő frekvenciákra hangolt lyukszűrők segítségével. A kompenzáló rendszernek figyelembe kell vennie az akusztikus visszacsatolás varianciáját is, fontos megkülönböztetnünk az ún. offline és online rendszereket. Offline rendszerek használatakor a mikrofon és hangsugárzó közötti csatolást invariánsnak feltételezzük. Ebben az esetben a kompenzáló rendszer használatát egy konfigurációs eljárás előzi meg. Online rendszerek használata esetén az akusztikus csatolás a rendszer működtetése közben változhat.

Az alább ismertetett technikai korlátok miatt a negatív visszacsatoláson (kioltáson) alapuló gerjedésgátlás elsősorban kis (pár 10 cm) mikrofon-hangsugárzó távolságok mellett működőképes, az alapelv alkalmazása a hallókészülékekben jellemző. A korszerű hallókészülékek digitális jelfeldolgozás segítségével fokozzák a hallás minőségét, a hangprocesszálas egyik eleme pedig a gerjedésgátlás lehet (pl. Siemens LifeTM: FeedbackBlocker (Siemens2010), Beltone: Feedback Management (Beltone2010)). Egy ilyen rendszer esetén nem nagy gond az offline megoldás, mivel az akusztikus visszacsatolás útja nem változik jelentősen a használat során, mindemellett a fejlett típusok kombinálják az offline és az online megoldásokat. Egy modern készülék ezen felül beépített mikroprocesszorával és rádiós interfészével számos egyéb kényelmi szolgáltatást is nyújthat, például a zajcsillapítás mellett a környezeti zajhoz alkalmazkodó hangprofilok és a bluetooth fülhallgató támogatás is általánosnak mondható.

Nagyobb tér hangosítása esetén (koncert, egyéb rendezvény) az előző megközelítés jelen formájában nem célravezető. Egyrészt egy nagyobb tér, zárt terem akusztikus visszacsatolásának identifikálása a nagy időállandó miatt túlzottan nehézkes lehet, másrészt a rendszernek meg kell birkóznia az akusztikus visszacsatolás időbeli változásával kiküszöbölendő a mozgó mikrofon vagy tereptárgyak (mozgó előadó, színpad) okozta váratlan gerjedést. A gerjedés detektálásával és hangolt lyukszűrőkkel történő csillapítással azonban a stabilitás így is fokozható.

Jelfeldolgozó processzorokat alkalmazva megvalósítható olyan algoritmus, mely a spektrumot vizsgálva szűrőket konfigurál, így csillapítva a gerjedést. A piacon rendelkezésre állnak ilyen termékek és a továbbiakban ismertetjük is egy ilyen elven alapuló rendszer működését, valamint az általunk megvalósított implementációt is. A hangminőség szempontjából egy ilyen rendszer legfontosabb paramétere az alkalmazott szűrők szélessége és száma. Túl széles szűrőkből túl sokat használva a hangkép torzulása a kívánatosnál nagyobb lehet. Érdemes figyelembe venni, hogy az emberi fül frekvenciafelbontása a hangmagassággal exponenciálisan csökken, emiatt a jelfeldolgozás felbontását is célszerű ehhez igazítani. Emiatt egyes gyártók a felbontást nem Hz-ben, hanem oktávban adják meg. A (tablazat1.doc) táblázat pár nevesebb cég termékeinek tulajdonságait foglalja össze (Sabine2010)(dbx2010)(Shure2010).

[tablazat1.doc nagyjából ide.]

Táblázatfelirat: Gerjedésgátló rendszerek összehasonlítása / Comparison of feedback suppression systems

A következő fejezetekben részletesen tárgyaljuk a kioltásos és a gerjedésdetektálás elven működő rendszerek megvalósítását.

Akusztikus visszacsatolás kompenzálása negatív visszacsatolással

Az ellenfázisú kioltás egy lehetséges módja, ha a (V) akusztikus visszacsatolást ott próbáljuk meg kioltani, ahol az a hatását kifejti, azaz a mikrofonnál. Ezt a megközelítést szemlélteti az (abra3.pdf) ábra.

[abra3.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: Az akusztikai visszacsatolás kioltásának rendszermodellje / The system model of acoustical feedback suppression

Világos, hogy ha a kompenzáló jel (\hat{W}) megegyezik a (V) visszacsatolással ($\hat{W} = V$), akkor a rendszerünk visszacsatolástól mentes. Az ellenfázisú kioltás megvalósítása az akusztikai térben a mikrofon helyére koncentrált hangsugárzóval történhetne, aminek gyakorlati megvalósítása azonban túl nagy nehézségekbe ütközik. Ezzel szemben, egy a mikrofon és a hangsugárzó közé helyezett digitális jelfeldolgozó egységgel (A/D - DSP - D/A) igen jó eredményt érhetünk el. Ekkor digitális tartományban igyekszünk a (V) akusztikus visszacsatolást becsülni, valamint a kioltást megvalósítani. A digitális tartományban történő kioltás blokkvázlatát szemlélteti az (abra4.pdf) ábra.

[abra4.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: A DSP-vel megvalósított kioltás / Suppression using digital signal processing

Az akusztikus visszacsatolás becslését úgynevezett adaptív (tanuló) szűrőkkel végeztük. Ezen szűrőket használatuk előtt konfigurálni kell, a kompenzálendő visszacsatolást identifikálni kell. A megvalósított rendszer rendelkezik egy konfigurációs üzemmóddal, mely a műsor előtt identifikál, használat közben pedig a kioltásos üzemmódban a változatlanul feltételezett visszacsatolást kompenzálja a konfigurált szűrővel. A konfiguráció és kompenzálás időbeli szétválása miatt a rendszer offline. Az elméleti háttérrel tárgyaljuk a következőkben.

A Least Mean Squares (LMS) algoritmus

Az adaptív szűrők konfigurálásának egy elterjedt módja a Least Mean Squares (LMS) algoritmus. Ekkor az adaptív szűrő kimenetét az identifikálandó fizikai rendszer kimenetével hasonlítjuk össze, paramétereit pedig úgy változtatjuk a hibajel függvényében, hogy a hibajel minél jobban minimalizáljuk. Az elrendezés az (abra5.pdf) ábrán látható. A mi esetünkben a fizikai rendszer a D/A – erősítő – hangsugárzó – visszacsatolás – mikrofon – előerősítő – A/D lánc. Ezt az átvitelt kell becsülnünk.

[abra5.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: LMS algoritmussal történő identifikáció modellje / Model of identification using LMS algorithm

$W(z)$ egy digitális FIR szűrő, melynek együtthatóit minden lépésben, azaz (t_s) mintavételi időpontokként frissítjük. Az algoritmus a frissítést az alapján végzi, hogy mekkora az eltérés a rendszer Y_k kimenete és az approximáló szűrő \hat{Y}_k kimenet között azonos X_k bemenet mellett. Az általunk használt, gradiens alapú LMS algoritmus (MIT2003) - ahogy a neve is elárulja - a legkisebb négyzetes hiba elérésére törekszik. A hiba négyzetes érelemben vett értéke:

$$\hat{\varepsilon}_k = [y_k - \hat{y}_k]^2 = [y_k - w_k^T x_k]^2 \quad (5)$$

A pillanatnyi gradiens a következőképpen állapítható meg:

$$\hat{\nabla}(n) = \frac{\partial \hat{\varepsilon}_k}{\partial w_k} = -2 \cdot [y_k - w_k^T x_k] \cdot x_k = -2 \cdot e_k \cdot x_k \quad (6)$$

$$e_k = [y_k - w_k^T x_k] \quad (7)$$

A $W(z)$ digitális FIR szűrő együtthatóinak frissítése mintavételi időközönként a (8) egyenlet szerint történik:

$$w_k = w_k - \mu \cdot \hat{\nabla}_k = w_k + 2 \cdot \mu \cdot e_k \cdot x_k \quad (8)$$

A μ változó a konvergenciaparaméter. Ezzel az értékkel súlyozzuk, hogy az aktuális szűrőfrissítés milyen mértékben változtassa meg az eddigi w_k együtthatókat. A megfelelő identifikáció érdekében az x_k gerjesztőjel a hangosító rendszer áteresztő sávjában fehér zaj

kell, hogy legyen. Az identifikáció eredményeként a FIR szűrő természeténél fogva a rendszer impulzusválaszának egy véges becslőjét kapjuk szűrőegyütthetők formájában. A véges becslhető impulzusválasz az, ami korlátozza a gyakorlati alkalmazások körét.

IIR szűrők alkalmazása az identifikációban

A FIR szűrők esetében az impulzusválasz hossza egyenesen arányos a fokszámmal, ami megszabja a rendszer korlátait a mikrofon – hangsugárzó távolság szempontjából. Kecsegtető gondolat rekurzív IIR (Infinite Impulse Response), azaz végtelen impulzusválaszú szűrők alkalmazása az identifikáció során. Számítási kapacitás szempontjából is előnyös az alkalmazásuk, azonban míg a FIR szűrők strukturálisan stabilak, addig az IIR szűrőknél stabilitási problémák léphetnek fel. Ezen kívül nem biztosított a globális minimum megtalálása, mert az átlagos négyzetes hiba nem négyzetes függvénye a szűrőegyütthetőknek (azaz nem feltétlenül szigorúan monoton), így kiemelt szerep jut az identifikáció során a szűrőegyütthetők kezdeti értékének, valamint a konvergenciaparaméternek.

Az IIR - LMS algoritmus

[abra6.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: Az IIR-LMS algoritmussal történő identifikáció modellje / Model of identification using IIR-LMS algorithm

Az IIR-LMS algoritmusban a szűrést egy rekurzív szűrő végzi, melynek átvitele a (abra6.pdf) ábra alapján (Widrow1985) (Mohammad1992):

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot x_{k-n} + \sum_{n=1}^{N-1} b_n \cdot y_{k-n} \quad (9)$$

A Z operátor tartományban ez a következőképpen írható le:

$$H(z) = \frac{A(z)}{B(z)} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^{N-1} b_k \cdot z^{-k}} \quad (10)$$

Legyen

$$W_k = [a_{0k}, a_{1k}, \dots, a_{(N-1)k}, b_{1k}, \dots, b_{(N-1)k}] \quad (11)$$

A

$$\hat{V}_k = -2 \cdot \varepsilon_k [\alpha_{0k} \dots \alpha_{(N-1)k}, \beta_{1k} \dots \beta_{(N-1)k}]^T \quad (12)$$

hibavektor a szűrőegyütthetők hibára gyakorolt hatásának figyelembevételével kerül kiszámolásra (7). Ha

$$W_k = [a_{0k}, a_{1k}, \dots, a_{(N-1)k}, b_{1k}, \dots, b_{(N-1)k}], \quad (13)$$

akkor hasonlóan az LMS algoritmushoz a szűrőegyütthetők adaptációja a következő:

$$W_{k+1} = W_k - M \cdot \hat{\nabla}_k \quad (14)$$

Itt M nem skalár konvergencia paraméter, hanem egy konvergenciaparaméter-mátrix.

Megvalósítás

Az analóg-digitális és a digitális-analóg átalakítókat is figyelembe véve, a megvalósított rendszer modelljét az (abra7.pdf) ábra szemlélteti.

[abra7.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: Az identifikáció rendszermodellje DSP-n / The system model of identification on a DSP

Az előbbieknél megfelelően a rendszer két üzemmóddal rendelkezik. Egy konfigurációs üzemmóddal, amikor a visszacsatolás becslése (identifikálása) történik fehérzajos gerjesztés segítségével, illetve magával a kompenzációs üzemmóddal. Az identifikációt követően elvileg y_k és az azt becslő \hat{y}_k között az eltérés minimális. A mikrofon és a hangszóró között beavatkozva, a becsült átvitel értékét levonva érhető el a visszacsatolás kioltása.

A FIR szűrővel történő approximációnak vannak korlátai, mivel a szűrő impulzusválaszának hossza véges:

$$T_i = N \cdot \frac{1}{f_s} \quad (15)$$

Itt N a szűrő fokszáma, f_s pedig a mintavételezés frekvenciája. A szűrő fokszámát az határozza meg, hogy a A/D konverter megszakítási ciklusában mennyi számítási idő áll rendelkezésre a jelfeldolgozásra. 48kHz-es mintavételezéssel, fixpontos, 16-bites számábrázolás mellett N maximális értéke a mi esetünkben 700 volt, ami azt jelenti, hogy olyan rendszer átvitelét tudjuk becsülni, melynek impulzusválasza nem haladta meg a 0,0145 másodpercet. A 16 bites számábrázolással a kompenzációt nem találtuk kielégítőnek, a nagyobb számítási kapacitást igénylő 32 bites számábrázolással még kisebb, 185 fokszámú adaptív szűrő kezelésére volt lehetőség. Így csak korlátozott hosszúságú, 0,0039 s-os impulzusválasz kezelésére volt elegendő erőforrás. Ez a hang sebességét figyelembe véve egy maximum 1,31 m-es hangút identifikálását teszi lehetővé. Bár a hangminőséget kielégítőnek találtuk, a véges impulzusválasz miatt ez a megközelítés csak kis mikrofon-hangszóró távolságok esetén alkalmazható (pl. hallókészülék).

A IIR-LMS algoritmuson alapuló rendszer működése nagyon hasonló (Mohammad1992). A végtelen impulzusválaszú IIR szűrő alkalmazásával a rendszer a távolság növelésére kevésbé lett érzékeny, azonban - ahogy az eredmények ismertetésekor ki is fog tűnni – a csillapítás mértéke nem növekedett jelentősen. A várt teljesítménynövekedés elmaradását mi annak tulajdonítottuk, hogy az IIR-LMS algoritmus e formája nem találta meg az átvitel közelítési hibájának globális minimumát.

Egy online, lyukszűrőket felhasználó rendszer

Ha képesek vagyunk a gerjedés tényét detektálni és annak frekvenciáját megmérni, keskeny, hangolható szűrők (lyukszűrők) felhasználásával egy variáns visszacsatolású (online) rendszer is megvalósíthatóvá válik. Mivel a mérés a „műsor alatt” történik, az nem avatkozhat bele a hangképbe, valamint - mivel a visszacsatolás folyamatosan változhat - megfelelő sűrűséggel kell, hogy történjen.

Az alább ismertett algoritmus abból indul ki, hogy a gerjedés egy monoton, az idővel exponenciálisan növekvő amplitúdójú szinuszjel, tehát a hanganyag spektrumában egy monoton növekvő függőleges vonalként jelenik meg. Azt is feltételezhetjük, hogy a hangosított műsor frekvenciaösszetevőire a monoton növekvés egy bizonyos időkorláton túl nem jellemző. A digitális jelfeldolgozás eszközeit felhasználva, spektrumanalízissel a gerjedés ténye és annak frekvenciája nagy pontossággal meghatározható és egy megfelelően hangolt lyukszűrő segítségével megszüntethető. Ekkor végeredményben a rendszer átvitelének egyik aktuális csúcsát szüntetjük meg, fokozva a stabilitást és az elérhető erősítést. Természetesen egy ilyen rendszer alkalmazása esetén a hangkép torzul, de a legtöbb rendezvény vagy koncerthangosítás esetén ez a kompromisszum vállalható. Kompromisszumot kell kötnünk kompenzálás mértéke és a hangminőség között. A megvalósítás részleteinek ismertetése előtt először a lyukszűrők elméletét tekintjük át.

A lyukszűrőkről

A lyukszűrő egy olyan szűrő, mely minden frekvencián áteresztő, egy (keskeny) csillapított sáv kivételével (TI2000). Mivel többet használunk belőlük, „bankokba” szervezzük őket. Mi a lyukszűrő bankunkat egy úgynevezett rezonátoros struktúrával valósítottuk meg (Péceli1986). Ennek alapeleme a rezonátor melynek diszkrét idejű átvitele:

$$Q_i(z) = \frac{P_i}{z - p_i} \quad (16)$$

A rezonátor egy olyan lineáris rendszer, melynek egy pólusa van, mégpedig az egységkörön. Egy diszkrét idejű megvalósítás modelljét szemlélteti a (abra8.pdf) ábra.

[abra8.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: Egy rezonátor blokkvázlata/ Block scheme of a resonator

A rezonátorok a stabilitás határhelyzetében működnek, de a rendszer a visszacsatolásnak köszönhetően stabil. Egy rezonátorstruktúrával megvalósított szűrőbank látható az (abra9.pdf) ábrán, ahol Q_n egy-egy rezonátort jelöl.

[abra9.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: A rezonátorstruktúrával megvalósított szűrőbank. Különböző μ értékekkel (μ_1, μ_2) különböző szélességű csillapítással rendelkező szűrőcsoportok hozhatóak létre / A

filterbank realised with a resonator structure. Different μ values (μ_1, μ_2) result filter groups with different cutting widths

A rendszer eredő átvitele:

$$E(z) = \frac{1}{1 + \mu_1 \cdot \sum_{i=1}^N Q_{1i}(z) + \mu_2 \cdot \sum_{i=1}^N Q_{2i}(z)} \quad (7)$$

Az eredő átvitelnek a rezonátorpozícióban vannak zérusai. A rezonátorstruktúrát felépítő rezonátorok pólusai meghatározzák a lyukszűrők vágási frekvenciáit. Tehát ha lyukszűrőbankunk vágási frekvenciáit akarjuk állítani, az egyes rezonátorok pólusait kell megfelelően pozícionálni. A pólusok fázisa a mintavételi frekvencia függvényében meghatározzák a vágási frekvenciákat. A 2π fázis felel meg a mintavételi frekvenciának, tehát ha a mintavételi frekvencia negyedénél szeretnénk lyukszűrést, az egyik rezonátor pólusát $\pi/2$ fázisúra kell állítanunk. A μ szorzótényező exponenciális átlagolást visz a körbe, mely a lyukszűrő frekvenciaszelektivitását nagymértékben megnöveli. Különböző μ értékekkel szűrőcsoportonként különböző szelektivitást érhetünk el. Az (abra10.pdf) ábra egy lyukszűrő átvitelét szemlélteti különböző Q értékek mellett (TI2000). Itt Q a szűrő minőségi faktora, mely a középfrekvencia és a sáv szélesség hányadosaként van definiálva

[abra10.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: Egy lyukszűrő átvitele a Q függvényében / A notch filter in function of Q

Egy lyukszűrő tulajdonságait tehát 3 változó határozza meg. A pólusok meghatározzák a szűrés frekvenciáját. A lyukszűrő mélységét a pólus egységkörtől való távolsága határozza meg. Az egységkörön elhelyezkedő pólus $-\infty$ dB erősítést jelent az adott frekvencián, távolodva egységkörtől a vágás mérséklődik. A μ szorzótényezővel a lyukszűrő szélességét állíthatjuk, mivel azonban a szűrő szélességét valamelyest a pólus helyzete is befolyásolja, a szűrő megtervezésekor a két változó kölcsönhatását figyelembe kell venni.

Megvalósítás

A megvalósított algoritmus gyors Fourier-transzformációt (FFT-t) használ a jel spektrumának approximálására. A transzformáció bemeneti vektora a legfrissebb, az FFT pontszámával megegyező számú hangminta. Az algoritmus meghatározott időközönként transzformálja a bemeneti vektorokat, így becsülve a spektrumot, majd a periodikusan kapott eredményeket összehasonlítja. A transzformált vektorok elemei egy-egy frekvenciasáv aktuális energiáját reprezentálják. Ha egy frekvenciasáv (egy adott vektorelem) egy küszöbszámnál több alkalommal monoton nő, a sávot gerjedőnek ítéljük, a sáv indexét felhasználva pedig egy lyukszűrőt a sávra hangolva megszüntetjük a gerjedést. A küszöbszámot úgy kell megválasztani, hogy a hangosított forrás összetevői lehetőleg ne legyenek gerjedésnek ítélve, ugyanakkor a detektálás is elég gyors legyen. Ezen követelmények egymásnak ellentmondanak, de szisztematikus próbálgatással sikerült olyan küszöböt meghatározni, mely mellett a gerjedésdetektálás pontosságát és sebességét (0,5 s) is kielégítőnek tartottuk.

Mivel a gerjedés a meghatározott frekvenciasávon belül bármely frekvencián lehet, az egész sávot csillapító lyukszűrő szükséges. A frekvenciafelbontás itt válik érdekessé, ugyanis a túl széles csillapítási tartományú lyukszűrők alkalmazása a kívánatosnál jobban ronthatja a

hangminőséget, a jelfeldolgozó processzor véges számítási kapacitása miatt azonban nem növelhetjük minden határon túl a spektrumanalízis (approximáció) felbontását adott számítási gyakoriság mellett. Kompromisszumot kell kötnünk a hangminőség és a detektálás gyorsaságát és pontosságát meghatározó spektrumszámítási gyakoriság között.

Egy működő kompromisszumnak bizonyult egy 1024 pontos FFT-vel dolgozó rendszer, mely másodpercenként kb. 6 transzformációt végzett. Ez a gerjedést a fellépése utáni 0,25 – 0,5 másodpercben képes volt kioltani. Mivel 48kHz-es mintavételi frekvenciával dolgoztunk, a frekvenciafelbontás $\frac{48000\text{Hz}}{1024} = 48\text{Hz}$ volt, így a felhasznált lyukszűrőket is ilyen szélességűre kellett paraméterezni. Ez a szélesség alacsony frekvenciatartományban túl nagy torzítást vihet a rendszerbe.

A rendszer finomítását teszi lehetővé, ha figyelembe vesszük az emberi fül frekvenciaérzékelését, ugyanazon szélességű lyukszűrő magasabb frekvenciatartományokban kevésbé befolyásolja a hangképet, mint alacsonyabb frekvenciákon (Kandel1981). Az alacsonyabb frekvenciatartományokban magasabb felbontású analízist végezve illetve keskenyebb lyukszűrőket alkalmazva a rendszer hatékonysága növelhető. A megvalósítás során az alsó 4,8 kHz-es tartományt egy decimáló szűrő felhasználása után elemeztük 1024 pontos FFT-vel, így abban a tartományban kb. 4,8 Hz-es pontosság vált lehetségessé, emellett a teljes tartományra is végeztünk analízist még egy 1024 pontos FFT-vel (amit a másodpercenkénti 6 elemzéshez még elbírt a DSP). A hangminőségen így javítani tudtunk a reakcióidő megőrzése mellett. A megvalósított szoftver szerkezetét az (abra11.pdf) ábra szemlélteti.

[abra11.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: A jelfeldolgozó szoftver szerkezete / The structure of the signal processing software

A valós idejű megszakítási rutinba kerül a lyukszűrőbank. A bejövő minták decimálatlan és a decimált adattömbje egy átmeneti tárolóba (bufferbe) kerül, átadódik a Main végtelen ciklusának, ahol az FFT pontszámítás és a spektrumapproximációk összehasonlítása történik. Itt kerülnek kiszámításra a lyukszűrőbank paraméterei, melyek visszaadódnak a megszakítási rutinnak.

Összefoglalás

A fejlesztés során az Analog Devices cég BF537 processzorát tartalmazó BF537 EZ-KIT Lite fejlesztőkártyát használtuk, a szoftverfejlesztés a kártyát támogató VisualDSP++ integrált fejlesztőkörnyezetben történt. Az ADSP-BF537 processzor 48 kByte belső programmemóriával és 64 kByte adatmemóriával rendelkezik, a mi esetünkben 600 MHz órajelen járt. A fejlesztőkártya egy AD1871 típusú 96 kHz-es mintavételi frekvenciájú A/D átalakítóval valamint egy AD1854 típusú 96 kHz-es mintavételi frekvenciájú D/A átalakítóval rendelkezik. Az megvalósítás során mi 48 kHz mintavétellel dolgoztunk.

A mérési elrendezés a fejlesztőkártya mellett egy Behringer ECM-8000 típusú mérőmikrofonból, egy ALTO AMX 140 típusu keverőpultból, egy Genius Sp-hf1250 típusú asztali aktív hangszórópárból valamint egy Brüel & Kjaer 2638 típusú erősítőből állt. Utóbbi erősítését lehetséges volt 1dB felbontással állítani, ezzel lehetővé vált a visszacsatolás kompenzálás nagyságát megmérni, miközben egy valódi hangosítási szituáció elemeivel teszteltük a rendszert. Az offline rendszer esetében a rendszeridentifikációhoz szükséges zajt egy HP HOI-3722 típusú zajgenerátorral állítottuk elő, a kivezetett hibajel alakulását pedig egy Tektronix TDS-320 típusú oszcilloszkóp segítségével figyelhettük meg. Az elrendezés az (abra12.pdf) ábrán látható.

[abra12.pdf nagyjából ide.]

Ábrafelirat: A mérési elrendezés / The measurement setup

A mérés elve minden esetben ugyanaz volt. Először a gerjedésgátló rendszer működtetése nélkül a gerjedés határára vezéreltük a rendszert, majd megmértük, hogy a gerjedésgátló rendszer működése mellett mennyi többleterősítést lehet elérni. A méréseket a BME MIT Jelfeldolgozó laboratóriumában végeztük, mely egy kb. 3 x 5m-es helység és ahol akusztikai csillapítást csak a laborberendezés jelentett.

Az LMS algoritmust használó kioltásos rendszer megvalósítása során azt tapasztaltuk, hogy a számábrázolási pontosságnak igen nagy jelentősége van. Ahogy említettük a 16 bites számábrázolást használó implementáció nem működött elég hatékonyan, a 32 bites megvalósítás viszont a megnövekedett számításigény miatt csak egy maximum 1,31m-es hangutat tesz lehetővé. Az elért csillapítás 3dB lett.

Az IIR LMS algoritmust felhasználó rendszerrel valamivel jobb, 4dB-es csillapítást értünk el. Itt is 32 bites számábrázolást használtunk. Az adaptív szűrő impulzusválasza végtelen lehet, ez megmutatkozott abban, hogy a rendszer kevésbé volt érzékeny a mikrofon távolságára.

Az online, lyukszűrőket felhasználó rendszert úgy kellett hangoljuk, hogy a hangosított hanganyagban felelhető monoton növekvő összetevőket ne ítélje gerjedésnek, viszont a valódi gerjedést is időben kiszűrje. Némi kísérletezés után sikerült találnunk olyan küszöbszámokat a spektrumapproximáció-összehasonlító modulhoz, mely körülbelül 0,5s alatt detektálta és megszüntette a gerjedést, ami megegyezik a neves gyártók termékeinek ezen specifikációjával. A rendszer, 10 - 10 dinamikus, alacsony- és magasfrekvenciás (szélesebb és keskenyebb) lyukszűrőt felhasználva 11 dB-es erősítésnövekedést tett lehetővé mozdulatlan mikrofon eseten, de hozzá kell tenni, hogy ekkor már fel-felléptek spontán gerjedések, bár azonnal megszüntetésre kerültek. Mozgó mikrofon esetén is kielégítőnek találtuk a rendszer működését, a gerjedések detektálása és megszüntetése a forrásba kevert zene mellett is kielégítően sikerült.

Ez eredmények a (tablazat2.doc) táblázat összesíti.

[tablazat2.doc nagyjából ide.]

Táblázatfelirat: Az implementált rendszerekkel elért erősítéstöbblet / The achieved suppression of the implemented systems

Összefoglalásként elmondhatjuk, hogy már egy olyan viszonylag olcsó, fixpontos DSP-vel is, mint az AD BF573 látványos eredményeket lehet elérni a visszacsatolás kompenzálása terén. Az algoritmusok tovább finomításával, tesztelésével, esetleg nagyobb teljesítményű, lebegőpontos processzor alkalmazásával egy robosztus, éles helyzetben használható rendszer megalkotása nem jelenthet akadályt.

Irodalomjegyzék

Weaver2006

Szerzők: Richard L Weaver, Oleg I Lobkis

Cím: On the linewidth of the ultrasonic Larsen effect in a reverberant body

Kiadvány: Journal of the Acoustical Society of America

Szerkesztő: Allan D. Pierce

oldalak: 102-109

cím: Melville, USA

év: 2006

Troxel2005

Szerzők: Dana Troxel

Cím: Understanding Acoustic Feedback & Suppressors

Kiadvány: RaneNote

Szerkesztő: Rane Corporation

oldalak: <http://www.rane.com/library.html>

cím: Mukilteo, USA

év: 2005

Berdahl2005

Szerzők: Edgar Berdahl

Cím: On Acoustic Feedback Cancellation For Public Address Systems, Experiments using a personal computer to implement an adaptive filter

Kiadvány: <https://ccrma.stanford.edu/~eberdahl/>

Szerkesztő: Edgar Berdahl

oldalak:

<https://ccrma.stanford.edu/~eberdahl/Projects/FeedbackCancellation/FeedbackCancellation.pdf>

cím: Stanford, USA

év: 2005

Siemens2010

Szerzők: Siemens

Könyvcím: [Online] Siemens Hearing Instruments – Life (<http://hearing.siemens.com/en/04-products/23-life/life.jsp>)

Kiadó: Siemens Audiologische Technik GmbH

év: 2010

Beltone2010

Szerzők: Beltone

Könyvcím: [Online] Siemens Circuitry For Digital Hearing Aids | Beltone Hearing Devices

(<http://www.beltone.com/welcome/circuits.aspx>)
Kiadó: Beltone Hearing Devices
év: 2010

Sabine2010
Szerzők: Sabine
Könyvcím: [Online] FBX 1200/2400 Feedback Exterminator
(http://sabine.com/Pro_FBX1200_2400_index.htm)
Kiadó: Sabine Inc.
év: 2010

dbx2010
Szerzők: dbx
Könyvcím: [Online] AFS224 Advanced Feedback Suppression Processor
(<http://www.dbxpro.com/AFS224/index.php>)
Kiadó: dbx Professional Products
év: 2010

Shure2010
Szerzők: Shure
Könyvcím: [Online] DFR22 Audio Processor
(http://www.shure.com/ProAudio/Products/MixersAndDSP/us_pro_DFR22_content)
Kiadó: Shure Inc.
év: 2010

MIT2003
Szerzők: BME MIT Tanszéki Munkaközösség
Könyvcím: Digitális Jelfeldolgozás
Kiadó: BME MIT
év: 2003

Widrow1985
Szerzők: Bernard Widrow, Samuel D Stearns
Könyvcím: Adaptive Signal Processing
Kiadó: Prentice-Hall
év: 1985

Mohammad1992
Szerzők: Thayer N. Mohammad
Könyvcím: IIR adaptive filtering methods and algorithms
Kiadó: Műegyetem Kiadó
év: 1992

TI2000
Szerzők: Texas Instruments
Könyvcím: [Online] What is a Notch Filter? *Design Support* (<http://www-k.ext.ti.com/SRVS/Data/ti/KnowledgeBases/analog/document/faqs/notch.htm>)
Kiadó: Texas Instruments
év: 2000

Péceli1986

Szerzők: Gábor Péceli

Cím: A Common Structure for Recursive Discrete Transforms

Kiadvány: Circuits and Systems, IEEE Transactions on Volume 36, Issue 1

Szerkesztő: -

oldalak: 156-159

cím: Budapest, Magyarország

év: 1986

Kandel1981

Szerzők: Eric R. Kandel, James Schwartz, Thomas Jessell

Könyvcím: *Principles of Neural Science*

Kiadó: Elsevier

év: 1981























