

# Diplomaterv

*Egri László*  
2003.





## Nyilatkozat

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

.....  
*Egri László*

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b> . . . . .	7
<b>Abstract</b> . . . . .	8
<b>Bevezető</b> . . . . .	9
<b>1. A probléma megközelítése.</b> . . . . .	10
1.1. A hangosító rendszer. . . . .	10
1.2. „Off-line” és „on-line” kompenzáció. . . . .	11
<b>2. Gerjedésgátlás az akusztikus visszacsatolás teljes kioltásával.</b> . . . . .	12
2.1. A visszacsatolás kioltása. . . . .	12
2.2. Rendszer identifikáció. . . . .	13
2.3. Rendszer konfiguráció. . . . .	14
2.4. A módszer korlátjai. . . . .	15
<b>3. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „off-line” módszer.</b> . . . . .	17
3.1. Az akusztikus átvitel ( $A$ ) tulajdonságai. . . . .	17
3.2. Célkitűzés. . . . .	19
3.3. A lyukszűrők pozíciójának meghatározása . . . . .	19
3.3.1. A gerjedés stabilizálása . . . . .	19
3.3.2. Stabilitásbeli problémák – Matlab szimuláció. . . . .	21
3.3.3. Stabilitás megteremtése – gyorsan reagáló amplitúdómérés . . . . .	23
3.3.4. A gerjedési szinusz frekvenciájának mérése. . . . .	24
3.4. Műsor előtti konfigurációs üzemmód . . . . .	25
3.5. A lyukszűrők megvalósítása. . . . .	26
<b>4. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „on-line” módszer.</b> . . . . .	28
4.1. Kétlépcsős módszer. . . . .	28
4.2. Vándorló lyukszűrők . . . . .	29
4.3. Megfigyelés műsor közben . . . . .	29
4.4. A gerjedési jelenség tulajdonságai . . . . .	30
4.5. A gerjedés felismerése. . . . .	30
4.6. „On-line” gerjedés elnyomó rendszer . . . . .	33
4.6.1. A rendszer hatékonysága az FFT tulajdonságainak függvényében . . . . .	33
4.6.2. A gerjedés elnyomó rendszer átvitelének minőségét befolyásoló tényezők. . . . .	35
4.7. Az „on-line” gerjedésgátló rendszer egy lehetséges megvalósítása . . . . .	37
4.7.1. Shift Buffer, Munka Buffer . . . . .	37
4.7.2. FFT rutin. . . . .	38
4.7.3. Teljesítményspektrum-számítás . . . . .	38
4.7.4. Csúcsdetektor . . . . .	39

4.7.5. Szinuszetektor. . . . .	39
4.7.6. Gerjedésetektor, Lyukszűrőbank kontroller . . . . .	42
4.7.7. A program struktúrája.. . . . .	44
4.8. A teljes kétlépcsős („off-line” és „on-line”) gerjedésgátló rendszer . . . .	45
4.9. Megvalósított próbarendszer („on-line”) . . . . .	46
4.9.1. Bufferelés. . . . .	46
4.9.2. Radix-2 DIF FFT . . . . .	47
4.9.3. 32 bites számábrázolás. . . . .	48
4.9.4. Szinuszetektor, Gerjedésetektor és az 5 fontos paraméter . . . .	49
4.9.5. Lyukszűrőbank. . . . .	50
<b>5. Mérések</b> . . . . .	<b>51</b>
5.1. A próbarendszerek megvalósításhoz használt jelfeldolgozó processzor és környezete . . . . .	51
5.2. Gerjedésgátlás az akusztikus visszacsatolás teljes kioltásával – mérés . .	52
5.2.1. A mérési összeállításban használt eszközök. . . . .	52
5.2.2. Mérési összeállítás. . . . .	52
5.3. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „off-line” módszer mérése. . . . .	54
5.4. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „on-line” módszer mérése. . . . .	55
5.4.1. A mérés eszközei, összeállítás. . . . .	55
5.4.2. Működés. . . . .	55
5.4.3. Mérés műsoranyag nélkül . . . . .	55
5.4.4. Mérés műsoranyaggal . . . . .	56
5.4.5. Kétlépcsős („off-line”, és „on-line”) rendszer . . . . .	56
<b>6. Összefoglalás</b> . . . . .	<b>57</b>
6.1. Áttekintés. . . . .	57
6.2. Konklúzió – kitekintés. . . . .	57
<b>Irodalomjegyzék</b> . . . . .	<b>57</b>

## Kivonat

Manapság a nagyközönségnek szánt rendezvények lebonyolításához elengedhetetlen a műsor hangosítása, legyen az szabadtéri koncert, vagy egy több tízezer ember részére megtartott beszéd. Az élő hangosítás azonban veszélyekkel jár: mindenki számára ismeretes az a jelenség, amikor egy éles, „sípoló” vagy „búgó” hang belevág a műsorba, élvezhetetlenné téve azt. Ez az ún. gerjedési jelenség abból adódik, hogy a mikrofon és a hangszóró élő hangosítás esetén egyazon hangtérben helyezkedik el, ezért a mikrofon nemcsak az erősíteni kívánt hasznos jelet fogja fel, hanem a hangszóróból kilépő erősített hangjelet is. Ekkor lejjebb kell venni az erősítést, amitől ugyan megszűnik a gerjedési jelenség, de a közönség számára is halkabb lesz a műsor. A fő kérdés tehát az, hogy miként lehet ez ellen, az erősítés csökkentése nélkül föllépni.

A digitális jelfeldolgozás eszköztárának segítségével dolgozatomban ennek a problémakörnek a megoldására ismertetek módszereket. Az eszköz, amely segítségével a próbarendszereket megvalósítottam, az ADSP 2181-es 16 bites fixpontos jelfeldolgozó processzor, EZ-KIT-LITE fejlesztői környezetbe ágyazva.

Dolgozatom elején magát a problémakört ismertetem részletesen, majd elsőként egy olyan módszert mutatok be, amelyben a mikrofonba érkező visszahallatszó jelet kioltja egy megfelelő ellenjel. Ezt az ellenjelet egy olyan digitális FIR szűrő segítségével állítjuk elő, amelyet a műsor előtt az LMS (Least Mean Squares) módszerrel approximálunk a visszacsatolás átviteli függvényéhez. Így a gerjedésmentesen elérhető maximális erősítés elméletben végtelen. Sajnos, ez a módszer rendezvények esetében nem alkalmazható, de megoldást nyújt a hallókészülékeknél fellépő gerjedési jelenségre.

Ezek után, gyakorlatiasabb megfontolások, és már létező termékekről beszerzett információk alapján olyan rendszernek adom meg a leírását, amely az erősítőláncban elhelyezett lyukszűrők segítségével szünteti meg a gerjedést. Ezeknek a lyukszűrőknek egy része a rendszer műsor előtti konfigurációja folyamán kerül a helyére, műsor közben nem változik frekvenciájuk. A lyukszűrők másik csoportja viszont műsor közben alkalmazkodik a változásokhoz, frekvenciájuk nem állandó. Míg a fix lyukszűrők előzetes mérések alapján kerülnek a gerjedés megelőzése céljából a feltételezett gerjedési frekvenciákra, addig a változó lyukszűrők a műsor közben ténylegesen fellépő gerjedéseket szüntetik meg. A gerjedéseket a műsoranyagban a rendszer FFT segítségével keresi meg.

Laboratóriumi méréseim folyamán a próbarendszerrel 3..8 dB gerjedésmentes erősítéstöbbletet tudtam produkálni, továbbá levontam következtetésként, hogy egy esetlegesen megvalósítandó professzionális változathoz sokkal nagyobb számítási kapacitásra lenne szükség.

## Abstract

Nowadays sound amplification gained major importance due to enormous programmes arranged for thousands of people. Open-air concerts or speeches could not be accomplished without sound amplification.

Live sound amplification involves the risk of acoustic feedback, which is the phenomenon of the accumulation/gathering of high sound/'whistle' or 'hum'. The source of this phenomenon is that the microphone and the loudspeaker are located in the same acoustic field. This causes the microphone to receive both those sounds, which we want to strengthen and the sounds from the loudspeaker as well. In order to eliminate the acoustic feedback, the amplification must be decreased, but in this case the performance will be less audible. The core question of my thesis is the elimination of feedback hum without reducing sound amplitude.

In the present thesis I outline some methods to eliminate acoustic feedback with the utilization of digital signal processor (DSP). The prototypes were carried out by ADSP 2181 digital signal processor with EZ-KIT-LITE developing environment.

The first part of the thesis describes the problem itself in details. Then it is followed by a problem solving method in which the acoustic feedback is cancelled by a counter-signal. This counter-signal is created with the support of a digital FIR filter. The filter is approximated to the transfer function of acoustic feedback by LMS (Least Mean Squares) method before the performance. In theory, the reachable amplification without the peril of acoustic feedback is infinite. Unfortunately the above method cannot be applied for performances, but it solves the feedback problem for hearing-aids.

The next chapter describes a system based on practical considerations and the information about existing products. This system cancels the acoustic feedback with notch filters located in the amplification route. A part of these notch filters are positioned during the system set-up before the performance, to prevent acoustic feedback. These filters have stable frequency. The other part of notch filters are adapted to the occurring feedback signals during the performance. The frequency of these latter filters is variable. The frequency of feedback signals occurring during the performance are found with the help of FFT.

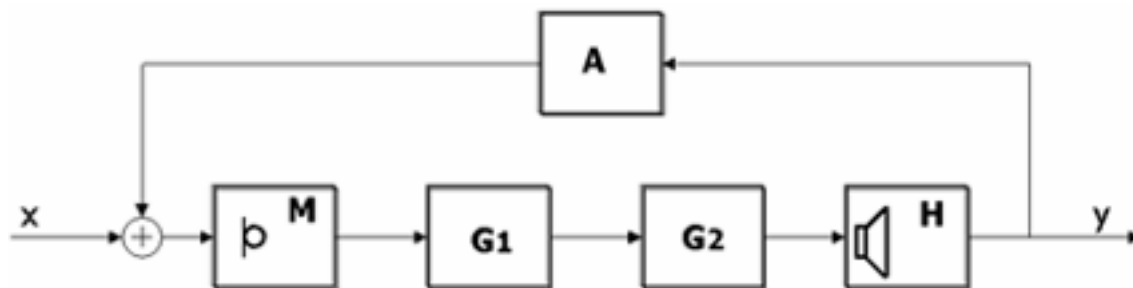
My measurements on the prototype led to an increase of 3.8 dB gain without the risk of feedback. I also drew the conclusion that for professional applications significantly more computational capacity is needed.



## Bevezetés

Élő hangosítás esetén gyakran fölmerül az a probléma, hogy a rendszer instabillá válik, begerjed. Ekkor az erősítést lejjebb kell venni, ami gyakran a műsor élvezhetőségének, érthetőségének a rovására megy. Élő hangosító rendszernek minősül minden olyan elektroakusztikai rendszer, amely egyazon időben, egyazon hangtérbe bocsátja ki az erősített akusztikai jelet, mint ahonnan az erősítendő akusztikai jelet érzékeli. Tipikus példát mutatnak erre a koncert-, és rendezvényhangosító rendszerek. A gerjedés abból a tényből adódik, hogy a hangszóróból kilépő hangjel visszahallatszik, visszacsatolódik a mikrofonra, mivel élő hangosítás esetén a hangszóró azzal egy hangtérben helyezkedik el. Ha tehát a gerjedés veszélye nélkül szeretnénk nagyobb erősítéseket elérni, akkor az akusztikus visszacsatolás hatásait el kell nyomni. Ez a jelenség nem csak a szabadtéri ill. zárt terű, zenei vagy egyéb nem zenei rendezvények esetén lehet kritikus. Élő hangosítás történik minden egyes hallókészülékben is, ahol ugyanúgy föllép az akusztikus visszacsatolás, a probléma tehát ez esetben is leküzdésre vár.

A feladat megoldására a piacon kész berendezéseket lehet kapni [1]. Ezek működési elve azonban csak részben ismert, lényeges elemeit titok fedi, áruk pedig igen magas. Dolgozatomban több lehetséges megoldást fogok a hangosító rendszerekbe foglalandó kompenzációról taglalni. Az első megoldásnál egy, az akusztikus visszacsatolás „kópiájaként” működő szűrő segítségével teljesen kioltjuk a visszacsatolást, a második megoldásnál viszont jól elhelyezett lyukszűrők segítségével vesszük föl a harcot a gerjedési jelenség ellen. Ezen megoldások egyike – mint majd látni fogjuk – kizárólag hallókészülékekben lesz alkalmazható. A feladat komplexitása miatt a hangsúly mindazonáltal a rendezvények élő hangosításánál is alkalmazható megoldáson van, amely az első megközelítésnél sokkalta gyakorlatiasabb szemlélet eredményeként született meg.



1. ábra: Jelterjedési modell

## 1. A probléma megközelítése

### 1.1. A hangosító rendszer

Az élő hangosításnál alkalmazott rendszer pontos hatásvázlata az 1. ábrán látható. Az  $x(t)$  jel az  $M$  átviteli függvénnyel rendelkező mikrofon hasznos bemeneti hangjele. Az  $y(t)$  jel pedig a  $H$  átviteli függvénnyel rendelkező hangszóró által kisugárzott hangjel. A mikrofon és a hangszóró egyazon hangtérben helyezkednek el, melynek akusztikai átviteli függvénye  $A$ . Ezen az  $A$  akusztikus átviteli függvényen keresztül csatolódik vissza a hasznos hangjellel való akusztikai összegződés után a mikrofonra a hangszóró jele. Az előreccsatoló lánc további elemei a  $G1$  mikrofonerősítő, és a  $G2$  hangszóró teljesítményerősítő. Az egyszerűség kedvéért jelöljük  $B$ -vel az előreccsatoló komponensek együttes átvitelét:

$$B = M * G1 * G2 * H \quad (1)$$

Ennek segítségével a hangosító rendszer zárt hurkú átvitelére a következő összefüggés írható föl:

$$\frac{Y}{X} = \frac{B}{1 - BA} \quad (2)$$

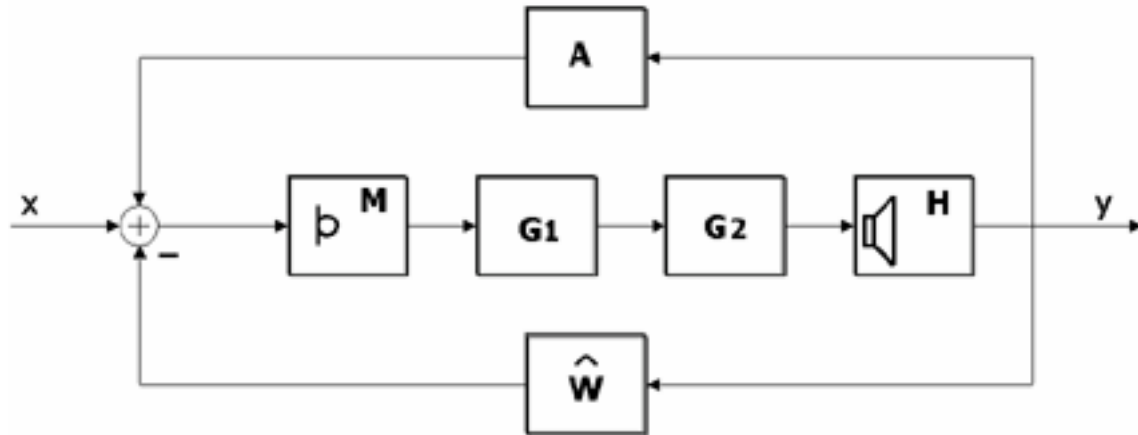
ahol  $X$  és  $Y$  az  $x(t)$  és  $y(t)$  jelek Fourier-transzformáltjai. Az összefüggésben jól látható az  $A$  akusztikus visszacsatolás szerepe az átvitelben. Már maga az is probléma, hogy az átvitelben egyáltalán megjelenik, hiszen így rontja annak minőségét. A fő probléma viszont az, hogy amennyiben a  $BA$  hurokerősítés egy vagy több frekvencián egységnyivé válik, a rendszer instabil lesz, begerjed. Ez bekövetkezhet  $B$  növelésének következtében, vagy amennyiben nem hallókészülékről, vagy fix mikrofonos

rendezvényhangosításról van szó, a mikrofon elmozdulásának köszönhetően (pl. közelebb megy az előadó a hangsugárzóhoz)  $A$  változásaiból.

## 1.2. „Off-line” és „on-line” kompenzáció

Mielőtt az  $A$  akusztikai visszacsatolás hatásainak elnyomására vonatkozó megoldások fejtegetésébe kezdenénk, érdemes a következőket tisztázni. Fix akusztikai elrendezés esetén modellünkben  $A$  invariáns, ha viszont megengedjük az elrendezés műsor közbeni változtatását, akkor  $A$  időben variáns lesz. A megoldások szempontjából ez nagyon lényeges kérdés. Ha ugyanis fix elrendezést feltételezünk, akkor az általunk felépített kompenzáció is lehet időben változatlan, invariáns. Ebben az esetben  $A$  vizsgálatát a műsor előtt korlátozások nélkül, akár aktív mérések segítségével is megejthetjük, tulajdonságai nem fognak műsor közben megváltozni. Ekkor a megoldás, amit kínálunk „off-line” lesz, a rendszer egyszeri felkonfigurálása a műsor előtt történik. Merőben más a helyzet variáns  $A$  esetében. Ekkor a kompenzáló rendszernek követnie kell  $A$  megváltozásait, ráadásul  $A$  tulajdonságainak műsor közbeni mérése nem lehet aktív, pl. nem terhelhetjük a műsort mérés kedvéért fehér zajjal, vagy „sweep”-elő szinusszal. A kompenzáció ekkor „on-line” lesz, a rendszer műsor közben folyamatosan változtatni fogja paramétereit.

Hallókészülékek esetében elegendő „off-line” megoldást találni, a kompenzáló rendszer felkonfigurálása a gyártáskor megejthető. Rendezvények hangosítása esetében előfordulhat mind állandó, mind változó elrendezés (pl. az előadó kezében a mikrofonnal mozog). Tapasztalatok szerint (a már meglévő termékek is ilyenek) ebben az esetben kétlépcsős megoldások a legcélravezetőbbek: a rendszer egy „off-line”, és egy „on-line” részből tevődik össze. Először egy olyan megoldást mutatok be, amely – mint majd látni fogjuk – kizárólag hallókészülékekben alkalmazható, majd egy olyat, amely rendezvények hangosításánál is alkalmazható.



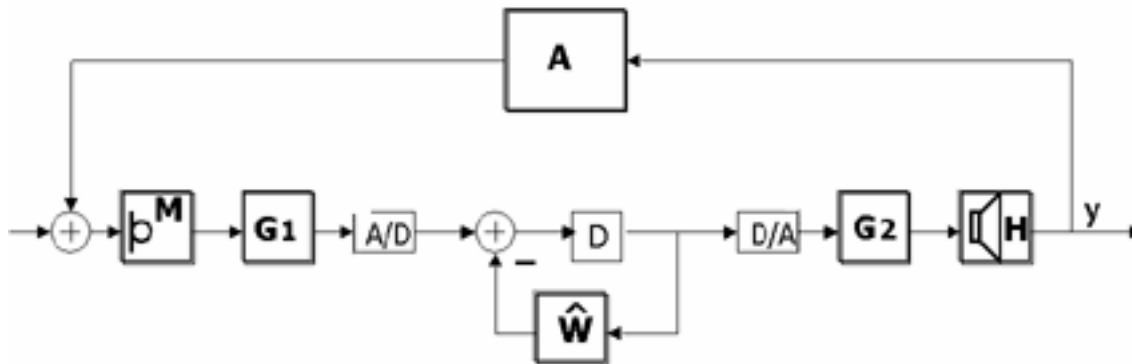
2. ábra: Visszacsatolás teljes kioldása elvben

## 2. Gerjedésgátlás az akusztikus visszacsatolás teljes kioltásával

### 2.1. A visszacsatolás kioltása

Kézenfekvő az a megoldás, amely az akusztikus visszacsatolást egy megfelelő ellenjel segítségével teljesen kioltja [2]. Az ellenjelet az  $A$  akusztikus átviteli függvény ismeretében a mikrofonba érkező bemeneti jel segítségével elő lehet állítani. Ennek a módszernek az elvi vázlata látható a 2. ábrán. Ha a  $\hat{W}$  becslő megegyezik  $A$ -val, akkor teljes a kioltás. A rendszer átviteli függvénye ekkor  $B = M * G1 * G2 * H$  lesz, tehát csak az előrecsatoló komponensektől függ,  $A$  az összefüggésben nem szerepel. Az elérhető maximális erősítés így akár végtelen is lehet, az akusztikus visszacsatolás kiesése miatt gerjedés nem léphet föl.

A 2. ábrán látható elrendezés a gyakorlatban nem valósítható meg. Ennek az oka az, hogy  $W$ -t az akusztikus tartományban kellene megvalósítani, ami fizikailag lehetetlen. Az egyetlen hely, ahol be lehet avatkozni a körben, az a mikrofon, és a hangszóró erősítői, a  $G1$  és  $G2$  közötti pont. Csak ezen a ponton rendelkezik a jel olyan fizikai paraméterekkel, hogy a feldolgozást és beavatkozást digitális áramkörök segítségével lehessen elvégezni. A már gyakorlatban is megvalósítható elrendezést a 3. ábra mutatja.  $W$  célszerűen digitális FIR szűrő. A  $D$  késleltetőre a modellben azért van szükség, mert diszkrét idejű rendszerben késleltetés nélküli hurkot nem lehet



3. ábra: Visszacsatolás kioltása a gyakorlatban

kialakítani. A digitális tartományba eső részeket leginkább jelfeldolgozó processzoron érdemes implementálni. Belátható, hogy amennyiben  $\hat{W} = BA$ , ( $B$  most már tartalmazza az  $A/D$  és  $D/A$  átalakítók átvitelét is) a rendszer zárt hurkú átvitele  $B$  lesz (pontosabban  $B * z^{-1}$ ). Ennek az állításnak az igazolásához írjuk föl a 3. ábrán látható rendszer átviteli függvényét:

$$\frac{Y}{X} = \frac{B \frac{z^{-1}}{1 + \hat{W} * z^{-1}}}{1 - B \frac{z^{-1}}{1 + \hat{W} * z^{-1}} A} = \frac{B * z^{-1}}{1 + \hat{W} * z^{-1} - B * z^{-1} * A} \quad (3)$$

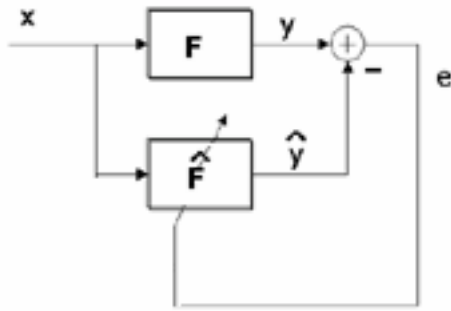
Most helyettesítsük  $\hat{W}$  helyére  $BA$ -t:

$$\frac{Y}{X} = \frac{B * z^{-1}}{1 + BA * z^{-1} - B * z^{-1} * A} = \frac{B * z^{-1}}{1} = B * z^{-1} \quad (4)$$

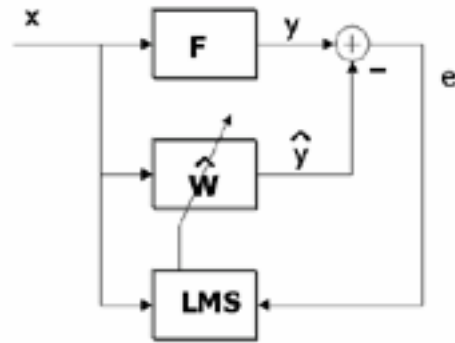
A rendszer átvitele tehát nem függ  $A$ -tól, az akusztikus visszacsatolás ki van küszöbölve, így az elérhető maximális erősítés akár végtelen is lehet.

## 2.2. Rendszer identifikáció

Megvan tehát az összeállítás, de annak helyes működéséhez szükségünk van a  $BA$  nyílthurkú átvitel ismeretére, hogy azt a  $W$  digitális FIR szűrővel approximálni lehessen. Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor  $A$  invariáns, ismeretét elég egyszer megszerezni, még az üzemi működés megkezdése előtt.  $BA$  értékének a meghatározását a rendszer identifikáció területén kidolgozott módszerek segítségével



4. ábra: Iteratív modell illesztés

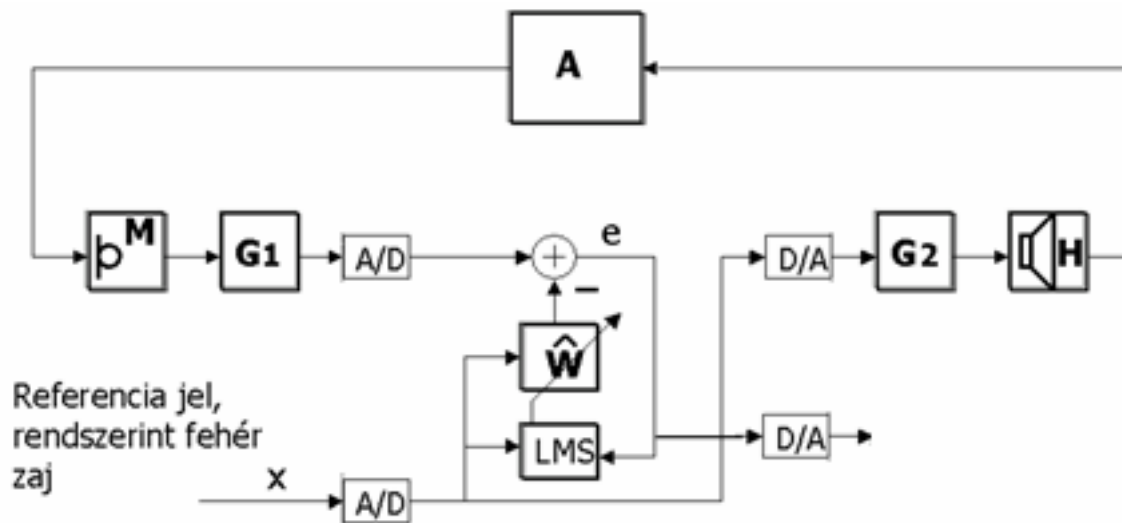


5. ábra: Modell illesztés LMS algoritmussal

lehet véghezvinni [3]. A rendszer identifikáció elvi vázlatát a 4. ábrán látható, ahol egy ismeretlen komponens  $F$  átviteli függvényét szeretnénk meghatározni oly módon, hogy a bemenetét és kimenetét megfigyeljük. Minél jobban megközelíti  $\hat{F}$  digitális szűrő kimenete az  $F$  kimenetét, a keletkező hibajel annál kisebb lesz.  $\hat{F}$  szűrő együtthatói a hibajel függvényében változnak, mégpedig olyan irányban, hogy a hibajelből egy bizonyos költségfüggvény segítségével származtatott „költség” minimális legyen. Tipikus törekvés az, hogy a hibajel négyzetének a várható értéke legyen minimális. Erre törekszik a jól ismert LMS (least mean squares) algoritmus is, mégpedig úgy, hogy a szűrő együtthatóit minden lépésnél a pillanatnyi hibanégyzet minimalizálásának irányába hangolja [3], [4]. Az LMS algoritmus segítségével véghezvitt modellillesztés vázlatát az 5. ábrán látható. A  $\hat{W}$  digitális FIR szűrő együtthatói minden mintavételi periódusban a következőképpen módosulnak:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu * e(n) * \mathbf{x}(n) \quad (5)$$

ahol  $\mathbf{w}$  a szűrő együttható-vektora (impulzusválasza),  $e$  az adott periódusban érzékelt pillanatnyi hiba,  $\mathbf{x}$  az utolsó  $n$  ütemben beérkezett gerjesztőjel vektor,  $\mu$  pedig az ún. konvergencia paraméter. A képletben szereplő  $-2 * e(n) * \mathbf{x}(n)$  szorzat nem más, mint a pillanatnyi hiba gradiens. Ez a becslő mutatja meg azt a becsült irányt, amely felé lépni kell ahhoz, hogy az átlagos hibanégyzet minimális legyen. Persze ez gyakran nem jó irány, de belátható, hogy korrelálatlan mintasorozat esetén az átlagos négyzetes hiba fog minimalizálódni. A konvergencia paraméter adja meg azt, hogy a pillanatnyi becsült negatív gradiens irányába mekkorát „merjünk” lépni, azaz mennyire hiszünk a becslőnek. Ez a szám minél kisebb, annál lassabb konvergenciát érünk el, de azt annál



6. ábra: „Off-line” identifikáció

biztosabban. Ha túl nagy, akkor a folyamat divergenciessé válhat, és a zavarérzékenység is nagyobb lesz. A megvalósított próbarendszerben tapasztalati alapon a  $\mu = 0.001$  választás adta a legjobb viselkedést.

### 2.3. Rendszer konfiguráció

A rendszer üzem közbeni blokkvázlatát a 3. ábrán lehet látni. Ehhez azonban ismernünk kell a  $BA$  nyílthurkú átvitelt, azaz be kell állítanunk  $\hat{W}$  együtthatóit. Az előbbieken fölvezetett alapján az üzem előtti konfigurációs fázisban a kívánt eredmény elérésének érdekében a 6. ábrán látható elrendezést kell megvalósítani. Ha az ábrán végigkövetjük a jel útját a referencia jelforrástól egészen a beavatkozójellel való összegződésig, akkor láthatjuk, hogy a jel az identifikálni kívánt  $BA$  nyílthurkú átvitelen halad keresztül. A gerjesztő jel célszerűen fehér zaj, ezt a felhasználó a hangszórón keresztül hallhatja is. A hibajelel oszcilloszkópra kivezelve meg lehet figyelni, hogy a konvergencia hogy zajlik. Ha megtörtént az identifikáció és  $\hat{W}$  együtthatói beálltak a megfelelő értékekre, akkor a rendszert át lehet kapcsolni a 3. ábrán látható üzemmódba. Az eljárás pontos menetét, és a mérési eredményeket 5.1-ben (Mérések c. fejezet) ismertetem.

### 2.4. A módszer korlátjai

Ez az „off-line” eljárás az elméletben elérhető, akár végtelenszeres erősítés miatt nagyon kecsgettető fix akusztikai elrendezések esetén. Van azonban egy komoly

korlátja. Ha a mikrofon és a hangszóró túl távol kerül egymástól, (ez a megvalósított próbarendszerben mintegy 50 cm) akkor a maradó hibajel nem fog a kezdeti értékhez képest jelentősen lecsökkenni, tehát az identifikáció nem lesz kielégítő pontosságú. Ez a következők miatt van így. Minél távolabbra kerül egymástól a mikrofon és a hangszóró, a köztük levő akusztikai átvitel impulzusválasza annál hosszabb lesz, és a különböző távolabbi objektumokról érkező reflexiók is egyre lényegesebb szerepet fognak benne játszani. Mi pedig ezt az impulzusválaszt szeretnénk approximálni egy digitális FIR szűrő segítségével. Az eljárás megvalósítására használt ADSP 2181-es processzoron (az eszközről ismertető 5.1-ben található), 22.05 kHz mintavételi frekvencián a leghosszabb megvalósítható FIR szűrő fokszáma 350. Egy ilyen FIR szűrő impulzusválasza 0.015 s hosszú, ez tehát a leghosszabb impulzusválasz, amit vele approximálni lehet. Figyelembe véve egy hallókészülék geometriai méreteit, és a hanghullámok terjedési sebességét, ez bőven elegendő, de nagyobb hangterek (rendezvények hangosítása) esetében, ahol akár 5 s hosszú impulzusválaszok is lehetnek, nagyon kevés. Ilyen hosszú impulzusválaszok FIR szűrővel való megvalósításához olyan számítási kapacitás kellene (több százezer fokú FIR), ami manapság teljesen kizárt. Meg lehetne próbálni esetleg IIR szűrőket illeszteni ezekre a nagyobb impulzusválaszokra, de érdekesebb a rendezvények hangosításakor fellépő akusztikus visszacsatolás hatásainak elnyomására egy sokkal gyakorlatiasabb módszert kidolgozni. Ez a módszer tehát kizárólag hallókészülékekben felmerülő terjedési problémákra nyújt megfelelő megoldást. A hallókészülékek egytől egyig fix akusztikai elrendezésűek, hiszen felépítésük időben nem változik, a tágabb környezet pedig nem lényeges a beépített mikrofon és hangszóró közötti visszahallás szempontjából. Így az identifikációt elég egyszer megejteni, mégpedig a gyártás során. A fix elrendezés miatt nincs továbbá szükség arra, hogy ezen az úton továbbhaladva, „on-line” kiegészítést keressünk a problémára.

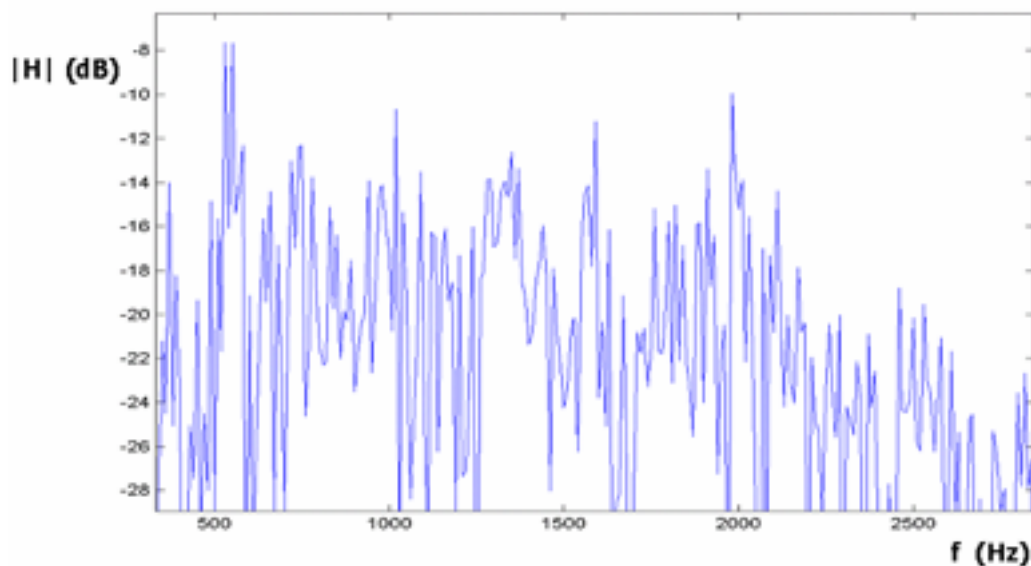


### 3. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „off-line” módszer

A következőkben egy olyan eljárás kerül taglálásra, amely lyukszűrők segítségével veszi fel a küzdelmet a gerjedés ellen. Az előzőekkel ellentétben ez a módszer nem biztosítja a visszahallás teljes kiejtését, végtelen erősítés még elméletben sem érhető vele el. További hátránya az, hogy kompromisszumot kell kötni az elérhető erősítés növelése és az átvitel minősége között. A módszer alkalmazhatóságának viszont nem szabnak határt a hangtér geometriai méretei, alkalmazható tehát nagyobb terű koncertek, rendezvények hangosításánál is. Mindazonáltal mégsem jelentenek gondot a hangátvitel korlátozását jelentő kompromisszumok. Koncertek esetén ugyanis a zaj, a hangtér nem tökéletes akusztikája, és egyéb környezeti tényezők miatt sem kell szigorúan stúdió minőségű átvitelre törekedni.

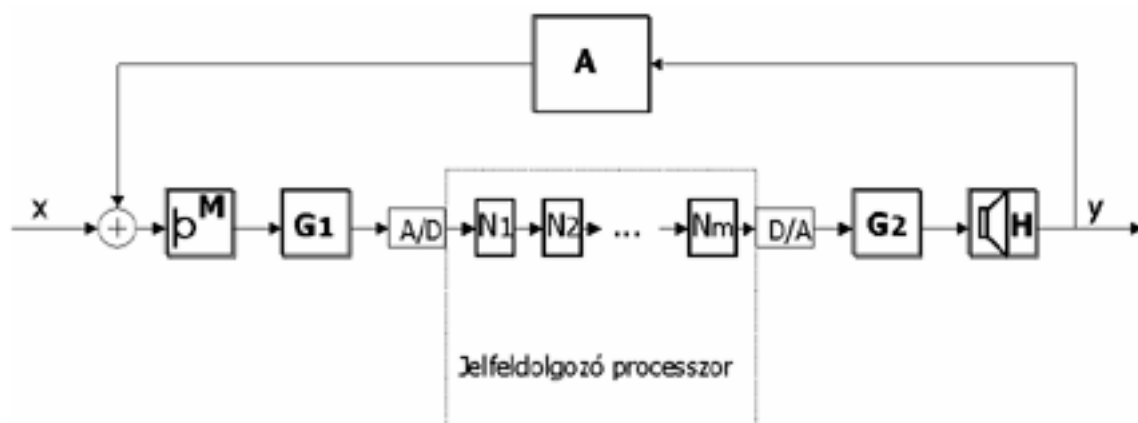
#### 3.1. Az akusztikai átvitel (A) tulajdonságai

Gerjedési jelenség akkor következik be, amikor a hurokerősítés egy bizonyos frekvencián egységnyivé válik. Tekintsük a 7. ábrát! Az ábrán egy nagy



7. ábra: Nagy méretű terem (IB 026) akusztikai átvitele 400 és 2800 Hz között

méretű teremnek az akusztikai átvitele (egy bizonyos mikrofon-hangszóró pozícióban) látható közepes frekvenciákon. A mérési eredmény terhelve van a mikrofon, hangszóró, jelfeldolgozó egység, és az erősítőlánc egyéb elemeinek átvitelével is. Más szóval nem is a tiszta  $A$  akusztikai átvitelt, hanem magát a vizsgálni kívánt  $BA$  hurokerősítést látjuk.  $BA$  bonyolult módus szerkezete azonban kizárólag  $A$  hozománya,  $B$  legfeljebb csak tendenciák szintjén mutatkozik. Ha növeljük az erősítést ( $B$  segítségével), akkor lényegében nem történik más, minthogy ez a bonyolult csúcsokban és leszívásokban gazdag függvény emelkedik fölfelé az  $y$  tengely mentén az egységnyi erősítés vízszintes vonala felé. Nyilván először a csúcsok egyike, majd másika fogja elérni az egységnyi erősítés határát. Ezekon a frekvenciákon a rendszer gerjedni fog. A maximálisan elérhető erősítést tehát az szabja meg, hogy a legmagasabb csúcs mikor éri el az egységnyi átvitelt. Gyakorlatias szemmel nézve megoldást jelent a problémára az, hogyha lyukszűrőket helyezünk el ezeknek a csúcsoknak a helyére, ezzel megszüntetve őket, és így az erősítés tovább növelhető (8. ábra). Ez a megoldás nem szünteti meg teljesen az akusztikus visszacsatolást, de a miatta fellépő maximális erősítés mint korlát jelentősen kitolható. Az ábrán látható esetben például 8-10 jól elhelyezett lyukszűrő segítségével akár 6 dB-t is lehet a maximális erősítésen növelni. Sokkal több lyukszűrőt nem érdemes a jelútba elhelyezni, hiszen az túlságosan lerontaná az átvitel minőségét. Kompromisszumot kell tehát kötni az erősítés növelése és az átvitel minősége között. Tapasztalataim szerint a jelútba 8 egyenletesen elhelyezett lyukszűrő nem okoz jelentős minőségromlást.



8. ábra: Lyukszűrők elhelyezése a jelútban

### 3.2. Célkitűzés

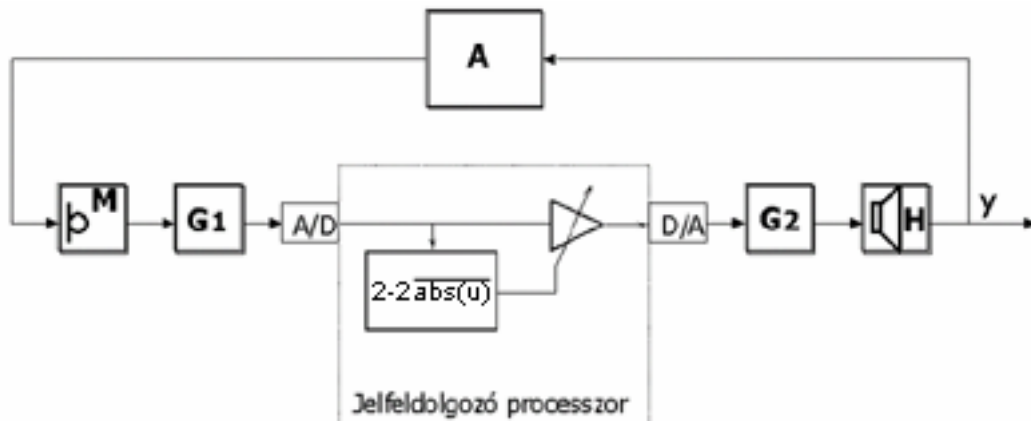
Olyan eljárást kell tehát kialakítanunk, amely automatikusan megtalálja a hurok átvitelében a csúcsoakat, és oda lyukszűrőket helyez el. A továbbiakban egy olyan rendszer felépítését fogom taglalni, amely „off-line” módon, tehát egy műsor előtti konfigurációs üzemmódban keresi meg ezeket a csúcsoakat, és helyezi el azoknak megfelelően a lyukszűrőket. Ennek megfelelően csak fix elrendezésű hangosításokra alkalmas, a mikrofon helye műsor közben nem változhat. Ezek után egy olyan rendszer működését fogom részletesen kifejteni, amely a műsor közben fellépő gerjedések „on-line” kezelésére alkalmas, tehát a rendszer műsor közben folyamatosan, passzív megfigyelés alapján alkalmazkodik az akusztikai elrendezés változásaihoz, a mikrofon helyének módosulásához.

### 3.3. A lyukszűrők pozíciójának meghatározása

A lyukszűrőket érdemes digitális úton jelfeldolgozó processzorral megvalósítani, csak ez az eszköz biztosít a feladat megoldásához elegendő flexibilitást. A jelútba elhelyezett lyukszűrők a 8. ábrán láthatóak.

#### 3.3.1. A gerjedés stabilizálása

Most pedig térjünk ki arra, hogy hogyan is lehet meghatározni a hurokerősítésben lévő kiemelési csúcsoak helyét anélkül, hogy hosszadalmas, esetleg órákig tartó átviteli függvény méréseket kelljen véghezvinnünk. Állítsuk össze az adott



9. ábra: A gerjedési szinusz stabilizálása

helyszínen a hangosító rendszert, és növeljük az erősítést egészen addig, amíg elő nem áll a gerjedési jelenség. Ennek a jelnek meg kell mérni a frekvenciáját, és oda be is lehet tenni az első lyukszűrőt, amely ezt a gerjedést meg is szünteti. Ezek után az erősítés tovább növelhető egészen addig, amíg a következő gerjedési jelenség be nem következik. Ekkor ennek frekvenciáját megmérve be lehet tenni a következő lyukszűrőt, és így tovább. Van azonban ezzel a frekvenciaméréssel egy probléma. A gerjedés egy exponenciálisan növekvő amplitúdójú instabil folyamat, amely rövid idő alatt telítésbe viszi a rendszert. Ezzel nem csak az a baj, hogy a hatalmas hangnyomásszint fájdalmat okozhat a jelenlevőknek, hanem az is, hogy egy ilyen nem stabil jel fizikai paramétereit igen nehéz mérni. Vegyük a megoldáshoz az analóg oszcillátorok példáját, ahol egy nemlineáris elem segítségével stabilizálódik a szinuszos folyamat. A nemlineáris elem egy olyan erősítő, amely a saját bemeneti jelének függvényében változtatja erősítését, mégpedig olyan irányban, hogy a jel amplitúdója a munkaponti értékhez közelítsen.

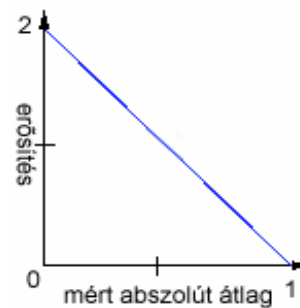
Ennek az elvnek alapján megvalósított rendszer blokkvázlata látható a 9. ábrán. Lényegében nem más, mint egy oszcillátor, amelynek sajátfrekvenciáit az akusztikus rendszer határozza meg. A jelfeldolgozó processzoron futó program a jelútba egy ilyen nemlineáris, változó erősítésű komponenst tesz. Az erősítés mértéke a bemenet abszolút értékének az átlagától függ a következő összefüggés szerint:

$$g = 2 - 2 * \overline{|u|} \quad (6)$$

Ez a karakterisztika látható a 10. ábrán. Az X tengelyen a beérkező jel abszolút értékének az átlaga szerepel, az Y tengelyen pedig az ebből következő erősítés. A munkapont elhelyezkedése (vonal mentén) függ a G1 mikrofonerősítő és a G2 végfok beállításaitól, továbbá az A akusztikus visszacsatolástól. Az átlagképzés az exponenciális átlagolás rekurzív formulájával történik:

$$\hat{x}(n+1) = \hat{x}(n) + \frac{1}{Q} [y(n) - \hat{x}(n)] \quad (7)$$

ahol  $\hat{x}(n+1)$  az  $n+1$ -edik ütemben képződött átlagértéket jelenti, az átlagképzés  $y(n)$  értékekből történik, amely nem más, mint a beérkező mintasorozat abszolút értéke.  $Q$  jelöli az exponenciális átlagolás időállandóját, a próbarendszer esetében  $Q = 512$ . Az



10. ábra: A változó erősítő karakterisztikája

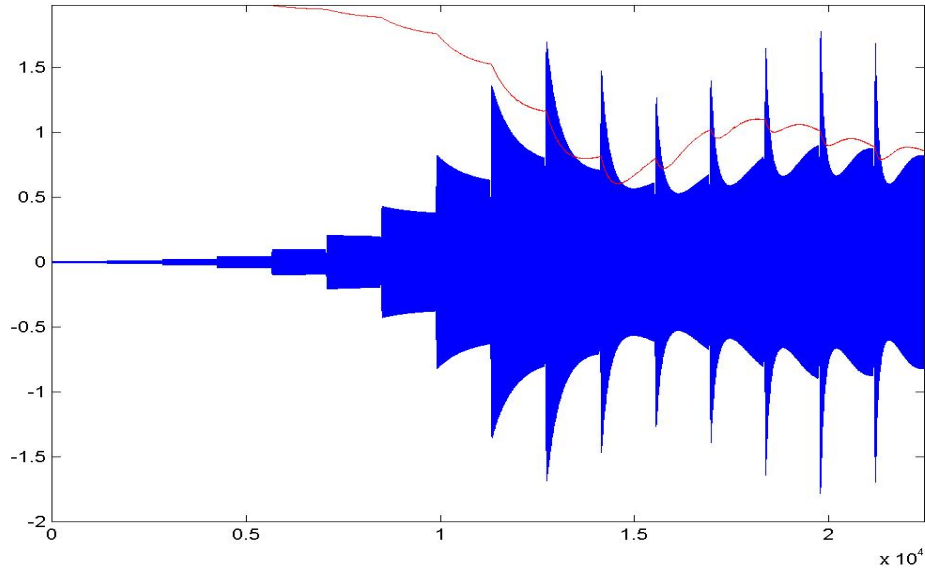
exponenciális átlagolás időállandója nem lehet túl kicsi, mert akkor az esetlegesen alacsony frekvencián fellépő gerjedésnél nagy lenne az átlagérték kilengése, és túl nagy sem lehet, mert akkor csak lassan tudna a rendszer reagálni az amplitúdó változásaira, ami instabilitáshoz vezet. Ahhoz, hogy pontosan hogy is lehet meghatározni  $Q$  optimális értékét, tekintsük az exponenciális átlagolás amplitúdómenetének kifejezését:

$$|H(z)| = \frac{1}{Q} \frac{1}{\sqrt{1 - 2\left(1 - \frac{1}{Q}\right)\cos(\omega T) + \left(1 - \frac{1}{Q}\right)^2}} \quad (8)$$

A képletben szereplő  $T$  a diszkrét idejű rendszer mintavételi idejét,  $\omega$  a körfrekvenciát mint futó változót jelöli.  $Q$  értékét értelemszerűen úgy kell kiválasztani, hogy az előforduló legalacsonyabb gerjedési frekvencia esetében is viszonylag kilengésmentes átlagértéket mutasson, ez a frekvencia az ember hallásának alsó határa, 20 Hz (abszolútérték-képzés után az alapharmonikus 40 Hz), de viszonylag gyorsan tudja követni az amplitúdóban bekövetkező változásokat, a 10 Hz-es változásokat már ne nyomja el. Ez a két követelmény  $Q$  értékére vonatkozólag kompromisszumos döntést von maga után. A mintavételi frekvenciát 22.05 kHz-nek választva, ha  $Q$  értéke 500 körüli, akkor 40 Hz-es frekvencián 15% körüli átlagérték-kilengést kapunk, és a 10 Hz-nek megfelelő amplitúdóváltozásokat már 60%-os közelséggel követi. Tapasztalatok szerint mindkét érték elfogadható, így lett  $Q$  értékére vonatkozóan a választás 512, binárisan kerek szám.

### 3.3.2. Stabilitásbeli problémák – Matlab szimuláció

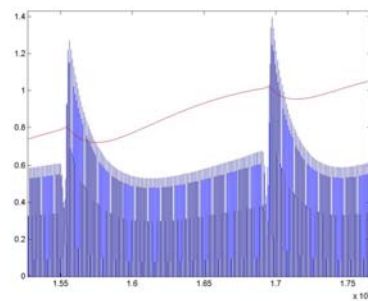
Ez a módszer kisebb termék, szobák esetében minden esetben stabilizálta a gerjedési szinuszelet, nagyobb hangterű termék esetében (IB026) viszont előfordult olyan kísérlet, amikor munkaponti beállítás helyett egy növekvően fluktuáló amplitúdójú szinusz rövid időn belül telítésbe vitte a rendszert. Az instabilitás okát Matlab szimuláció segítségével lehet megérteni. A Matlab alatt implementált szimuláció lényegében a 9. ábrán látható struktúrát követi, természetesen A/D és D/A átalakítások nélkül. Az  $A$  akusztikus visszacsatolást a szimulációban egy késleltetésből és egy FIR szűrőből álló tag helyettesíti. A késleltető mintegy 1400 mintát késleltet, ami 22050 Hz-es mintavételi frekvencia mellett 0.06 s késleltetésnek felel meg, ami mintegy 20 m-es távolságot szimulál a mikrofon és a hangszóró között. A FIR szűrőegyütthatók a Matlab Sptool Filter Designer szűrőtervezővel lettek előállítva, a



**11. ábra: Matlab szimuláció eredménye, gerjedési szinusz munkaponti beállítás nélkül**

következő specifikáció szerint: Szűrő fokszám 20,  $f_s = 22.05$  kHz, sáváteresztő tartomány 6 kHz-től 6.5 kHz-ig, záró tartomány 0-tól 5.5 kHz-ig, és 7 kHz-től  $f_s/2$ -ig. A FIR szűrő szimulálja az  $A$  akusztikus átvitel frekvenciafüggő amplitúdómenetét, lényege az, hogy egy bizonyos frekvencián legyen az értéke a legnagyobb, ahol majd a szimuláció menete alatt a szimulált rendszer gerjedni fog. A szimuláció időtartama 22050 mintaidő, azaz 1s. Kezdeti értéknek a bemenetre 140 darab 0.01 abszolút értékű tüske érkezik gerjesztésként. A tüskék távolsága 10 minta.

A szimuláció eredménye a 11. és a 12. ábrán látható. Az ábrán kék színnel a szimulált szinuszos hangjel burkolója látható, a piros görbe az adott időpillanatban érvényes erősítés értékét mutatja, amely a 10. ábrán látható karakterisztika szerint származik a bemenet értékeiből. Az instabilitás oka abban rejlik, hogy az exponenciális átlagolás és így az erősítés is egy bizonyos késlekedéssel reagál a bejövő jel amplitúdójának változásaira. Ez abból látszik,



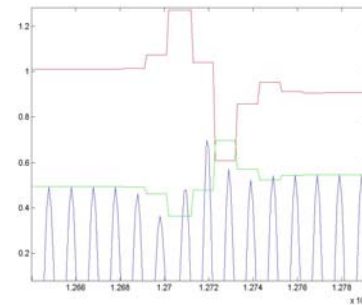
**12. ábra: Matlab szimuláció eredménye (nagyítás a 11. ábrából)**

hogy a 12. ábrán látható piros görbe minimumai jócskán lemaradnak a kék színű burkoló csúcsai mögött. Ezért aztán a változások, és közvetlen környezetük megfelelő amplitúdószabályzás nélkül jutnak keresztül a szabályzó rendszeren, majd a hangtéren

keresztül újra a bemenetre kerülve ismét megfelelő szabályzás nélkül mennek azon keresztül, és így tovább, amíg a rendszer telítésbe nem megy. A problémát csak fokozza az a tény, hogy a bejövő jel amplitúdójában fellépő keskeny csúcsokat gyorsaságukból kifolyólag az exponenciális átlagolás nem tudja megfelelően követni, ezért ilyenkor nemcsak az a baj, hogy a beavatkozás késik, hanem annak mértéke sem kielégítő. Kisebb hangterek esetén azért nem fordulhat elő ez a fajta instabilitás, mert a rövid jelút miatt a kilépő hangjel elég gyorsan visszaér a bemenetre ahhoz, hogy az előző körben előidézett erősítésváltozás megtegye hatását.

### 3.3.3. Stabilitás megteremtése – gyorsan reagáló amplitúdómérés

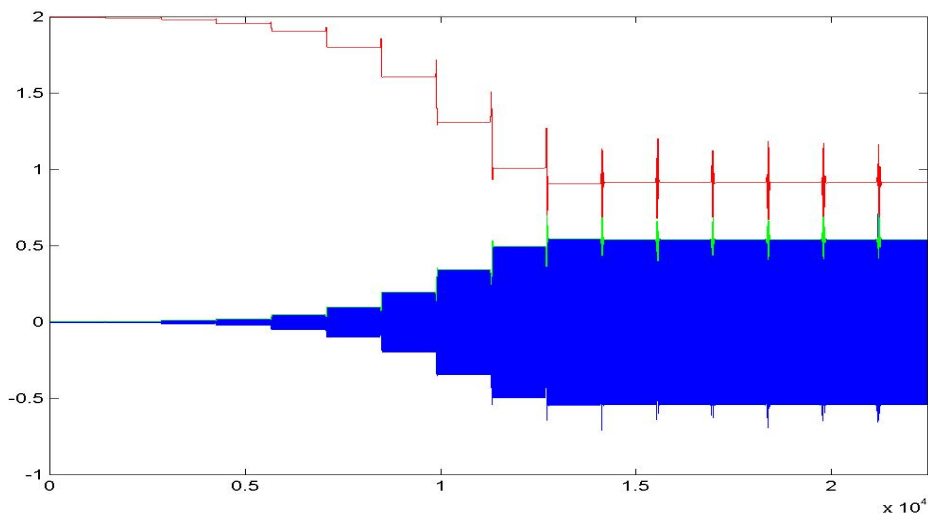
Noha a hibajelenség még nagy termek esetén is csak ritkán jelentkezik, felhívta a figyelmet a módszer hiányosságaira. Ezért feltétlenül szükséges egy alternatíva kidolgozása. Olyan eljárást kell tehát kidolgoznunk, amely a lehető legkisebb késleltetéssel méri a bejövő jel amplitúdóját, hogy az erősítés késlekedés nélkül módosulhasson a megfelelő szintre. A szinuszos jel amplitúdóját gyorsan meg lehet pl. úgy mérni, hogy a szinusz adott periódusában vesszük a legmagasabb minta értékét. A konkrét megvalósításhoz a következő eljárást választottam (13. ábra): Megnézzük, hogy a periódus pozitív felében mekkora a vett minták maximuma, majd ha a jel átlép a negatív félperiódusba (nullátmenet lefelé), akkor a maximumkeresés eredményét „aktualizáljuk”, azaz az amplitúdó görbe (ábrán zöld színnel jelölve) ekkor módosul. Eddig a pillanatig az előző pozitív félperiódusban mért maximum érték van érvényben. Az aktuális erősítés értéke (piros görbe) az előző, abszolút érték-képzéses átlagmérésen alapuló eljáráshoz hasonlóan a következő összefüggés szerint származik:



**13. ábra: Matlab szimuláció eredménye: amplitúdómérés maximumkereséssel (nagyítás)**

$$g = 2 - 2u \quad (9)$$

ahol  $g$  az erősítés értékét (13. és 14. ábrán piros görbe),  $u$  pedig a mért amplitúdót jelzi (zöld görbe). A módszer frekvenciától függetlenül félperiódusnyi késleltetéssel méri a bejövő szinuszos jel amplitúdóját, viszont így periódusonként csak egyszer módosul az amplitúdó görbe. Ennek megfelelően periódusonként csak egyszer változhat az erősítés értéke is, ezért nem kerül „rövid távú” nemlinearitás a rendszerbe. Ez azért fontos, mert ha a szinusz egyetlen periódusán belül is többször változik az erősítés,



14. ábra: Matlab szimuláció eredménye, gerjedési szinusz megfelelő munkaponti beállással

akkor az a jelben megengedhetetlenül nagy torzulást okoz, végső soron a stabilizált gerjedés nem szinuszos lesz.

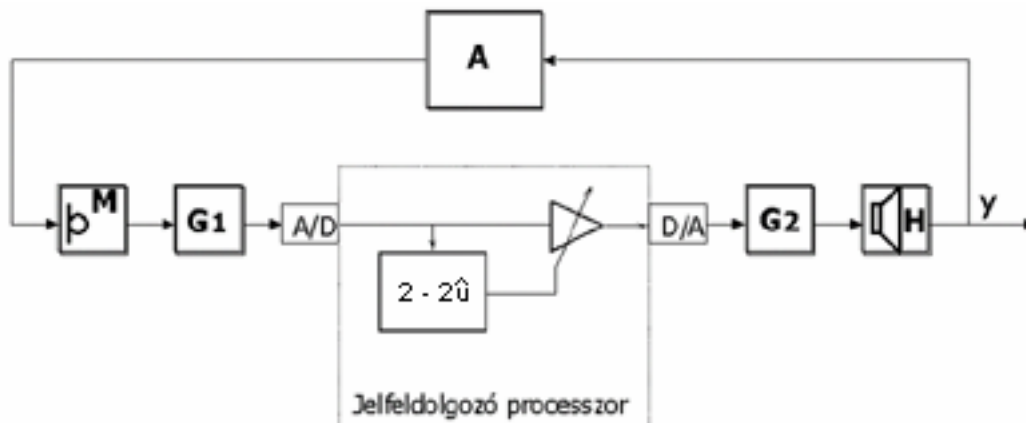
A módszernek megfelelő Matlab szimuláció eredménye látható a 13.-és 14. ábrán. A szimuláció minden paraméterében megegyezik az előző szimulációval, csupán az erősítés származtatásának módja tér el az újonnan tárgyalt módszernek megfelelően. Az ábrán látható a megfelelő munkapont elérése. Az apró tüskék a szimulációban az amplitúdómérés félperiódusnyi késleltetésének a következményei. A valóságban azonban az egyéb komponensek aluláteresztő tulajdonságainak köszönhetően ezek nem jelentkeznek. Az így megvalósított próbarendszer (15. ábra) nagyobb hangterű termék esetén is sikeresen stabilizálja a gerjedési szinuszt.

### 3.3.4. A gerjedési szinusz frekvenciájának mérése

Minél nagyobbra választjuk  $G1$  mikrofonerősítő erősítését, és  $G2$  végfok erősítését minél kisebbre, a beálló stabilizált gerjedés annál halkabb lesz, viszont annál zavarérzékenyebb is. Természetesen  $G1$  és  $G2$  értékeit úgy kell megválasztani, hogy a hurokerősítés közelítsen az egységnyihez, különben a stabilizáló szabályzás nem tud „behúzni”.

Az így előállított stabilizált gerjedési szinuszjel frekvenciája már mérhető. Figyelni kell azonban arra, hogy a mérés zavartűrő legyen, ne okozzon a mért frekvenciában hibát additív zaj. Erre azért van szükség, mert nagyobb terek esetében, szabadtéren nem oldható meg a környezet zajmentesítése. A megvalósított



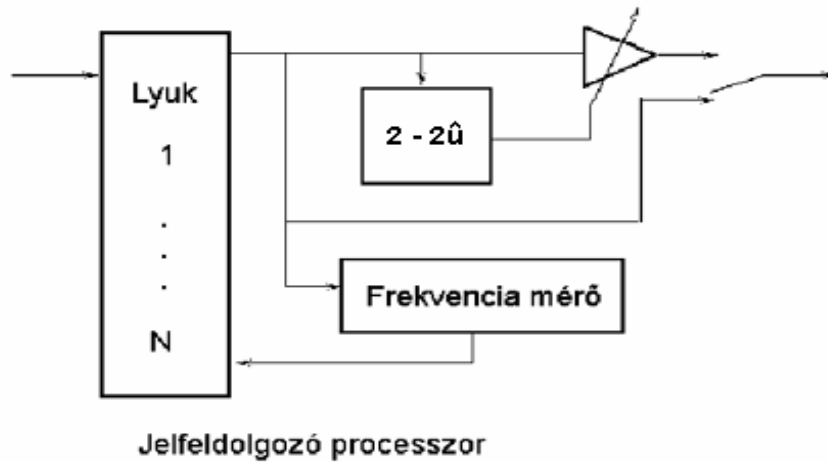


15. ábra: A gerjedési szinusz stabilizálása

próbarendszerben a frekvenciamérés nullátmenetek számlálásán alapul. A nullátmenetek számlálása 1 s ideig tart. Ez ebben a formában rendkívül zajérzékeny lenne, hiszen a jelen levő nagyfrekvenciás „szőrök” a nullátmenet közelében többször is billentenék a számlálót. Ezért a nullátmeneteket hiszterézissel kell keresni. A számláló működését le kell tiltani addig, amíg a jel a nulla körüli ún. „tiltott sáv”-ban van, és csak akkor újraengedélyezni, ha a jel kilépett abból a másik oldalra. Így az érzékelni fogja, hogy nullátmenet történt, mivel a jel a számláló letiltása előtt negatív volt, újbóli engedélyezése után viszont már pozitív. A frekvenciamérés egy 0.25 s ideig tartó amplitúdómaximum-kereséssel kezdődik, így megkapjuk a jel aktuális amplitúdóját, a „tiltott sáv” ennek a tizedrésze lesz. Tapasztalatok szerint az így megvalósított mérés pontosabb lesz, mint egy 16 bites jelfeldolgozó processzor számábrázolása, ez persze függ a mérőrendszer órájának pontosságától is, ami kvarc oszcillátor esetén elegendő.

### 3.4. Műsor előtti konfigurációs üzemmód

Az „off-line” konfigurációs üzemmódban a rendszer a 16. ábrán látható módon épül föl. A próbarendszerben nyolc lyukszűrő van, kezdeti állapotban ezek mindegyike a mintavételi frekvencia felére van hangolva. Bekapcsolt gerjedés-stabilizálás hatására az erősítés növelésével stabil gerjedés alakul ki, ekkor kell indulnia a frekvenciamérőnek, amely a mérés befejezésekor beállítja az adott lyukszűrőt a megfelelő frekvenciára. Ezután az erősítés további növelésével (vagy anélkül, hiszen a stabilizátor ilyenkor a beérkező jel hiányában megnöveli saját erősítését) újabb gerjedés alakul ki újabb frekvencián, ezért újabb frekvenciamérés



16. ábra Fix lyukszűrők elhelyezése a jelútban

után behangolható a következő lyukszűrő. Ha már az összes lyukszűrő be lett állítva, a stabilizáló egységet ki kell venni a jelútból, véget ért a rendszer műsor előtti konfigurációja, kezdődhet a műsor. Ezt jelképezi az ábrán látható kapcsoló. Az eljárás pontos menetét, és a mérési eredményeket 5.2-ben (Mérések c. fejezet), ismertetem.

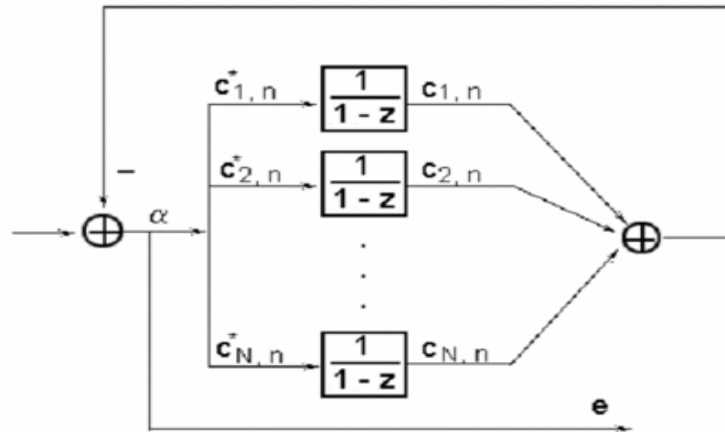
### 3.5. A lyukszűrők megvalósítása

A lyukszűrőket a 17. ábrán látható párhuzamos rezonátoros struktúrával valósítottam meg [5]. Egy-egy rezonátor olyan lineáris rendszer, amelynek egyetlen pólusa van az egységkörön. Az  $i$ . rezonátor átviteli függvénye a következőképpen írható le:

$$Q_i(z) = \frac{z_i}{z - z_i}; \quad z_i = \frac{c_{i,n+1}}{c_{i,n}} = e^{j2\pi fi}; \quad i = 1..N \quad (10)$$

A rezonátorok tehát a stabilitás határhelyzetében működnek. A teljes rendszer viszont a visszacsatolásnak köszönhetően stabil. A zárt hurok bemenettől hibajelig vonatkoztatott átviteli függvényét mutatja a következő összefüggés:

$$E(z) = \frac{1}{1 + \alpha \sum_{i=1}^N Q_i(z)} \quad (11)$$



17. ábra: Lyukszűrők megvalósítása rezonátoros struktúrával

$E(z)$ -nek rezonátor pozíciókban zérusai vannak.  $E(z)$  tehát egy olyan lyukszűrőbank, amelyben az egyes lyukszűrők működési frekvenciáit a hozzájuk tartozó rezonátor pólusa határozza meg. Valós be-és kimenő jelek esetén, a fázistól független működés érdekében  $E(z)$ -ben konjugált komplex zérus párokra van szükség, amit konjugált komplex pólussal rendelkező rezonátor párok segítségével valósíthatunk meg. Mivel ezeknek a rezonátor pároknak a kimenetéből összegződéskor kiesik a képzetes rész, implementációjukkor elég csak az egyik tagot megvalósítani, kimenetéből a képzetes részt elhagyni, a valós részt pedig kétszeresen figyelembe venni. Fontos tényező továbbá az ábrán látható  $\alpha$  szorzó, amely a körbe exponenciális átlagolást visz be. Ennek hatására a rezonátorok frekvencia szelektivitása jelentősen megnövelhető, 22.05 kHz mintavételi frekvencia mellett  $\alpha = 0.007$  esetén a lyukszűrők sávszélessége mindössze 20 Hz.

## 4. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „on-line” módszer

Az eddigiekben olyan eljárásokat kerestünk, amelyek fix akusztikai elrendezéseknél nyújtottak megoldást az akusztikus visszacsatolásból adódó gerjedési problémákra. Fix akusztikai elrendezések azt a könnyebbséget hozzák magukkal, hogy a problémák forrásának számító  $A$  akusztikus átviteli függvény (lásd 1. ábra) invariáns, azaz időben változatlan. Ezért a kialakítandó kompenzáció érdekében elég az  $A$ -ra vonatkozó ismereteinket egyszer megszerezni, célszerűen egy műsor előtti konfigurációs üzemmódban, ráadásul ezeket az ismereteket megszerezhetjük korlátozás nélkül bármilyen aktív mérés útján. Ilyenkor természetesen maga a kompenzáció is invariáns lesz.

### 4.1. Kétlépcsős védelem

Koncerteken és egyéb rendezvényeken viszont nem minden esetben teljesülhet  $A$  időbeli változatlansága. Jogos igényt jelent a mikrofon elmozdíthatósága, gondoljunk csak arra, amikor az előadó a mikrofonnal a kezében mozog a színpadon, ami persze magával vonja az  $A$  akusztikus visszacsatolás folytonos változását is. Másik eset az, amikor a környezet fizikai, így akusztikai jellemzői változnak. Példának okáért említeném meg azt az esetet, amikor a hőmérséklet változik egy kora esti kezdésű szabadtéri rendezvényen az idő előrehaladtával, a teljes beesteledéssel. Másik példa az, amikor az akusztikai jellemzőket többek között az befolyásolja, hogy hány ember van a koncertteremben, hisz az ember teste és ruhája a kemény, sima felületű anyagokkal ellentétben viszonylag jó hangelnyelő. Az említett, és még jó néhány nem említett tényező tükrében megállapítható, hogy érdemes az „off-line” kompenzációhoz egy olyan kiegészítő eljárást kidolgozni, amely egy második, az  $A$  akusztikus átvitel változásait követő, „on-line” védelmi lépcsőfokként veszi fel a küzdelmet a gerjedési jelenséggel szemben.

De mit is ér variáns  $A$  esetében a kétlépcsős védelem első, „off-line” foka? Az első védelmi lépcsőfok lényegében fix elhelyezésű keskeny és nagy elnyomással rendelkező lyukszűrőket iktat az erősítő láncba. Teszi ezeket azokra a frekvenciákra, ahol a mérés időpontjában a  $BA$  nyílt hurkú átvitelnek a legnagyobb csúcsai vannak (lásd 7. és 8. ábra), azaz ahol a mérés időpontjában, az adott akusztikai elrendezés mellett, az erősítés növelésével gerjedések alakulnának ki. Ezek közül a csúcsok közül

nem mindnek változik a mikrofon elmozdulásának következtében a pozíciója. Az akusztikus átvitelben ugyanis vannak olyan kiemelések is, amelyek csak a terem geometriájától függenek. Ezek a frekvenciák a terem sajátfrekvenciái. A sajátrezonanciából adódó kiemelések dominanciájára elsősorban lapos, hangvisszaverő anyagokkal fedett falú szobában számíthatunk (pl. fürdőszoba), ekkor az akusztikus átvitelben található nagyobb csúcsok többsége sajátfrekvencia. Ilyen arányra viszont biztosan nem számíthatunk koncert- és előadótermek esetében, hiszen akusztikájuk tervezve van, építésükkor törekednek a minél jobb, rezonanciáktól minél mentesebb akusztikai átvitelre. Ennek ellenére az, hogy koncerttermek esetében ezek a sajátrezonanciából következő csúcsok milyen arányban szerepelnek az átvitelben, és hogy miként lehet őket felismerni a többi csúcs között egyelőre tisztázatlan, kutatása kívül esik kereteinken. Arra viszont vitathatatlanul van esély, hogy fix lyukszűrőink közül egy vagy több a műsor előtti konfiguráció során ilyen frekvenciákra kerül. Ha ugyan nem is matematikai erővel, de ezt bizonyítja az a tény is, hogy a piacon kapható, tőkeerős cégek által fejlesztett berendezések is ilyen, kétlépcsős („off-line” és „on-line”) védelmet kínálnak [1].

#### **4.2. Vándorló lyukszűrők**

„On-line” védelmi lépcsőfokunk az eddigiekhez hasonlóan jól elhelyezett lyukszűrőkön fog alapulni. Csakhogy, mivel a bajok forrásaként számító  $A$  akusztikus visszacsatolás (lásd 1. ábra) esetünkben nem invariáns, számíthatunk arra, hogy lyukszűrőinkkel az elnyomandó lehetséges gerjedési frekvenciákat jelölő kiemelési csúcsok vándorolni fognak, eltűnnek, máshol megjelennek stb.... Ezért ezek a lyukszűrők nem lehetnek fix elhelyezkedésűek, hiszen úgy hamar aktualitásukat veszítenék, és nem nyújtanának a gerjedési jelenség ellen megfelelő védelmet. A lyukszűrőknek tehát vándorolniuk kell, követniük kell a változásokat. Az, hogy ez pontosan milyen módon fog végbemenni, majd csak később fogjuk megalapozni, először annak módját kell taglalni, hogy hogyan is keressük meg műsor közben az aktuális veszélyes kiemeléseket.

#### **4.3. Megfigyelés műsor közben**

Az ideális az lenne, ha műsor közben folyamatosan rendelkezésünkre állna az aktuális  $BA$  nyílthurkú átvitel amplitúdómenete, mert akkor csupán annyit kellene tennünk, hogy az amplitúdómenetben megtalálható legnagyobb csúcsokra hangoljuk a lyukszűrőket. Ez azonban nem lehetséges. Mint már említettem, műsor közben nem

végezhetünk aktív átviteli függvény méréseket, hiszen nem terhelhetjük azt fehér zajjal, vagy „sweep”-elő szinusszal. Felmerülhet az a gondolat, hogy magát a műsoranyagot gerjesztésnek tekintve mérjük, ezzel viszont az a probléma, hogy a műsoranyag spektruma túlságosan „színes” (igazából nem is ismerjük), a szerzett információk ezért nagyon torzok, a torzító tényezőktől megtisztíthatatlanok.

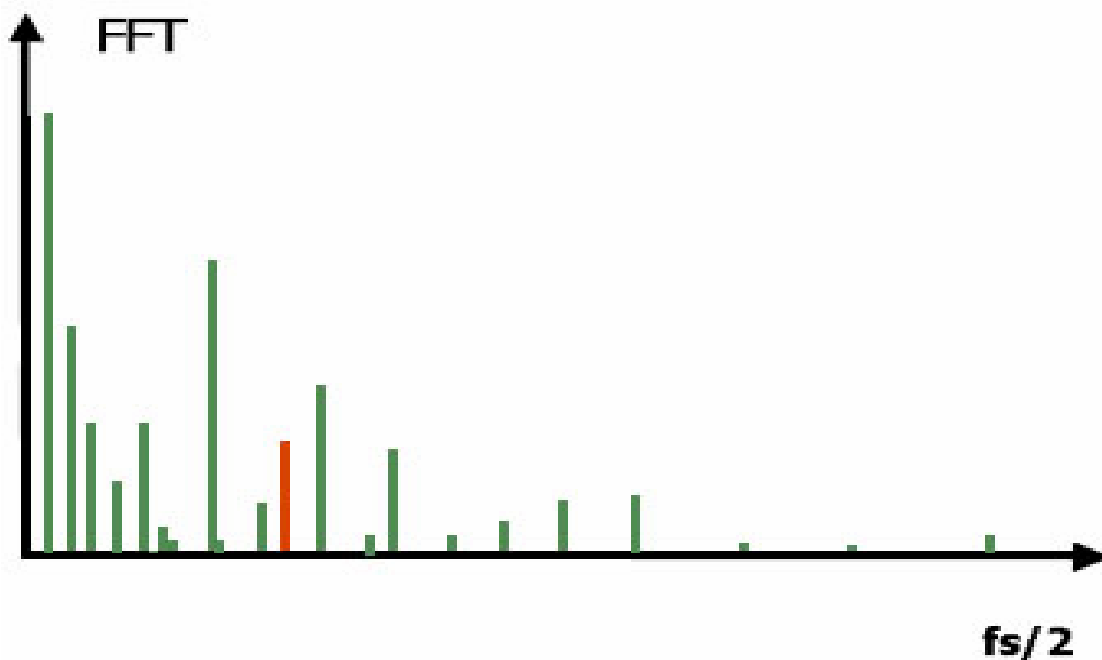
Így sajnálatos módon be kell látnunk, hogy  $BA$ -ról nem szerezhethetünk közvetlenül információkat, más úton kell továbbhaladni. Marad tehát a passzív megfigyelés. Mivel  $BA$ -ról nincs információnk, nem tudjuk előre megjósolni, hogy milyen frekvenciákon következhet be gerjedés. Az egyetlen dolog, amit tehetünk az az, hogy folyamatos megfigyelés alatt tartjuk a műsort, figyeljük, hogy létrejött-e gerjedési jelenség, és ha igen, akkor fellépünk ellene lyukszűrőink segítségével. Ha sikerül a gerjedést elegendően gyorsan felismerni és megszüntetni, akkor a közönség nem is fogja észrevenni, ezért a mechanizmus gyorsaságára kell törekednünk.

#### **4.4. A gerjedési jelenség tulajdonságai**

Ahhoz, hogy egy változatos, és „színes” spektrumú műsor közben a gerjedést megfelelő biztonsággal fel tudjuk ismerni, ismernünk kell annak tulajdonságait. Emlékeztetőül említeném meg, hogy gerjedés azokon a frekvenciákon következik be, ahol  $BA$  nyílt hurkú átvitel eléri az egységnyi erősítés értékét. Ez látható a (2) összefüggésben is. Mivel ezek az átviteli függvények jellemzően igen keskeny és hegyes csúcsokban gazdagok (lásd 7. ábra), az erősítés növelésével, vagy az  $A$  akusztikus visszacsatolás változásával tipikusan csak egy, vagy kevés ponton teljesül ez az egységnyi hurokerősítésre vonatkozó feltétel. Így van ez műsor közben is, ezért az ekkor fellépő gerjedés jellemzően olyannyira keskenysávú, hogy lényegében tiszta szinusznak tekinthető, felharmonikusai nincsenek. A gerjedés további lényeges tulajdonsága az, hogy instabil folyamat. Ennek megfelelően könnyen megtörténhet az, hogy exponenciálisan növekvő amplitúdóval telítésbe viszi a rendszert, ekkor a túlvezérlésnek megfelelően a spektrumban megjelennek a felharmonikusai is.

#### **4.5. A gerjedés felismerése**

Bármely, emberek számára készített és előadott műsor, legyen az beszéd vagy zene, hangszerek hangjaiból, és emberi hangokból állhat. Ezeket a hangokat a kérdéskör szempontjából két alapvető csoportba lehet sorolni. Az egyik csoportban szerepelnek a vonalas spektrumú hangok – ide tartozik a hangszerek többsége



18. ábra: Kezdődő gerjedési jelenség műsor közben (illusztráció)

(melodikus hangszerek), az ember által kiadott magánhangzók és mássalhangzók egy része, a másik csoportba pedig a nem vonalas spektrumú hangok tartoznak. A vonalas spektrumú hangszerek (ezek hangjele időben periodikus) hangjának alapharmonikusa határozza meg a zenei hangmagasságot, és ehhez tartozik egy, az adott hangszerre jellemző tipikus felharmonikus szerkezet. Számptalan hangszer tartozik ide, példának említeném a zongorát, gitárt, fúvósokat stb., de ide sorolható továbbá az ember által kiadott hangok közül az „a”, „é”, de még a mássalhangzó „z” is. A hangok másik csoportjának nem vonalas, hanem „elkent”, fehér jellegű a spektruma. Ezek a hangok tranziens jellegűek, lefolyásuk gyors, spektrumkomponenseik relatíve alacsonyok. Ide tartoznak pl. a dobok, és az emberi hangok közül a „t” és a „c”. Vannak persze olyan hangszerek, amelyek a hangok mindkét előbb említett csoportjából merítenek, gondoljuk csak egy gitár húrjára, amint éppen megpengetik, vagy arra, hogy még a dobok esetében is gyakran lehet valamilyen zenei hangmagasságot sejteni.

Ha megnézzük egy, az előzőekben taglalt hangokból összeálló műsorregisztrátum spektrumát, akkor azt láthatjuk, hogy az 1.2 kHz alatti tartományban lévő alapharmonikus csúcsok mögött, az azoknak megfelelő többszörös frekvenciákon sorakoznak rendre a felharmonikusok csúcsai (18. ábrán zöld vonalak). Ha a regisztrátum olyan időpillanatból való, ahol tranziens jellegű hangok is jelen

vannak, akkor az előbb említett csúcsok között, azoknál jóval alacsonyabb szinten számtalan apró kis csúcs is jelen van rendezetlenül.

Mint ahogy az előzőekben már említettem, a gerjedési jelenség lényegében egy tiszta szinusz, legalábbis addig, amíg nem vezérli túl a rendszert. Ha tehát a spektrumképben megjelenik egy olyan vonal, amely nem felharmonikus, hanem alapharmonikus, valamint nem tartozik hozzá felharmonikus, akkor valószínűsíthető, hogy gerjedési szinusszal van dolgunk (18. ábrán piros vonal). Azért csak valószínűsíthető, mert vannak olyan hangszerek, amelyeknek nem csak az alapharmonikus többszöröseinél jelennek meg hozzá tartozó csúcsok, hanem mások is. Ilyen hangszer például az elektromos orgona, amelynél a regiszterek segítségével többek között az alapharmonikus kvintjéhez is lehet komponens tenni (igazi orgona esetében is ez a helyzet, de ott a sípok önmagukban is felharmonikus szerkezettel rendelkeznek), vagy a harang, bár ez esetben viszonylag ritkán kell mesterségesen hangosítani. Tapasztalataim szerint az emberi hang is tartalmazhat ilyen „kóbor” csúcsokat, ez viszont azért nem jelent különösebb gondot, mert a beszéd, ill. énekhang olyan gyorsan változtatja spektrumát, hogy két, viszonylag közeli időpontban végzett vizsgálat alatt is minden megváltozik és eltolódik (nem lehet egy énekestől elvárni, hogy 1 Hz-es pontossággal tartsa ki énekhangját, nem is beszélve a lebegtetésről, mint énekléstechnikai fogásról). Emiatt ha gyanús csúcsot találunk a spektrumban, először egy darabig figyelniük kell rá, hogy ott marad-e, és ha igen, akkor dönthetünk úgy, hogy gerjedésként kezeljük, lyukszűrővel csillapítjuk. És mivel koncertek és szabadtéri rendezvények esetében nem kritikus a stúdió minőségű átvitel, az se jelent komoly veszteséget, ha netán egy bizonyos hangszerhez tartozó „kóbor” csúcsot (pl. elektromos orgona alapharmonikusának a kvintjét) csillapítunk, gerjedésnek nézve. Összefoglalva: Műsor közben akkor, és azon a frekvencián kell a gerjedési jelenség ellen föllépni, amikor, és ahol a spektrumban felharmonikusként nem azonosított és felharmonikusoktól mentes, tranziens jellegű csúcsoknál magasabb, olyan spektrumvonalat találunk, ami egy bizonyos időn keresztül nem mozdul és szűnik meg. A felismerést, és beavatkozást gyorsabban kell elvégezni, mint ahogyan a jelenség instabilitásának köszönhetően telítésbe vinné a rendszert, mert akkor a túlvezérlés miatt megjelennek a spektrumban a felharmonikusai is, ami lehetetlenné teszi magát a felismerést. A mechanizmus gyorsaságára kell törekedni azon okból is, hogy a műsor zavartalan maradjon.



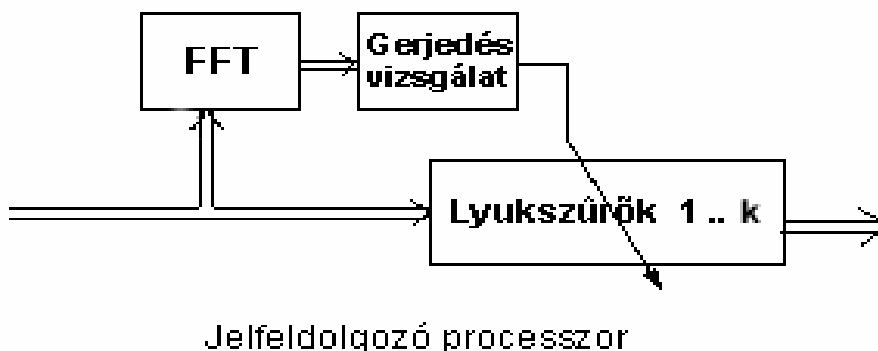
#### 4.6. „On-line” gerjedés elnyomó rendszer

A gerjedés felismeréséhez tehát szükségünk van sűrű időközönként a műsoranyag spektrumképére. Ezt jelfeldolgozó processzoron célszerűen az FFT algoritmus segítségével nyerhetjük. Az FFT algoritmus felhasználásával létrehozott „on-line” gerjedés elnyomó rendszer egyszerűsített blokkvázlata látható a 19. ábrán. A mechanizmus lényegében abból áll, hogy amennyiben a gerjedés vizsgáló egység gerjedési szinuszt talál a műsoranyagban, akkor az annak megfelelő frekvenciára hangolja a  $K$  tagú lyukszűrőbank egyik tagját, célszerűen azt a lyukszűrőt, amelyik a legrégebben lett módosítva.

##### 4.6.1. A rendszer hatékonysága az FFT tulajdonságainak függvényében

A rendszer működésének minősége rendkívül nagymértékben függ az FFT tulajdonságaitól, nevezetesen annak pontszámától és gyorsaságától. A működés minősége alatt azt értem, hogy milyen gyorsan és milyen megbízhatóan lép föl a rendszer a nemkívánatos gerjedési jelenséggel szemben, anélkül, hogy az átvitel minősége megengedhetetlenül sokat romoljon ennek következtében.

A gerjedési szinusz felismerésének az alapja az, hogy az FFT által előállított spektrumban olyan komponenseket kell keresni, amelyeknek nincsenek felharmonikusai, pontosabban szólva a felharmonikusok teljesítményösszege kisebb egy előre meghatározott értéknél. Az FFT azonban csak diszkrét pontokban adja meg a spektrum értékét. Ezért könnyen előfordulhat az az eset, hogy egy ténylegesen gerjedési jelenség miatt fellépő spektrumvonal frekvenciájának többszöröseire véletlenül kerülnek komponensek, más hangszerek, hangok miatt. Ekkor természetesen a gerjedést a rendszer nem ismeri föl, mert hozzá tartozó felharmonikusokat vél



19. ábra: „On-line” gerjedés elnyomó rendszer

fölfedezni. Ugyanígy előfordulhat, hogy maga a gerjedéshez tartozó spektrumvonal esik egy más forrásból származó spektrumvonal frekvenciájának többszörösére, ekkor az felharmonikusként lesz azonosítva, így ismét nem derül fény valódi eredetére, a gerjedésre. Az első dolog, amit ezek ellen a rosszindulatú véletlenek ellen tehetünk, az az, hogy korlátozzuk az alapharmonikusokkal kapcsolatban vizsgált felharmonikusok számát. Tapasztalatok szerint a felharmonikusok energiájának túlnyomó többsége az első, ill. a második felharmonikusban van. Más szóval az első páratlan, és az első páros felharmonikus a lényeg. Ezért legyen a vizsgált felharmonikusok száma kettő. Ezzel jelentősen lecsökkent annak valószínűsége, hogy egy gerjedési szinusz spektrumvonala a vizsgálat szempontjából szerencsétlen helyre essen. De hogy ez a valószínűség pontosan hogyan is alakul, és hogy egy elfogadható szint alatt marad-e, a műsoranyagtól és az FFT pontszámától függ. Az, hogy a műsoranyag egy lágy és lassú, kevés spektrumvonalból összetevődő, vagy egy dobokkal és cintányérokkal sűrűn teleszabdalt, rengeteg spektrumvonallal jellemezhető zene-e, nem a mi hatáskörünk. Az első esetben nyilván kisebb annak a valószínűsége, hogy egy esetlegesen fellépő gerjedési szinusz olyan helyen alakuljon ki, ahol a többi spektrumvonal miatt nem kerül felismerésre. Rendszerünknek azonban mindkét esetben megfelelő működést kell biztosítania. Az viszont kétségtelen, hogy minél nagyobb az FFT pontszáma, magyarul szólva minél keskenyebb az egyes FFT pontokhoz rendelhető frekvencia intervallum, annál kisebb az esélye annak, hogy a gerjedési szinusz frekvenciájának kétszeresére és háromszorosára véletlenül kerüljön más forrásból spektrumkomponens, vagy annak, hogy maga a gerjedési szinusz kerüljön más hangszerek ill. hangok alapharmonikusának kétszeresére, vagy háromszorosára. Ugyanezen okokból magasabb FFT pontszám mellett kevésbé fognak zavarni a tranziens jellegű, elszórt, relatíve alacsony csúcsok, ezek is ritkábban fognak a gerjedési szinusz frekvenciájának kétszeresére, és háromszorosára kerülni, akadályozva a gerjedés felismerését. Ez utóbbi tényező konkrétan annak a küszöbértéknek a megengedhető legalacsonyabb értékében mutatkozik meg, amelyik azt határozza meg, hogy mekkora felharmonikus-teljesítmény összegérték alatt tekintjük a vizsgált alapharmonikus csúcsot gerjedési jelenségnek. Ha ugyanis alacsony az FFT pontszámunk, kicsi a frekvencia felbontásunk, akkor biztosak lehetünk abban (ez persze a műsoranyagtól is függ), hogy az esetek többségében a vizsgált felharmonikus pozíciókban (igazából mindenhol) jelen lesznek ezek a tranziens hangokból eredő kisebb csúcsok. Ebből kifolyólag ennek a bizonyos küszöbértéknek is magasabban kell az ideálisnál lennie, különben még gerjedés esetén is elérné a felharmonikus pozíciókban lévő teljesítményösszeg ezt a küszöbértéket (a

sok kis zavaró tranziens csúcs miatt), és akkor soha nem ismerné föl a rendszer a gerjedést. Magas teljesítményösszeg-küszöbérték következtében pedig sokszor előfordul az, hogy felharmonikusokban szegény hangszerek alapharmonikusai (pl. fuvola) válnak tévedésből a rendszer áldozatává. Magyarán szólva a vizsgálat szempontjából oly fontos felharmonikusok vesznek el a „zaj”-ban. 44.1 kHz-es mintavételi frekvencia mellett a rendszer sávszélessége 22.05 kHz. Ha az FFT pontszáma  $2^{15}$ , azaz 32768, akkor az FFT frekvenciafelbontása már majdnem eléri a 1 Hz-et, ami nagyon jó tulajdonságokkal rendelkező rendszert eredményezhet.

Az eddigiekben tehát tisztáztuk, hogy a rendszer hatékonyságát mennyiben befolyásolja az FFT pontszáma. Most pedig vizsgáljuk meg azt, hogy milyen gyakori időközönként van szükségünk a műsoranyag éppen aktuális spektrumára. Könnyen be lehet látni, hogy nagyságrendileg 0.1 s-os időköznel sokkal gyakrabban nincs rá szükség, mert ilyen rövid idő alatt nem változhat meg gyökeresen a spektrumkép. Ha viszont ritkán vizsgáljuk meg a spektrumot, akkor az esetlegesen az eddigiekben tárgyalt okokból fel nem ismert gerjedés újbóli vizsgálatára is többet kell várni. Ezért ha igazán jó és megbízható rendszert akarunk építeni, akkor nagyságrendileg 0.1 s-os feldolgozási periódusidőt kell előírni.

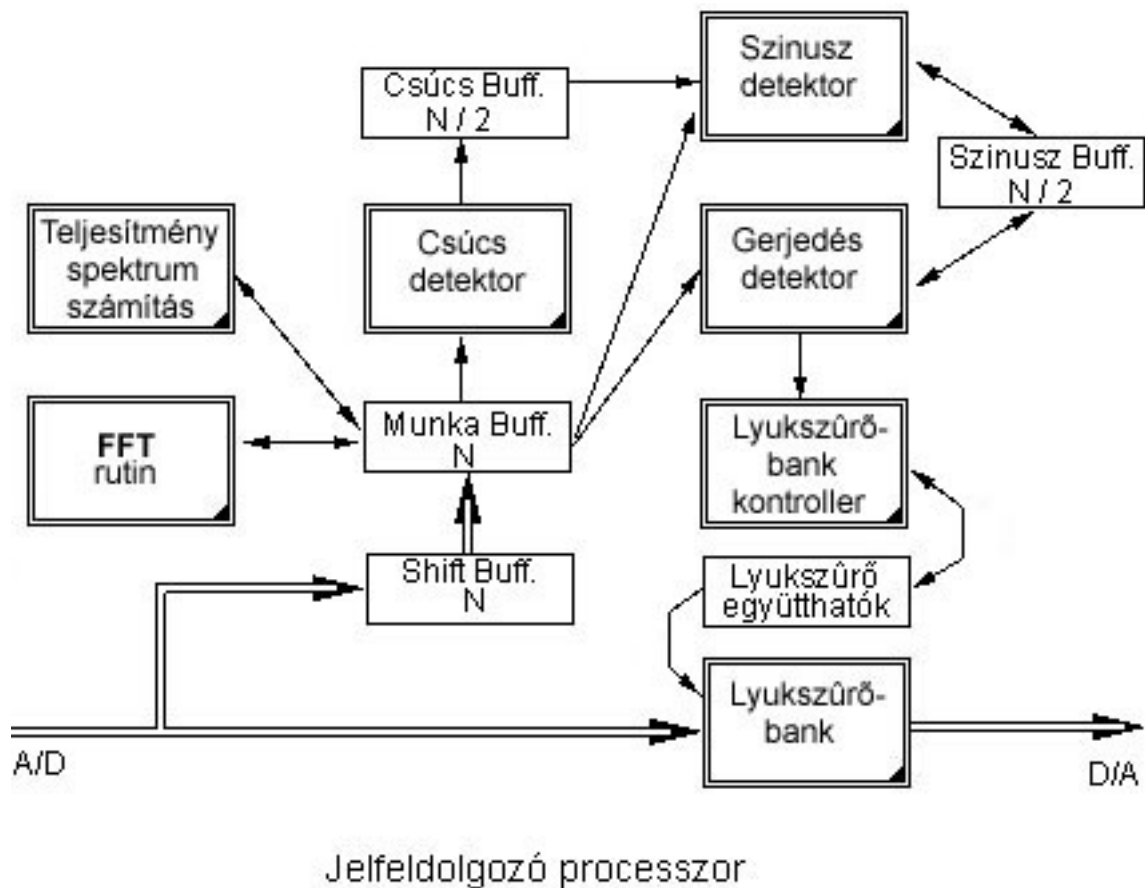
#### **4.6.2. A gerjedés elnyomó rendszer átvitelének minőségét befolyásoló tényezők**

A gerjedés megszüntetésére a jelútba elhelyezett fix számú lyukszűrőt alkalmazunk beavatkozó szervként. A rendszer mechanizmusa az, hogy amennyiben gerjedést észlelünk, a fix számú lyukszűrő közül azt a példányt hangoljuk a gerjedés frekvenciájára, amelyhez a legrégebben nyúltunk hozzá (a működés megkezdésekor az összes lyukszűrő célszerűen a mintavételi frekvencia felére,  $f_s/2$ -re van hangolva). Mivel az  $A$  akusztikus visszacsatolás változik, ezért az elhelyezett lyukszűrő egy idő után úgyis aktualitását veszti. Ezért nem kell arra törekednünk, hogy minél több lyukszűrő álljon rendelkezésünkre. Túl sok jelútba elhelyezett lyukszűrő csak az átvitel minőségének indokolatlan mérvű romlását eredményezné. Néhány lyukszűrő már megfelelő működést kell, hogy eredményezzen.

Másik fontos kérdés a lyukszűrőkkel kapcsolatban, hogy mekkora a sávszélességük, és mekkora az adott sávban a csillapításuk. A sávszélességükkel kapcsolatban a következő megfontolásokat tehetjük. A minimális sávszélességnek akkorának kell lennie, mint az FFT frekvenciafelbontása. Ez azt jelenti, hogy kis pontszámú FFT esetén szélesebb lyukszűrőkre van szükség, mint nagy pontszámú FFT esetén. Ennek ellenére a lyukszűrők sávszélessége ne legyen túl nagy, mert az

indokolatlanul széles frekvenciatartományban jelentene csillapítást. A lyukszűrők elérhető legkisebb sávzélességét persze nagyban befolyásolja a jelfeldolgozó egység bitszáma. 16 bites fixpontos feldolgozás esetén ne számítsunk arra, hogy (megfelelő mintavételi frekvencia mellett) megfelelően keskeny lyukszűrőt állíthatunk elő, bár 16 bites fixpontos feldolgozással olyan nagy pontszámú FFT-t sem lehet előállítani (FFT bitveszteségek), ami indokolná a keskeny lyukszűrőket. További probléma a 16 bites fixpontos feldolgozással a számítási kerekítésekkel adódó numerikus zaj viszonylag magas szintje, ami szintén nem előnyös egy professzionális célokra tervezett rendszer esetében.

A lyukszűrők csillapítása végett abba kell belegondolnunk, hogy szükség van-e arra, hogy a csillapítás végtelen legyen. Természetesen nincs erre szükség, sőt, rontaná a rendszer tulajdonságait. Bőven elegendő, ha a lyukszűrők csak néhány dB-s csillapítást hoznak be sávzélességüknek megfelelően. Ha ugyanis a gerjedés frekvenciájára beteszünk egy ilyen, néhány decibeles csillapítású lyukszűrőt, akkor a gerjedés, mivel lecsökken a hurokerősítés egységnyi alá, megszűnik magától. Ilyen lyukszűrők esetében az sem nagy baj, ha egy nem gerjedés eredetű félreismert „kóbor” csúcsot talál el, hiszen, mivel annak nem a hurokerősítés hibája a forrása, nem fog ettől megszűnni, csupán néhány decibelt csillapodik, ami a műsor élvezhetőségének szempontjából igazán nem jelentős változás. Mint ahogyan ezt már kifejtettem, ha csak alacsony FFT pontszámot tudunk implementálni, magasabbra kell beállítanunk a felharmonikusok minimális teljesítményösszegét jelző küszöbértéket, ami azt eredményezheti, hogy alacsony felharmonikus teljesítménnyel rendelkező hangszerek alapharmonikusát kezeli gerjedésként a rendszer, és így lyukszűrőt tesz helyükre. Más szóval előfordulhat, hogy egy hangszer hangját kezdi csillapítani a rendszer. De ha a lyukszűrők csillapítása csupán néhány dB, ez sem jelent nagy bajt, viszonylag jó füllel kell rendelkezni ahhoz, hogy egyáltalán észrevegyük azt, hogy például egy fuvola hangjának alapharmonikusa 3 dB-lel csillapodott.



20. ábra: „On-line” gerjedésgátló rendszer adatkapcsolati diagrammja

#### 4.7. Az „on-line” gerjedésgátló rendszer egy lehetséges megvalósítása

A rendszer egy lehetséges megvalósítását mutatja a 20. ábra. Az ábrán a jelfeldolgozó processzoron futó program fontosabb komponensei láthatóak. Dupla vonalú nyíllal jelöltem az egyszerű adatmozgatást, szimpla nyíllal az adatolvasást, és írást. Dupla vonalás téglalappal jelöltem a programkomponenseket (feldolgozási lépések), és szimpla vonalassal a tárolási formákat.

##### 4.7.1. Shift Buffer, Munka Buffer

A rendszer működése a következőképpen írható le: Minden mintavételi időpontban az A/D átalakítóból beérkező minta belép a szűrőbank bemenetére, ahol

lefut egy szűrési ciklus, majd annak kimenete kimegy a D/A átalakító felé. Ugyancsak minden mintavételi időpontban az aktuális bejövő minta belép, be-„shiftelődik” az  $N$  pontos *Shift Buffer*-be.  $N$  jelöli az alkalmazásban futó FFT pontszámát. A *Shift Buffer* tehát mindig az utolsó  $N$  minta értékét tartalmazza, az  $N + 1$ . mintát eldobja. Amikor letelik a feldolgozási periódusidő, akkor a *Shift Buffer* teljes tartalma áttöltődik a *Munka Buffer*-be.

#### 4.7.2. FFT rutin

Ezek után az FFT algoritmus „in-place” jelleggel az  $N$  pontos *Munka buffer* tartalmából előállítja annak spektrumát, így inentől kezdve a *Munka Buffer* a spektrumot fogja tartalmazni. Itt kell néhány dolgot tisztáznunk. Egy általános célokra kifejlesztett  $N$  pontos FFT-variáció komplex számokon végzi el a műveletet. Tehát  $N$  darab valós, és  $N$  darab képzetes számot vár a bemenetére. Ebből állítja elő az  $N$  darab komplex számot ( $N$  valós és  $N$  képzetes) eredményképp, amely a frekvenciatartományban  $0$  Hz-től  $f_s$  mintavételi frekvenciáig reprezentatív. A mi rendszerünk bemenetére viszont csak valós számok érkeznek. Ebből kifolyólag a spektrumkép  $f_s/2$ -re szimmetrikus. Nincs tehát szükség a spektrum  $f_s/2$ -n túli tagjaira. A készen beszerezhető általános célú FFT algoritmust tehát úgy kell módosítanunk, hogy forrásként csak valós számokat várjon (avagy a hozzájuk tartozó képzetes részt automatikusan nullának vegye), és eredményképp csak az  $f_s/2$ -nél alacsonyabb komponenseket adja vissza (avagy számítás befejezése után dobja el  $f_s/2$ -n túli részt). Az  $N$  pontos FFT  $f_s/2$ -nél alacsonyabb komponensei  $N/2$  darab komplex szám, azaz  $N/2$  darab valós, és  $N/2$  darab képzetes szám, összesen  $N$  darab szám.

#### 4.7.3. Teljesítményspektrum-számítás

A *Munka Buffer*-ben tehát az FFT lefutása után  $N/2$  darab komplex szám ábrázolja a spektrum  $f_s/2$ -nél alacsonyabb tartományát. Ezek után szintén „in-place” jelleggel lefut a *Teljesítményspektrum-számítás* programkomponens, amely nem csinál mást, mint hogy a komplex számoknak képzeti az abszolútérték-négyzetét, azaz a spektrumtagok teljesítményét, és visszaírja azokat a *Munka Buffer* első felébe. Azért csak az első felébe, mert az  $N/2$  darab komplex számból így  $N/2$  darab valós (teljesítmény jellegű) szám lesz, és ezek az  $N$  pontos buffernek csak az első felét foglalják el. Inentől kezdve a *Munka Buffer* első fele a teljesítményspektrumot fogja tartalmazni ( $f_s/2$  alatti rész,  $N/2$  pont), a másik fele mostantól nem számít. Itt kell megjegyezni, hogy amennyiben fixpontos processzorral dolgozunk, a

teljesítményképzés alapesetben jelentős bitvesztéssel jár. 16 bites processzor esetén érdemes ennél a lépésnél áttérni a 32 bites ábrázolásmódra (ezt persze külön kell implementálni), és innentől kezdve 32 biten folytatni a feldolgozást, különben a spektrumképből a kisebb csúcsok teljesen eltűnhetnek.

#### 4.7.4. Csúcsdetektor

Ha lefutott a *Teljesítményspektrum-számítás* programkomponens, akkor megkezdődik működését a *Csúcsdetektor* rutin. Ez lényegében annyit tesz, hogy a teljesítményspektrumban található lokális maximumokat átmásolja a *Csúcs Buffer*-be. Így abban a „letisztázott”, teljesítményspektrum jelenik meg. Letisztázott alatt azt értem, hogy a csúcsokat megtisztítja a spektrumszivárgás (leakage) okozta szoknyáktól, továbbá a tranziens eredetű „elkent” spektrumkomponensek közül csak a lokális maximumokat engedi tovább. Ezzel sajnos együtt jár, hogy egy nagyobb csúcs elfedi a közvetlen mellé kerülő kisebb csúcsot.

#### 4.7.5. Szinuszetektor

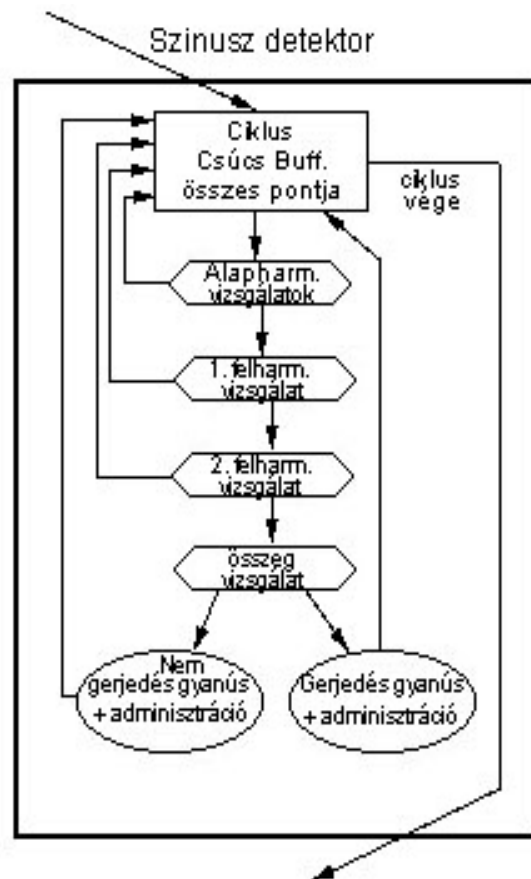
A rendszer legfontosabb eleme a *Szinuszetektor* programkomponens. Ez akkor kezdi meg működését, amikor a *Csúcsdetektor* befejezte futását. A *Szinuszetektor* keresi, és találja meg a felharmonikus nélküli spektrumkomponenseket, más szóval a „tisztá szinusz”-okat (ezek a gerjedés szempontjából gyanús komponensek). Működését négy különböző funkciójú küszöbérték segítségével lehet befolyásolni. Ez a négy küszöbérték a következő:

- 1) *Alapharmonikus minimum*: Ez a küszöbérték határozza meg azt a minimális értéket, amely fölött egy spektrumkomponenst alapharmonikusként kezdünk vizsgálni, tehát, ha egy csúcs nem éri el ezt a küszöbértéket, akkor el sem kezdünk hozzá felharmonikusokat keresni, túl alacsony.
- 2) *1. felharmonikus relatív maximum*: Ennek a relatív küszöbértéknek a segítségével azt lehet beállítani, hogy az 1. felharmonikus pozíciójában talált spektrumkomponens maximum mekkora lehet az alapharmonikusához képest ahhoz, hogy „elhiggyük” róla, hogy hozzá tartozik, és nem kell önálló alapharmonikus csúcsként kezelni. Ha tehát az 1. felharmonikus meghaladja az alapharmonikushoz képest ezt a relatív értéket, akkor úgy tekintjük, mintha nem a keresett

felharmonikussal lenne dolgunk, hanem egy másik hangszer alapharmonikusával, amely csupán véletlenül került ide.

- 3) *2. felharmonikus relatív maximum*: Funkciója megegyezik az előző küszöbértékével, csak a második felharmonikusra érvényes. Így a két felharmonikusra különböző relatív küszöbérték állítható be.
- 4) *Felharmonikus relatív teljesítményminimum*: Ez a relatív küszöbérték azt a minimális relatív szintet jelöli, amelyet az alapharmonikushoz képest a két vizsgált felharmonikus összegének el kell érnie ahhoz, hogy a *Szinuszdetektor* a vizsgált alapharmonikust ne minősítse „tisztá szinusz”-nak. Más szóval, ha a teljesítményösszeg ez alatt marad, az adott alapharmonikusnál esély van arra, hogy gerjedés.

A *Szinuszdetektor* működését a 21. ábrán látható állapotátmeneti diagramm mutatja. A működés folyamán a *Csúcs Buffer*-ben lévő spektrum összes elemén egyenként végiglépkedve vizsgálatokat hajt végre, majd megteszi a megfelelő bejegyzéseket a *Szinusz Buffer*-be. Az első vizsgálat azt hivatott megállapítani, hogy az aktuális spektrumpont nincs-e már felharmonikusként azonosítva. Ezt a *Szinusz Buffer*-ben lehet ellenőrizni, ott kerülnek megjelölésre a felharmonikusként azonosított spektrumkomponensek. Ha felharmonikusként azonosított komponenssel van dolgunk, akkor nincs szükség további vizsgálódásra, visszalépünk a ciklus elejére, és vesszük a *Csúcs Buffer*-ből a következő pontot. Ha a spektrumpont nem felharmonikus, akkor azt alapharmonikusként kezelve folytatjuk vizsgálódásainkat. Ezután vizsgálja meg a rendszer, hogy az alapharmonikusként vizsgált komponens eléri-e az alapharmonikus minimumára



21. ábra: Szinuszdetektor állapotátmeneti diagrammja



vonatkozó küszöbértéket. Ha nem éri el, akkor a csúcs túl alacsony, nem érdemes vele alapharmonikusként foglalkozni, visszalépünk a ciklus elejére, és vesszük a következő spektrumpontot. Visszautalnék arra, hogy a *Csúcs Buffer*-ben a spektrum „le van tisztítva” (lásd 4.7.4). Ezért a bufferben rengeteg nulla lesz, ezeknek a vizsgálata is ennél a lépésnél fejeződik be. Ennek a küszöbnek nemcsak az a gyakorlati haszna, hogy jelentősen csökkenti a feldolgozandó adatok mennyiségét, hanem az is, hogy védelmet nyújt a tranziens eredetű rendezetlen apró csúcsoktól, azokat ugyanis könnyen félre lehetne „diagnosztizálni”.

A következő két vizsgálatban az dől el, hogy a két felharmonikus kisebb-e, mint a hozzájuk tartozó maximális relatív küszöb (alapharmonikushoz képest). A két felharmonikust lehet a *Csúcs Buffer*-ből, és lehet a *Munka Buffer*-ből is beolvasni, kis pontszámú FFT esetén az elfedési jelenség miatt (lásd 4.7.4) mindenképp a második lehetőséget javaslom. Bármelyik felharmonikus meghaladja a megengedett értéket, visszatérünk a ciklus elejére, és vesszük a következő pontot. De mi is ennek a jelentése? Ha egy felharmonikus az alapharmonikushoz képest túl nagy, akkor nagy az esélye annak, hogy a felharmonikus nem is felharmonikus a vizsgált alapharmonikusnak, hanem maga is egy alapharmonikus, amely csupán véletlenül került arra a pozícióra. Ekkor nincs mit tenni, erről az (eredetileg vizsgált) alapharmonikusról ekkor nem tudjuk eldönteni, hogy gerjedés-e, vagy nem, hiszen lehetséges felharmonikusát elfedte egy másik komponens. Annyit viszont ezzel az intézkedéssel elértünk, hogy a felharmonikus helyén lévő komponens a továbbiakban nem azonosítjuk felharmonikusként (nem jelöljük meg), és ezzel nem zárjuk ki későbbi alapharmonikusként való vizsgálatát (lehet, hogy pont az a gerjedés). Hogy az alapharmonikushoz képest mi is az a maximális érték, amiről „elhisszük”, hogy lehet hozzátartozó felharmonikus, nekünk, a tervezőnek kell eldönteni. Persze ezzel nem zártuk ki, hogy véletlenül odakerült komponens azonosítunk felharmonikusként, hiszen az nem biztos, hogy meghaladja a küszöbértéket. Mindenesetre csökkentettük ennek az eshetőségnek a valószínűségét.

Ha eljutottunk idáig, akkor már csak azt kell megvizsgálni, hogy a két felharmonikus teljesítményösszege eléri-e az általunk meghatározott relatív minimumot (alapharmonikushoz képest), vagy nem. Ha eléri, akkor a vizsgált alapharmonikus nem „tisztá szinusz”, gerjedés szempontjából nem gyanús. Ekkor a *Szinusz Buffer*-ben a vizsgált felharmonikusokat meg kell jelölni felharmonikusként, nehogy azokat is alapharmonikusként vizsgálva lefolytassuk az eljárást. Ha viszont a küszöbszintet összteljesítményük nem éri el, akkor (tisztá) szinuszjelet találtunk, innen

a *Szinuszetektor* programkomponens elnevezése. Ekkor a *Szinusz Buffer*-ben magát az alapharmonikust kell „tisztá szinusz”-ként megjelölni.

Az *Csúcs Buffer*-ben lévő tagok eddigiekben taglalt alapharmonikusként való vizsgálata ebben a formában csak a mintavételi frekvencia 1/6-od része alatti spektrumkomponensekre működik. Ez azért van így, mert a tagok kétszeres, és háromszoros frekvenciáira eső felharmonikusaitól függ minden. A legutolsó tag, amelynek meg tudjuk nézni a 2. felharmonikusát, az  $f_s/6$ -ra esik, hiszen ennek a háromszorososa  $f_s/2$ , és a spektrum eddig áll rendelkezésünkre. Ugyan a 19. ábrán külön nem jelöltem, de az  $f_s/6$ -tól  $f_s/4$ -ig terjedő tartományban tovább működhet az algoritmus, amennyiben a 2. felharmonikust automatikusan nullaként vesszük figyelembe. Ekkor a felharmonikus vizsgálat csupán az 1. felharmonikusra terjed ki. Az  $f_s/4$ -tól  $f_s/2$ -ig tartó frekvencia sávra pedig azt a megállapítást tehetjük, hogy legyen minden olyan komponens „tisztá szinusz”, azaz gerjedés gyanús, amely ebbe a tartományba esik, eléri az alapharmonikus minimális magasságára vonatkozó küszöbértéket, és nincsen felharmonikusként azonosítva. Ennek azonban nem sok gyakorlati értelme van, hisz egy elfogadható  $f_s = 44.1$  kHz-es mintavételi frekvencia mellett működő rendszerben ez utóbbi tartomány 11.025 kHz-től 22.05 kHz-ig terjed, márpedig ilyen magas frekvencián kevés az esélye gerjedési jelenség kialakulásának.

#### 4.7.6. Gerjedésetektor, Lyukszűrőbank kontrollor

A *Szinuszetektor* működésének befejeztével a *Szinusz Buffer*-ben láthatóvá válnak azok a spektrumkomponensek, amelyek megfelelő felharmonikus tartalom nélkül vannak jelen a műsoranyagban. A *Gerjedésetektor* ezeket a spektrumkomponenseket figyeli a *Munka Buffer*-ben, és amennyiben valamelyik nem tűnik el egy bizonyos számú feldolgozási perióduson keresztül (az eltűnés abból is adódhat, hogy odébb megy), akkor azt gerjedésként azonosítja, frekvenciáját átadja a *Lyukszűrőbank kontrollor*-nek. A *Lyukszűrőbank kontrollor* megvizsgálja, hogy ezen a frekvencián van-e már lyukszűrő, és ha nincs, akkor a lyukszűrők közül a legrégebben módosított példányt hangolja együtthatóin keresztül az újonnan föllépett gerjedés frekvenciájára.

Hogy hány feldolgozási perióduson keresztül kell a spektrumban megmaradnia annak a komponensnek, amely egyszer „tisztá szinusz”-ként lett azonosítva, ahhoz, hogy gerjedésként legyen azonosítva, a rendszer működése szempontjából meglehetősen fontos paraméter. Ez az előző négy küszöbérték mellett az ötödik fontos paramétere a rendszernek. Lényege ennek az eljárásnak az, hogy azért

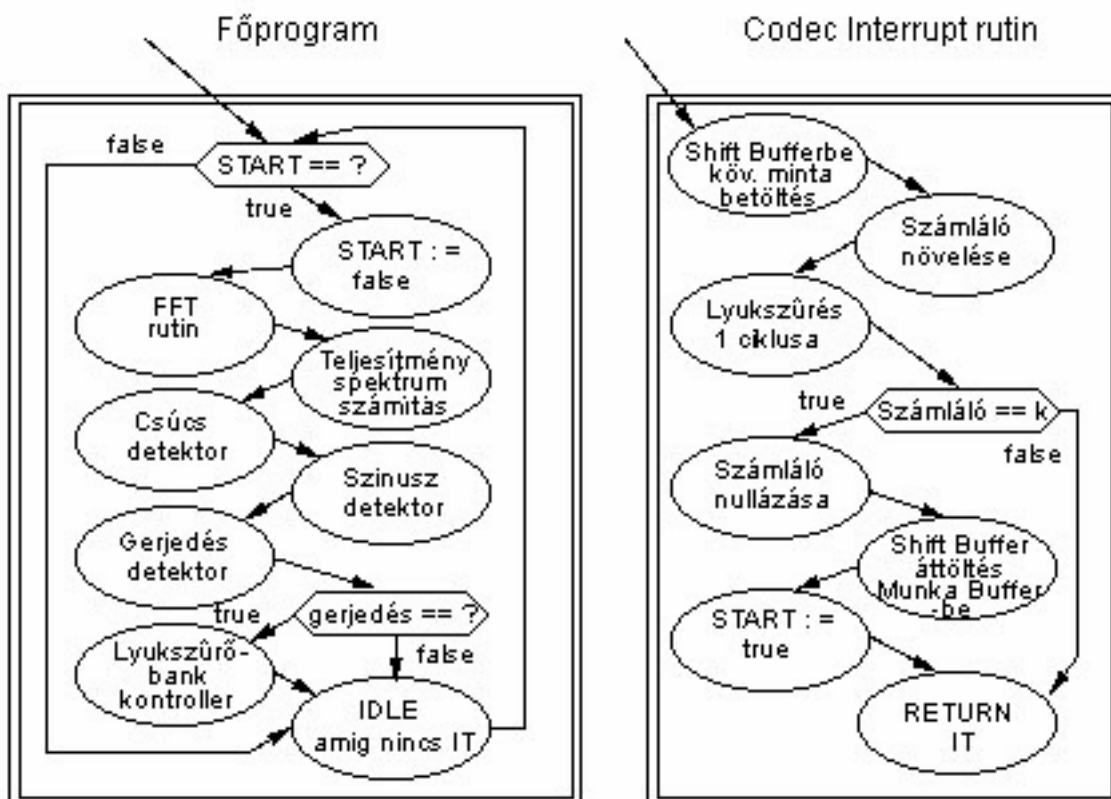
nem kezeljük azonnal gerjedésként a „tisza szinusz”-okat, mert így még van esély arra, hogy hangszerektől, vagy emberi hangokból eredő „kóbor” csúcsokat (lásd 4.5) megmentjük a lyukszűrőktől. Azok ugyanis jó eséllyel nem tartják frekvenciájukat olyan pontosan, hogy több feldolgozási perióduson keresztül ugyanott maradjanak, ellentétben a ténylegesen gerjedés eredetű csúcsokkal. Arra viszont természetesen ügyelni kell, hogy ez a megfigyelési fázis ne tartson túl sokáig, mert akkor a műsort megzavarná a későn csillapított gerjedés. Ha például másodpercenként 10 feldolgozási ciklus futna le, és az FFT pontszáma is megfelelően nagy lenne ( $N = 32768$ ) – ez már eleve biztosítja a nagyon ritka félreismerést, akkor, véleményem szerint, a paraméternek 2-es, vagy 3-as értéket kell választani. Ez tehát azt jelentené, hogy a „tisza szinusz”-ként azonosított komponens megfigyelése 2, vagy 3 feldolgozási ciklust ívelne át, ami esetünkben 0.2, 0.3 s.

Természetesen, amennyiben számítási kapacitás hiányában alacsony pontszámú FFT-t tudunk csak megvalósítani, a helyzet nem lesz ilyen jó. Az elégtelen frekvenciafelbontás azt fogja eredményezni, hogy az elfogadható működés érdekében feljebb kell emelni a felharmonikusok minimális teljesítményösszegére vonatkozó küszöböt (lásd 4.6.1), ami miatt már gyakran nemcsak kóbor csúcsok lesznek „tisza szinusz”-ként azonosítva, hanem fontos alapharmonikusok is (pl. fuvola). És mivel szélesebbek a spektrumpontok, ezeknek a helytelenül „tisza szinusz”-ként azonosított komponenseknek kisebb lesz az esélyük arra, hogy forrásuk tökéletlensége miatt (pl. emberi hang) eredeti pozíciójukról eltolódjanak – ezzel elkerülve a gerjedésként való azonosításukat. Ahhoz, hogy ne essen elfogadhatatlanul sok ilyen komponens a félreismerés áldozatává, növelni kell annak valószínűségét, hogy megfigyelésük közben elmozduljanak. Ezt pedig csak úgy tehetjük, ha több időt adunk nekik, növeljük a gerjedésként való azonosítás előtti megfigyelési időt, 3 feldolgozási periódusról 8-ra, 10-re, vagy akár még többre. Ez persze magával vonja azt is, hogy amennyiben ténylegesen gerjedés lép föl, annak azonosítási ideje ugyanígy megnő. Ekkor már másodperces nagyságrendű idő kell ahhoz, hogy a rendszer megszüntesse a gerjedést, ami jelentős zavart okozhat a műsor menetében.

Általánosságban kijelenthetjük, hogy minél kisebb pontszámú FFT-vel dolgozunk, annál esetlegesebb lesz a rendszer működése. Kis FFT pontszám esetén kevesebbszer és lassabban ismeri fel a gerjedéseket, és gyakrabban ismer félre egyéb komponenseket. Továbbá fontos még azt megjegyezni, hogy a rendszer megfelelő működése (bármilyen FFT pontszám mellett) az 5 paraméter nagyon pontos, kísérleti alapon való összehangolását igényli.

#### 4.7.7. A program struktúrája

A rendszer működését a 20. ábra segítségével érthetjük meg. A program struktúrájában az ábrán látható módon alapvetően két fő részre osztható. Az egyik a végtelen ciklusban futó főprogram, a másik az A/D – D/A átalakító által szabályos időközökben generált megszakításnak kiszolgáló rutinja. Míg a főprogramban a gerjedés keresésére vonatkozó feldolgozó algoritmusok futnak, addig az IT kiszolgáló rutinban történik a minták beolvasása, szűrése, és kiírása a D/A átalakítóra. Ugyancsak az IT rutin tölti föl a főprogram számára megfelelő időközönként a feldolgozás alapját képező *Munka Buffer*-t, és a főprogramban található feldolgozó algoritmust is az IT rutin indítja. Alapesetben a processzor a főprogramban a *START* logikai változó „false” értékének köszönhetően az *IDLE* parancs kiadása utáni alacsony energiafelvételű állapotban várakozik, egészen addig, amíg megszakítás nem érkezik. Ekkor visszalép a végtelen ciklus elejére. Persze közben lefut egy megszakítás kiszolgáló rutin. Ebben kiderül, hogy összegyűlt-e elég új minta az új feldolgozási



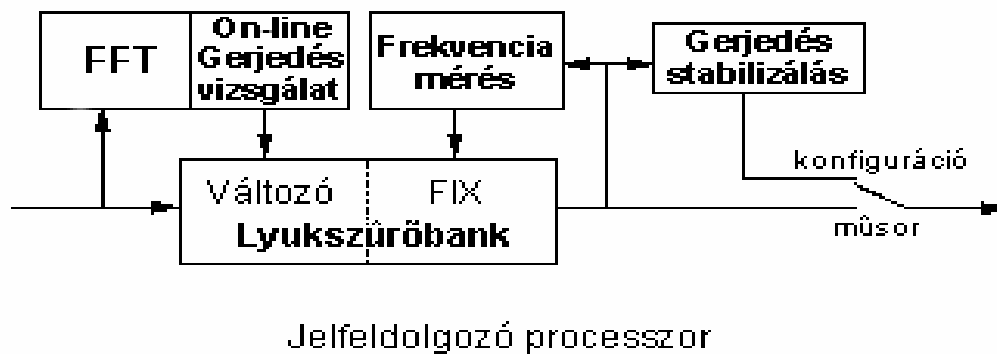
22. ábra: „On-line” gerjedésgátló rendszer állapotátmeneti diagramja

ciklus indításához. Az IT rutinban minden lefutáskor inkrementálódik egy számláló. Ha ez a számláló elér egy bizonyos értéket, akkor összegyűlt elég új minta ahhoz, hogy elinduljon a főprogramban lévő feldolgozó algoritmus. A *Shift Buffer* aktuális tartalma ekkor áttöltődik a *Munka Bufferbe*, és még mielőtt visszatérnénk a főprogramba, a START változó értéke átvált „true”-ra. Így a főprogramban lévő feldolgozási lépések: *FFT rutin*, *Teljesítményspektrum-számítás*, *Csúcsdetektor*, *Színusdetektor*, *Gerjedéscsökkentő*, és, ha kell, a *Lyukszűrőbank controller*, sorra egymás után lefutnak. Persze ezek futása közben ugyanúgy szabályos időközönként lefut az IT kiszolgáló rutin, az adatok beolvasása és szűrése nem állhat le.

Ezzel a programszerkezettel egymástól függetlenül megválaszthatjuk az FFT pontszámát és a feldolgozási periódusidőt, ez utóbbit az IT rutinban lévő számláló maximális értékével, ami a két feldolgozás-indítás között eltelt időt (minták száma) szabályozza. Az alkalmazott processzor számítási kapacitása azonban komoly korlátokat szab. Ügyelni kell ugyanis arra, hogy az IT rutin számlálóját ne futhasson körbe hamarabb, mint ahogyan a főprogramban befejeződik az előző feldolgozási folyamat. Ez esetben vagy az FFT pontszámát kell csökkenteni, ezzel csökken a feldolgozási idő is, vagy a feldolgozási periódusidőt növelni addig, amíg bele nem fér az adott pontszámú feldolgozás.

#### 4.8. A teljes kétlépcsős („off-line” és „on-line”) gerjedésgátló rendszer

A teljes kétlépcsős („off-line” és „on-line”) gerjedésgátló rendszer vázlatát látható a 23. ábrán. A bekapcsolás pillanatában az összes fix, és összes változtatható lyukszűrő a mintavételi frekvencia felére van hangolva, mivel ott az átlapolásgátló szűrő miatt már amúgy is teljes a csillapítás, így azok ott nem zavarhatnak. A fix



23. ábra: A teljes két védelmi lépcsőfokkal ellátott gerjedésgátló rendszer

lyukszűrőket a rendszer a műsor előtti konfigurációs üzemmód közben helyezi el végleges helyükre. Eddig az „on-line” mechanizmus inaktív. Amikor ezután a rendszer átkapcsol a konfigurációs üzemmódból a műsor közbeni üzemmódba, aktivizálódik az „on-line” mechanizmus. A fix lyukszűrők inentől kezdve nem mozdulnak.

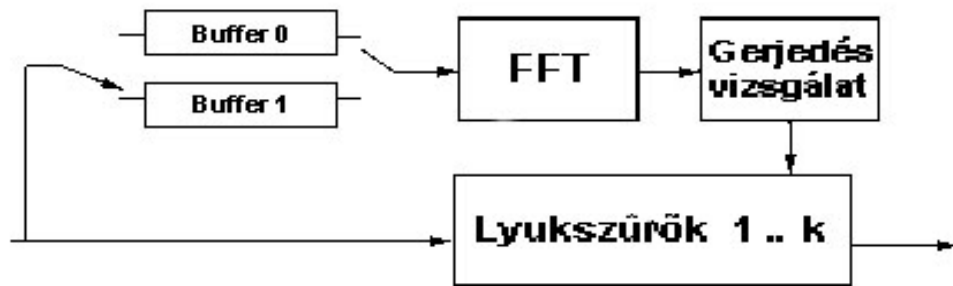
A fix és a változtatható lyukszűrők különböznek egymástól sávszélességükben, és csillapításukban. A fix lyukszűrők keskenyebbek lehetnek, mint változtatható társaik, hiszen egy alacsony pontszámú FFT-nél a nullátmenetek számlálásán alapuló frekvenciamérés sokkal pontosabb. Míg a fix lyukszűrők esetében a csillapítás végtelen, a változtathatók esetében csak néhány dB, pl. 3 dB. Ez a különbség azért célszerű, mert a fix lyukszűrők esetében a műsor előtti konfigurációs üzemmódban „mesterségesen” gerjesztjük be a rendszert, és nem tudhatjuk előre, hogy a következő gerjedésig mekkora lesz az erősítés növelés. „On-line” esetben viszont a rendszer előzetesen már nagyjából be lett állítva, ezért nem léphetnek föl olyan nagy gerjedések, amelyeket néhány dB-es elnyomással ne lehetne könnyedén megszüntetni. A fix és a változtatható lyukszűrők közötti különbségek azt is szemléltetik, hogy míg az „off-line” esetben az elérhető legnagyobb erősítés növelése a fő cél, addig az „on-line” lépcsőfok inkább a biztonságot növeli.

#### **4.9. Megvalósított próbarendszer („on-line”)**

A próbarendszert ADSP 2181 típusú 16 bites fixpontos processzoron valósítottam meg. A processzor az EZ-KIT-LITE fejlesztői kártyával, és a számítógépes EZ-LAB fejlesztői környezettel együtt állt rendelkezésre (lásd 5.1). A megvalósított próbarendszerben a mintavételi frekvencia  $f_s = 16$  kHz, feldolgozás pontszáma  $N = 1024$ , a feldolgozási periódusidő 0.064 s, ami azt jelenti, hogy másodpercenként mintegy 15 feldolgozási főperiódus fut le. Az „on-line” próbarendszerben nyolc lyukszűrő van. A próbarendszer használati útmutatóját és a mérési eredményeket 5.3-ban ismertetem.

##### **4.9.1. Bufferelés**

A próbarendszerben, az eddigiekben ismertetett *Shift Buffer* és *Munka Buffer*-eket használó megoldás helyett más módszerrel oldottam meg a minták összegyűjtését. A bufferelés a 24. ábrán látható módon történik. Ez a módszer szintén két buffert használ, de azok szervezése az előzőektől eltér. Lényege az, hogy amíg az egyik bufferbe az interrupt kiszolgáló rutin beolvassa egyenként a mintákat, addig a főprogramban futó FFT algoritmus, és a gerjedés kereső eljáráshoz tartozó többi



Jelfeldolgozó processzor

24. ábra: Bufferelés a próbarendszerben

programkomponens feldolgozza a másik bufferben lévő adatokat. Ha ez megtörtént, és az IT rutin által megtelik a másik buffer, akkor a két buffer felcserélődik, és kezdődik az egész előlről. A gyakorlatban persze csak a két buffer kezdőcíme cserélődik ki az IT kiszolgáló rutin, és a főprogram komponensei között. A két buffer természetesen 1024 minta hosszú.

Ez a módszer rendkívül művelettakarékos, hátránya viszont az, hogy nem választható meg szabadon a feldolgozási periódusidő. Az 1024 mintahosszúságú buffer az IT rutin 1024-szeri lefutása alatt telik meg, azaz 1024 mintaidő alatt. Ez 16 kHz mintavételi frekvencia mellett  $N / f_s = 1024 / 16000 = 0.064$  s feldolgozási periódusidőt jelent, ami megfelelően kicsi. Nagyobb pontszám mellett viszont elfogadhatatlanul sokat kell várni a buffer megtöltésére, ilyenkor célszerű a műsoranyagból vett „ablakokat” egymással átlapolva vizsgálni, hogy a feldolgozási periódusok elég gyorsan követhessék egymást. Ezt az imént ismertetett két bufferes változat nem teszi lehetővé.

#### 4.9.2. Radix-2 DIF FFT

A „on-line” gerjedésgátló rendszerbe az 1024 pontos Radix-2 DIF (Decimation In Frequency) FFT algoritmus Block Floating Point Scaling változatát építettem be [6], [7]. Az algoritmus pontos ismertetése helyett most csak egy-két minket közvetlenül érintő vonatkozását említem.

Az algoritmus lényege az, hogy a diszkrét regisztrátum diszkrét spektrumát nem 1 darab N pontos DFT kiszámításával végzi el, hanem matematikai azonosságok

alapján a regisztrátum folyamatos felezgetésével felbontja azt  $N/2 \cdot \log N$  darab 2 pontos DFT-re, un. „Butterfly”-ra. Egy ilyen 2 pontos DFT műveletigénye csupán egy szorzás és két összeadás, így a komplett spektrum előáll nagyságrendileg  $N \cdot \log N$  művelet eredményeképp. Csak az összehasonlítás kedvéért említem, hogy egy  $N$  pontos DFT műveletigénye  $N^2$ . Egy 1024 pontos FFT esetében ( $2^{10} = 1024$ ) ez a regisztrátum felezgetéses felbontás 10 lépés alatt végbemegy. Ez azt jelenti, hogy a bemenetről minden szám 10 darab „Butterfly”-on megy keresztül. Mivel fixpontos processzorral dolgozunk, számolni kell azzal, hogy a „Butterfly”-onkénti összeadások miatt túlcsoordulás fog keletkezni, amennyiben nem teszünk ellene semmit. Az egyik módszer ez ellen az, hogy minden „Butterfly” után – a folyamatos jelnövekedést megelőzendő leosztjuk a számokat kettővel. Sajnos, ezzel a jel dinamikatarományát csökkentjük lépésenként 3 dB-lel, ami a 10. lépés után már 30 dB dinamikavesztést jelent. Ezt a jelcsökkentést azonban nem kell minden lépésnél megtenni. Megtehetjük azt, hogy minden lépésnél végignézzük az összes pontot, és csak akkor csökkentjük le őket, ha legalább az egyik közülük túlcsoordulna enélkül. Így – bár ez erősen jelfüggő – jó esetben elérhetjük, hogy 30 helyett csak kb. 22 dB-lel csökkenjen az FFT vérére a jel dinamikataromány. Ez utóbbi módszer neve BFPS – Block Floating Point Scaling.

Tehát, sajnálatos módon számítanunk kell 22 és 30 dB közötti dinamikataromány-csökkenésre, így a dinamikataromány 74 dB körüli, amennyiben az FFT pontszáma „csak” 1024. Nagyobb FFT pontszám esetén persze nagyobb a bitvesztés is. Ezt azért volt fontos itt megjegyezni, mert ezek szerint nemcsak a processzor gyorsasága és memóriája szab határokat a gerjedésgátló rendszer legfontosabb paraméterét jelentő FFT pontszámnak, hanem maga a tény is, hogy fixpontos a processzor, ráadásul „csak” 16 bites.

#### **4.9.3. 32 bites számábrázolás**

Az FFT által szolgáltatott spektrumkép komplex számok formájában áll rendelkezésünkre. A további feldolgozás érdekében képeznünk kell ezekből a komplex számokból a teljesítményspektrumot. Ez azt jelenti, hogy a komplex szám két tagját, a valós és képzetes részt egyenként négyzetre kell emelni, majd képezni az összegüket. Mivel esetünkben a számábrázolás és feldolgozás 16 biten, fixpontos formában történik, ez a művelet jelentős bitvesztéssel jár. Ha 16 biten tárolnánk el az eredményt, akkor a spektrum alacsonyabb komponensei teljesen eltűnnének, ami megengedhetetlen. Ezért ettől a lépéstől kezdve 32 biten kell az adatokat tárolni, és



feldolgozásukat is ennek megfelelően 32 biten kell folytatni. Felmerülhet a kérdés, hogy nem lenne-e célszerűbb teljesítmény helyett abszolút értéket számolni. Ehhez a számításhoz azonban el kell végezni minden egyes spektrumpontra egy 32 bites négyzetgyökképzést, ami viszont nagyobb műveletszámot eredményezne, mint a további 32 bites feldolgozás. Egy 32 bites szorzás implementálása 16 bites processzoron 4 műveletet, egy 32 bites összeadás pedig 3 művelet igényel.

#### 4.9.4. Szinuszetektor, Gerjedésetektor és az 5 fontos paraméter

A *Szinuszetektor*, és a *Gerjedésetektor* teljes egészében a már ismertett módon működnek. A kis FFT pontszám miatt a *Szinuszetektor* a vizsgálandó felharmonikusokat nem a *Csúcs Buffer*-ből olvassa be, hanem az éppen aktuális „in-place” bufferből (lásd 4.7.5).

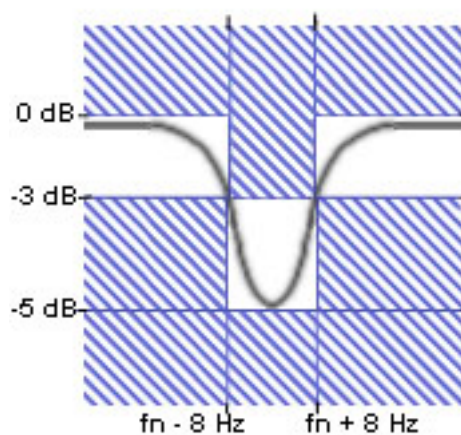
A rendszer működéséért felelős 5 paraméter beállításai kísérleti alapon a következő módon alakultak:

- 1) *Alapharmonikus minimum* = 0.004.
- 2) *1. felharmonikus maximum* (relatív) = 4. Ezek szerint az első felharmonikus maximálisan a 4-szerese lehet az alapharmonikusnak (teljesítményben). Néhány hangszernél az 1. felharmonikus gyakran jelentősen túllépi az alapharmonikus szintjét.
- 3) *2. felharmonikus maximum* (relatív) = 0.25. A 2. felharmonikus esetében jóval szigorúbbak lehetünk. Eszerint a 2. felharmonikus maximum az egynegyede lehet (teljesítményben) az alapharmonikusnak.
- 4) *Felharmonikusok összegének minimuma* (relatív) = 0.004. Ez elég nagy érték. Emiatt sok esetben fuvola hangot, és egyéb komponenseket tévedésből gerjedésként azonosít a rendszer, de a kis FFT pontszám miatt nem nagyon lehet ezt lejjebb venni.
- 5) *Megfigyelési idő* („tisza szinusok”) = 12. Ez azt jelenti, hogy ha megjelenik a spektrumban egy „tisza szinusz”-ként azonosított komponens, akkor először 12 feldolgozási főperióduson keresztül megfigyeljük, és ha még mindig jelen van, akkor kezeljük gerjedésként. Ez elég hosszú idő, de az alacsony FFT pontszám miatt sajnos indokolt (lásd. 4.7.6). 12 feldolgozási főperiódus ideje  $12 / 15 = 0.8$  s (15 fut le 1 s alatt), azaz ha ténylegesen gerjedés lép föl, akkor ennyi időt kell minimum várni a csillapításra.

#### 4.9.5. Lyukszűrőbank

A lyukszűrőbank az „on-line” védelmi lépcsőfok esetében is a 15. ábrán látható rezonátoros struktúra szerint van kialakítva. A két védelmi lépcsőfok összeépítésének esetében célszerű egy közös, nagyobb szűrőbankot használni, különbség a lyukszűrők sáv szélességében, és csillapításában van.

A próbarendszer 1024 pontos FFT-n alapul. Ez 512 frekvenciapontot jelent a mintavételi frekvencia feléig,  $f_s/2 = 8$  kHz. Ez azt jelenti, hogy egy FFT pont hozzávetőlegesen 15 Hz széles. Ezért a lyukszűrő sáv szélességét 16 Hz-re specifikáltam. A csillapításra a következő megkövetéseket tettem: Sáv szélességén belül mindenhol legyen nagyobb a csillapítása 3 dB-nél, de sehol se menjen 5 dB fölé. A specifikáció grafikus formában a 25. ábrán látható. A lyukszűrő sáv közepi frekvenciáját az ábrán  $f_n$  jelöli. A lyukszűrő sáv szélességét a 15. ábrán jelölt  $\alpha$  paraméter segítségével lehet szabályozni. Alapesetben egy-egy rezonátorcsatorna olyan lineáris rendszer, amelynek egyetlen pólusa van az egységkörön. A lyukszűrők csillapítását úgy lehet a végtelenről lejjebb venni, hogy ezeket a pólusokat az egységkörről „beljebb húzzuk”. Ekkor nem teszünk mást, minthogy lényegében lerontjuk a rezonátor jósági tényezőjét. Spektrumanalizátor segítségével végzett mérések szerint az adott specifikációt a lyukszűrők a következő paraméter értékek esetén teljesítik:  $\alpha = 0.002258$  (4Ah),  $Q = 0.999756$  (7FF8h).



25. ábra: Lyukszűrő specifikáció

## 5. Mérések

### 5.1. A próbarendszerek megvalósításhoz használt jelfeldolgozó processzor és környezete

A megvalósításhoz az ADSP 2181-es jelfeldolgozó processzort használtam, EZ-KIT-LITE fejlesztői környezetben. A processzor számábrázolása 16 biten történik, aritmetikája fix pontos, sebessége 33 MIPS, belső memóriája 80 kByte. A processzor az EZ-KIT-LITE fejlesztői kártyára van ültetve, a kártyán külső memória nincs. A processzor programozása PC-n keresztül történik. A tetszőleges editorban ADSP 2181 assembly nyelven megírt programot a fejlesztői környezethez tartozó compiler és linker segédprogramok segítségével hozhatjuk letölthető állapotba. A PC soros porton keresztül kapcsolódik a kártyához, a kommunikáció az EZ-LAB monitorprogram segítségével történik. A monitorprogram segítségével tölthetjük le a programot a kártyára, de segítségével külön lehet írni és olvasni mind az adat-, mind a programmemóriát. A kártya két sztereo jack azzat segítségével kapcsolódik az analóg külvilághoz (kimenet, bemenet), ebből is látszik az, hogy leginkább audio alkalmazásokhoz tervezték. A kártyán ennek megfelelően jelen van egy stereo codec is, amely két A/D, és két D/A átalakítót foglal magában. A codec, soros porton kommunikál a processzorral. 14 különböző mintavételi frekvenciát lehet beállítani, 5 kHz-től egészen 48 kHz-ig. A kártyán jelen van továbbá két nyomógomb, és egy, a processzor flag1-es lábára kötött piros led is. Az egyik nyomógomb általános reset gomb, megnyomásával törlődik a memória is, a másik nyomógomb egy megszakítást generál a processzor felé, felhasználása tetszőleges [8].

A processzor használatát jelentősen leegyszerűsíti egy, a Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék (BME) által fejlesztett keretprogram [9], amely többek között fölépíti az IT vektortáblát, és felprogramozza a codec-et. Ugyancsak, a keretprogram segítségével, az IT gomb két egymást követő gyors lenyomásával lehet reset-elni a processzort anélkül, hogy a memória törlődne.

## 5.2. Gerjedésgátlás az akusztikus visszacsatolás teljes kioltásával – mérés

### 5.2.1. A mérési összeállításban használt eszközök

A mérést az I épület (BME) IE317. termében (DSP labor) végeztem a következő eszközök felhasználásával:

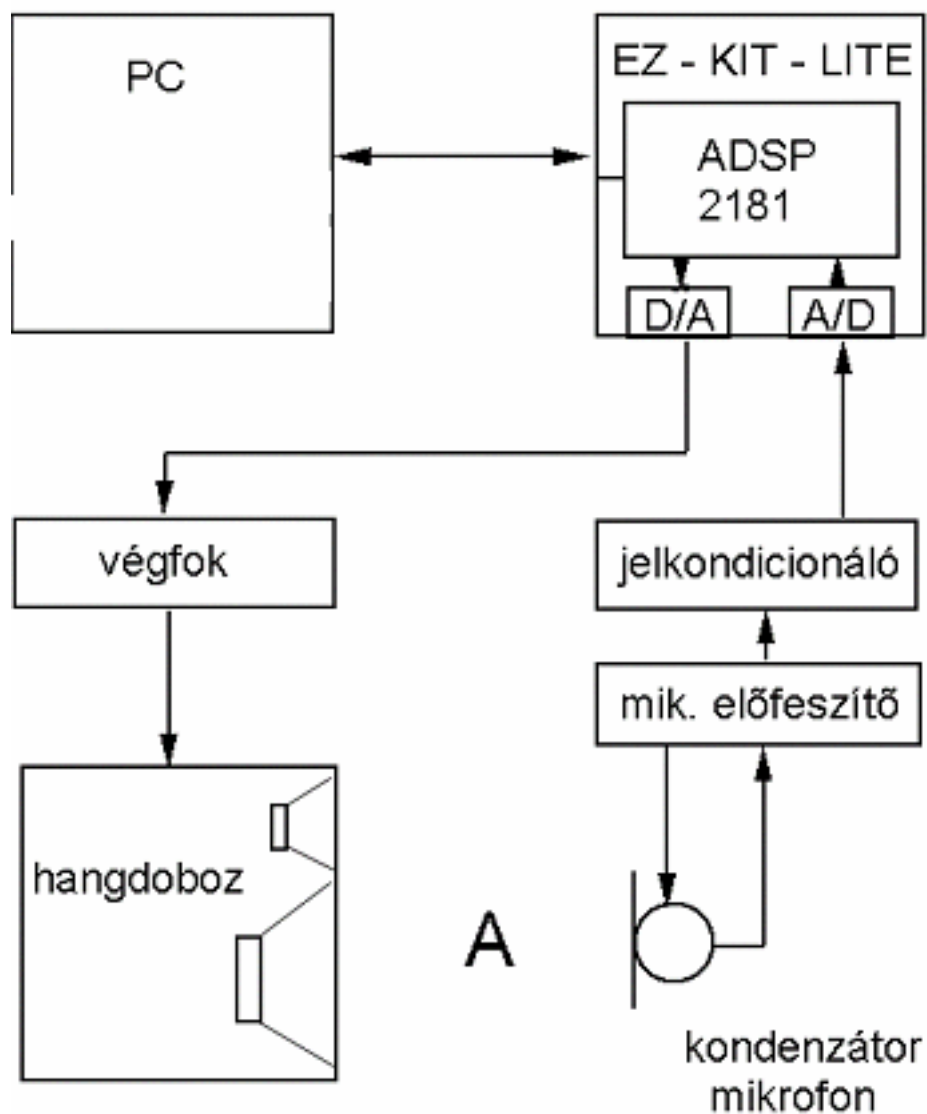
- ADSP 2181 16 bites fixpontos processzorral ellátott EZ-KIT-LITE fejlesztői kártya
- B&K 4131 kondenzátor mikrofon kapszula
- B&K 2612 mikrofon kiegészítő készlet
- B&K 2801 mikrofon előfeszítő egység
- ARIEL PROPORT mikrofon jelkondicionáló erősítő, modell 656
- VIDEOTON hangdoboz
- WEST SOUND DS150 teljesítményerősítő (végfok)
- HP HOI-3722 A zajgenerátor
- Hitachi V-212 oszcilloszkóp
- Személyi számítógép

### 5.2.2. Mérési összeállítás

A mérési elrendezést a következőképpen kell összeállítani:

- A mikrofon és a hangszóró ne legyen távolabb egymástól fél méternél.
- Kapcsoljuk a fejlesztői kártyát a mikrofonerősítő, és a végfok közé (bal-bal csatorna).
- Kapcsoljuk a zajgenerátort a kártya másik bemenetére 8 kHz sávkorlással.
- Kapcsoljuk az oszcilloszkópot a kártya jobb kimenetére.
- Az erősítőket állítsuk be úgy, hogy a rendszer gerjedjen, így előállítottuk a megszüntetendő problémát.

Ezek után lehet kezdeni a rendszer „off-line” identifikációját, amit az LMS.dsp program letöltésével lehet kezdeni. A letöltést a számítógépen futó EZ-LAB monitor program segítségével lehet megtenni. Az identifikációs összeállítás a 6. ábra sémáját követi. Fontos, hogy mielőtt letöltjük a fejlesztői kártyára a programot, legyen bekapcsolva a zajgenerátor. Az identifikáció menetét az oszcilloszkópra kicsatolt hibajelen keresztül kísérhetjük figyelemmel. A programban  $\mu = 0.001$ ,  $f_s = 22.5 \text{ kHz}$  van beállítva, a megvalósítható legnagyobb FIR szűrő fokszáma  $N = 350$ . Így az identifikáció 2-3 másodpercen belül lezajlik, az oszcilloszkópon látható hibajelen



26. ábra: A próbarendszer összeállítása

lecsökken, majd stagnál. Ekkor a kártyát az interrupt gomb kétszer egymás utáni gyors lenyomásával reset-elni kell, így a memóriában megmaradnak  $\hat{W}$  együttthatói. Ezután le kell tölteni az AFC.dsp nevű programot, amely  $\hat{W}$  segítségével a műsor közbeni üzemszerű állapotot fogja megvalósítani (3. és 26. ábra). A hangosítás ismét működni fog az eredeti erősítéssel, de gerjedési jelenség nem fog föllépni, csak akkor, ha elmozdítjuk a mikrofont, vagy a hangszórót, ugyanis ekkor  $\hat{W}$  együttthatói elvesztik

aktualitásukat. A méréskor a kompenzáció nélküli maximális gerjedésmentes erősítésnél 8 dB-lel magasabb erősítést állítottam be.

Amennyiben a mikrofon és a hangszóró megfelelően közel van egymáshoz, a módszerrel bármekkora erősítés növekedést el lehet érni. Csak az szab határt, hogy az átviteli lánc tagjai közül mikor vezérlődik túl valamelyik, ugyanis ekkor a nemlinearitás miatt az identifikáció nem sikerülhet.

### **5.3. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „off-line” módszer mérése**

A mérést az IB026-os nagyelődoban (BME I. épület) végeztem. A mikrofont az előadói pult közepén, a hangszórót a mikrofonnal egyvonalban, a terem szélén a táblával ellenkező irányba fordítva helyeztem el.

A próbarendszerhez felhasznált komponensek a zajgenerátor kivételével (nincs rá szükség), megegyeznek 5.1.1-ben felsoroltakkal. Az összeállítás a 24. ábrán látható. Az előzőekhez hasonlóan össze kell állítani a hangosító rendszert, a jelútba kötött fejlesztői kártyával. Most azonban nem kell a zajgenerátor, és nincs megkötés a mikrofon és hangszóró távolságára sem. A monitor program segítségével le kell tölteni a kártyára a keres9.dsp nevű programot. Az elhelyezendő lyukszűrők száma 8,  $f_s = 22.05$  kHz,  $\alpha = 0.007$ . A letöltés befejezésekor a flag led kialszik. Ekkor a kártya nem tesz semmit, csupán azt adja ki a kimenetére, amit a bemenetén kap. Ekkor az erősítést tekergetve megnézhetjük, hogy mekkora a maximális erősítés, ami még nem okoz gerjedést. Ha ezt megtettük, az interrupt gomb megnyomásával jelezhetünk a kártyának, hogy megkezdődhet az „off-line” konfigurációs szakasz. Ekkor bekapcsolódik a jelútba a gerjedés stabilizátor, a led világít. A gerjedés stabilizátor hatására ekkor valószínűleg fel fog lépni stabilizált gerjedés, ha ez nem történik meg, akkor növeljük kívül az erősítést addig, amíg stabilizált gerjedés nem áll elő. Ekkor az interrupt gomb megnyomásával elindíthatjuk a frekvenciamérést (led elalszik), amelyet az első lyukszűrő elhelyezése fog követni (led világít). Ezután újabb gerjedés előállítását kell segíteni az erősítés növelésével, majd újabb gombnyomásos frekvenciamérés indítás egészen addig, amíg mind a nyolc lyukszűrőt el nem helyeztük. Ekkor a rendszer kiveszi a jelútból a stabilizátort, így az erősítő tekergetésével megnézhetjük, hogy most mekkora a maximális elérhető gerjedésmentes erősítés. Az erősítés többlet a nagytermes mérésnél 5 dB volt. Természetesen ez az érték erősen függ a terem akusztikájától, jellegzetesen 6 dB körül van, de lehet jóval több, és kevesebb is.

Az, hogy a mikrofont mennyire szabad elmozdítani a konfiguráció idejében elfoglalt helyéről gerjedés nélkül, leginkább a terem méretétől függ. Egy szoba méretű helyiségben már a legkisebb elmozdítás is instabilitást okozhat, egy nagy előadóteremben viszont már észrevehető „játéka” van. Persze ez attól is függ, hogy a teremnek sikerült-e sajátfrekvenciáit megtalálni a konfiguráció közben.

#### **5.4. Gerjedés elnyomása lyukszűrők segítségével – „on-line” módszer mérése**

##### **5.4.1. A mérés eszközei, összeállítás**

A mérést az IE317-es teremben végeztem (DSP labor – BME I. épület). A felhasznált eszközök megegyeznek az 5.2-ben tárgyaltakkal, az összeállítás 26. ábrán látható, a következő kiegészítésekkel: A kártya a két analóg bemenetét A/D átalakítás után a processzor digitálisan összegzi, a feldolgozást az összegzett jelen végzi. Így lehetőség nyílik arra, hogy míg az egyik bemenetre a mikrofon kondicionált jelét kapcsoljuk a gerjedés előállítása végett, addig a másik bemenetre magnóról, vagy CD lejátszóról a teszt kedvéért bármilyen rendelkezésünkre álló műsoranyagot vezessünk. Így a mechanizmus szemszögéből előállt az a reális szituáció, hogy műsor közben fellépő gerjedést kelljen csillapítania.

##### **5.4.2. Működés**

Miután letöltöttük a kártyára az online1.dsp nevű programot, kigyullad a flag led. Ha a flag led világít, akkor a gerjedésgátló mechanizmus inaktív. A gerjedésgátló mechanizmust az interrupt gomb megnyomásával lehet ki-, ill. bekapcsolni. Minden ki-és bekapcsoláskor „nullázódik” a lyukszűrőbank is, azaz a szűrők  $f_s/2$ -re ugranak. Ha a mechanizmus aktív, akkor a flag led nem világít. Ekkor, amennyiben a rendszer gerjedést vél azonosítani, azt a flag led rövid felvillanásával jelzi nekünk, így könnyedén figyelemmel kísérhetjük a történeteket.

##### **5.4.3. Mérés műsoranyag nélkül**

Első esetben műsoranyag nélkül vizsgáltam meg a rendszer működését. Az erősítés állítgatásával, és a mikrofon mozgatásával gyakran előfordult, hogy egy felfutó gerjedési szinuszt hallottam, majd hamarabb, minthogy letelt volna 1 s idő, villant egyet a flag led, és a gerjedés megszűnt. Amikor az erősítést még jobban megnöveltem, a rendszer már nem tudta leküzdeni a gerjedéseket, azok telítésbe vitték a rendszert. Ez a határ a gerjedésmentes esethez képest a méréskor mintegy 3 dB volt.

#### 5.4.4. Mérés műsoranyaggal

Ezek után kapcsoltam be a CD lejátszót. Megismételtem a mikrofonnal, és az erősítővel az előzőeket. Az eredmény függött a műsoranyagtól is, a gerjedéseket gyakran tovább tartott kiküszöbölni, mint az előbb, gyakran nem is sikerült. Ekkor a rendszer telítésbe ment. Az előzőekkel hasonlatosan a 3 dB erősítéstöbblet nem mindig teljesült, de a 2 dB-t meghaladta.

Ez egyértelműen bizonyítja azt, hogy túlságosan alacsony az FFT pontszáma. Azt viszont megállapítottam, hogy a rendszer (átlagos) könnyűzenei műsor mellett ennek ellenére elég jól szerepel. Az alacsony FFT pontszám miatt, és a magas *minimális felharmonikus összenergia*-küszöbérték miatt a rendszer gyakran hibázik fuvola, klasszikus gitár (nejlon húr), orgona és kitartott női énekhang mellett. Mindazonáltal a csupán 3 dB csillapítású lyukszűrők nem okoztak ezekben az esetekben sem zavaró elváltozást.

#### 5.4.5. Kétlépcsős („off-line”, és „on-line”) rendszer

Ebben az esetben az „off-line” és „on-line” védelmi lépcsőfok két külön kártyán futott (a mérés ugyanott történt), a mérés kedvéért egyszerűen sorba kötöttem őket. Természetesen az „off-line” rendszer konfigurációja közben a másik rendszer inaktív állapotban volt.

A kísérlet azt mutatatta, hogy a mikrofon mozgatható tartománya megnőtt, de vissza kellett venni az erősítésből, ha teljesen szabadon mozgatható mikrofont akartunk. Amikor a mikrofon az eredeti (konfiguráció közbeni) pozícióban volt, az erősítés többlet meghaladta a 7 dB-t. Erről az értékről folyamatosan csökkent 2-3 dB közé a mikrofon elmozdításával.



## 6. Összefoglalás

### 6.1. Áttekintés

Dolgozatom céljával azt tűztem ki, hogy a gerjedési jelenség leküzdésére vonatkozólag átfogó tárgyalást nyújtsak a lehetséges megoldásokról. Ezeknek a lehetséges megoldásoknak a bevezetéseként részletesen tárgyaltam a probléma természetét, fizikai jellemzőit. Ismertettem az „off-line” és „on-line” kompenzáció közötti alapvető különbségeket, és azt, hogy milyen esetben melyikre van szükség.

Első lehetőségként felvázoltam egy olyan „off-line” módszert, amely a gerjedési jelenség forrásaként számító  $A$  akusztikus visszacsatolás teljes kiejtését valósítja meg, a szuperpozíció elvén. Bemutattam az ehhez szükséges adaptív eljárást, amely az LMS (Least Mean Squares) algoritmus segítségével approximálja a szükséges impulzusválaszt. Majd rámutattam a módszer korlátjaira, nevezetesen arra, hogy az elérhető számítási kapacitások miatt miért csak hallókészülékekben alkalmazható ez a módszer.

A következő fejezetben szintén „off-line” megoldást taglaltam, ezúttal a gerjedési jelenség lyukszűrők segítségével való megelőzését tűztük ki célul. Egy olyan rendszer felépítését vázoltam, amely a műsort megelőzően vizsgálja meg, hogy milyen frekvenciákon lehet gerjedés, és a legesélyesebb frekvenciákra lyukszűrőket tesz.

Az ezt követő fejezetben már olyan „on-line” megoldást kerestem, amely a sikeres működéshez nem követeli meg az akusztikai elrendezés változatlanágát. Ez a rendszer viszont a gerjedéseket az előzőekkel ellentétben nem megelőzi, hanem tényleges kialakulásuk esetén megszünteti azokat. Kitértem egy olyan „kétlépcsős” rendszer előnyeire is, amely magában foglalja mind az „off-line”, mind az „on-line” eljárásokat.

Végül a megvalósított próbarendszerek viselkedésének mérések általi vizsgálatáról számoltam be.

### 6.2. Konklúzió – kitekintés

A mérési eredmények alapján megállapítható, hogy a hallókészülékek esetében fellépő gerjedési jelenség a próbarendszerhez használt számítási kapacitással jól kiküszöbölhető, az elérhető erősítéstöbblet még 20-30 cm-es mikrofon-hangszóró távolság esetén is jelentős. Az eredmény további javulására lehet számítani

hallókészülékeken végzett kísérletek esetén, azok kis geometriai méretei miatt. Reális, de nem megoldhatatlan akadályt ez esetben csak a megfelelő számítási kapacitás miniaturizálása jelenthet, részben annak energiaigényei miatt.

A rendezvények hangosításánál használható lyukszűrős kompenzáció viszont – professzionális alkalmazások esetében – nagyságrendekkel nagyobb hardverigényeket támaszt az általam megvalósított próbarendszerhez képest. A pontos, tévedések nélküli, gyors és megbízható gerjedésfelismerés alapvető feltétele a 24..32 bites lebegőpontos számábrázolás, és a néhány 100 MFLOPS műveleti sebesség. Ebben az esetben a feldolgozásból adódó numerikus zaj is elfogadható szintű.

A nagy számítási kapacitás az említetteken kívül még számos minőségjavító lehetőséget rejt magában. Ilyen lehetőség pl. a lyukszűrők csillapításának az egyedi esethez való igazítása, folytonos változtatása. Ez esetben megoldható lenne az, hogy a lyukszűrők ne ugrásszerűen lépjenek be és ki a jelútból.

A megvalósított jó minőségű termék nem lesz olcsó. Ennek ellenére a professzionális szférából garantáltan van rá igény, hiszen egy-egy nagyobb közönséget befogadó rendezvényen bekövetkező gerjedési jelenség, a hangosításért felelős cégnek adott esetben jelentős presztízsveszteséggel járhat.

## Irodalom

- [1] Sabine Feedback Exterminator, [www.sabine.com](http://www.sabine.com)
  
- [2] S. WYRSCH – A. KAELIN, *Adaptive Feedback cancelling in Subbands for Hearing Aids*.  
<http://www.telecom.tuc.gr/paperdb/icassp99/PDF/SCAN/IC991098.PDF>
  
- [3] KOLLÁR I. – PÉCELI G. – SUJBERT L. – NÉMETH J., *Digitális jelfeldolgozás*.  
7. Fejezet, **77-95.** oldal. Budapesti Műszaki Egyetem 2001
  
- [4] S. M. KUO – R. MORGAN, *Active Noise Control: A tutorial Review*.  
C, Proceedings of the IEEE, Vol.87, No. 6, June 1999
  
- [5] PÉCELI G. (1986), *A common structure for recursive discrete transforms*.  
IEEE trans. on Circuits and Systems  
vol. **33.** pp:**1035-36.**
  
- [6] G. DOBLINGER, *Signalprozessoren*.  
**s. 149-157.** J. Schlembach Fachverlag 2000
  
- [7] A. MAR, *Digital signal processing applications*.  
Prentice Hall 1990
  
- [8] *ADSP-2100 Family Users Manual*. Analog Devices Inc. 1995
  
- [9] SUJBERT L., *Információs rendszerek laboratórium – Mérési útmutató*.  
**65-77** oldal .  
<http://www.mit.bme.hu/oktatas/targyak/vimm5158/jegyzet/silab5.pdf>