

# Gerjedésgátlás hangosító rendszerekben

## Acoustical feedback suppression in acoustical amplification systems

SZILÁGYI LÁSZLÓ

Ericsson Magyarország Kommunikációs Rendszerek Kft.

laszlo.szilagyi@ericsson.com

CZENE GÁBOR, SUJBERT LÁSZLÓ

Knorr-Bremse Vasúti Jármű Rendszerek Hungária Kft., BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

gabor.czene@knorr-bremse.com, sujbert@mit.bme.hu

Beérkezett: 2010.02.10., elfogadva: 2010.04.30.

**Kivonat** – A cikk az akusztikai hangosítási szituációk során – úgymint 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 hátterét, 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.

## 1. 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 hangszugárzókkal az eredeti 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 hangszugárzó egy légtérben helyezkedik el, a mikrofon nemcsak az erősíteni kívánt hangforrás hangját veszi, hanem a hangszugárzó 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 nemcsak a teljesítményerősítő és a hangszugárzó minősége korlátozza, hanem a hangszugárzó és a mikrofon közötti csatolás is. A szakirodalom a fellépő gerjedést Larsen-effektusként is szokta említeni [1].

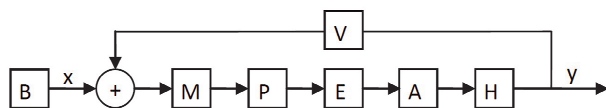
A fenti hangosítási szituációra példa a különböző rendezvények hangosítása. Ekkor a színpadi mikrofonok felerősített hangját a színpad két oldalán elhelyezett hangszugárzók közvetítik a közönség felé, valamint a színpadon elhelyezett monitor hangszugárzók az előadók felé. Rossz beállítás mellett egy 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 mikrofonhangszugárzó 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 ismertetjük két, az akusztikus visszacsatolás kompenzálására hivatott rendszer alapelvét. Az első rendszer a visszacsatolást becslve, 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.

## 2. Probléma megfogalmazása, modellalkotás

Egy olyan hangosítási rendszert, melyben a mikrofon és a hangszugárzó egy légtérben helyezkedik el, az 1. ábra szerint modellezhetünk [2]. 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 hangszugárzó ( $H$ ). A mikrofon nemcsak a beszélő ( $B$ ) hangját veszi,



1. ábra: Az akusztikai visszacsatolás rendszermodellje – System model of acoustic feedback

hanem a hangszugárzóval is csatolásba kerül ( $V$ ).

Ideális esetben a beszélő/hangszugárzó 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 hangszugárzó 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 amplitúdókarakterisztikája konstans, és késleltetéssel csak a visszacsatolás ( $V$ ) rendelkezik.

A késleltetett visszacsatolás következménye az lesz, hogy a különböző frekvenciakomponensek különböző fázishelyzettel kerülnek visszacsatolásra, így frekvenciafüggő erősítést és vágást okoznak a rendszer átvitelében, ahogyan ezt a 2. ábra is szemlélteti [2].

A csúcsok a  $360^\circ$ -os fázisú (illetve ennek egész számú többszöröse), a völgyek a  $180^\circ$ -os fázisú (ill. egész számú többszöröse) frekvenciahelyeken jelennek meg, az akusztikus visszacsatolás fázisát pedig a késleltetés nagysága határozza meg. A (2) képletnek megfelelően – a rendszer lineárfázisú volta miatt –

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

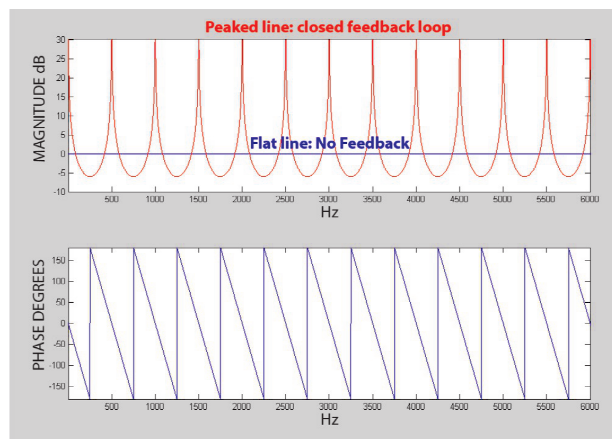
Itt  $t_p$  a késleltetési idő,  $\Delta f$  pedig a spektrum csúcsai között lévő frekvenciatávolság (2 ms késleltetés: 500 Hz frekvencia-köz). Ezen frekvenciaösszetevők egész periódusnyi késleltetéssel érkeznek a mikrofonhoz. Ha a teljes rendszer kimeneti erősítésének és a visszacsatolás erősítésének (csillapításának) szorzata meghaladja az egységnyit, a rendszer gerjedni kezd.

A problémát a Nyquist-kritériummal is megfogalmazhatjuk [3]. A Nyquist-kritérium értelmében a stabilitás feltétele a következő:

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

minden olyan  $f$  frekvencián, amelyre

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



2. ábra: A rendszer nyílt (kék vonal), illetve zárthurkú (piros vonal) átvitele a fázis feltüntetésével – Open (blue line) or closed (red line) loop amplitude characteristics of a simplified amplifying system along with the phase characteristics

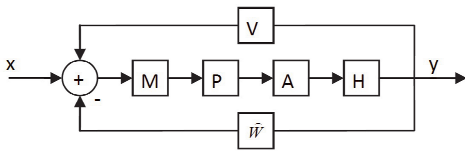
ahol  $n$  egész szám. Ahogy az imént láttuk, ezek a frekvenciahelyek az átvitel csúcspontjai. Ugyanakkor fontos figyelembe venni, hogy esetünkben a mikrofon helye nem feltétlenül rögzített, így annak mozgása az  $M \cdot P \cdot E \cdot A \cdot H \cdot V$  átvitel fázisának megváltozását eredményezheti, amelyet nehéz becsléni. 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 fázis karakterisztikával 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.

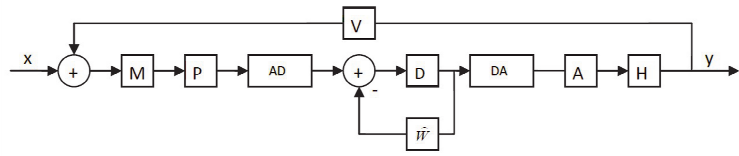
### 3. Az akusztikus visszacsatolás kompenzálásának lehetőségei

A végső cél egy olyan kompenzáló rendszer megalkotása, melyet a jelútba helyezve (az effekték ( $E$ ) 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, illetve 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 hangszugárzó 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 hangszugárzó közötti csatolást invariánsnak feltételezzük. Ebben az esetben a kompenzáló rendszer használatát egy konfigurációs eljárás előzi meg. Online rendszerek használatán



3. ábra: Az akusztikai visszacsatolás kioltásának rendszermodellje – The system model of acoustical feedback suppression



4. ábra: A DSP-vel megvalósított kioltás – Suppression using digital signal processing

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 Life: FeedbackBlocker [4], Beltone: Feedback Management [5]). 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. Érdeemes 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. Az 1. táblázat pár nevesebb cég termékeinek tulajdonságait foglalja össze [6, 7, 8].

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

## 4. 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 a 3. ábra.

Világos, hogy ha a kompenzáló jel ( $\hat{W}$ ) megegyezik a 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 igyekezünk a ( $V$ ) akusztikus visszacsatolást becsülni, valamint a kioltást megvalósítani. A digitális tartományban történő kioltás blokkvázlatát szemlélteti a 4. ábra.

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

### 4.1. 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 5. ábrán látható. A mi esetünkben a fizikai rendszer a D/A – erősítő – hangsugárzó – visszacsatolás – mikrofon – előerősítő – A/D lánc. Ezt az átvitelt kell becsülnünk.

$\mathbf{W}(z)$  egy digitális FIR szűrő, amelynek együtthatóit minden lépésben, azaz  $t_s$  mintavételi időpontként frissítjük. Az algoritmus a frissítést az alapján végzi, hogy mekkora az eltérés a rendszer  $y_k$  kimenete és az approximáló szűrő  $\hat{y}_k$  kimenete között azonos  $x_k$  bemenet mellett. Az általunk használt, gradiens alapú LMS algoritmus [9] – ahogy a neve is elárulja – a legkisebb négyzetes hiba elérésére törekszik. A hiba négyzetes értelemben vett értéke:

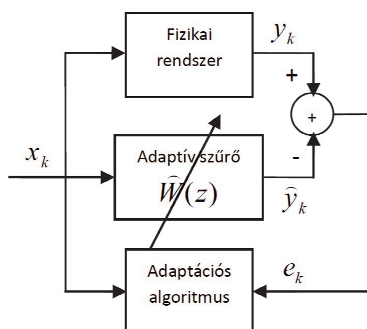
$$\hat{\epsilon}_k = (y_k - \hat{y}_k)^2 = (y_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k)^2 \quad (5)$$

A pillanatnyi gradiens a következőképpen állapítható meg:

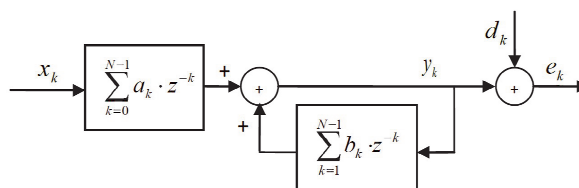
$$\hat{\nabla}_k = \frac{\partial \hat{\epsilon}}{\partial \mathbf{w}_k} = -2(y_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k) \mathbf{x}_k = -2e_k \mathbf{x}_k \quad (6)$$

1. táblázat: Gerjedésgátló rendszerek összehasonlítása – Comparison of feedback suppression systems

	Felbontás	Iyükszűrők
Sabine FBX 2400	1 Hz	12/csatorna
Dbx AFS224	1/80 oktáv	24/csatorna
Shure DFR22	1/10 - 1/70 oktáv	16



5. ábra: LMS algoritlussal történő identifikáció modellje – Model of identification using LMS algorithm



6. ábra: Az IIR-LMS algoritlussal történő identifikáció modellje – Model of identification using IIR-LMS algorithm

ahol

$$e_k = y_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k \quad (7)$$

A  $\mathbf{W}(z)$  digitális FIR szűrő együtthatóinak frissítése mintaveteli időközönként a (8) egyenlet szerint történik:

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu \hat{\nabla}_k = \mathbf{w}_k + 2\mu e_k \mathbf{x}_k \quad (8)$$

A  $\mu$  változó a konvergenciaparaméter. Ezzel az értékkel súlyozzuk, hogy az aktuális szűrőfrissítés milyen mértékben változtassa meg az eddigi  $\mathbf{w}_k$  együtthatókat. A megfelelő identifikáció érdekében az  $x_k$  gerjesztőjel a hangosító rendszer átteresztő sávjában fehér zaj kell, hogy legyen. Az identifikáció eredményeként a FIR szűrő természeténél fogva a rendszer impulzusválaszának egy véges becslőjét kapjuk szűrőegyütthatók formájában. A véges becslőhető impulzusválasz az, amely korlátozza a gyakorlati alkalmazások körét.

#### 4.2. IIR szűrők alkalmazása az identifikációban

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

#### 4.3. Az IIR – LMS algoritmus

Az IIR-LMS algoritmusban a szűrést egy rekurzív szűrő végzi, melynek átvitele a 6. ábra alapján [10, 11]:

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

A  $\mathcal{Z}$  operátortartományban ez a következőképpen írható le:

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

Legyen

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

A

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

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

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

akkor hasonlóan az LMS algoritmushoz, a szűrőegyütthatók adaptációja a következő:

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - M \hat{\nabla}_k \quad (14)$$

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

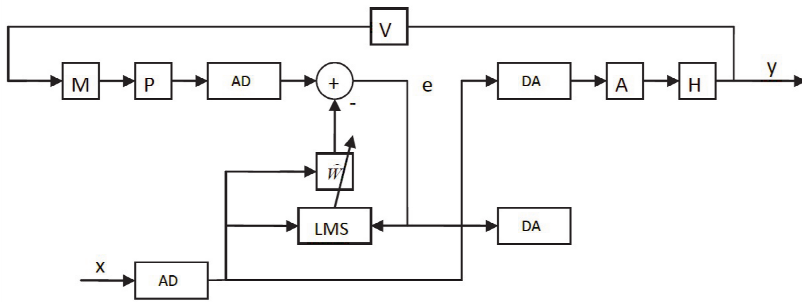
#### 4.4. Megvalósítás

Az analóg-digitális és a digitális-analóg átalakítókat is figyelembe véve, a megvalósított rendszer modelljét a 7. ábra szemlélteti.

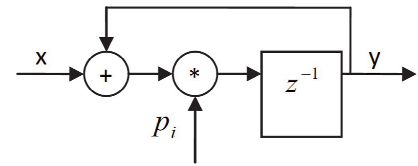
Az előbbieknél megfelelően a rendszer két üzemmóddal rendelkezik. Egy konfigurációs üzemmóddal, amikor a visszacsatolás becslése (identifikálása) történik fehérzajos gerjesztés segítségével, illetve magával a kompenzációs üzemmóddal. Az identifikációt követően elvileg  $y_k$  és az azt becslő  $\hat{y}_k$  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:

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



7. ábra: Az identifikáció rendszermodellje DSP-n – The system model of identification on a DSP



8. ábra: Egy rezonátor blokkvázlata/ Block scheme of a resonator

Itt  $N$  a szűrő fokszáma,  $f_s$  pedig a mintavételezés frekvenciája. A szűrő fokszámát az határozza meg, hogy az A/D konverter megszakítási ciklusában mennyi számítási idő áll rendelkezésre a jelfeldolgozásra. 48 kHz-es mintavételezéssel, fixpontos, 16-bites számábrázolás mellett  $N$  maximális értéke a mi esetünkben 700 volt, ami azt jelenti, hogy olyan rendszer átvitelét tudjuk becsülni, amelynek impulzusválasza nem haladja 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 hangútú 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 [11]. 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.

## 5. Egy online, lyukszűrőket felhasználó rendszer

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

Az alább ismertetett 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 időkorlátot 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 sta-

bilitást 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.

### 5.1. A lyukszűrőkről

A lyukszűrő egy olyan szűrő, mely minden frekvencián átteresztő, egy (keskeny) csillapított sáv kivételével [12]. Mivel többet használunk belőlük, „bankokba” szervezzük őket. Mi a lyukszűrő bankunkat egy úgynevezett rezonátoros struktúrával valósítottuk meg [13]. Ennek alapeleme a rezonátor, amelynek 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 8. ábra.

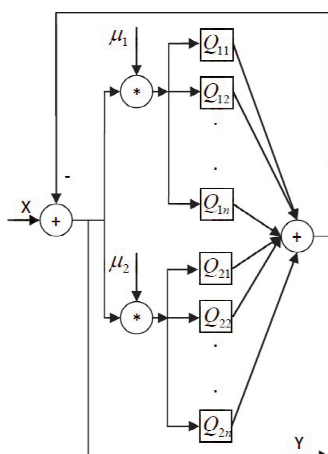
A rezonátorok a stabilitás határhelyzetében működnek, de a rendszer a visszacsatolásnak köszönhetően stabil. Egy rezonátorstruktúrával megvalósított szűrőbank látható a 9. ábrán, ahol  $Q_n$  egy-egy rezonátort jelöl.

A rendszer eredő átvitele:

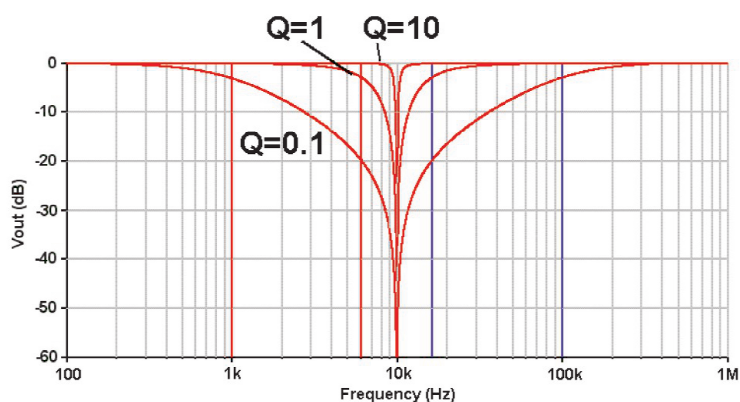
$$E(z) = \frac{1}{1 + \mu_1 \sum_{i=1}^N Q_{1i}(z) + \mu_2 \sum_{i=1}^N Q_{2i}(z)} \quad (17)$$

Az eredő átvitelnek a rezonátorpozícióban vannak zérusai. A rezonátorstruktúrá felépítő rezonátorok pólusai meghatározzák a lyukszűrők vágási frekvenciáit. Tehát, ha lyukszűrőbankunk vágási frekvenciáit akarjuk állítani, az egyes rezonátorok pólusait kell megfelelően pozícionálni. A pólusok fázisai a mintavételi frekvencia függvényében meghatározzák a vágási frekvenciákat. A  $2\pi$  fázis felel meg a mintavételi frekvenciának, tehát, ha a mintavételi frekvencia negyedénél szeretnénk lyukszűrést, az egyik rezonátor pólusát  $\pi/2$  fázisúra kell állítanunk. A  $\mu$  szorzótényező exponenciális átlagolást visz a körbe, mely a lyukszűrő frekvenciaszelektivitását nagymértékben megnöveli. Különböző  $\mu$  értékekkel szűrőcsoportonként különböző szelektivitást érhetünk el. A 10. ábra egy lyukszűrő átvitelét szemlélteti különböző  $Q$  értékek mellett [12]. Itt  $Q$  a szűrő minőségi faktora, mely a középfrekvencia és a sáv szélesség hányadosaként van definiálva

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



9. ábra: A rezonátorstruktúrával megvalósított szűrőbank. Különböző  $\mu$  értékekkel ( $\mu_1, \mu_2$ ) különböző szélességű csillapítással rendelkező szűrőcsoportok hozhatóak létre – A filterbank realised with a resonator structure. Different  $\mu$  values ( $\mu_1, \mu_2$ ) result filter groups with different cutting widths



10. ábra: Egy lyukszűrő átvitele a  $Q$  függvényében – A notch filter in function of  $Q$

adott frekvencián, távolodva egységkörtől a vágás mérséklődik. A  $\mu$  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.

## 5.2. 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 gerjedésetektálás 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.

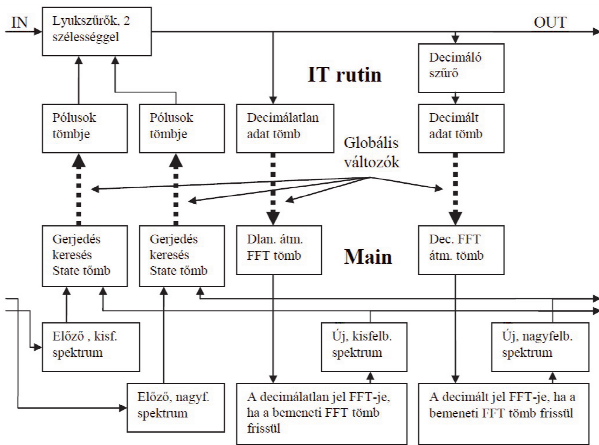
Egy működő kompromisszumnak bizonyult egy 1024 pontos FFT-vel dolgozó rendszer, mely másodpercenként kb. 6 transzformációt végzett. Ez a gerjedést a fellépése utáni 0,25 – 0,5 másodpercben képes volt kioltani. Mivel 48 kHz-es mintavételi frekvenciával dolgoztunk, a frekvenciafelbontás

$$\frac{48000 \text{ Hz}}{1024} \approx 48 \text{ Hz} \quad (18)$$

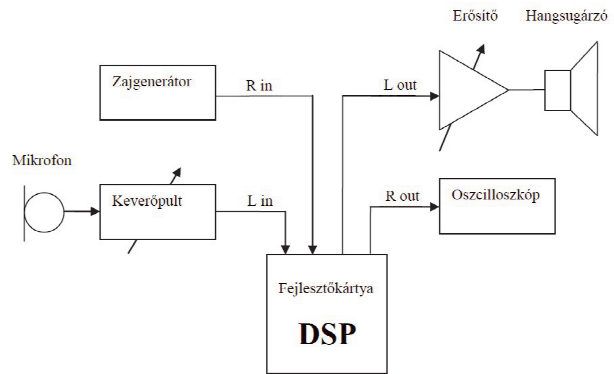
volt, így a felhasznált lyukszűrőket is ilyen szélességűre kellett paraméterezni. Ez a szélesség alacsony frekvenciatartományban túl nagy torzítást vihet a rendszerbe.

A rendszer finomítását teszi lehetővé, ha figyelembe vesszük az emberi fül frekvenciaérzékelését, ugyanazon szélességű lyukszűrő magasabb frekvenciatartományokban kevésbé befolyásolja a hangképet, mint alacsonyabb frekvenciákon [14]. Az alacsonyabb frekvenciatartományokban magasabb felbontású analízist végezve, illetve keskenyebb lyukszűrőket alkalmazva a rendszer hatékonysága növelhető. A megvalósítás során az alsó 48 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 hat elemzéshez még elbírt a DSP). A hangminőségen így javítani tudtunk a reakcióidő megőrzése mellett. A megvalósított szoftver szerkezetét a 11. ábra szemlélte.

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, amelyek visszaadódnak a megszakítási rutinak.



11. ábra: A jelfeldolgozó szoftver szerkezete – The structure of the signal processing software



12. ábra: A mérési elrendezés – The measurement setup

2. táblázat: Az implementált rendszerekkel elért erősítéstöbblet – The achieved suppression of the implemented systems

A kioltást megvalósító rendszer	Az elért erősítéstöbblet
LMS FIR	3 dB
LMS IIR	4 dB
Online lyukszűrő	11 dB

## 6. 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 átalakítással, 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 típusú keverőpultból, egy Genius Sp-hf1250 típusú asztali aktív hangszórópárból valamint egy Brüel & Kjaer 2638 típusú erősítőből állt. Utóbbi erősítését lehetséges volt 1 dB 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 a 12. ábrán látható.

A mérés elve minden esetben ugyanaz volt. Először a gerjedésgátló rendszer működtetése nélkül a gerjedés határára vezértük 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.  $3 \times 5$  m-es helyiség, és ahol akusztikai csillapítást csak a laborberendezés jelentett.

Az LMS algoritmust használó kioltásos rendszer megvalósítása során azt tapasztaltuk, hogy a számábrázolási pontosságának igen nagy jelentősége van. Ahogy említettük, a 16 bites számábrázolást használó implementáció nem működött elég

hatékonyan, a 32 bites megvalósítás viszont a megnövekedett számítási igény miatt csak egy maximum 1,31 m-es hangutat tesz lehetővé. Az elért csillapítás 3 dB lett.

Az IIR LMS algoritmust felhasználó rendszerrel valamivel jobb, 4 dB-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 0,5 s 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 erősítés-növekedést tett lehetővé mozdulatlan mikrofon esetén, 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.

Az eredményeket a 2. táblázat összesíti.

Összefoglalásként elmondhatjuk, hogy már egy olyan viszonylag olcsó, fixpontos DSP-vel is, mint az AD BF537 látványos eredményeket lehet elérni a visszacsatolás kompenzálása terén. Az algoritmusok tovább finomításával, tesztelésével, esetleg nagyobb teljesítményű, lebegőpontos processzor alkalmazásával egy robusztus, éles helyzetben használható rendszer megalkotása nem jelenthet akadályt.

## Hivatkozások

- [1] Richard L. Weaver and Oleg I. Lobkis. On the linewidth of the ultrasonic Larsen effect in a reverberant body. *Journal of the Acoustical Society of America*, pages 102–109, 2006.
- [2] Dana Troxel. *Understanding Acoustic Feedback & Suppressors*. Rane Corporation, Mukilteo, USA, 2005.
- [3] Edgar Berdahl. On acoustic feedback cancellation for public address systems, experiments using a personal computer to implement an adaptive filter. <https://ccrma.stanford.edu/berdahl/Projects/FeedbackCancellation/FeedbackCancellation.pdf>, 2005.
- [4] Siemens Audiologische Technik GmbH. Siemens hearing instruments – life. <http://hearing.siemens.com/en/04-products/23-life/life.jsp>, 2010.
- [5] Beltone Hearing Devices. Siemens circuitry for digital hearing aids | beltone hearing devices. <http://www.beltone.com/welcome/circuits.aspx>, 2010.
- [6] Sabine Inc. Fbx 1200/2400 feedback exterminator. [http://sabine.com/Pro\\_FBX1200\\_2400\\_index.htm](http://sabine.com/Pro_FBX1200_2400_index.htm), 2010.
- [7] dbx Professional Products. Afs224 advanced feedback suppression processor. <http://www.dbxpro.com/AFS224/index.php>, 2010.
- [8] Shure Inc. Dfr22 audio processor. [http://www.shure.com/ProAudio/Products/MixersAndDSP/us\\_pro\\_DFR22\\_content](http://www.shure.com/ProAudio/Products/MixersAndDSP/us_pro_DFR22_content), 2010.
- [9] BME MIT Tanszéki Munkaközösség. *Digitális Jelfeldolgozás*. BME MIT, 2003.
- [10] Bernard Widrow and Samuel D. Stearns. *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall, 1985.
- [11] Thayer N. Mohammad. *IIR adaptive filtering methods and algorithms*. Műegyetem Kiadó, 1992.
- [12] Texas Instruments. What is a notch filter? design support. <http://www-k.ext.ti.com/SRVS/Data/ti/KnowledgeBases/analog/document/faqs/notch.htm>, 2000.
- [13] Gábor Péceli. A common structure for recursive discrete transforms. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 36(1):156–159, 1986.
- [14] Eric R. Kandel, James Schwartz, and Thomas Jessell. *Principles of Neural Science*. Elsevier, 1981.

## Hírek – News

### Husztly Dénes emlékdíj

A pályázati díjakat immár nyolcadik alkalommal ítélte oda az Alapítvány. A pályázati felhívást a Kuratórium 2009. év őszén írta ki és tette közzé a HTE és az OPAKFI lapjaiban, az Interneten és az oktatási intézmények hirdetőhelyein. A pályázatra az akusztika főbb területeit érintő témakörökben lehetett benyújtani pályaművet a szerző saját, új tudományos eredményeit, elméleti, illetve gyakorlati újításait, vagy fejlesztéseit bemutató pályázat formájában. A kiírásra az előírt határidőn belül két pályázat érkezett.

Az ünnepélyes díjátadásra 2010. március 3-án került sor. Bóhm Tamás okl. mérnök informatikus a pályázatban az eddigi kutatási eredményeit is összefoglaló PhD értekezését nyújtotta be *Irreguláris zöngével képzett beszéd vizsgálata és modellezése* címen.

Érdeklődők további információkat a <http://www.husztly.org/> címen olvashatnak.

A Husztly Dénes emlékdíj 2009-ben emléklakettből és 200 000 Ft jutalomból állt.

### A Nyelv- és Beszédtechnológiai Platform hírlevele (2010/1)

Talán kevésbé köztudott, hogy a Nyelv- és Beszédtechnológiai Platformnak lapunk szerkesztősége is tagja, amit a nyelv- és beszédtechnológia rendkívüli sokrétű hasznosíthatósága és a természetes nyelven történő kommunikáció alapvető fontossága is indokol. A beszédtechnológia alkalmazási lehetőségei jelenleg is igen széles körűek. Már most akár egy egyszerű internetes keresés esetében is több nyelvtechnológiai alkalmazást mozgósítunk: például a szótövéletést vagy a szövegkivonatolást, illetve a magyar nyelvű multimédia-anyagokban is kereshetünk kifejezéseket.

A közeljövőben pedig a közvetlen vagy közvetett használatuk is egészen bizonyosan beépül a mindennapi életbe. A beszédfelismerési technológiák segítségével kerülhet sor például az autóban és tömegközlekedési eszközökön használt navigációs rendszerek beszéddel történő vezérlésére, az automatikus regényfelolvasásra vakok számára, vagy a híradók és egyéb műsorok automatikus feliratozására, a mérés-technika automatikus beszédkiértékelésű sokrétű alkalmazására (pl. real-time és on-line zajtérkép szóbeli zajszintközléssel).

A magyar weben is elérhetőek és népszerűek a fordító szoftverek és az azokat támogató eszközök. A fordítás- és megértés-támogatási alkalmazások megkönnyítik a fordítók munkáját, támogatják a nyelvi korlátok ledöntését, pl. e-kereskedelemben. A vállalatok számára a hatékony tudásbázis-fejlesztés, a konkurencia- és trendanalízis, a nyelvalapú multimédia, valamint a tudásmenedzsment milliárdokban realizált hasznot ígér.

Bővebben: <http://www.hlt-platform.hu/hirlevel>