



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

# Processzor nélküli aktív zajcsökkentő rendszer megvalósítási lehetőségeinek vizsgálata

SZAKDOLGOZAT

*Készítette*  
Ország Bence László

*Konzulens*  
Dr. Sujbert László

2020

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b>	<b>i</b>
<b>Abstract</b>	<b>ii</b>
<b>1. Bevezetés</b>	<b>1</b>
<b>2. Aktív zajcsökkentő rendszerek</b>	<b>2</b>
2.1. Klasszikus adaptív eljárások . . . . .	2
2.1.1. Előrecsatolt struktúra . . . . .	2
2.1.2. Hátracsatolt struktúra . . . . .	2
2.2. LMS-algoritmus . . . . .	3
2.3. FxLMS-algoritmus . . . . .	4
<b>3. Az FxLMS-algoritmus egyszerűsítése</b>	<b>6</b>
3.1. Együtthatókészlet redukálása . . . . .	6
3.1.1. Egyetlen késleltetett minta . . . . .	7
3.1.2. Az aktuális és egy késleltetett minta . . . . .	7
3.2. Az egyszerűsítés következményei . . . . .	8
3.3. Az eljárás folytonos egyenletekkel . . . . .	9
3.3.1. Egyetlen késleltetett minta . . . . .	10
3.3.2. Az aktuális és egy késleltetett minta . . . . .	10
<b>4. Fizikai megvalósíthatóság</b>	<b>12</b>
4.1. Referencia- és hibamikrofon . . . . .	12
4.2. Beavatkozó hangszóró . . . . .	13
4.3. A referenciajel késleltetése . . . . .	14
4.3.1. Mindentáteresztő approximálása . . . . .	14
4.3.2. Derivált aluláteresztő . . . . .	16
4.3.3. BBD . . . . .	20
4.4. A másodlagos út modellezése . . . . .	22
4.4.1. Időtartományi tervezés . . . . .	22
4.4.2. Direkt módszer . . . . .	23
4.4.3. Decimálás segítségével . . . . .	23
4.5. Az adaptív szűrő . . . . .	24
4.5.1. Négysíknegyedes szorzóval . . . . .	24
4.5.2. Műveleti erősítő szabályozóval . . . . .	25
<b>5. Mérési eredmények</b>	<b>27</b>
5.1. Adaptív szűrő . . . . .	27
5.2. Másodlagos út . . . . .	29

<b>6. Összefoglalás, kitekintés</b>	<b>31</b>
<b>Köszönetnyilvánítás</b>	<b>33</b>
<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>34</b>
<b>Függelék</b>	<b>35</b>
F.1. Hang terjedési sebességéből fakadó bizonytalanság . . . . .	35
F.1.1. Mikrofonok távolságának bizonytalansága . . . . .	35
F.1.2. Terjedési idő bizonytalansága . . . . .	36
F.2. Hangszóró impedanciájának kompenzálása . . . . .	37
F.3. Mérési elrendezések fáziskarakterisztikái . . . . .	38

# Ábrák jegyzéke

2.1.	Az előrecsatolt aktív zajcsökkentő struktúra . . . . .	3
2.2.	Az LMS-algoritmus blokkvázlata . . . . .	3
2.3.	Az FxLMS-algoritmus blokkvázlata . . . . .	4
3.1.	Mikrofonok látszólagos távolsága a zajforrás helyétől függően . . . . .	7
3.2.	Az adaptív szűrő csoportkéleltetése . . . . .	8
3.3.	A rendszer egy kéleltetett minta felhasználása esetén . . . . .	10
3.4.	A rendszer az aktuális és kéleltetett minta esetén . . . . .	11
4.1.	Elektret mikrofon kapcsolási rajza . . . . .	12
4.2.	Hangszóró kapcsolási rajza . . . . .	13
4.3.	Ideális kéleltető approximációinak csoportkéleltetése . . . . .	15
4.4.	Derivált aluláteresztő tag . . . . .	16
4.5.	Derivált aluláteresztő tag harmadfokú közelítése . . . . .	17
4.6.	Derivált aluláteresztő tag másodfokú közelítése . . . . .	18
4.7.	Derivált aluláteresztő tag közelítésének kéttagú lánc . . . . .	18
4.8.	Derivált aluláteresztő approximációinak csoportkéleltetése . . . . .	19
4.9.	Derivált aluláteresztő approximációinak amplitúdó karakterisztikája . . . . .	19
4.10.	Derivált aluláteresztő approximációinak ugrásválasza . . . . .	20
4.11.	BBD elvi kapcsolási rajza . . . . .	21
4.12.	Integrátor kapcsolási rajza . . . . .	24
4.13.	Egyszerűsített együttható adaptáló . . . . .	25
5.1.	Adaptív szűrő mérési eredményei fehérzaj esetén . . . . .	28
5.2.	Adaptív szűrő mérési eredményei szinuszjel esetén . . . . .	28
5.3.	Mért másodlagos út és illesztett modelljének amplitúdó karakterisztikája . . . . .	30
5.4.	Mért másodlagos út és illesztett modelljének fáziskarakterisztikája . . . . .	30
F.2.1	Hangszóró egyszerű kompenzált modellje . . . . .	37
F.3.1	Jelfeldolgozó kártya fáziskarakterisztikája . . . . .	38
F.3.2	Fáziskarakterisztika reflexnyílásos hangszóró esetén . . . . .	39
F.3.3	Fáziskarakterisztika nyitott hangszóró esetén . . . . .	39



## SZAKDOLGOZAT-FELADAT

### **Ország Bence (EHMLED)**

szigorló villamosmérnök hallgató részére

## Processzor nélküli aktív zajcsökkentő rendszer tervezése

Az alacsony frekvenciasávba eső akusztikus zajok csökkentése számos akadályba ütközik, főként az alkalmazandó elnyelő, csillapító anyagok nagy mérete, térfogata miatt. A digitális jelfeldolgozó processzorok megjelenésével és elterjedésével lehetővé vált a régóta ismert aktív zajcsökkentés megvalósítása. A megoldás alapja, hogy olyan „másodlagos” zajt kell létrehozni, amely a kívánt helyen az eredeti „elsődleges” zajjal interferálva, kioltja azt.

Aktív zajcsökkentésre hagyományosan adaptív szűrőn alapuló rendszereket használnak, amelyeket valós időben nagy számítási kapacitású eszközön, tipikusan jelfeldolgozó processzoron (DSP) lehet implementálni. Ennek a megvalósításnak hátránya a nagy méret és fogyasztás, de probléma a jelek analóg-digitál, illetve digitál-analóg átalakításából adódó késleltetés is. A kereskedelmi forgalomban kapható rendszerek egy része (pl. fejhallgató) nem küszködik ezzel a problémával, mert nem is alkalmaz DSP-t.

Felmerül a kérdés, hogy egyszerűbb eszközökkel, az analóg elektronika korszerű eredményeit is felhasználva lehetséges-e nagyteljesítményű processzor nélkül elfogadható minőségű zajcsökkentő rendszert létrehozni. A tapasztalatok alapján feltehető, hogy egyes egyszerűbb esetekben a hagyományosnak tekinthető jelprocesszoros megvalósítás szűrői analóg szűrőkkel és késleltetéssel, továbbá automatikus erősítésállítással helyettesíthetők.

A hallgató feladatai fentiek alapján az alábbiak:

- Vizsgálja meg egy digitális jelprocesszor alapú, filtered-X LMS algoritmust alkalmazó aktív zajcsökkentő rendszer működését abból a szempontból, hogy a rendszer mely elemei egyszerűsíthetők a feladatnak megfelelően!
- Adja meg az aktív zajcsökkentő rendszerben megjelenő (off-line vagy on-line identifikált) átviteli függvények analóg modelljét!
- Készítse el egy analóg késleltetőn alapuló aktív zajcsökkentő rendszer rendszertervét!

**Tanszéki konzulens:** Sujbert László, egyetemi docens

Budapest, 2019. szeptember 28.

.....  
Dr. Dabóczi Tamás  
tanszékvezető

## HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

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

Budapest, 2020. május 31.

---

*Ország Bence László*  
hallgató

# Kivonat

Az aktív zajcsökkentés fogalma már az 1960-as években ismert volt, a probléma megoldására több javaslat is született, az egyik [3] ezek közül Widrow-nak köszönhető, melyet 1975-ben tett közzé. Ezen megközelítés lényege, hogy a zaj kioltása megoldható egy speciális (LMS) szűrővel, amely a környezet változásainak megfelelően adaptálódik, így elérve a lehető legnagyobb zajelnyomást. A cikk megírását követően sok kutató kezdett foglalkozni a témával, így született az egyik továbbfejlesztése az eljárásnak, a szűrt LMS-algoritmus [10], amely egy újabb, úgynevezett másodlagos jelút modellezésével javít a rendszer stabilitásán. A szűrés és az adaptáció elvégzéséhez szükség van egy nagy számítási kapacitással rendelkező eszközre, ami akkoriban nem volt még elérhető, így az aktív zajcsökkentés adaptív szűrőkön alapuló megvalósítása sem volt széles körű.

A modern jelfeldolgozó processzorok megjelenésével lehetőség nyílt az algoritmusok hordozható eszközökben, elsősorban fejhallgatókban történő implementálására, viszont ezen eszközök előállítására továbbra is meglehetősen költséges. A jelenleg kereskedelmi forgalomban kapható fejhallgatók egy részének az aktív zajcsökkentést megvalósító egysége csupán néhány alkatrészből áll. A pontos működésük nem ismert, mert a gyártók ezt az információt nem teszik elérhetővé.

Ha figyelembe vesszük egy fejhallgató geometriai méreteit, és a rajta elhelyezett mikrofonok és hangszóró távolságát, akkor észszerű feltételezések tehetők a közöttük létrejövő akusztikus jelutakról. Ezek felhasználásával a szűrt LMS-algoritmus számításigénye jelentősen csökkenthető, így nem szükséges processzort alkalmazni a rendszerben, így adható egy megoldási javaslat a jelenlegi fejhallgatók működésére.

Az egyszerűsítés egyik következménye, hogy az adaptív szűrő által modellezett másodlagos hatások azon részét, amelynek közvetlen hatása van a teljes rendszer stabilitására, más módon kell kompenzálni. Ehhez meg kell határozni a forrásukat és a hozzájuk tartozó, lehetőleg analóg módon realizálható modelljüket.

A dolgozat célja, hogy bemutassa ezen egyszerűsített aktív zajcsökkentő rendszer vázlatát, illetve az akusztikus utak modellezésére és megvalósítására kínálkozó lehetőségeket, továbbá az ezekhez kapcsolódó mérési eredmények értékelését. A zajcsökkentést végző eljárás folytonos időben történő alkalmazhatóságát és az egyes részegységek konkrét realizációjához szükséges kapcsolásokat is tárgyalja, és példát ad a méretezésre is, ezzel demonstrálva a megvalósíthatóságot.

Sajnos a rendszer egy központi elemének, a másodlagos út modelljének nem sikerült megfelelő, azaz invertálható modellt készíteni, ami megakadályozta az eszköz tényleges megépítését is. Ennek egyaránt elméleti és gyakorlati okai is vannak, mert késleltetett inverze elvileg minden rendszernek létezik, de a komplexitása lehet, hogy túl nagy a gyakorlati megvalósítás szempontjából. A dolgozatban bemutatott mérési eredmények szerint a vizsgált esetekben nem stabilis a késleltetett inverz, ami az egyik elsődleges oka annak, hogy fizikailag nem valósulhatott meg ez az áramkör.

# Abstract

The concept of active noise control was known in the 1960s, several solutions were proposed to the problem. The author of one of the first solutions [3] is Widrow, which was published in 1975. The main idea behind his approach is that the noise can be controlled with a special (LMS) filter which adapts to the changes in the environment to maximise the noise reduction. After he published his paper several researchers started to work on the topic, many improvements were published of the original method. One of these is called the filtered LMS [10] algorithm which models a new signal path to improve the stability of the system. The filtering and adaption steps are requiring devices with high computational capacity, but these were not available at the time so active noise cancellation based on adaptive filters was not used extensively.

With the advent of modern digital signal processors it became possible to implement the algorithm in portable devices, mainly in headphones, but the production cost of these gadgets are still quite high. Some of the currently available consumer headphones contain an active noise controlling circuitry with only a few parts. It is not known precisely how these work because the manufacturers are keeping this information from the public.

If we take into consideration the geometric sizes and the distance of the microphones and the speaker on the headphone then reasonable assumptions can be made on the acoustic signal paths. With the help of these assumptions the computational complexity of the algorithm can be greatly reduced so it can be implemented without a processor which gives a possible explanation for the simplicity of some of the headphones.

One of the consequences of the reduced algorithm is that the secondary effects concerning the stability of the whole system modeled by the adaptive filter must be compensated in an alternative way. To do so one needs to identify the source of these effects and create models which can be realized with an analogue circuit.

The goal of this thesis is to propose a reduced active noise controlling system, and to examine the possibilities of modeling and realising the secondary path and to evaluate the measurements related to it. It discusses the applicability of the noise controlling method realized in continuous time and it gives examples on the values of the parts thus demonstrating the realisability of the circuit.

Unfortunately one of the most important part of the system – the model of the secondary path – cannot be realised which prevented the construction of the device. This has theoretical and practical reasons because every LTI system should have a delayed inverse but it might be too complex to realise practically. The presented measurement results show that in the examined cases the delayed inverse was not stable which is why the device is not realisable.



# 1. fejezet

## Bevezetés

A mérnöki tudományok számos ága azzal a céllal jött létre, hogy egy eszköz vagy műszaki alkotás használhatóságát, hatásfokát még tovább növelje, legyen szó egy épületről, járműről, orvosi berendezésről, vagy egy rádióról. Ez különösen igaz az akusztikával kapcsolatos alkalmazásokra, mert az emberi fül rendkívül érzékeny, így a tényleges információt hordozó hangok mellett megjelenő kis zajokat is halljuk.

Természetes módon adódik tehát az igény ezen zavarok elnyomására. A gyakorlati tapasztalatok, és a fizikai akusztikai rendszerek sajátosságaiból adódóan két alapvető megközelítés született a probléma megoldására. Az egyik a passzív, a másik az aktív zajcsökkentés területe. Az egyes módszerek aszerint kerülnek besorolásra, hogy a zajok csökkentéséhez szükséges-e hangokat kelteni, vagy legalábbis a zavar pillanatnyi állapotától függő módon beavatkozni. Érthető, hogy a passzív módszerek fejlesztésével kezdődött a zajcsökkentés története. Azokban az esetekben amikor ezek alkalmazására nem, vagy csak korlátozottan volt lehetőség, felmerült az aktív rendszerek kidolgozására az igény.

Az aktív zajcsökkentés egyik első alkalmazására 1936-ban adtak példát egy szabványban [12], amely csak csővezetékekben volt képes zajok elnyomására, de ehhez a zavarra vonatkozó szigorú feltételeknek teljesülnie kellett.

Később, az 1950-es években történtek nagy előrelépések az aktív módszerek fejlesztésében. Ennek egyik mozgatórugója a repülő és helikopterek pilótafülkéjének megépítése volt úgy, hogy a hajtóművek, vagy rotorok hangja a lehető legkisebb mértékben zavarja a személyzetet. Ebben az időszakban jöttek létre az első aktív zajcsökkentést alkalmazó fejhallgatók is.

Ezek hatásfoka jelentősen nőtt, amikor a mögötte álló elméletet kibővítették az adaptív szűrők fogalmával. Ez lehetővé tette, hogy a környezeti körülményeknek, akusztikus térhez alkalmazkodva működjenek a zajcsökkentő rendszerek. Az új módszerek megvalósíthatóságának az egyik legnagyobb akadálya az, hogy nagy számítási kapacitással rendelkező eszközökre van szükség, amelyek a mai napig csak korlátozottan érhetőek el olyan kivitelben, ami egy fejhallgatóban alkalmazható.

Ezen dolgozat célja, hogy bemutasson egy adaptív szűrőn alapuló aktív zajcsökkentő rendszert, amely megvalósítása nem igényel nagy számítási igényű eszközt.

## 2. fejezet

# Aktív zajcsökkentő rendszerek

Az összes módszer alapötlete azonos, és azt a tényt használja ki, hogy a hang természetes terjedési közege a levegő, ami meglehetősen jó közelítéssel lineárisnak tekinthető a benne haladó hanghullámokra nézve. Ez biztosítja azt a jelenséget, amit destruktív interferenciának nevezünk. Akkor lép fel, ha egy hanghullám és egy azzal megegyező amplitúdójú, de ellentétes fázisú másik hang egyszerre van jelen egy adott pontban, így kioltják egymást.

### 2.1. Klasszikus adaptív eljárások

Az aktív zajcsökkentés feladata tehát a zaj előállítása, de ellenfázisban, hogy a zavart a kívánt helyen csökkentsük annak kioltásával. Ahhoz, hogy ez megtehető legyen, szükség van a zaj mérésére. Attól függően, hogy ez hol történik meg, két nagy kategóriába [5] sorolhatók az aktív rendszerek.

#### 2.1.1. Előreccsatolt struktúra

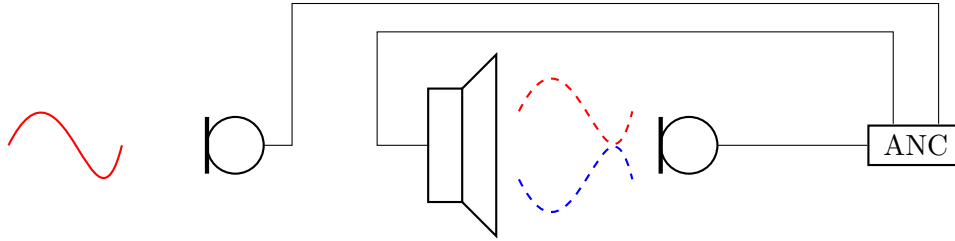
Ebben az esetben a zajt nem közvetlenül a kioltás helyénél mintavételezzük, hanem attól távolabb, a zajforráshoz közelebb. Ekkor egy referencia zaj áll rendelkezésre, még az előtt, hogy az a kioltás helyéhez érne. Ilyenkor az aktív zajcsökkentést végző rendszernek elő kell állítania az ellenfázisú zajt, annak a figyelembevételével, hogy a kioltás és mintavételezés helye között a zaj a terjedésből, illetve a környezetével való kölcsönhatások által valamelyeset változhat.

Ahhoz, hogy a rendszer képes legyen ezt a változást figyelembe venni, szükség van egy további, úgynevezett hibamikrofonra a kioltás helyén. Ennek a jelnek az alapján adaptálódik a zajcsökkentő berendezés. Ezt az elvet szemlélteti a 2.1 ábra, amin a bal a referencia-, míg a jobb oldali a hibamikrofon, az ANC feliratú elem pedig az adaptív szűrő.

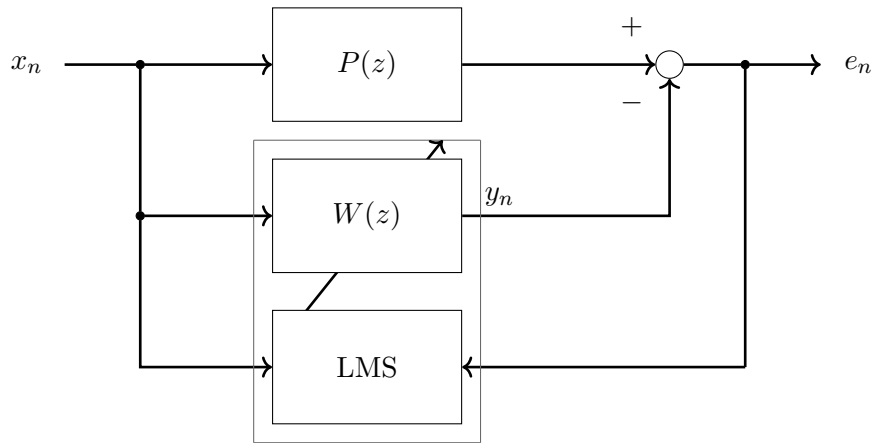
Ezzel az elrendezéssel lehetséges szélessávú, véletlen zajok elnyomása is amennyiben teljesül a kauzalitási feltétel. Ez csupán annyit mond, hogy az áramkör késleltetése nem lehet nagyobb mint az akusztikus késleltetés a referenciamikrofon és a kioltás helye között. Amennyiben ez nem teljesül, akkor csak periodikus, vagy keskenysávú zajok elnyomására képes a rendszer.

#### 2.1.2. Hátracsatolt struktúra

Ebben az esetben csak a hibamikrofon méri a zajt, tehát nincs előzetes információ a zajról, így ez a módszer csak akkor alkalmazható, ha a zavarjel periodikus, vagy keskenysávú, azaz ha az előreccsatolt struktúra alkalmazása esetén nem teljesül a kauzalitási feltétel. Ilyenkor lehetséges a zaj becslése, így ez a becsült jel a korábbi adaptív szűrő alkalmazását teszi



2.1. ábra. Az előrecsatolt aktív zajcsökkentő struktúra



2.2. ábra. Az LMS-algoritmus blokkvázlata

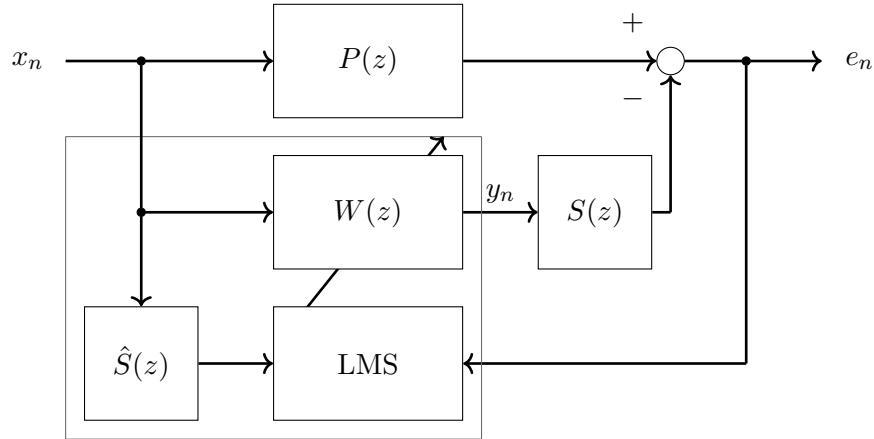
lehetővé. A 2.1 ábrához képest tehát annyi az eltérés, hogy nincs referencia mikrofon, illetve az ANC feliratú elem az adaptív szűrő mellett a zaj becslését is magába foglalja.

## 2.2. LMS-algoritmus

A problémát rendszerelméleti eszközökkel, lineáris, idővariáns rendszerekkel modellezve adhatók olyan algoritmusok, amik egzakt számítási szabályt kínálnak az adaptív zajcsökkentési feladat elvégzéséhez, így könnyedén implementálhatóvá válnak mintavételes, jelfeldolgozó processzort tartalmazó rendszerekben. A 2.1 ábrán a referencia- és hibamikrofonok között az elsődleges, míg a beavatkozó hangszóró és a hibamikrofon között a másodlagos jelút található. Ezen jelutak nem csak az akusztikus átviteleket, de a jelfeldolgozó egység analóg-digitális, digitális-analóg átalakítóit, a hangszóró és a köztes vezeték, erősítés hatását is magába foglalja.

A 2.2. ábrán egy blokkvázlat formájában [lsd. 10, o. 4] foglalhatók össze az előbbi megfigyelések. A bekeretezett rész valósítja meg magát a zajcsökkentő rendszert, az ábra többi része az akusztikus környezet modelljét reprezentálja. Az egyes részletek összerendelhetők a valóságos elrendezés elemeivel:

- $x_n$  (alapjel): A referenciamikrofon jele
- $e_n$  (hibajel): A hibamikrofon jele
- $y_n$  (beavatkozójel): A beavatkozó hangszóró jele



**2.3. ábra.** Az FxLMS-algoritmus blokkvázlata

- $P(z)$  (elsődleges út): A két mikrofon közötti jelút átvitele
- $W(z)$  (adaptív szűrő): A  $P(z)$  átvitelt modellező szűrő
- LMS-algoritmus: A  $W(z)$  szűrő együtthatóit adaptáló algoritmus

Az adaptív szűrési folyamat lényege, hogy az elsődleges utat modellezze, és valós időben frissítse a modell paramétereit, így elérve a legnagyobb zajelnyomást. Az ismertetett módszerek a fizikai átvitelek és a modellek közötti hibát négyzetes értelemben csökkentik, azaz a hibajel teljesítményét minimalizálják. Ez a legkisebb négyzetek módszere (LMS).

A 2.2. ábrán látható, hogy a modellezéshez, vagyis az együtthatók frissítéséhez csak a két mikrofon aktuális jelére van szükség. Mivel az algoritmust elsősorban jelfeldolgozó processzorokon való alkalmazásra fejlesztették ki, így a jelek mintavételezettek. Ezt jelöli a szűrők  $z$  argumentuma. A valóságban csak a bekeretezett rész határain történik analóg-digitális, illetve digitális-analóg átalakítás, így fontos megjegyezni, hogy a probléma szempontjából ugyan diszkrét jelekről van szó, a valóságban ezek a levegőben terjedő longitudinális hullámok, így például a kioltást jelképező összegző egy bonyolult fizikai jelenséget rejt el ezen a magas absztrakciós szinten.

## 2.3. FxLMS-algoritmus

Az LMS eljárással nem figyelembe vehető pontosan az a bonyolult folyamat ami az adaptív szűrőből kiszámított jel digitális-analóg, majd a hangszóró általi elektromechanikus átalakítását, illetve a kioltás helyéig való terjedését foglalja magába. A környezet modellje kiegészíthető az  $S(z)$  másodlagos jelút átvitelével, így megkapva a 2.3. ábra szerinti elrendezést.

$W(z)$  egy adaptív, véges impulzusválaszú szűrő, az együtthatói minden új minta feldolgozását követően frissítésre kerülnek. Az  $\hat{S}(z)$ -vel szűrt alapjel felhasználásával történik az adaptációs lépés, ezzel figyelembe véve  $S(z)$  hatását a beavatkozó jelre.

A másodlagos út  $\hat{S}(z)$  modellje ismert az adaptív szűrő futtatása előtt, meghatározása történhet az LMS-algoritmussal. Jelen esetben véges impulzusválaszú szűrő. A feltételezés, hogy  $S(z)$  együtthatói időben állandóak, a gyakorlatban jól teljesül, mert az átvitel az A/D, D/A átalakítók, ki- és bemeneti erősítő fokozatok, illetve a beavatkozó hangszóró, a hibamikrofon és a kettő közötti akusztikus jelút átviteleiből áll. Utóbbi a kötött geometriából adódóan lesz jó közelítéssel állandó.

Ideális esetben  $\hat{S}(z) = S(z)$ , ekkor a hiba (a  $z$ -től való függés jelölése nélkül):

$$E = (P - SW)X \quad (2.1)$$

Ebből kifejezhető az adaptív szűrő:

$$W = \frac{P - \frac{E}{X}}{S} \quad (2.2)$$

Az algoritmus ideális működése mellett a hibajel és annak  $z$  transzformáltja zérus, így az adaptív szűrő az elsődleges és másodlagos utak hányadosát modellezi.  $S(z)$  nem feltétlenül invertálható, viszont képlettel inverze biztosan létezik, így ha  $P(z)$ -ben is van képlettel, ami nagyobb mint ami az invertáláshoz kell, akkor  $\frac{P}{S}$  kauzális marad.

Mivel  $W(z)$  és  $\hat{S}(z)$  is FIR szűrők, a velük való konvolúció alakja  $y_n = \sum_{i=0}^{k-1} h_i u_{n-i}$ , ahol  $h_i$ -k az együtthatók,  $u_{n-i}$ -k a szűrendő jel mintái. Amennyiben vektorokat képzünk az operandusokból, azaz  $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{k-1}]^T$  és  $\mathbf{u}_n = [u_n \ u_{n-1} \ \dots \ u_{n-k+1}]^T$ , akkor  $y_n = \mathbf{h}^T \mathbf{u}_n$ .

A módszernek két paramétere van, a  $k$  szűrőegyütthatók száma és a  $\mu$  bátorsági tényező. Az adaptív szűrő valamennyi együtthatója 0 értékű a kiindulási állapotban. A fenti konvenciók mellett az algoritmus [7, fejj. 5.2] a következő lépésekből áll:

1. Bemenetek olvasása:  $e_n$  és  $\mathbf{x}_n$  frissítése
2. Beavatkozójel meghatározása:  $y_n = \mathbf{w}_n^T \mathbf{x}_n$
3. Szűrt alapjel meghatározása:  $\hat{x}_n = \hat{\mathbf{s}}^T \mathbf{x}_n$ , majd  $\hat{\mathbf{x}}_n$  frissítése
4. Szűrőegyütthatók frissítése:  $\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu e_n \hat{\mathbf{x}}_n$
5. Kimenet írása, ugrás 1-re

A  $\hat{\mathbf{s}}$  vektor  $S(z)$  impulzusválaszának első  $k$  darab mintáját tartalmazza, így csak akkor helyes az eljárás, ha ennyi minta alatt az lecseng.

A bátorsági tényező szerepe a stabilitás biztosítása és a konvergencia sebességének és a közelítés pontosságának a szabályozása. Ha értéke túl nagy, akkor az együtthatók vagy divergálni fognak, vagy nem tudnak az optimális érték elfogadható közelébe kerülni, de ha túl kicsi, akkor túl sokáig tart a konvergálás. Léteznek  $\mu$  értékére vonatkozó stabilitási kritériumok [7, fejj. 6.5], ezek a bemeneti jelre vonatkozó a priori ismeretekre támaszkodnak. A jel lehet determinisztikus, de sztochasztikus is. Egy gyakorlatban is alkalmazható kritérium a  $0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}$ , ahol  $\lambda_{\max}$  az alapjel autokorrelációs mátrixának legnagyobb sajátértéke.

Az egyenletekből látható, hogy a referenciamikrofonból származó jel ( $\mathbf{x}_n$ ) szintje hatással van az új szűrőegyütthatók értékére, így a stabilitásra is. Ez a probléma megoldható a jel normalizációjával [7], de ez a megoldás növelné a számításigényt, ami jelen esetben nem megengedhető.

## 3. fejezet

# Az FxLMS-algoritmus egyszerűsítése

### 3.1. Együtthatókészlet redukálása

Egy fejhallgató geometriai méretei (néhány centiméteres tartomány) mellett a gyakorlati tapasztalatok azt mutatják, hogy az akusztikus jelutak impulzusválasza jól közelíthető egy késleltetett dirac impulzussal, ami a mintavételes rendszerekben megfeleltethető egy késleltetett egységimpulzussal, de csak akkor, ha a késleltetés a mintavételi időköz egész számú többszöröse.

Ennek biztosításához szükséges a hang terjedési sebességének ( $c$ ) ismerete. Értékére a legnagyobb hatással a hőmérséklet van, míg a páratartalom és légnyomás megváltozása legalább egy nagyságrenddel kisebb mértékű eltérést okoz [16], sőt, az összetételének normális esetben nincs jelentős befolyása rá [17].

Egy szobahőmérsékletű beltéri helyiségben feltételezhető, hogy értéke állandó, így a mikrofonok és a hangszóró távolsága is kötött lehet, anélkül, hogy ez a rendszer hatásfokát számottevően rontaná.

Ha  $k - 1 (\in \mathbb{N}^0)$  a diszkrét idejű,  $t (\in \mathbb{R})$  a folytonos idejű késleltetés (az áramkör hozzájárulását nem beleszámítva),  $f_s$  a mintavételi frekvencia

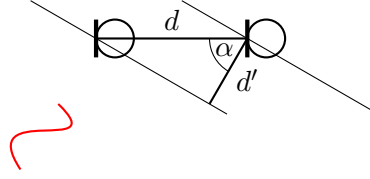
$$k - 1 = t f_s = \frac{d}{c} f_s, \quad (3.1)$$

ahol  $k - 1$  értékére alsó korlátot szab az, hogy a megvalósított áramkör hány órajelciklus alatt képes előállítani az ellenzajt. Ezen összefüggés alapján meghatározható  $d$ , a két mikrofon távolsága, és belátható [F.1], hogy a hibája

$$\frac{\Delta d}{d} = \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T} + 200 \text{ ppm} \quad (3.2)$$

ahol  $T$  az abszolút hőmérsékletet jelöli Kelvinben. Ez egy nagyságrendi becslést enged tenni arra vonatkozóan, hogy a rendszer milyen tartományban lesz képes megfelelően működni. Ha feltételezzük, hogy az egység méretezése szobahőmérsékletre,  $21^\circ\text{C} = 294.15\text{K}$ -ra történik, akkor a  $18^\circ\text{C} - 24^\circ\text{C}$ -os tartományhoz  $\frac{\Delta T}{T} = \frac{3}{294.15} \approx 0.0102$ , azaz 1.02% tartozik, azaz nagyságrendileg fél százalékon belül lesz hiba, ami a néhány centiméteres távolságok esetén millimétereket jelent.

A távolság meghatározására a tervezés kezdeti fázisában van szükség, az alkatrészek geometriai elhelyezkedésének kialakítása során. Amennyiben processzoros rendszerrel történik a feldolgozás, akkor a  $k$  paraméter egy tervezési korlát. Másrészt egy analóg rendszer esetén, ez a korlát az egyes komponensek csoportkésleltetésével jellemezhető.



**3.1. ábra.** Mikrofonok látszólagos távolsága a zajforrás helyétől függően

Amennyiben az eszköz fizikai elrendezése végleges, akkor kifejezhető a hang terjedési idejének bizonytalansága is.

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T} + 200 \text{ ppm} \quad (3.3)$$

A segítségével könnyebben értékelhetővé válik az egyes megvalósítási lehetőségek alkalmazhatósága, ugyanis a referenciajel késleltetésének nem lehet nagyobb a bizonytalansága ennél az értéknél. Ennek oka az, hogy ellenkező esetben nem garantálható a megfelelő zajelnyomás, hiszen az eltérő késleltetésekből adódóan a hibamikrofonnál nem pontosan ellenfázisú jelek jelennek meg, így a kioltás nem lesz tökéletes. Mivel alacsony frekvenciákon kis fáziseltérést okoz ez a késleltetésbeli hiba, így nem okoz jelentős romlást a rendszer hatásfokában.

### 3.1.1. Egyetlen késleltetett minta

A 3.1 egyenletnek megfelelő geometriát használva felírhatók az adaptív szűrő együtthatói a következő módon

$$\mathbf{w}'_n = [0 \cdots 0 A_{k-1,n}]^T \quad (3.4)$$

Ez által a beavatkozó jel kiszámítása

$$y'_n = \mathbf{w}'_n{}^T \mathbf{x}_n = A_{k-1,n} x_{n-k+1} \quad (3.5)$$

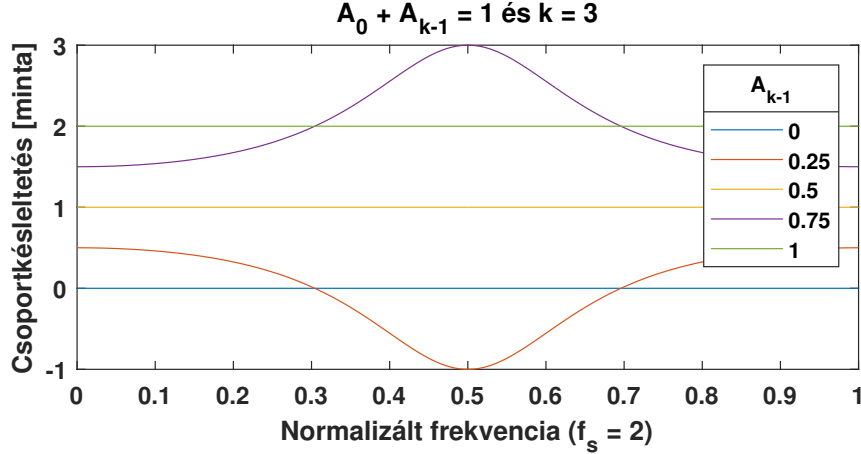
Tehát a konvolúció egyetlen szorzássá egyszerűsödik. Ez az egyenlet a 3.3. ábrán látható módon valósítható meg. Az egyes áramköri részek

A zajforrásból származó hangok hullámfrontját síknak tekintjük, ez a feltételezés a valóság jó közelítése lehet, ha a zaj egy távoli pontból ered. Ha a forrás pozíciója egy vonalba esik a mikrofonok által kijelölt egyenessel, akkor a 3.1 ábrán jelölt  $d$  távolságot kell megtennie a hullámnak, hogy a referencia mikrofontól elérjen a hibamikrofonig. Ha ez nem teljesül és a hullámfront terjedési iránya valamilyen  $\alpha \neq 0$ , akkor az effektív távolság a következő módon csökken,  $d' = \cos \alpha d$ . Ebben az esetben a 3.5 egyenlet sem teljesülhet, mert a terjedési idő is ennek megfelelően ( $\Delta t' = \frac{d}{c} \cos \alpha$ ) változik. Amennyiben ismert az áramkör által a rendszerhez hozzáadott késleltetése, akkor meghatározható azon  $\alpha_M$  maximális érték, mely mellett nincs szükség a referenciajel késleltetésére.

### 3.1.2. Az aktuális és egy késleltetett minta

Ahhoz, hogy  $\alpha_M$  mellett nagy legyen a zajelnyomás hatásfoka, módosítható a 3.4 egyenlet

$$\mathbf{w}''_n = [A_{0,n} 0 \cdots 0 A_{k-1,n}]^T \quad (3.6)$$



**3.2. ábra.** Az adaptív szűrő csoporkésleltetése

Így a beavatkozó jel számítása bonyolultabb lesz:

$$y''_n = A_{0,n} x_n + A_{k-1,n} x_{n-k+1} \quad (3.7)$$

Ekkor  $\alpha \in (0, \alpha_M)$  esetén hangolhatók úgy az  $A_0$  és  $A_{k-1}$  együtthatók, hogy az általuk alkotott FIR szűrő ( $P''(e^{j\vartheta})$ ) csoporkésleltetése ( $\tau_g(\vartheta)$ ) megegyezzen a  $\Delta t' f_s$  késleltetéssel.  $P''(e^{j\vartheta}) = A_0 + A_{k-1}e^{-jk\vartheta} = r(\vartheta)e^{j\varphi(\vartheta)}$  esetén

$$\tau_g(\vartheta) = -\frac{d\varphi(\vartheta)}{d\vartheta} = -\arctan\left(\frac{A_{k-1} \sin(k\vartheta)}{A_0 + A_{k-1} \cos(k\vartheta)}\right) \quad (3.8)$$

A 3.2 ábra szemlélteti  $A_{k-1}$  különböző értékeire a csoporkésleltetést. Általános esetben csak egy bizonyos frekvencián biztosítható a megfelelő késleltetés, ami azt jelenti, hogy szinuszos zavarjelek esetén  $\alpha$  értékétől független lesz az elérhető határfok.

## 3.2. Az egyszerűsítés következményei

Megjegyzendő, hogy az algoritmus 3. lépésekor a szűrőegyütthatók frissítése során az alapjel szűrése továbbra is szükséges, és a hibával, bátorsági tényezővel súlyozott értékét a  $w'_n$ , illetve  $w''_n$  nem zérusként definiált elemeihez kell csak hozzáadni.

Mivel a másodlagos úttal történő szűrés a diszkrét időtartományban továbbra is egy konvolúció elvégzését jelentené, aminek FIR modell esetén feltétele, hogy az összes együttható, és a bemenet késleltetett mintáit is el kell tárolni. Ezen lehet javítani azzal, hogy IIR modellt alkalmazunk, ami kisebb foksám mellett képes ugyanazt a pontosságot elérni, mint FIR megfelelője, így kevesebb együtthatót, és mintát kell tárolni, viszont ebben az esetben a kimenetére is szükség van. Ez a számítási mód tehát nem előnyös a legegyszerűbb struktúra elérése céljából. Viszont ez a szűrés feladat megvalósítható pusztán analóg elemek felhasználásával is, így előállítható a szűrt referenciajel közvetlen módon. Ennek a jelnek a késleltetésére is szükség van, hogy a késleltetett mintához tartozó együttható frissítése elvégezhető legyen.

A másodlagos út modellje közvetlenül hatással van a rendszer stabilitására. Ez egy egyszerű feltételben fogalmazható meg [13], ami azt mondja ki, hogy a valós átvitel fázismentétől a modell fázisa legfeljebb 90 fokban térhet el egy tetszőleges frekvencián.



Ha ez teljesül, akkor az eljárás által szolgáltatott szűrőegyütthetők konvergálni fognak ahhoz az értékhez, ami mellett a hibajel teljesítménye minimális. Minél nagyobb a modell eltérése az ideálistól, annál lassabb lesz a konvergencia, de változatlanul az optimális megoldáshoz fog közelíteni. Amennyiben az említett eltérés meghaladja a feltételben megadott  $90^\circ$  értéket, az eljárás divergens lesz, így a teljes rendszer instabillá válik.

A modellezés elsődleges célja tehát a fáziskarakterisztika helyes előállítás, míg az amplitúdókarakterisztika másodlagos, a konvergencia sebességére és a teljes rendszer hatásfokára van hatással.

### 3.3. Az eljárás folytonos egyenletekkel

Ahhoz, hogy a dolgozat által tárgyalt aktív zajcsökkentő rendszer megvalósítható legyen nagy számítási igényű digitális eszköz nélkül, szükség van az FxLMS eljárás megfogalmazására folytonos időben. Ez megtehető úgy, hogy a mintavételi időközt infinitezimálisan kicsinynek választjuk.

Ez azzal a következménnyel jár, hogy a 2.3. szakaszban tárgyalt, az eljárást szekvenciálisan leíró lépéssorozat nem végrehajtható, helyette ezek a lépések egyszerre, párhuzamosan és folytonosan mennek végbe.

A szűrőegyütthetők frissítése egy speciális rekurzív egyenlettel adható meg.

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu e_n \hat{\mathbf{x}}_n \quad (3.9)$$

Ahol  $\mathbf{w}_0 = \mathbf{0}$ , így ez az egyenlet egyszerűen megadható egy iteratív formában is, az aktuális szűrőegyütthetőkra.

$$\mathbf{w}_n = \mu \sum_{i=0}^{n-1} e_i \hat{\mathbf{x}}_i \quad (3.10)$$

Ha a mintavételezett jeleket egy folytonos jel és egy  $f_s$  frekvenciájú impulzussorozat szorzataként állítjuk elő, akkor a fenti egyenlet megfogalmazható az alábbi módon.

$$\mathbf{w} \left( \frac{n}{f_s} \right) = \mu \sum_{i=0}^{n-1} e \left( \frac{i}{f_s} \right) \hat{\mathbf{x}} \left( \frac{i}{f_s} \right) \quad (3.11)$$

Ez a kifejezés hasonlít az alábbi téglányszorzatra, aminek a segítségével határozott integrálok értékét lehet megbecsülni.

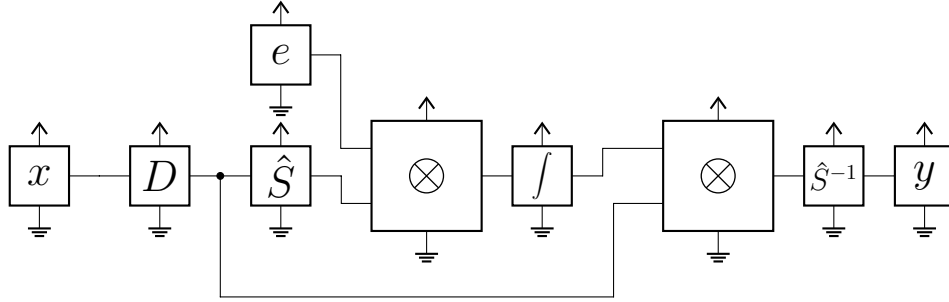
$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{b-a}{n} \sum_{i=0}^{n-1} f(x_i) \quad (3.12)$$

Amennyiben az integrál alsó határa 0, és a felső  $n$ , az összeget megelőző szorzótényező egy, így alakra megegyezik a 3.11. egyenlet jobb oldalával. Ezt kihasználva

$$\mathbf{w} \left( \frac{n}{f_s} \right) \approx \mu \int_0^n e \left( \frac{x}{f_s} \right) \hat{\mathbf{x}} \left( \frac{x}{f_s} \right) dx \quad (3.13)$$

Végül a  $t = \frac{n}{f_s}$ , és az integrálási változó helyettesítésével élve

$$\mathbf{w}(t) \approx \mu \int_0^t f_s e(u) \hat{\mathbf{x}}(u) du \quad (3.14)$$



3.3. ábra. A rendszer egy késleltetett minta felhasználása esetén

### 3.3.1. Egyetlen késleltetett minta

A mintavételi időköz infinitezimálisra választása mellett már egyszerűen megadhatók az egyszerűsített eljárást leíró egyenletek.

$$y = w_d \cdot x_d \quad (3.15a)$$

$$w_d = \mu \int e \cdot \hat{x}_d dt \quad (3.15b)$$

$$\hat{x}_d = \hat{s} * x_d \quad (3.15c)$$

$$x_d = d * x \quad (3.15d)$$

Ahol  $*$  a konvolúciót jelzi,  $\hat{s}$  és  $d$  rendre a másodlagos út, és a késleltető áramkör impulzusválaszai.

A 3.3. ábrán látható blokkvázlat az FxLMS-algoritmus analóg megvalósításának egy lehetséges módját ábrázolja. Az azonos blokkok azonos áramköröket szimbolizálnak. A kis betűvel jelölt  $x$ ,  $e$ ,  $y$  blokkok a két mikrofon és a hangszórót jelképező elemek, míg értelemszerűen az  $\hat{S}$ ,  $D$ ,  $\otimes$ ,  $\int$  blokkok rendre a másodlagos út modelljének, a késleltetőnek, a szorzónak és az integrátornak az áramköri megvalósításait foglalják magukba.

Erre a változtatásra az összetettebb, aktuális mintát is felhasználó elrendezés miatt van szükség.

### 3.3.2. Az aktuális és egy késleltetett minta

Az aktuális mintának a felhasználásához a korábbi eljárás módosul, így az azt leíró egyenletek a következők.

$$y = w_d \cdot x_d + w \cdot x \quad (3.16a)$$

$$w_d = \mu \int e \cdot \hat{x}_d dt \quad (3.16b)$$

$$w = \mu \int e \cdot \hat{x} dt \quad (3.16c)$$

$$\hat{x}_d = d * \hat{x} \quad (3.16d)$$

$$x_d = d * x \quad (3.16e)$$

$$\hat{x} = \hat{s} * x \quad (3.16f)$$

Megjegyzendő, hogy az eljárás által bemutatott számítási sorrend eltér a korábban leírttól, ugyanis a referenciamikrofon ( $x$ ) jelét előbb szűri a másodlagos út modelljével, és csak azután késlelteti. Tekintettel arra, hogy lineáris rendszerről van szó, így a sorrendjük felcserélhető. Azzal indokolható ez a módosítás, hogy a segítségével megváltozik a meg-



## 4. fejezet

# Fizikai megvalósíthatóság

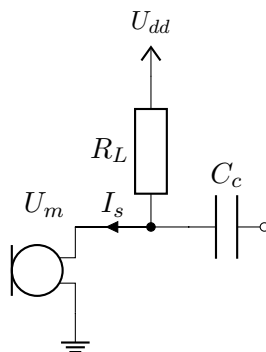
Ez a fejezet a 3.3. és 3.4. ábrákon látható kapcsolási rajzok egyes elemeinek a megvalósíthatósági lehetőségeit taglalja. Ennek a tárgyalási módnak az előnye, hogy a bemutatott, absztrakt blokkok konkrét realizációja során megadja a választási lehetőséget az adott funkciót megvalósító kapcsolások között.

A zajcsökkentő rendszernek hozzávetőlegesen a 20 Hz-től 4 kHz-ig terjedő tartományban kell megfelelően működnie. Az alsó érték a hallható frekvenciatartomány alsó széle, míg a felső határ a jelenlegi passzív zajcsökkentés alsó határa a zárt fejhallgatók esetén. Ezen a frekvencián az eszközök jelentős többsége 30 dB-t meghaladó zajelnyomással rendelkezik [8]. Ennek az információnak a segítségével lehet az egyes szűrők fokszámára becslést adni.

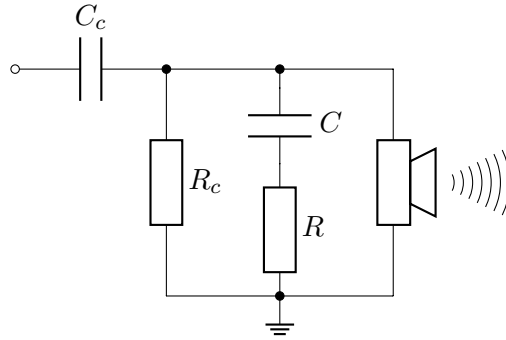
A blokkvázlatokon nem került külön jelölésre az, hogy a szűrő által előállított jelet ellenkező fázisban kell a hangszórónak kiadni. Ennek oka, hogy a megvalósítás során a mikrofon után, illetve a hangszóró előtt elhelyezett csatoló kondenzátorok 90°-os fáziskésleltetéseinek összege éppen ezt a hatást éri el.

### 4.1. Referencia- és hibamikrofon

A mikrofon választásánál fontos szempont a fizikai méret, és az irányítottság. Mivel a zajok, melyek terjedési iránya  $\alpha_M$ -nél nagyobb szöget zár be a mikrofonok által kijelölt egyenessel nem csökkenthetők az aktív eljárás segítségével. Ebből adódóan érdemes szűrni őket, amire egy irányított mikrofon alkalmas. A most leírt követelményeknek megfelelő elektret kondenzátor mikrofonok elérhetők [11]. Az  $\alpha = 180^\circ$ -hoz tartozó elnyomása ezen eszközöknek jellemzően  $-20$  dB és  $-10$  dB között van.



4.1. ábra. Elektret mikrofon kapcsolási rajza



4.2. ábra. Hangszóró kapcsolási rajza

Az elektret mikrofonok tartalmaznak egy, a hanghullámok hatására változó kapacitású kondenzátort, amelyet jellemzően egy FET-es erősítő fokozat követ. Ennek a meghajtása a felhúzó ellenálláson keresztül történik. Ahhoz hogy ne jelenjen meg egyenáramú komponens a jelvezetéken, egy  $C_c$  csatoló kondenzátor kerül közbeiktatásra.

Az elemek méretezéséhez az egyes mikrofonok adatlapjai is segítséget adnak, az  $R_L$  ellenállás értékét jellemzően  $2.2\text{ k}\Omega$ -ban, míg a tápfeszültséget ( $U_{dd}$ )  $1-2\text{ V}$ -ban határozzák meg. A megvalósításhoz kiválasztott eszköz által elvárt feszültség ( $U_m$ ) az alkatrész lábánál mérve  $0.9\text{ V}$ .

Amennyiben a megadott tápfeszültség nem egyezik meg az adatlapon jelzettel, akkor  $R_L$  méretezhető úgy [2], hogy ez teljesüljön. Ehhez szükséges a mikrofon által felvett áram értéke ( $I_s$ ), de ezt az információt tartalmazzák az adatlapok.

$$R_L = \frac{U_{dd} - U_M}{I_s} = \frac{2\text{ V} - 0.9\text{ V}}{0.5\text{ mA}} = 2.2\text{ k}\Omega \quad (4.1)$$

Az  $R_L$  és  $C_c$  által alkotott felüláteresztő szűrőt úgy kell méretezni, hogy a törésponti frekvenciája ( $f_c$ ) kellően kicsi legyen ahhoz, hogy az alacsony frekvenciás audiojeleket torzítás nélkül átengedje. A töréspont így legyen  $5\text{ Hz}$ .  $C_c$  értéke ez alapján meghatározható.

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c R_L} = \frac{1}{2\pi(2.2\text{ k}\Omega)(5\text{ Hz})} \approx 14.47\text{ }\mu\text{F} \rightarrow 15\text{ }\mu\text{F} \quad (4.2)$$

Amennyiben szükséges, hogy a kész eszközön lehetőség legyen a  $\mu$  bátorsági tényező finomhangolására, akkor ez megoldható a hibamikrofont követő, potméterrel megvalósított neminvertáló műveleti erősítő alkapcsolás segítségével. Ebben az esetben érdemes az erősítést úgy megválasztani, hogy az egy nagyságrendet átfogjon, így elérve, hogy széles skálán állítható legyen az értéke.

## 4.2. Beavatkozó hangszóró

Jelen esetben feltételezzük, hogy a hangszórót megelőző fokozat megfelelő erősítéssel rendelkezik ahhoz, hogy meghajtsa a hangszórót. Ez teljesül is, hiszen bármely egyszerűsített algoritmusról legyen is szó, a hangszórót egy műveleti erősítő összegző, vagy szorzó áramkör előzi meg.

A párhuzamosan kapcsolt  $RC$  tag segítségével lehetséges a hangszóró impedanciájának illesztése, így a hálózat felől tisztán rezisztívnek látszik. Ez a kompenzálás feltételezi,

hogy a hangszóró jól modellezhető egy soros  $RL$  taggal, ami a gyakorlatban jól teljesül. A modell paraméterei  $R_l$  és  $L_l$ , segítségével kifejezhetők az  $RC$  tag paraméterei [F.2].

$$R = R_l \quad (4.3a)$$

$$C = \frac{L_l}{R_l^2} \quad (4.3b)$$

A hangszórót megelőző csatoló kondenzátor ( $C_c$ ) elhelyezésére azért van szükség, mert annak egyenáramú terhelése a tekercselésen disszipált hőként jelenik meg. Ez csökkenti az eszköz élettartamát, és az elérhető hangteljesítményt is.

A  $C_c$ ,  $R_c$  és a hangszóró impedanciájának párhuzamos kapcsolása által képzett felüláteresztő szűrő töréspontját ( $f_c$ ) érdemes úgy megválasztani, hogy az alacsony hangfrekvenciás jeleket ne nyomja el. Ebben az esetben az  $f_c = 5$  Hz választás megfelelő. A hangszórók impedanciája jellemzően  $8 - 150 \Omega$ , így ha  $R_c = 2.2 \text{ k}\Omega$ , akkor  $R_c \times R_l \approx R_c$ .

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c R_c} = \frac{1}{2\pi(2.2 \text{ k}\Omega)(5 \text{ Hz})} \approx 14.47 \mu\text{F} \rightarrow 15 \mu\text{F} \quad (4.4)$$

### 4.3. A referencijel késleltetése

A referenciamikrofon jelének késleltetése fontos a megvalósítandó eszköz működése szempontjából, ugyanis közvetlenül hatással van az előállított ellenzaj fázishelyzetére, így a hatásfokra és a teljes rendszer stabilitására.

#### 4.3.1. Mindentáteresztő approximálása

Az egyik első lehetőség a probléma megoldására, ha az ideális késleltető, mint lineáris rendszer alacsonyabb fokszámú közelítését keressük [6, 34. o.]. Egy  $T$ -vel ideálisan késleltető hálózat futási idő karakterisztikája

$$\tau(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = T \quad (4.5)$$

aminek az  $\omega$  szerinti integrálásából adódik, hogy a fáziskarakterisztika

$$\phi(\omega) = -\omega T \quad (4.6)$$

Felhasználva továbbá, hogy az amplitúdókarakterisztika egységnyi minden frekvencián, az

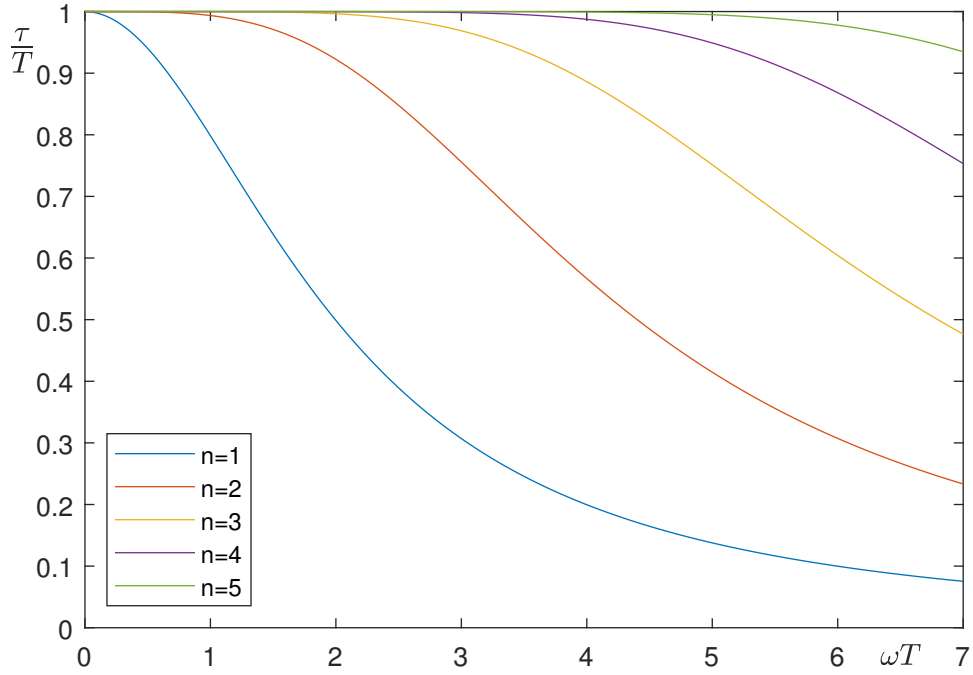
$$F_0(s) = e^{-sT} \quad (4.7)$$

hálózatfüggvény a  $T$  idővel késleltetést írja le.

A megoldandó probléma tehát megfogalmazható az eddigivel ekvivalens módon úgy, hogy az  $F_0(s)$  függvény fáziskarakterisztikájának az approximálása a cél. Ez több módon is megtehető, jelen esetben a maximális laposságú közelítést vizsgáljuk.

Ha az átviteli karakterisztika konstans, akkor egy mindentáteresztő rendszerről van szó, tehát a közelítés hálózatfüggvénye

$$F(s) = \frac{H(-s)}{H(s)} \quad (4.8)$$



**4.3. ábra.** Ideális késleltető approximációinak csoportkésleltetése

ahol belátható, hogy

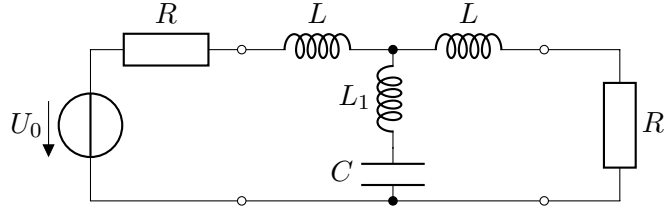
$$H(s) = y_n \left( \frac{s}{2} \right) \quad (4.9)$$

$$y_n(x) = \sum_{i=0}^n \frac{(2n-1)!}{2^{n-1}(n-1)! i!} x^i \quad (4.10)$$

Utóbbi  $y_n(x)$  az  $n$ -edrendű Bessel-polinomot jelöli.

A 4.3. ábrán látható a különböző rendű közelítések csoportkésleltetése normalizált tengelyek mellett. Az elvárt legmagasabb működési frekvencia ismeretében meghatározható az a normalizált érték, aminek a segítségével már könnyű eldönteni az ábra alapján a legkisebb szükséges fokszámot. Ha a késleltetés  $T = \frac{5 \text{ cm}}{340 \text{ m/s}} \approx 147 \mu\text{s}$ , és a sáv szélesség felső határa  $\omega_f = 2\pi \cdot 4 \text{ kHz}$ , akkor  $\omega_f T \approx 3.7$ . Ezen a körfrekvencián nem lehet nagyobb a normalizált késleltetés eltérése az egységnyitől a  $90^\circ$ -os fáziseltéréshez tartozó időnél. Ennek értéke  $t = (4 \cdot f_f T)^{-1} \approx 0.43$ . Tehát a normalizált késleltetés nem lehet kisebb, mint  $0.57$  a  $3.7$  normalizált frekvencián. Az ábrán egyértelműen látszik, hogy a harmad- és annál nagyobb rendű közelítések megfelelőek, illetve hogy az elsőrendű közelítés nem teljesíti a feltételt.

A másodrendű approximáció esetén ez már nehezen eldönthető, a futási karakterisztika értéke a kérdéses helyen  $6.2$ , tehát megfelel. Ennek ellenére a megvalósítás szempontjából nem elégséges ez a közelítés, mert figyelembe kell venni a másodlagos út modelljének is a fáziskarakteristikáját. Mivel ezek a hálózati függvények sorba vannak kapcsolva, így az általuk okozott fáziseltérések összegére vonatkozik az előírt  $90^\circ$ -os határ, és az feltételezhető, hogy a modell eltérése a szignifikáns.



4.4. ábra. Derivált aluláteresztő tag

A mindentáteresztővel történő közelítés nagy hátránya, hogy az ugrásválasz  $(v(t))$  a 0 időpontban

$$v(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} \left\{ s \frac{F(s)}{s} \right\} = \lim_{s \rightarrow \infty} \left\{ \frac{H(-s)}{H(s)} \right\} = (-1)^n \quad (4.11)$$

Ez a probléma alkalmazhatatlanná teszi ezt a fajta megközelítést egy szélessávú jel késleltetésére.

#### 4.3.2. Derivált aluláteresztő

Az előző szakaszban felvázolt problémának több megoldási lehetősége is létezik. Az egyik az, hogy enyhítünk az amplitúdókarakterisztikával szemben támasztott követelményen. A 4.4. ábrán látható az úgynevezett derivált aluláteresztő tag [6, 89. o.]. Amennyiben normalizáljuk az elemértékeket az alábbi módon (az egységeket egy  $e$  jelöli a jobb alsó indexben)

$$R_e = R \quad (4.12a)$$

$$T_e = T \quad (4.12b)$$

$$\omega_e = \frac{1}{T} \quad (4.12c)$$

$$L_e = RT \quad (4.12d)$$

$$C_e = \frac{T}{R} \quad (4.12e)$$

Megjegyzendő, hogy csak a 4.12b és 4.12c egyenletek megválasztása önkényes, a többi egység egyértelműen megadható a segítségükkel.

Az új egységekkel a hálózat átviteli függvénye (a normalizált értékeket egy vonás jelöli).

$$W(\bar{s}) = \frac{1}{2} \frac{1 + \bar{s}^2 \bar{L}_1 \bar{C}}{1 + \bar{s} \frac{2\bar{L} + \bar{C}}{2} + \bar{s}^2 (\bar{L} + \bar{L}_1) \bar{C} + \bar{s}^3 \frac{\bar{L} + 2\bar{L}_1}{2} \bar{L} \bar{C}} \quad (4.13)$$

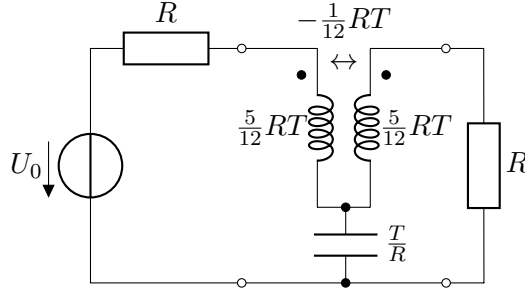
Ha az  $\frac{1}{2W(\bar{s})}$  kifejezést  $\bar{s}$  növekvő hatványai szerint sorba fejtjük a harmadfokú tagig, akkor

$$\frac{1}{2W(\bar{s})} = 1 + \bar{s} \frac{2\bar{L} + \bar{C}}{2} + \bar{s}^2 \bar{L} \bar{C} + \bar{s}^3 \frac{\bar{L}^2 - \bar{L}_1 \bar{C}}{2} \bar{C} + \dots \quad (4.14)$$

Ezt összevetve a normalizált, ideális késleltető hálózatfüggvényének reciprokával

$$\frac{1}{F_0(\bar{s})} = e^{\bar{s}} = 1 + \bar{s} + \frac{\bar{s}^2}{2} + \frac{\bar{s}^3}{6} + \dots \quad (4.15)$$





4.5. ábra. Derivált aluláteresztő tag harmadfokú közelítése

Felírhatók  $\bar{s}$  azonos hatványainak együtthatói, ezzel megadva az  $s = 0$  környezetében optimális közelítés feltételeit.

$$\frac{2\bar{L} + \bar{C}}{2} = 1 \quad (4.16a)$$

$$\bar{L}\bar{C} = \frac{1}{2} \quad (4.16b)$$

$$\frac{\bar{L}^2 - \bar{L}_1\bar{C}}{2} = \frac{1}{6} \quad (4.16c)$$

Ebből az egyenletrendszerből meghatározhatóak a normalizált paraméterek értékei, amelyek az alábbiak

$$\bar{L} = \frac{1}{2} \quad (4.17a)$$

$$\bar{C} = 1 \quad (4.17b)$$

$$\bar{L}_1 = -\frac{1}{12} \quad (4.17c)$$

A számítás elején megadott  $R$  és  $T$  paraméterekkel renormalizálva a tényleges elemértékek

$$L = \frac{RT}{2} \quad (4.18a)$$

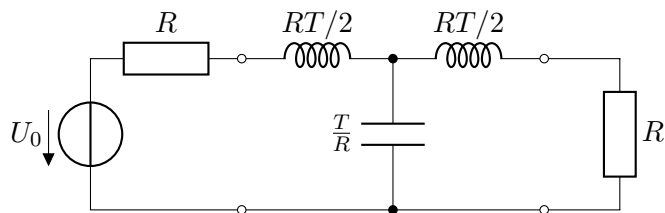
$$C = \frac{T}{R} \quad (4.18b)$$

$$L_1 = -\frac{RT}{12} \quad (4.18c)$$

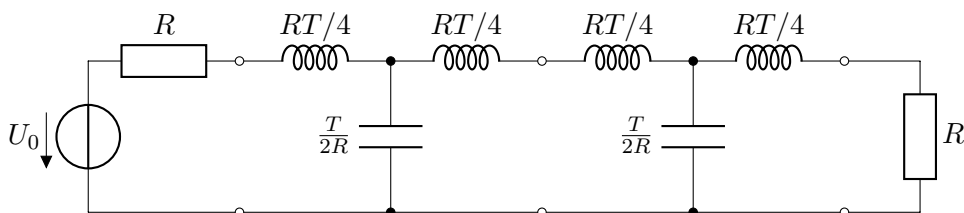
Tehát harmadfokú közelítésben a három csillagba kapcsolt tekercs egyike negatív induktivitású lesz. Az ilyen kapcsolás csatolt tekercsekkel realizálható ( $L_0 = L + L_1$ ,  $M = L_1$ ), a kapcsolási rajza a 4.5. ábrán látható, viszont a fizikai megvalósítása ezeknek az eszközöknek a jelenlévő méretbeli korlátozások miatt körülményes. Ennek a rendszernek az átviteli függvénye

$$W_c(s) = \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{1}{12}s^2T^2}{1 + sT + \frac{5}{12}s^2T^2 + \frac{1}{12}s^3T^3} \quad (4.19)$$

Amennyiben elegendő a másodfokú közelítés is, akkor az  $L_1 = 0$  választással a feladat aluláteresztővel közelítőleg megoldható, ennek a kapcsolási rajza látható a 4.6. ábrán,



4.6. ábra. Derivált aluláteresztő tag másodfokú közelítése



4.7. ábra. Derivált aluláteresztő tag közelítésének kéttagú lánc

átviteli függvénye

$$W_1(s) = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + sT + \frac{1}{2}s^2T^2 + \frac{1}{8}s^3T^3} \quad (4.20)$$

Két vagy több ilyen hálózat lánckapcsolásával csatolt tekercsek nélküli, de több elemet tartalmazó késleltető állítható elő. Közelítőleg az mondható, hogy ha minden aluláteresztő  $T_1$  idővel késleltet, akkor az  $n$  tagú lánc esetén az eredő késleltetés  $T_n = nT_1$ , így  $T_1 = \frac{T}{n}$  választandó. A 4.7. ábrán a 2 tagú lánc kapcsolási rajza látható, amelynek átviteli függvénye

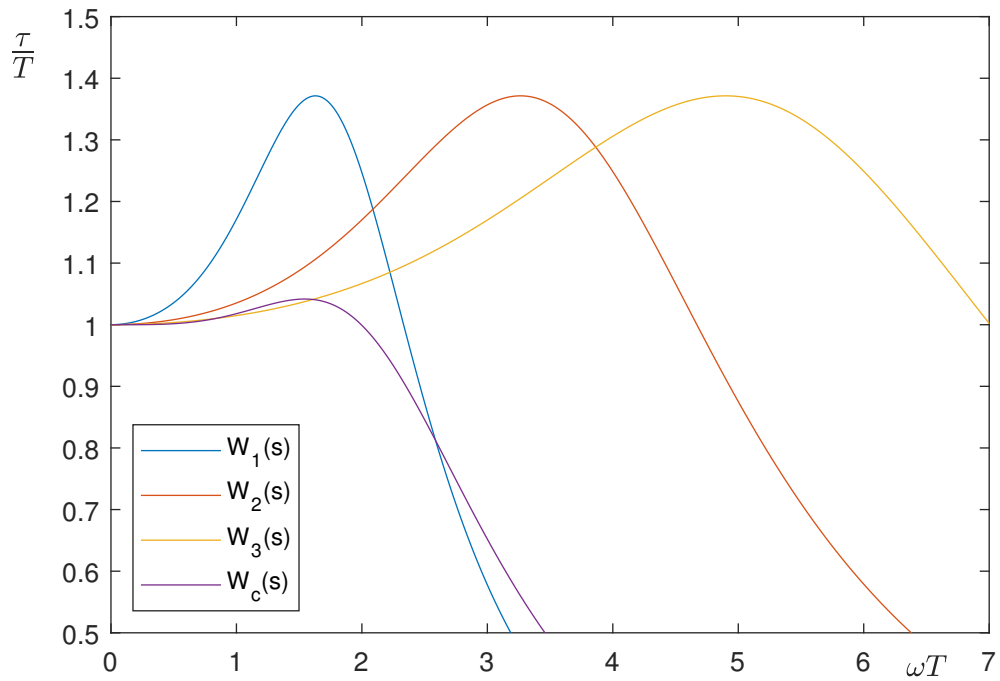
$$W_2(s) = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + sT + \frac{1}{2}s^2T^2 + \frac{5}{32}s^3T^3 + \frac{1}{32}s^4T^4 + \frac{1}{256}s^5T^5 + \frac{1}{4096}s^6T^6} \quad (4.21)$$

Ezen az elven magasabb fokszámú közelítések is elkészíthetők. A 4.8. ábrán látható a másodfokú egy-, két-, és háromtagú láncának, illetve a harmadfokú közelítésnek a csoportkésleltetése. A 4.3.1. alfejezetben tárgyalt módon itt is vizsgálható az egyes megvalósítások alkalmazhatósága a végleges rendszerben. Ennek feltétele hasonlóan az, hogy a csoportkésleltetésnek a  $[0, 3.7]$  normalizált frekvenciatartományban  $[0.57, 1.43]$  között kell lennie. Látható, hogy ennek nem tesz eleget sem a harmadfokú, sem a másodfokú közelítés egytagú lánc.

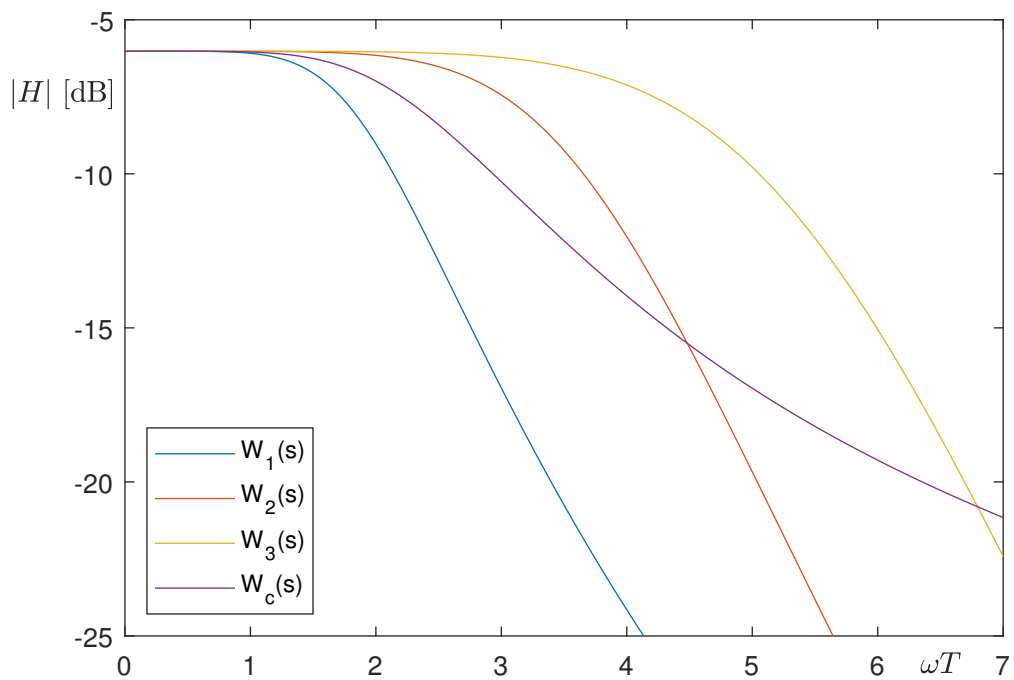
A két- és háromtagú lánc ellenben megfelelő, de megközelítik a stabilitás határát, így a másodlagos jelút modelljében ügyelni kell, hogy az működési frekvenciatartomány felső határánál ne legyen fáziseltérés, vagy éppen ellenkező előjelű legyen.

Mivel ezen szűrők esetén már nem biztosított a konstans amplitúdó karakterisztika, így fontos, hogy az áteresztő tartományuk meghaladja az előírt 4 kHz-et ( $\approx 3.7$  normalizált frekvencia). A szűrők erősítése eleve  $-6$  dB, így a sáv szélességük határa tekinthető a  $-9$  dB-es pontnak. A 4.9. ábra alapján látható, hogy a harmadfokú és a másodfokú közelítés egytagú lánc ebben az esetben sem tesz eleget a feltételeknek, míg a másik kettő igen.

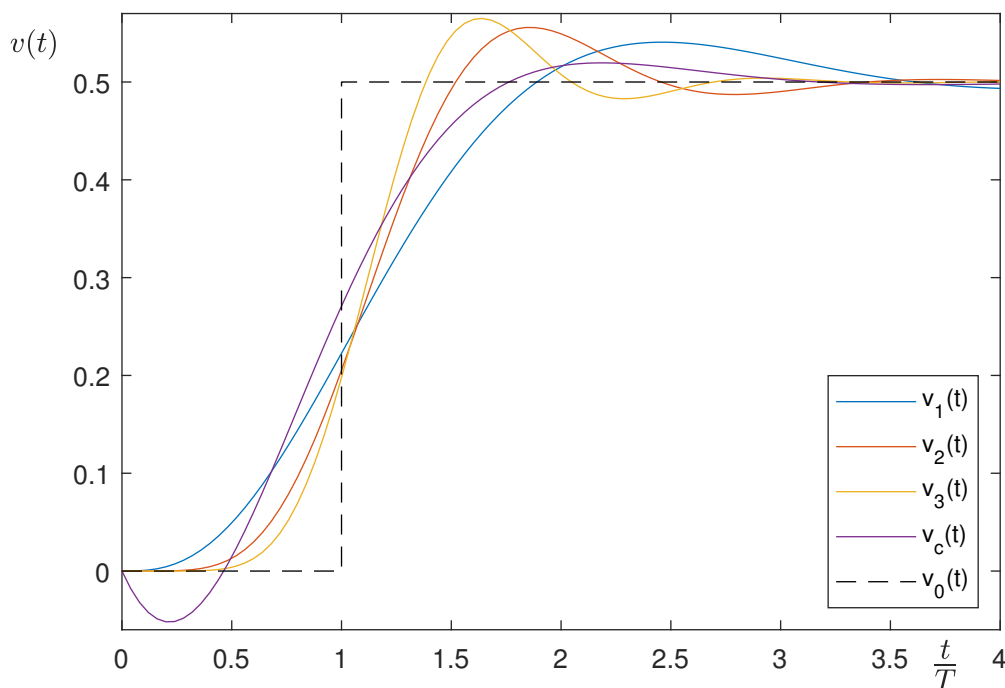
Végül a 4.10. ábra az egyes rendszerek ugrásválaszait tartalmazza,  $v_0(t)$  jelöli az ideális késleltető ugrásválaszát. A tervezés során nem lett megfogalmazva az időtartományi jelekre explicit módon megszorítás, leszámítva azt, hogy a 0 időpontban 0 legyen az értéke. A vizsgált szűrők ezt mind teljesítik, viszont a harmadfokú közelítés esetén van egy negatív



4.8. ábra. Derivált aluláteresztő approximációinak csoportkésleltetése



4.9. ábra. Derivált aluláteresztő approximációinak amplitúdó karakterisztikája



**4.10. ábra.** Derivált aluláteresztő approximációinak ugrásválasza

értékű induló szakasz, a többi megoldás ettől a hibától mentes. A két-, illetve háromtagú láncok esetén már számottevő túllendülés jelenik meg, és a másik két hálózatnál lassabban csillapodnak. Ennek a rendszer hatásfokára nézve van negatív hatása, hiszen torzul a késleltetett referenciajel alakja, így optimális szűrőegyütthetők esetén sem lehet tökéletes a kioltás.

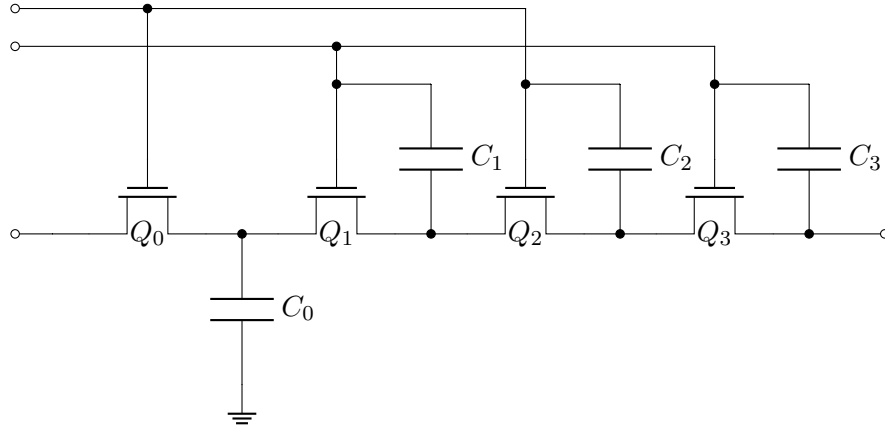
A  $T = \frac{5 \text{ cm}}{340 \text{ m/s}} \approx 147 \mu\text{s}$  késleltetéshez tartozó elemértékek a kéttagú lánc esetén kiszámíthatók a 4.7. ábra alapján. Érdeemes  $R$  értékét úgy megválasztani, hogy a reaktáns elemek értékei reálisak legyenek. Ez gyorsan megtehető, ha megvizsgáljuk  $L$  és  $C$  kifejezéseit  $R$  függvényében. Ha mondjuk 15 mH-nél nem akarunk nagyobb induktivitást, akkor  $R$  értéke nem haladhatja meg a  $408 \Omega$ -ot. Cél az is, hogy lehetőleg a standard elemértékekből könnyen előállítható legyen, így a 10 mH-hez tartozó  $R \approx 272 \Omega \rightarrow 274 \Omega$ , ebből adódik  $C \approx 265 \text{ nF} \rightarrow 220 \text{ nF} + 47 \text{ nF}$ .

Megjegyzendő, hogy az ellenállás értékének meg kell egyeznie a megelőző fokozat kimeneti, illetve a következő bemeneti ellenállásával. Ez érinti a másodlagos út modelljét és a szorzók bemenetét. Mivel utóbbi egy műveleti erősítő kapcsolás, így ezt nem nehéz teljesíteni. Ellenben a modell kimenetén ez a korlátozás gondot okozhat, de egy követő erősítő beépítésével ez a probléma kiküszöbölhető.

### 4.3.3. BBD

A jel késleltetésének egy további megoldási lehetőségét adják az úgynevezett BBD (Bucket-Brigade Device) integrált áramkörök. Ezen eszközök a bemenetükön lévő diszkrét idejű, de analóg, azaz folytonos értékű jeleket képesek késleltetni. A működési elvet a 4.11. ábrán látható kapcsolási rajz szemlélteti.

A késleltetés megvalósításának alapötlete az, hogy a jelet reprezentáló feszültségforrás segítségével a  $C_0$  kondenzátor feltölthető a  $Q_0$  tranzisztor nyitásával, illetve ezzel párhu-



4.11. ábra. BBD elvi kapcsolási rajza

zamosan  $Q_1$  zárásával. Ehhez hasonló módon  $Q_1$  és  $Q_2$  megfelelő vezérlésével a töltés átkényszeríthető a  $C_1$  kondenzátorba, és így tovább amíg el nem jut az utolsó fokozatig a jel.

A vezérlőjelek az ábra tetején jelölt bemeneteken vannak. A helyes működés feltétele két, egymással  $90^\circ$ -os fázishelyzetben lévő négyszögjel, értékük  $0 - U_{dd}$  közötti.

A késleltetés mértéke szabályozható egyrészt a kondenzátor fokozatok számával, illetve a vezérlőjelek frekvenciájával. A pontos összefüggés

$$t = \frac{N}{2f_{\text{clk}}} \quad (4.22)$$

ahol  $N$  a kondenzátorok száma és  $f_{\text{clk}}$  a vezérlőjelek frekvenciája.

A gyakorlatban ezeket az eszközöket kifejezetten audiojelfeldolgozási célból gyártották az 1970-es '80-as években. A Panasonic által forgalmazott chippek [14] voltak a legnagyobb számban elérhetőek. Ezek közül a jelenlegi felhasználás céljából az MN3012-es azonosítóval rendelkező IC felel meg. A segítségével a bemeneti jelet  $7.5 \mu\text{s} - 10 \text{ms}$ -al lehet késleltetni. A chip három párhuzamos késleltetővel rendelkezik, amelyek egyenként 3, 5 és 190 fokozatból állnak, ezek kaskádosításával érhető el ilyen széles tartomány a késleltetés értékében. Az órajel értéke az adatlap szerint  $10 - 200 \text{kHz}$  között kell hogy legyen. Ez azt jelenti, hogy a 3 fokozatú ág maximálisan  $150 \mu\text{s}$ , az 5 fokozatú pedig minimálisan  $125 \mu\text{s}$  késleltetésre képes. A korábban is tárgyalt  $T = 147 \mu\text{s}$  érték előállítására az 5 fokozatú ág segítségével célszerű figyelembe véve  $T$  bizonytalanságát. Ebben az esetben  $f_{\text{clk}} = \frac{N}{2T} = \frac{5}{2 \cdot 147 \mu\text{s}} \approx 17 \text{kHz}$ . Az órajel előállítása ezen modell esetén a tokozáson belül történik, a pontos érték beállítása egy ellenállás – kondenzátor pár segítségével történik.

A Nyquist-Shannon mintavételi tétel egy további alsó korlátot szab az órajel értékére, ami így nem lehet alacsonyabb, mint  $8 \text{kHz}$ . Ez természetesen teljesül, hiszen az előírt késleltetés eléréséhez ennél magasabb frekvenciára van szükség.

Az eszköz mivel mintavételezést hajt végre, így szükség van átlapolódásgátló és rekonstrukciós szűrőkre. Továbbá az IC alacsony dinamikatartománya miatt ajánlott a bemenet előtt egy kompander, és a kimenet után egy expander áramkör használata, amelyek ezt a problémát képesek kezelni. Ez növeli az alkalmazandó áramkörök számát, így megnehezítve a realizációt.

A használatot tovább nehezíti, hogy az áramkör számára biztosítandó tápfeszültség értéke  $-15 \text{V}$ . Ez és a segédáramkörök nagy száma miatt nem vonzó választás a megvalósítás során, viszont nagy előnye az, hogy finoman állítható a késleltetés értéke egy széles tartományban.

## 4.4. A másodlagos út modellezése

A 3.2 alfejezetben kifejtett okokból egy olyan IIR modell előállítására a cél, aminek a fokszáma még az analóg megvalósítás szempontjából sem tekinthető nagyoknak, a gyakorlatban ez másod-, harmadfokú rendszert jelent.

Továbbá cél egy minimálfázisú rendszer létrehozása, ebben az esetben ugyanis lehetőség nyílik az inverz egyszerű megvalósítására, ami az adaptív szűrő része, hiszen  $W(z) = \frac{P(z)}{S(z)}$  abban az esetben, amikor a hibajel zérus. Az, ha egy rendszer rendelkezik ezzel a tulajdonsággal azt is jelenti, hogy az összes egyező amplitúdókarakterisztikájú stabil és kauzális hálózat közül a minimálfázisú impulzusválaszának az energiája lesz a leginkább a kezdeti szakaszba koncentrálva. Formálisan ez azt jelenti, hogy  $\forall m \in \mathbb{Z}^+$  esetén

$$\sum_{n=m}^{\infty} |h(n)|^2 \quad (4.23)$$

egyenlet minimális, ahol  $h$  az impulzusválasz. Az akusztikus átvitelek a fizikai törvényszerűségekből adódóan jellemzően teljesítik ezt a feltételt, így a jelenlegi probléma megoldása során is ésszerű feltételezés, hogy a másodlagos jelút tisztán akusztikus átvitelt jelképező része minimálfázisú. Sajnos több áramköri elem is befolyásolja a teljes másodlagos utat, illetve maga a hangszóró, ami egy összetett elektromechanikus eszköz. Ugyan léteznek a működését jól leíró, egyszerűsített hálózatok, de nem kerülnek felhasználásra. Ennek oka, hogy a modellezés olyan tervezési eljárásokkal történik, ami mért adatok kiértékelésén alapszik, amelyek tartalmazzák a teljes jelút átvitelét, beleértve a hangszóróét is.

### 4.4.1. Időtartományi tervezés

A modellezéshez szükség van egy referenciamérésre, ideálisan a másodlagos út impulzusválaszára, vagy olyan eredményre, amiből az helyreállítható. A segítségével megállapíthatók a megvalósítani kívánt IIR szűrő együtthatói. A gyakorlatban kivitelezett mérési elrendezés egy előírt fokszámú FIR szűrő együtthatóit, így az időtartományi impulzusválaszt határozza meg, így a későbbiekben erre épülő tervezési módszerek kerülnek bemutatásra. A modellezés minden esetben a Prony módszerrel [15, fej. 7.5] történik. Az eljárás paramétere a modellezni kívánt – mintavételezett – impulzusválasz, illetve a kimeneti IIR szűrő átviteli függvénye számlálójának és nevezőjének fokszáma. Tekintettel arra, hogy a teljes modell fokszámát a kettő közül a nagyobb határozza meg, célszerű azonosnak megválasztani őket. A módszer a megadott és a keresett modell impulzusválaszából képzett hibajel négyzetét minimalizálja, így előállítva a keresett átviteli függvény pólusait és zérusait.

Az eljárás alapötlete az, hogy az időtartományi impulzusválasz,  $h(n)$  és a keresett modell között fennáll az alábbi egyenlet.

$$\frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} = \frac{B(z)}{A(z)} = H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h(n) z^{-n} \quad (4.24)$$

Ez átírható a következő alakba, ami a konvolúció megfogalmazása a  $z$  transzformáltakkal.

$$B(z) = H(z)A(z) \quad (4.25)$$

Ez az egyenlet mint mátrixszorzás is felírható az impulzusválasz első  $K + 1$  mintáját felhasználva

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_M \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & & \\ h_2 & h_1 & h_0 & & \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ h_M & h_{M-1} & h_{M-2} & & \\ h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & & \\ \vdots & & & & \\ h_K & h_{K-1} & h_{K-2} & \cdots & h_{K-N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Ebből a lineáris egyenletrendszerből kiszámíthatók először  $B(z)$ , majd  $A(z)$  együtthatói. Megjegyzendő, hogy  $a_0$  értéke mindig 1, így egyértelmű a megoldás, ha létezik. Amennyiben szükséges, figyelembe vehető az impulzusválasz lecsonkolt része is egy hibavektor bevezetésével. Az eljárás pontos részletei fellelhetők a megjelölt forrásból.

Mivel a másodlagos útban is található egy számottevő akusztikai késleltetés, így a megmért impulzusválasz első néhány mintája jó közelítéssel zérusnak tekinthető. Ha ezt a késleltetést elhagyjuk, akkor a minták számával csökkenthető a foksám is, a realizáláskor csupán sorosan a jelútban kell elhelyezni, tehát itt is szükség van egy késleltetőre.

#### 4.4.2. Direkt módszer

Ha a Prony módszert közvetlenül a – csonkolt – referencia impulzusválaszra alkalmazzuk, akkor lehet, hogy a fázisment szemponyjából lényeges pólusokat nem helyezi a modellbe. Ennek elsődleges oka, hogy az audioalkalmazásokban a hangszóró, a mikrofonok esetleg erősítőfokozatok mind tartalmaznak egy felüláteresztő szűrőt, aminek a törésponti frekvenciája 20 Hz környékén van. Ezek együttesen egy nagy változást okoznak a fázisban egy kis frekvenciatartományban, ami már a hallható tartományban található.

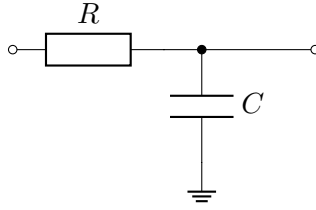
Az impulzusválasz azon részét, ahol már lecsengett, és zérusnak tekinthető, célszerű levágni azokat a mintákat, vagy valóban zérusokkal helyettesíteni, így eltávolítva a referenciamérés pontatlanságából adódó nagyfrekvenciás zaj egy részét. Ez az ablakozás ugyan javít az illesztés pontosságán, de nehezen kézen tartható, hogy milyen információ veszik el ezzel a művelettel.

#### 4.4.3. Decimálás segítségével

A modellezés szempontjából zavaró nagyfrekvenciás komponensek eltávolítására egy másik lehetséges megoldás az impulzusválasz aluláteresztő szűrése, amit egy alulmintavételezés követhet. Utóbbi akkor végezhető el, ha a szűrő áteresztőtartományának egész számú többszöröse ( $r$ ) a mintavételi frekvencia. Ha csak minden  $r$ . minta marad meg az eredeti impulzusválaszból, akkor is teljesül a Nyquist-Shannon tétel, így információ vesztesé nélkül csökken az impulzusválasz mérete, így az elvégzendő számítások erőforrásigénye is.

Egy további előnye a decimálásnak, hogy a tervezés során figyelembe vett frekvenciatartományra korlátozhatók a modell paraméterei. A mérési eredmények alapján néhány száz Hz környékére esnek a szignifikáns pólusok és zérusok, így a meghatározott felső működési frekvenciánál is jóval kisebb lehet a megelőző aluláteresztő szűrő törésponti frekvenciája.

A decimálás elvégzése után az új mintavételi frekvenciához tartozó pólusokat és zérusokat szolgáltat a Prony módszer. Az analóg modell elkészítéséhez ez is megfelelő, csak a folytonos időre való áttérés során ügyelni kell arra, hogy a csökkentett mintavételi frekvenciát alkalmazzuk.



**4.12. ábra.** Integrátor kapcsolási rajza

Az aluláteresztő szűrő hatását figyelembe kell venni, mert módosítják a jel fázisát, ami a modellezést ellehetetleníti. Ez a probléma kiküszöbölhető egy  $N$ -ed fokú lineáris fázisú FIR szűrő esetén azzal, hogy az ismert  $\frac{N-1}{2}$  csoportkésleltetéssel megegyező mennyiségű mintát eltávolítunk a szűrt jel elejéről. Az IIR szűrők pedig az oda-vissza, más néven zérus fázisú szűrés [9] segítségével tehető alkalmazhatóvá.

$$\tilde{s}_n = (s_n * h_n) * h_{-n} \quad (4.27)$$

ahol  $*$  a konvolúció,  $\tilde{s}_n$ ,  $s_n$ ,  $h_n$ ,  $h_{-n}$  rendre a szűrt és eredeti impulzusválaszok, illetve az aluláteresztő szűrő és annak időben megfordított impulzusválasza. Ez a művelet csak offline végezhető el, ha rendelkezésre áll a szűrendő jel összes mintája, ilyenkor az aluláteresztő amplitúdókarakterisztikájának négyzetével változik a jel, míg a fázistolás 0.

Az IIR szűrő tranzienséből adódóan a szűrendő jel elé és mögé is be kell szűrni nulla értékű mintákat, amiket a művelet elvégzése után le is kell vágni. A minták száma a tranziens szignifikáns hosszával kell, hogy egyenlő legyen.

## 4.5. Az adaptív szűrő

Ennek az egységnek a feladata a szűrőegyütthatók finomhangolása, illetve a referenciajel szűrése. Ehhez az FxLMS eljárás egyszerűsítésének fokától függően a 3.15a-b., vagy 3.16a-c. egyenleteket kell megvalósítania. Ezek elsősorban aritmetikai műveleteket, illetve a hibajel és a szűrt referenciajel integrálását jelenti.

### 4.5.1. Négysíknegyedes szorzóval

A szorzás elvégzéséhez úgynevezett négysíknegyedes lineáris szorzóáramkör szükséges. Ezek jellemzően két differenciális bemenetüknek a szorzatát adják ki a kimenetükön valamilyen súlyozással. Egy példa az AD633 [1], ami rendelkezik egy plusz bemenettel, amely értékét a szorzás eredményéhez adja. Az eszköz  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Z$  bemenetei és a  $W$  kimenete között az alábbi összefüggés írható fel.

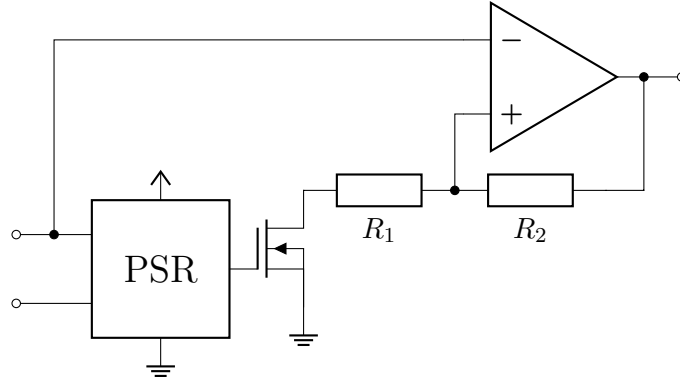
$$W = \frac{(X_1 - X_2) * (Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad (4.28)$$

A  $Z$  bemenet segítségével a 3.4. ábrán látható összegző áramkör megvalósítása tehát nem szükséges, a minta előállítható két szorzó kaszkádosításával.

Az integrátor realizálható a 4.12. ábrán bemutatott elsőfokú aluláteresztő szűrő segítségével. A bemeneti  $u_b(t)$  és kimeneti  $u_k(t)$  feszültségek között fennáll az

$$u_k(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t u_b(t) dt \quad (4.29)$$





4.13. ábra. Egyszerűsített együttható adaptáló

összefüggés, amennyiben a szűrő  $\omega_c = \frac{1}{RC}$  törésponti körfrekvenciája legalább egy nagyságrenddel kisebb, mint az integrálandó jel körfrekvenciájának alsó határa. Ennek magyarázata megadható az aluláteresztő  $H_a(j\omega)$  átviteli függvényének vizsgálatával.

$$H_a(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad (4.30)$$

Ha  $\omega \gg \omega_c$ , akkor  $\frac{\omega}{\omega_c} \gg 1$ , amiből adódik, hogy

$$H_a(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \approx \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{1}{RC} \frac{1}{j\omega} \quad (4.31)$$

Ami viszont éppen az integráloperátor Fourier transzformáltja megszorozva  $\frac{1}{RC}$ -vel.

A mikrofonok jelét egy 5 Hz-es törésponti frekvenciájú felüláteresztő szűri, ebből adódóan bármilyen  $f_c < 0.5$  Hz megfelelő. Értékének megválasztásában szerepet játszik az is, hogy segítségével a batorsági tényező értéke is befolyásolható, illetve kompenzálható a választott késleltető szűrő által okozott amplitúdócsökkenés is.

Amennyiben  $\mu$  értékét 0.1-nek választjuk, akkor  $\omega_c = 0.1$  vagy 0.2 attól függően, hogy a késleltető, vagy az aktuális mintához tartozó szűrőegyetlen állítása a cél. Ekkor érdemes úgy megválasztani  $R$ -t és  $C$ -t, hogy  $C$  legyen a lehető legnagyobb, így érzéketlenebbé tenni az integrátort a csatolt zavarokkal szemben.

Ebben az esetben a késleltető mintához tartozó integrátor elemértékei  $R = 50$  k $\Omega$  és  $C = 100$   $\mu$ F, az aktuálshoz pedig  $R = 100$  k $\Omega$  és  $C = 100$   $\mu$ F.

#### 4.5.2. Műveleti erősítő szabályozóval

A négysíknyegedes szorzók legnagyobb hátránya, hogy meglehetősen költségesek. Mivel az adaptív szűrő együtthatói a használat ideje alatt állandónak tekinthetők szélessávú zajok esetén, amit egyrészt a passzív zajcsökkentő elemek, a fejhallgató geometriája és a levegő minősége befolyásol. Mivel kellően nagy pontossággal rendelkezésre állnak ezek az információk a tervezéskor is, egy becslés adható az értékeikre, ami beépíthető az adaptáló egységbe. Az ettől való kis eltérések adaptálása viszont elvégezhető a 4.13. ábrán látható kapcsolás segítségével.

A tervezéskor az együttható beállítható az

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{DS0}} \quad (4.32)$$

összefüggés alapján, ahol  $r_{DS0}$  a kiürítéses n-csatornás MOSFET ellenállása  $U_{GS} = 0\text{ V}$  esetén.

A felső bemeneti porton a másodlagos út modelljével szűrt és késleltetett referenciajel, míg a az alsón a hibajel található. A PSR egy fázisérzékeny egyenirányító, amely kimeneti feszültsége pozitív ha a két jel fázisa egyezik, és negatív, ha ellenfázisban vannak. Ez lehetővé teszi az adaptív szabályozást, mert ha azonos fázis mellett nő a hibajel, akkor a MOSFET csatorna ellenállása csökken, aminek a hatására a 4.32. egyenlet alapján az együttható értéke nő. Ez éppen a hibajel csökkenését okozza. Ellenfázis esetén pedig a csatorna ellenállása nő, így az együttható csökken, ami szintén a hibajel csökkenését okozza, hiszen ebben az esetben túl volt kompenzálva a rendszer.

## 5. fejezet

# Mérési eredmények

Az egyszerűsített FxLMS eljárás tesztelése céljából a módszer megvalósításra került egy jelfeldolgozó kártya segítségével. A mérések egyik fő célja az adaptív szűrő redukált együtt-hatókészletéből fakadó határfokbeli változások meghatározása, továbbá a másodlagos út modellezéséhez szükséges referencia impulzusválaszok rögzítése.

A mérések során használt eszközök sokkal jobb minőségűek, mint ami egy hordozható fejhallgatóban alkalmazható lenne. Ennek oka, hogy a vizsgált frekvencia- és jeltartományban nagy pontossággal lineárisak, így a hatásuk nem befolyásolja számottevően a kialakított rendszer határfokát. A konkrét eszközök:

- OctoIO jelfeldolgozó kártya
  - SHARC ADSP-21262 jelfeldolgozó processzor
  - AD73322AR analóg-digitális átalakító
- Behringer ECM8000 mikrofonok
- Genius-HF160 hangszórók

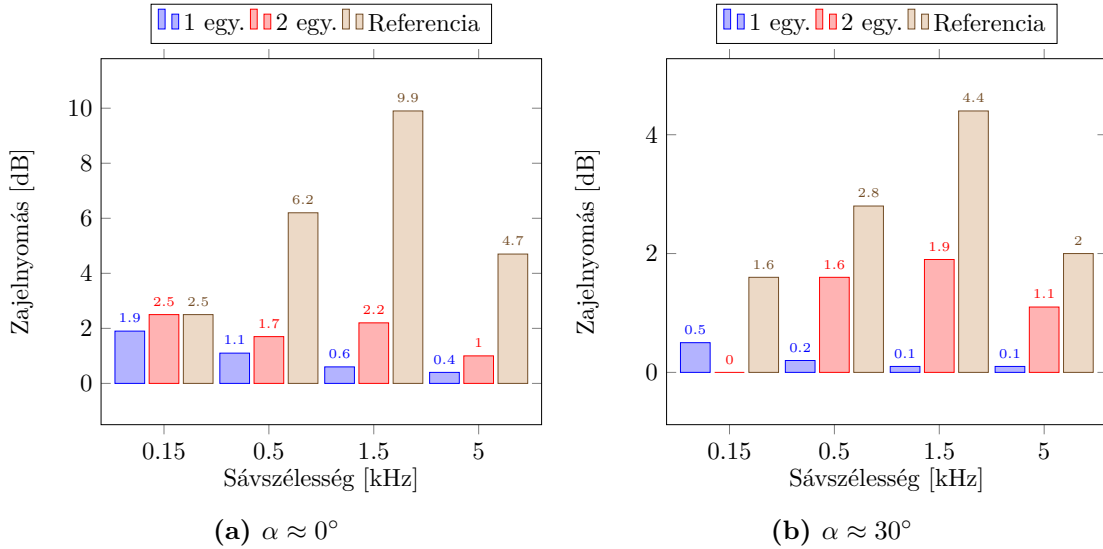
A jelfeldolgozó kártyán található AD átalakító 32 kHz mintavételi frekvenciára lett felkonfigurálva. Ezen beállítás mellett a kártyára beérkező jel kimenetre történő visszacsatolásával a késleltetés értéke megközelítőleg  $260 \mu\text{s}$ . Ebből adódik, hogy a referencia- és hibamikrofonok távolsága legalább  $d \approx 340 \text{ m/s} \cdot 260 \mu\text{s} = 8.84 \text{ cm}$ . Ez a távolság nagyobb mint a tervezés során feltételezett, de ennek várhatóan elhanyagolható a hatása az eredményeket tekintve, így az elrendezésben a mikrofonok 10 cm-re vannak egymástól.

### 5.1. Adaptív szűrő

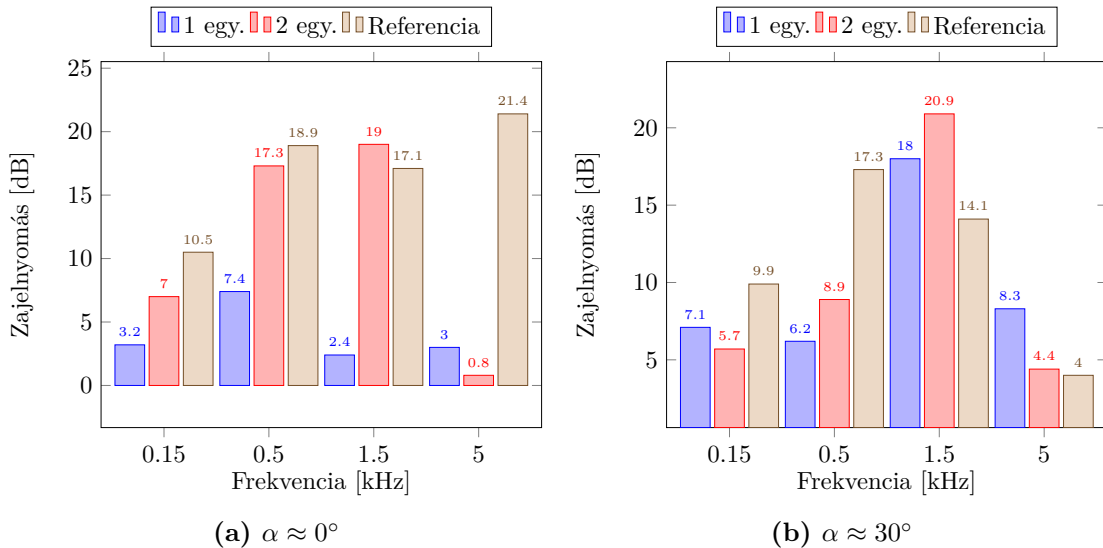
Az adaptív szűrő három különböző implementációja mellett történtek a mérések. Az első esetben egy teljes, 1000 együtthatós FIR szűrővel, ami a referencia az összehasonlításoknál. A másodikban az egyetlen együtthatóra redukált, míg az utolsóban az aktuális és késleltetett mintára csökkentett FxLMS eljáráshoz tartozó szűrőkkel. A késleltetés pontos értékét diszkrét idejű mintákban kifejezve a referenciamérés adja, hiszen a szűrőegyütthatók közül kiválasztható hogy az adott fizikai elrendezés mellett melyikhez tartozik a legnagyobb.

A tesztelés során a másodlagos út 200 együtthatós FIR szűrővel identifikált modellje került felhasználásra. Meghatározása az LMS-algoritmussal történt, ami szintén a DSP processzoron került megvalósításra.

A mérések elvégzése alatt egy távolra elhelyezett hangszóró töltötte be a zajforrás szerepét, mely először a mikrofonokkal egy vonalban került elhelyezésre ( $\alpha \approx 0^\circ$ ), majd



**5.1. ábra.** Adaptív szűrő mérési eredményei fehérzaj esetén



**5.2. ábra.** Adaptív szűrő mérési eredményei szinuszjel esetén

egy oldalsó pozícióba, így elérve az  $\alpha \approx 30^\circ$ -os helyzetet, ami esetén az akusztikus távolság 8.7 cm, ami megegyezik a szükséges elméleti minimummal.

A zajelnyomás értékének meghatározásához egy kézi zajszintmérő mikrofonja lett a hibamikrofon mellé elhelyezve. Az elérhető hatásfok meghatározása céljából a hangszórón kiadott jelek különböző sávszélességű, illetve frekvenciájú fehérzajok, és szinuszok voltak.

A 5.1. ábrán látható, hogy az elvárásoknak megfelelően a referencia implementáció hatásfoka a legjobb. A 150 Hz-es sávszélességű zaj mellett közel azonos a vizsgált szűrők teljesítménye, ami annak köszönhető, hogy ilyen alacsony frekvenciák mellett egy adott fáziskülönbséghez a terjedési időben relatív nagy időkülönbség tartozik. Az oldalról érkező zaj esetén a referencia és az egy együtthatós rendszer hatásfoka egyértelműen romlik, míg az aktuális mintát is felhasználó szűrőé nem.

A 5.2. ábrán pedig a szinuszos zavarjelek esetén kialakuló zajelnyomás értékei figyelhetők meg. Meglepő módon az egy együtthatós rendszer hatásfoka javult az oldalról érkező zaj esetén. Ennek elsődleges oka az lehet, hogy a mikrofonok távolsága nem fejezhető ki egész mintaszámban mérve, továbbá az, hogy periodikus jelek esetén nem követelmény,

hogy a feldolgozásból származó késleltetés kisebb legyen mint a referencia mikrofon és a kioltás helye között a hang terjedési ideje. Ezt használják ki a hátracsatolt struktúrájú aktív zajcsökkentő rendszerek is.

Jól megfigyelhető, hogy szinuszos zavarjelek esetén sokkal nagyobb a hatásfoka az egyszerűsített elrendezéseknek, és az is, hogy az aktuális minta felhasználásával gyakorlatilag tetszőleges csoportkésleltetés érhető el egy adott frekvencián, aminek köszönhetően a zajelnyomás ebben az esetben megközelíti a referencia szűrőét.

Bizonyos esetekben még meg is haladja a csökkentett rendszer a teljes implementációt, ami egyértelműen abból adódik, hogy az akusztikus távolság megközelíti az elméleti minimumot. Továbbá a szinuszos zavarok esetén a hatásfokban látható nagy ingadozás betudható a kialakított mérési elrendezés akusztikus környezetének. A szobában kialakuló visszaverődések, és állóhullámok megnehezítették a méréseket, de az egyes eljárások adott frekvencián történő összehasonlíthatóságát nem befolyásolják.

## 5.2. Másodlagos út

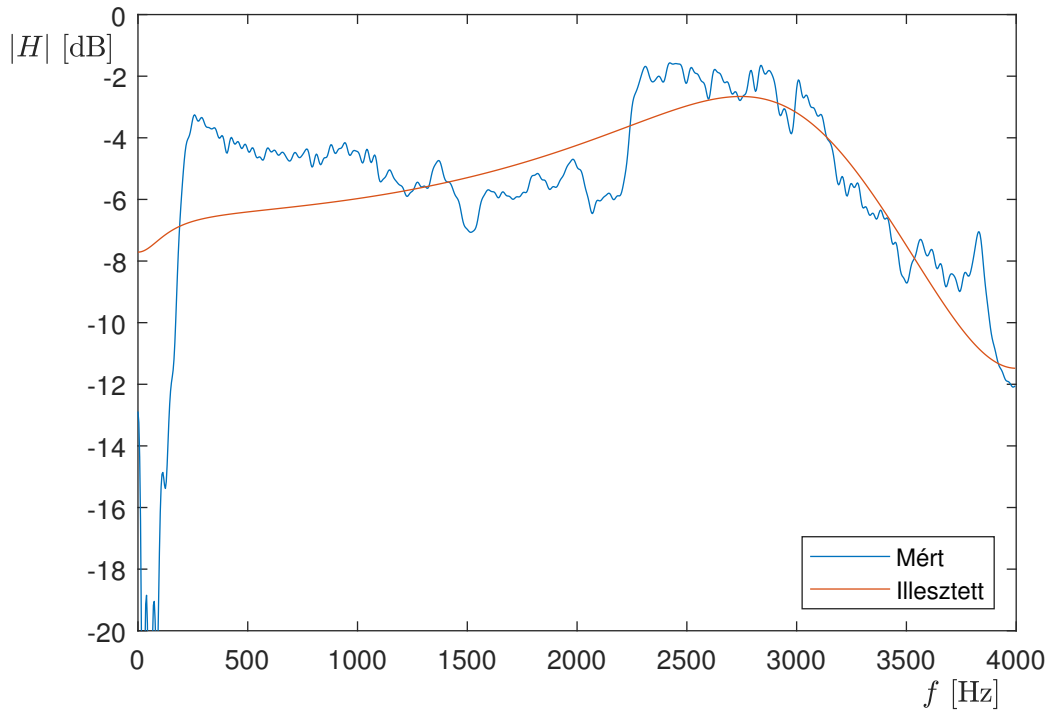
A bemutatott, időtartományban alkalmazható modellezési eljárások gyakorlati vizsgálata céljából a jelfeldolgozó kártya segítségével egy 1000 tap-es FIR szűrő lett adaptálva a beavatkozó hangszóró és hibamikrofon közötti másodlagos jelút átvitelére. Ezzel az a tény került kihasználásra, hogy egy véges impulzusválaszú szűrő együtthatói éppen az impulzusválaszát adják. A gerjesztőjelet a mikrofonokkal egy vonalban elhelyezett hangszóró adta ki egy 16 kHz sáv szélességű fehérzaj formájában. Az illesztés előtt 4 kHz-re lett decimálva az impulzusválasz, a decimáló szűrő egy 12-ed fokú elliptikus aluláteresztő, így a zérus fázisú szűrési technikával álltak elő a decimálandó minták. A Prony módszer harmadfokú modellt illesztett.

A konkrét mérés és az illesztett modell Bode-diagramját mutatja az 5.3. és 5.4. ábra, a fáziskarakterisztikát kiegészítve a stabilitás biztosításához szükséges határokkal. Mivel az amplitúdó karakterisztika pontossága a rendszer hatásfokára van hatással, így nem okoz problémát az alacsony frekvenciákon a legalább 10 dB nagyságú eltérés sem. Megjegyzendő, hogy a megmért impulzusválaszok elejéről eltávolításra kerültek a zérus együtthatók, azaz a tiszta késleltetés.

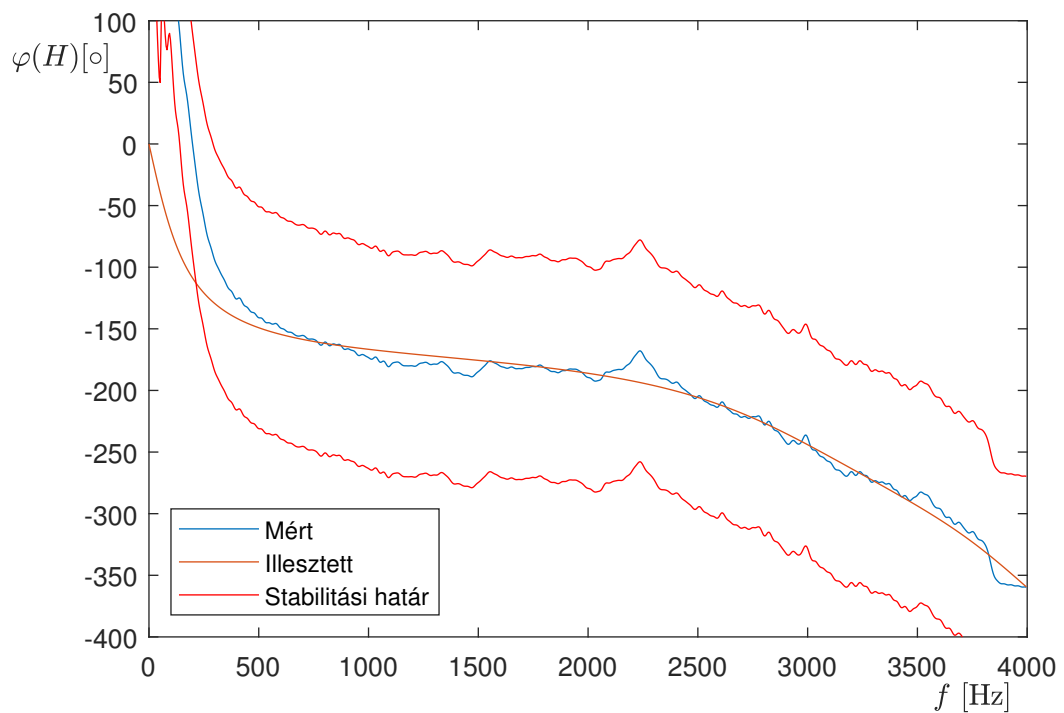
A fáziskarakterisztika esetén viszont látható, hogy az érdekes frekvenciatartomány jelentős részén teljesül a stabilitásra előírt feltétel. Sajnos az alacsonyabb frekvenciákon – 200 Hz alatt – nem teljesül, így a rendszer nem stabilis a hallható tartományban sem.

Az illesztést megnehezítő, alacsony frekvencián bekövetkező nagy értékű fáziscsökkenés elképzelhető, hogy a hangszóróban, illetve audioerősítő áramkörökben alkalmazott felüláteresztő szűrők miatt lép fel, ezt támasztja alá az amplitúdó karakterisztika is. Ennek felderítéséhez a mérési elrendezésben az eredeti, zárt dobozos hangszóró először egy reflexnyílásosra, majd egy teljesen nyitottra lett lecserélve. A F.3.2 és F.3.3 ábrákon látható a rendszer fáziskarakterisztikája az új elrendezéseknél. A jelenség hasonlóan fennáll, tehát nem befolyásolja jelentősen a hangszóró kialakítása a nagy fázisváltozást alacsony frekvenciákon.

Egy másik lehetséges forrása maga a jelfeldolgozó kártya. Az F.3.1. ábrán látható a fáziskarakterisztikája, amiből azonnal megállapítható, hogy csak 50 Hz alatt okoz egy 45°-os fázistolást, tehát hozzájárul ugyan, de nem domináns komponense a vizsgált jelenségnek.



5.3. ábra. Mért másodlagos út és illesztett modelljének amplitúdókaraktisztikája



5.4. ábra. Mért másodlagos út és illesztett modelljének fáziskarakterisztikája

## 6. fejezet

# Összefoglalás, kitekintés

Az aktív zajcsökkentési eljárások több évtizedes múltra tekintenek vissza, és a digitális jelfeldolgozást lehetővé tevő processzoros rendszerek fejlődésével együtt formálódtak. Az egyik első gyakorlati alkalmazása ennek az elméletnek a légi járműveken történt meg. A rotorzajokat egy aktív zajcsökkentést végrehajtó egységgel kiegészített fejhallgatóval nyomták el, így lehetővé téve a kényelmes kommunikációt a pilótafülkében.

A hétköznapi élet során is egyre több területen jelenik meg, például modern tömegközlekedési eszközökön, de már gépjárművek utasterében is alkalmazzák a motorzajok csökkentésére. Ennek ellenére még mindig a fejhallgatók körében a legelterjedtebb az aktív módszerek felhasználása, elsősorban a már létező passzív zajszűrő megoldások kiegészítéseként.

A rendszerek által elérhető kiemelkedő hatásfok hátterében az áll, hogy az összetett, előre nehezen megismerhető, és idővel lassan változó átviteleket is jól képes modellezni az adaptív szűrő. A komplexitás csökkentésének az elsődleges módja tehát ezen komponenseknek a meghatározása, és elégséges szintű modellezése, ezzel csökkentve az adaptív szűrő által modellezendő jelút komplexitását.

A feladat megoldása során kiderült, hogy a fent említett komponensek közül a másodlagos jelút, illetve a késleltető megvalósítása van a legnagyobb hatással a rendszer alkalmazhatóságára. Utóbbit precíziós eszközökből célszerű megépíteni, mert a késleltetés értékére nagyon érzékeny az adaptív szűrő. Ennek ellenére a pontossági követelményeket enyhíti a levegő tulajdonságaiból fakadó bizonytalanság, ami miatt sajnos egy határon túl az egyszerűsített FxLMS-algoritmus hatásfoka nem növelhető tovább.

A másodlagos út meghatározása pedig a stabilitás szempontjából nagyon jelentős. A dolgozatban bemutatott eljárások mind méréseken alapultak, amik egy összetett jelfeldolgozó kártya segítségével lettek rögzítve. A kártyán található áramkörök, illetve az analóg-digitális, digitális-analóg átalakítások hozzájárulása az átvitelekhez nem lettek külön figyelembe véve. Sajnos ezen mérések csak részben hoztak sikert a feladat megoldása szempontjából, ugyanis a működési frekvenciatartomány nagy részén ugyan kielégítő pontosságú modellt sikerült előállítani, a stabilitást nem lehetett biztosítani.

Ennek a sikertelenségnek az elsődleges oka egy hirtelen, nagy változás a fázisban ( $360^\circ - 720^\circ$ ) a néhány száz Hz-es frekvenciatartományban, ami feltehetően a hangszóróban történő elektro akusztikus átalakítás során keletkezik. Ez sajnos 2-3 fokú IIR rendszerrel nem modellezhető, így nagyon költséges a megvalósítása. Nagyobb foksámok esetén pedig fellép az a probléma, hogy a Prony módszer nem veszi figyelembe a fázisugrást okozó pólusokat és zérusokat. Egy lehetséges megoldási lehetőség az, hogy a végleges modellt a megmért rendszerre illesztett magas foksámú közelítésből kézzel készítjük el, de ez nehézkes és lassú.

Ezen segíteni lehet azzal, hogy az impulzusválaszt transzformáljuk frekvencia torzítással [4] úgy, hogy a modellezés szempontjából érdekes tartományt "felnagyítjuk", ezen az impulzusválaszon végrehajtjuk a Prony módszert, végül visszatranszformáljuk a kapott paramétereket az eredeti frekvenciatartományba.

Egy további módja a másodlagos út meghatározásának, ha nem mért, hanem a tényleges analóg áramkört alkotó alkatrészek modelljeiből kerül kiszámításra. Ehhez pontosan ismerni kell az alkalmazott hangszóró, és hibamikrofon helyettesítőképet, és eljárás is kell a modell paramétereinek a megméréséhez. Ez többletmunkát jelent, viszont egyértelműen feltárható, hogy a másodlagos út minimálfázisú-e, és ha nem az akkor miért.

A feladat egészét tekintve meglepő eredmény az, hogy egyszerű analóg áramkörök milyen sokoldalúan alkalmazhatók a felmerülő problémák megoldása során. Erre egy remek példa a szűrőegyütthetők előállító integrátor, hiszen a paraméterek megfontolt választásával vált csak alkalmazhatóvá az adott áramkör.

Figyelembe véve a fizikai megvalósíthatóság vizsgálata során feltárt eredményeket, és feltételezve, hogy a másodlagos útnak is létezik invertálható modellje, az egyszerűsített zajcsökkentő berendezés megépítése, és hatásfokának megmérése reális célkitűzés a későbbi továbbfejlesztéshez.



# Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni a konzulensemnek, Dr. Sujbert Lászlónak a fogyhatatlan türelmét. Továbbá köszönöm Dr. Simon Andrásnak, hogy bevezetett a  $\text{\LaTeX}$  rejtelmes világába, illetve a családomnak és barátaimnak a mérhetetlen támogatást és biztatást, ami nélkül ez a dolgozat nem jöhetett volna létre.

# Irodalomjegyzék

- [1] Analog Devices, Inc. *Low Cost Analog Multiplier*. 2015. AD633.
- [2] John Caldwell: *Single-Supply, Electret Microphone Pre-Amplifier Reference Design*. Texas Instruments, Inc., 2015. 01. TIDU765.
- [3] B. Widrow et al.: Adaptive noise cancelling: Principles and applications. In *Proc. of the IEEE* (konferenciaanyag). 1975, 1692–1716. p.
- [4] Härmä et. al.: Frequency-warped signal processing for audio applications. *J. Audio Eng. Soc*, 48. évf. (2000) 11. sz., 1011–1031. p.
- [5] S. M. Kuo et al.: Design of active noise control systems with the tms320 family. SPRA042. Jelentés, 1996. 06, Texas Instruments Inc.
- [6] Dr. Fodor György: *Lineáris hálózatok szintézise*. Villamoságtan sorozat, 8. köt. Budapest, 1978, Tankönyvkiadó.
- [7] Simon Haykin: *Adaptive Filter Theory*. 5th, intern. kiad. 2014, Pearson. ISBN 978-0-132-67145-3.
- [8] Tyll Hertsens: *Headphone Measurement Datasheets*. SOURCE INTERLINK MEDIA, 2016. <https://www.innerfidelity.com/images/AllGraphs.pdf>.
- [9] V. Kormylo, J.; Jain: Two-pass recursive digital filter with zero phase shift. *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, 22. évf. (1974), 0–387. p. ISSN 0096-3518. URL <http://doi.org/10.1109/tassp.1974.1162602>.
- [10] S. M. Kuo–D. R. Morgan: Active noise control: a tutorial review. In *Proc. of the IEEE* (konferenciaanyag). 1999. 06, 943–973. p.
- [11] LOUDITY. *Electret Condenser Microphone*. 2008. LD-MC-6027.
- [12] P. Lueg: Process of silencing sound oscillations, 1936. 06. US Patent 2,043,416.
- [13] Dr. Sujbert László: Modellalapú jelfeldolgozás és aktív zajcsökkentés, 2016.
- [14] Panasonic Company. *BBD Bucket Brigade Devices*.
- [15] T. W. Parks–C. S. Burrus: *Digital Filter Design*. Topics in digital signal processing sorozat. 1987, Wiley. ISBN 0471828963.
- [16] George S. K. Wong: Variation of the speed of sound in air with humidity and temperature. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 77. évf. (1985), 1710. p. ISSN 0001-4966. URL <http://doi.org/10.1121/1.391918>.
- [17] George S. K. Wong: Speed of sound in standard air. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 79. évf. (1986), 1359. p. ISSN 0001-4966. URL <http://doi.org/10.1121/1.393664>.

# Függelék

## F.1. Hang terjedési sebességéből fakadó bizonytalanság

A hang terjedési sebességének általános alakja

$$c = \sqrt{\frac{\gamma}{M} RT} \quad (\text{F.1.1})$$

ahol  $\gamma$  a levegő adiabatikus tényezője,  $M$  a moláris tömege,  $R$  az egyetemes gázállandó, illetve  $T$  a levegő abszolút hőmérséklete Kelvinben kifejezve. A  $\frac{\gamma}{M}$  hányadossal fejezhető ki az összetétel hatása a sebességre, tehát a tartalmazott gázoké és a páratartalomé is. Bizonytalansága 400ppm-nek vehető [17].

### F.1.1. Mikrofonok távolságának bizonytalansága

F.1.1. egyenletet visszahelyettesítve a 3.1 egyenletbe, majd  $d$ -re rendezve

$$d = \frac{k-1}{f_s} \sqrt{\frac{\gamma}{M} RT} \quad (\text{F.1.2})$$

A worst case bizonytalanság megadásához szükség van a parciálisok súlyozott abszolútértékeinek összegére.

$$\frac{\Delta d}{d} = \left| \frac{\partial d}{\partial T} \frac{T}{d} \Delta T \right| + \left| \frac{\partial d}{\partial \left(\frac{\gamma}{M}\right)} \frac{\left(\frac{\gamma}{M}\right)}{d} \Delta \left(\frac{\gamma}{M}\right) \right| + \left| \frac{\partial d}{\partial f_s} \frac{f_s}{d} \Delta f_s \right| \quad (\text{F.1.3})$$

$$\frac{\partial d}{\partial T} = \frac{1}{2} \frac{k-1}{f_s} \sqrt{\frac{\gamma R}{MT}} \quad (\text{F.1.4a})$$

$$\frac{\partial d}{\partial \left(\frac{\gamma}{M}\right)} = \frac{1}{2} \frac{k-1}{f_s} \sqrt{\frac{M}{\gamma} RT} \quad (\text{F.1.4b})$$

$$\frac{\partial d}{\partial f_s} = -\frac{k-1}{f_s^2} \sqrt{\frac{\gamma}{M} RT} \quad (\text{F.1.4c})$$

Ez alapján

$$\frac{\Delta d}{d} = \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T} + \frac{1}{2} \frac{\Delta \left(\frac{\gamma}{M}\right)}{\left(\frac{\gamma}{M}\right)} + \frac{\Delta f_s}{f_s} \quad (\text{F.1.5})$$

Figyelembe véve, hogy a levegő anyagi minőségét jellemző  $\frac{\gamma}{M}$  paraméter bizonytalansága egy becslés, és az órajel frekvenciájának hibája legalább egy nagyságrenddel kisebb, így utóbbi elhagyható, ezzel megkapva a 3.2 egyenlet eredményét.

### F.1.2. Terjedési idő bizonytalansága

Hasonló módon meghatározható ismert távolságot feltételezve a referenciamikrofon és a kioltás helye közötti hangterjedés idejének bizonytalansága. Ekkor a 3.1 egyenletet  $t$ -re kell rendezni

$$t = \frac{d}{\sqrt{\frac{\gamma}{M}RT}} \quad (\text{F.1.6})$$

Ez esetben is a worst case bizonytalanságot számolva

$$\frac{\Delta t}{t} = \left| \frac{\partial t}{\partial T} \frac{T}{t} \Delta T \right| + \left| \frac{\partial t}{\partial \left(\frac{\gamma}{M}\right)} \frac{\left(\frac{\gamma}{M}\right)}{t} \Delta \left(\frac{\gamma}{M}\right) \right| + \left| \frac{\partial t}{\partial d} \frac{d}{t} \Delta d \right| \quad (\text{F.1.7})$$

$$\frac{\partial t}{\partial T} = -\frac{1}{2} \frac{d}{\sqrt{\frac{\gamma}{M}RT^3}} \quad (\text{F.1.8a})$$

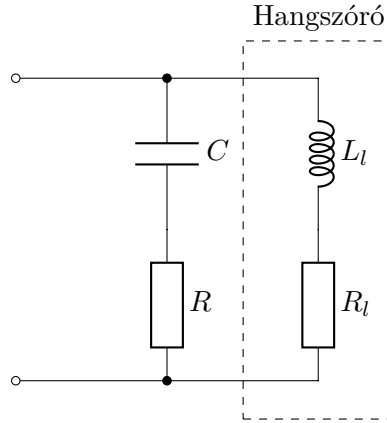
$$\frac{\partial t}{\partial \left(\frac{\gamma}{M}\right)} = -\frac{1}{2} \frac{d}{\sqrt{\left(\frac{\gamma}{M}\right)^3 RT}} \quad (\text{F.1.8b})$$

$$\frac{\partial t}{\partial d} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\gamma}{M}RT}} \quad (\text{F.1.8c})$$

Ez alapján

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T} + \frac{1}{2} \frac{\Delta \left(\frac{\gamma}{M}\right)}{\left(\frac{\gamma}{M}\right)} + \frac{\Delta d}{d} \quad (\text{F.1.9})$$

Ezen egyenlet  $\frac{\Delta d}{d}$  komponensét elsősorban a fizikai eszköz gyártásából adódó pontatlanság, illetve kisebb részben a hőtágulási jelenség határozza meg. Mivel ezek nagy mértékben kiküszöbölhetőek megfelelő gyártási eljárás, illetve anyaghasználat segítségével, így eltekintünk tőle, értéke feltehetően legalább egy nagyságrenddel kisebb mint a levegő tulajdonságaiból fakadó bizonytalanságáé.



F.2.1. ábra. Hangszóró egyszerű kompenzált modellje

## F.2. Hangszóró impedanciájának kompenzálása

Amennyiben egy hangszórónak az F.2.1. ábrán bekeretezett soros  $RL$  modelljét tekintjük, megállapítható  $R$  és  $C$  értéke úgy, hogy a hálózat eredő impedanciája tisztán rezisztív legyen. A két soros tag párhuzamos kapcsolása a következő

$$z = (R_l + j\omega L_l) \times \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{R_l R + \frac{L_l}{C} + j \left( \omega L_l R - \frac{R_l}{\omega C} \right)}{R_l + R + j \left( \omega L_l - \frac{1}{\omega C} \right)} \quad (\text{F.2.1})$$

Amennyiben  $R = R_l$  és  $C = \frac{L_l}{R_l^2}$ , akkor a számlálóból kiemelhető  $R_l$ .

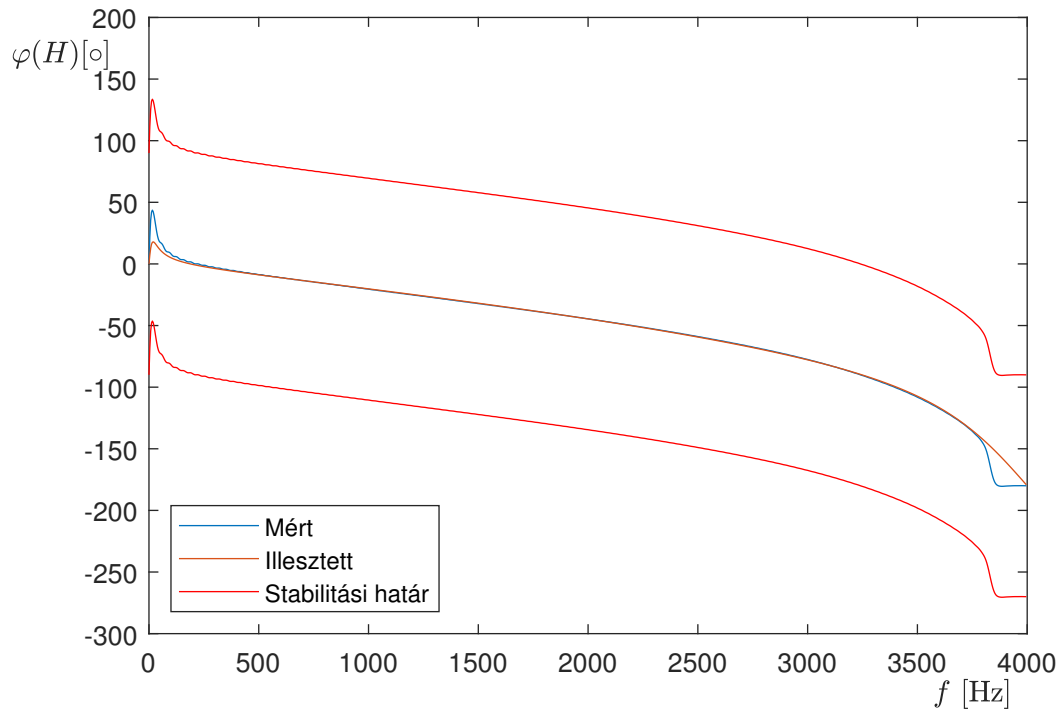
$$z = R_l \frac{2R_l + j \left( \omega L_l - \frac{1}{\omega C} \right)}{2R_l + j \left( \omega L_l - \frac{1}{\omega C} \right)} = R_l \quad (\text{F.2.2})$$

A fenti modell ugyan jó közelítés, de a hangszórók kivezetései, illetve a tekercselt huzalok között is értelmezhető kapacitás, így a valóságban nem elhanyagolható a hatásuk, viszont a jelenlegi kompenzáció célja a megelőző fokozathoz való illesztés könnyítése, a lehető legkevesebb alkatrész felhasználásával.

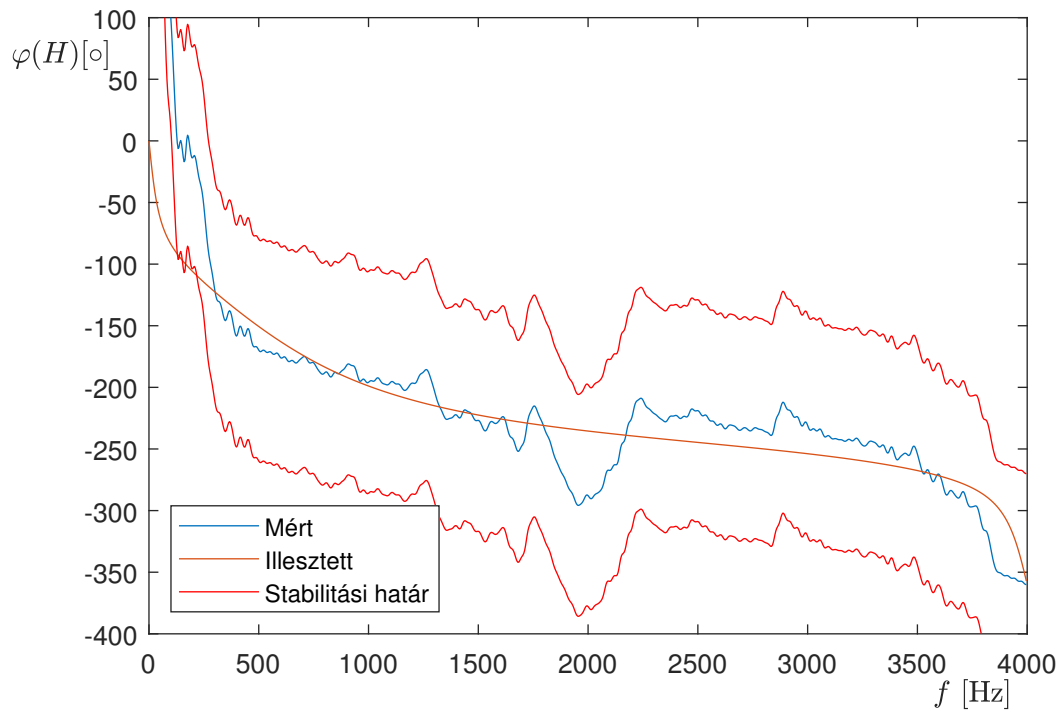
Hasonló módon előállítható egy pontosabb, soros  $RLC$  modellt kompenzáló hálózat, a megnövelt komplexitás árán.

### F.3. Mérési elrendezések fáziskarakterisztikái

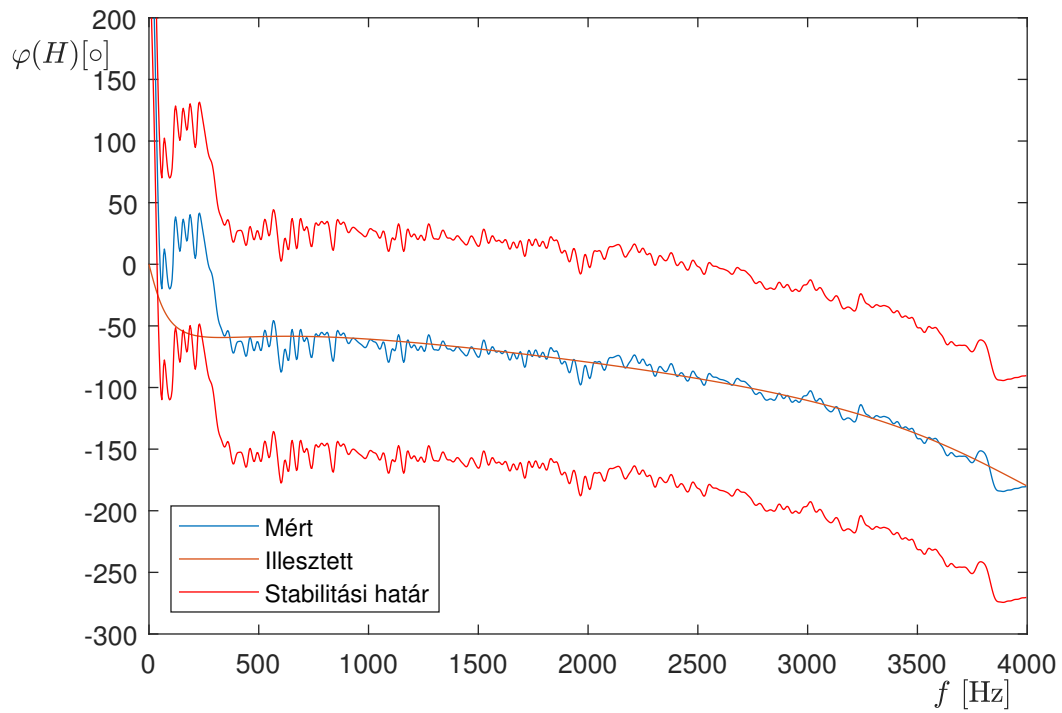
Az alábbi ábrák segítségével történt a másodlagos út fáziskarakterisztikájában alacsony frekvenciatartományban megjelenő nagy fázisváltozás vizsgálata.



F.3.1. ábra. Jelfeldolgozó kártya fáziskarakterisztikája



**F.3.2. ábra.** Fáziskarakterisztika reflexnyílásos hangszóró esetén



**F.3.3. ábra.** Fáziskarakterisztika nyitott hangszóró esetén