



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

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

Forrai Zoltán László

HANGSZÓRÓÁTVITEL MÉRÉSE ÉS KOMPENZÁCIÓJA

KONZULENS

Dr. Bank Balázs

BUDAPEST, 2016

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	5
Abstract	6
1 Bevezetés	6
2 Legfőbb szűrőtípusok	9
2.1 IIR szűrők.....	9
2.2 FIR szűrők.....	9
2.3 Warpolt szűrők	10
2.4 A választott szűrőtípus	11
3 Mérés.....	12
3.1 A méréshez használt jel kiválasztása	12
3.1.1 A jel előállítása	13
3.2 Mérési elrendezés	15
3.3 A mérés eredménye	16
4 Oktávsávós simítás	17
4.1 Elméleti háttér	17
4.2 Simítás mértékének megválasztása	20
4.3 A simítás megvalósítása.....	21
4.4 A simítás eredménye.....	24
5 Célfüggvény előírása.....	26
6 A kompenzált átviteli függvény hibájának kiszámítása	28
7 Kompenzáló szűrő tervezése frekvenciatartományban	30
7.1 Tervezés a simítatlan és a simított átvitelből	30
7.1.1 Simítatlan átvitel.....	30
7.1.2 Simított átvitel	33
7.2 A tervezés további lépései, eredmények	35
7.2.1 FIR szűrő fokszámának kiválasztása	35
7.2.2 Célimpulzusválasz késleltetésének megválasztása	37
7.3 Összegzés	38
8 Kompenzáló szűrő tervezése az időtartományban	39
8.1 Legkisebb négyzetek módszere.....	39
8.2 Megvalósítás.....	41

8.3 Optimumok kiválasztása	42
9 A szűrő implementációja és tesztelése.....	44
9.1 Genelec hangszóró.....	46
9.1.1 Kompenzálás előtt.....	46
9.1.2 Kompenzálás után.....	47
9.1.3 Összehasonlítás	47
9.2 Genius hangszóró	48
9.2.1 Kompenzálás előtt.....	49
9.2.2 Kompenzálás után.....	49
9.2.3 Összehasonlítás	50
9.3 Ewent	51
9.3.1 Kompenzálás előtt.....	51
9.3.2 Kompenzálás után.....	52
9.3.3 Összehasonlítás	52
9.4 A kompenzálás értékelése	53
10 Összefoglalás	55
10.1 Továbbfejlesztési lehetőségek	56
Irodalomjegyzék	57
Függelék.....	58

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Forrai Zoltán 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 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, 2016. 12. 09.

.....
Forrai Zoltán László

Összefoglaló

A különböző hangszórók esetén a legtöbb esetben a minél jobb hangminőség elérése a cél. Szinte minden háztartásban találkozhatunk hangszórókkal, hangfalakkal, Hi-fi rendszerekkel, amelyeknél elvárja a felhasználó, hogy tisztán és szépen szóljanak a hangok. Ahhoz, hogy ezt elérjék, a hangszórótervezés során a mérnökök célja az, hogy a hangszóró frekvenciamenete minél egyenletesebb legyen az emberi hallástartományon belül. Egy kész eszköz frekvenciamenetének kompenzálásánál természetesen csak valamilyen külső, elektronikus kiegyenlítés merülhet fel megoldásként. Ekkor a hangszóróra kerülő jelet kell megszünnünk, olyan módon, hogy az eredő, kompenzált átvitel kijavítsa a hangszóró frekvenciamenetének hibáit. Manapság célszerű ennek a kivitelezéséhez digitális jelfeldolgozási módszereket alkalmazni, a kompenzáló szűrőt DSP-n, jelfeldolgozó processzoron megvalósítani.

A kompenzáció során célszerű csak a hallható hibákat, egyenetlenségeket csökkenteni, de fontos arra is figyelni, hogy az az adott mérési pontból számított szűrő ne okozza a frekvenciamenet további torzulását, a hallható hibák növekedését más pontokban, hiszen nem az a célunk, hogy csak egy pontban legyen jobb a hang minősége, hanem az, hogy a teljes lehallgatási tartományban. Ehhez csak az átviteli függvény fő jellegét kell kompenzálni, mivel a részletek nagymértékben függenek a mérési pozíciótól. Ezt úgy érhetjük el, ha a mért átvitel logaritmikusan simított változata szerint tervezünk kompenzáló szűrőt.

A dolgozatban bemutatom egy hangszóró frekvenciamenetének kiegyenlítését, melyhez a különböző számítási és tervezési feladatokat MATLAB segítségével oldom meg. Áttekintem az átviteli függvény méréséhez használható mérőjeleket, illetve a különböző, kompenzálásra alkalmazható szűrőtípusokat. Ezután megvizsgálom az átvitel oktávsávós simításának alkalmazási előnyeit, majd kiválasztom a szükséges simítás mértékét. Megtervezem a cél átviteli függvény frekvenciamenetét, figyelembe véve az emberi hallás, és a kompenzálni kívánt hangszóró tulajdonságait. A kiválasztott szűrőtípust, a FIR szűrőt idő-, és frekvenciatartománybeli módszerek segítségével is megtervezem. Összehasonlítom a tervezési módszerek eredményeit, valamint megvizsgálom a kompenzálás hibáját különböző paraméterek mellett. A kiválasztott szűrőt Analog Devices Sharc DSP-n implementálom, valós idejű rendszeren ellenőrző méréseket végzek, majd objektív és szubjektív módon is értékelem az eredményeket.

Abstract

Usually the goal of loudspeaker design is to achieve the best sound quality. To achieve that, one of the requirements is the flatness of the frequency response. The best way to do it is the proper design of the loudspeaker. However, if we buy a product, it's obvious we can't change the inner design of the equipment, but we can make the response flat by digital equalization. It means that we filter the signal prior to sending it to the loudspeaker. The frequency response of the filter compensates the errors of the loudspeaker response. For that, a DSP can be used to filter the signals.

When compensating the frequency response we aim to reduce the ripples of the transfer function measured at the listening position. We also have to pay attention not to make it worse in other points of the room. Our main goal is to make the frequency response as flat as possible in a larger area. For that, we compensate only the main characteristics of the frequency response because the little details are position-dependent. This can be achieved by designing the filter using the fractional octave smoothed version of the frequency response.

This thesis presents the steps of loudspeaker equalization using MATLAB for measurement and filter design. After choosing the best signal for measurement and the best filter type for this application, I apply a fractional octave smoothing to the frequency response. Furthermore I define the frequency response of the target considering the frequency band limits of the loudspeaker. I design FIR equalizer filters in frequency- and time-domain using the smoothed version of the measured frequency response. Then I compare the designed filters by measuring their errors compared to the target function. Finally I implement the chosen filter in an Analog Devices SHARC DSP and check the results objectively by measurements and subjectively as well.

1 Bevezetés

A szakdolgozat témámat, sokszor közvetett módon, de sokféleképpen, sok szakterületen tanulmányozták, hiszen egy átviteli függvény modellezése, vagy kiegyenlítése gyakran cél a szakemberek számára. A szakdolgozat készítése során célom egy egyszerűbb hangszóró kompenzációjának megvalósítása volt. Különböző hangszórókkal szinte mindenhol találkozunk mindennapjaink során, gondoljunk csak a telefonra, tévére, laptopra, illetve a különböző tömegközlekedési járművekre. Sokszor nem csupán magát a hangszórót akarjuk kompenzálni, hanem vele együtt a terem, a környezet hatásait is (pl. egy terem visszhangosságát akarjuk csökkenteni). A kompenzáció megvalósításához először meg kellett ismerkednem az emberi hallás jellegzetességeivel, a hangszórók általános átviteli jellemzőivel. Irodalomkutatásaim során utána néztem annak, hogy milyen egyszerűsítésekkel lehet élni a szűrőtervezés során, hogy a problémára minél hatékonyabb megoldást kapjunk, illetve hogy a sokféle szűrőtípus közül melyet érdemes alkalmazni a megvalósítás során. Ezeket a témákat járja körbe a 2. fejezet. Áttekintettem az IIR, FIR és WFIR szűrők alkalmazásának előnyeit és hátrányait. A 3. fejezet a mérőjel kiválasztásának menetéről szól.

Mivel az emberi hallás felbontása logaritmikus jellegű, a nagyobb frekvenciákon kisebb az érzékenysége [1], ezért célszerűen a logaritmikusan ábrázolt átviteli függvény hibáját érdemes minimalizálni. Ehhez valamilyen szintű oktávsváros simításra van szükség, hogy az átviteli függvényben jelenlévő tüskéket kiegyenlítsük, eltüntessük, hiszen ezek csak szűk frekvenciatartományban vagy csak a tér egy pontjában vannak jelen, amelyek az emberi fül számára nem hallhatók, illetve sokszor nem is feltétlenül a hangszóró hibája miatt jelentkeznek. Eredetük lehet mérési hiba, vagy éppen valamilyen zajforrás, ami csak a mérés időpontjában jelentkezik. A következő, 4. fejezetben a logaritmikus simítás elméletét és a tényleges megvalósítást tekintem át. Ennek során ki kellett választanom, milyen mélységű simításra van szükség.

A mérések elvégzése és az átviteli függvény simított verziójának meghatározása után az 5. fejezetben előírtam a cél átviteli függvény frekvenciamenetét, illetve a cél impulzusválasz késleltetésének mértékét. A következő fejezetben a kompenzált átviteli függvény hibaszámítási módjának megvalósításával foglalkozom.

A 7. fejezetben már a tényleges szűrőtervezés következik a frekvenciatartományban. A választott szűrőtípuson, a FIR szűrőn bemutatom a tervezés menetét, azt, hogy mely átviteli függvényből érdemes tervezni kompenzálást, illetve a legvégén megvizsgálom a különböző paraméterek (FIR szűrő fokszáma, a cél impulzusválasz késleltetésének mértéke) hatását a kompenzálás hibájára nézve.

A 8. fejezetben a FIR szűrő időtartománybeli tervezésével foglalkozom, a legkisebb négyzetek módszerével optimalizálom a FIR szűrő együtthatóit.

A szűrőt kiválasztása és elkészítése után SHARC jelfeldolgozó processzoron implementáltam, és különböző mérési pontokon megmértem a kompenzált átvitelt három különböző hangszóróra. Ezeket összehasonlítottam a kompenzálás előtt mért átvitelekkel, megnéztem mennyiben romlottak, vagy javultak az átviteli függvények. Objektív szempontok mellett szubjektív módon is értékeltem a kompenzálás minőségét. Ez a 9. fejezetben olvasható.

A 10. fejezetben végül összefoglalom a dolgozat tartalmát, kitekintésként a kompenzálás továbbfejlesztési lehetőségeiről is írok.

2 Legfőbb szűrőtípusok

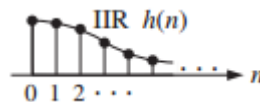
Az irodalomkutatásom során többféle szűrőtípussal ismerkedtem meg, amelyek egy hangszóró átvitelének kompenzálására is alkalmasak. Az alábbiakban a felmerült típusokról ejtek egy pár szót, a kiválasztott szűrő tervezési lépéseit a 7. és a 8. fejezet tartalmazza.

2.1 IIR szűrők

Az IIR szűrők impulzusválaszának általános képlete [2]:

$$h(n) = \sum_{i=1}^M a_i * h(n-i) + \sum_{i=0}^L b_i * x(n-i) \quad (1)$$

$h(n)$ a szűrő impulzusválasza az n . időpontban, a_i és b_i az i . szűrőegyütthatók, $h(n-i)$ a szűrő impulzusválasza i mintával késleltetve, és $x(n-i)$ a szűrő bemenete i mintával késleltetve.



2-1. ábra: IIR szűrő

Ez tehát azt jelenti, hogy az impulzusválasz értéke nem csak a bemenettől függ, hanem az impulzusválasz korábbi értékeitől is. Az IIR szűrők alkalmazásának előnye az, hogy jóval kisebb foksám esetén tudják elérni ugyanazt a hatásfokot, mint pl. a FIR szűrők. Tervezésük azonban jóval bonyolultabb, illetve nem garantált, hogy stabilisak [2].

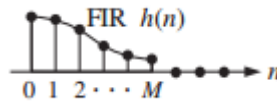
2.2 FIR szűrők

A FIR szűrők impulzusválaszának általános képlete [2]:

$$h(n) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k * x(n-k) \quad (2)$$

ahol M a szűrőegyütthatók száma (a FIR szűrő foksáma).

FIR szűrő esetén a szűrőegyütthatók száma véges. A FIR szűrő tekinthető az IIR szűrő speciális, egyszerűbb esetének, ahol nincsen visszacsatolás, az aktuális érték csak a bemenet korábbi és aktuális értékeitől függ.



2-2. ábra: FIR szűrő

A FIR szűrőknek számos előnye van, ami miatt széles körben alkalmazzák őket. Mindig stabilak, nagyon egyszerű a tervezésük és tetszőleges fázis- és amplitúdómenetet ki lehet alakítani velük [2], emiatt sűrűn használják őket az audiofeldolgozás területén is.

Hátrányként megemlíthető, hogy a FIR szűrőknek alacsony frekvenciákon kisebb a hatásfokuk, jóval kevésbé tudják követni az előírt frekvenciamenetet. Ennek az az oka, hogy a hagyományos szűrőtervezési módszerek esetén a frekvencia felbontása lineáris, ami az alacsonyabb frekvenciákon rosszabb hatásfokot eredményez, szemben az audio területen megkívánt logaritmikus felbontással [1].

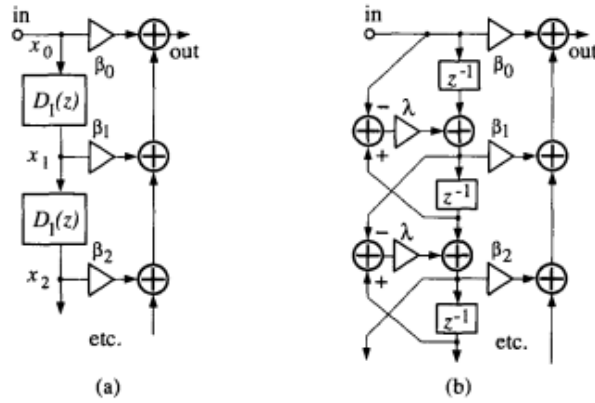
2.3 Warpolt szűrők

A warpolt szűrőkből létezik véges és végtelen impulzusválaszú megoldás is (WFIR és WIIR). A warpolt szűrők esetén a frekvenciatengelyt torzítjuk, a késleltető elemeket mindentáteresztő szűrővel helyettesítjük [3]. Ez egy olyan tag, amelynek a fázistolása függ a frekvenciától. A mindentáteresztő szűrő amplitúdója változatlan, az átviteli függvénye a következő [3]:

$$\tilde{z}^{-l} = D(z) = \frac{z^{-l} - \lambda}{1 - \lambda z^{-l}} \quad (3)$$

ahol $-1 < \lambda < 1$, és a λ paraméter a warpolási tényező, \tilde{z}^{-l} az egységnyi késleltetés. A λ tényező pozitív érték esetén növeli a felbontást kisfrekvencián, negatív érték esetén pedig nagyfrekvencián. Optimális értéke a mintavételi frekvencia függvényében kiszámolható, az általam alkalmazott 44,1 kHz-es mintavételezés esetén $\lambda = 0,7233$ [3]. Ezen érték használatával a warpolt szűrővel a hangszórók nagyon jól kompenzálhatók az emberi hallás frekvenciatartományának közepén (a kompenzálás persze ezen a tartományon kívül is jó, de középen a legjobb).

A 2-3. ábrán a véges impulzusválaszú warpolt FIR szűrő általános felépítését és egy lehetséges implementációját láthatjuk.



2-3. ábra [3]: (a) WFIR felépítése, (b) Lehetséges implementáció

A hagyományos FIR és IIR szűrőstruktúráktól eltérően jól láthatóan komplexebb a struktúra, emiatt a számítási igénye is jóval nagyobb. Sok esetben ez azonban nem jelent problémát, mert jobb eredményt ad a WFIR és a WIIR szűrő kisebb fókuszam esetén is, mint ugyanakkora fókuszamú FIR és IIR szűrő.

2.4 A választott szűrőtípus

Az egyszerűsége, és a stabilitása miatt végül a FIR szűrő mellett döntöttem. Emellett döntő szempont volt az is, hogy a FIR szűrőkhöz nagyon sokféle tervezési módszer áll rendelkezésre.

Például frekvenciatartományban elő lehet írni egy kívánt frekvenciamenetet, majd ezt elosztva a (simított vagy simítatlan) hangszóróátvitellel, megkapjuk az inverz, kiegyenlítésre alkalmazható átviteli függvényt. Erről bővebben a 7. fejezetben lesz szó.

Időtartományban gyakran alkalmazott módszer a legkisebb négyzetek módszere, ahol a cél impulzusválasz előírása után tervezünk egy szűrőt úgy, hogy a rendszer teljes válasza minél jobban megközelítse a cél impulzusválaszt. Ezt a tervezési módszert a 8. fejezet tartalmazza.

3 Mérés

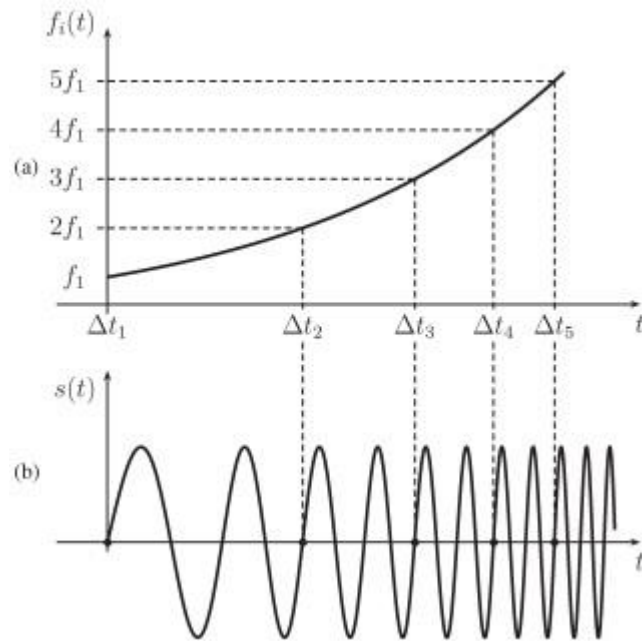
3.1 A méréshez használt jel kiválasztása

A mérésekhez nagyon sokféle mérőjelet használnak. Amennyiben csak pár frekvencián van szükség az átvitel mérésére, azokon a frekvenciákon generálhatunk szinuszjelet, és egyesével lemérhetjük az átvitelt. Ez azonban a mi esetünkben nem alkalmazható, hiszen nagyon sok frekvencián kellene megmérnünk az átvitelt.

Ezzel ellentétben szélessávú gerjesztőjel esetén egyszerre több frekvenciát is megvizsgálhatunk egy méréssel. A legjobb mérőjel amplitúdóspektruma a kívánt frekvenciatartományban sima, és az energiát többé-kevésbé folyamatosan adja le a mérés ideje alatt [4]. Az egyes szélessávú jeleket a csúcstényezőjük (a maximális érték és az effektív érték hányadosa) különbözteti meg egymástól. Az a jel, aminek kisebb a csúcstényezője, több energiát tartalmaz, mint a nagyobb csúcstényezőjű ugyanolyan csúcstényező esetén, így az a cél, hogy a csúcstényező minél kisebb legyen. Gyakorlatban ezt a logaritmikus sweep alkalmazásával érhetjük el (ez gyakorlatilag egy szinuszhullám, aminek a frekvenciája az időben exponenciálisan növekszik), aminél ez az érték kb. 4dB környékén van [5]. További előnye, hogy szét tudja választani a válaszból a torzításból keletkező és a lineáris választ. Számunkra ez azért előnyös, mert csak a lineáris átvitelt tudjuk kompenzálni. Emellett a teljesítményspektrum sűrűsége (Energia/Hz) fordítottan arányos a frekvenciával, minden egyes oktávban egyenlő teljesítmény található, a rózsaszín zajhoz hasonlóan, és tipikusan a környezeti zajoknak is hasonló spektruma van.

Ezen előnyök miatt a méréshez logaritmikus sweep jelet fogok használni.

Egy ilyen jel, illetve a jel frekvenciája az idő függvényében látható a következő ábrán:



3-1. ábra [6]: (a) A jel frekvenciája az idő függvényében (b) A jel az időtartományban

3.1.1 A jel előállítás

Az előállítás Novak, Lotton, Simon publikációja [7] alapján történt. A jel előállítás egyaránt történhet közvetlenül az időtartományban, és közvetett módon a frekvenciatartományban. Ez a jel alkalmas az úgynevezett Higher Harmonic Frequency Responses (HHFR) becslésére. A mérőjel szinkronizálása során az elérendő cél a következő: ha a jelet az időben Δt_n idővel elcsúsztatjuk, az legyen egyenlő azzal, mintha ugyanazt a jelet n -szer nagyobb fázissal generáltuk volna. Így a nemlineáris torzítás is vizsgálható vele. Ugyan mi ezt nem fogjuk vizsgálni, azonban a szinkronizálás nem jelent sokkal nagyobb számítási igényt, ezért ezen a módon állítottam elő a jelet. A szinkronizálás során ügyelünk arra is, hogy a jel kezdőfázisa ($t=0$) és végfázisa ($t=T$) is nulla legyen.

Ezeket a feltételeket a következőkben felsorolt egyenletek segítségével ki lehet elégíteni [7]. Az egyenleteket levezetés nélkül közlöm.

$$x(t) = \sin [2\pi f_1 L \cdot e^L] \quad (4)$$

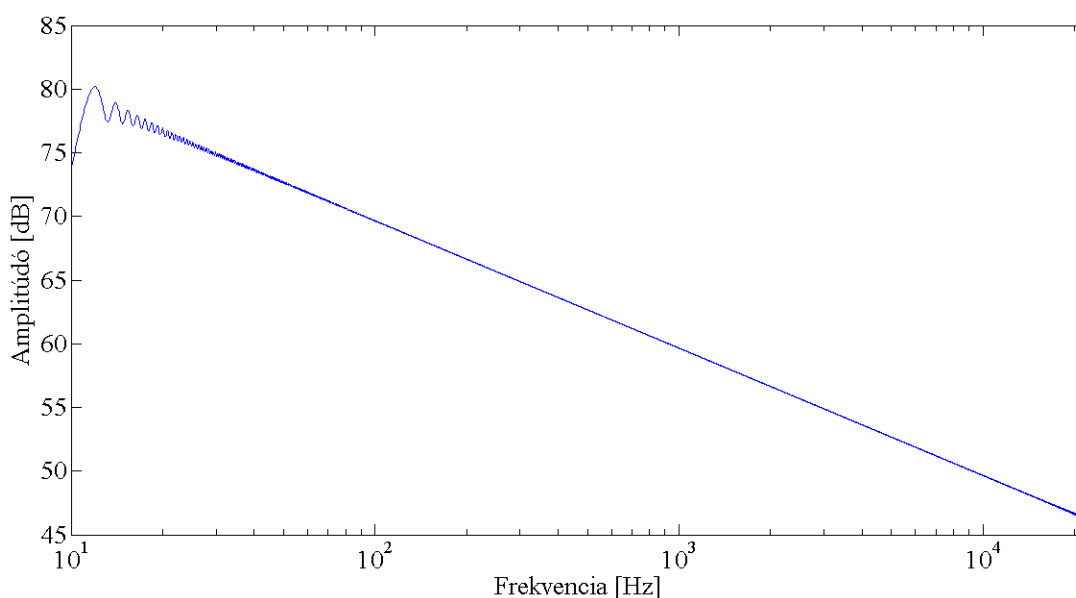
$$L = \frac{1}{f_1} \cdot \text{round} \left[\frac{f_1}{\ln(2)} T_{\text{des}} \right] \quad (5)$$

$$T=L \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \quad (6)$$

A képletekben szereplő változók jelentései:

- f_1 : kezdőfrekvencia
- f_2 : végső frekvencia
- T_{des} : kívánt jelhossz (másodpercben)
- T : tényleges jelhossz (másodpercben)
- L : a frekvencianövekedés sebessége

Az így előállított jel amplitúdóspektruma látható a következő ábrán:



3-2. ábra: az előállított jel amplitúdóspektruma

Mintegy „pufferként” a hangfájl elejére és a végére egy fél másodpercnyi szünetet illeszttem. Az elejére a hangkártya „kattanása” miatt kellett illeszteni, mivel néha előfordul, hogy amint a jelet elkezdjük kiadni, egy kis kattanás hallható, ami rontaná a mérésünket.

Nagyobb jelentősége van a szünetnek a hangfájl végén. A hangszóró impulzusválasza hosszabb, a mérőjel elhallgatása után is még egy kis ideig tartana, a végére illesztett kis szünettel ez is megmérhetővé válik.

A generált jel frekvenciája 10-től 22050 Hz-ig (a mintavételi frekvencia feléig) növekedett.

3.2 Mérési elrendezés

A méréshez a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem I épületében található DSP laborban (IE317) rendelkezésre álló Genius SP-HF1250X hangszórót és Behringer ECM-8000 mikrofont használtam. A mérés helyszíne is ez a labor volt. Természetesen a legjobb eredményt egy süketszobában történő méréssel lehetne elérni, azonban ez nem állt rendelkezésre. A meghajtás és a mikrofon jelének rögzítése M-Audio FastTrack Pro külső hangkártyával, számítógépen keresztül történt. A lejátszás és a rögzítés az Audacity nevű, ingyenes programmal történt.

A mérési távolság meghatározásához 10 és 50 centiméter között 10 centiméter felbontásban megmértem az átviteli függvényt, majd megvizsgáltam ezeket. A mikrofon a hangszóró középvonalával körülbelül egy síkban helyezkedett el, a pontos távolságot mérőszalag segítségével mértem le. Túl közeli (10 cm) mérés esetén a függvény „kilapult”, a különböző reflexiók, torzítások, zavaró hatások kevésbé jelentkezték, mintha távolból mértünk volna. Minél távolabbról mértem, a reflexiók következtében az átvitel annál kevésbé lett egyenletes. Éppen emiatt köztes megoldásként 10 cm-nél távolabbról, 25 és 50 centiméterről mérem meg a hangszóró átvitelét. Itt már a reflexiók hatása nem elhanyagolható.

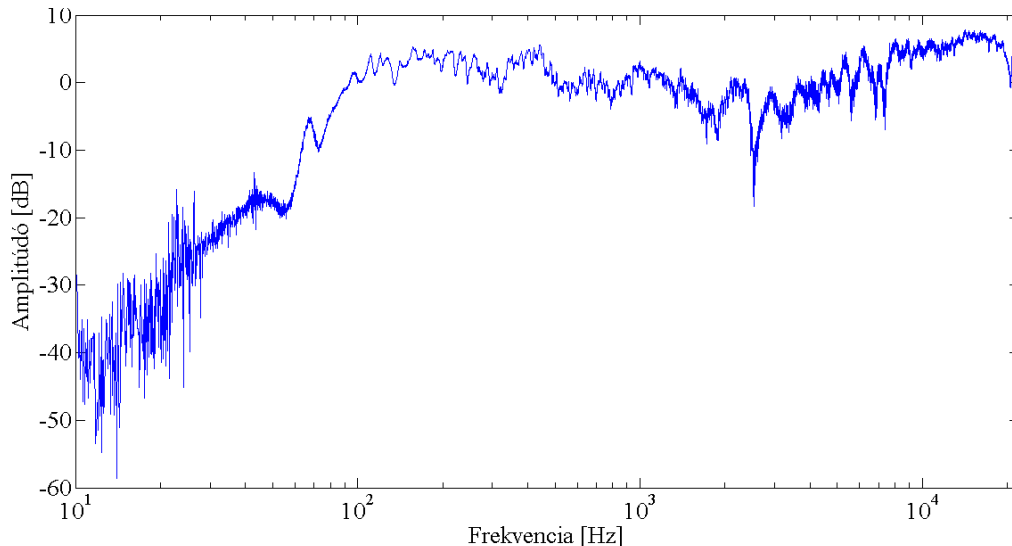


3-3. ábra: Mérési elrendezés

Ezekből a távolságokból a hangszóró és a mikrofon közötti szög változtatásával, 15 fokos felbontásban megmértem az átvitelt 0 (a hangszóróval szemben) és 90 fok (a hangszóróval derékszöget bezárva) között. A méréshez használt mintavételi frekvencia a hangrögzítésnél megszokott 44100 Hz volt.

3.3 A mérés eredménye

A mért hangfájlt MATLAB segítségével dolgoztam fel. Az átviteli függvényt úgy kaptam meg, hogy elosztottam a mért hang Fourier transzformációval megkapott spektrumát a generált, kiadott hang spektrumával. A kapott függvény felbontása túl nagy volt a későbbi számolásokhoz (feleslegesen lassította volna a számolást, növelte volna a számítási igényt, miközben gyakorlati haszna nem lett volna), több százezer mintát tartalmazott, emiatt először kiszámoltam az inverz Fourier-transzformáltját (az impulzusválaszát) az átviteli függvénynek. Ezután az impulzusválasz elejétől, a maximum előtti 20. mintáig levágtam a mintákat, illetve a maximum után is körülbelül 1 másodpercnyi mintát hagytam meg. Ez jelentősen a mért átvitelt nem rontotta, hiszen az impulzusválasz értéke 1 másodperc után már szinte elhanyagolható volt, az előtte lévő, $\sin x/x$ függvényre hasonlító értékek pedig legfőképpen a hangkártya A/D átalakítójának, annak az aluláteresztő szűrőjének voltak köszönhetőek. Így egy jóval kisebb felbontású függvényt kaptam, azonban a célnak ez is bőségesen megfelelt. Ezt Fourier-transzformálva megkaptam az átviteli függvényt, ami már jóval kevesebb (kb. 50 ezer) mintát tartalmazott, így a későbbi számítások jóval gyorsabban lefutottak.



3-4. ábra: A mért hangszóró átviteli függvénye

A 3-4. ábrán látható az 50 cm-ről mért átviteli függvény (simítás nélkül). Jól látható, hogy nem teljesen egyenletes a teljes frekvenciatartományon az átvitel, illetve az is, hogy jelentős kiugrások és leszívások találhatóak rajta egyes frekvenciatartományokon. Ahogyan azt a következő fejezetben bemutatom, a kompenzáláshoz nem lesz szükségünk ilyen részletes átviteli függvényre.

4 Oktávsávós simítás

4.1 Elméleti háttér

A hangfeldolgozás, hangvisszaadás esetén a legfontosabb az ember által hallott hangok minősége. A simításnál az emberi hallás jellegzetes tulajdonságait használjuk ki. A hallásunk felbontása ugyanis a frekvenciában logaritmikus jellegű (az alacsonyabb frekvenciákra jóval érzékenyebb a fülünk, mint a magasabbakra) [1]. Az eredeti, simítás nélküli átviteli függvény az emberi hallás szempontjából túlságosan részletes. Emellett az emberi szem számára is elvesznek a részletek, nem látszik a függvény globális jellege.

A valóságban a keskeny kiugrásokot és beszakadásokat az emberi fül nem képes meghallani, így ezeket megjeleníteni, illetve ezeket a hibákat kijavítani sem kell. Ezenkívül minden egyes kis kiugrás és beszakadás kijavítása nem is lehetséges a valóságban, hiszen indokolatlanul nagy foksámú szűrőre lenne szükségünk, ami nem, vagy csak nagyon bonyolult kivitelezhető.

A simításnak több típusa van, amelyek egymástól abban különböznek, hogy mit simítunk pontosan [8]:

- az átviteli függvény abszolútértékének négyzetét (teljesítményspektrum simítás), majd ebből vonunk gyököt (RMS, vagyis effektív érték vétele),
- vagy a komplex átvitelt.

Az előbbi megoldás esetén a simított átviteli függvény a következő képlettel adható meg [8]:

$$\begin{aligned} |H_{\text{simított}}(\omega)|^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega-\sigma)|^2 \cdot W(\sigma) d\sigma = \\ &= \frac{1}{2\pi} |H(\omega)|^2 * W(\omega) \end{aligned} \quad (7.1)$$

ahol:

- $H_{\text{simított}}(\omega)$: a simított átviteli függvény
- $H(\omega)$: az eredeti, simítás nélküli átviteli függvény
- $W(\omega)$: ablakozó függvény

Ebből a képletből jól látszik, hogy az átviteli függvény abszolútértékének képzésével elveszik a függvény fázisinformációja, ezért csak akkor számolható így a simított függvény, ha a fázisinformációra nincs szükség. Ez az ablakozó függvény a legegyszerűbb esetben egy sima négyszögablak, aminek a szélessége a frekvencia növekedésével nő, ettől lesz a simítás logaritmikus jellegű. Ha a fázisinformációra szükségünk van, akkor a komplex simítás mellett kell döntenünk [8], ez gyakorlatilag olyan, mintha külön-külön simítanánk az átviteli függvény valós és képzetes részét:

$$\begin{aligned}
 H_{\text{simított}}(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega-\sigma) \cdot W(\sigma) d\sigma = \\
 &= \frac{1}{2\pi} H(\omega) * W(\omega)
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

Ha két frekvencia között a viszony 1:2, vagyis az egyik frekvencia duplája a másinak, akkor közöttük a távolság 1 oktáv. Az oktávsávok simításnak különböző fokozatai vannak, leggyakrabban a harmad-, a hatod-, és a tizenkettedoktávok simítást alkalmaznak. Ekkor bizonyos frekvenciák között átlagolva kapjuk meg az adott frekvencián az átvitel értékét. Minél kisebb határokat alkalmazunk (az előbb említett példánál a legkisebb határokat a tizenketted oktávsávnál kapjuk), annál jobban követi a simítás az eredeti függvény mozgását. A számítási módszer a következő:

$$f_d = 2^{\frac{1}{N_{\text{oct}} * 2}} \tag{8}$$

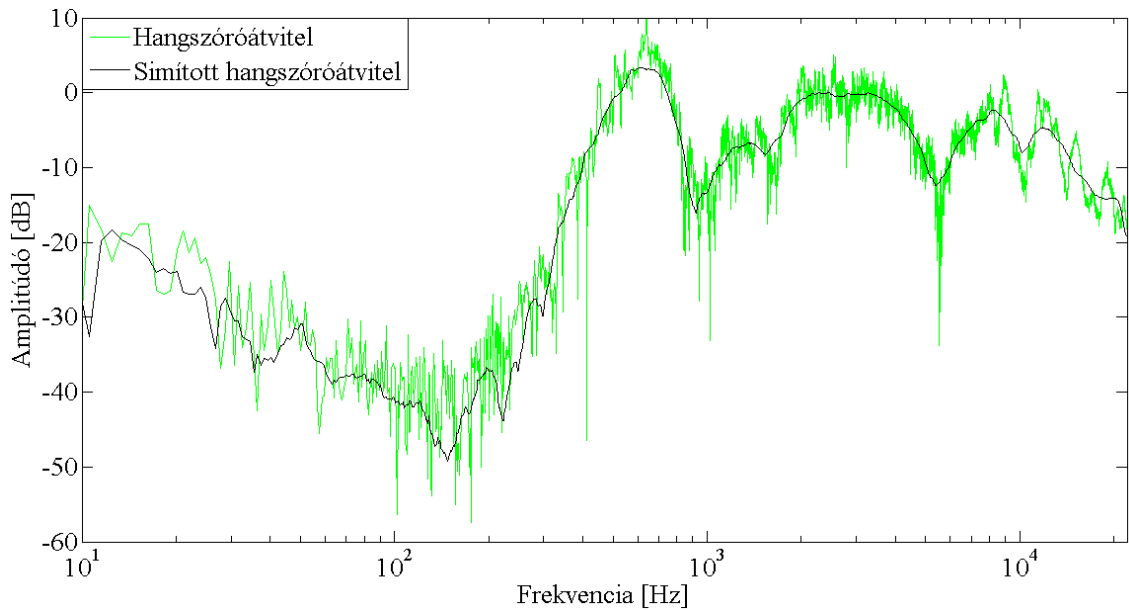
ahol N_{oct} a simítás mértéke (pl. 3 harmadoktávok esetén), a tartomány határai pedig:

- alsó: $\frac{f}{f_d}$ (8.1)

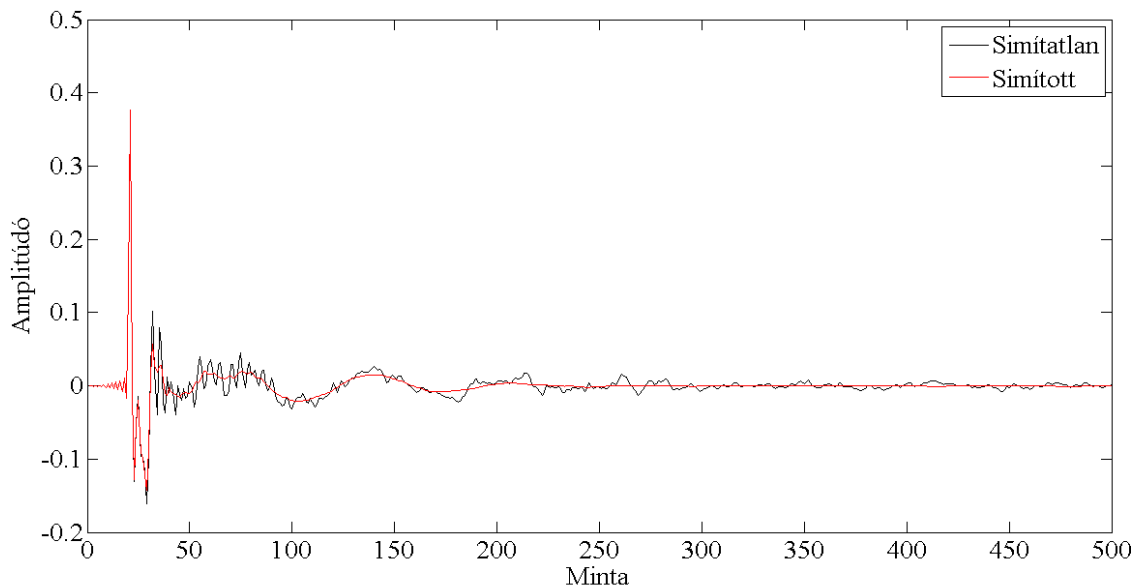
- felső: $f \cdot f_d$ (8.2)

E határok között kell tehát átlagolni a spektrumot. Ezek a határok adják meg, hogy a korábbiakban említett ablakozó függvény milyen széles legyen. A legegyszerűbb esetben egyszerű átlagolásról van szó, azonban lehet pl. Hann-ablakot is alkalmazni, ahol az átlagolási tartomány szélén szereplő értékeket kisebb súllyal vesszük bele az átlagba.

A simítás hatása jól látható a következő ábrákon, amelyek egy Ewent hangszóró átvitelét mutatják 25 cm távolságról (a különböző hangszórók méréséről és kompenzálásáról lesz szó a 9. fejezetben):



4-1. ábra: Komplex simítás hatása a frekvenciatartományban



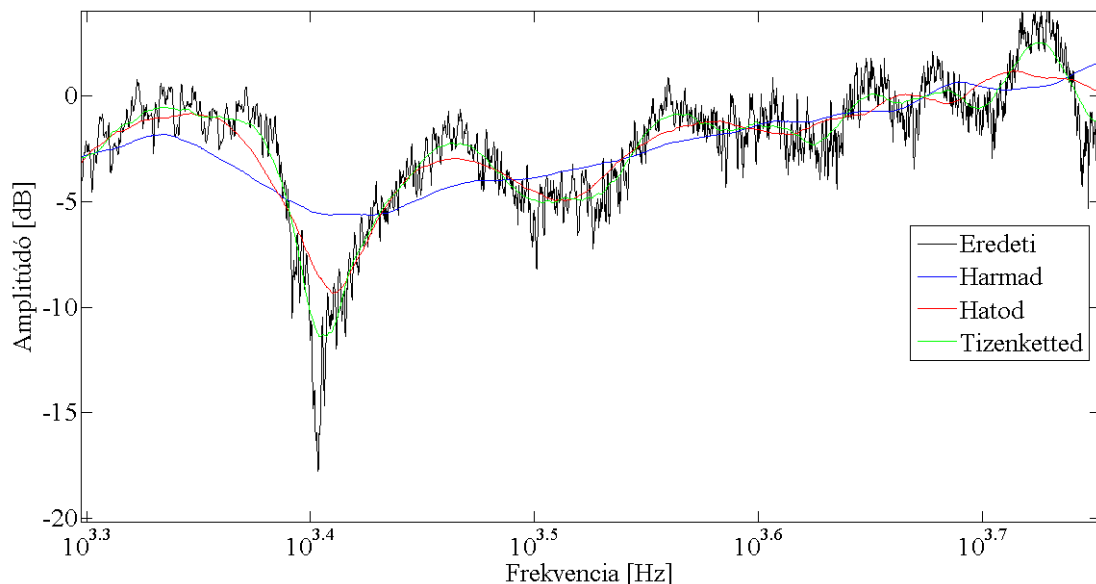
4-2. ábra: Komplex simítás hatása az időtartományban

A 4.1-es ábrán az látható, ahogy a simítás kiátlagolja a szűk frekvenciatartományban jelenlévő ingadozásokat, leszívásokat és kiemeléseket. A 4-2. ábrán látható, hogy a komplex simítás az időtartományban megőrzi a kezdeti nagyfrekvenciás komponenseket (a tranziens jelleget és az első, közelebbi visszaverődéseket a különböző felületekről), aztán fokozatosan aluláteresztő jelleget vesz

fel az időben később jelentkező minták esetén (ezek legfőképpen a teremreflexiók hatásai) [9]. Ez az effektus esetünkben jól használható, hiszen a hangszóró átvitelét jól követi, a terem hatásait pedig valamilyen mértékben elnyomja.

4.2 Simítás mértékének megválasztása

A simítás fokszámának kiválasztásához megvizsgáltam a Genius hangszóró 50 cm-ről mért átviteli függvényének harmad-, hatod-, és tizenkettedoktávós simított változatát. A fejezet további részében a Genius hangszóró átvitelén mutatom be a simítást. A következő ábrán kinagyítottam az átviteli függvény egy részét, hogy jól látszódnak a különbségek.



4-3. ábra: simítás hatása

Jól látható, hogy a tizenkettedoktávós simítás esetén követi az átviteli függvényt leginkább a simított függvény, legkevésbé pedig a harmadoktávósnál. Az én esetemben a hangszóró kompenzációjához elég a harmadoktávós simítás is, hiszen a függvény jellege így is megmarad, a nagyobb kilengéseket elnyomja, kiátlagolja. Ez előny, hiszen a korábbiakban említett módon emiatt kisebb fokszámú kompenzáló szűrőrőre van szükség, illetve felesleges is lenne a többi simítási fokozatot alkalmazni, hiszen a különbség emberi füllel alig hallható lenne.

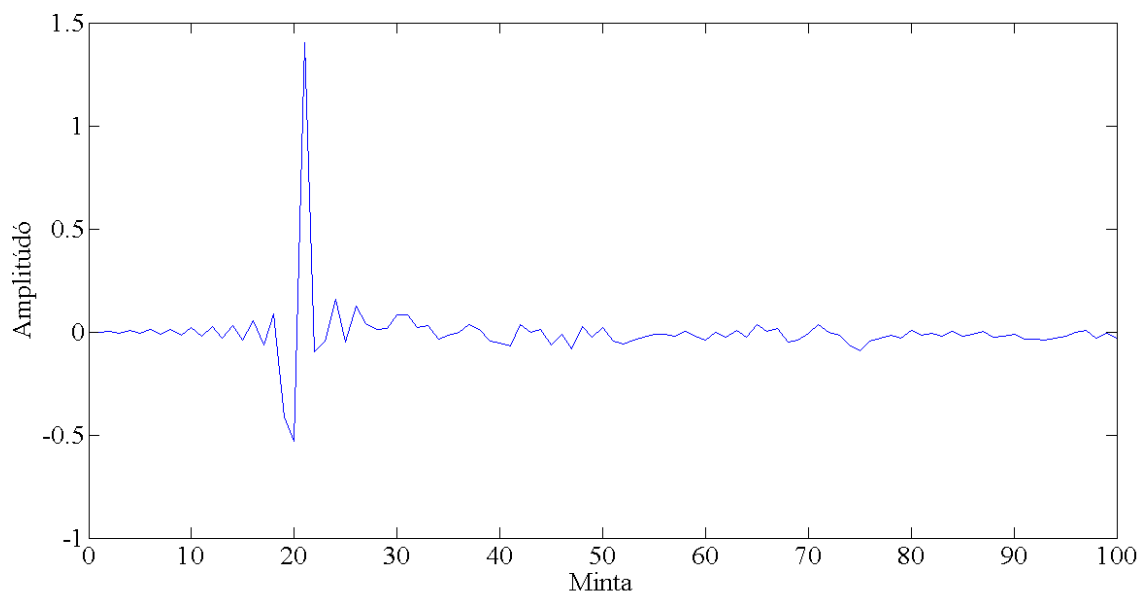
4.3 A simítás megvalósítása

Mivel nem szeretném, hogy a fázisra vonatkozó információk elveszenek, hiszen a későbbiekben időtartományban, a hangszóró impulzusválaszának segítségével is szeretnék kompenzáló szűrőt tervezni, ezért komplex simítást alkalmazok.

A simítás során a 0 Hz-es frekvenciától (a DC komponenstől) egészen a mintavételi frekvencia feléig simítok. A tartományok szélén, amennyiben valamelyik irányban nem áll rendelkezésre megfelelő számú minta, csak a rendelkezésre álló utolsó mintáig simítok. Ez ugyan minimálisan torzítja a simított átvitelt, azonban a hatás nem jelentős. A mintavételi frekvencia utáni minták esetén az előzőekben kalkulált simított értékek komplex konjugáltját helyezem el az egyes helyekre fordított sorrendben, hiszen a mintavételi frekvencia felére tükrös az átviteli függvény.

A megvalósítás során nem ténylegesen a teljes átviteli függvényt simítottam, a következő megfontolások miatt.

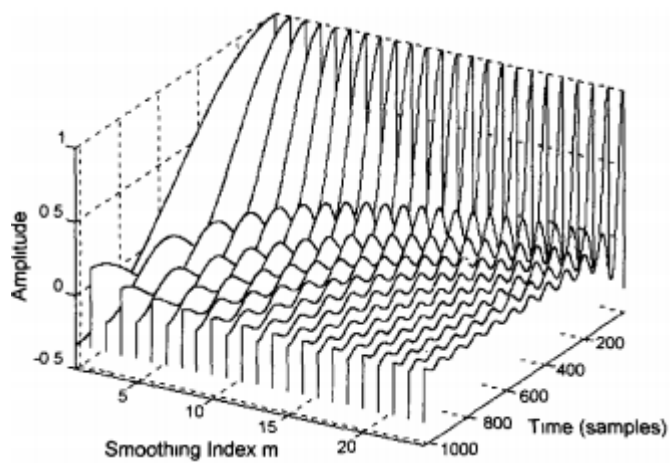
Induljunk ki a következő, 4-4.-es ábrából, amelyen a hangszóró impulzusválasza látható:



4-4. ábra: A hangszóró impulzusválasza

A logaritmikus simítás során a korábbiakban említett módon a frekvenciával folyamatosan növekvő ablakozó függvény segítségével átlagoljuk ki a függvényt. Ez időtartományban szorzást jelent, ahol az ablakozó függvény mérete egyre kisebb lesz a frekvencia növekedésével. Ezek az időtartománybeli ablakok láthatók a 4-5. ábrán, ahol

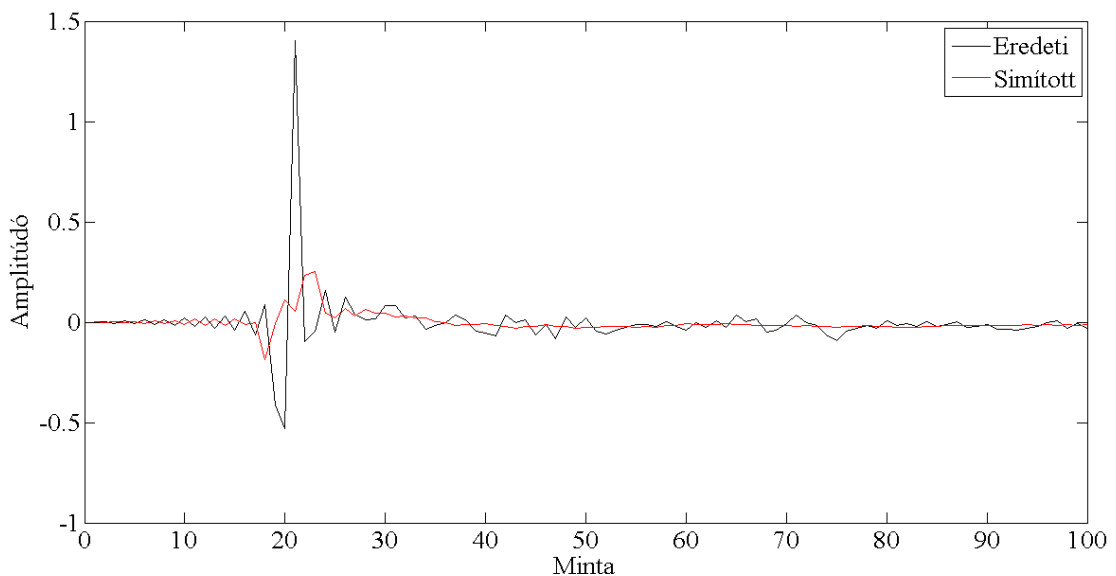
a "Smoothing index" tkp. a frekvenciának felel meg, nagyobb index nagyobb frekvenciához tartozik [8].



4-5. ábra [8]: simítóablakok szélessége

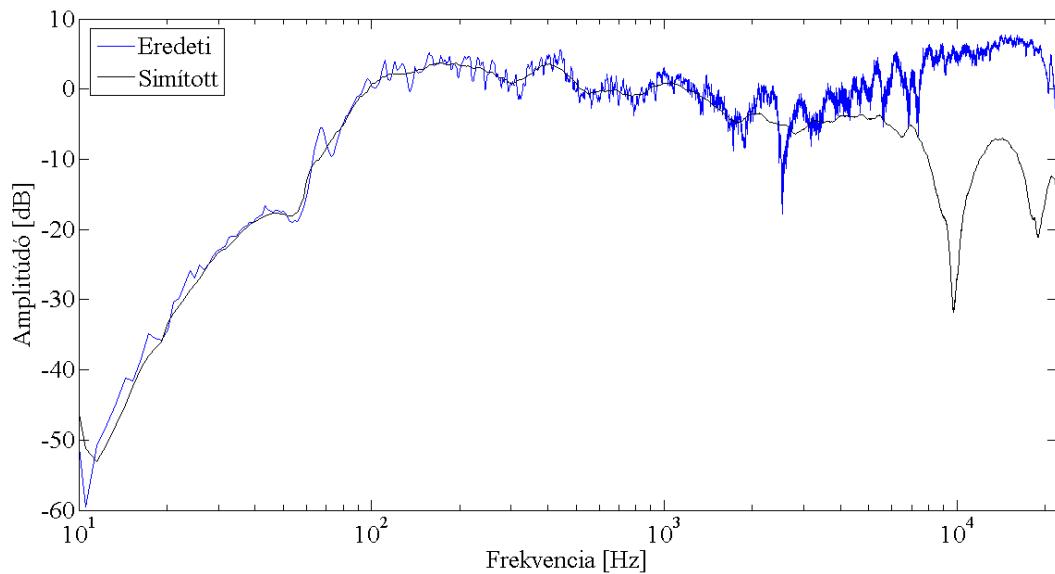
Nagy frekvenciákon az ablak a már főimpulzus megérkezése előtt lecseng, ez pedig összességében a nagyfrekvenciás komponensek csökkenéséhez vezet.

Ez az impulzusválaszra nézve azt jelenti, hogy a főimpulzus „elkenődik”, kisimítódik, hiszen nagyfrekvencián nem fér bele az időtartománybeli ablakba. A 4.4-es impulzusválasz simított változata látható a 4.6-os ábrán.



4-6. ábra: simítás megvalósítása helytelen módon (időtartománybeli hatás)

Ez a hatás frekvenciatartományban is látható, a magasabb frekvenciákon a simított átviteli függvény beszakad.

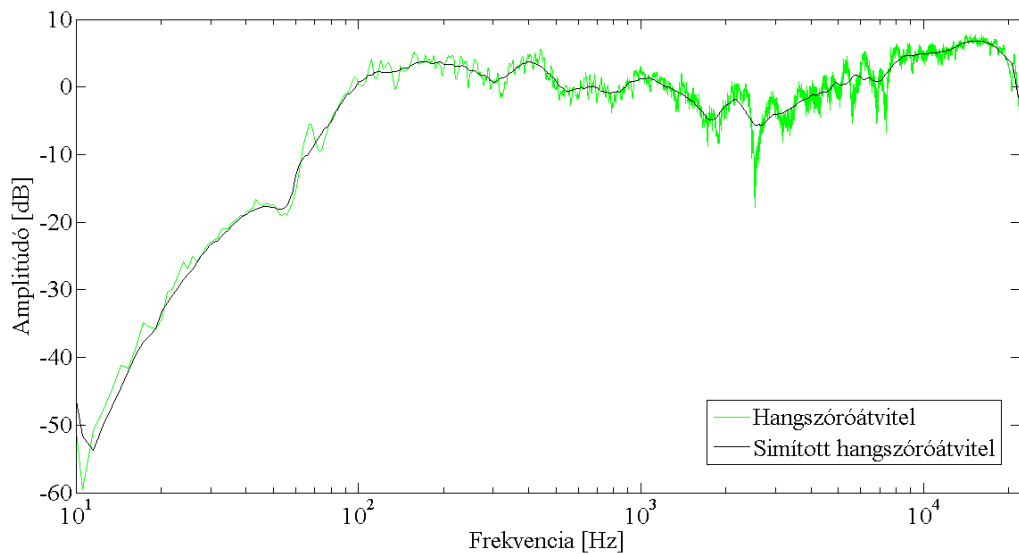


4-7. ábra: simítás megvalósítása helytelen módon (frekvenciatartománybeli hatás)

A megoldás az lenne, ha úgy simítanánk, mintha az időtartománybeli ablakok a főimpulzustól indulnának. Hogy ezt elérjem, a hangszóró impulzusválaszt két részre osztottam: a maximum előtti mintákra és a maximum utáni részre. A maximum utáni részt Fourier-transzformálva, a kapott átviteli függvényt simítottam, majd a simított átvitelből inverz Fourier-transzformálva megkapott simított impulzusválaszt illesztettem a simítatlan helyébe. Ezáltal az impulzusválasz maximum értéke előtti részt nem simítottam, csak a maximum utáni részt. Az ilyen módon végzett simítás a következő fejezetben jól láthatóan megoldotta a problémát. A simítófüggvényt a függelékhez csatoltam.

4.4 A simítás eredménye

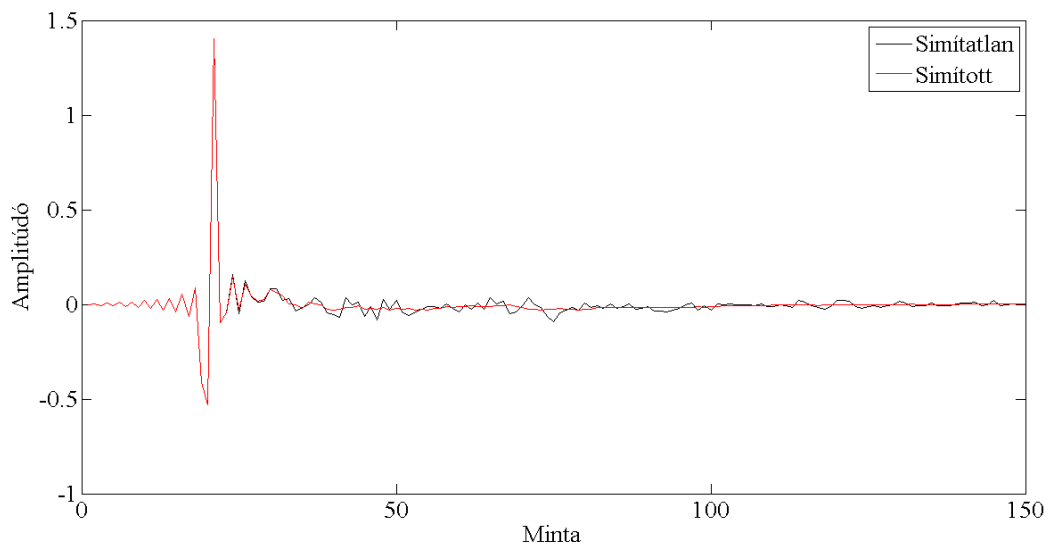
Az így kapott átviteli függvényt a következő ábra szemlélteti:



4-8. ábra: A simítás hatása frekvenciatartományban

A függvényben jelenlévő kiugrások kiegyenlítődtek, a magasabb frekvenciákon jelenlévő probléma megszűnt.

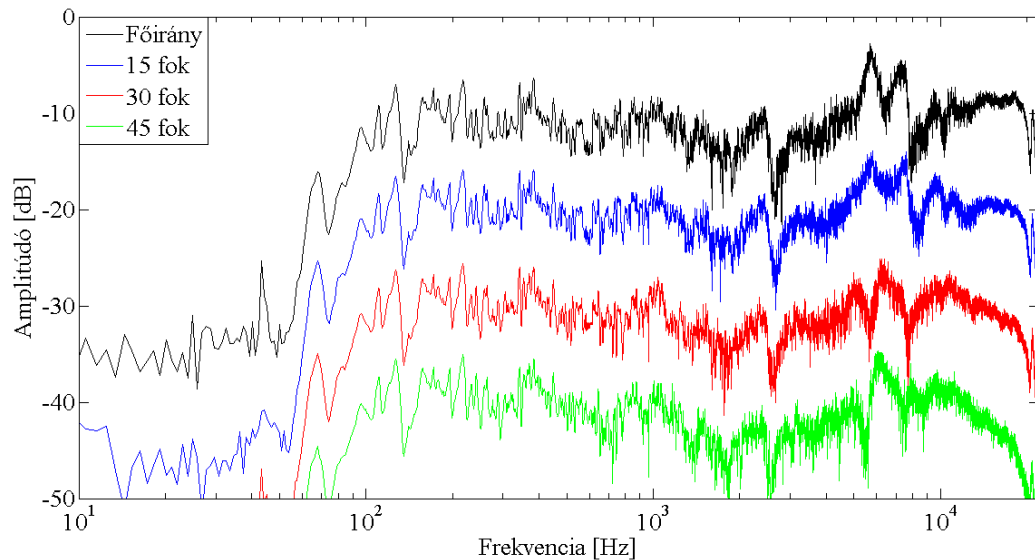
A simítás hatása az időtartományban:



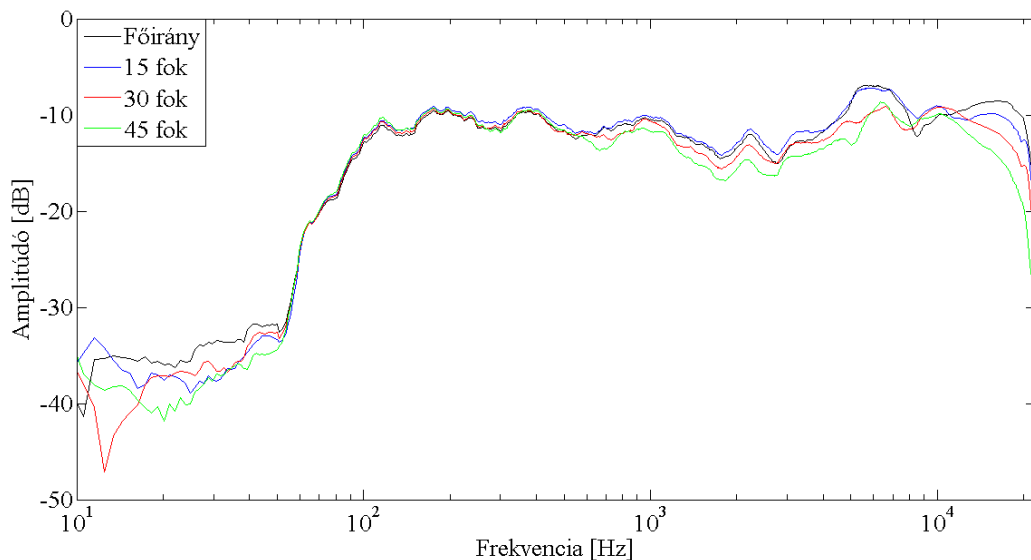
4-9. ábra: A simítás hatása az időtartományban

A várt módon a simított impulzusválasz hamarabb lecseng, mint a simítatlan, viszont a főimpulzus változatlan marad.

A következő két ábrán különböző szögekből, 25 cm-es távolságokból mért átvitelek láthatók simítatlan és simított formában. A 4-10. ábrán a függvényeket eltoltam 10 dB-el egymáshoz képest.



4-10. ábra: simítatlan átviteli függvények különböző szögekre



4-11. ábra: simított átviteli függvények különböző szögekre

A simítatlan átvitelt szemmel is nehéz átlátni, a különböző kiemelések és leszívások is zavarók. Simított esetben a globális jelleg azonnal látható, amely mindegyik függvénynél körülbelül ugyanúgy néz ki. Kompenzálás esetén ez a globális jelleg számunkra kedvezőbb: az egy-egy függvényre egy adott pontban jellemző nagy méretű leszívások és kiugrások elnyomódnak, különböző szögekben hasonlóan néz ki az átviteli függvény. Ha erre kompenzálunk, akkor nem csak az adott pontban kapunk javított átvitelt, hanem az összes többi pontban is.

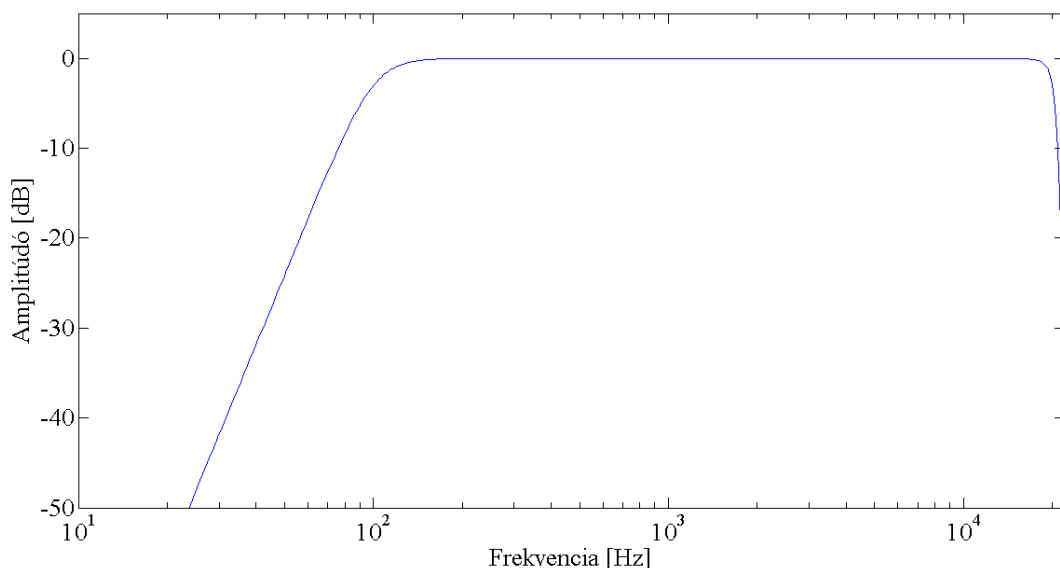
5 Célfüggvény előírása

A célfüggvény előírásához a frekvencia-, és az időtartományban is szükséges különböző feltételeknek megfelelni.

Egy egészséges ember hallástartománya kb. 20 Hz-től 20 kHz-ig terjed [10]. Ahogy az a 3-4. ábrán látható, a kompenzálni kívánt hangszóró esetén annak a tartománynak az alsó határa, ahol az átvitel közel egyenletes, kisebb az elméleti emberi hallástartomány alsó határánál. A hangszóró esetén az alsó határ kb. 100 Hz, e fölött közel egyenletes az átvitel. Emiatt nincsen arra szükség, hogy egy olyan sáváteresztő szűrőt tervezzünk, aminek az áteresztő sávja 20 Hz és 20 kHz között található. Persze elméletben jó lenne, ha így terveznénk, de a hangszóró úgysem tudja kiadni azokat a hangokat.

Az imént említett indokok miatt tehát egy olyan célfüggvényt írtam elő, amelynek az alsó vágási frekvenciája 100 Hz, a felső vágási frekvenciája pedig 20 kHz, ezeken a pontokon az átvitel értéke -3dB, közöttük pedig 0 dB.

Ehhez Matlab segítségével terveztem kettő Butterworth szűrőt. A felüláteresztő szűrő vágási frekvenciája 100 Hz lett, fokszáma 4, mert a basszusreflex hangdobozok átvitelére negyedfokú [11]. Az aluláteresztő szűrő vágási frekvenciája 20 kHz és fokszáma 2 lett.

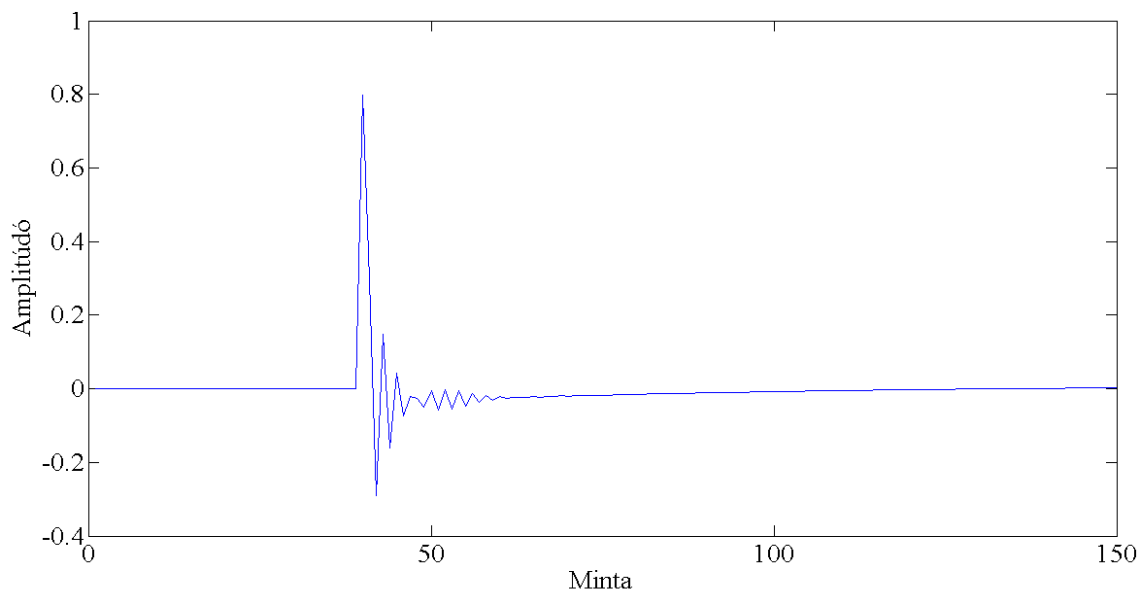


5-1. ábra: Cél átviteli függvény

Következő feladatomban a célimpulzusválasz előírása. A 4.3-as fejezetben említett módon a hangszóró impulzusválaszának csúcserőtelisége előtt 20 mintát tartottam meg.

Egyértelmű, hogy a célimpulzusválasz előírása esetén szükséges valamekkora késleltetés előírása a hangszóró impulzusválaszához képest. Ennek a valós rendszerekre jellemző kauzalitás az oka, vagyis az, hogy egy rendszer kimenete nem függhet a bemenet jövőbeli értékeitől (hétköznapi nyelvre lefordítva a rendszer nem tud jósolni). Ennek a késleltetésnek a mértéke határozza meg azt is, hogy milyen fokszámú szűrő segítségével valósítható meg a kompenzálás kicsi hibával. Ha nagyon kicsi késleltetést írunk elő, akkor nagyobb fokszámú szűrőre van szükségünk adott minőség eléréséhez. Ha nagyon nagyot, akkor pedig feleslegesen lassítjuk a rendszert. Emiatt az optimum meghatározása elég nehéz feladat, a későbbiekben egyes késleltetési értékek mellett meg fogom vizsgálni az abszolút hiba nagyságát és ez alapján ki lehet választani valamilyen szempont szerint az optimálisat.

A célimpulzusválasz általános esetben tehát úgy néz ki, hogy egy megfelelő mértékű késleltetéssel az egyik minta értéke 1-es, a többi pedig 0. Ezt Matlab segítségével az előbbiekben meghatározott alul-, és felüláteresztő szűrő segítségével megszűrjük, és így áll elő a tényleges célimpulzusválaszunk.



5-2. ábra: célimpulzusválasz

A fenti ábrán a késleltetés mértéke 40 minta (a hangszóró impulzusválaszához képest 20 minta késleltetés). A 7-es és a 8-as fejezetekben ennek megválasztásáról még lesz szó.

6 A kompenzált átviteli függvény hibájának kiszámítása

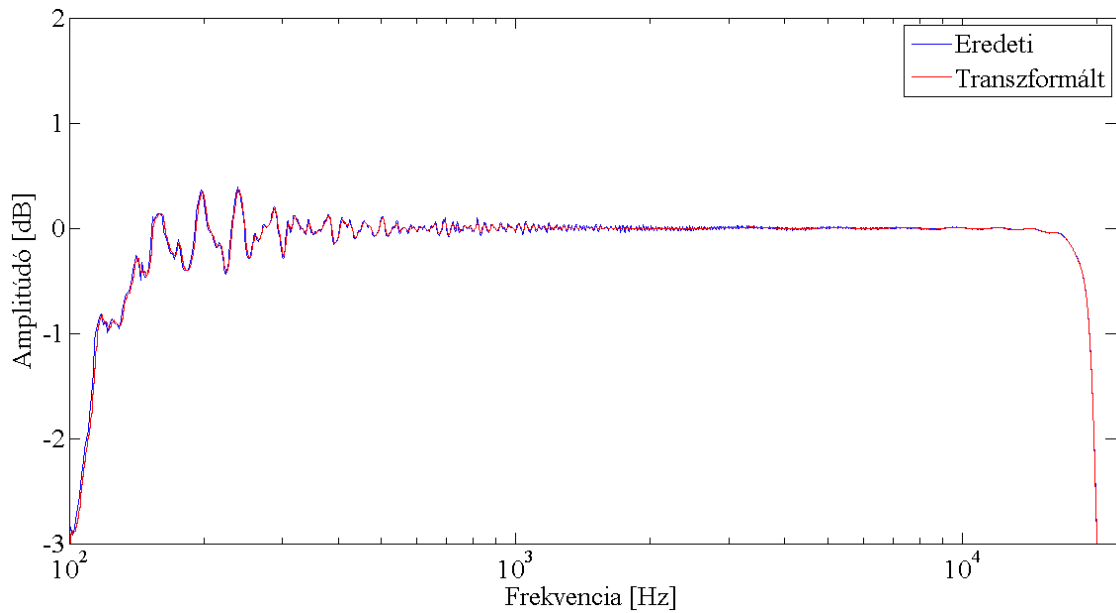
A későbbiekben a tervezés bizonyos paramétereinek kiszámításához szükség lesz arra, hogy objektív módon is kiszámíthassuk a kompenzáció hibáját. Ehhez rendelkezésünkre fog állni a cél átviteli függvény, és a kompenzált függvény. Ennek a két függvénynek az abszolút eltérését, illetve ennek az átlagát és a maximumát fogom felhasználni a különböző paraméterek optimumának kiválasztásánál.

Az abszolút eltérés kiszámítása jóval bonyolultabb annál, mint az első pillantásra tűnik. Az átviteli függvények lineáris skálán állnak rendelkezésre, csak az ábrázolásuk történik logaritmikus skálán. Emiatt nem lehet egyszerűen átlagolni a két függvény adatpontjainak abszolút különbségét. Egyik megoldási lehetőség egy súlyozófüggvény létrehozása, ami a magasabb frekvenciákon kisebb súllyal veszi figyelembe az értékeket. Másik lehetőség az átviteli függvény pontjainak újramintavételezése logaritmikus frekvenciaskálára. Én ezt a lehetőséget választottam, ez tűnt egyszerűbben és gyorsabban megvalósítható megoldásnak Matlabban.

A hibát az alul-, és a felüláteresztő szűrő törésponti frekvenciája között (100 Hz és 20 kHz) számítom, a hiba értéke ezen a tartományon fontos számunkra.

A Matlabban rendelkezésre álló `logspace` függvény logaritmikus skálát hoz létre 10^x és 10^y között. Az x és y értékét úgy választottam meg, hogy 100 Hz és 20 kHz legyen a tartomány két határa, és összesen 5000 pontot tartalmazzon az új frekvenciaskála. Ez ugyan majdnem csak tizede az eddigi lineáris frekvenciaskála hosszának, azonban ez is elég, leellenőriztem több hosszérték esetén is, és nagyobb hossz esetén maximum 1-2 ezreddel változott a végeredmény. Ezek után létrehoztam az új átviteli függvényeket, az új skálának megfelelően. Ehhez 48-ad oktávós simítást alkalmaztam. Ez elég jól követi az eredeti függvényt, és jobb megoldás, mintha eldobnánk azokat a pontokat, amelyek nem illeszkednek az új skálára [12]. Ez kisfrekvencián még elfogadható lenne, de nagyfrekvencián ez azt jelentené, hogy nagyon sok pontot „kidobunk”.

A Matlab által generált frekvenciaskála garantáltan megfelelő, csak azt kell leellenőrizni, hogy megfelelően transzformáltam át az átviteli függvény pontjait az új skálára. Ezt a legegyszerűbben vizuálisan lehet leellenőrizni. Az alábbi ábrán egy véletlenszerűen választott átviteli függvény, illetve annak logaritmikus frekvenciaskálára újramintavételezett változata látható.



6-1. ábra: Az eredeti és a logaritmikus skálára átranzformált átviteli függvény összehasonlítása

Szemmel is jól látható, hogy a transzformáció megfelelő, alig látható a különbség az eredeti és az átranzformált átviteli függvény között. A kalkulációt végrehajtó Matlab függvény a függelékben megtalálható.

A hibaszámításhoz mindig a harmadoktávosan simított átviteli függvényeket használom fel, hiszen ez közelíti jobban az emberi hallást.

A transzformáció után az átlagos abszolút hiba számítása ténylegesen csak egy átlagolásnak felel meg az új átviteli függvényen. A maximális eltérés kiszámítása ehhez képest sokkal egyszerűbb: az adott tartományon a Matlab max függvénye megadja a legnagyobb eltérést, ehhez még transzformálásra sem lenne szükség.

7 Kompenzáló szűrő tervezése frekvenciatartományban

Kiindulásként rendelkezésünkre áll a hangszóró átviteli függvénye és annak simított változata, illetve az 5. fejezetben meghatározott célfüggvény. A kompenzáláshoz egy FIR szűrőt fogok tervezni, először frekvenciatartományban.

Egyértelmű, hogy egy lehetséges mód a kiegyenlítésre alkalmazható átviteli függvény meghatározására az, hogy a cél átviteli függvényt elosztjuk a simított vagy simítatlan hangszóró átvitelével [4]:

$$H_{\text{equ}} = \frac{H_{\text{target}}}{H_{\text{ls}}} \quad (9)$$

ahol

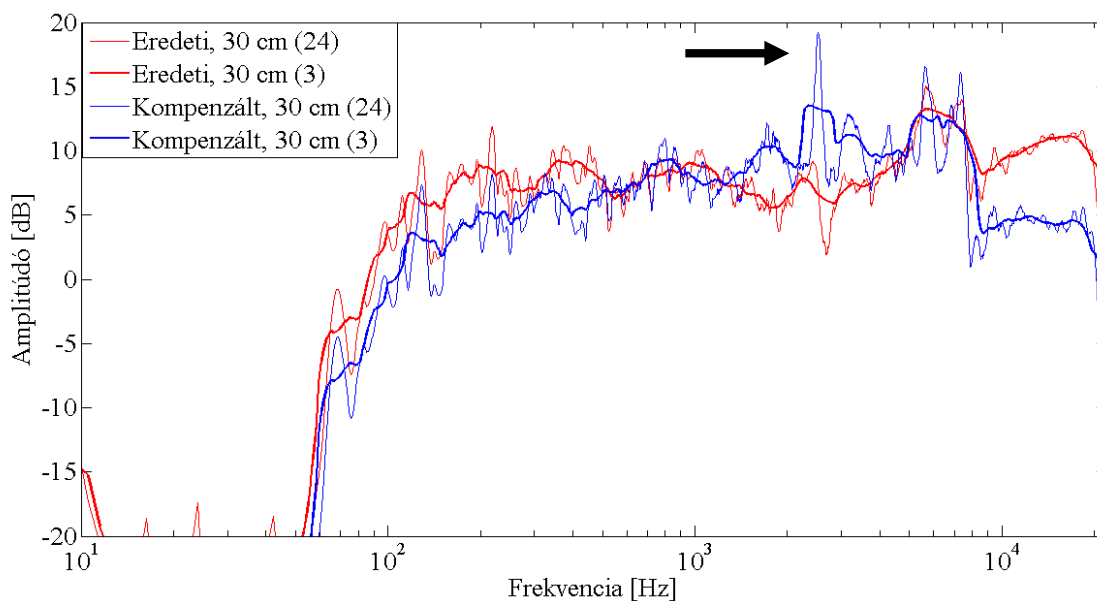
- H_{equ} : a kompenzáló, inverz függvény
- H_{target} : a célfüggvény
- H_{ls} : a hangszóró átviteli függvénye

7.1 Tervezés a simítatlan és a simított átvitelből

7.1.1 Simítatlan átvitel

A legfőbb kérdés az, hogy mi legyen a kiindulási függvényünk, amit kompenzálni szeretnénk: a simított vagy a simítatlan hangszóróátvitel. A dolgozat további részében, ha simítatlan függvényeket szeretnék ábrázolni, akkor azokat 24-ed és 3-ad oktávós simításban, az effektív értéküket simítva fogom megtenni, mivel az ábrázolásnál a fázismenet nem érdekes, illetve 24-ed oktávós simítás esetén még az egyes kiugrások, leszívások is jól láthatók emberi szemmel is.

A kérdés megválaszolásához vizsgáljuk meg a következő ábrát.



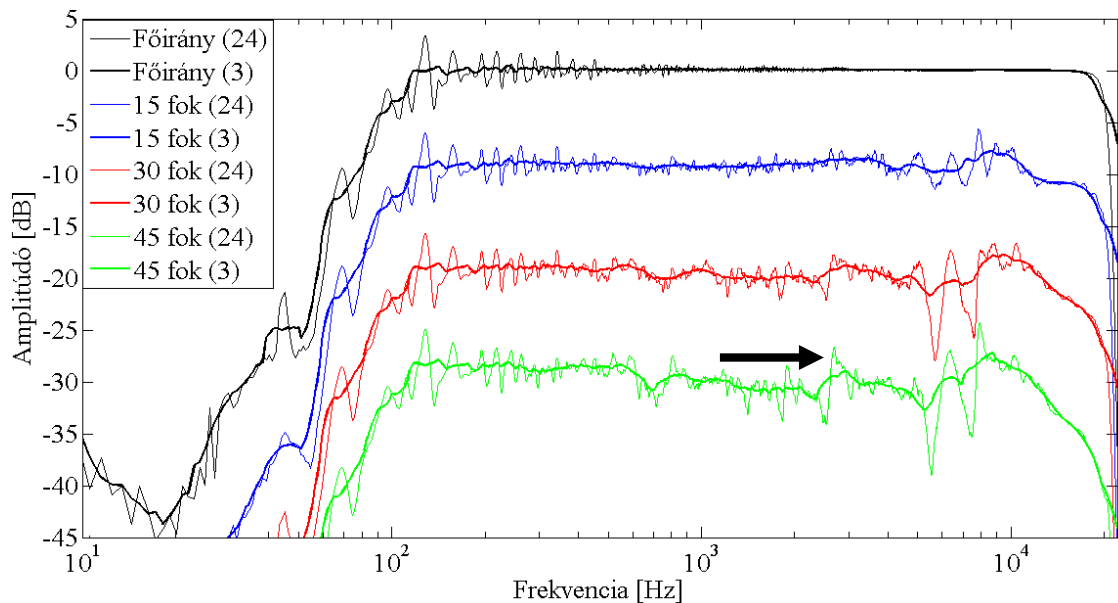
7-1. ábra: simítatlan függvényből tervezett kompenzáció hatása 1.

Ennél a példánál az eredeti, kompenzációhoz használt átviteli függvényt a hangszóró tengelyével párhuzamosan, tőle kb. 50 cm távolságból kapott mérésből határoztuk meg, és az ebből tervezett kompenzáció hatását néztük meg a 30 cm távolságból mért átvitelre. Jól látható, hogy 2000-3000 Hz környékén (a nyíllal jelölt helyen) a kompenzált átvitelben egy kb. 10 dB-es kiugrás látható. Mivel ez 24-ed oktávossal ábrázolva 10 dB, a valóságban ennél még nagyobb. Ez azt jelenti, hogy ezeken a frekvenciákon feleslegesen nagy erősítést fog végezni a szűrőnk.

Ezzel az a baj, hogy ezek a keskeny leszívások az emberi fül számára nem hallhatók, emiatt teljesen felesleges a kompenzációjuk. A kiemelések azonban jól hallhatók, ha pont oda esik egy adott zenei hang, így más szögekben hibát okozunk.

Természetesen ez nem csak e speciális esetben okoz problémát, csak ezen a függvényen a legegyszerűbb megmutatni, mivel jól látszódik a kiugrás.

Vizsgáljuk meg a hangszóró síkjában (főirányban), 25 cm-ről történő mérésből származó simítatlan függvényből történő tervezés hatását más mérési pontokra. A FIR szűrő fokszáma 1000 volt. A következő ábránál szintén nem lényeges az amplitúdó, a függvények egymáshoz képest kb. 10 dB-el el vannak csúsztatva azért, hogy jobban látszódjanak. Vékonyabb vonallal a 24-ed oktávosan, vastagabbal a 3-ad oktávosan simított függvényeket jelölöm.

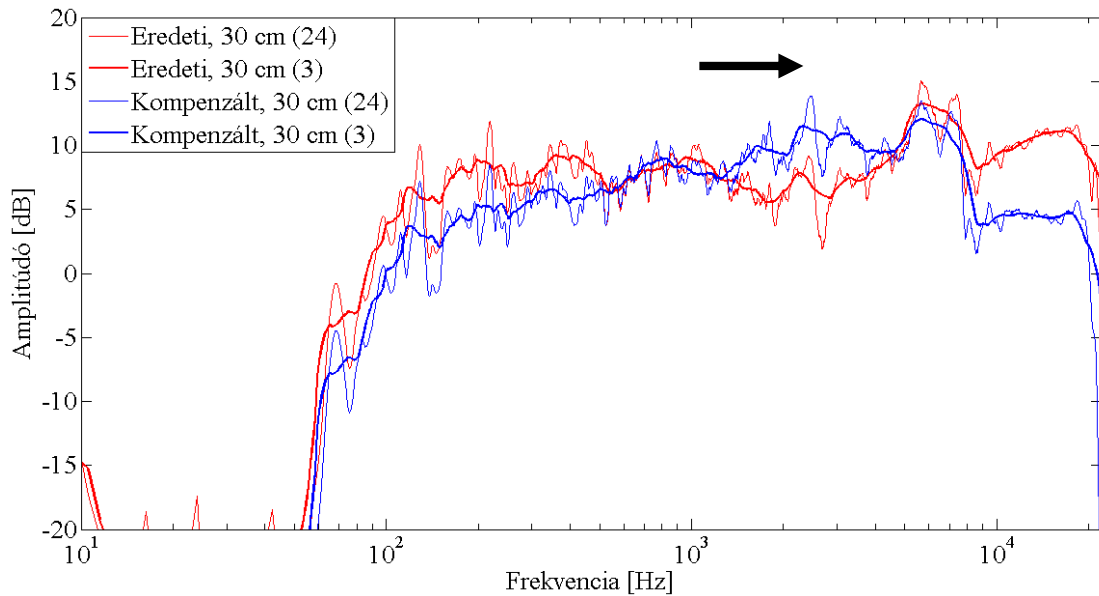


7-2. ábra: simítatlan függvényből tervezett kompenzálás hatása 2.

A fekete színnel jelölt függvény esetén látható, hogy követi a célfüggvényt teljes mértékben. Ez nem meglepő, hiszen ezt is akartuk kompenzálni. Azonban a többi esetben ugyan jellegre szintén majdnem egyenletesnek mondható az átvitel, de a kisebb-nagyobb oszcillációk megmaradtak. Több helyen láthatóak a kiemelések (pl. a nyíllal jelölt helyen), amelyek abból adódnak, hogy a főirányban mért függvényben ott egy leszívás volt, és ezt kompenzáltuk ki. Azonban erre semmi szükség nincs, ez nem hallható.

További kombinációkat is megvizsgáltam, és sok esetben ennél még rosszabb eredményeket találtam: még több helyen voltak szükségtelen erősítések az átviteli függvényben.

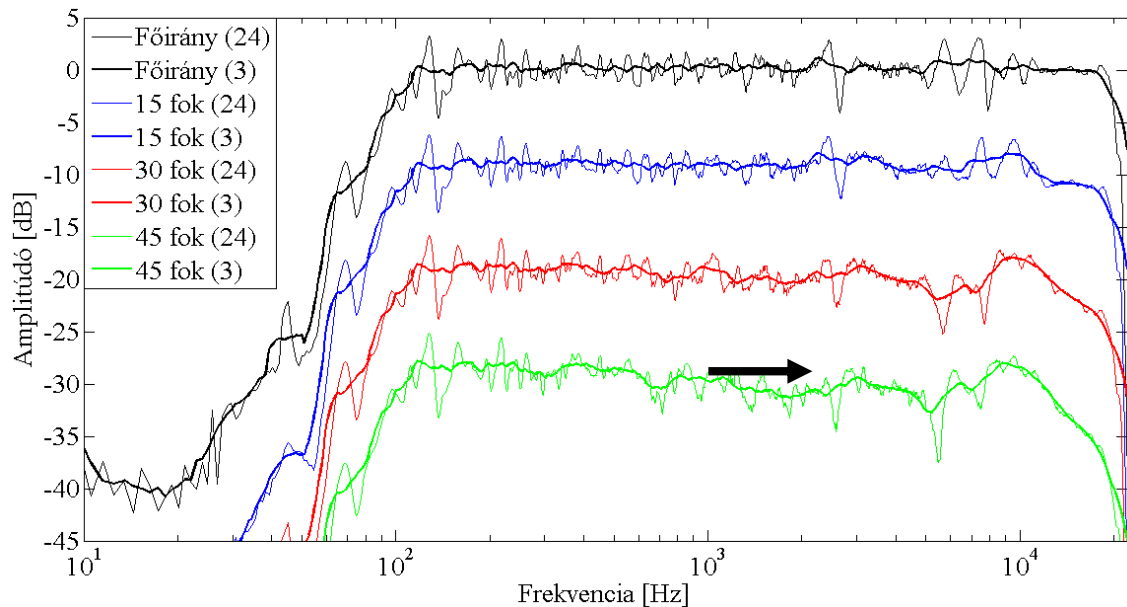
7.1.2 Simított átvitel



7-3. ábra: simított függvényből tervezett kompenzálás hatása 1.

Hasonlítsuk össze a 7-3. ábrát a 7-1. ábrával. A két ábra között az a különbség, hogy ebben az esetben a kompenzálást a simított átvitelből terveztük. A tervezés előnyei jól láthatóak. A nyíllal jelölt helyen a 7-1. ábrán a kompenzált függvényben egy jelentős, kb. 10 dB-es kiugrás volt látható, ami itt jelentősen kisebb lett. Egyenletesebbnek mondható a kompenzált függvény, az eredeti függvényben lévő keskeny leszívásokat nem kompenzáljuk ki.

Ezek után vizsgáljuk meg azt is, hogy más pontokban milyen hatása van annak, ha a simított átvitelből tervezünk kompenzálást. Az összehasonlított pontok megegyeznek a 7-2. ábránál használt pontokkal, a tervezés is ugyanabból a pontból történt.

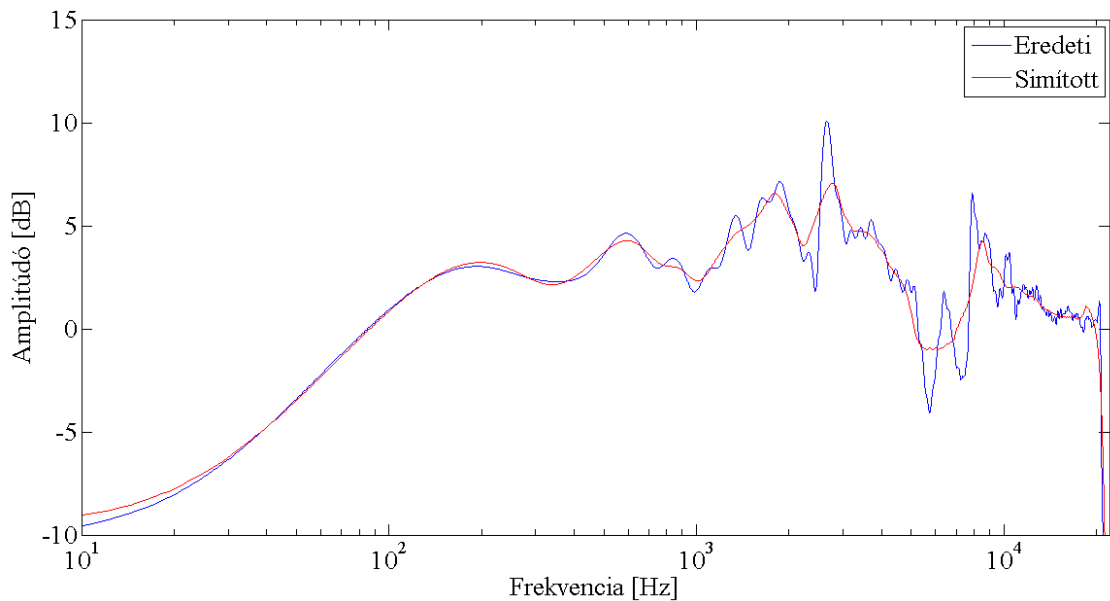


7-4. ábra: simított függvényből tervezett kompenzálás hatása 2.

A 24-ed oktávós simításon jól látszik, hogy kevésbé egyenletes a függvény. Azonban olyan kiemelések, mint a 7-2. ábrán, nincsenek, mivel nem akartuk kompenzálni az eredeti függvényekben lévő leszívásokat. Ha megfigyeljük a nyíllal jelölt helyen a 7-2. ábrán egy kiemelés volt látható, itt ez nincs.

Összességében megfigyelhető, hogy érdemi változás nincsen a kompenzálás hibájára nézve a simítatlan és a simított átvitelből történő tervezés esetén. Azonban említsük meg az előnyöket is: a szűk frekvenciatartományban jelenlévő leszívásokat nem kompenzáljuk ki, amelyek más mérési pontokban jelentős kiemeléseket jelentenének. Ezek nem hallhatók, feleslegesen bonyolítanánk vele a szűrőnket. Éppen emiatt a simítatlan függvényből tervezett szűrő jóval bonyolultabb lesz, mint ha a simított függvényből terveznénk.

Hasonlítsuk össze a kompenzáló, inverz átviteli függvényt simítatlan és simított átvitelből történő tervezés esetén!



7-5. ábra: Szűrőátvitel simítatlan és simított átvitelből történő tervezés esetén

Láthatóan a simítatlan átvitelből történő kompenzáláskor a függvény jóval bonyolultabb, míg simított esetben szépen „kisimul”, az oszcillációk eltűnnek. Ez előnyös számunkra, hiszen az ilyen jellegű átviteli függvényt kisebb foksámú szűrővel is meg tudjuk valósítani.

Az imént felsorolt előnyök miatt érdekesebb a simított átvitelből tervezni kompenzáló szűrőt.

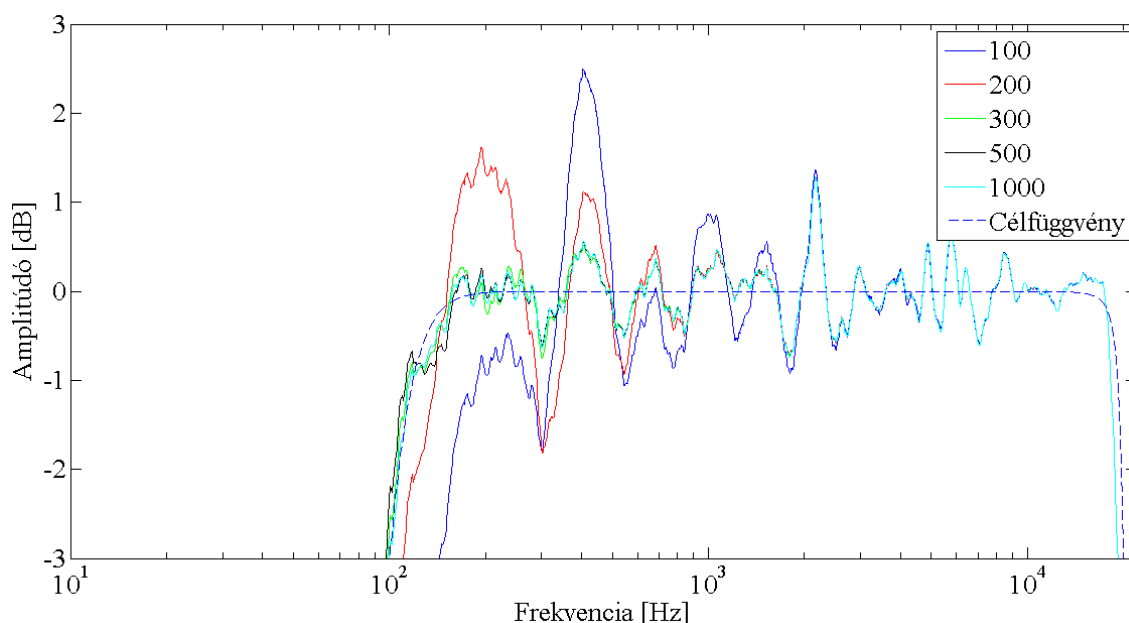
7.2 A tervezés további lépései, eredmények

A tervezés során szabad paraméter a FIR szűrő fokszáma és a cél impulzusválasz késleltetésének mértéke. Az alábbiakban külön-külön megvizsgálom ezeknek a hatását, majd összegzésképpen az együttes hatást is. Az eredmények értékeléséhez fontos tudni, hogy az emberi fül nagyjából az 1-2 dB-es nagyságú változást még nem tudja megkülönböztetni [12].

7.2.1 FIR szűrő foksámának kiválasztása

Miután megkaptuk a kompenzáló szűrő átviteli függvényét, ki kell számolni a megfelelő FIR együtthatókat. Ehhez inverz Fourier-transzformációval megkapjuk a kompenzáló szűrő impulzusválaszát, aminek a hossza kb. 50000 mintányi. Ez azt jelenti, hogy a tervezés során ilyen hosszú FIR szűrőre optimalizáltunk, így érnének el a legjobb hatást. Azonban nem szükséges ilyen nagy foksámú szűrőt implementálni, mivel egy bizonyos fok felett az átvitel értéke csak nagyon kis mértékben javul tovább, a javulás

mértéke elenyésző a plusz számítási igényhez képest. A FIR szűrőt csonkolnunk kell, el kell dobni egy bizonyos fok feletti együtthatókat. A csonkoláson kívül le is kerekíthetjük egy ablakozófüggvénnyel a szűrőnk végét. Ezt a módszert is kipróbáltam, azonban hatása nem volt jelentős, így szimplán csonkoltam. Az alábbi ábrán a kompenzált átvitel látható különböző szűrőfokszám esetén, a cél impulzusválasz fix, 20 mintányi késleltetésével.



7-6. ábra: Kompenzáció hatása az átvitelre különböző fokszámú FIR szűrők esetén (frek. tart.)

Ahogy az a fenti ábrán is látható, a legrosszabb eredményt a 100-as fokszámnál kapjuk, a legjobbat pedig az 1000-nél, ahogy vártuk. A következő táblázat az abszolút hiba átlagos és maximális értékét tartalmazza különböző fokszámok esetén (a 6. fejezetben leírt számolási módszert alkalmazva).

Innentől kezdve a késleltetés mértékét a hangszóró impulzusválaszának főimpulzusához viszonyítom, és a hibákat a harmadoktávosan simított átviteli függvényből számolom.

Fokszám	100		200		300		500		1000	
Késleltetés	Abszolút hiba (dB)									
	Átlag	Max	Átlag	Max	Átlag	Max	Átlag	Max	Átlag	Max
20	0,7751	3,4885	0,4942	2,5219	0,253	2,522	0,2599	2,522	0,2417	2,522

7-1. táblázat: A kompenzáció hibája a FIR szűrő fokszámának függvényében (frek.tartomány)

A fenti táblázat az 50 cm-ről mért átviteli függvény simított verziójának kompenzálási hibáját mutatja referenciaként. A későbbiekben számolt hibák az összehasonlíthatóság miatt szintén ugyanúgy ebből a függvényből indulnak ki. Jól látható módon a fókuszam növekedésével az átlagos és a maximális hiba értéke is csökken egy mértékig. Ha csak a 300, 500, 1000 fókuszamú szűrőt hasonlítjuk össze, az értékek közti különbség gyakorlatilag elenyésző lesz. Ez azt jelenti, hogy pl. a 300 fókuszamú FIR szűrő már megfelelő lenne a számunkra.

Megjegyzés: az előbbiekben bemutatott frekvenciatartománybeli tervezés esetén kisebb hatásfokú kompenzálást tudunk csak megvalósítani, hiszen nagy fókuszamra optimalizáljuk a FIR szűrőnket, majd csak kevesebb együtthatót veszünk figyelembe. Ez egy hátrány az időtartománybeli tervezéshez képest, ott mi határozhatjuk meg, hogy milyen fókuszamú legyen a szűrőnk, és a számításokkal ennek a hibáját igyekszünk minimalizálni, így az adott fókuszamra optimális megoldást fogunk kapni minden esetben.

7.2.2 Célimpulzusválasz késleltetésének megválasztása

Az optimum megválasztásához különböző késleltetési értékek mellett az előző alfejezethez hasonlóan az abszolút hiba átlagos és maximális értékét tartalmazza a következő táblázat, fix 300-as szűrőfókuszam mellett:

Késleltetés	1		2		5		20		40	
Szűrőfókuszama	Abszolút hiba (dB)									
	Átlag	Max	Átlag	Max	Átlag	Max	Átlag	Max	Átlag	Max
300	0,2566	2,6041	0,2575	2,2791	0,2547	2,5082	0,253	2,522	0,2518	2,508

7-2. táblázat: A kompenzálás hibája a cél impulzusválasz késleltetésének függvényében (frek.tartomány)

A fenti táblázat alapján megállapítható, hogy bizonyos mértékben ugyan függ a késleltetés mértékétől az abszolút hiba, de a hatása elenyésző az emberi fül érzékenységéhez képest.

7.3 Összegzés

Fokszám	100		200		300		500		1000	
Késleltetés	Abszolút hiba (dB)									
	Átlag	Max.	Átlag	Max.	Átlag	Max.	Átlag	Max.	Átlag	Max.
1	0,7047	3,3817	0,4631	2,6045	0,2566	2,6041	0,2662	2,6042	0,2473	2,6042
2	0,7129	3,361	0,4624	2,2786	0,2575	2,2791	0,2666	2,2791	0,245	2,2791
5	0,7762	3,5222	0,4812	2,5083	0,2547	2,5082	0,2636	2,5082	0,2436	2,5082
10	0,8136	3,5843	0,4898	2,4209	0,2549	2,421	0,2632	2,421	0,2429	2,421
20	0,7751	3,4885	0,4942	2,5219	0,253	2,522	0,26	2,522	0,2417	2,522
40	0,873	3,8456	0,496	2,508	0,2518	2,508	0,2574	2,508	0,2424	2,508

7-3. táblázat: A kompenzálás hibája különböző paraméterek függvényében (frek.tartomány)

A tapasztalatok összegezve: a fokszám növekedésével az átlagos és a maximális hiba mértéke is csökken 300 fokig, a késleltetés mértékétől függetlenül. 300 fok felett a hiba változása elhanyagolható. A késleltetés hatása már nem ilyen egyértelmű. Minél inkább több együtthatóból áll a FIR szűrőnk, annál inkább immunis a késleltetés változtatására a hiba mértéke. Viszont a késleltetés nem lehet tetszőlegesen nagy. Láthatjuk például a 100-ad fokú szűrőnél, hogy egyre nagyobb lesz a hiba, ahogy növeljük a késleltetést. Mivel a fokszám nagyon kicsi ebben az esetben a késleltetés mértékéhez képest, ezért kevesebb együttható áll rendelkezésre a tényleges optimalizáláshoz, a késleltetés is elvisz értékes együtthatókat.

Egyértelműen megállapítható: a 300-as fokszámú szűrő felett az eredmény számottevően nem változik, ezért elég, ha a fokszámot ilyen értékűnek választjuk.

8 Kompenzáló szűrő tervezése az időtartományban

Az előző fejezetben megállapítottam, hogy a simítatlan átvitelből nem érdemes kompenzáló szűrőt készíteni, ezért az időtartományban már csak a simított átvitelből terveztem. A tervezéshez rendelkezésre áll a hangszóró-, és a célimpulzusválasz.

8.1 Legkisebb négyzetek módszere

A legkisebb négyzetek módszere egy széleskörűen alkalmazott módszer, amit nem csak az audiofeldolgozás területén használnak. Ez az alfejezet Mourjopoulos, Clarkson és Hammond [13] publikációjára épül, más jelöléseket használva. A módszer segítségével gyakorlatilag egy matematikai problémára vezetjük vissza a feladatunkat. Ehhez először definiáljuk, hogy hogyan számítható ki a kompenzáció hibája a mi esetünkben:

$$e = \sum_{n=0}^{N-1} |h(n) - h_t(n)|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} |[h_{1s}(n) * h_{eq}(n)] - h_t(n)|^2, \quad (10)$$

ahol $h_{1s}(n)$ a hangszóró impulzusválasza, $h_{eq}(n)$ a kompenzáló szűrő impulzusválasza, $h(n)$ e kettő konvolúciója, $h_t(n)$ pedig a célimpulzusválasz. A legkisebb négyzetek módszere esetén az a célunk, hogy e értéke minél kisebb legyen.

Ehhez a problémát felírhatjuk a következő alakban:

$$h = \sum_{k=1}^K p_k m_k = \mathbf{M} \mathbf{p}, \quad (11)$$

ahol h a kimenet, a kompenzált impulzusválasz, ami az \mathbf{M} modellező mátrix és a \mathbf{p} súlyozó vektor lineáris kombinációja.

Esetünkben a következőképpen néznek ki ezek a mátrixok és a vektorok:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} h_{1s}(0) & 0 & \dots \\ h_{1s}(1) & h_{1s}(0) & \dots \\ h_{1s}(2) & h_{1s}(1) & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{1s}(N) & h_{1s}(N) & \dots \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_M \end{bmatrix} \quad (13)$$

A b együtthatók a FIR szűrő együtthatói a mi esetünkben. Ezeket az együtthatókat szeretnénk úgy megválasztani, hogy a végeredményként előálló \mathbf{h} vektor a legjobban közelítse a célvektort. Mivel több egyenletre van szükségünk a tervezés során, mint szabad paraméterre, \mathbf{h}_t -nak és \mathbf{h} -nak nagyobbak kell lennie \mathbf{p} -nél. Ezek után meg kell oldanunk a problémát úgy, hogy minimalizáljuk a hibát négyzetes értelemben (az eltérést \mathbf{h} és \mathbf{h}_t között).

$$\begin{aligned} e_{\text{ls}} &= \sum_{n=1}^N |h_n - h_{t,n}|^2 = (\mathbf{h} - \mathbf{h}_t)^T (\mathbf{h} - \mathbf{h}_t) = (\mathbf{M}\mathbf{p} - \mathbf{h}_t)^T (\mathbf{M}\mathbf{p} - \mathbf{h}_t) = \\ &= \mathbf{p}^T \mathbf{M}^T \mathbf{M} \mathbf{p} - 2\mathbf{p}^T \mathbf{M}^T \mathbf{h}_t + \mathbf{h}_t^T \mathbf{h}_t, \end{aligned} \quad (14)$$

ahol T a transzponálás műveletet jelöli. Ennek a hibának a minimumát megkapjuk, ha vesszük a kifejezés deriváltját \mathbf{p} szerint, és nullával egyenlővé tesszük.

$$\frac{\partial e_{\text{LS}}}{\partial \mathbf{p}} = 2\mathbf{M}^T \mathbf{M} \mathbf{p} - 2\mathbf{M}^T \mathbf{h}_t = 0 \quad (15)$$

Ekkor a végeredmény:

$$\mathbf{p}_{\text{opt}} = \mathbf{M}^+ \mathbf{h}_t, \quad (16)$$

ahol \mathbf{M}^+ az ún. Moore-Penrose pszeudoinverz.

$$\mathbf{M}^+ = (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T \quad (17)$$

Az így kapott \mathbf{p}_{opt} vektorban az optimális szűrőegyütthatók találhatóak meg.

Ennek a módszernek van egy nagyon nagy előnye: mi választjuk meg, hogy mekkora fokszámú FIR szűrőt szeretnénk megvalósítani, és a legkisebb négyzetek módszere erre a bizonyos fokszámra optimális megoldást fog adni. Az előző fejezetben, a frekvenciatartományban történő kompenzálás esetén nem kaptunk optimális megoldást, mivel gyakorlatilag csonkoltuk a kapott impulzusválaszt. Természetesen „csodát” ez a módszer sem tud tenni, nem fogjuk tudni kompenzálni a hangszórót 10-es fokszámú FIR szűrővel hatékonyan, ugyan a módszer ténylegesen a legoptimálisabb eredményt fogja adni erre a fokszámra is, de attól az még tény marad, hogy kisebb fokszámú szűrővel a hiba mértéke nagyobb lesz.

Ezen megfontolások miatt azt várjuk, hogy ezen tervezési módszer esetén, ugyanolyan fokszámú FIR szűrő tervezése esetén jobb eredményt fogunk kapni, mint a frekvenciatartománybeli tervezés esetén.

Megjegyzés: frekvenciatartományban is lehetne a legkisebb négyzetek módszerével kompenzálni, úgy, hogy az M mátrix elemeit és a h_t -t Fourier-transzformáljuk. A legtöbb esetben azonban a szakmában a frekvenciatartománybeli kompenzáción az általam is alkalmazott, a spektrumok osztásán alapuló módszert értik.

8.2 Megvalósítás

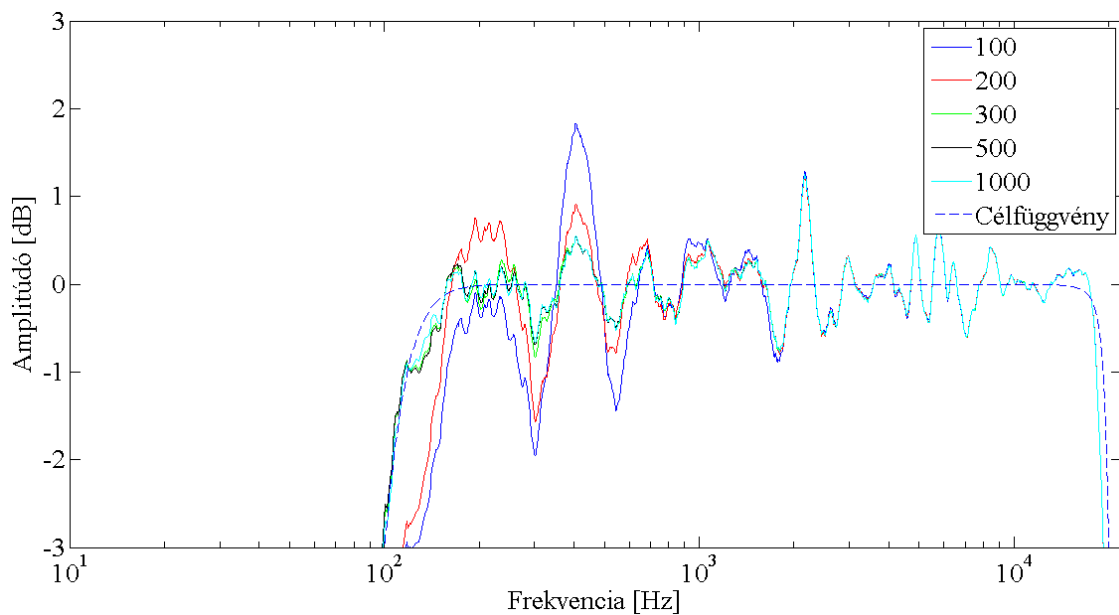
A megvalósítás egyszerűen a fenti egyenletek implementálása volt Matlabban. Az M mátrix létrehozása egy Toeplitz mátrixot jelent, aminek első sora a simított hangszóróátvitel első eleme, majd nullák. A nullák száma adja meg, hogy hányadfokú szűrőt tervezünk. Ha N -ed fokú szűrőt szeretnénk, akkor $N-1$ db nulla kerül ide. Tehát az M mátrix oszlopainak száma a kívánt szűrő fokszámával egyenlő.

Az első oszlop a hangszóró simított impulzusválaszának elemeit tartalmazza. A sorok száma esetemben fix, 2000 volt. Ez a szám minél nagyobb, annál pontosabb lesz a becslés, azonban nincsen értelme nagyon nagyra növelni. Gyakorlatilag a sorok száma azt határozza meg, hogy a cél impulzusválasz hányadik eleméig optimalizáljuk a szűrőnket. Egyértelmű, hogy egy 100-ad fokú szűrő esetén mindegy, hogy 2000 vagy 8000 ez a szám, nem tudja jobban optimalizálni az eredményt egy bizonyos fok felett.

Vizsgálataim során max. 1000 fokos FIR szűrőt terveztem az időtartományban, ezért a 2000-es szám választása mögött az volt a motiváció, hogy 2-szer annyi előírt pont már bőven elég a jó optimalizáláshoz. Kisebb fokszámok esetén is maradtam ennél a számnál, az egyszerűség miatt, mivel a plusz számítási igénye elenyésző volt, illetve nem volt semmilyen érdemi hatása a csökkentésnek.

A kompenzált impulzusválaszokat az így kapott FIR szűrő együttthatóinak és a hangszóró impulzusválaszának konvolválásával kaptuk.

Ennek a Fourier-transzformálásával összehasonlíthatjuk az átviteli függvényeket.



8-1. ábra: kompenzált átviteli függvények különböző fokszámú FIR szűrők esetén (időtart.)

Szemmel láthatóan, a 7-6. ábrával összehasonlítva, jóval kisebb hibával közelíti a célfüggvényt a frekvenciatartomány alsó felén az ugyanolyan fokszámú FIR szűrő időtartománybeli tervezéssel, mint frekvenciatartománybeli tervezés esetén. Ez 100 és 200 fok esetén látszódik a legjobban, de a többi esetben is megfigyelhető. Nagyfrekvencián a különbség elenyésző.

8.3 Optimumok kiválasztása

Ahogy a frekvenciatartományban, itt is szükség van a cél impulzusválasz készletelésének és a FIR szűrő fokszámának kiválasztására úgy, hogy a hiba értéke minél kisebb legyen.

Az alábbi táblázat összefoglalja az egyes hibák értékét különböző paraméterek mellett.

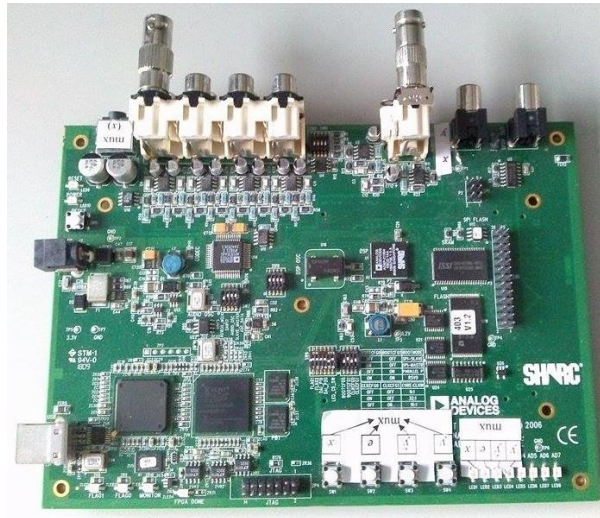
Fokszám	100		200		300		500		1000	
Késleltetés	Abszolút hiba (dB)									
	Átlag	Max.	Átlag	Max.	Átlag	Max.	Átlag	Max.	Átlag	Max.
1	5,0083	12,227	4,7524	9,5572	4,5706	9,4272	4,1535	8,8546	3,997	8,6344
2	3,3079	8,0053	2,8671	6,3221	2,8671	5,9193	2,6048	5,7231	2,5405	5,6673
5	1,3178	5,2186	1,008	3,2606	0,9549	3,1059	0,8936	3,0991	0,8709	3,0944
10	0,6109	3,0865	0,4297	2,4538	0,3203	2,4518	0,313	2,4511	0,298	2,4506
20	0,5691	2,6867	0,4643	2,6849	0,2598	2,6831	0,2561	2,683	0,2439	2,683
30	0,6111	2,5358	0,4921	2,5333	0,2575	2,5305	0,2533	2,5305	0,2419	2,5305
40	0,5787	2,6838	0,4862	2,6783	0,256	2,6741	0,252	2,6741	0,2409	2,674

8-1. táblázat: A kompenzáció hibája különböző paraméterek függvényében (időtartomány)

A frekvenciatartományban tett megállapításaink közül több érvényes időtartományban is. A fokszám növelésével az átlagos és az abszolút hiba mértéke is csökken egy bizonyos mértékig. Jelentős különbség a 300-ad fokú szűrő feletti fokszámok esetén továbbra sem jelentkezik. A késleltetés hatása itt is jóval kisebb, azonban amennyiben ennek mértéke kicsi, jóval érzékenyebb a módszer erre, a hiba mértéke jóval nagyobb lesz.

9 A szűrő implementációja és tesztelése

A szűrő implementációjához egy Analog Devices Sharc ADSP-21364-es jelfeldolgozó processzort használtam.



9-1. ábra: ADSP-21364-es jelfeldolgozó processzor

A hangszóróátvitel méréséhez kezdetben a korábbiakban mérésre használt Behringer ECM-8000 mikrofont használtam, azonban a mérések során bebizonyosodott, hogy a hallástartomány felső részében nem teljesen pontos. Emiatt egy precíziós mérőmikrofont kellett alkalmaznom, a Brüel & Kjaer BK 4189-es mikrofont.



9-2. ábra: Brüel & Kjaer BK 4189-es mikrofon mérés közben

A kompenzáláshoz felhasznált cél átviteli függvény meghatározásánál a törésponti frekvenciákat a hangszóró és a mikrofon paramétereinek alapján választottam meg. A mikrofon által mérésre használható sáv a 6,3-20000 Hz-es tartomány. Az általam kompenzálni kívánt hangszóróknál, ahogyan az látható is lesz, az alsó határ magasabb

(60, 100 és 400 Hz volt), ezért az alsó határt a hangszórók határozták meg. A 20 kHz-es felső határt mindegyik hangszóró tudta teljesíteni, ezért itt a mikrofon határozta meg a törésponti frekvenciát.

A jelfeldolgozó processzorhoz rendelkezésre állt egy FIR szűrést megvalósító program, csak a megfelelő FIR együtthatókat kellett kicserélnem benne, így könnyen letesztelhettem a szűrők működését. A kompenzálás során céлом az volt, hogy a hangszóróval szemben, vele 0° -os szöget bezárva a hangszóróátvitel javuljon, kisimuljon, úgy, hogy más szögekben ne legyen rosszabb az átvitel, mint kompenzálás előtt volt.

A szűrőtervezés során időtartománybeli módszerrel terveztem a szűrőt, mivel ugyanolyan fokszámnál kisebb a kompenzálás hibája a kisebb frekvenciákon, mint frekvenciatartománybeli tervezés esetén, ahogyan a 8.2-es fejezetben beláttuk. Az elméleti számítások során a 7.2.1-es fejezetben bebizonyosodott, hogy akár a 300 fokszámú FIR szűrő is megfelelő a hiba szempontjából a kompenzáláshoz, azonban én egy 1000 fokszámú FIR szűrőt valósítottam meg. Ennek nincsen különösebb elméleti oka, a motiváció mögötte az volt, hogy az alkalmazott DSP minden gond nélkül képes magasabb fokszám számítására is. Az így kompenzált átviteli függvények végeredményben csak minimálisan térnek el attól a függvénytől, amit 300-as fokszám esetén kapnánk. A késleltetés mértéke 10 minta volt, a 8-1. táblázatban a hibákat összehasonlítva látható, hogy ebben az esetben az átlagos hiba értéke kb. 0,3 dB, ami bőven az 1-2 dB-es tartományon belül van, amit az ember már nem hall, illetve a maximális hiba értéke ebben az esetben a legkisebb.

A következő alfejezetekben 3 különböző hangszóró kompenzálását mutatom be. Először egy drága, stúdióminőségű Genelec hangfalat, aztán egy még mindig jó minőségűnek mondható Genius hangszórót, végül egy rosszabb minőségű, hordozható, kisebb méretű Ewent hangszórót fogok kompenzálni. A Genelec és Genius esetében a mérések 50 centiméterről, az Ewent hangszóró esetén pedig 25 centiméterről történtek. Ez a hangszóró felületének nagysága miatt van: minél kisebb az átmérő, annál közelebből lehet mérni, hogy a reflexiók hatása még ne jelentkezzen olyan nagy mértékben, de már az adott pontot a hangszóró távolterének tekinthessük.

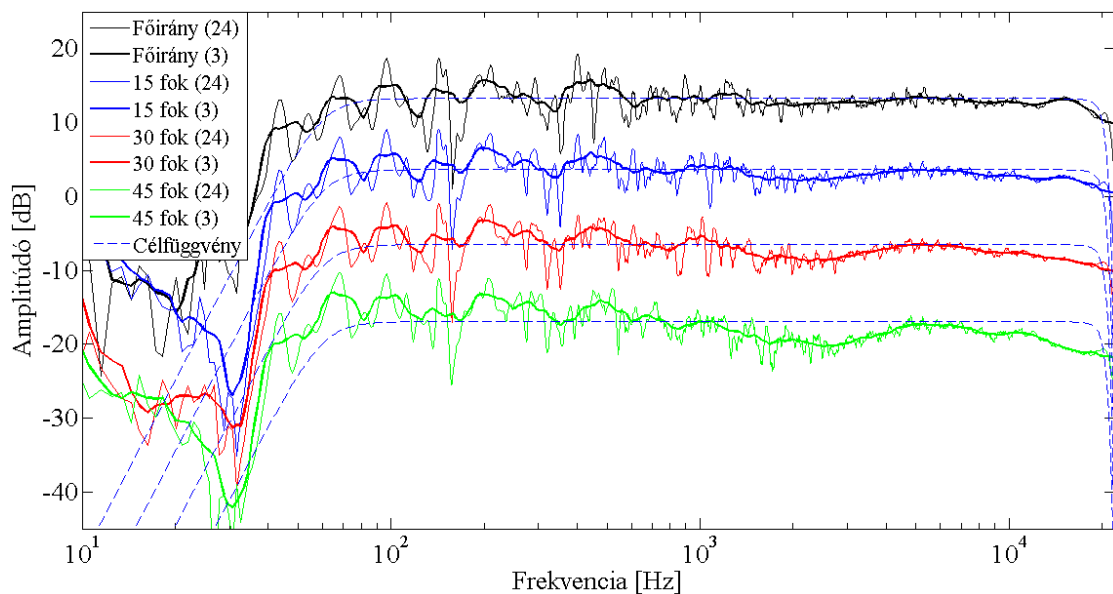
9.1 Genelec hangszóró

A Genelec 8040B stúdió monitor hangfal nagyon jó minőségű hangzást biztosít, a gyártói adatlap szerint 48 Hz és 20 kHz között +/- 2 dB-en belül van az átvitele.



9-3. ábra: Genelec 8040B stúdió monitor hangfal

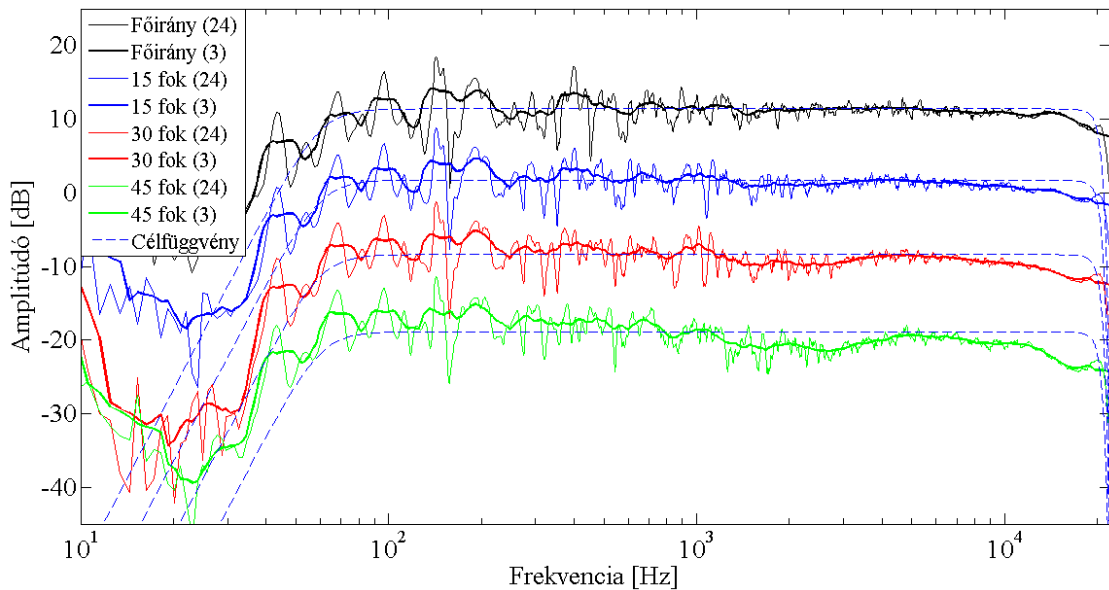
9.1.1 Kompenzálás előtt



9-4. ábra: Genelec átviteli függvénye kompenzálás előtt

A hangfal minősége jól látszódik: az átviteli függvénye szinte teljesen lapos nagyfrekvencián (a főiránybeli mérésen látszódik a legjobban). A kisebb frekvenciákon kevésbé lapos a függvény, ez már inkább a terem hatásának, a különböző reflexióknak köszönhető, mintsem a hangszóró hibájának. A frekvenciamenet kb. 60 Hz-től már egyenletesnek mondható, ezért a célfüggvény alsó törésponti frekvenciája 60 Hz lett.

9.1.2 Kompenzálás után



9-5. ábra: Genelec átviteli függvénye kompenzálás után

Az átvitel kicsit egyenletesebbé vált, azonban a kompenzálás jól láthatóan sokat nem javított az átvitelen. Ennek az az oka, hogy már az eredeti átvitel is nagyon jó volt, tényleg alig ingadozott, ezen már sokat nem lehetett javítani.

Megjegyzés: kompenzálás után a főiránybeli átviteli függvénynek elvileg teljesen ki kellene simulnia, a célfüggvény menetét kellene felvennie, ez jól láthatóan nem így van. Ennek többek között az az oka, hogy amíg a szűrőtervezéshez komplex simítást alkalmaztam, az ábrázoláshoz a teljesítményspektrum simítását választottam. Komplex simítással még jobban követné a célfüggvényt az átvitel, bár még ekkor sem tökéletesen. Ez annak köszönhető, hogy kompenzáláskor a simított átvitelből számoljuk a szűrőegyütthatókat, és a simítatlan valódi átvitelt szűrjük meg, majd azt simítjuk. Akkor kéne teljesen követnie a célfüggvényt, ha „ideális lenne a valóság”: a hangszóró átvitele ténylegesen a simított átvittel lenne egyenlő. Ez azonban nem így van. Ezen kívül bár ügyeltem arra, hogy a mérés pontosan ugyanolyan pozícióból történjen a kompenzálás előtt és után is, a környezeti hatások kis mértékben megváltozhattak, aminek következtében a reflexiók hatásai másképpen befolyásolják az átviteli függvényt.

9.1.3 Összehasonlítás

Az összehasonlításhoz a 7. és 8. fejezetben is számított hibákat számolom ki ezekre a függvényekre is. A hibaszámításhoz a célfüggvényeket és a harmadoktávosan

simított teljesítményspektrumokat használok fel. A hibaszámítás 60 Hz és 20 kHz között történt.

	Kompenzálás előtt		Kompenzálás után	
	Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)	Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)
Főirány	0,7948	2,5732	0,7236	2,8257
15 fok	0,9816	3,7157	0,869	2,9861
30 fok	1,2754	4,5246	1,1548	3,3592
45 fok	1,8939	6,0874	1,7851	4,8655

9-1. táblázat: A kompenzálás hibája a Genelec hangfal esetén

Az eredmény: az abszolút és a maximális hiba mértéke is csökkent a kompenzálás hatására. Főirányban a maximális hiba ugyan nőtt, de mértéke elhanyagolható.

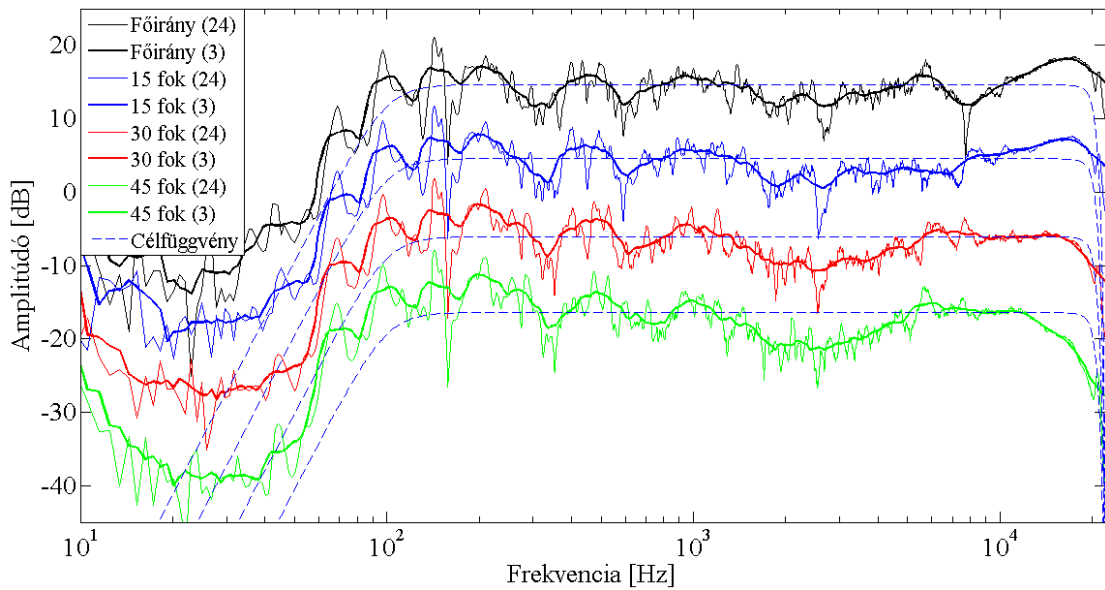
9.2 Genius hangszóró

A második hangfal, amin leteszteltem a szűrőt, a Genius SP-HF 1250x volt. Ez minőségben rosszabb a Genelec hangszóróhoz képest, azonban még mindig jó minőségűnek mondható.



9-6. ábra: Genius SP-HF 1250x hangfal

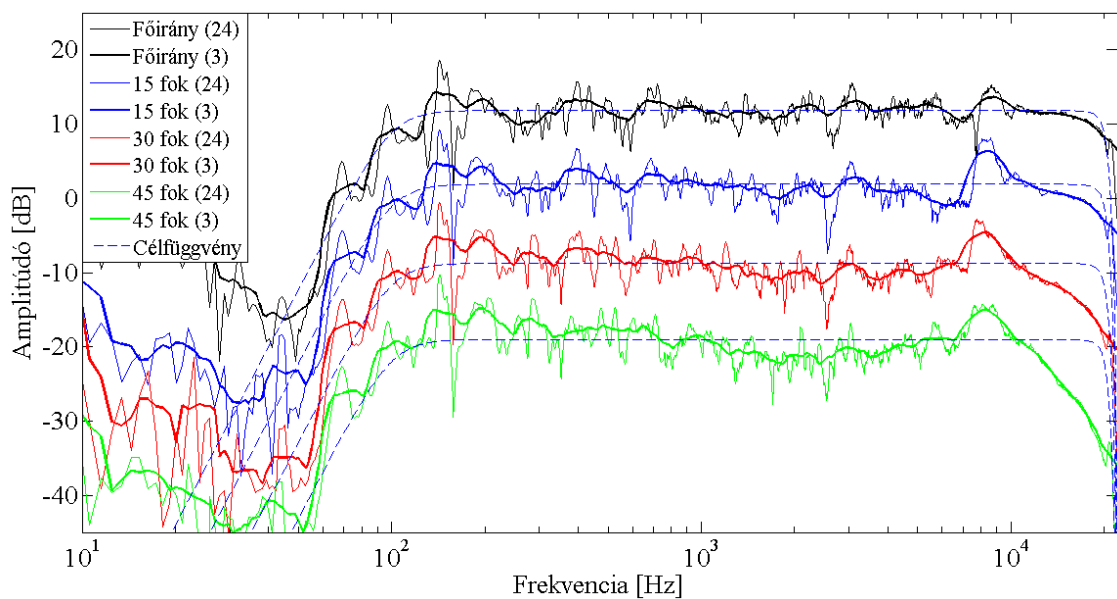
9.2.1 Kompenzálás előtt



9-7. ábra: Genius átvitele a kompenzálás előtt

A frekvenciamenet kevésbé egyenletes a Genelechez képest, de ez nem meglepő, nem egy árkategóriában van a két készülék. Ennek ellenére viszonylag elfogadhatónak mondható az egyenletesség, kicsi az ingadozás mértéke. A célfüggvény alsó törésponti frekvenciáját 100 Hz-re választottam, mivel ez alatt az átvitel rossz.

9.2.2 Kompenzálás után



9-8. ábra: Genius átvitele a kompenzálás után

A hatás egyértelmű: az átvitel javult. Egyedül nagyfrekvencián, 10 kHz felett romlott el az átvitel a bezárt szög növekedésével.

9.2.3 Összehasonlítás

	Kompenzálás előtt		Kompenzálás után	
	Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)	Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)
Főirány	1,5044	4,7301	0,8483	2,9096
15 fok	1,6745	4,7192	1,2836	4,4542
30 fok	1,7546	5,5323	1,6695	7,3142
45 fok	2,297	7,0969	2,2066	12,3673

9-2. táblázat: A kompenzálás hibája a Genius hangfal esetén

Az átlagos hiba értéke minden esetben csökkent. A maximális hiba értéke 15 fok felett elkezdett növekedni, ennek az az oka, hogy főirányban kompenzálás előtt, 10 kHz felett látható egy kiemelés, amit kikompenzálunk. Ez a kiemelés azonban a bezárt szög növekedésével csökken, már 30 foknál teljesen megszűnik. Ha a 10 kHz feletti tartománytól eltekintենék, a maximális hiba mértéke is csökkenne. Ezen úgy lehetne javítani, hogy több szögből mért átviteli függvények átlagából számoljuk a hangszóró átvitelét, ami alapján kompenzálunk, de akkor főirányban lenne rosszabb a kompenzálás, pedig az a legfontosabb. Emiatt súlyozhatnánk úgy is ezeket a függvényeket, hogy az átlagszámításnál nagyobb súllyal szerepeljen a főiránybeli átviteli függvény.

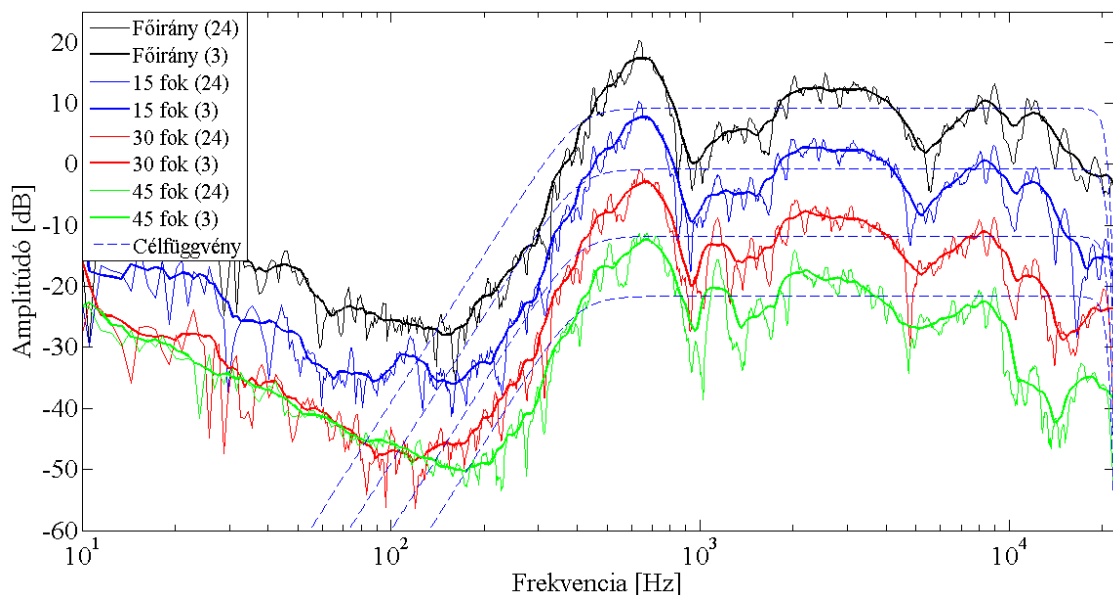
9.3 Ewent

Az Ewent hangszóró nagyon olcsó, pár ezer forintos, USB-s hangszóró, a minősége meglehetősen rossz az előző hangfalakhoz viszonyítva.



9-9. ábra: Ewent hangszóró

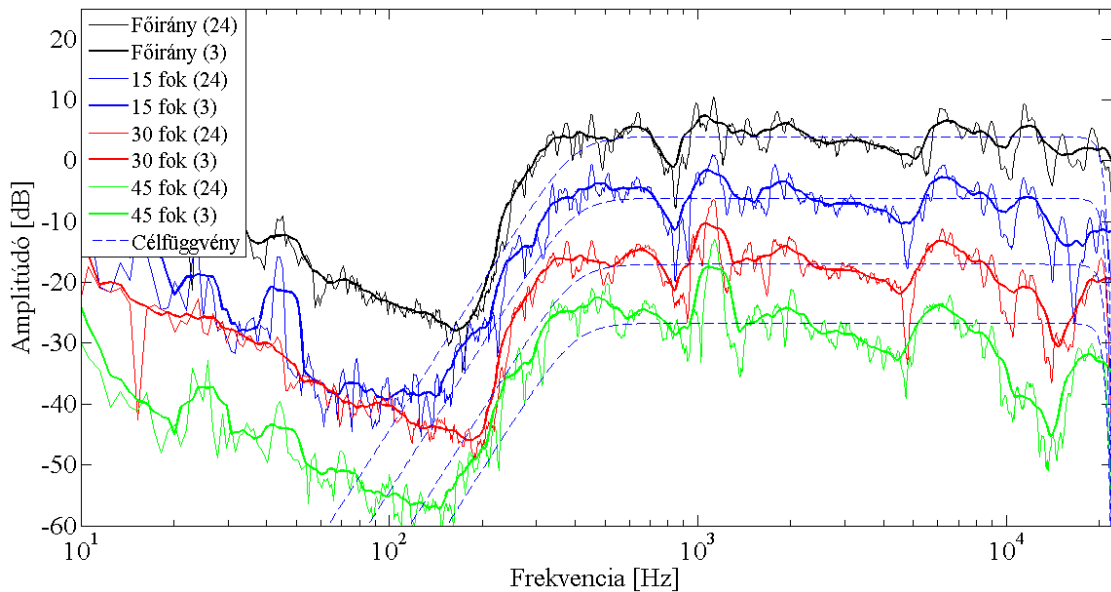
9.3.1 Kompenzálás előtt



9-10. ábra: Ewent átvitele a kompenzálás előtt

Elsőre feltűnik, hogy ennek a hangszórónak a 400 Hz alatti frekvenciatartományon nagyon rossz az átvitele. A kompenzálásnál az alsó törésponti frekvencia éppen emiatt 400 Hz lesz. A frekvenciatartomány további részén is elég rossz az átvitel, nagyon ingadozik, például a 700 Hz-es és 900 Hz-es érték között kb. 15 dB különbség van.

9.3.2 Kompenzálás után



9-11. ábra: Ewent átvitele a kompenzálás után

Talán ebben az esetben a leglátványosabb a javulás mértéke a 9-10. ábrával összehasonlítva. Jóval egyenletesebb a függvény értéke, 400 Hz alatt is javult az átvitel, még 300 Hz-en is elfogadható az értéke.

9.3.3 Összehasonlítás

	Kompenzálás előtt		Kompenzálás után	
	Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)	Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)
Főirány	3,8598	10,5203	1,5489	5,043
15 fok	4,2992	16,3155	2,3421	7,8005
30 fok	4,7081	17,0721	2,8758	13,6465
45 fok	5,5215	20,8485	4,2214	18,7611

9-3. táblázat: A kompenzálás hibája Ewent hangfal esetén

A kompenzálás minden esetben hozta a várt hatást: az átlagos hiba és a maximális hiba is csökkent.

9.4 A kompenzálás értékelése

Az alábbi táblázatban összefoglalom a hiba mértékének változását a kompenzálás hatására, mindegyik hangszóró esetén.

		Változás	
		Átlagos hiba (dB)	Maximális hiba (dB)
Genelec	Főirány	-0,0712	0,2525
	15 fok	-0,1126	-0,7296
	30 fok	-0,1206	-1,1654
	45 fok	-0,1088	-1,2219
Genius	Főirány	-0,6561	-1,8205
	15 fok	-0,3909	-0,265
	30 fok	-0,0851	1,7819
	45 fok	-0,0904	5,2704
Ewent	Főirány	-2,3109	-5,4773
	15 fok	-1,9571	-8,515
	30 fok	-1,8323	-3,4256
	45 fok	-1,3001	-2,0874

9-4. táblázat: A hibák változása a kompenzálás hatására

Összefoglalásképpen megállapíthatjuk, hogy a kompenzálás sikeres volt, az átvitek a főirányban minden esetben javultak, 30 foknál nagyobb szögeknél pedig csak a Genius hangszóróknál romlottak, de csak egy viszonylag kisebb frekvenciasáv miatt.

Elmondható, hogy a várakozásoknak megfelelően az eleve egyenletes függvénymenetű hangszóróknál csekély mértékű a javulás, ugyanakkor a gyengébb minőségű hangszóró esetén jelentősen javítható az ávitel.

Az objektív mérések mellett szubjektív módon is értékeltem a kompenzálást. Egy tetszőleges zeneszámot lejátszva megállapítható: a Genelec és a Genius hangszórónál az emberi fül számára nem nagyon hallható javulás. Az Ewent hangszórónál azonban a javulás jelentős, sokkal szebben szól a kompenzáció után, mint előtte. A hangok sokkal tisztábbak és valóságosabbak. Ez legfőképpen olyan zeneszámok esetén hallható, ahol kisfrekvenciás zenei hangok is jelen vannak, például klasszikus (különböző dobok, pl. üstdob), rock (itt is legfőképpen a dobok következtében) zene esetén. Egyéb zeneszámok esetén is füllel jól hallható a javulás mértéke.

Megjegyzés: ahogyan említettem, a célom az volt, hogy a főirányban javuljon az átvitel mértéke, miközben a többi ponton se legyen rosszabb. Ezt nagyjából sikerült is teljesíteni. A tervezés során lehetett volna olyan módon is kompenzálni, hogy a terem egészében javuljon átlagosan az átvitel. Ehhez átlagolni kellett volna a különböző pontokban mért átviteli függvényeket, és ezt kellett volna kompenzálni. Ezt én nem tettem meg, de ez egy lehetséges továbbfejlesztési irány a jövőben.

10 Összefoglalás

A szakdolgozatom során célom egy hangszóró átviteli függvényének kiegyenlítése, kompenzációjának elkészítése volt.

A dolgozat elején röviden összefoglaltam a kitűzött célokat, az elvégzendő részfeladatokat. Megismerkedtem az emberi hallás tulajdonságaival, illetve áttekintettem a különböző, kompenzációra alkalmazható szűrőtípusokat, majd az előnyeiket és a hátrányaikat mérlegelve a FIR szűrőre esett a választásom. Ezek után meg kellett határoznom a méréshez használt jelet, ami egy 15 másodperc hosszú, logaritmikus sweep jel volt. A méréseket Genius SP-HF1250X hangszórón végeztem, a rögzítéshez Behringer ECM-8000 mikrofont használtam.

Az átviteli függvény megmérése után megismerkedtem az oktávásavos simítással. Megvizsgáltam, hogy kompenzáció során miért előnyös az oktávosan simított átviteli függvény kompenzálása. Megválasztottam a simítás mértékét, majd MATLAB-ban implementáltam a simítási algoritmust. Szükség volt a célfüggvény előírására is, amihez a mért hangszóró tulajdonságait használtam fel, így végül egy sáváteresztő átviteli függvényt írtam elő, 100 és 20000 Hz-es törésponti frekvenciákkal.

A kompenzáció hibájának objektív ellenőrzéséhez szükség volt arra, hogy kiszámítsuk a hibát, azt, hogy mennyiben tér el a kompenzált átvitel a célátviteltől. Ehhez az átviteli függvényt újramintavételeztem úgy, hogy a frekvenciaskála logaritmikus legyen, az egyes pontok értékét 48-ad oktávos átlagolással határoztam meg. Az újramintavételezett függvényen kiszámoltam az átlagos és a maximális abszolút eltérést, hibát decibellben.

A következő feladatomban a kompenzáló szűrő megtervezése volt, először frekvencia-, majd időtartományban is. Frekvenciatartományban bemutattam, hogy miért érdemes a simított átvitelből tervezni a szűrőt. Megmutattam azt is, hogy a hiba mértéke milyen módon változik a FIR szűrő fokszámának változtatásával, illetve a cél impulzusválasz késleltetésének mértékétől.

Időtartományban a legkisebb négyzetek módszere segítségével terveztem kompenzáló szűrőt. Mivel frekvenciatartományban megmutattam, hogy a simítatlan átvitelből nem érdemes tervezni kompenzálást, itt már csak a simított átvitelből indultam ki. Itt is megvizsgáltam az előbb említett két paraméter hatását a kompenzáció hibájára.

Végül, de nem utolsósorban megmértem a Logitech hangszórón kívül még 2 hangszóró átvitelét. SHARC jelfeldolgozó processzoron implementáltam a FIR szűrőt, majd mérésekkel megvizsgáltam, hogy tényleg javult-e az átvitel különböző mérési pontokban objektív módon. Az objektív szempontok mellett szubjektíven is értékeltem a hangzás minőségét a kompenzálás után.

Úgy gondolom, hogy a kitűzött célokat elértem. A kompenzált átvitel mérése során bebizonyosodott, hogy az általam tervezett és megvalósított kompenzáció jól működik. Nem a legoptimálisabb megoldást választottam minden esetben, így a későbbiekben lehetőség nyílik a kompenzációs módszer továbbfejlesztésére.

10.1 Továbbfejlesztési lehetőségek

Többféle továbbfejlesztési lehetőség is adódik.

A méréseket az I épületben található DSP laborban végeztem, ami nem süketszoba. Süketszobában történő mérés esetén a környezeti hatásokat, zajokat ki lehet zárni, így a mérés minőségét is lehetne növelni.

Az alkalmazott szűrő kiválasztása során fontos szempont volt az egyszerű tervezés lehetősége, azonban ha ettől eltekintünk, akkor a bonyolultság növekedése árán a kompenzációs hibája csökkenthető. Például FIR szűrő alkalmazása helyett lehet tervezni warped FIR szűrőt is.

Célom az volt, hogy a főirányban javítsam az átvitelt, miközben a többi ponton ne rontsam azt. Értelemszerűen adódik ennek a továbbfejlesztett változata: úgy is lehetne kompenzálni, hogy a különböző mérési pontokon átlagosan javuljon az átvitel, ne csak a főirányban.

Irodalomjegyzék

- [1] 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
- [2] Sophocles J. Orfanidis. Introduction to Signal Processing, Page 105-111, Rutgers University
<http://eceweb1.rutgers.edu/~orfanidi/intro2sp/orfanidis-i2sp.pdf>
- [3] 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
- [4] Craven, P.G. and Gerzon, M. A. (1992). „Practical Adaptive Room and Loudspeaker Equalizer for Hi-Fi Use”, *Proc. 92nd AES Conv.*, Preprint No. 3346, Page 7-8, 17-19, Vienna, Austria
- [5] Chan (2010). „Swept Sine Chirps for Measuring Impulse Response”, Stanford Research Systems, Page 1-2, Sunnyvale, California, USA
- [6] Novak, Lotton, Simon (2009). „Nonlinear System Identification Using Exponential Swept-Sine Signal”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Page 4, Le Mans, France
- [7] Novak, Lotton, Simon (2015). „Synchronized Swept-Sine: Theory, Application and Implementation”, *Journal of the Audio Engineering Society*, Vol. 63, No. 10, Page 786-792, Le Mans, France
- [8] 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
- [9] Hatziantoniou, Mourjopoulos (2003). „Results for Room Acoustics Equalisation Based on Smoothed Responses”, Page 1-2, Patras, Greece
- [10] Caldarelli, David D. and Ruth S. Campanella (2003). Ear, World Book Online Americas Edition
- [11] Leach, W. Marshall, Jr. (2001). Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design. 2nd ed. Kendall/Hunt, Dubuque, Iowa, USA
- [12] Germán Ramos (2006). „Filter Design Method for Loudspeaker Equalization Based on IIR Parametric Filters”, *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 54, No. 12, Page 1165, 1172, Valencia, Spain
- [13] J. Mourjopoulos, P. M. Clarkson, J. K. Hammond (1982). „A Comparative Study of Least-squares and Homomorphic Techniques for the Inversion of Mixed Phase Signals”, *IEEE*, Page 1858-1861, Southampton, United Kingdom

Függelék

Simítást megvalósító függvény

```
function x_oct = smoothSpectrum(X,Noct,maxplace)
```

```
    fs=44100;  
    fd=2^(1/(Noct*2));
```

```
    x=ifft(X);  
    x1=x(maxplace:-1:1);  
    x2=x(maxplace+1:length(x));  
    X2=fft(x2);
```

```
    df=fs/(length(X2)-1);  
    f=0:df:fs;  
    f=f';  
    fsmooth_end=length(f)/2+1;
```

```
    if Noct > 0  
        for i=1:fsmooth_end  
            startindex=round((f(i)/fd)/df);  
            stopindex=round((f(i)*fd)/df);  
            if startindex<=0  
                startindex=1;  
            end  
            if stopindex>fsmooth_end  
                stopindex=fsmooth_end;  
            end  
            if stopindex<=0  
                stopindex=1;  
            end  
            avg=mean(X2(startindex:stopindex));  
            X2_smoothed(i) = avg;  
        end
```

```
    X2_smoothed(fsmooth_end+1:length(f))=[conj(X2_smoothed(fsmooth_end-1:-  
1:2))];
```

```
    end  
    x2_smoothed=ifft(X2_smoothed);  
    x2_smoothed=(x2_smoothed)';  
    x_smoothed=[x1(length(x1):-1:1); x2_smoothed];
```

```
    x_oct=fft(x_smoothed);
```

```
end
```

Abszolút hiba számítása

```
function [H1avg, eavg, emax] = CalcError(H1,H2)

    assert(isequal(size(H1),size(H2)),'A két átviteli függvény hossza nem
    egyenlő. ');

    fs=44100;
    df=fs/(length(H1)-1);
    fd=2^(1/(48*2));

    start=log10(100);
    stop=log10(20000);
    flog=logspace(start,stop,5000);

    for i=1:length(flog)
        startindex=round((flog(i)/fd)/df);
        stopindex=round((flog(i)*fd)/df);
        if startindex<=0
            startindex=1;
        end
        if stopindex<=0
            stopindex=1;
        end
        H1new(i)=mean(abs(H1(startindex:stopindex)));
        H2new(i)=mean(abs(H2(startindex:stopindex)));
    end

    H1avg=mean(H1new);
    H2new=H1avg*H2new;
    eavg=mean(abs(db(H1new)-db(H2new)));
    emax=max(abs(db(H1new)-db(H2new)));

end
```