



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

Rakota Szabolcs

HANGTÉRSZINTÉZIS KOMPATIBILIS HANGDOBOZ

Megvalósítása és kompenzációja

KONZULENS

Firtha Gergely

BUDAPEST, 2018

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	5
Abstract.....	6
1 Bevezetés	7
1.1 A szakdolgozat felépítésének ismertetése.....	7
2 A hangtér-szintézis alapjai	9
2.1 A hangtér-szintézis fizikai és matematikai bemutatása	10
2.1.1 Kirchhoff-Helmholtz integrál	11
2.1.2 Rayleigh integrál.....	12
2.1.3 WFS operátor fejlődésének történeti áttekintése	13
2.1.4 WFS operátor értelmezése	14
3 Hangtér-szintézisre alkalmas eszköz megtervezése	16
3.1 A hangtér-szintézist megvalósító rendszer szimulációja	16
3.2 Hangszóró választása	17
3.3 Hangszórók elrendezése	19
3.4 Hangszórósor látványterve	25
4 A hangszóró átvitelének mérése	26
4.1 Mérési módszer alapja	26
4.2 Mérőjel választása.....	27
4.2.1 Keskenysávú (harmonikus) gerjesztés.....	27
4.2.2 Szélessávú gerjesztés	28
4.3 Mérés összeállítása	30
4.4 Hangdoboz átvitelének mérése	32
4.4.1 A hangdoboz átvitele	32
4.4.2 Oktávsávós simítás	34
4.4.3 A mért átvitel értékelése	37
5 A hangláda átvitelének kompenzálása	38
5.1 Alkalmazható szűrőtípusok.....	38
5.1.1 FIR szűrő.....	38
5.1.2 IIR szűrők	39
5.1.3 Warpolt szűrők (WIIR, WFIR).....	40
5.1.4 Választott szűrőtípus.....	40

5.2 Cél karakterisztika megtervezése.....	41
5.3 Kompenzáló szűrő meghatározása.....	42
5.4 Kompenzálás megvalósítása	44
5.5 Kompenzált átvitel értékelése	45
6 Összegzés.....	48
6.1 Továbbfejlesztési lehetőségek	49
Irodalomjegyzék.....	50
Függelék.....	52
A hangtér szintézist megvalósító szimuláció MATLAB kódja	52

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Rakota Szabolcs**, 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 hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2018. 12. 07.

.....
Rakota Szabolcs

Összefoglaló

Az elmúlt évszázad törekvései, hogy a multimédiás felhasználói élményt tökélyre fejlesszék, nagy hatással volt az akusztikai rendszerek előrehaladására. A piacvezető, sokcsatornás hangrendszerek (Dolby Digital), alapvető működési elve, hogy a térhatást egy pontban érik el a csatornák egymáshoz viszonyított amplitúdójának és fáziskülönbségének vezérlésével. Ezzel szemben a Wave Field Synthesis (WFS), azaz a hangtér-szintézis technológiája alkalmas egy tetszőleges hullámtér kiterjedt területen való rekonstruálására, nagyszámú hangszórósokaság alkalmazásával és megfelelő vezérlésével.

A szintézis szempontjából elengedhetetlen, hogy a hangszórók megfeleljenek előírt követelményeknek. Ezeket a dolgozat a hangtér-szintézis elméleti alapjain és MATLAB szimulációkon keresztül ismerteti. Bemutatásra kerül egy WFS kompatibilis hangláda megtervezésének folyamata, valamint a megépítést követően, az akusztikai paramétereinek mérése és kompenzálása digitális jelfeldolgozás segítségével.

A hangtér-szintézis kompatibilis eszköz sikeres létrehozása és ezen folyamat részletes bemutatása mellett, a dolgozat több probléma esetén ismertet alternatív megoldási lehetőségeket.

Abstract

During the last century endeavour has risen to improve the experience offered by multimedia to perfection. It has taken its effect on the development of acoustic systems. The operational principle of the market leading multi-channel sound systems is the recreation of surround effect in the - so called – sweet spot is based on the control of the intensity- and phase difference between channels. Wave Field Synthesis (WFS) on the other hand, is a technology that is capable of the recreation of any wavefield on an extended area by the application of a multitude of loudspeakers, driven by the proper operator.

Meeting with the expected requirements is necessary for the loudspeakers from the perspective of the synthesis. The dissertation presents these through the theoretical basis of WFS and with the help of MATLAB simulations. The conception of a WFS compatible loudspeaker will be described. Following the measurement and compensation of acoustic parameters of the prototype using digital signal processing.

Besides the successful creation of the WFS compatible device and the presentation of the process, the dissertation looks into alternative solutions for the concept.

1 Bevezetés

Az elmúlt évszázad törekvései, hogy a multimédiás felhasználói élményt tökélyre fejlesszék, nagy hatással volt az akusztikai rendszerek előrehaladására is. A térhatású élmény biztosítását először megfelelően vezérelt hangrendszerekkel sikerült elérni. A piacvezető Dolby már az 1970-es években működő rendszereket telepített filmszínházakban, napjainkra pedig ezen a technológián alapul a házimozi rendszerek és a különböző térhatású multimédiás eszközök nagy százaléka.

Ezen sokcsatornás hangrendszerek (Dolby Surround) működésének alapja, hogy a térhatást egyetlen pontban képesek reprodukálni. Ez az úgynevezett „sweet spot”, melyből elmozdulva a hallgató számára az élmény romlik. A virtuális hangtér rekonstrukcióját a csatornák közötti intenzitás- és fáziskülönbség vezérlésével érik el.

Az 1980-as évek óta kutatás és fejlesztés alatt álló hangtér-szintézis (angolul: Wave Field Synthesis, WFS) alapja egy teljes hullámtér fizikai reprodukálására. Erre példa az egyszerű hangprojektor, vagy a kifejezetten mozikra optimalizált IOSONO. A kívánt eredményt nagyszámú hangszórósokasággal érik el. Ezek hatására a térhatás élménye nem csak egyetlen pontban, hanem egy kiterjedt területen biztosítható.

A rendszer hátránya, a nagy eszközígyény. A magas költségek miatt még nincsen, elterjed, használatban lévő, otthon telepíthető rendszer. Ennél fogva még multimédiás tartalom is kevés létezik, amelyet kifejezetten a WFS rendszerek által nyújtott lehetőségek kihasználása céljából készítettek volna.

Egy ilyen rendszer megalkotásával kezdtem el foglalkozni és is, egy több egyetemi hallgatóból álló projekt keretében. Ez a dolgozat egy WFS kompatibilis rendszer megtervezésével, szimulációjával, és a megépített prototípus akusztikai paramétereinek szoftveres kompenzálásával foglalkozik. A hosszú távú cél egy működőképes rendszer megépítése és vezérlése.

1.1 A szakdolgozat felépítésének ismertetése

A dolgozat első részében (2. fejezet) bemutatásra kerül a hangtér-szintézis alapját képező fizikai és matematikai, elméleti háttér, valamint, kifejezetten a szintézis megvalósításához szükséges operátorok. Ezután (2.1.4 fejezetben), a WFS rendszerek fejlődésének történeti áttekintésére kerül sor.

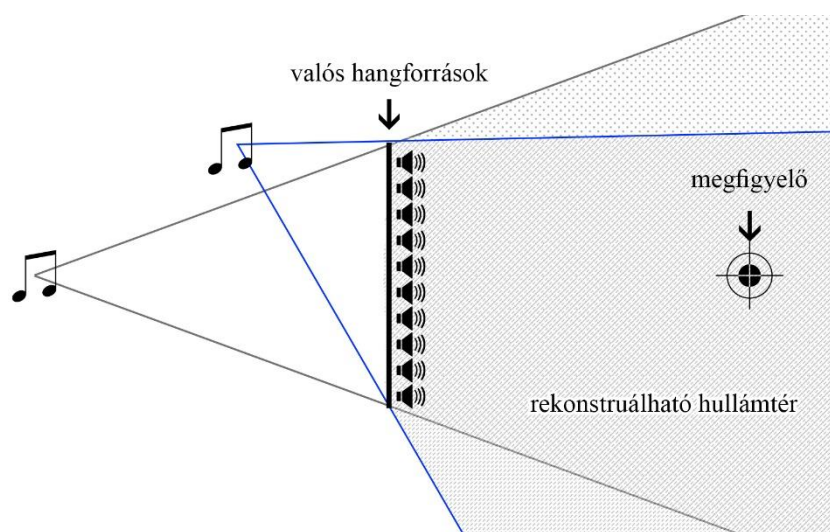
Ezt követően (3. fejezet), egy hangtér-szintézisre alkalmas eszköz paramétereinek optimalizálását ismerteti a dolgozat, MATLAB szimulációkon keresztül. A fejezet végén (3.4. fejezet) megvalósítható hangdoboz konstrukciók kerülnek bemutatásra, melyeket a szimulációk eredményeképpen, ideálisnak ítélt paraméterek jellemeznek.

A dolgozat második felétől kezdődően (4. fejezet), a megépített hangdoboz átvitelének kompenzációja céljából elvégzett kutatás kerül leírásra. Bemutatásra kerülnek a lehetséges kompenzációs módszerek (5. fejezet), valamint az általunk választott megoldás megvalósítása. A dolgozat tartalmi részét az elért eredmény értékelése (5.5. fejezet), valamint a továbbfejlesztési lehetőségek felvázolása (6.1. fejezet) zárja.

2 A hangtér szintézis alapjai

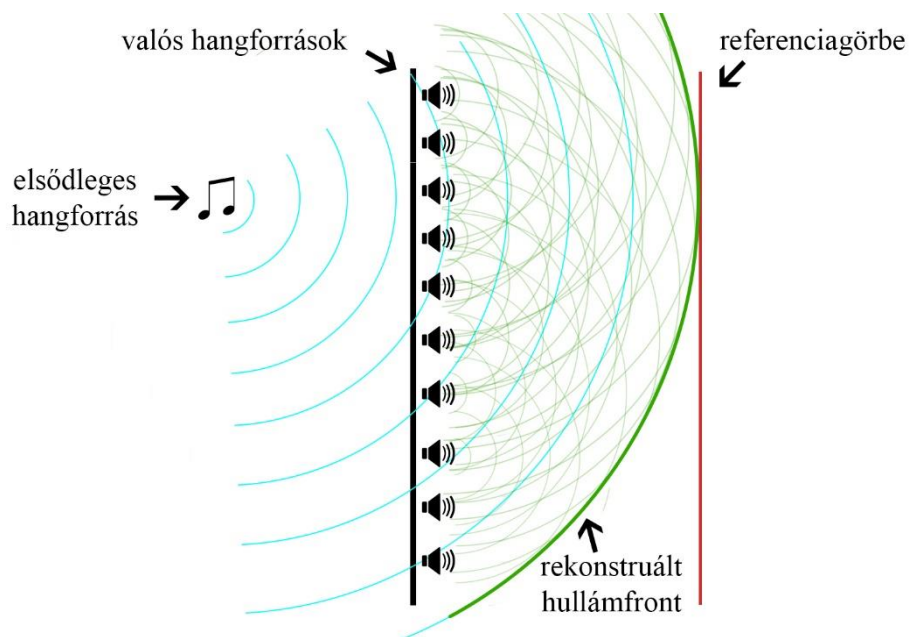
Az elméleti hangtér szintézis alapvető feltételezése, hogy egy síkbeli, folytonos görbén elhelyezett valós hangforrások (másodlagos források) sokaságával - melyek leggyakrabban irányítottással rendelkező hangszórók – képesek lehetünk egy virtuális hangtér tökéletes rekonstrukciójára. Ezen hangtér virtuális hangforrásai (elsődleges források) bárhol tartózkodhatnak (2.1. ábra) a megfigyelőtől a valós hangforrások felé eső félsíkon. A hangszórók megfelelő meghajtása esetén az elsődleges források a másodlagos forrás sor és a megfigyelő közé is eshetnek, az általuk létrehozott hullámteret akkor is tudja rekonstruálni a rendszer.

A már elterjedt, sokcsatornás rendszerekkel ellentétben a hangtér szintézisre alkalmas eszközrendszerek egy kiterjedt területen képesek kialakítani a kívánt hullámteret, nem pedig csak egy pontban („sweet spot”). Így a megfigyelő helyzete nem kötött. Bármerre mozoghat és fordulhat, hiszen a másodlagos források által kialakított hullámteret teljesen független a megfigyelő helyzetétől. Mindazonáltal az előbbi bekezdésben ismertetett kritérium az elsődleges forrásokra mindig alkalmazható. Tehát az elsődleges források hullámteret azon térrészben rekonstruálható, melynek bármely P pontjához tartozik egy olyan egyenes, amely metszi a másodlagos forrás sort, áthalad az elsődleges forrás pontján és a térrész ezen P pontján is.



2.1. ábra: Rekonstruálható hangtér 2D esetben

A rendszer feladata, hogy olyan működést valósítson meg, melyben a másodlagos források terének szuperpozíciója rekonstruálni képes az elsődleges (virtuális) hangforrás hullámterét. (2.2. ábra) Így a referenciagörbén – vagyis az amplitúdóhelyes szintézis vonalában - a valós források által alkotott hangtér mind amplitúdóban, mind fázisban megfelel az elsődleges forrásokéval. Természetesen ez nem valósítható meg akármilyen közelségben a hangszórókhöz. A másodlagos források távolságához képest a hangsugárzó sorhoz relatív kis távolságban a hullámter eltér a virtuális forrás terétől. Azonban a valós forrásoktól egyre messzebb haladva, a sok forrás hullámterének szuperponálódása az elsődleges forrás terétől való eltérés csökkenéséhez vezet.



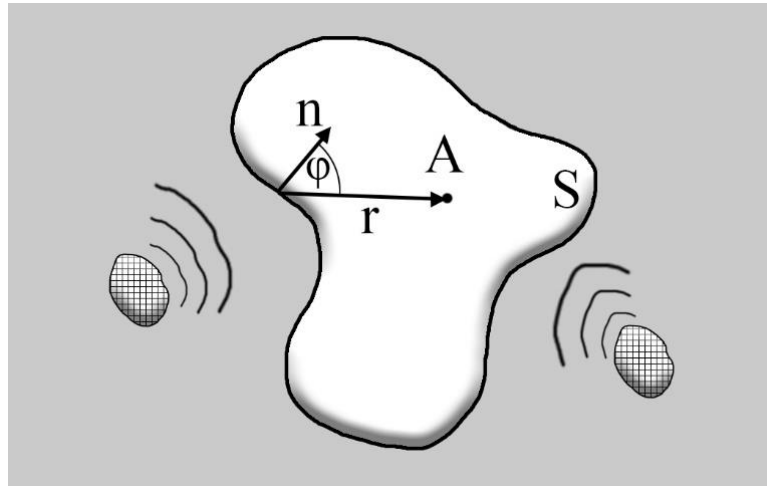
2.2. ábra: Másodlagos források terének szuperpozíciója

2.1 A hangtér-szintézis fizikai és matematikai bemutatása

Ebben a fejezetben bemutatásra kerül az elméleti felépítése a tökéletes térbeli hangtér megteremtésének, a hangtér-szintézis (Wave Field Synthesis, WFS) módszerének alkalmazásával. [1] Megismerjük a térben és időben konzisztens rekonstrukcióhoz elengedhetetlen szintézis operátor működését. A fejezet nem mutat be részletesen minden matematikai levezetést, van, hogy a végeredmény kerül csupán prezentálásra. Ennek oka, hogy a cél nem az egyes matematikai összefüggések pontos átvilágítása, hanem, hogy a rendszert működtető elméleti alapelemeket megismerjük.

2.1.1 Kirchhoff-Helmholtz integrál

Adott egy 'S' zárt felület, (2.3. ábra) ezen belül pedig egy 'A' pont. A Green törvény segítségével a Kirchhoff-Helmholtz integrál felírható, így az 'A' pontban lévő 'P_A' hangnyomás pontosan meghatározható, feltéve, hogy ismert az 'S' felület minden pontján található 'P' hangnyomás.



2.3. ábra: Kirchhoff felület

A Kirchhoff-Helmholtz integrál erre a modellre alkalmazva:

$$P_A = \frac{1}{4\pi} \int_S (P \nabla G - G \nabla P) n dS.$$

A Green függvény általános formája:

$$G = \frac{\exp(-jkr)}{r} + F$$

$$r = \sqrt{(x - x_A)^2 + (y - y_A)^2 + (z - z_A)^2}$$

$$k = \frac{\omega}{c}; \omega = 2\pi f,$$

ahol f a hanghullám frekvenciája, x, y, z a térbeli koordináták, c pedig a sebessége.

Ebben az esetben a Green függvény egy, az A pontban lévő virtuális forrás terének leírására alkalmas. Ezt alkalmazva meghatározhatók lesznek az S határfelület pontjaival összekötő akusztikai átvitelű utak, melyek ismerete a későbbiekben elengedhetlenné válik a pontos hullámtér paramétereinek kiszámításához.

Az eredeti integrálba behelyettesítve, és a

$$\frac{\partial P}{\partial n} = -j\omega\rho_0 V_n,$$

azaz az Euler egyenlet felhasználásával – ahol P a nyomás, n a normálvektor, ω a jel körfrekvenciája, ρ_0 a közeg sűrűsége, V_n pedig a normál irányú részecske sebesség - megkaphatjuk az általunk felvázolt, akusztikai modellre alkalmazható Kirchhoff-Helmholtz integrál, mely a későbbiekben alapjául szolgál majd modellünknek.

$$P_A = \frac{1}{4\pi} \int_S \left[\left(P \frac{1 + jkr}{r^2} \cos \exp(-jkr) \right) + \left(j\omega\rho_0 V_n \frac{\exp(-jkr)}{r} \right) \right] ndS$$

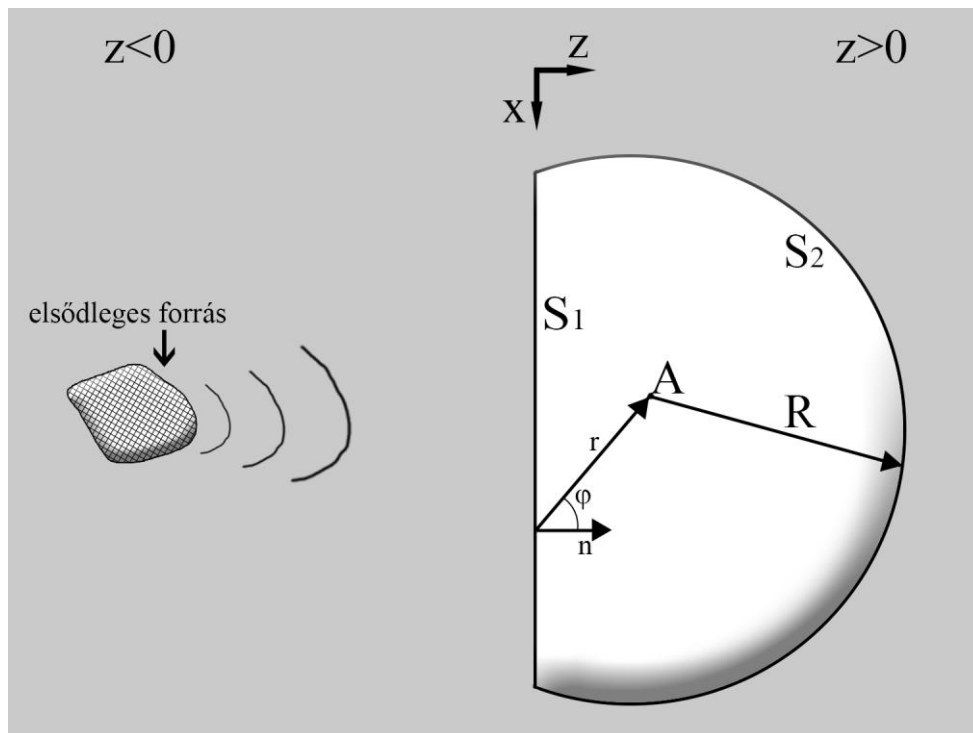
2.1.2 Rayleigh integrál

A továbbiakban, a megvalósítandó rendszerhez való közelítés végett, fizikai modellünket átalakítjuk. (2.4. ábra) Az S felületet felosztjuk két részre. S_1 ($z = 0$ egyenletű) végtelen kiterjedésű síkra és S_2 félgömbre (a $z > 0$ féltérben).

Alapszabályként szükséges kikötni, hogy elsődleges forrás továbbra is csak a zárt felülettel körülhatárolt térrészen kívül helyezkedhet el, ezen felül kizárólag a $z < 0$ térrészben található. Így, R értékét bármeddig növelhetjük, nem kerülhet a felület által bezárt térrészben elsődleges forrás. Ezen gondolatmeneten továbbhaladva tehát nyugodtan válasszuk $R \rightarrow \infty$ esetét. Ennek hatására a Kirchhoff-Helmholtz integrálunk az integrálás szabályainak értelmében kettébonthatóvá válik egy S_1 és egy S_2 felület mentén történő integrálásra. Az S_2 pontok összessége $r \rightarrow \infty$ távolságra fog esni az A ponttól, bárhova is vesszük azt fel. Ezek alapján S_2 felület nem járul hozzá a Kirchhoff-Helmholtz integrálhoz, így elég azt az S_1 felületre felírni.

Ezáltal P_A számítására elegendő az S_1 , végtelen síkra kiszámítani egyenletünket. Ezen egyszerűsített modell megoldásait nevezzük Rayleigh I és II integráloknak.

Ezen modell (2.4. ábra) alkalmazásával bármilyen elsődleges forrás elrendezést szintetizálni tudunk, az S_1 végtelen sík mentén elrendezett másodlagos pontforrásokkal, valamint az ezeket meghajtó, megfelelő három dimenziós függvény alkalmazásával.



2.4. ábra: Újraértelmezett modell Rayleigh integrálhoz

2.1.3 WFS operátor fejlődésének történeti áttekintése

A Rayleigh integrál felhasználásával lehetőség nyílik a hangtér szintetizálására egy hangszóró síkkal. Azonban egy efféle rendszer megvalósítása nem praktikus hétköznapi használatra. Az eszközök sokaságának költsége már szinte megakadályozná a piacképességet, valamint egy ilyen rendszer beépítése nagyban korlátozná a helyiséget - a nagy falfelületek elvesztése okán - esetleges egyéb funkcióinak betöltésében. A mi célunk, hogy vonalszerű hangszóró elrendezéssel is képesek legyünk a hangtér rekonstrukcióra. Ez egy sokkal költséghatékonyabb és ergonomikusabb megoldást vetít előre, amihez azonban szükség van a fizikai modellünk újraértelmezésére, azaz szükséges áttérni a másodlagos forrássor egy egyenesen történő elhelyezésére, valamint az általa létrehozott, egy síkban szintetizált hullámterre.

A.J. „Guus” Brekhout 1988-ban, Angliában publikált cikkében felépítette a hangtér-szintézis alapjául szolgáló matematikai és fizikai rendszert és egy működőképes konstrukció megközelítését. [3] A Rayleigh integrálból származtatva alkotott meg egy két dimenziós (későbbiekben: 2D) vonalintegrált. Ezzel megalkotott egy működőképes, két dimenziós vezérlőfüggvényt, amely azonban csak a referenciagörbén volt képes a pontos hangtér-szintézis biztosítására.

1993-ban Kenneth Paul Vogel egy új megközelítéssel megalkotta az úgynevezett $2^{1/2}D$ operátort. Kutatásai egybefüggtek az őt megelőző Brekhouttéival. Közös fejlesztésüket már az USA-ban publikálták. [4] A $2^{1/2}D$ operátor jelentése: 3D pontforrásokat helyezünk el egy 2D görbén, és ezek vezérlésével 3D virtuális források terét állítjuk elő egy 2D síkban (nem csak a referenciavonalon).

D. De Vires 1996-ban rámutatott, hogy kiemelkedően fontos az azonos karakterisztikájú másodlagos források használata a hangtérszintézis tökéletességének érdekében. Ugyanebben az évben Start a $2^{1/2}D$ operátort újraértelmezte, az eredeti 3D-s Rayleigh felületi integrál vonalintegrállá egyszerűsítésével.

Ezen operátorokról fontos megjegyezni, hogy – habár fizikai és matematikai levezetésük révén - elméleti modellre való alkalmazásuk esetén megállják a helyüket, gyakorlatban még akkor is felmerülnek olyan hibák, melyek kompenzálása újabb fejlesztéseket igényel.

A jelenleg, nemzetközileg elfogadott WFS vezérlőfüggvényeket Firtha Gergely vezette be egy 2017-es IEEE cikkben [14], melyek képesek tetszőleges virtuális forrás terét, tetszőleges másodlagos forrás elrendezéssel, tetszőleges referenciagörbén szintetizálni.

2.1.4 WFS operátor értelmzése

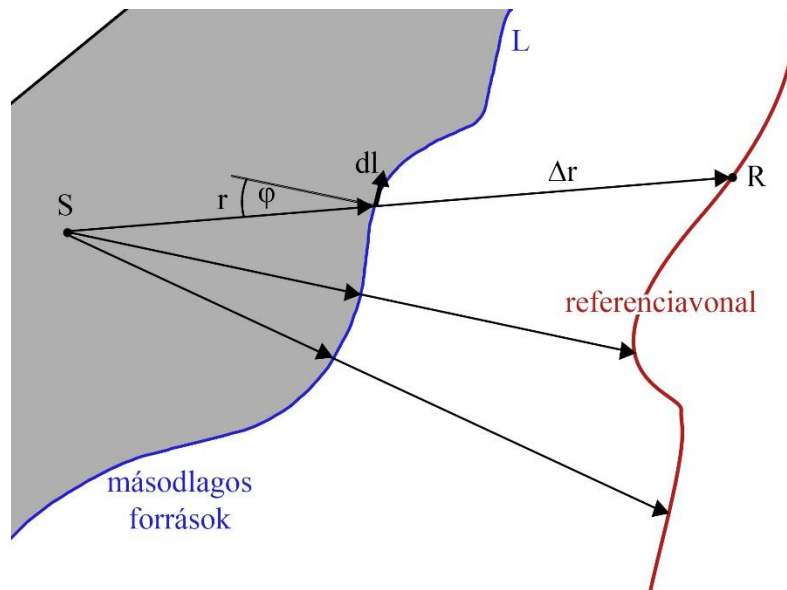
A későbbiekben az általunk is alkalmazott vezérlőoperátort Start alkotta meg 1997-ben [5]. Általános esetben alkalmazható, egy elsődleges pontforrás terének szintetizálásra. Nem kötött a másodlagos források által alkotott görbe pontos alakja, nem szükséges egy egyenesre esniük. Elrendezést tekintetében megjegyzendő, hogy a virtuális hangforrásaink és a referenciavonal továbbra is egy síkban helyezkednek el.

Ebben az esetben a referenciavonalnál kialakuló, S elsődleges forrás által keltett hangnyomás P_R , ami a másodlagos források felhasználásával a

$$P_R = \int_L Q(\mathbf{r}, \omega) \frac{\exp(-jk\Delta r)}{\Delta r} dl$$

integrál alapján számítható, ahol Q a másodlagos pontforrásokat meghajtó operátor, mely S elsődleges forrás és L görbe pontjainak relatív helyzetének (r) függvényében határozza meg az adott hangszóró vezérlését.

$$Q(\mathbf{r}, \omega) = S(\omega) \sqrt{\frac{1}{2\pi jk}} \sqrt{\frac{\Delta r}{r + \Delta r}} \frac{\exp(-jkr)}{\sqrt{r}}$$



2.5. ábra: Egyértelműsítő ábra az operátor függvény megértéséhez

Összegezve: az operátor függvénnyel - ahol $S(\omega)$ az elsődleges forrás jele frekvenciatartományban – a másodlagos forrás görbéjének pontjait pontszerű forrásként meghajtva a referenciavonalon olyan hangtér alakul ki, mint ha az 'S' pontban lévő, elsődleges forrás $S(\omega)$ jelet sugározna.

Ezen operátor felhasználásával szimulálható az általunk tervezett rendszer, így szoftveresen számolhatóvá válnak a rendszer kritériumai és a szintézis pontosításának érdekében kalibrálandó paraméterek értékei.

3 Hangtér szintézisre alkalmas eszköz megtervezése

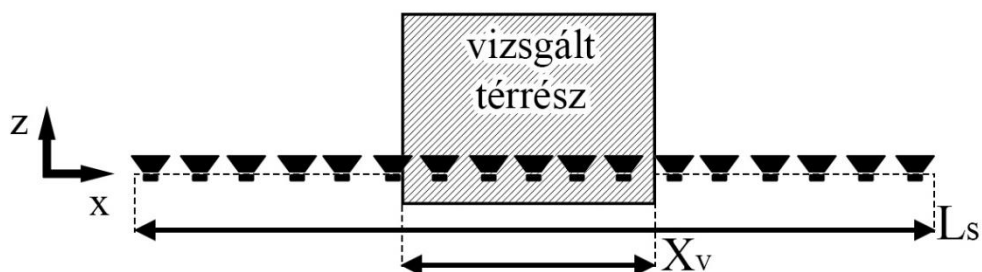
A következőkben a dolgozat ismerteti a szimulációs lépéseket, amik a hangtér szintézis megvalósítására alkalmas hangláda megépítését megelőzték. Első lépésként az elérni kívánt teljes rendszer szimulációját MATLAB-ban. Ezen belül a hangláda paramétereinek korlátait, a hangszóróválasztás alapvető feltételeit. Másodsorban a hangszóró meghajtására képes eszköz kiválasztását és az általa nyújtott lehetőségekkel.

3.1 A hangtér szintézist megvalósító rendszer szimulációja

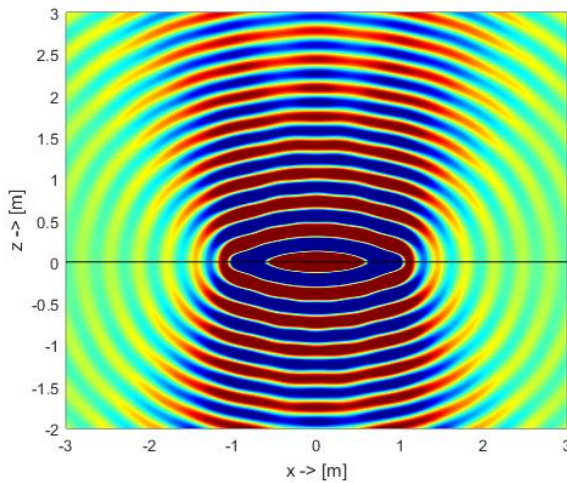
A rendszer jövőbeli működésének pontos megértéséhez és megtervezéséhez szükséges volt azt lemodellezni MATLAB-ban. A virtuális modell egy hangszóró sorból áll, melyek egy egyenes mentén helyezkedtek el az $y = z = 0$ tengely mentén.

A modell alkatrészeiként szolgáló hangszórókat irányított pontforrásnak feltételezzük. Így a későbbiekben az egyes paraméterek változtatásával (pl. membránátmérő, hangszórótávolság, sugárzott frekvencia) vizsgálhatunk olyan jelenségeket és hibákat, melyek a megvalósítandó rendszerben is előfordulhatnak. Célunk ezen paraméterek optimalizálása, melyek alapján megépíthetjük a saját prototípusunkat is.

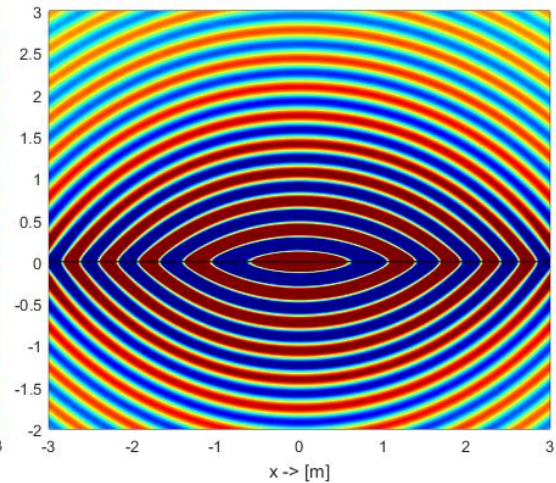
Fontos, hogy a vizsgált és későbbiekben megjelenített térrész méreteihez (' X_v ') képest a források szakasza (' L_s ') jelentősen hosszabb legyen (3.1. ábra), hogy a hangszóró sor szélén jelentkező diffrakció ne befolyásolja az általunk vizsgálni kívánt eredményeket.



3.1. ábra: A vizsgált térrész és a hangszóró sor hosszparaméterei



3.2. ábra: Diffrakció megjelenése
 $X_v = 6, L_s = 2$ esetben



3.3. ábra: Diffrakció kiküszöbölése
 $X_v \ll L_s$ esetben

Az eredmények, azaz a forrássor terének kiértékelése a csak megfigyelői- / hallgatói síkon történik, hiszen ez a releváns a megvalósítás szempontjából. Ettől függetlenül a hallgató síkot bárhol felvehetjük, hiszen a kialakult teret az elsődleges források frekvenciája és pozíciója, a másodlagos források iránykarakterisztikája, amplitúdókarakterisztikája és a korábban (2.1.4) ismertetett operátor függvény határozza meg. Így a kialakult hangtér független attól, hogy a tér melyik metszetét tekintjük megfigyelői síknak. Azonban a feltételnek, miszerint a virtuális forrásoknak és a megfigyelőnek egy síkba kell esniük, továbbra is teljesülnie kell.

A mi viszonyítási rendszerünkben, a szemléletesség és egyszerűbb számítások érdekében a megfigyelői síkot tekintjük minden esetben az $y = 0$ síknak. Az előbbi gondolatmenet analógiájára, a másodlagos források helyzetét pedig ahhoz képest adjuk meg.

3.2 Hangszóró választása

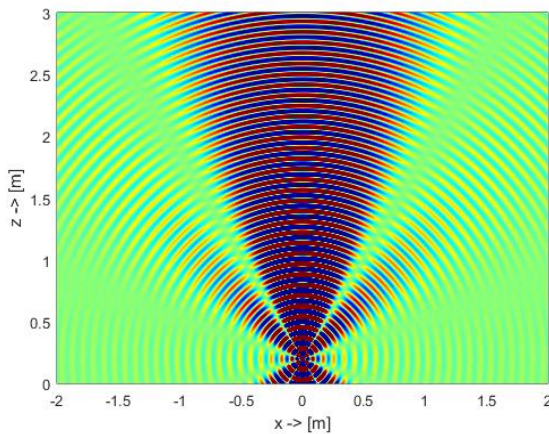
Az elsődleges paraméter, mellyel egy hangszórót jellemezhetünk, az a membrán átmérője. [5] Ebből számolható többek között a pontos iránykarakterisztikája a főiránnyal bezárt szög függvényében. Elterjedt alakja, ahol J a Bessel függvényt jelenti:

$$P(\theta) = \frac{J(kr \sin(\theta))}{\sin(\theta)}$$

Koszinuszos közelítéssel a pontosabb karakterisztikát a nulladrendű Bessel függvény adja meg:

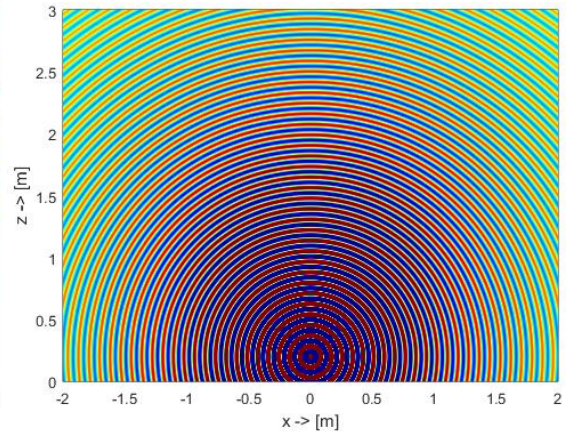
$$J_n(\gamma) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi\gamma}} \cos\left(\gamma - \frac{(2n+1)\pi}{4}\right); \gamma = \frac{2\pi f D}{c} \sin(\theta); P(\gamma) = \frac{2J(\gamma)}{\gamma}$$

ahol $n = 0$, f a sugárzott jel frekvenciája, θ a főiránnyal bezárt szög és D a membrán átmérője. $P(\gamma)$ a forrás iránykarakterisztikája, melynek felhasználásával modellezhetjük a hangszóró terét.



3.4. ábra: Sugárzó irányítottsága

D = 20cm; f = 4000Hz

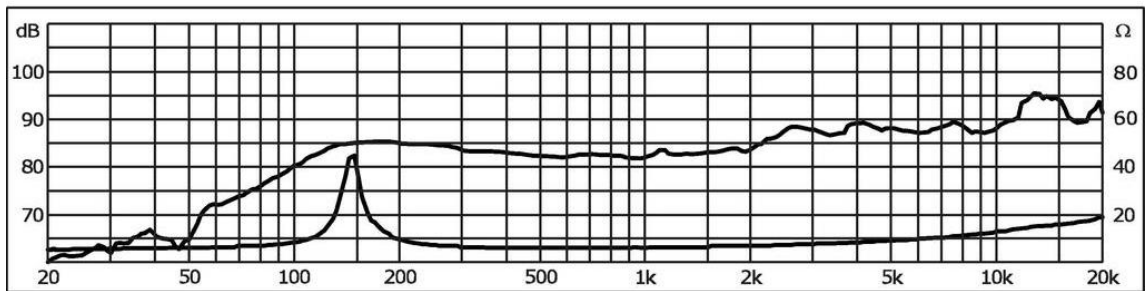
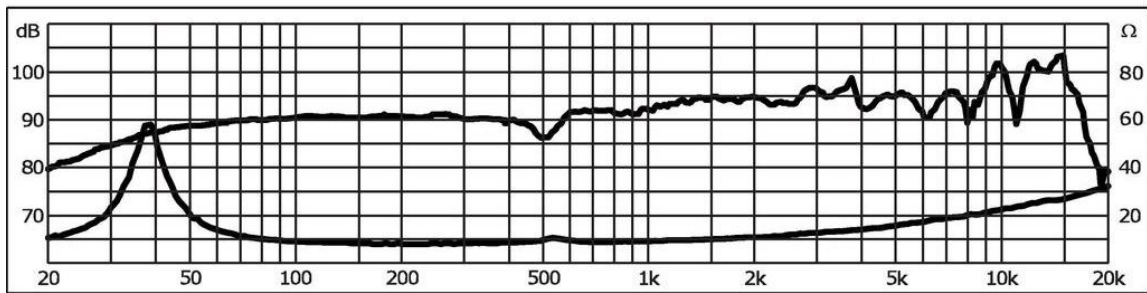


3.5. ábra: Sugárzó irányítottsága

D = 5cm; f = 4000Hz

Az iránykarakterisztika megjelenítésével jól szemléltethető, hogy nagyobb membránátmérő esetén (3.4. ábra) irányítottabb lesz a hangforrás, míg kisebb (3.5. ábra) átmérő esetén pontszerű forrásról és gömbullámokról beszélhetünk. A prototípus tervezett frekvenciatartománya körülbelül 80Hz-20kHz, tehát célszerű olyan hangszórot választani, ami a nagyobb frekvenciák esetén is képes számunkra kedvező hangteret létrehozni.

Ezen kívül nagyban a membránátmérő határozza meg a hangszóró frekvenciamenetének törésponti frekvenciáját is, vagyis hogy milyen alacsony frekvenciájú hangokat képes még effektíven sugározni.



3.6. ábra: Hangszórók frekvenciamenete
Monacor SPX-200WP D=20.3cm (fent)
Monacor AN-2775 D = 6.6cm (lent)

Nagy frekvencián a levegő, tehetetlenségének köszönhetően jó mechanikai csatolást biztosít, így a teljesítmény sugárzása hatékonyabb. Azonban alacsony frekvenciákon ez a csatolás romlik, így nagyobb felület szükséges ahhoz, hogy képesek legyünk sugározni megfelelő hangteljesítményt.

A cél az, hogy minél irányítottabb iránykarakterisztikájú forrással dolgozhassunk, valamint, hogy a hangszóró kedvező frekvenciamenettel rendelkezzen 70-100Hz-es tartományban is, azaz mélyebb hangok sugárzására is alkalmas legyen.

Mindazonáltal lényeges, hogy az elméleti modellhez minél jobban közelítsünk, és a hangtér rekonstrukció minél pontosabb legyen, mind térben, mind pedig időben. Ehhez minél több forrást, minél közelebb kell elhelyezni egymáshoz egy egyenesen.

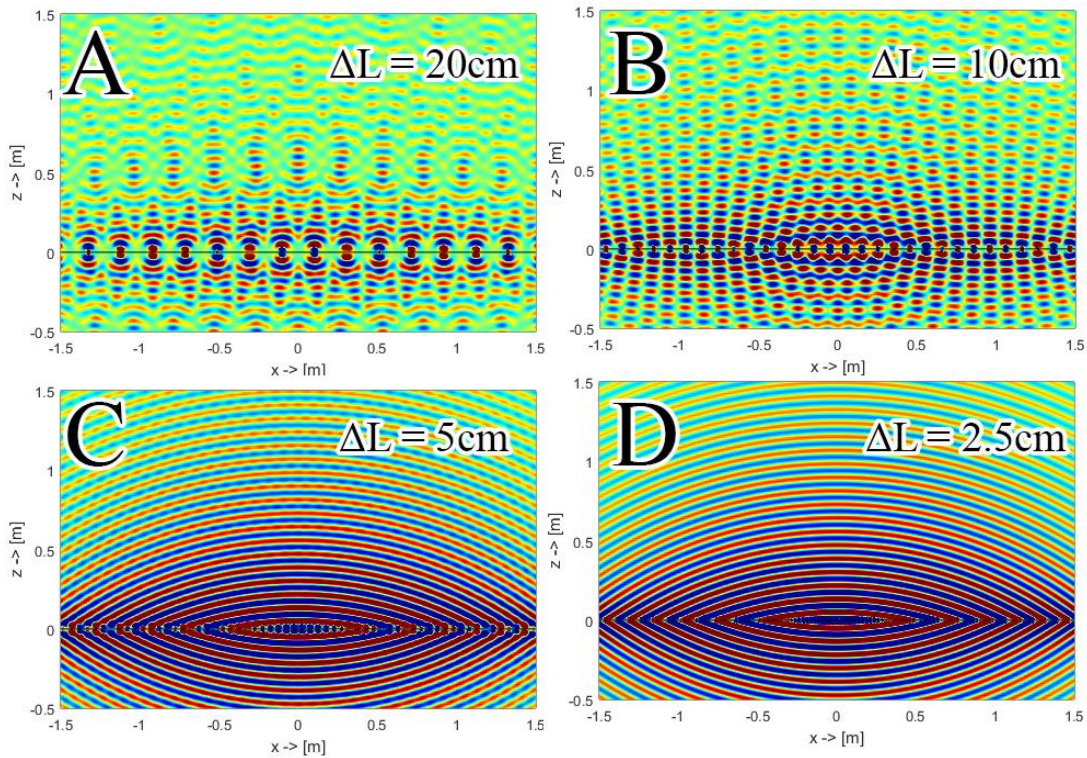
Ezek alapján az ideális választás egy körülbelül 10cm membránátmérőjű hangszóró. A MATLAB modellben innentől kezdve ezzel a paraméterrel dolgozunk.

3.3 Hangszórók elrendezése

Míg az elméleti modell egy görbe minden pontját másodlagos forrásként prezentálta az ettől való eltérés a hangtér-szintézis minőségét ronthatja. A folytonos vonal

pontforrásokra cserélése egyfajta térbeli diszkretizáció, mely a hullámtérben térbeli átlapolódásokhoz vezet.

Vizsgáljuk tehát a korábban kiválasztott $D = 10\text{cm}$ átmérőjű hangszóró alkalmazását eltérő forrástávolságokkal. A sugárzott frekvencia $f = 4000\text{ Hz}$.



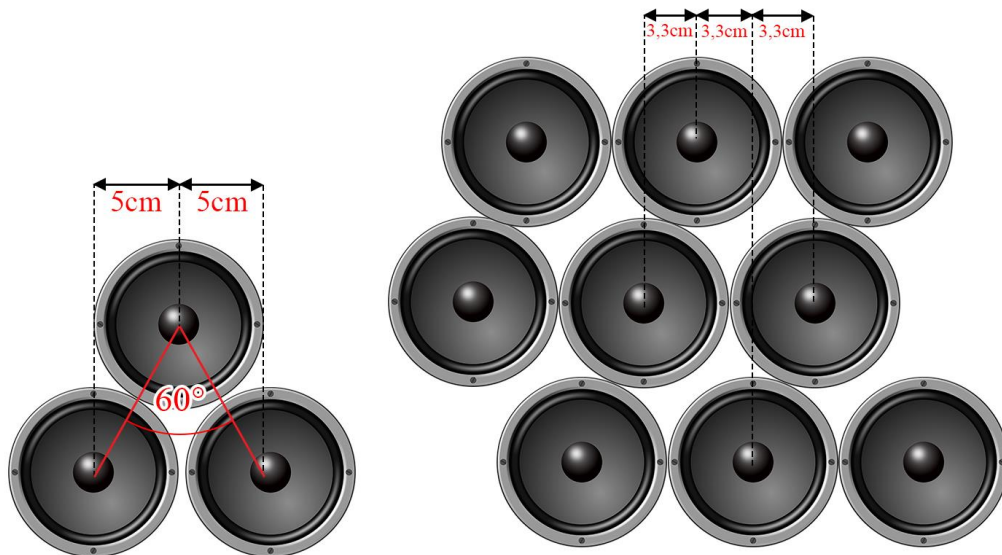
3.7. ábra: Hangtér vizsgálata forrástávolság függvényében

A szemléltetés során a probléma egyből felmerül. Habár másodlagos forrásainknak előzetesen $D = 10\text{cm}$ -es membránsugarat írtunk elő, a forrástávolságok vizsgálata arra enged következtetni, hogy még az $\Delta L = 10\text{cm}$ -es távolság (a valóságban ΔL két szomszédos hangszóró membránjainak, középpontjának távolsága) esetén is jelentős a reprodukált hangtér eltérése az ideálishoz képest, a térbeli átlapolódások miatt. Mindazonáltal ez a minimális elérhető távolság, amennyiben egy sorban helyezük el a másodlagos forrásokat.

Fontos megjegyezni, hogy ez a vizsgálat csupán $f = 4000\text{ Hz}$ -en történt, míg a tervezett felső határfrekvencia ennek háromszorosa. Azonban az emberi hallás nagyságrendekkel érzékenyebb a 4 kHz körüli harmonikusok amplitúdójára, mint a $10\text{--}12\text{ kHz}$ körüliekre. Az irányhallás az 1 kHz környéki összetevők esetén dominál a legjobban. Ezen felül pedig nem állíthatunk irreális elvárásokat sem a megvalósítandó konstrukcióval szemben sem.

Az átlapolódás optimális mértékű elnyomásához a hangszórók membránja kétszer akkora átmérőjű kéne, hogy legyen, mint a két szomszédos membrán középpontja közötti távolság [8]. Az ábrán is jól látható (3.7. ábra ,C), hogy 10cm-es membránátmérő esetén a $\Delta L = 5\text{cm}$ már megfelelően elnyomja az átlapolódás okozta hibákat.

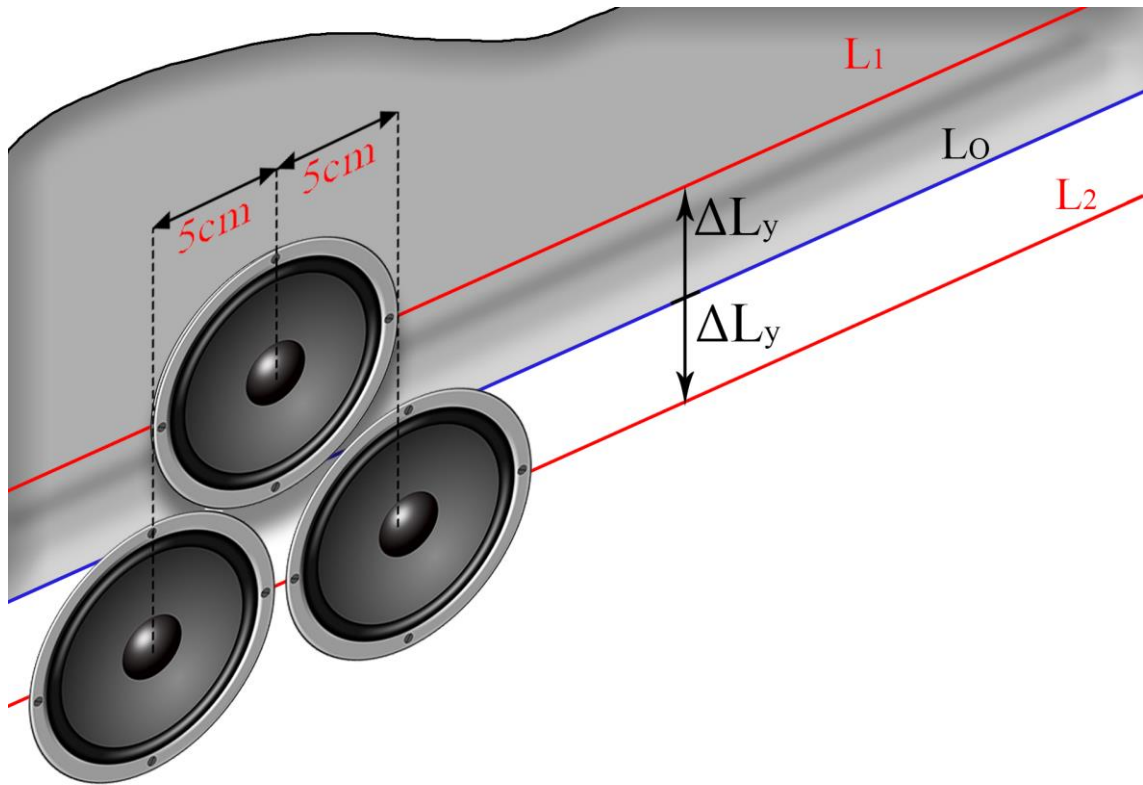
Kisebb ($\Delta L < 10\text{cm}$) forrástávolság elérésére lehetőség nyílik, amennyiben nem egy egyenesen kívánjuk elhelyezni a hangforrásainkat. A hangszórók megfigyelői síkból való kiemelésével kialakíthatunk egy egyfajta „cikk-cakk” elrendezést. Bár a középpontok távolsága a valóságban így is minimum 10cm, a számunkra lényeges információ a források középpontjainak, a megfigyelői síkra vetített távolsága, mely megfelelő elrendezés mellett lehet akármilyen kicsi.



3.8. ábra: Lehetséges elrendezések ΔL csökkentésére

Mínél jobban szeretnénk csökkenteni ΔL -t, annál több, a megfigyelői síkból kiemelt hangszórósorra lenne szükségünk. Ami elméleti szinten működőképes, csupán a hangszóró megépítéskor okozna problémát. Ezért választottuk a $\Delta L = 5\text{cm}$ -es hangszórótávolság megvalósítására való törekvést a prototípusunkhoz.

Ahhoz, hogy megbizonyosodjunk arról, hogy a hangszórók megfigyelői síkból való kiemelése nem okoz jelentős hibát a szintézisben, változtattunk a szimulált modellünkön. A másodlagos forrásokat ismét irányított pontforrásként realizáljuk, ezen források pedig két párhuzamos szakaszt fognak alkotni, ahol $L_1 \parallel L_2 \parallel L_0$, ΔL_y pedig L_1 és L_2 távolsága a megfigyelői síktól.

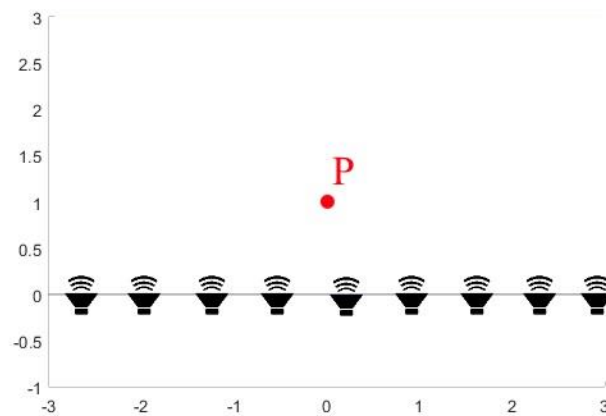


3.9. ábra: A másodlagos források kiemelése a megfigyelői síkból

ΔL_y legkisebb lehetséges értéke

$$\Delta L_y \geq \sqrt{D^2 - \Delta L^2} = \sqrt{100 - 25} \text{ [cm]} = 8.66 \text{ cm}$$

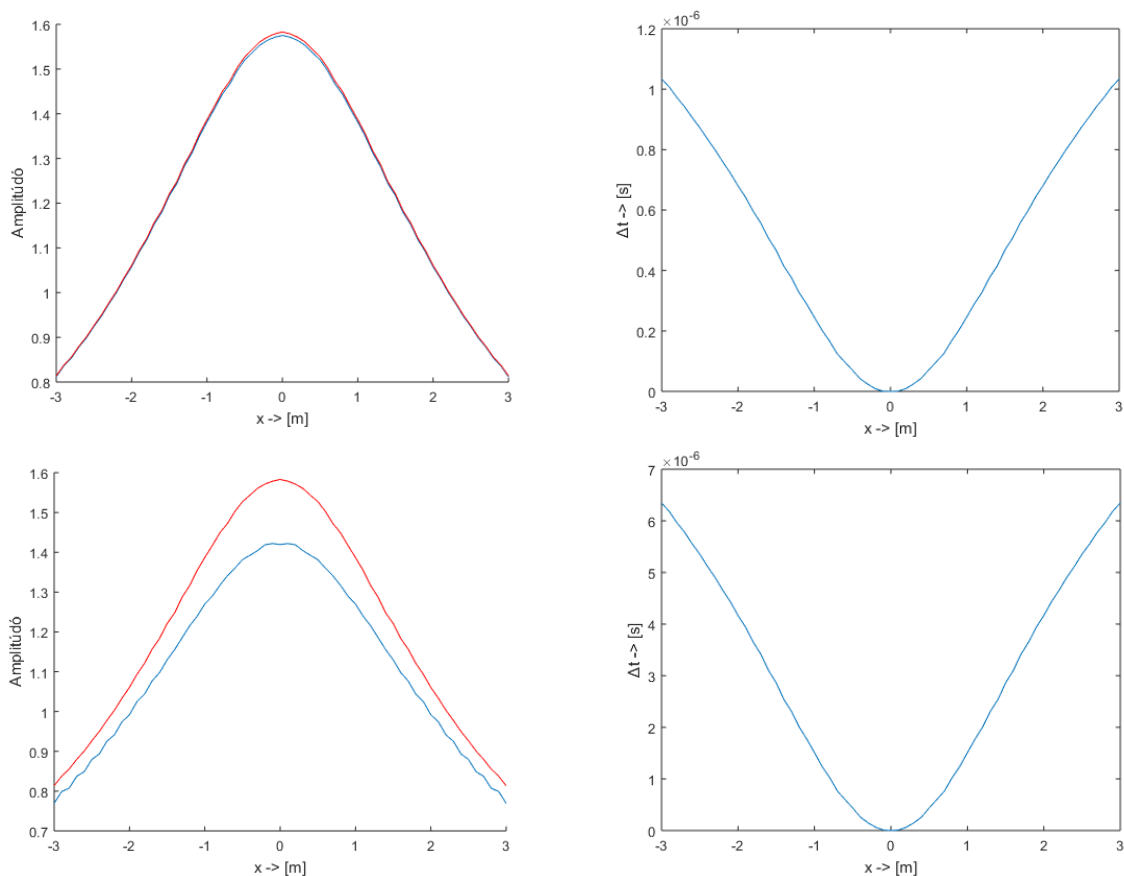
Ez az átalakítás hibát okoz mind térben, mind pedig időben, a hangtérben. A vizsgálandó kérdés az, hogy mekkora az a legnagyobb ΔL_y , amely esetén, az okozott torzulások az emberi hallás érzékenységének korlátain kívül vannak, vagyis a megfigyelő nem képes észlelni őket.



3.10. ábra: Szimuláció elrendezésének egyértelműsítése

A megfigyelő pozíciója [0 1] pontban; a másodlagos források egyenese $y = z = 0$

A tér- és időbeli torzulás vizsgálatához a megfigyelői sík egy adott P pontjára (3.10. ábra) jellemezzük a másodlagos forrásor pontjaitól a P pontig vezető akusztikai utak csillapítását (később ennek a változását vizsgáljuk) és relatív (a legkisebb értékhez viszonyított) késleltetését. Az adott x koordinátán lévő másodlagos forrásból egy 2 egységnyi amplitúdójú impulzust adunk ki, és megvizsgáljuk, hogy mekkora késleltetéssel érkezik meg az impulzus a P pontba, valamint mekkora amplitúdóval. Ezt megteesszük minden másodlagos forrásra, majd az eredményeket a másodlagos források x koordinátájának függvényében ábrázoljuk. Azt vizsgáljuk, hogy P pontban milyen változást okoz a másodlagos forrásor ΔL_y -nal való eltolása az eredeti, $\Delta L_y = 0$ esethez képest.



3.11. ábra: Amplitúdó karakterisztika és késleltetés

$\Delta L_y = 8\text{cm}$ esetben (fenti két ábra); $\Delta L_y = 50\text{cm}$ esetben (lenti két ábra)

Bal oldal:

Piros görbén ábrázoljuk az $L_y = 0$ esetében tapasztalt amplitúdó karakterisztikát.

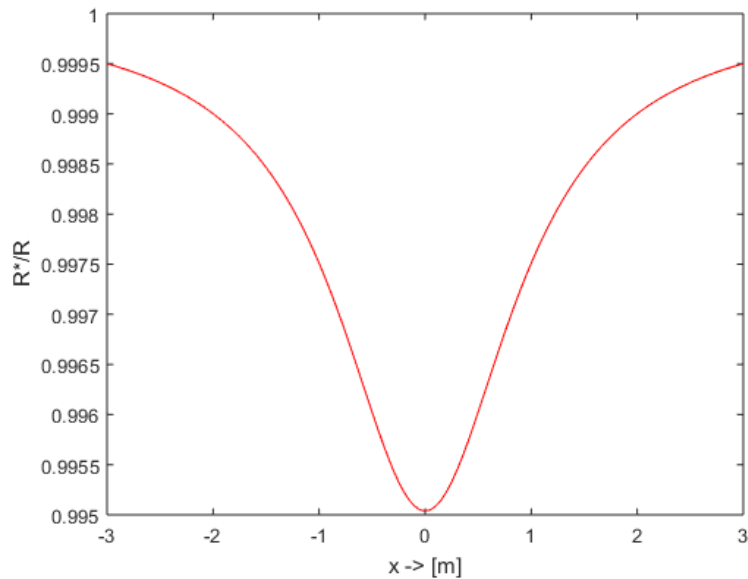
Kék görbén látható az adott ΔL_y esetében tapasztalt amplitúdó karakterisztika.

Jobb oldal:

A másodlagos forrásor pontjaitól érkező direkt hangok késleltetése (a leggyorsabbhoz képest) ΔL_y esetében.

Mivel a források távolsága a megfigyelt P ponttól ΔL_y függvényében nő, ezért a jelterjedési idő és a szakasz amplitúdó csillapítása is nagyobb lesz. Ez abban az esetben jelenthet gondot, amennyiben a másodlagos forrás x koordinátájának függvényében nem lineárisan változik az amplitúdó karakterisztika, vagy a késleltetés. Miként az ábrákon is látható, (3.12. ábra) éppen ez történik a mi esetünkben. Mivel

$$\frac{R'}{R} = \frac{\sqrt{z^2 + x^2 + \Delta L_y^2}}{\sqrt{z^2 + x^2}},$$



3.12. ábra: R'/R ; $z = 0$; $\Delta L_y = 0.5m$

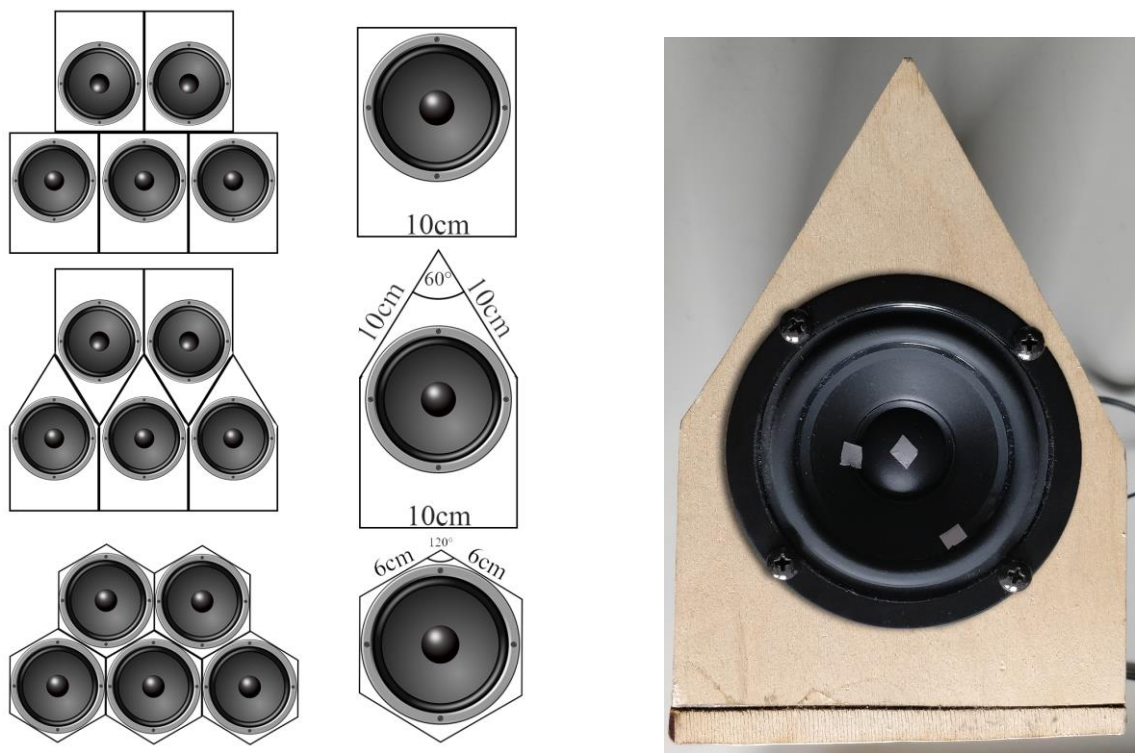
azaz a másodlagos források pozíciójának függvényében nem lineáris a távolságok változása (3.12. ábra), ez a szintetizálni kívánt hangtér időbeli és térbeli torzulásának hatását keltheti a hallgatóban.

Ezeket a torzításokat sok esetben például sztereo rendszerek megvalósításához alkalmazzák, hiszen az emberi hallórendszer vagy az amplitúdó eltérésre, vagy az időbeli késleltetésre alapozva képes a hangforrások irányát meghatározni. Esetünkben ez pont a virtuális forrás érzékelt irányának torzulásához vezetne az valódihoz képest. Mivel azonban a torzítás determinisztikus, a későbbiekben, ha szükséges, az kompenzálható. Ezen felül, az általunk választott $\Delta L_y \approx 0.1m$ –es nagyságrendben olyan csekély ez a torzulás (3.11. ábra, jobb fent), hogy annak érzékelésére az emberi hallórendszer, érzékenységének alsó korlátaiból kifolyólag képtelen.

Míg az úgy nevezett Haas hatás - vagyis a hallórendszerünk képes a két fülbe érkező impulzusok között eltelt időből a forrás irányát meghatározni – 1-35ms közötti tartományban domináns, az általunk szimulált rendszer maximális időbeli torzítása nagyjából 1-2 μ s (3.11. ábra).

3.4 Hangszórósor látványterve

A szimuláció során (3.3) optimálisnak ítélt paraméterek alapján készítettem három látványtervet, végiggondolva, hogy milyen praktikus és/vagy könnyen megvalósítható doboz konstrukciók megépítésébe érdemes belefogni a továbbiakban.



3.13. ábra: A hangszórók lehetséges elrendezése, a szimuláció paramétereinek megtartásához szükséges méretekkel (bal), valamint a megépítésre került prototípus (jobb).

A doboz megépítése és a hangszóró beszerzése a projekten belül más feladatkörébe esett.

4 A hangszóró átvitelének mérése

Az ezután következő lépés a projekten belül a megépített hangdoboz akusztikai paramétereinek vizsgálata és értékelése volt. A hangszintézisben résztvevő hangsugárzó eszközökkel szemben azt az elvárást állítjuk, hogy frekvenciatartományú átviteli karakterisztikájuk a sugárzási tartományban – azaz azon hallható frekvenciákon, melyeken a hangszóró képes effektíven teljesítmény leadására – közel lineáris legyen. Erre azért van szükség, hogy a nagyszámú sugárzót tartalmazó, hullámteret szintetizáló rendszer, frekvenciatartománybeli átviteli karakterisztikájától ne függjön a kialakításra kerülő tér minősége, ne torzítsa a lejátszani kívánt, bemeneti jelet frekvenciatartományban.

Első lépésben, laborkörülmények között (süketszobában) megmérjük a hangdoboz átviteli karakterisztikáját.

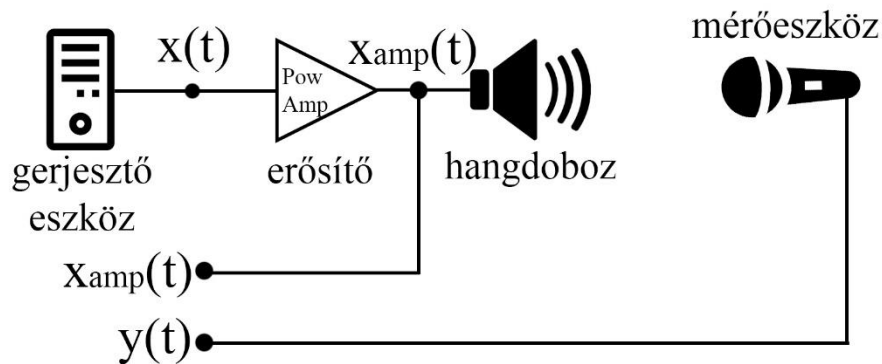
4.1 Mérési módszer alapja

Egy hangszóró karakterisztikájának mérésére többféle mérési módszert is alkalmazhatunk. Mindazonáltal a mérési alapelv mindegyik esetben hasonló. A kész hangládát (4.1. ábra) egy erősített $x_{amp}(t)$ jellel gerjesztjük, melyet a méréshez optimalizálva állítunk elő ($x(t)$, erősítetlen gerjesztő jel) MATLAB-ban implementált szoftver és egy számítógép segítségével, majd egy erősítőn keresztül a hangdobozra kötjük. A hangszóró válaszát eközben megfelelő mérőeszköz (precíziós kondenzátormikrofon, lézer doppler vibrométer (LDVM)) segítségével mérjük.

A mikrofon a teljes hangdoboz által kialakított hullámtér adott pontbeli hangnyomását méri. A mért eredményt nagyban befolyásolja a mikrofon orientációja, - a mért hangszóró a főirányba essen - hiszen iránykarakterisztikája nem állandó frekvencia függvényében, így torzulhat a mért jel.

A vibrométer a hangszóró membránjának, egy pontjának sebességét méri, mely jel deriválásával megkaphatjuk a megfigyelt pont gyorsulását. A két, különböző eszközzel való mérésnek, elméletben koherensnek kell lennie.

A további pontosításhoz a lehetséges mérőmódszerek és az azokhoz tartozó mérőjelek megismerése és a számunkra legideálisabb kiválasztása a cél.



4.1. ábra: A mérés elrendezése, tárgyalt alkotóelemei

4.2 Mérőjel választása

A frekvenciatartománybeli átvitel meghatározására meg kell hajtunk a rendszert egy megfelelő gerjesztő jellel. Ezen jelből, valamint az erre adott válaszból tudunk következtetni az átviteli karakterisztikára. [9]

4.2.1 Keskenysávú (harmonikus) gerjesztés

Az amplitúdó és fáziskarakterisztika mérésére adott, f frekvenciájú, harmonikus mérőjelet $x(t)$ használunk. Ebben az esetben a rendszer kimeneti jele $y(t)$, szintén harmonikus jel lesz.

$$x(t) = X \cos(2\pi f t + \alpha); y(t) = Y \cos(2\pi f t + \beta)$$

Az átvitel ekkor számítható f frekvenciára, $H(f) = \frac{Y}{X}$; $\varphi(f) = \beta - \alpha$ képletek szerint. A mérést megismételve több f frekvencián, újabb pontokban kapjuk meg az átviteli karakterisztikát.

A keskenysávú jel alkalmazásának előnye, hogy f frekvencián nagy energiát tudunk a rendszerbe vinni, ezzel csökkentve a jel/zaj viszonyt. Azonban a mérést sok frekvencián kell elvégezni, annak érdekében, hogy minél pontosabb átvitelt kapjunk, ezért időigényes.

4.2.2 Szélessávú gerjesztés

Az ilyen módszerre alkalmas mérőjellel szemben támasztott alapvető elvárás, hogy a mérés során, releváns frekvenciákon tartalmazzon a gerjesztő jelünk harmonikus komponenseket.

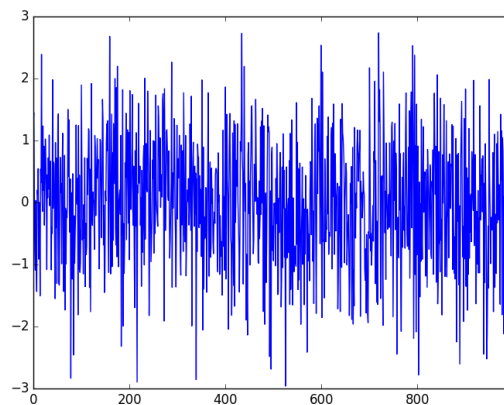
4.2.2.1 (Dirac) Impulzus

A Dirac-impulzus Fourier-sora minden frekvencia-összetevőt egységnyi súllyal tartalmaz, frekvenciatartománybeli amplitúdó karakterisztikája konstans. Definíció szerint $t = 0$ –ban értéke tart a végtelenhez, minden más időpillanatban viszont zérus. A végtelen értékhez azonban végtelen energia szükséges, így egy ilyen jel csak elméletben létezhet. Ezt megközelítő jelalakot tudunk csak létrehozni a valóságban.

Mérés céljából való alkalmazás hátránya, hogy impulzusjellegű, rövid idő alatt, kevés energiát vagyunk képesek a rendszerrel közölni, így a jel/zaj viszony alacsony lesz.

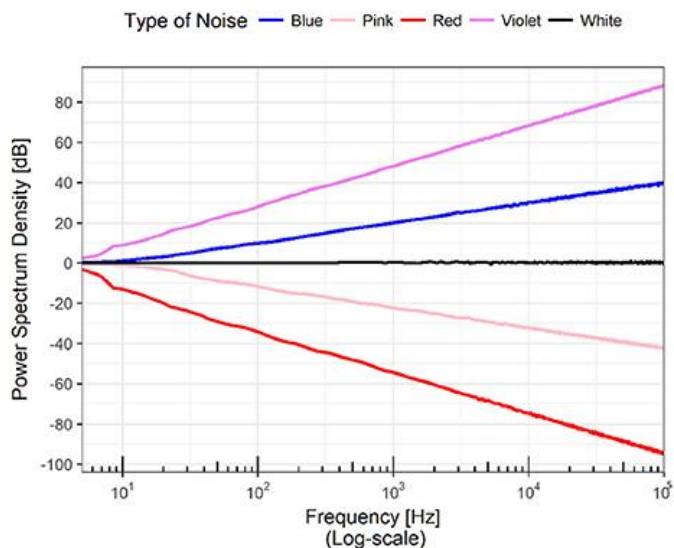
4.2.2.2 Zaj gerjesztés

Szélessávú, sztochasztikus jeltípusok (4.2. ábra), melyek frekvencia komponensei lefedik a mérni kívánt tartományt. Az esetünkben praktikusan alkalmazható fehér zaj frekvenciatartománybeli amplitúdó karakterisztikája, hasonlóan a Dirac-impulzuséhoz, konstans.



4.2. ábra: Sztochasztikus (fehér) zaj időtartománybeli ábrázolása

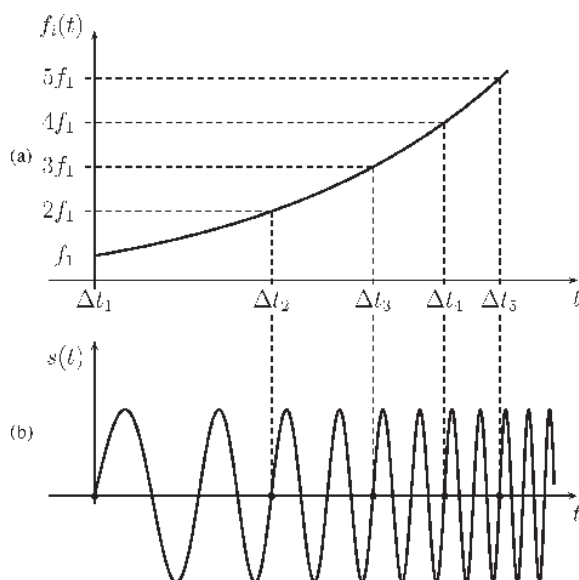
Előnye, hogy frekvencia függvényében egyenletes energia eloszlású jellel vagyunk képesek meghajtani a rendszert, így a jel/zaj viszony nagy lesz. Fehér mellett más típusú, színes zajokat (4.3. ábra) is alkalmazhatunk, melyek teljesítménysűrűsége f függvényében nem konstans.



4.3. ábra: Színes zajok energiasűrűség eloszlása frekvencia függvényében
forrás: frontiersin.org

4.2.2.3 Léptetett, vagy sepert szinusz

Visszavezethető a harmonikus (keskenysávú) gerjesztésre, hiszen valójában, ezen gerjesztő jelek, egymás után fűzött, harmonikus mérőjelek, melyeknek frekvenciája változik. Sepert (sweep) szinusz esetén idő függvényében lineárisan, vagy pedig exponenciálisan növekszik a mérőjel frekvenciája. Léptetett esetben pedig a gerjesztő jel több, eltérő frekvenciájú harmonikus jel sorozata. Ezen gerjesztés alkalmazása azért előnyös, mert a „sweep” futási ideje megadható, ezért a rendszerbe elegendő energiát vihetünk, a jel/zaj viszony javítása érdekében.

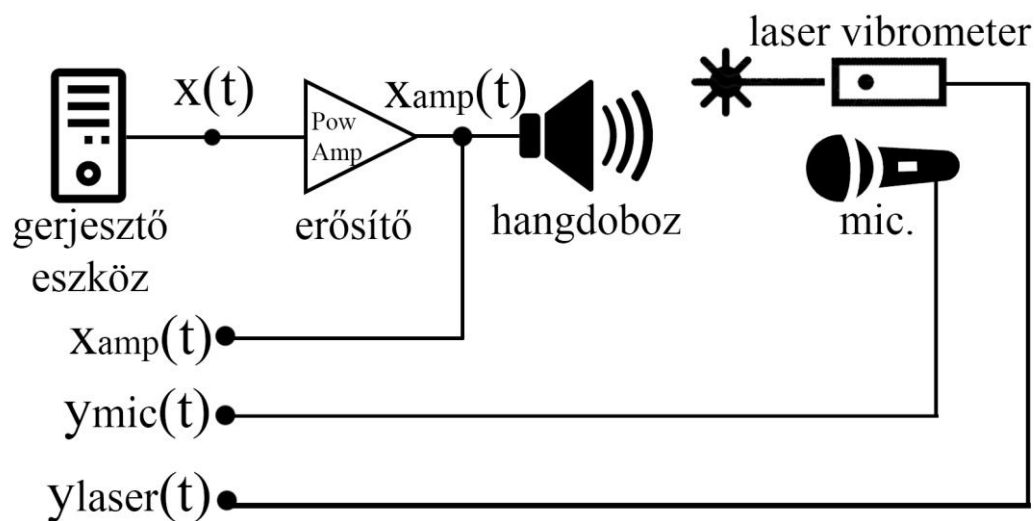


4.4. ábra: Sepert szinusz exponenciális frekvenciaváltozása idő függvényében (fent) és időtartománybeli jelalakja (lent)

4.3 Mérés összeállítása

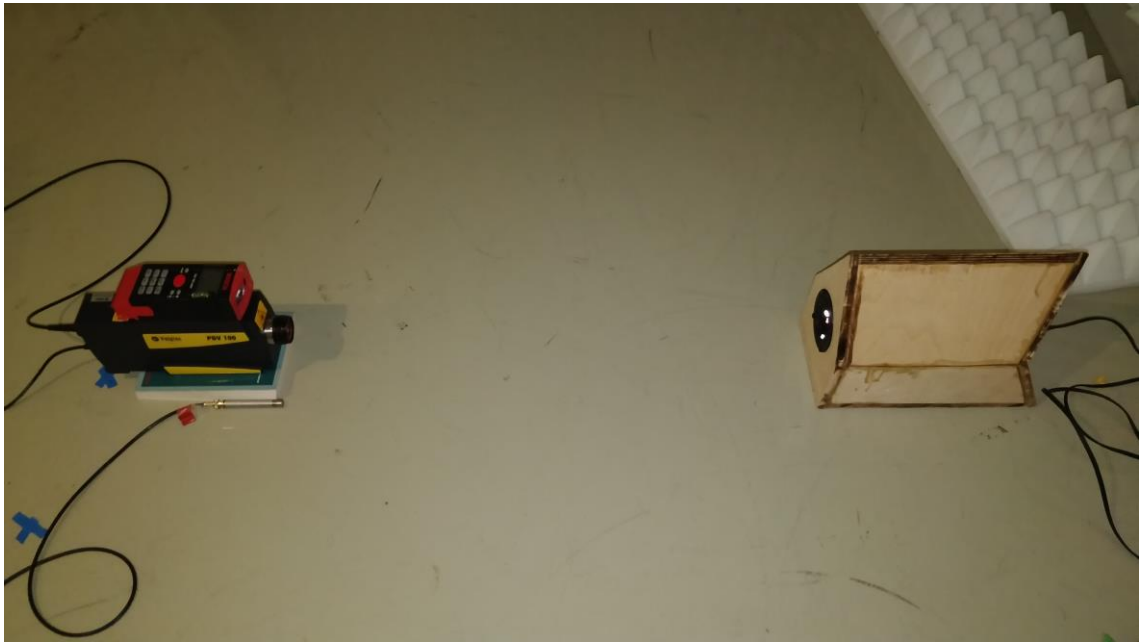
A mérést a BME-VIK Hálózati Rendszerek és Szolgáltatások tanszékének Akusztikai és Stúdiótechnikai Laboratóriumában végeztem, süketszobában. A munka során rendelkezésemre állt:

- egy, elektroakusztikai eszköz mérésére optimalizált laptop,
- elektroakusztikai eszköz mérésére optimalizált, MATLAB-ban implementált mérőprogram,
- a jelfeldolgozást és mérőjel generálást végző hardver,
- egy YAMAHA erősítő,
- precíziós kondenzátormikrofon,
- egy, Polytec lézer doppler vibrométer,
- valamint egy mikrofon előfok.



4.5. ábra: Mérés elrendezésének blokkvázlata

A jelfeldolgozást mind a mikrofon, mind pedig a doppler vibrométer segítségével elvégeztem. Egyrészt azon célból, hogy megvizsgáljam, melyik mérés vezet optimálisabb megoldásra, másrészt, hogy a már sokak által kitapasztalt kondenzátormikrofon referenciaként szolgálhasson a vibrométer adatainak validálásához.



4.6. ábra: a mért eszköz (jobb) és a mérő eszközök (bal) elrendezése

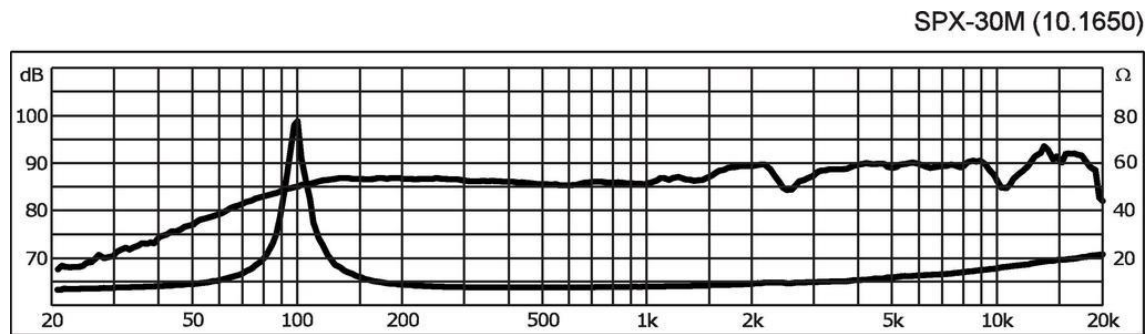
A mért- és mérő eszközöket a földre helyeztem a süketszobában (4.6. ábra). Az elhelyezés abból a megfontolásból adódott, hogy a padló nincs ellátva a visszaverődést csillapító burkolattal, így a mikrofonban, a direkt jelhez képest, késleltetve is meg fog jelenni a hangszóró által sugárzott jel. Ezen késleltetési időt úgy lehet elhanyagolhatóvá tenni, ha közelítjük az elrendezést a visszaverő felülethez, mert így a nem direkt jelút lecsökken.

A mért hangszóró membránt – ahogyan a dolgozat több képén is látható (2.13. ábra) – elláttam fényvisszaverő ragasztó cetlivel. Ezzel is biztosítva, hogy a lézer doppler vibrométer által kibocsájtott monokromatikus fényt minél kevésbé nyelje el a mozgó közeg, így minél pontosabb és zajmentesebb lehessen a mérésem.

Az optimális mérési távolságot a Polytec vibrométer kezelési útmutatója alapján kalibráltam, jól ügyelve arra, hogy a konstans hullámhosszú lézer visszaverődésének hatására kialakuló állóhullám ne null-átmenetben érkezzon a szenzorba, hanem minél inkább az amplitúdó maximuma közelében. Ezzel is a jel/zaj viszonyt javítottam.

4.4 Hangdoboz átvitelének mérése

Az opcionális gerjesztő jelek megismerése után a sweep szinusszal való meghajtás mellett döntöttem, hiszen minden előnyét ki tudjuk használni a mérés során. Ezért egy, idő függvényében lineáris frekvenciafelfutású jelet generáltattam a mérőszoftverrel.



4.7. ábra: MONACOR SPX30m hangszóró gyárilag előírt frekvenciamenete

Egy hangszóró átvitelének (érzékenységének) adott frekvencián, az 1W bemeneti teljesítmény mellett, a hangszórótól főirányban 1 méter távolságban létrehozott hangnyomást tekintjük.

A hangszórónk frekvenciamenetének ismeretében (MONACOR SPX30m), mely adott a gyártási paraméterek között (4.7.ábra), következtethetünk a hangdoboz frekvenciamenetének határaitra is. Jól látható, hogy 20kHz környékén a karakterisztika levág. Ennél nagyobb frekvenciájú jelet hiába küldenénk a bemenetre, nem szólalna meg a hangdoboz. Ezért, a Nyquist tétel alapján rendszer mintavételi frekvenciáját $f_s=51200\text{Hz}$ -re állítottam be, így a vizsgált frekvenciatartomány felső határa $B = 25600\text{Hz}$ lett. Ezt választottam a separt szinusz felső határfrekvenciájának is.

4.4.1 A hangdoboz átvitele

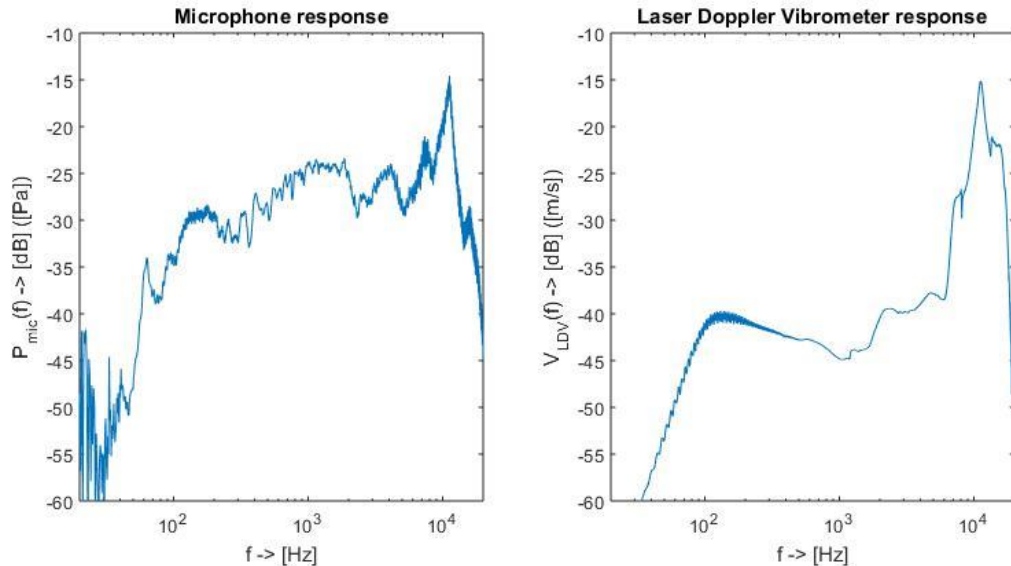
A gerjesztés paramétereinek betáplálása után a szoftver képes elvégezni magától az mérendő adatok kiszámítását. Kiszámítja beérkező válaszjelek (4.5. ábra) Fourier-transzformáltját,

$$F\{x_{amp}(t)\} = X(f); F\{y_{mic}(t)\} = Y_{mic}(f); F\{y_{laser}(t)\} = Y_{laser}(f),$$

melyek felhasználásával egyszerűen megkaphatjuk a hangdoboz átvitelét (4.8. ábra).

$$H_{laser}(f) = \frac{Y_{laser}(f) \cdot (j \cdot 2\pi \cdot f)}{X(f)}; H_{mic}(f) = \frac{Y_{mic}(f)}{X(f)}$$

Ahol $(j \cdot 2\pi \cdot f)$ –el való szorzás időtartománybeli deriválásnak felel meg, amire azért van szükségünk, hogy a vibrométer által mért felületi sebességet felületi gyorsulássá alakítsuk. Mint a Rayleigh integrál is leírja, a kialakuló hangnyomás arányos a sugárzó felület gyorsulásával.



4.8. ábra: A hangláda mikrofonnal (bal) és lézer doppler vibrométerrel (jobb) mért átvitele

Az ábrán látható a két különböző mérés technikájú eszközzel megállapított frekvenciatartománybeli átviteli függvény, logaritmus skálán (4.8. ábra). A kétféle átvitelnek elméletileg egyeznie kéne, de ezt nem várhatjuk az általunk összeállított elrendezéstől.

A vibrométerből számított átvitel elméletileg teljesen független az eszköz-hangszóró távolságtól, hiszen a membrán egy adott pontjának sebességét méri, bárhol is helyezzük el a mérőeszközt. Ezzel szemben a kondenzátormikrofon nagyban ki van téve az elmozdítás okozta változásoknak, hiszen mindig a saját pozíciójában kialakuló hangtér hangnyomását méri.

Ezen felül, a vibrométer mért jele sokkal kevésbé zajos, hiszen a nagy teljesítményű, monokromatikus lézer által hordozott információtartalmat nehezen befolyásolja bármi nemű optikai zaj a jelenlegi mérési elrendezésben. Ezen felül képes az alacsony frekvenciákon történő, koherens mintavételezésre is. Ezzel szemben a mikrofon jóval több környezeti zajt képes felvenni, alacsony $f < 40\text{Hz}$ frekvencián pedig már nem is képes, számunkra információ tartalommal rendelkező jel kiadására.

A kondenzátormikrofon működése közelebb áll az emberi hallás működéséhez. Ugyanúgy a levegő hangnyomását méri mindkettő, ellenben a vibrométerrel. Ez a későbbiekben válik majd érzékelhetővé, mert a mikrofon jeléből számolt karakterisztika kompenzálásával a fül számára kellemesebb eredményt érhetünk el, mint a lézer doppler vibrométer alkalmazásával.

Az előbb prezentált két átviteli karakterisztika bőven elegendő ahhoz, hogy inverz szűrőt tervezhessünk a hangládához.

4.4.2 Oktávsváros simítás

4.4.2.1 Az oktávsváros simítás működésének megismerése

Akusztikai rendszerek tervezése esetén legtöbbször, elsődleges szempontnak tekintjük az emberi hallgatóban kialakuló hangérzet minőségét. Az oktávsváros simítás az emberi hallórendszer működéséhez optimalizálja a kompenzáló szűrő készítését. Ugyanis ismert, hogy az emberi hallás felbontóképessége frekvencia függvényében logaritmikus jellegű, azaz a nagyfrekvenciás hangok frekvenciaváltozására érzéketlenebb a fülünk, mint alacsonyfrekvenciás esetben. A szűk sáv szélességű, nagyfrekvenciás kiugrások és beszakadásokat legtöbbször nem is képes érzékelni a hallgató. Így ezek kompenzálása feleslegessé válik. [11]

A rendszer szempontjából, ezen kiugrások és beszakadások elhanyagolása nagyban egyszerűsíti a rendszert. A hangláda túlzottan részletes, frekvenciatartománybeli kompenzálása nagy fokszámú, bonyolult inverz szűrőt igényelne, amely digitális kompenzáció esetében sokkal nagyobb számítási kapacitást és nagyobb késleltetést is jelentene.

A matematikai leírásából látható, hogy egy ablakozó függvénnyel számítjuk a simítást, mely a legegyszerűbb esetben egy négyszögablak, melynek szélessége a frekvencia emelkedésével egyre nő. A simított karakterisztika az alábbi képlettel adható meg:

$$|H_{\text{simított}}(f)|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f - \gamma)|^2 W(\gamma) d\sigma = \frac{1}{2\pi} |H(f)|^2 W(f),$$

ahol:

- $H(f)$ a simítatlan, eredeti átvitel,

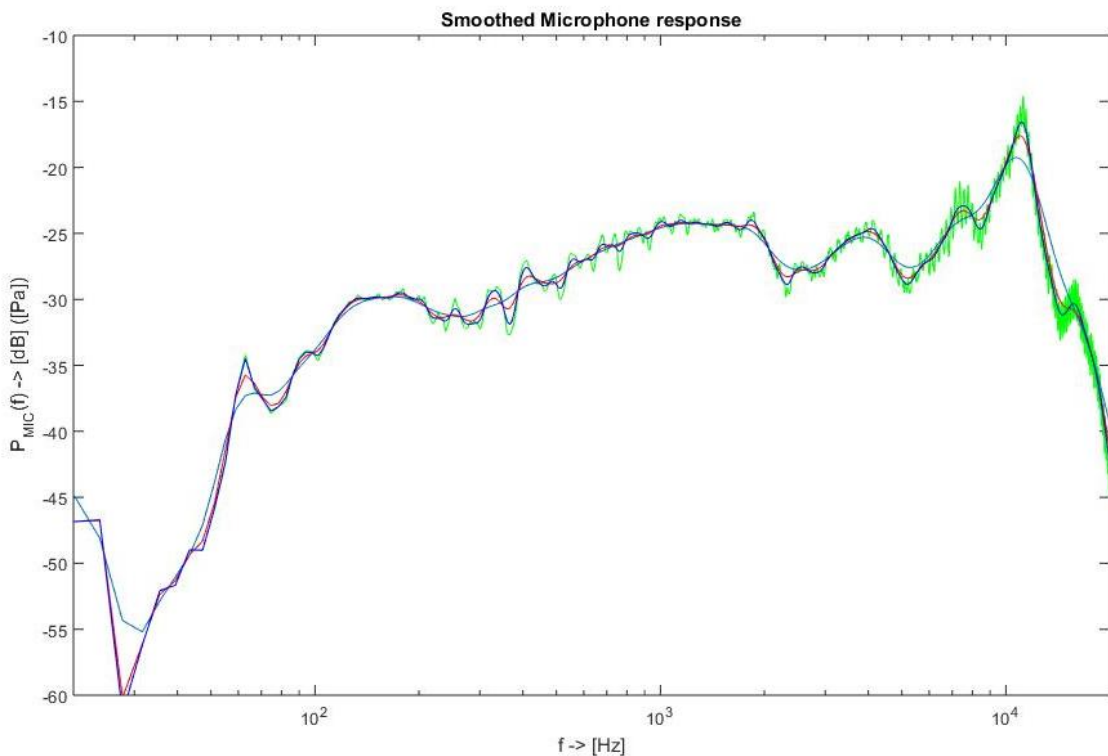
- $H_{simított}(f)$ az oktávsávosan simított átviteli függvény,
- $W(f)$ pedig a fent említett ablakozó függvény.

Az $A(f_1)$ hang akkor van pontosan egy oktávval $B(f_2)$ hang felett, a magasabb hang frekvenciája kétszerese az alacsonyabbnak. Az oktávsávos simítás mértékének több, gyakorlatban alkalmazott fokozata van. Általában, zenei megfontolásból a harmad-, hatod-, tizenketted oktávos simítással ($N_{oct} = 3;6;12$) találkozhatunk. Az ablakozó függvény alapján, az adott frekvencia körüli jeleket négyzetesen átlagoljuk, így megkapjuk az adott frekvencián, a már simított átvitelben szereplő értéket. A simításhoz szükségünk van

$$f_d = 2^{\frac{1}{N_{oct} \cdot 2}}$$

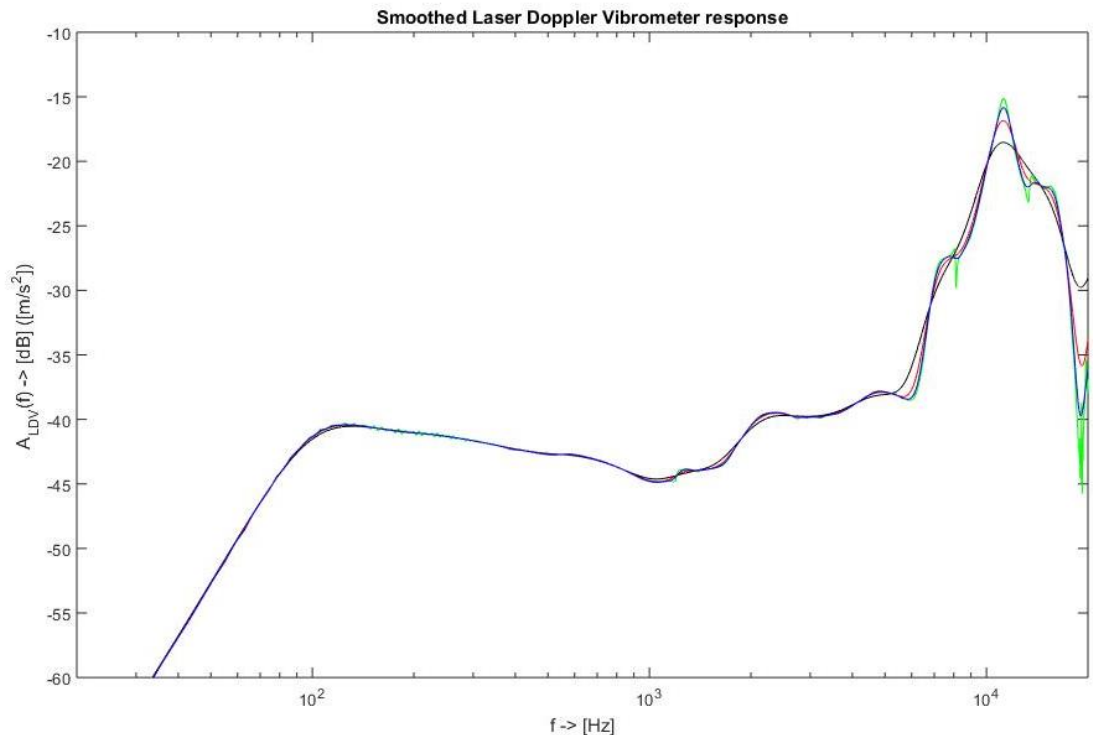
értékére, hogy meghatározzuk az ablak felső ($f_f = f * f_d$) és alsó ($f_a = f / f_d$) határfrekvenciáját. Az amplitúdókarakterisztika f frekvenciájánál vett simított értéke az f_f és f_a által határolt értékek ablakfüggvénnyel súlyozott átlaga lesz.

Minél szűkebb az ablakozó függvény mérete, - mivel az ablakba eső értékek kerülnek átlagolásra - annál jobban közelít a simított átvitel az eredetihez.



4.9 ábra: A mikrofon jeléből számított átvitel oktávsávos simításának hatása
 $N_{oct} = 12$ (fekete), 6 (piros), 3 (kék) ; eredeti, számított átvitel (zöld)

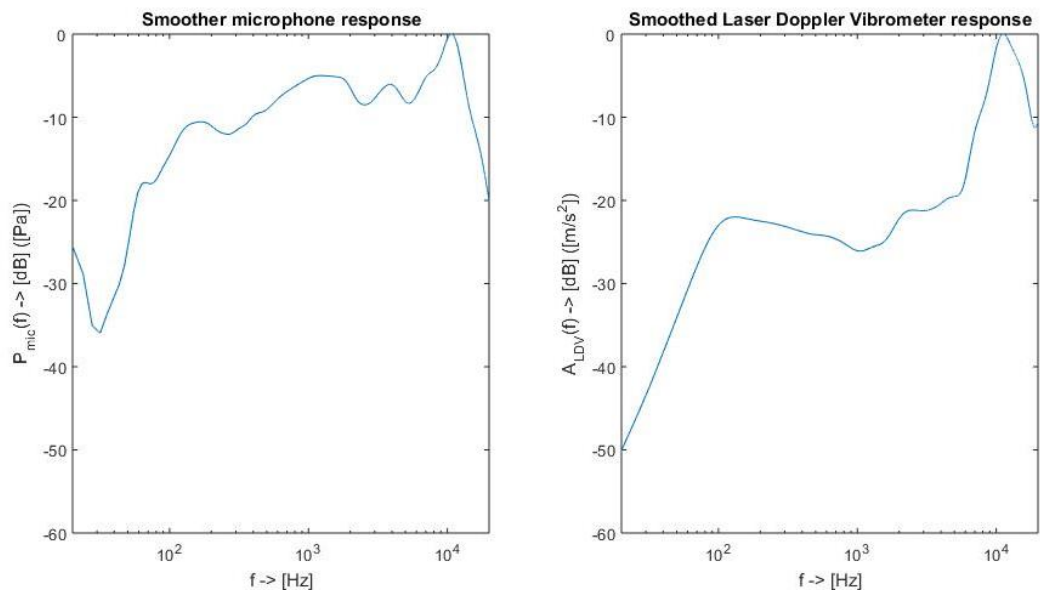
Szabad szemmel is jól látható (4.9. ábra), hogy a zaj jellegű alakot már a tizenkettő oktávós simítás kiszűri, azonban a dominánsabb kiemelések és beszakadások már csak a 3 oktávós simítás esetén fognak eltűnni. Fontos hozzátenni, hogy az átvitel jellege ebben az esetben is megmarad, tökéletesen elegendő lesz kompenzálás számításához, ráadásul kisebb fokszámú szűrővel megvalósítható, mint nagyobb bonyolultságú társai.



4.10. ábra: A lézer doppler vibrométer jeléből számított átvitel oktávós simításának hatása
 $N_{\text{oct}} = 12$ (fekete), 6 (piros), 3 (kék) ; eredeti, számított átvitel (zöld)

A lézeres vibrométer esetén (4.10. ábra) sokkal kisebb simítás is elegendő egy optimális, zajtól és szűk sáv szélességű kiemeléstől és beszakadástól mentes átvitel ábrázolására. Azonban azon megfontolásból, hogy mindkét esetben – azaz a mikrofon és a vibrométer által mért átvitel esetében – ugyanazon ablakozó függvény kerüljön alkalmazásra, itt és a mikrofon esetében is harmad oktávós simítást valósítottam meg. A simítás elvégzésére MATLAB, beépített függvényét használtam („SmoothSpectrum”)

4.4.3 A mért átvitel értékelése



4.11. ábra: Simított átvitele a hangládának mikrofonnal (bal) és lézeres vibrométerrel (jobb) mérve

Jól látható, hogy jellegre megegyezik a két mérési eredmény. Alacsony frekvenciatartományban ($f < 100\text{Hz}$) a vibrométer szemmel láthatóan pontosabban adja meg a membrán átvitelét, mint a mikrofon. Azonban a nagyfrekvencián bekövetkező, 20dB-es kiemelés a lézeres mérés esetén váratlan következmény volt.

A hangdoboz effektív sugárzási tartománya, ahogy előre is megjósoltuk, nagyjából 20Hz és 20kHz közé esik, ami szintén leolvasható mindkét átvitelről. Ezek alapján meg tudunk alkotni egy olyan függvényt, ami ideális esetben elvárható lenne a kompenzált hangdoboz átvitelétől.

5 A hangláda átvitelének kompenzálása

Az alapvető elképzelés az volt, hogy a rendszeren belül, a hangdoboz és az erősítő előtt beiktatunk egy digitális jelfeldolgozó eszközt, mely könnyedén el tudja végezni az átvitel kompenzálását egy időtartománybeli szűréssel. Egy hasonló, digitális eszközre alapvetően szükség lesz a hangtérszintézist megvalósító rendszer vezérléséhez, így a későbbiekben javasolt olyan eszközt választani, mely a digitálisan kódolt jel vezérelt lejátszásán kívül képes, egy előre megadott kompenzáló szűrő szerint megszűrni a hangdobozba bemenő jelünket. Ezen célra egy egyszerű Arduino is megfelelhet.

5.1 Alkalmazható szűrőtípusok

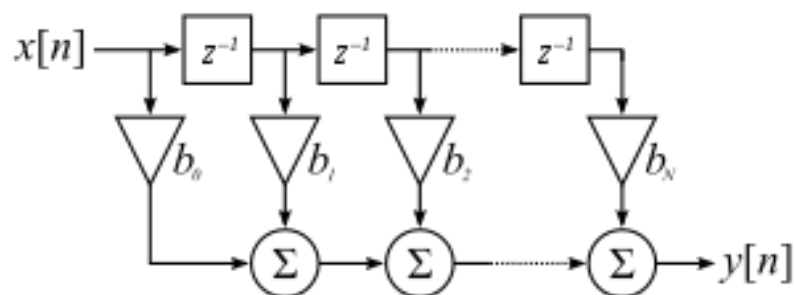
Az alábbi fejezetben bemutatásra kerülnek az általam megismert szűrőtípusok, melyeket akusztikai célú kompenzálásra, digitális jelfeldolgozás esetén elterjedten alkalmaznak. [12]

5.1.1 FIR szűrő

A Finite Impulse Response, vagyis a véges impulzusválaszú szűrő impulzusválaszának általános képlete:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot x[n - k],$$

ahol M a szűrőegyütthatók száma, azaz a FIR szűrő fokszáma, b_k pedig a szűrőegyütthatókat jelöli.



5.1. ábra: FIR szűrő blokkvázlata

Mint a blokkvázlaton is látható, a kimeneti jel aktuális értéke csak a bemenet korábbi és aktuális értékeitől függ. Alkalmazásának előnye, hogy mindig stabil. Egyszerű a tervezésük, mégis tetszőleges karakterisztikát ki lehet vele alakítani. A lehetőségeket egyedül a szűrő fokszáma korlátozhatja.

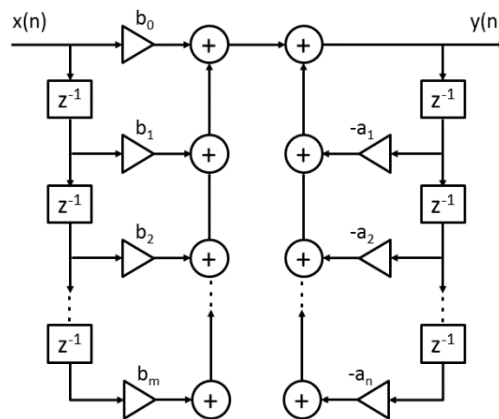
Hátránya, hogy míg a hallásunk frekvenciafelbontása logaritmikus, addig a FIR szűrőé lineáris. Ebből kifolyólag, a hallgató számára nem lesz egyenletes az átvitel javulása frekvencia függvényében. [10] Alacsonyabb frekvenciákon rossz hatásfokot eredményez a javulásban.

5.1.2 IIR szűrők

Az Infinite Impulse Response, azaz a végtelen impulzusválaszú szűrő impulzusválaszának általános képlete:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} b_k \cdot x[n - k] + \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot y[n - k],$$

ahol $y[n]$ a szűrő impulzusválasza n -edik időpillanatban, b_k és a_k az k -edik szűrőegyütthatók, $x[n - k]$ a szűrő bemeneti jele k mintával késleltetve, $y[n - k]$ pedig a szűrő kimeneti jele k mintával késleltetve.



5.2. ábra: IIR szűrő blokkvázlata

Ez a megoldás azt eredményezi, hogy a szűrő kimeneti jele nem csak a bemenettől, hanem az impulzusválasztól és annak korábbi értékeitől is függ. Előnye, hogy a FIR szűrőhöz hasonló átviteli hatást sokkal kevesebb szűrőegyütthatóval képes megvalósítani, azonban tervezése is jóval komplikáltabb ettől. Ezen felül stabilitásuk sem garantált. Hasonlóan a FIR szűrőhöz, itt is felmerül a korábban említett lineáris frekvenciafelbontás okozta probléma.

5.1.3 Warpolt szűrők (WIIR, WFIR)

Az előbbi két fejezetben már említett, lineáris frekvenciafelbontás által okozott probléma kiküszöbölésére léteznek a Warpolt szűrők. Megvalósíthatóak véges (WFIR) és végtelen (WIIR) impulzusválaszú szűrő módosításaként is. A cél a frekvenciatengely torzítása. A hagyományos IIR és FIR szűrőkben használt késleltető elemeket mindentátereszítő szűrőkre cserélik. Ezek frekvenciafüggő fázistolást okoznak, így lehetőség nyílik az elérni kívánt, torzított frekvenciatengely megvalósítására. A mindentátereszítő tag amplitúdója változatlan, átviteli függvénye pedig az alábbi:

$$\tilde{z}^{-1} = D_1(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}},$$

ahol $-1 < \lambda < 1$ a warpolási tényező, z^{-1} pedig az egységnyi késleltetés. $\lambda < 0$ esetben nagyfrekvencián, $\lambda > 0$ esetben pedig kisfrekvencián növeli a felbontást.

Ugyanazon, egyenletes kompenzáció megvalósításához a szükséges szűrő fokszámok az alábbi módon alakultak:

1. WIIR – 80,
2. WFIR – 300,
3. FIR – 1000.

Jól látható, hogy a FIR szűrő nyújtotta tervezési egyszerűséget és garantált stabilitását kompenzálja a WIIR szűrőtechnológia alacsony szűrőegyüttható száma

5.1.4 Választott szűrőtípus

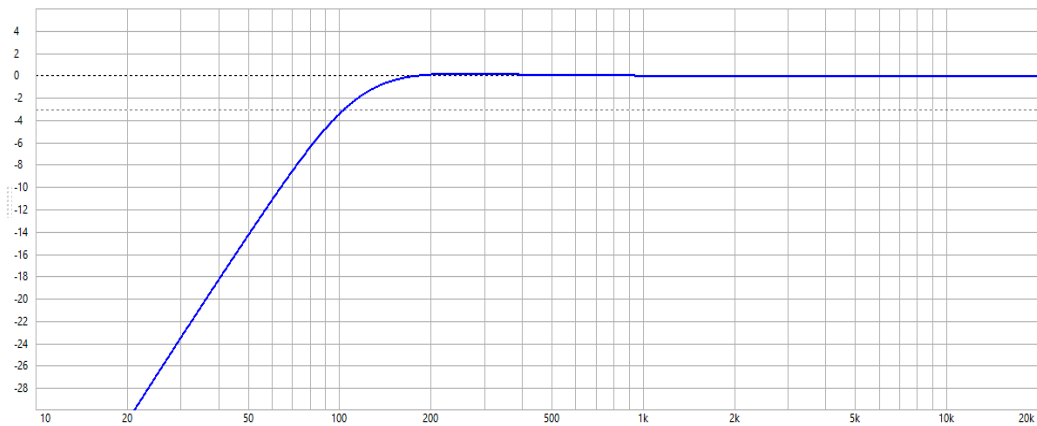
A megvalósításbeli egyszerűsége törekedve a FIR szűrő megvalósítása tűnt a legkézenfekvőbb megoldásnak. Előnyként szolgál, hogy garantáltan stabilis, valamint ehhez sokféle, egyszerűen megvalósítható tervezési módszer tartozik.

Időtartománybeli számítására gyakran alkalmazott módszer a legkisebb négyzetek módszere, ahol egy előírt cél impulzusválaszhoz és a mért átvitel impulzusválaszához tervezünk kompenzáló szűrőt, hogy a teljes rendszer válasza minél jobban közelítsen a cél impulzusválaszához.

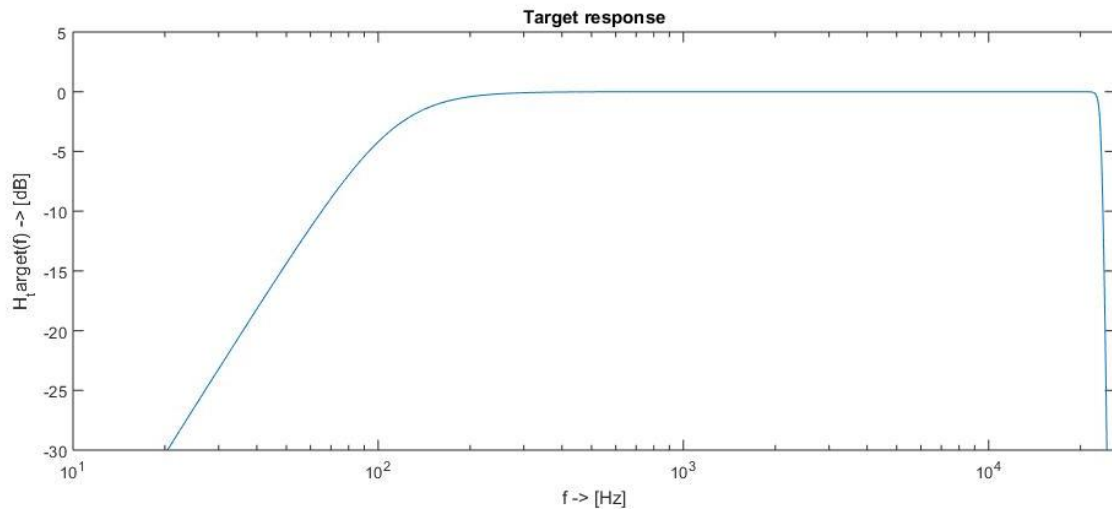
Frekvenciatartománybeli kompenzálás végezhető, ha egy előírt cél frekvenciamenetet tervezünk a rendszerhez, majd ezt elosztva a mért és feldolgozott spektrummal, kézhez kapjuk a kompenzálásra alkalmas, inverz átviteli függvényt.

5.2 Cél karakterisztika megtervezése

A hangdoboz fentebb megállapított átvitelének kompenzálásához szükség van egy célfüggvény előírására, mely definiálja az eszköz elvárt működését. A tervezés során WinISD szoftverrel szimuláltuk a hangszóró és a doboz paramétereinek ismeretében a várt átviteli függvényt (5.3. ábra). Ezt választottam célfüggvényként.



5.3. ábra: A megépített hangdoboz WinISD-vel szimulált átviteli függvénye frekvenciatartományban



5.4. ábra: MATLAB-ban megvalósított célfüggvény

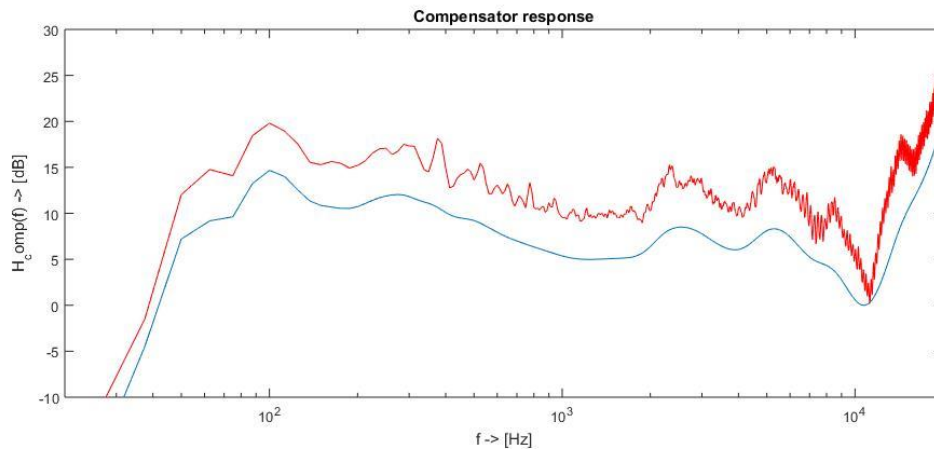
MATLAB segítségével megalkottam a célfüggvényt. Egy alul- és egy felüláteresztő Butterworth szűrőt valósítottam meg, melyeknek törésponti frekvenciája rendre 22kHz és 160Hz. Ezen két szűrő frekvenciatartománybeli szorzata adta a végleges célfüggvényt (5.4. ábra).

5.3 Kompenzáló szűrő meghatározása

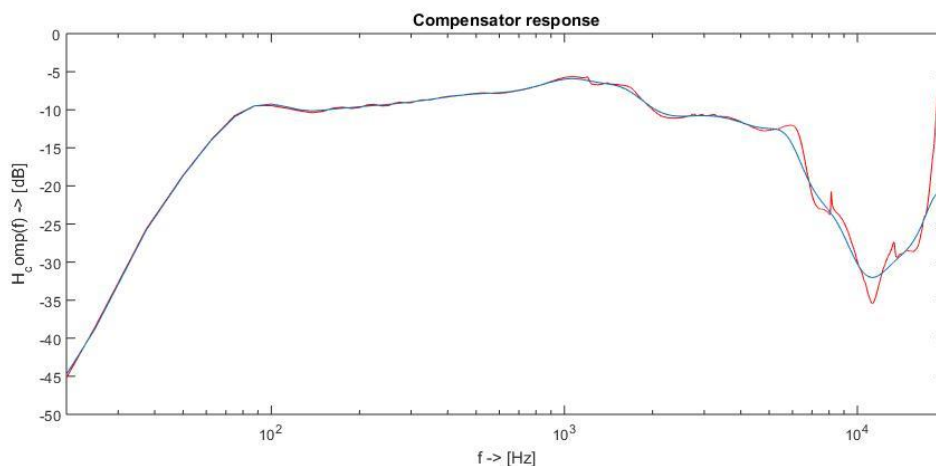
A frekvenciatartománybeli kompenzáló szűrőt, a már fentebb kiszámolt függvények ismeretében egy osztással ki tudjuk számolni.

$$H_{comp}(f) = \frac{H_A(f)}{H_{target}(f)},$$

ahol $H_A(f)$ a hangdoboz, mikrofonnal, vagy vibrométerrel folytatott méréséből megállapított simított, vagy simítatlan átviteli függvénye, $H_{target}(f)$ az előző fejezetben előírt célfüggvény, $H_{comp}(f)$ pedig a hangdoboz átvitelének kompenzálására használandó szűrő, átviteli függvénye.



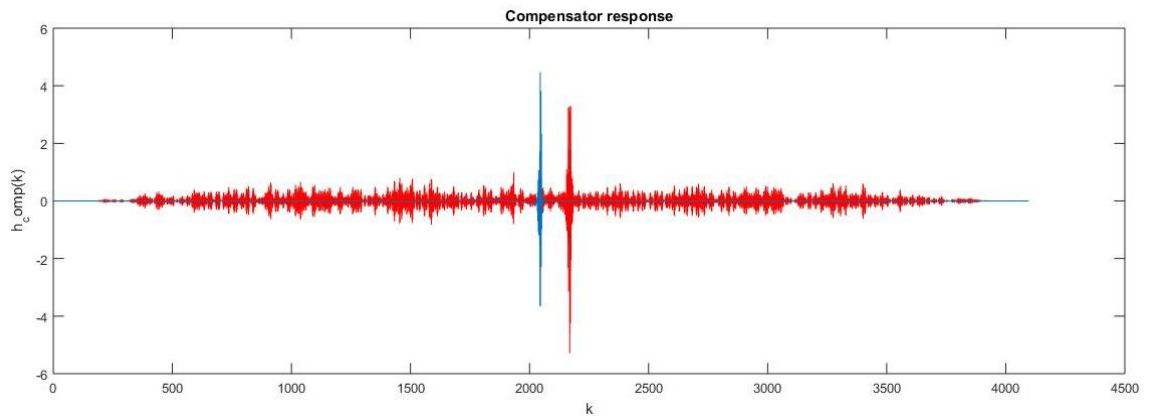
5.5. ábra: A mikrofon jele által számított hangláda átvitelhez tartozó kompenzáló szűrő frekvenciatartományban, simítatlan (piros) és 3 oktávsávós hangdoboz átvitel simítás esetén (kék).



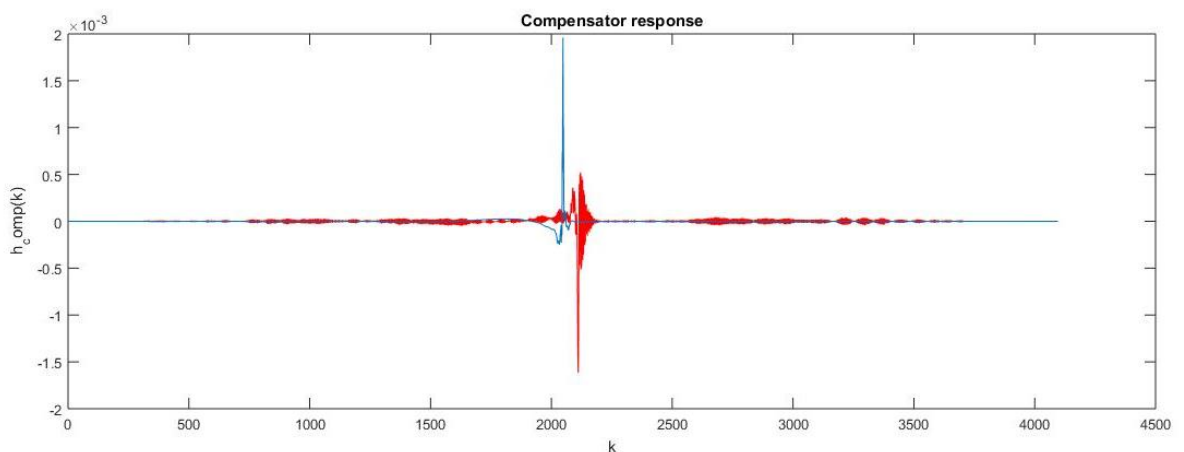
5.6. ábra: A vibrométer jele által számított hangláda átvitelhez tartozó kompenzáló szűrő frekvenciatartományban, simítatlan (piros) és 3 oktávsávós hangdoboz átvitel simítás esetén (kék).

A négyféle szűrő, bár jellegre hasonló, a már feljebb ismertetett okokból (4.4.1. fejezet) több helyen eltérnek egymástól.

Ezt követően meghatározzuk a kiszámított, kompenzáló szűrő impulzusválaszát az átvitelének inverz Fourier-transzformálásával. A szűrő impulzusválaszának egyes időpillanataiban felvett értékei a FIR szűrők szűrőegyütthatói. Amennyiben csökkenteni kívánjuk a szűrő fokszámát, a kompenzáló impulzusválaszából el kell dobunk értékeket [15]. Az általunk megvalósított szűrő 4096 regisztrátumot tartalmaz, azaz 4096 fokú. A jelenlegi mérés és kompenzálás tekintetében egyelőre elhanyagolható a szűrést megvalósító rendszer számítási kapacitásból eredő késleltetése, így a fokszám lehet tetszőlegesen nagy is.



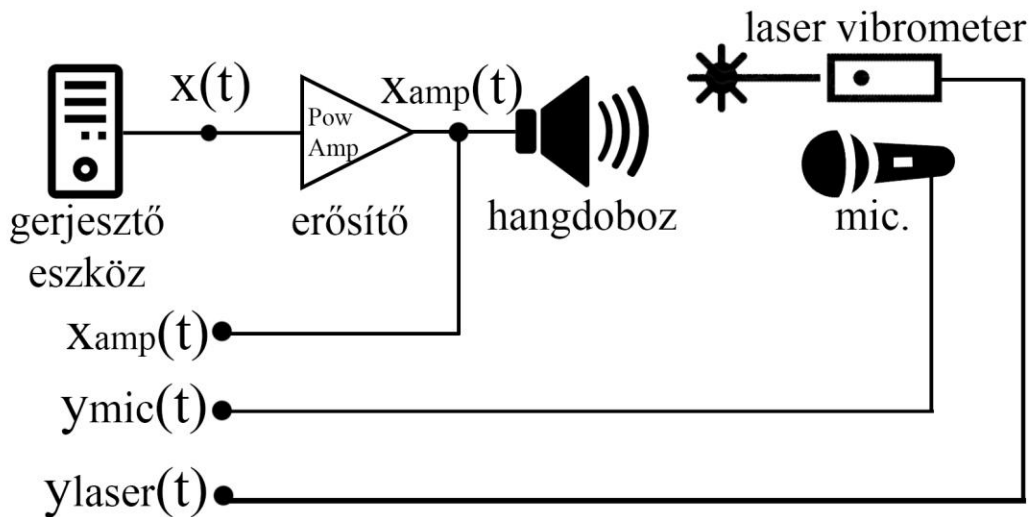
5.7. ábra: A mikrofon jele által számított hangláda átvitelhez tartozó kompenzáló szűrő időtartományban, simítatlan (piros) és 3 oktávsváros hangdoboz átvitel simítás esetén (kék).



5.8. ábra: A vibrométer jele által számított hangláda átvitelhez tartozó kompenzáló szűrő időtartományban, simítatlan (piros) és 3 oktávsváros hangdoboz átvitel simítás esetén (kék).

5.4 Kompenzálás megvalósítása

Az általunk berendezett mérőkörnyezet, digitális jelfeldolgozás segítségével, egyetlen helyen engedett szűrést implementálni a rendszerbe, ez pedig a gerjesztő jelet generáló számítógép volt.



5.9. ábra: Mérőelrendezés a kompenzálás megvalósításakor

Amennyiben kizárólag a hangdoboz kompenzált átvitelét szeretnénk megmérni, szükséges lenne az erősítő és a hangdoboz, vagy az erősítő és a gerjesztő eszköz (5.9. ábra) között beavatkozni a szűrőnk átvitelével. Ebben az esetben a már ismertetett módon járhattunk volna el a mérés során (4.4. fejezet). Azonban erre nem volt lehetőségünk.

A szűrő, gerjesztő eszközben való megvalósítása azonban azzal járt, hogy nem tudtunk olyan pontot felvenni a rendszerben, amelynek jelét referenciaként alkalmazva, kizárólag a hangdoboz kompenzált átviteléhez jutottunk volna, a mérőeszközök jelének feldolgozásával.

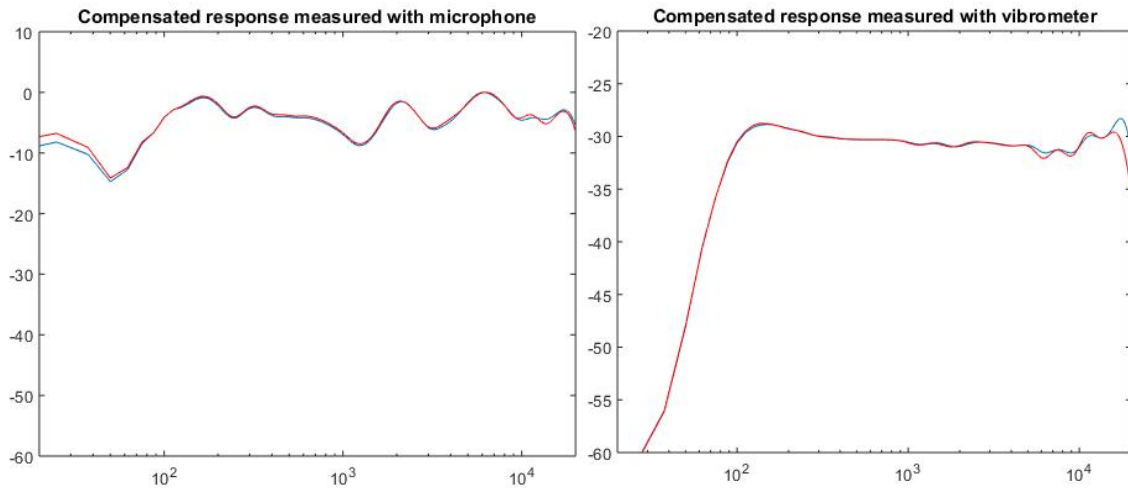
Így kénytelenek voltunk abszolút mérési módszert alkalmazni, azaz az egész rendszer átvitelét mérni. Ehhez azt feltételeztük, hogy az erősítő frekvenciamenete közel konstans, tehát nem okoz hibát a kompenzálásban. Gerjesztő jelnek közel 90 másodperces fehér zajt választottunk a fentebb említett (4.2.2. fejezet) előnyei végett.

A mintavételi frekvenciát 51200 Hz-nek választottuk. A mérőeszközök által érzékelt, hangdoboz válaszjelét 4096 elemű sorokra osztottuk, e sorokat egyenként Fourier- transzformáltuk, majd az így kapott spektrumokat átlagoltuk. Nagyságrendileg

1000-1500 jelsorozatot átlagoltunk, ezáltal, a fehérzaj egyenletes frekvenciatartománybeli energiasűrűsége végett, az átlagolás végeztével a hangdoboz kompenzált átvitelét kaptuk.

5.5 Kompenzált átvitel értékelése

A hangláda, kompenzálatlan átvitele során alkalmazott, két típusú mérőeszköz jelének felhasználásával, kétféleképpen megvalósított (simított, simítatlan) kompenzálor tervezés, összesen négyféle szűrőt eredményezett. Mind a négy szűrő (nem egyidejű) alkalmazásával, és az így kapott, négyféle kompenzált hangláda átvitelének megvizsgálásával kiválaszthatjuk a számunkra legoptimálisabb szűrőtervezési módszert, és értékelhetjük a kompenzálas sikerességét.



5.10. ábra:

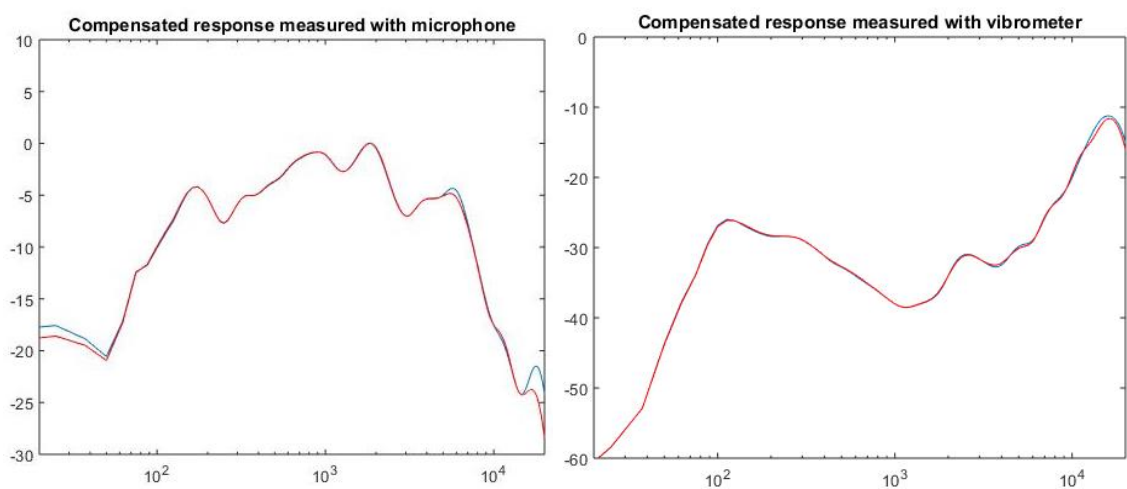
Bal: A hangdoboz kompenzált átvitele, a mikrofon jeléből kialakított, simítatlan (kék) és 3 oktávsávós simított (piros) szűrő alkalmazásával.

Jobb: A hangdoboz kompenzált átvitele, a vibrométer jeléből kialakított, simítatlan (kék) és 3 oktávsávós simított (piros) szűrő alkalmazásával.

Először azokat a kompenzálor szűrőket alkalmaztuk, melyeket azon mérőeszköz jele alapján terveztük meg, amellyel most mérjük a hangláda válaszát. Így a bal oldali képen (5.10. ábra) a mikrofon által mért kompenzált átvitel látható, mely során azt a simítatlan és simított kompenzálor szűrőt alkalmaztuk, melyet a mikrofon által mért terveztünk. A jobb oldalon pedig ugyanígy látható a vibrométer által mért átvitel.

Szemmel láthatóan a simítás hatása elhanyagolható mindkét esetben. Feltehetőleg, a nagyfokú FIR szűrők alkalmazása miatt. Azonban egyértelmű, hogy a vibrométer segítségével tervezett szűrők közel tökéletesen kompenzálták a hangdoboz átvitelét.

A mikrofon felhasználásával történő kompenzálás tökéletlensége, feltehetőleg a mérési elrendezés hibáján alapszik. Ugyanis a hangdoboz, kompenzálatlan és kompenzált átvitelének mérése, bár ugyanazon eszközök felhasználásával, de minimális elrendezéssel különbségekkel történt. Mivel a vibrométer minden esetben a membrán felületének egy pontját méri, ebben nem okozhat hibát, ha más szögből, vagy más távolságból végezzük a mérést. Azonban a mikrofon két mérés közötti elmozdítása a mérések koherenciájának csökkenésével jár. A mikrofon iránykarakteristikájának főirányát, a hangdoboz irányához képest elmozdítva, nemlineáris torzítást viszünk a mért jel spektrumába, hiszen a kondenzátormikrofon nem gömbi iránykarakteristikájú.



5.11. ábra:

Bal: A hangdoboz kompenzált átvitele, a vibrométer jeléből kialakított, simítatlan (kék) és 3 oktávsváros simított (piros) szűrő alkalmazásával.

Jobb: A hangdoboz kompenzált átvitele, a mikrofon jeléből kialakított, simítatlan (kék) és 3 oktávsváros simított (piros) szűrő alkalmazásával.

A mikrofonos és vibrométeres mérés és tervezés összehasonlítása végett keresztbe is alkalmaztam a szűrőket. Vagyis a mikrofon jele alapján tervezett simított és simítatlan szűrővel kompenzált hangdoboz átvitelét, a vibrométerrel mértem, és fordítva.

Jól látható, hogy a két eszköz az általam alkalmazott mérőelrendezésben egymással nem koherens mérési eredményeket szolgáltat. Így sajnos, a már a laborban is bejártott és megbízható mérőmikrofont nem tudtam az újonnan alkalmazott vibrométer jelének validációjára használni. Ellenben a mérések azt bizonyítják, hogy a kompenzálás a lézeres műszerrel is lehetséges.

Összességében elmondható, hogy a hangláda átvitelének kompenzálása sikeres. Kompenzáló szűrő tervezéséhez a kutatás során megismert Lézeres Doppler Vibrométer kiválóan alkalmazható, sokkal kényelmesebb és egyszerűbben beállítható, mint az elterjedten alkalmazott kondenzátormikrofonok.

A hangdoboz szubjektív mérésére is sor került. Egy általam kiválasztott, nagy sáv szélességű, tömörítetlen audio fájlra cseréltem a mérőjelet. A szűrők alkalmazása során egyértelműen hallható volt a javulás, főleg a vibrométer jelének felhasználásával tervezett kompenzáló szűrő esetén.

6 Összegzés

A szakdolgozat elkészítése során, céлом volt egy olyan prototípus hangdoboz megtervezése, mely a későbbiekben alkalmas lehet egy hangtárszintézist előállító rendszer megalkotására.

A dolgozat elején ismertettem a hangtárszintézis matematikai és fizikai alapjait. Kutatásának történetét, fejlődését. Az alapvető fizikai és matematikai törvényektől - mint a Green törvény, vagy a Kirchhoff-Helmholz integrál – kiindulva bemutattam a hangtárszintézis működését, a vele szembe támasztott elvárásokat és a megvalósítandó kritériumokat.

Annak érdekében, hogy prototípust készíthessek, egy hangtárszintézist megvalósító rendszerhez, először számítógépes környezetben, MATLAB-ban , szimulációkon keresztül, felvázoltam a rendszerrel szemben támasztott követelményeket. Az egyes paraméterek változtatásának hatásait vizsgáltam, mint például a szomszédos hangszórók távolságát, a források, a megfigyelői síkról történő kiemelésének következményét, valamint a másodlagos források membránátmérőjének ideális nagyságát. A szimulációkból megkaptam a szükséges paramétereket, melyek már elegendők egy prototípus hangdoboz megtervezéséhez. Ennek eredményeképp a 10 cm-es membránátmérő és a források cikk-cakk alakban történő elrendezése mellett döntöttem.

A kész hangdobozt akusztikai szempontból igazítani kellett az elvártakhoz, hogy kompatibilis legyen hangtárszintézis megvalósítására. A dolgozatban ismertettem, egy hangszóró akusztikai paramétereinek megismeréséhez alkalmazható mérési módszereket. Ezt követően, separt szinusz jelet alkalmazva megmértem a hangdoboz átvitelét kétféle mérőeszközzel.

A doboz átvitelének kompenzálására alkalmazható szűrőtípusok közül egy FIR szűrő megtervezését választottam. A hangszórótól elvárt, 160 és 20000 Hz között egységnyi célfüggvényt előírtam, ennek segítségével pedig meghatároztam a kompenzáláshoz szükséges szűrő átviteli függvényét. A tervezés során harmadoktávós simítást alkalmaztam az átvitelen. Ezt követően egy 4096 foksámú, időtartománybeli FIR szűrővé alakítottam a frekvenciatartománybeli szűrőt, majd implementáltam az eredeti mérési elrendezésbe.

A hangdoboz kompenzált karakterisztikáját fehér zajjal való gerjesztéssel állapítottam meg. Az átvitel mérése lehetőséget adott arra, hogy használjak egy lézeres doppler vibrométert, mellyel a mérés menete jelentősen könnyebb, mint egy kondenzátormikrofonnal. A mérés eredménye pozitív visszajelzést adott a tervezés sikerességéről, a hangláda kompenzálása eredményes volt, a megtervezett szűrők közt volt olyan, ami az elvártnak megfelelően működött.

6.1 Továbbfejlesztési lehetőségek

A hangláda konstrukciója alkalmas arra, hogy több, ugyanilyen eszköz legyártásával egy forrássort hozzunk létre. A hangtér-szintézisre alkalmas rendszerhez működtetéséhez, és a hangszórók szűrésének implementálásához szükség van a hangszórók egyenkénti meghajtására egy erősítővel, valamint ezen erősítők közös vezérlése egy digitális jelfeldolgozó egységgel.

A megvalósított szűrő továbbfejleszhető, más típusú, alacsonyabb fokszámú szűrőre, hogy a WFS rendszer számítási kapacitását ne terhelje a kompenzálás megvalósítása. Erre alkalmas lehet egy warpot szűrő, esetleg egy Kautz [16] szűrő megvalósítása.

Irodalomjegyzék

- [1] *50 years of innovation – Dolby History*, dolby.com/us/en/anout/history.html, 2018
- [2] Edwin Verheijen: *Sound Reproduction by Wave Field Synthesis*, 2010
- [3] Berkhout, A.J.: *A Holographic Approach to Acoustic Control*, Journal of the Audio Eng.Soc., vol. 36, December 1988, pp. 977–995
- [4] Berkhout, A.J.; De Vries, D.; Vogel, P.: *Acoustic Control by Wave Field Synthesis*, Journal of the Acoustic Society of America, vol. 93, Május 1993, pp. 2764–2778
- [5] Start, E. W.; Roovers, M. S.; de Vries, Diemer: *In Situ Measurements on a Wave Field Synthesis System for Sound Enhancement*, March 1, 1997
- [6] Start, E. W.; de Vries, D.; Berkhout, A. J.: *Acta Acustica united with Acustica*, Volume 85, Number 6, November/December 1999, pp. 883-892, S. Hirzel Verlag
- [7] Fiala Péter: *A hangszerek fizikája*, Budapest University of Technology and Economics 2015
- [8] Firtha Gergely: *A Unified Wave Field Synthesis Framework*, PhD Thesis, Budapest University of Technology and Economics, 2018
- [9] Fiala Péter, Rucz Péter: *Elektroakusztikai eszközök mérés technikája*, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem – VIK-HIT, 2012
- [10] Härmä, Karjalainen, Savioja, Välimäki, Laine, Huopaniemi (2000). „*Frequency-Warped Signal Processing for Audio Applications*”, Journal of the Audio Engineering Society, vol. 48, no. 11, Page 1-9, Espoo, Finland
- [11] Hatziantoniou, Mourjopoulos (2000). „*Generalized Fractional-Octave Smoothing of Audio and Acoustic Responses*”, J. Audio Eng., Vol. 48, No. 4, Page 259-262, 267, Patras, Greece
- [12] Sophocles J. Orfanidis: *Introduction to signal processing*, Prentice Hall, 1996
- [13] Karjalainen, Piirilä, Järvinen, Huopaniemi (1999). „*Comparison of Loudspeaker Equalization Methods Based on DSP Techniques*”, Journal of the Audio Engineering Society, Vol. 47, No. 1/2, Page 15-16, Espoo, Finland
- [14] G. Firtha, P. Fiala, F. Schultz, and S. Spors. “*Improved Referencing Schemes for 2.5D Wave Field Synthesis Driving Functions*”. In: IEEE/ACM Trans. Audio, Speech, Lang. Process. 25.5 (2017), pp. 1117–1127 (cit. on pp. 7, 73).
- [15] Forrai Zoltán László: *Hangszóróátvitel mérése és kompenzációja*, Budapest, BME-VIK 2016

- [16] Tuomas Paatero, Matti Karjalainen: „*Equalization of audio systems using Kautz filters with log-like frequency resolution*”, Audio Engineering Society, Convention Paper 6767, 2006 May 20–23, Paris, France

Függelék

A hangtér szintézist megvalósító szimuláció MATLAB kódja

```
% Az akkusztikai tér adatai és a változók megadása

% Alapadatok (f frekvencia, c sebesség)
f = 1000;
w = 2*pi*f;
c = 341;
k = w/c;
% felbontás
res = 0.0125;
rng = 1.5;
% az elsődleges forrás helye
xpontf = 0;
ypontf = -2;
% referencia vonal
yref=2;
% hangfalak száma
db = 200;
% membránsugár
r = 0.05;
% hangfalak eltolás z irányában a megfigyelő síkjához képest
el = 0.1;
% sugárzó iránya
vec0 = [0 1 0]';

% A megfigyelési sík felvétele egy két dimenziós mátrixban
x_mesh=-rng:res:rng;
y_mesh=-0.5:res:rng;
[X_mesh,Y_mesh]=meshgrid(x_mesh,y_mesh);
Z_mesh = 0;

% Másodlagos források elhelyezése a térben
x0 = linspace(-5,5,db)';
y0 = zeros(length(x0),1);
z0 = zeros(length(x0),1)+el;

% Vezérlo függvény
rvez=sqrt((ypontf-y0).^2+(xpontf-x0).^2);
fi=acos((y0-ypontf)./rvez);
D=sqrt(1i*k/(2*pi))*sqrt((abs(yref-y0))./(yref-y0-ypontf)).*cos(fi).*exp(-1i*k*rvez)./sqrt(rvez);

Psynth=zeros(size(X_mesh));
```

```

% A hangtér adatainak kiszámítása megfigyelő síkjában másodlagos források
% szuperpozíciójaként.
for i=1:length(x0)

    % A másodlagos forrás irányvektorával bezárt szög
    th = zeros(size(X_mesh));

    xv0 = bsxfun( @minus, [X_mesh(:) Y_mesh(:) 0*Y_mesh(:)] , [x0(i)
y0(i) z0(i)]);
    Theta = reshape(acos((xv0*vec0)./sqrt(sum( xv0.^2,2 ))) ,
size(X_mesh,1), size(X_mesh,2));

    % Bessel függvény argumentuma
    gam = k*r*sin(Theta);

    % Iránykarakterisztika kiszámítása a megfigyelői sík minden pontjára
    J = besselj(1,gam,1);
    P = 2*J./gam;
    P(isnan(P)) = 1;

    % Amp.karakterisztika kiszámítása a megfigyelői sík minden pontjára

    R=sqrt((X_mesh-x0(i)).^2+(Y_mesh-y0(i)).^2+(0-z0(i)).^2);
    G=(1/(4*pi)*exp(-1i*k*R)./R);

    % Számított hangterek szuperpozíciója
    Psynth=Psynth+D(i)*P.*G;

end

```

Az kompenzáló szűrőt megvalósító MATLAB kód

```
Result = open('Untitled_005.mat');
Result = Result.Result;

fs = Result.AcqSetup.Fs;
N = Result.AcqSetup.nSamples;

mic = Result.FrequencyResponseFunction(:,2);
laser = Result.FrequencyResponseFunction(:,3);
f = (1:N/2 +1)'/N*fs;
acc = laser.(1if2pi);
%mic = micmax(abs(mic));
%acc = accmax(abs(acc));

%
q = 20;
mic_s = smoothSpectrum(abs(mic(1:q:end)),f(1:q:end),3);
acc_s = smoothSpectrum(abs(acc(1:q:end)),f(1:q:end),3);

%
[n1,Wn1] = buttord((160/25600),(20/25600),1,40);
[a1,b1] = butter(n1,Wn1,'high');
[H1,w1]= freqz(a1,b1,65537);

[n2,Wn2] = buttord((20000/25600),(25500/25600),1,60);
[a2,b2] = butter(n2,Wn2,'low');
[H2,w2]= freqz(a2,b2,65537);

H_target = H1.*H2;
q = 20;
H_ts = H_target(1:q:end);

%
H_inv = H_ts./mic(1:q:end);
H_inv_s = H_ts./mic_s;

H_inv = [H_inv;flipud(conj(H_inv(2:end)))]';
h_inv = real(fftshift(iff(H_inv)));

H_inv_s = [H_inv_s;flipud(conj(H_inv_s(2:end)))]';
h_inv_s = real(fftshift(iff(H_inv_s)));

N_filter = 4096;
h_inv = tukeywin(N_filter,0.5).*h_inv(round((length(h_inv)-N_filter)/2)+1 :
round((length(h_inv)+N_filter)/2))';

h_inv_s=tukeywin(N_filter,0.5).*h_inv_s(round((length(h_inv_s)-
N_filter)/2)+1 : round((length(h_inv_s)+N_filter)/2))';
```