



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

Konyári András Márton

**DIGITÁLIS ÁTVITEL-KOMPENZÁCIÓT
TARTALMAZÓ AKTÍV HANGSUGÁRZÓ
FEJLESZTÉSE**

KONZULENS

Dr. Bank Balázs

BUDAPEST, 2017

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	5
Abstract.....	6
1 Bevezetés	7
1.1 A választott téma aktualitása	7
1.2 A dolgozat felépítése	8
2 Hangsugárzók átvitelének javítási lehetőségei	9
2.1 Átviteli függvény mérése	9
2.1.1 A mérőjel kiválasztása	9
2.1.2 A mérőjel előállítása	11
2.1.3 A mérések kiértékelése	12
2.1.4 Törtoktávsvos simítás	13
2.2 A lineáris átvitel hibáinak kompenzációs lehetőségei	14
2.2.1 FIR szűrők.....	15
2.2.2 IIR szűrők	15
2.2.3 WFIR és WIIR szűrők	16
2.2.4 A párhuzamos IIR szűrőstruktúra	16
2.3 Virtuális mélyhangszintézis	17
3 Aktív hangsugárzó elkészítése	19
3.1 Hangszóró kiválasztása.....	19
3.2 Erősítőmodul kiválasztása	20
3.3 Hangdoboz tervezése	21
3.4 SigmaDSP fejlesztői kártya	23
4 A megépített hangsugárzó átvitelének mérése	26
5 Az átviteli függvény kompenzálása	30
5.1 Linkwitz-transzformáció.....	30
5.1.1 A kiemelő szűrő működésének elméleti háttere	31
5.1.2 Tervezés MATLAB-ban	31
5.1.3 Megvalósítás a SigmaDSP kártyán.....	33
5.2 Párhuzamosan kapcsolt IIR szűrők.....	34
5.2.1 Tervezés MATLAB-ban	34
5.2.2 Megvalósítás a SigmaDSP kártyán.....	35

6 A virtuális mélyhangszintézis megvalósítása.....	37
6.1 Működési mechanizmus, tesztelés MATLAB-ban.....	37
6.1.1 NLD alapú VBS algoritmus.....	37
6.1.2 PV alapú VBS algoritmus.....	39
6.1.3 Összehasonlítás.....	41
6.2 Megvalósítás a SigmaDSP kártyán.....	42
7 A felépült rendszer értékelése.....	44
7.1 Objektív értékelés.....	44
7.2 Szubjektív értékelés.....	46
8 Összefoglalás, kitekintés.....	49
8.1 Az elvégzett feladatok.....	49
8.2 Továbbfejlesztési lehetőségek.....	49
Irodalomjegyzék.....	51
Köszönetnyilvánítás.....	53
Függelék.....	54

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Konyári András Márton**, 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, 2017. 12. 13.

.....
Konyári András Márton

Összefoglaló

Az elmúlt évtizedben a multimédiás termékek fejlesztése egyre inkább a méretcsökkentés jegyében zajlott, amivel lépést kell tartania az ezekben alkalmazott hangrendszereknek is. Eközben a felhasználók elvárják a hangminőség javulását, vagy legalább szinten tartását, ami kisméretű hangszórók használata esetén gyakran nehézségekbe ütközik. A legnagyobb gondot a kisfrekvenciás átvitelben tapasztalható hiányosságok okozzák, ám ezzel együtt a frekvenciamenet egyenetlenségének problémája is fennáll. Mindezekre kézenfekvő megoldást nyújt a fejlett digitális jelfeldolgozási eljárások alkalmazása.

Jelen dolgozatban egy kisméretű hangszórókkal szerelt aktív hangsugárzó tervezésén keresztül mutatok be többféle, a gyakori átviteli hibák kompenzálására alkalmas módszert. Legelőször egy olyan mérési eljárást ismertetek, amely lehetővé teszi egy hangszóró lineáris átvitelének és harmonikus torzítási jellemzőinek mérését logaritmikus sweep jel felhasználásával. Áttekintő leírást adok az átvitel-kompenzációra használatos szűrőtípusokról, beleértve a FIR, IIR, WFIR, WIIR és párhuzamos IIR struktúrákat. Ismertetem a virtuális mélyhangszintézis (VBS) alapelvét és megvalósításának két lehetséges módját.

Az általános leírásokat követően a hangsugárzó tervezésének állomásain haladok végig. Először körbejárom a hangdoboz elkészítését, valamint az alkalmazott alkatrészek kiválasztásának szempontjait. Itt ismertetem a hangsugárzó elé kapcsolt SigmaDSP fejlesztői kártya tulajdonságait is, amelyen a kompenzációs eljárásokat implementáltam. Ezután rátérek az átvitelmérések körülményeire, valamint értékelem a kapott eredményeket. Leírást adok az alkalmazott átviteljavító rendszerekről – mint a Linkwitz-transzformáció és a párhuzamos IIR szűrőrendszer –, illetve ezek realizációjáról a SigmaDSP fejlesztőkártyán. MATLAB segítségével összehasonlítom az idő- és frekvenciatartományban működő VBS módszereket és a célra megfelelőt megvalósítom a fejlesztőkártyán. Végül értékelem a felépült rendszert és javaslatokat teszek a lehetséges továbbfejlesztési irányokra vonatkozóan.

Abstract

In the field of multimedia products, development trends have seemed to aim at the reduction of size over the past decade and that concerns built-in audio systems as well. Besides this, users have ever increasing requirements on sound quality. That often tends to meet with quite a few difficulties when using small size speakers. The most problematic points are the deficiency of transferring low frequency signals and the problem of having ripples in the transfer function. Up-to-date techniques of digital signal processing may offer solutions for all of these questions.

In this thesis, I introduce the methods which are often used to compensate the imperfections of a loudspeaker's frequency response. I attempt to do this through the design process of an active loudspeaker with small wide-range speaker unit. First I describe a technique that is widely used to measure the linear frequency response and harmonic distortion of a loudspeaker applying logarithmic sweep signal. Then I review the filter types which are suitable for the equalization of a linear transfer function, including FIR, IIR, WFIR, WIIR and parallel IIR structures. I also introduce the basics of virtual bass synthesis (VBS) and two options for its realization.

After general descriptions, I present all the steps of designing my own active loudspeaker. First I give a review of building the wooden box and introduce the aspects of choosing the optimal parts (speaker, power amplifier, etc.). I also describe the basic parameters of the SigmaDSP evaluation board which has been used to implement all the compensation methods. After that I evaluate the results of the frequency response measurements performed using the "raw" loudspeaker. I give a description of the applied methods – such as Linkwitz-transformation and parallel IIR structure – which were used to compensate the defects of the measured frequency response. Their implementation on the SigmaDSP board is also discussed. Then I make a comparison between time- and frequency-domain VBS algorithms in MATLAB, and realize the better sounding one on the evaluation board. Finally, I evaluate the whole system that was set-up and make suggestions about the possible directions of future development.

1 Bevezetés

1.1 A választott téma aktualitása

Az elmúlt évtizedben a multimédiás termékek fejlesztésével foglalkozó vállalatok törekvései egyre inkább az eszközök kompakttá tételére irányultak. Ezt a trendet támogatja a fogyasztók erősödő igénye a termékek hordozhatósága vagy éppen „környezetbe olvadása” iránt. Az ebből fakadó méretcsökkenés mellett viszont fontos elvárás a minőség javulása, vagy legalább szinten tartása.

A hangsugárzók esetében a méretcsökkentés ellentmond alapvető fizikai-akusztikai elveknek. Főként a kis frekvenciájú hangok keltésével kapcsolatban lépnek fel problémák, ha egy hangsugárzó membránjának átmérőjét és a befogadó „doboz” térfogatát redukálni kívánjuk. Ezzel szemben a klasszikus értelemben vett hangfalak háttérbe szorulni látszanak, miközben a kisméretű eszközökbe integrált hangsugárzók fejlesztése nagy erővel zajlik.

A korszerű hordozható termékekbe – mint laptopokba, okostelefonokba, táblagépekbe – szerelt hangsugárzóktól a hagyományos hangfalaktól megszokott minőséget várják el a felhasználók. Ugyanígy az otthoni felhasználásra szánt síkképernyős televíziók, esetleg házimozsi összetevőként használt hangprojektorok mélysége esztétikai elhatározásokból egyre csak csökken, miközben a hangminőség nem szenvedhet csorbát. Az előző két kategória metszéspontjában pedig megjelentek a „bluetooth hangszórók”, amelyeknél a rendkívül kis térfogat, valamint az ebből fakadó hordozhatóság és praktikum mellett elvárás a legkiválóbb akusztikai színvonal, hiszen ezeknek elsődleges céljuk a klasszikus hangfalak helyettesítése.

Az Önálló laboratórium és a Szakdolgozat-készítés című tárgyak keretein belül olyan digitális jelfeldolgozási eljárásokkal ismerkedtem meg, amelyek segítségével lehetséges a kisméretű hangsugárzók hangminőségének javítása. Ezen belül a mélyhangok átvitelének kérdésével, valamint a frekvenciamenet egyenetlenségeinek csökkentésével foglalkoztam mélyrehatóbban. A megismert módszereket előbb a MATLAB segítségével teszteltem, majd pedig egy saját készítésű aktív hangsugárzón alkalmaztam valós körülmények között.

1.2 A dolgozat felépítése

A 2. fejezetben elsőként bemutatom a kisméretű hangszórók frekvenciamenetének jellegzetes hibáit. Ezt követően ismertetek egy mérési eljárást, amely lehetőséget nyújt hangsugárzók átviteli függvényének mérésére, majd a lineáris és a felharmonikus átvitel szétválasztására. Ezután számba veszem azokat a digitális jelfeldolgozásban használatos szűrőtípusokat, amelyek alkalmasak lehetnek az átviteli függvényben jelentkező hibák kompenzálására. Végül rövid leírást adok a virtuális mélyhangszintézis működési elvéről és megvalósításának két lehetséges opciójáról.

A 3. fejezetben végighaladok a saját készítésű hangsugárzóm alkatrészeinek kiválasztási szempontjain, valamint általános jellemzőin, majd pedig összefoglalom a hangdoboz tervezésének folyamatát. Az ezt követő 4. fejezetben az elkészült, még kompenzálatlan hangsugárzón végzett átvitelmérések körülményeiről és eredményeiről számolok be.

Az 5. fejezetben részletes leírást adok a hangsugárzón alkalmazott kétféle szűrőrendszeréről, amelyek a mért lineáris átviteli függvény hibáinak javítását célozzák. Ezek egyike a Linkwitz-transzformáción alapuló kiemelő szűrő, amely a kisfrekvenciás tartományt javítja, a másik pedig a párhuzamos IIR szűrőcsoport, amely egész átviteli tartományra hatással van. Mindkét esetben először bemutatom a tervezési eljárást, majd a MATLAB-beli előzetes megvalósítást, végül a SigmaDSP fejlesztőkártyán implementált verzió hatását a hangsugárzó átvitelére.

A 6. fejezetben a virtuális mélyhangszintézis megvalósítására alkalmas, idő- és frekvenciatartományban működő algoritmusokat hasonlítom össze MATLAB segítségével. Ezt követően a saját céljaimra alkalmasabb változat SigmaDSP-n létrehozott másának működését szemléltetem a mért harmonikus torzítási görbékben keresztül.

A 7. fejezet a felépült rendszer objektív és szubjektív értékelését tartalmazza. Végül az elért eredményeket a 8. fejezetben foglalom össze, valamint javaslatokat teszek a továbbfejlesztési lehetőségekre vonatkozóan.

2 Hangsugárzók átvitelének javítási lehetőségei

Egy általános, zenehallgatásra készült hangsugárzó átvitele ideális körülmények között az emberi hallástartományban – nagyjából 20 Hz és 20 kHz között – teljesen egyenletes. Tehát bárminemű kiemelés vagy elnyomás kerülendő. Ezenkívül torzítási jellemzői (pl. harmonikus torzítás, intermodulációs torzítás) minimális értékűek. Ilyen tulajdonságokkal a hagyományos, többutas hangfalak sem bírnak, viszont bizonyos szempontból mindig optimalizálhatók vagy kompromisszumok árán a hallgatói elvárásokhoz igazíthatók.

A kisméretű, szélessávú hangszórók átviteli tartományát vizsgálva általában kétféle, jól különválasztható problémával szembesülünk. Egyrészt a (néhány) száz Hz feletti szakaszon – vagyis a hangszóró tervezett átviteli sávjában – megjelenő kisebb kiemelések, elnyomások okozhatnak gondot. Ez a hatás megfelelő, jó minőségű hangszóró választásával jelentős mértékben visszaszorítható. Persze ideális termék nem létezik, így általában van helye a hibák kompenzálásának. A másik problémát az előző szakasz alatti levágási tartomány elhelyezkedése okozza, vagyis hogy hangszórónk nagyon csekély mértékben képes a kisfrekvenciás hangjelek kiadására. A kis membránátmérő miatt ez a jelenség is természetes, viszont a hallgathatóságot erőteljesen csorbítja.

Első számú feladatomban az volt, hogy az előbb ismertetett két problémára megoldásokat keressek, majd kiválasszam közülük a számomra megfelelőt. Ennélfogva jelen fejezet a később gyakorlatba ültetett átvitel-kompenzációs módszerek kiválasztásával és áttekintő leírásával foglalkozik. Legelőször ismertetek egy eljárást, amellyel lehetséges egy hangsugárzó átviteli jellemzőinek mérése. Ezt követik az átviteli függvényben fellelhető hibák kompenzálását célzó eszközök. A fejezet végén ismertetem a virtuális mélyhangszintézis működési elvét is.

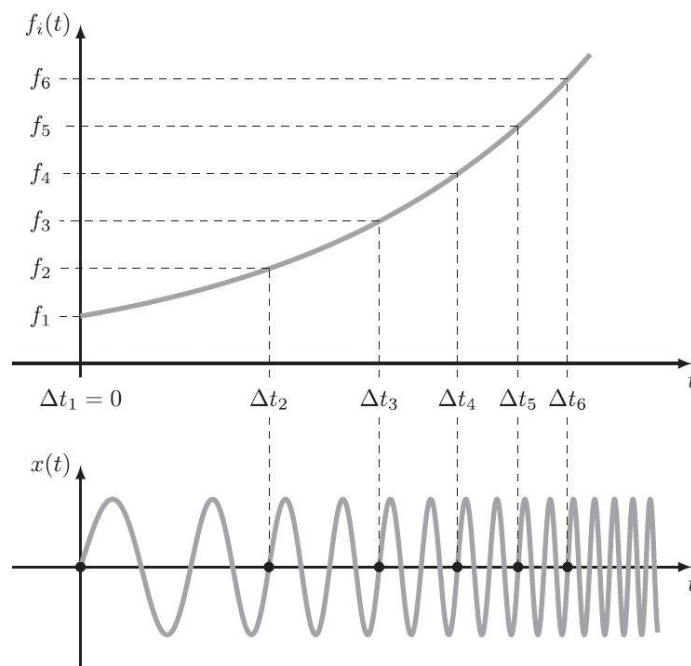
2.1 Átviteli függvény mérése

2.1.1 A mérőjel kiválasztása

Egy adott rendszer átviteli jellemzőinek analízise állandóan jelen lévő téma a villamosmérnöki gyakorlatban, így az ezt célzó technikák fejlődése is töretlen.

Ha egy lineáris rendszer átviteli tényezői csupán néhány meghatározott frekvencián érdekelnek bennünket, akkor előnyös lehet adott frekvenciás szinusz gerjesztőjelek használata. Esetünkben ez nem célravezető, mivel szélessávú – a teljes hallástartományban elterülő – mérőjelre van szükségünk. Az előbbi problémán segíthet a megfelelő spektrális eloszlású sztochasztikus jelek, zajok – mint például a rózsaszín zaj – alkalmazása. Ezek viszont bonyolulttá tehetik a mérés elvégzését, mivel viszonylag hosszú idő szükséges ahhoz, hogy a jel a vizsgált frekvenciasávban kielégítően pontos képet fessen a mért rendszer átviteléről. A kiértékelés is jóval egyszerűbbé válik determinisztikus jelek használatával [1].

Lehetőség szerint olyan mérőjel szükséges tehát, amely az emberi hallástartomány egészét „végigpásztazza” és ez alatt – az emberi hallás sajátosságainak megfelelően – logaritmikus frekvenciaskála mellett egyenletesen adja le az energiáját. Emellett előnyös viszonylag kis csúcstényezőjű jel használata, mivel az adott frekvencia-intervallumon leadott energiát maximalizálva jobb jel-zaj viszony érhető el a mérések során. A leírt követelményeknek az ún. *logaritmikus sweep* jel felel meg leginkább. Az elnevezés egy exponenciális léptékben növekvő frekvenciájú szinuszhullámot takar. Az exponenciális növekedés hatására oktávnyi frekvenciaváltozás mindig egységnyi idő alatt következik be, így a mérőjel követi a hallásunk frekvenciafelbontását. A log. sweep jelek természetét jól szemlélteti az 1. ábra.



1. ábra: A log. sweep jel időfüggvénye és frekvenciájának változása [2]

A hangtechnikában leggyakrabban nemlineáris akusztikai rendszerek szélessávú viselkedését vizsgáljuk, miközben szét szeretnénk választani a lineáris és a harmonikus torzításból adódó átvitelt. A log. sweep jel erre is lehetőséget ad, még hozzá egyetlen mérés elvégzésével [2], [3]. A szétválasztás azért kívánatos, mert a vizsgált rendszer harmonikus torzítási görbéiből következtethetünk annak „minőségére”. A log. sweep jel használata azért nagyon előnyös, mert a vele végzett mérések esetén a kapott lineáris átvitelbe nem szól bele a harmonikus torzítás.

2.1.2 A mérőjel előállítása

A logaritmusos sweep típusú mérőjelek előállításának technikája napjainkban is folyamatos fejlesztés alatt áll. Én Novak, Lotton és Simon viszonylag friss – 2015-ben kiadott – publikációja [2] alapján jártam el, amely ismerteti az általuk *synchronized swept-sine* néven emlegetett gerjesztőjel használatának előnyeit a klasszikus log. sweep jelekkel szemben. Az új módszer abban tér el a korábbiaktól, hogy a mérőjel előállításakor ún. fázisbeli szinkronizációt alkalmaz. Ez abban nyilvánul meg, hogy a jel kezdeti frekvenciájának többszöröseit elérve mindig nullátmenetet produkál, ami hasznos lesz majd számunkra a lineáris és a felharmonikus átvitek pontos szétválasztásában. A jel előállításához szükséges képletek (1, 2, 3) levezetés nélkül:

$$x(t) = \sin \left[2\pi f_1 L \cdot \exp \left(\frac{t}{L} \right) \right]; \quad (1)$$

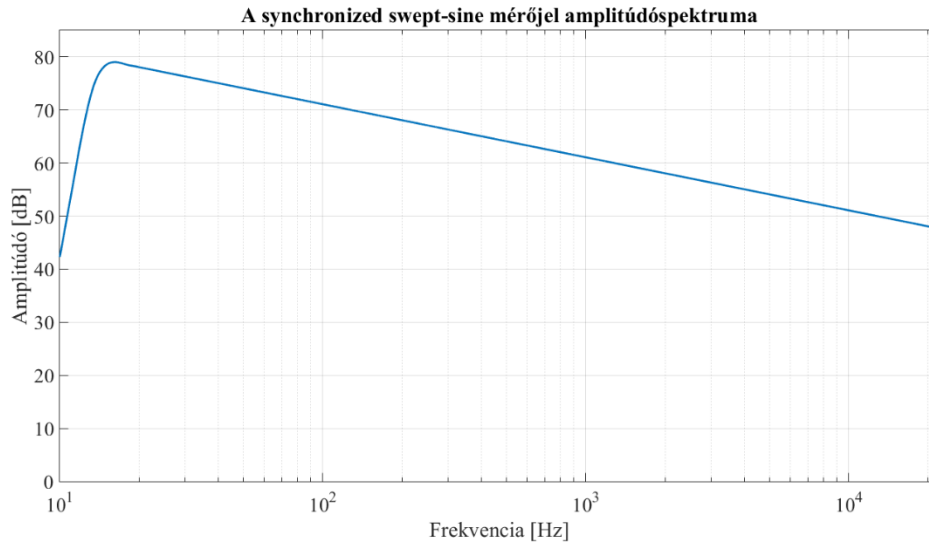
$$L = \frac{1}{f_1} \cdot \text{round} \left[\frac{f_1}{\ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right)} \cdot \tilde{T} \right]; \quad (2)$$

$$T = L \cdot \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right). \quad (3)$$

A képletekben megjelenő változók a következőket jelentik:

- f_1 – a jel kezdeti frekvenciája
- f_2 – a jel végső frekvenciája
- \tilde{T} – a jel szándékolt időtartama
- T – a szinkronizáció miatt megváltozott, valós időtartam
- L – a frekvencianövekedés mértéke
- $x(t)$ – a létrejött mérőjel

A mérésekhez készült, MATLAB-ban előállított log. sweep mérőjel amplitúdóspektrumát a 2. ábra szemlélteti. Fel- és lekeverés alkalmazásával csökkentettem a jel kezdetén és végén létrejött ingadozásokat, így sikerült az ábrán látható simaságot elérnem.



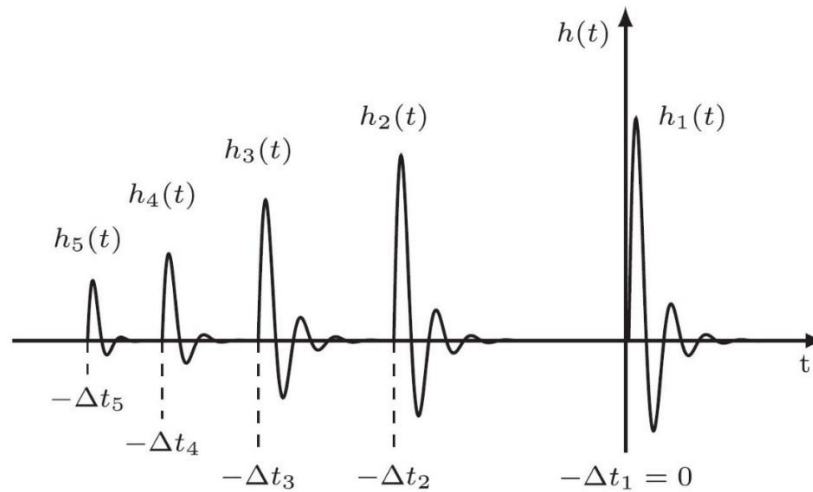
2. ábra: A mérőjel amplitúdóspektruma

2.1.3 A mérések kiértékelése

A log. sweep mérőjelet mint gerjesztést egy rendszer bemenetére adva és közben a kimenetén megjelenő válaszjelet rögzítve lehetőségünk nyílik a rendszer átviteli jellemzőinek pontos mérésére. A gerjesztő- és válaszjelek dekonvolválására a legegyszerűbb módszer, ha a MATLAB FFT függvényének segítségével a jeleken Fourier-transzformációt hajtunk végre, majd a két transzformált jelet elosztjuk egymással. Így kapjuk meg a rendszer átviteli karakterisztikáját, amiből inverz Fourier-transzformációval az impulzusválasz (h) is kinyerhető, amint azt az a (4) képlet mutatja:

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{\mathcal{F}\{y(t)\}}{\mathcal{F}\{x(t)\}} \right\}. \quad (4)$$

Az így előállt impulzusválaszból megkapható a rendszer felharmonikus átvitele is, ha az impulzusválaszon „negatív időben” megjelenő felharmonikus-válaszokat egyesével különválasztjuk a lineáris átvitelből adódó „pozitív idejű” impulzusválasztól. Ezekből a harmonikusválaszokból újbóli FFT-k segítségével kapjuk a rendszer harmonikus átvitelét vagy más nézőpontból harmonikus torzítási jelleggörbéit. A 3. ábra az említett harmonikusválaszok (h_1, h_2, h_3, h_4, h_5) megjelenését mutatja a vizsgált rendszer impulzusválaszában (h).



3. ábra: A harmonikusválaszok elhelyezkedése [2]

A 2.1.2. pontban említett *synchronized swept-sine* használata esetén a harmonikusválaszok közti időbeli eltolásokat az (5) képlet alapján kapjuk meg:

$$\Delta t_n = L \cdot \ln(n) . \quad (5)$$

A [2] leírás a válasz- és gerjesztőjelek egyszerű dekonvolválása helyett egy *inverz szűrő* használatát javasolja, amely gyakorlatilag a mérőjel spektrumának a frekvenciatengelyre vetített „tükörképét” adja. Így a válaszjel Fourier-transzformáltját az inverz szűrő spektrumával megszorozva kaphatnánk meg az átviteli karakterisztikát. A cikkben olvasható az inverz szűrő frekvenciatartománybeli előállítás analitikus formában. A módszer nagy előnye, hogy a felharmonikus-válaszok sávszélessége jelentősen megnő. Esetünkben viszont ez a módszer azért lett volna nehezen alkalmazható, mert a sweep jelen fel- és lekeverést alkalmaztam, így a mérőjel és az inverz szűrő spektruma nem voltak egymás komplementerei. Ez pedig a kapott impulzusválaszban nagyfrekvenciás lengéseket okozott. Kénytelen voltam visszatérni a klasszikus eljáráshoz, amelyet az alfejezet elején ismertetett (4) képlet ír le.

2.1.4 Törtoktávsávós simítás

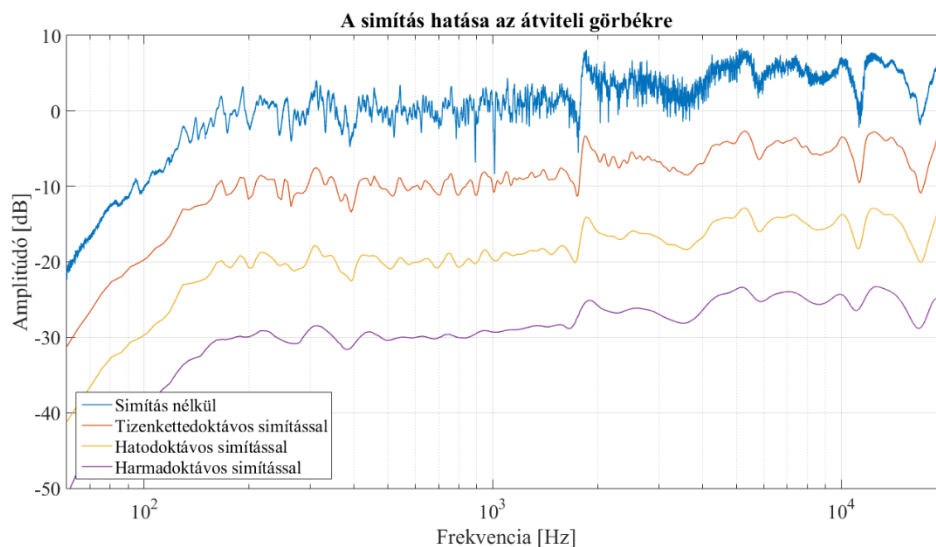
A mérések útján kapott átviteli függvények részletgazdagsága messze túlmutat a szükséges mértéken, mivel az emberi hallás felbontása jóval kisebb. Emellett a külső zajok vagy a terem hatása gyakran torzítja a mérési eredményt a kapott karakterisztika egy-egy apró szakaszán. Épp ezért célszerű lehet törtoktávsávós simítást végezni az átviteli függvényen, mivel ez az eljárás a hallásra jellemző logaritmusos frekvenciafelbontásnak megfelelően átlagolja a szomszédos értékeket [4].

Én is alkalmaztam ezt a módszert a mérések kiértékelésénél, hogy az ábrákon szereplő görbék jobban átláthatóak legyenek, illetve a szűrők tervezésénél ne jelentsen zavaró tényezőt a túlzott részletesség. MATLAB-ban a simítás megvalósítása egyszerűnek bizonyult változó szélességű Hanning-ablak használatával, amely „végigpásztazza” az amplitúdókarakterisztikát. Az ablakfüggvénnyel súlyozott átlagolásnál az ablakfüggvény határfrekvenciáinak kiszámításához szükségünk van a (6) képlet alapján megkapható, frekvenciaarányt jelző f_d tényezőre.

$$f_d = \frac{1}{2^{N_{oct} \cdot 2}}, \quad (6)$$

ahol N_{oct} utal arra, hogy egy oktáv hanyad részére terjedjen ki a simítás hatása [5]. Így már meghatározható, hogy az amplitúdókarakterisztika f frekvenciánál vett értékét az f/f_d és az $f \cdot f_d$ frekvenciák között elhelyezkedő értékek ablakfüggvénnyel súlyozott átlaga adja.

A harmad-, hatod- és tizenkettedoktávós simítás hatását a 4. ábra szemlélteti a simítatlan görbéhez képest.



4. ábra: A simítás mértékének hatása az átviteli görbékre

2.2 A lineáris átvitel hibáinak kompenzációs lehetőségei

Ebben az alfejezetben bemutatom, hogy melyek azok a szűrőtípusok a digitális jelfeldolgozás terén, amelyeket elterjedten használnak átviteli hibák kompenzálására. Mindegyikről rövid, áttekintő leírást adok, illetve összehasonlítom őket az erőforrásigényük szempontjából.

2.2.1 FIR szűrők

A jelfeldolgozás berkeiben igen közkedvelten használnak FIR (Finite Impulse Response), azaz véges impulzusválaszú szűrőket. Mivel a FIR szűrők nem tartalmaznak visszacsatolást, ezért a kimenetük csak az aktuális és a korábbi bemenő mintáktól függ. Ez okozza azt is, hogy mindig stabilak, nem hajlamosak a gerjedésre. A FIR szűrők átviteli függvényének általános képlete:

$$H_{FIR}(z) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m \cdot z^{-m}, \quad (7)$$

ahol b_m a szűrőegyütthatókat jelöli, M pedig a szűrő fokszáma.

Szélessávú átvitel-kompenzációs célokra azért nem javasolt az egyszerű FIR szűrők használata, mivel ezek frekvenciafelbontása lineáris, amíg a hallásunké logaritmikus. Ezáltal különböző frekvenciákon nem fogjuk egyenletesnek érezni a javulást FIR szűrők alkalmazása esetén [6]. Emellett sokkal magasabb fokszám szükséges ugyanakkora kompenzáló hatás eléréséhez, mint más szűrőstruktúrák esetén, ami miatt a realizáció nehézkessé válhat kisebb számítási kapacitás rendelkezésre állása esetén.

2.2.2 IIR szűrők

Az IIR (Infinite Impulse Response), vagyis végtelen impulzusválaszú szűrőket elsősorban a klasszikus analóg szűrők ihlették. Ezek mindig tartalmaznak visszacsatolást; ez különbözteti meg őket a FIR szűrőktől. Tehát a kimenetük a bemenet mellett függ a kimeneten korábban megjelent minták értékétől is. Az így jelen lévő visszacsatolás okán fontossá válik, hogy a tervezés során igyekezzünk biztosítani a stabilitást. Az IIR szűrők átviteli függvényének általános képlete kanonikus alakban:

$$H_{IIR}(z) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} b_m \cdot z^{-m}}{1 + \sum_{n=1}^{N-1} a_n \cdot z^{-n}}, \quad (8)$$

ahol b_m és a_n a szűrőegyütthatókat jelöli, N pedig a szűrő fokszáma.

Az IIR szűrők többek közt a visszacsatolás miatt jóval érzékenyebbek a szűrőegyütthatók ábrázolási pontosságára. Ezenkívül a hagyományos FIR-hez hasonlóan itt is megjelenik a frekvenciafelbontás problematikája. Az IIR tervezési eljárások általában jóval bonyolultabbak, viszont IIR szűrők használatakor ugyanolyan mértékű kompenzáló hatás jóval kisebb fokszám esetén elérhető, mint a FIR szűrők esetében [6].

2.2.3 WFIR és WIIR szűrők

A FIR és IIR szűrők hangtechnikai alkalmazhatóságát nagyban segítette a warpolt verziók megjelenése (Warped FIR és Warped IIR), amelyek a frekvenciatengely torzításával küszöbölik ki a hagyományos változatok lineáris frekvenciafelbontásból adódó problémáját. A warpolt szűrőkben a megszokott késleltető elemeket mindentáteresztő tagokkal helyettesítik, amelyek frekvenciafüggő fázistolást okoznak. Ezekkel lehetséges a kívánt frekvenciatorzító hatás elérése. A (9) képlet egy ilyen mindentáteresztő szűrő D_1 átviteli függvényét mutatja, amelyben λ a warpolási tényező:

$$\tilde{z}^{-1} = D_1(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}}. \quad (9)$$

Összehasonlító tesztek során ugyanolyan mértékű, egyenletes kompenzáció eléréséhez a foksámok a következőképp alakultak: FIR – 1000, WFIR – 300 és WIIR – 80. A WIIR struktúra különösen hatásosnak bizonyult a középtartományban, amit csupán a FIR szűrő tervezésének egyszerűsége tudott ellensúlyozni [7].

2.2.4 A párhuzamos IIR szűrőstruktúra

Mint már láttuk, egy hagyományos IIR szűrő nem a legalkalmasabb hangsugárzók átviteli hibáinak javítására. Viszont létezik egy olyan rendszer, amely a parametrikus hangszínszabályzók mintájára több, kisebb foksámú IIR szűrőből épül fel és több szempontból hatásosabb az eddig vizsgált típusoknál.

A párhuzamosan kapcsolt, másodfokú IIR szűrőkből felépülő rendszer lehetőséget ad a frekvenciafelbontás optimalizálására és a számítási igény további csökkentésére. Az egyes szűrők pólusai szabadon elhelyezhetők akár a logaritmikus frekvenciatengely mentén egyenletes távolságban, akár a szükséges kompenzáció mértékétől függően súlyozva. Ezzel a módszerrel a warpolt szűrőknél is rugalmasabban beállítható frekvenciafelbontást kaphatunk.

Emellett a [8] számú cikk alapján mindez igen hatékonyan alkalmazható, mivel a másodfokú szűrők működése a realizáció során párhuzamosítható. Ezenkívül a WFIR és WIIR szűrőkhöz képest a rendszer egészét tekintve kisebb számítási kapacitás is elegendő ugyanolyan mértékű javulás eléréséhez. A másodfokú tagok ráadásul könnyen stabilan tarthatók, így nem valószínű gerjedések előfordulása.

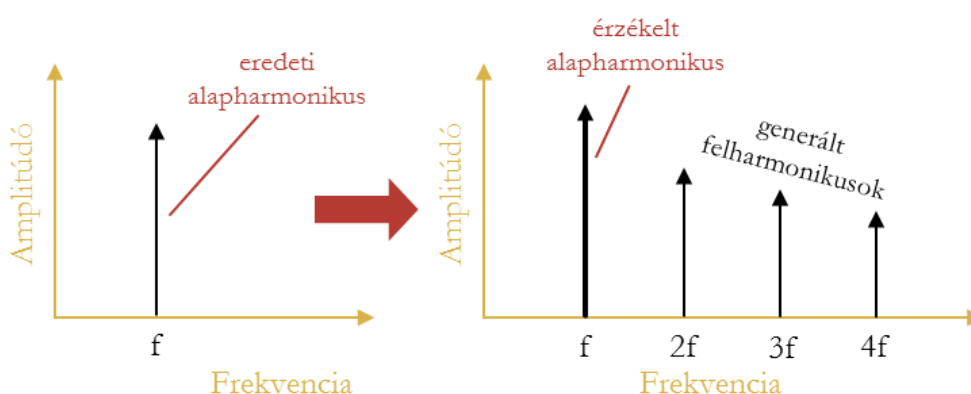
A szűrőrendszer átviteli függvényét a (10) képlet írja le:

$$H(z) = \sum_{n=1}^N \frac{b_{n,0} + b_{n,1}z^{-1}}{1 + a_{n,1}z^{-1} + a_{n,2}z^{-2}}, \quad (10)$$

ahol N a másodfokú IIR szűrők száma, $b_{n,0}$, $b_{n,1}$, $a_{n,1}$, $a_{n,2}$ pedig az n -edik szűrő együtthatói.

2.3 Virtuális mélyhangszintézis

Az utóbbi évtizedben egyre szélesebb körben alkalmazott eljárás a kisfrekvenciás átviteli hiányosságok „megkerülésére” az úgynevezett *VBS (Virtual Bass Synthesis)*, magyarul *virtuális mélyhangszintézis* módszere. A módszer alapelve, hogy azoknak a hangoknak, amelyeket a hangszóró nem – vagy legalább is alig – képes kiadni (pl. 20 Hz – 100 Hz) a felharmonikusait állítjuk elő, és csupán ezeket adjuk a hangszóróra. A VBS működését szemlélteti az 5. ábra.



5. ábra: A VBS működési elve

Az ábra példáján egy f frekvenciájú mélyhangot kívánunk az átviteli tartományba transzformálni. Ez úgy lehetséges, ha előállítunk $2f$, $3f$, $4f$, *stb.* frekvenciájú hangokat, amelyeket a hangszóró már képes kiadni. Ezek alapján a hang feldolgozásakor az emberi agy automatikus *extrapolációt* végez, vagyis odaképzeli az eredeti f frekvenciájú hangot annak ellenére, hogy az meg sem szólalt. Ezt a *pszichoakusztikai* sajátosságot kihasználva már nincs más dolgunk, mint az alapharmonikussal fázisban megfelelő amplitúdójú felharmonikusokat generálni.

Ennek kivitelezésére vizsgáltam meg két lehetséges módszert. Ezek közül az első egy időtartománybeli technika, amely egy nemlineáris függvény segítségével éri el a kívánt hatást [9]. A második eljárás a frekvenciatartományban dolgozik, vagyis a

beérkező hangjel rövid, átlapolt szakaszain Fourier-transzformációt hajt végre. Az így kapott „frekvenciatérképen” módosításokat végez, majd a módosított jelet újból összerakja [10], [11]. A két módszerről a 6. fejezetben írok majd bővebben, ahol össze is hasonlítom őket.

Kiegészítés gyanánt szeretném egy enyhe ellentmondásra felhívni a figyelmet. Ha jobban belegondolunk, a virtuális mélyhangszintézis szándékolt harmonikus torzítással éri el, hogy a hallgató észlelje a hangszóró alsó vágási tartományába eső jeleket. Viszont a VBS akkor működik a leghatékonyabban, ha a hangsugárzó saját, eredeti harmonikus torzítása alacsony, hiszen csak a tiszta, lineáris átvitelt vagyunk képesek kiszámítható módon torzítani.

3 Aktív hangszugárzó elkészítése

A feladatom kivitelezésének első állomása egy kétcsatornás, aktív, kisméretű hangszóróval szerelt hangszugárzó megtervezése és megépítése volt, amely a későbbi vizsgálatok tárgyát képezte. Fontos volt, hogy az elkészített eszköz betöltsse az „állatorvosi ló” szerepét, vagyis jól demonstrálhatók legyenek rajta a hibakompenzációs eljárások. Emellett – természetesen – a jövőbeli felhasználhatóság sem volt utolsó szempont, tehát túl rosszra sem volt szabad sikerülnie.

3.1 Hangszóró kiválasztása

A legfontosabb szempontok a következők voltak a hangszóró kiválasztásánál:

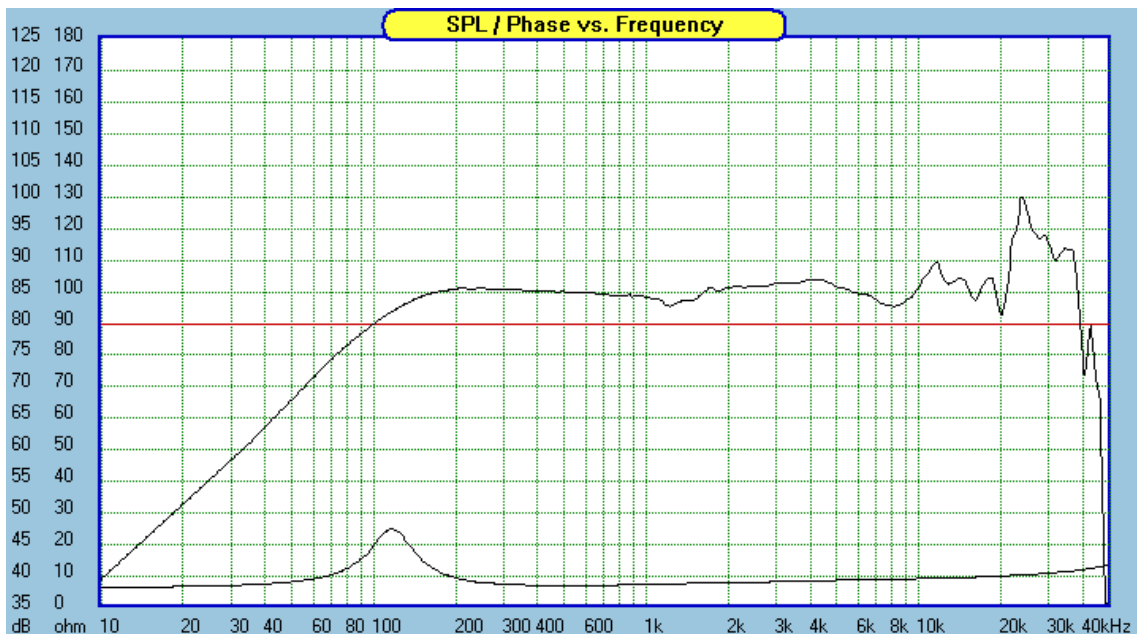
- szélessávú felhasználásra alkalmas;
- a membrán átmérője nem nagyobb, mint 3";
- relatíve nagy alsó határfrekvencia (hogy a mélyhangok átvitelét javító eljárások tesztelhetők legyenek);
- kedvező torzítási jellemzők (mert csak a lineáris átviteli hibák kompenzálhatók);
- elfogadható hangteljesítmény;
- beszerezhetőség, elfogadható piaci ár.

A hangszóró kiválasztásához főként John "Zaph" Krutke honlapja [12] nyújtotta az alapot, amely kisméretű, szélessávú hangszórókkal végzett, rendszerezett méréseket tartalmaz. A mérések nem kevés hangszóró esetén kiterjednek azok frekvenciamenetére, valamint harmonikus torzítási görbéire.

Az ismertett szempontok alapján mérlegelve a honlapon található hangszórók közül a Fountek FR88EX típus tűnt a legkedvezőbb választásnak. Az elvártak mellett további előnyének mondható a neodímium ötvözetből készült mágnes miatti kis tömeg, ami a készülő hangszugárzó hordozhatóságát növeli. Szempontunkból enyhe hátrányként róható fel, hogy az átviteli sávban a hangszóró frekvenciamenete viszonylag egyenletes. Ez csupán azért jelent gondot, mert az átvitele kompenzáció nélkül is megfelelő. Ennélfogva a későbbi szűrés hatása nem lesz olyan szembetűnő, mint egy „kevésbé jó” hangszóró használata esetén. A beszerzett hangszórópárról készült fényképet a 6. ábra, a "Zaph" honlapjáról vett mért frekvenciamenet pedig a 7. ábra mutatja.



6. ábra: Fountek FR88EX típusú hangszórópár

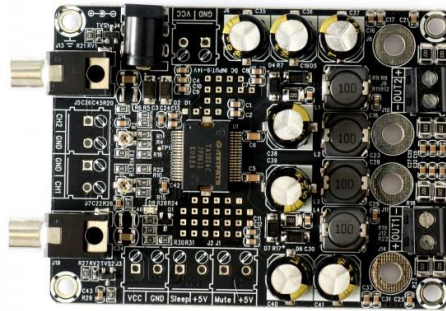


7. ábra: Fountek FR88EX frekvenciamenete [12]

3.2 Erősítőmodul kiválasztása

Az erősítő ügyében először el kellett döntenem, hogy milyen legyen maga a működési elv. Habár az AB-osztályú lineáris erősítők által képviselt hangminőség csábítóan tűnt, mégis kénytelen voltam a D-osztályban („kapcsolóüzem”) gondolkodni. Ennek oka a sokkal kedvezőbb hatásfok és az ebből következő minimális hűtésigény volt. Nem utolsó sorban a jövőben szeretném az elkészített aktív hangsugárzót akkumulátorról üzemeltetni, így a hatásfok maximalizálása elengedhetetlennek bizonyult. Nagyobb teljesítményfelvétel esetén még így is nehezen megoldhatónak tűnik a szükséges akkumulátor-kapacitás előteremtése.

Jelen esetben a Tripath TA2024 integrált erősítő áramkörére esett a választásom. A Tripath által gyártott D-osztályú – vagy ahogyan ők hívták: „T-osztályú” – integrált erősítők az ezredfordulón minőségükben kiemelkedtek a kortárs D-osztályúak közül, ezért rengeteg szakmai cikk elismerően nyilatkozott róluk. Izgalmas megoldás volt például az ezekben alkalmazott valós időben változó kapcsolási frekvencia. A Tripath cég ma már nem létezik, de más gyártóknál jelenleg is elérhető a TA2024 IC, amelynek adatlapjában tényleg meggyőző hatásfok- és torzítási görbéket találtam. A TA2024 összehasonlítva más gyártók – mint például a Texas Instruments – elterjedtebb modelljeivel nem mutatott rosszabb jellemzőket, így tettem egy próbát vele. A hangsugárzóm elkészítéséhez egy készen kapható, a TA2024-re épülő erősítőmodult választottam. A Sure Electronics AA-AB32155 modellje megfelelőnek bizonyult a hangszórók meghajtására (8. ábra).



8. ábra: TA2024 alapú erősítőmodul

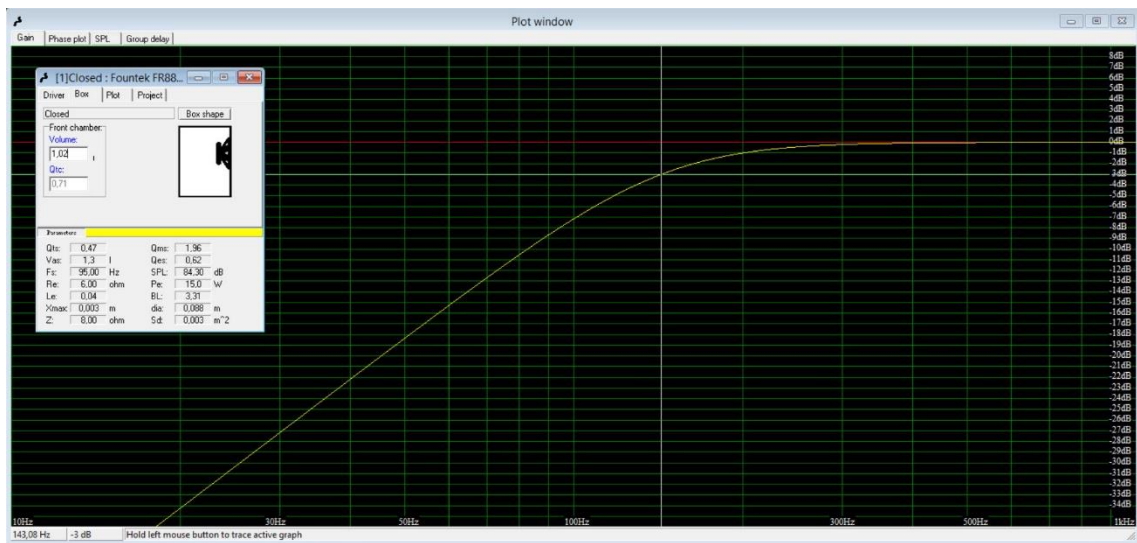
3.3 Hangdoboz tervezése

A hangszórókat befogadó doboz tervezése során elsőként annak típusáról kellett döntést hoznom. A később alkalmazott digitális kompenzációs eljárások miatt az akusztikailag legegyszerűbb struktúrát, vagyis a zárt dobozt választottam – szemben a „reflex” nyílással rendelkező dobozzal, vagy egyéb más opciókkal. Természetesen a piacon jelen lévő termékek esetében kisméretű hangszórók alkalmazásakor is előszeretettel nyúlnak a tervezők az akusztikai jellegű átvitel-módosító eljárásokhoz, viszont esetünkben fontosabb volt, hogy az elkészült rendszer könnyedén modellezhető legyen, illetve látványosak legyenek rajta a digitális „feljavítás” hatásai.

Egy zárt dobozba szerelt hangszóró kisfrekvenciás viselkedése egy másodfokú felüláteresztő taggal (11) modellezhető, amelynek vágási frekvenciáját (f) és jósági tényezőjét (Q) a hangszóró T/S (Thiele/Small) paraméterei és a doboz térfogata együttesen határozzák meg:

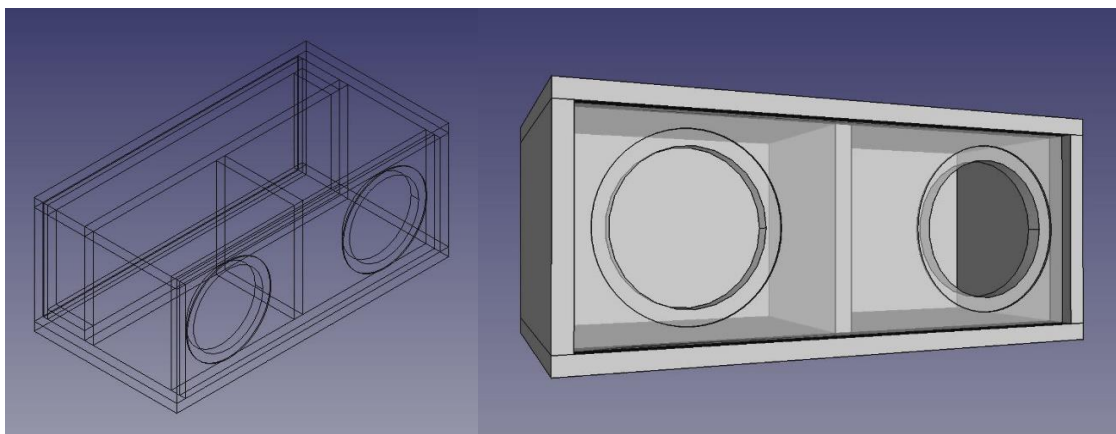
$$H_{hsz}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{2\pi f}{Q} + (2\pi f)^2} \quad (11)$$

Amennyiben a hangszóró gyártója közlésezi a T/S paramétereket, úgy szimulációs programok segítségével könnyen kiszámíthatjuk a tervezett hangfalunk közelítő vágási adatait. Én is ezt tettem a *Linearteam WinISD beta* elnevezésű szimulációs tervezőszoftverének felhasználásával (9. ábra). Törekedtem az átviteli sáv lehetőség szerinti szétnyújtására, ezért maximális laposságú, 0.707 jósági tényezőjű dobozt terveztem, aminél a vágási frekvencia a szimuláció alapján nagyjából 143 Hz-re adódott 1.02 literes térfogat esetén.



9. ábra: A doboz méretezése WinISD-ben

A *FreeCAD* elnevezésű egyszerű, gépészeti célokra szánt tervezőszoftverrel megterveztem a hangdobozt is (10. ábra), amelyben a két hangszóró egymástól elválasztva kapott helyet két – 1.02 liternél a hangszórókosár térfogatával nagyobb – „rekeszben”. Ezek mögött kialakítottam egy keskeny üreget az erősítőmodul és az esetlegesen később elhelyezendő elektronikai panelek számára.



10. ábra: A doboz tervezése FreeCAD-del

A dobozt 9 mm vastagságú nyírfa rétegelt lemezből építettem meg, amely kellő merevséget biztosít, viszont a tömege nem teszi hordozhatatlanná a hangsugárzót. A dobozba beszereltem az erősítőmodult és hangszórókat ügyelve a tömítettségre. A doboz hátuljára tápcsatlakozót, kapcsolót, valamint RCA csatlakozókat szereltem és elvégeztem a kábelezést. A tápáram nagyságára való tekintettel ügyeltem a megfelelő átmérőjű vezetékek használatára. Az így elkészült aktív hangsugárzó tápellátását nagyteljesítményű – akár a maximális teljesítményen felvett 3 A leadására alkalmas – hálózati adapter látja el.

3.4 SigmaDSP fejlesztői kártya

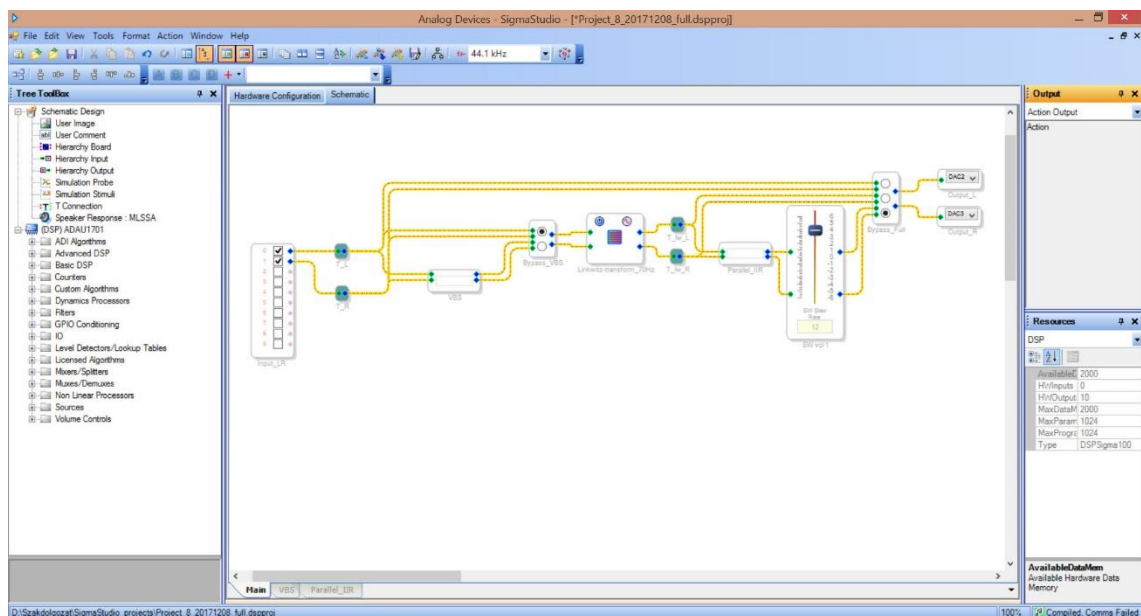
A tervezés megkezdésekor a jelfeldolgozó processzor kiválasztásánál elsősorban azt tartottam szem előtt, hogy az alkatrészt könnyen lehessen alkalmazni a jelenlegi aktív hangsugárzó továbbfejlesztésekor, vagy akár más, későbbi projektekben is. Tehát nem a fejlesztői kártyán volt a hangsúly, hanem magán a processzoron.

Az Analog Devices SigmaDSP szériája szimpatikusnak bizonyult, mivel a speciálisan erre szabott fejlesztőkörnyezet, a *SigmaStudio* ingyenesen hozzáférhető, illetve a SigmaDSP processzorok kifejezetten zenei felhasználásra készültek. A szérián belül az ADAU1701 típusú DSP-re esett a választásom, amely 44.1 vagy 48 kHz mintavételi frekvencia esetén 1024 utasítás elvégzésére képes mintánként. A szóban forgó processzor abban tűnt ki a társai közül, hogy integrált kétcsatornás A/D konvertert és négycsatornás D/A konvertert is tartalmaz, melyek mindegyike szigma-delta struktúrájú, valamint 24 bites felbontással és kiváló jel-zaj viszonytal bír. Itt kerül elő az egyszerű alkalmazhatóság, ugyanis a DSP felépítésből adódóan nem szükséges ahhoz külső konverterek hardveres vagy szoftveres illesztése; az eszköz önmagában

használható. Természetesen az egyszerű felhasználhatóságra optimalizált struktúrából egyben az a hátrány is fakad, hogy az ADAU1701 nem programozható „korlátok nélkül”.

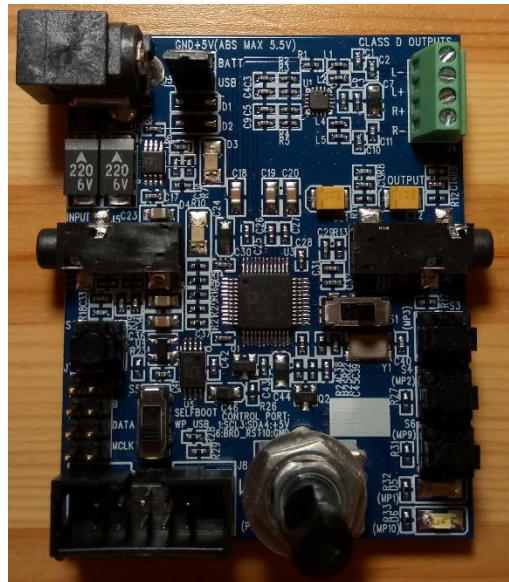
A SigmaStudio-ban a jelfeldolgozó algoritmust nem a klasszikus programnyelvek valamelyikén kell a *fordítószoftverbe* táplálni, hanem bizonyos rendelkezésre álló műveletvégző egységekből kell azt összerakni – hasonlóan a *National Instruments LabVIEW-jához*. Ezek az „egységek” lehetnek be- és kimenetek, egyszerű aritmetikai műveletek, beállítható paraméterű szűrők, keverők, kapcsolók, erősítők, vagy akár bonyolultabb effektusokat előállító blokkok, stb. Az építőegységekből szimpla „összekábelezéssel” készíthető el a kívánt hálózat. Az ilyen típusú rendszerszemlélet a legtöbb villamosmérnök számára nem tűnhet nehezen átláthatónak, ám sokszor okozhat nehézséget például egy MATLAB-ban felépített kód átültetése a SigmaStudio-ba. Az egységekből való „grafikus elvű” építkezés a processzormag erősen céloptimalizált erőforrás- és utasításkészletének lehet köszönhető. Emellett valószínűleg a fejlesztőkörnyezetet mérnöki ismeretekkel kevésbé rendelkező, ellenben a hangtechnikában jártas felhasználók számára próbálták átláthatóvá tenni.

A 11. ábra a SigmaStudio felületét mutatja, amelyen a félév során felépített rendszer központi váza látható. A bonyolultabb összetételű részegységek – mint a VBS rendszer és a párhuzamos IIR szűrőcsoport – külön „lapokon” kerültek megvalósításra, ezért itt nem látszanak, viszont itt is szerepel néhány azok közül a kapcsolók, csúszkák, gombok közül, amelyek lehetőséget biztosítottak a beállítások valós idejű változtatására.



11. ábra: A SigmaStudio fejlesztőkörnyezet

A félév során elkészített átvitel-kompenzációs algoritmusokat az ADAU1701-hez tartozó fejlesztői kártyán, az EVAL-ADAU1701MINIZ-n (12. ábra) teszteltem. A SigmaStudio I²C kommunikációs csatornán fér hozzá a fejlesztőkártyán elhelyezett DSP-hez. A kártyához mellékelt USB/I²C konverziót végző egység segítségével végeztem a processzor felprogramozását.



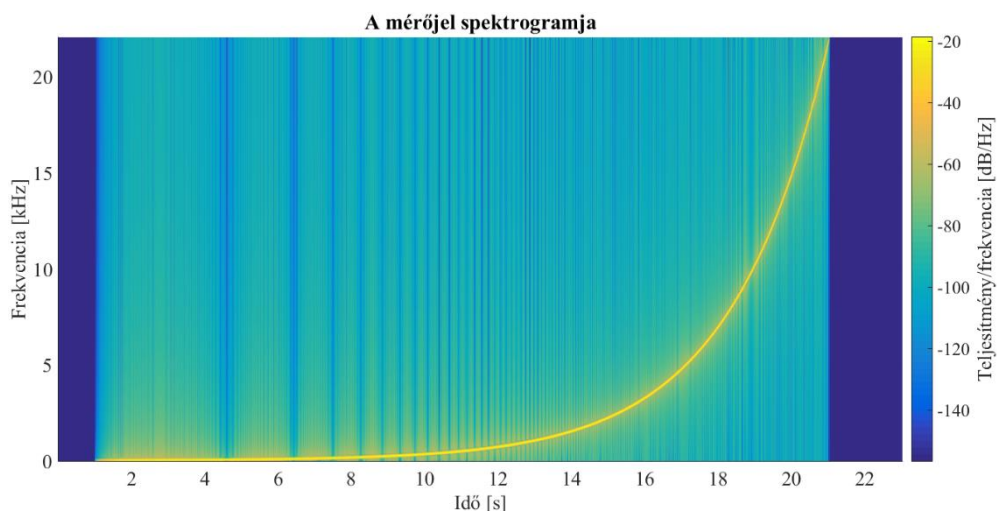
12. ábra: Analog Devices EVAL-ADAU1701

A későbbi alkalmazást megelőzően ellenőriztem a fejlesztőkártya kivezélhetőségét, illetve azt, hogy a bemenet és kimenet jelszintje mutat-e valamilyen eltérést. Először a SigmaStudio-ban összekötöttem az A/D konverter kimenetét a D/A konverter bemenetével, majd ezek alapján felprogramoztam a kártyát. Egy jelgenerátoron addig növeltem az 1 kHz frekvenciájú szinusz bemenőjel amplitúdóját, amíg az oszcilloszkópon vizsgált kimenőjel éppen nem mutatott torzulást. Ekkor a bemenő- és kimenőjel amplitúdói 2.72 V_{PP} és 2.32 V_{PP} voltak. A jelszintek csökkentésével is állandó maradt a tapasztalt kb. 1.41 dB értékű csillapítás, amit valószínűleg az ADC és a DAC referenciafeszültségeinek különbsége okoz.

4 A megépített hangsugárzó átvitelének mérése

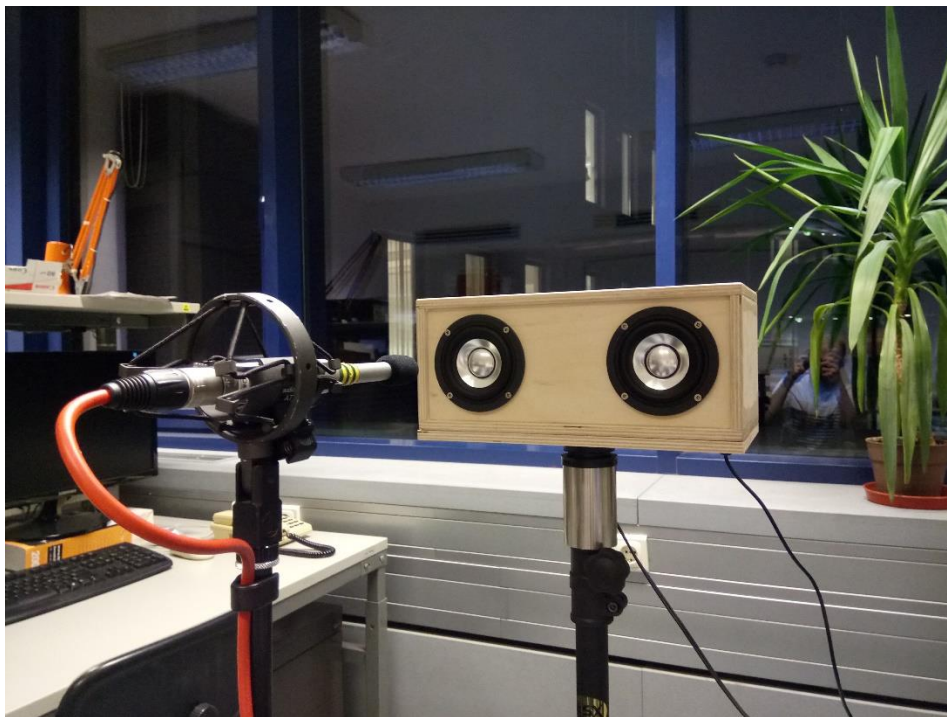
A későbbi kompenzációs eljárások alkalmazása előtt átvitelméréseket végeztem az elkészült aktív hangsugárzón. A mérések célja első sorban a rendszer lineáris átvitelének és harmonikus torzítási jellemzőinek megismerése volt. Ezenkívül arra is kerestem a választ, hogy a hangsugárzó és a mérőmikrofon távolságának változtatása esetén milyen mértékben befolyásolja a terem hatása a kapott eredményeket.

A továbbiakban ismertetett összes átvitelmérésnél egyazon logaritmikus sweep mérőjelet használtam, amelyet a 2.1.2. pontban ismertetett módon állítottam elő MATLAB segítségével. A jel időtartama kicsivel több, mint 20 másodperc, miközben a kezdő- és végfrekvenciái 11 Hz és 22 kHz voltak (44.1 kHz mintavételi frekvencia mellett). Egyetlen 20 szekundum hosszú mérés nagyjából megfelel 20 darab 1 másodperces mérésnek [3]. A relatíve hosszú mérőjel használata tehát annak átlagoló hatása miatt volt indokolt. Az így előállított sweep-en 1 másodperces felkeverést és 1/8 másodperces lekeverést alkalmaztam, hogy ezzel a jel amplitúdóspektrumának „szélein” jelentkező ingadozásokat kiküszöböljem. Ezek mellett a jel elé 1 szekundum hosszúságú „csendet” szűrtem be, hogy a mérés elindításakor gyakran jelentkező, hangkártyából származó „kattanás” és egyéb zajok – mint például a billentyűn lenyomott indítógomb hangja – később kivágásra kerülhessenek. A válaszjelek lecsengésének időt hagyva a sweep mögé is illesztettem 2 másodpercnyi szünetet. Végül az így előállt mérőjelet 24 bites felbontású, 'wav' típusú fájlba exportáltam. A mérőjelről készült spektrogram a 13. ábrán látható.



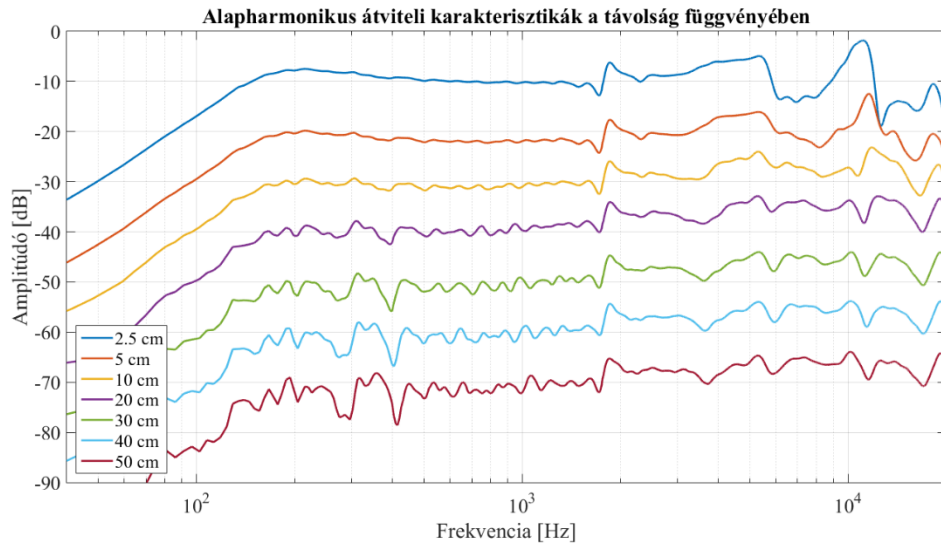
13. ábra: A mérőjel spektrogramja

A BME – MIT DSP laboratóriumában állítottam fel a mérési elrendezést, amely a következőképpen nézett ki: a hangsugárzót egy erre a célra készült állványra helyeztem, viszonylag távol bármilyen visszaverő felülettől. A bal oldali hangszóróval szembe, a membrán tengelyébe pozícionáltam egy *Behringer ECM-8000* típusú kondenzátormikrofont. Ennek kimenőjelét egy *M-Audio FastTrack Pro* előerősítővel szerelt külső hangkártya segítségével a számítógépbe jutattam. Ez a hangkártya szolgáltatta a hangsugárzó bemenőjelét is, így lehetséges volt a hangsugárzó válaszát a mérőjellel szinkronban rögzíteni. A felvételek elkészítéséhez az *Audacity* hangszerkesztő szoftvert használtam. A mérési elrendezést a 14. ábra mutatja.



14. ábra: A mérési elrendezés

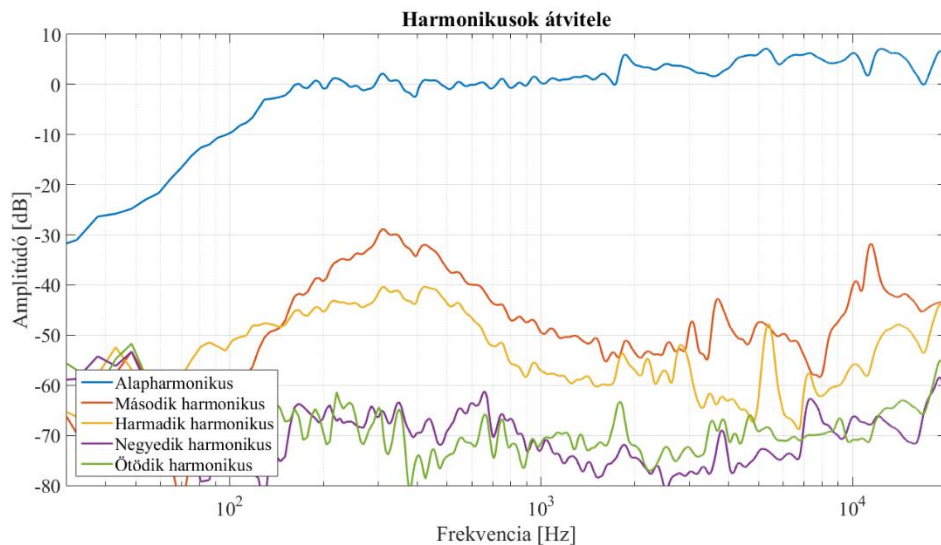
Természetesen ideálisabb lett volna a méréseket egy süketszobában végezni, de az sajnos nem állt rendelkezésre. Így viszont fontosabbá vált a mikrofon optimális elhelyezése a reflexiók hatásának elnyomása céljából. Éppen ezért egy egész méréssorozatot végeztem, amely során a mikrofont egyre távolabb helyeztem a hangszórótól. Az így kapott eredmények alapján következtetni lehetett arra, hogy mekkora távolságból milyen tulajdonságok vizsgálhatók pontosabban az átviteli karakterisztikán. A méréssorozat eredményét a 15. ábra mutatja.



15. ábra: Lineáris átviteli karakterisztikák a távolság függvényében

Az ábrán jól megfigyelhető, hogy a kis távolságból – a hangszóró közelterében – végzett mérések sokkal pontosabb képet festenek a kisfrekvenciás átvitelről, viszont a nagyfrekvenciás tartományban erős torzulások mutatkoznak a távolabbi mérésekhez képest. Ezzel szemben 50 cm-es távolságban már erősen dominál a terem hatása, amit a görbe egyenetlensége mutat – főként a 2 kHz alatti szakaszon. Ebből az következik, hogy a kis frekvenciákat célzó kompenzáló szűrő tervezésekor érdemes a közel térben mért karakterisztikából kiindulni, miközben a közép- és magastartománybeli viselkedést jobb 20 cm-ről vizsgálni.

A harmonikus torzítás mérésénél a fentebbiek alapján 20 cm távolságban helyeztem el a mikrofont a vizsgált hangszórótól. Az eredményeket a 16. ábra mutatja.



16. ábra: A 20 cm távolságból mért harmonikus torzítás

Az ábra értelmezése a következő: a frekvenciatengelyről leolvasott értékek az alapharmonikusra vonatkoznak, vagyis az n -edik felharmonikus görbájén látott értéket mindig n -ed akkora frekvenciájú hangjel okozza. Például ha a hangsugárzó bemenetére 100 Hz frekvenciájú szinusztjelet adok, akkor az ennek hatására létrejött 200 Hz-es hang amplitúdója 200 Hz-nél olvasható le a második harmonikus görbéről. (A harmonikus torzítási görbéket gyakran ábrázolják ettől eltérő módon is.) Megállapíthatjuk, hogy az elkészült hangsugárzó 800 mV_{PP} bemenő jelszintnél viszonylag alacsony harmonikus torzítással rendelkezik. (Ez a hangszóróra vonatkoztatva kb. 3.17 V_{RMS} feszültséget és 1.26 W teljesítményt jelent.) A második harmonikus is minimum 30 dB-lel kisebb amplitúdóval jelenik meg az átvitelben, mint az alapharmonikus. A későbbi kompenzáció során csak a lineáris átvitelen, vagyis az alapharmonikus görbén tudunk módosításokat végezni, ezért elmondható, hogy sikeres volt a hangszóróválasztás.

Az eddig tárgyalt mérési eredmények mind 800 mV_{PP} amplitúdójú bemenőjelre vonatkoznak, amit az erősítő 21 dB-lel erősített fel. Korábban elvégeztem több mérést különböző jelszinteken, amiknél a lineáris átviteli görbe nem mutatott jelentős eltérést. A mérések jelszintjének kiválasztásánál törekedtem arra, hogy a környezeti zajok ne legyenek összemérhetőek az átviteli tartományban mutatkozó hangerősséggel, viszont nem szerettem volna a szomszédos termekben dolgozókat feleslegesen idegesíteni az órákon keresztül ismétlődő sweep-pel. A harmonikus torzítási értékek természetesen változtak a bemenő jelszint függvényében, ám ez a későbbi kompenzációs eljárások alapjaként szolgáló lineáris átvitel szempontjából érdektelen volt.

Kiegészítésként fontos még megjegyezni, hogy az elvégzett mérések kiértékelésekor mindenhol hatodoktávós simítást használtam, hogy a görbék jellege jobban láthatóvá váljon. Ezenkívül a mérőmikrofon átvitelét ideálisnak feltételeztem, holott ez természetesen nem igaz. A laboratóriumban szintén megtalálható, etalon minőségű *Brüel & Kjaer* mikrofonnal összehasonlítva a felhasznált *Behringer* mikrofon átvitele jóval nagyobb egyenetlenségeket mutat, viszont sokkal egyszerűbbnek bizonyult a felfüggesztése; ezért esett erre a választásom. Mellesleg a terem hatása valószínűleg dominánsabban torzította a méréseket, mint a mérőmikrofon nemideális mivolta. Lényeges még megemlítenem, hogy az összes mérést a bal oldali hangszórón végeztem. Ennek oka, hogy a sztereó hangdobozba szerelt hangszórókat gyárilag párosítva sikerült beszerezni, így azt feltételeztem, hogy a mérések akusztikai jellege miatt egyébként is fennálló pontatlanságok mellett elhanyagolható a két hangszóró közti különbség.

5 Az átviteli függvény kompenzálása

Kétféle átviteli kompenzációs eljárást valósítottam meg a hangsugárzó elé kapcsolt SigmaDSP fejlesztői kártyán az átvitelmérések eredményeinek felhasználásával. Ezek közül az első a kisfrekvenciás átviteli hibák javítására alkalmas, amíg a második az egész átviteli függvényt módosítja.

5.1 Linkwitz-transzformáció

Még az analóg áramköri megoldások – az aktív analóg szűrők – fénykorából maradt fenn a Linkwitz-transzformáció mint kisfrekvenciás átvitel javítására használatos, egyszerű módszer. Ennek lényege, hogy egy megfelelően méretezett szűrőt iktatunk a hangfalra adni kívánt jel útjába, amely az alsó vágási tartományba eső hangkomponenseket felerősíti. Gyakorlatilag egy állandóan jelen lévő hangszínszabályzóról van szó, amely a mélytartományban kiemelészt végez. Bár az eljárás „nem a legjobb”, hiszen „erőből” próbálja „szőnyeg alá seperni” a hangszóró gyengeségeit, mégis célravezető, mert egyszerűen megvalósítható. Fontos, hogy a Linkwitz-transzformáció csak abban az esetben nem tesz kárt a hangszóróban és a végerősítőben, ha a kisfrekvenciás bemenőjel a szűrő által felerősítve sem vezérli túl azokat.

A kompenzáló eljárásra általában Linkwitz-transzformációként hivatkoznak annak megalkotója, Siegfried Linkwitz [13] neve nyomán. Ebben az esetben a „transzformáció” kifejezéssel a hangdoboz térfogatának „képzeltbeli átalakítására” szoktak célozni, hiszen a Linkwitz-transzformáció felhasználásával tervezett kompenzáló szűrő hasonló hatás kelt ahhoz, mintha a hangszórót befogadó doboz térfogatát a többszörösére növeltük volna. Ennek ellenére én mindig inkább „Linkwitz-szűrőt” vagy „kiemelő szűrőt” fogok emlegetni, ezzel magára a tervezendő és megvalósítandó rendszerre utalva.

A kiemelő szűrőt régebben mindig analóg áramkör formájában realizálták. Valószínűleg ennek köszönhető, hogy csak az analóg szemléletű méretezésről találtam leírást [13]. Ennélfogva én is egyszerűbbnek láttam a leírás alapján, s-tartományban méretezni a szűrőt, majd MATLAB segítségével a szűrő átviteli függvényét z-tartományba átültetni bilineáris transzformáció felhasználásával.

5.1.1 A kiemelő szűrő működésének elméleti háttere

A zárt dobozba szerelt hangszóró átviteli függvényét (H_{hsz}) már ismerjük az 3.3. pontból, ahol f és Q a kompenzálatlan rendszer alsó vágási frekvenciája és jósági tényezője:

$$H_{hsz}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{2\pi f}{Q} + (2\pi f)^2}. \quad (12)$$

A kiemelő szűrő zérusait beállítjuk a hangfal komplex konjugált pólusainak helyére, így azok kioltják egymás hatását. Ez az f és Q paraméterek szintjén azt jelenti, hogy a hangfal H_{hsz} átviteli függvényének nevezője adja a kompenzáló szűrő H_{Lw} átviteli függvényének számlálóját ($f_z = f$ és $Q_z = Q$). Ezek után a szűrő f_p és Q_p által meghatározott pólusaival beállíthatjuk a kívánt letörési paramétereket. Az így kapott Linkwitz-szűrő átviteli függvényét a (13) képlet írja le:

$$H_{Lw}(s) = \frac{s^2 + \frac{2\pi f_z}{Q_z} + (2\pi f_z)^2}{s^2 + \frac{2\pi f_p}{Q_p} + (2\pi f_p)^2}. \quad (13)$$

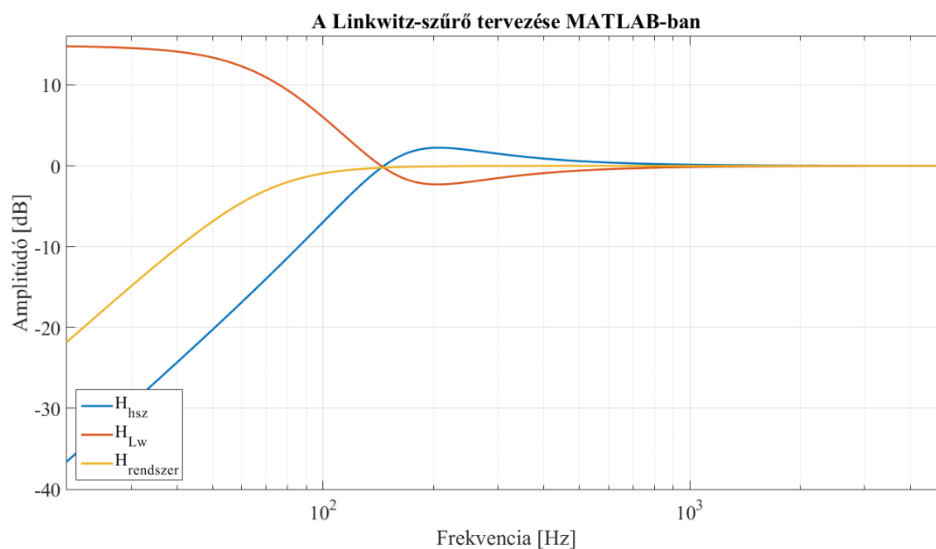
A Linkwitz-szűrő és a hangfal együttes átviteli függvénye ($H_{rendszer}$) az alábbi formában adódik ki:

$$H_{rendszer}(s) = H_{hsz}(s) \cdot H_{Lw}(s) = \frac{s^2}{(s + 2\pi f_p)^2}. \quad (14)$$

5.1.2 Tervezés MATLAB-ban

Mint a 4. pontban láttuk, az 5 cm-ről – a hangszóró közelteréből – mért átviteli görbe a reflexiók hatásától mentesen ábrázolja a hangsugárzó kisfrekvenciás viselkedését, ezért ezt vettem a kisfrekvenciás kompenzáció alapjául. Az átviteli függvényre történő MATLAB-beli görbeillesztéssel megállapítottam az eszköz alsó vágási frekvenciáját és a hozzá tartozó jósági tényezőt. Értékeik a következőképpen alakultak: $f = 165$ Hz és $Q = 1.17$. Ezek jelentősen eltérnek a szimulációs szoftverben kapottaktól, ami annak köszönhető, hogy ott a távoltéri (1 m távolságban vett) görbe került ábrázolásra. Ezenkívül az is szerepet játszhatott a szimulált és a mért vágási frekvenciák közti eltérésben, hogy a hangszórók nem voltak korábban „bejártva”, ezért a membránt rögzítő rugalmas pille még túl merev volt.

A görbeillesztés során kapott f és Q paraméterek alapján MATLAB-ban elkészítettem a Linkwitz-szűrő s-tartománybeli átviteli függvényét úgy, hogy a szűrővel ellátott rendszer alsó törésponti frekvenciája $f_p = 70$ Hz-re adódjon és Q_p legyen egyenlő a szándékolt 0.707 értékkel. Ezután a folytonos idejű átviteli függvényből bilineáris transzformáció felhasználásával elkészítettem a diszkrét idejű átviteli függvényt. Ugyanezt elvégeztem a hangszóró és az egész szűrő-hangszóró rendszer átviteli függvényén. A MATLAB-ban kapott függvényeket a 17. ábra szemlélteti, amelyek egyben az elvárásokat is mutatják a későbbi, SigmaDSP-n megvalósított rendszerrel szemben.



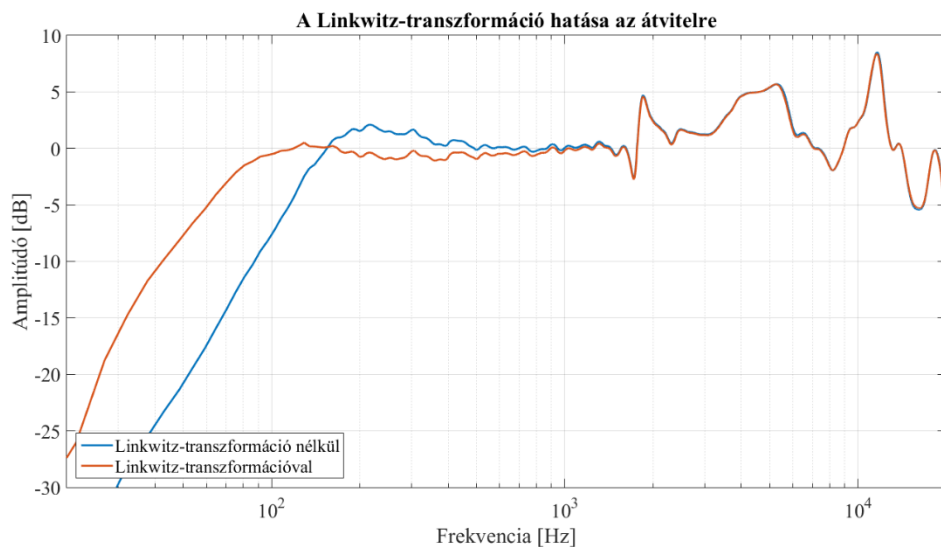
17. ábra: A Linkwitz-szűrő tervezése MATLAB-ban

Az ábrán látható görbék elnevezései megegyeznek az 5.1.1. pontban felírt függvényekével; a különbség csupán a folytonos és diszkrét idő között van, de ez a karakterisztikákon – természetesen – nem látszik. Az viszont szembetűnő, hogy a Linkwitz-szűrőnek majdnem 15 dB kiemelést kell végeznie az alsó tartományban, ami a későbbi felhasználás szempontjából elővigyázatosságra int.

Ha a kiemelő szűrő alsó határfrekvenciáját 70 Hz-nél nagyobbra választom, akkor a kiemelés mértéke is kisebbre adódott volna. A 70 Hz elérése azért volt cél, mert szubjektív megítélések alapján az már nem jelent zavaró hiányosságot a mélytartományban – legalábbis annyira nem, hogy ennél több elvárható legyen egy 3” átmérőjű hangszórótól.

5.1.3 Megvalósítás a SigmaDSP kártyán

A MATLAB-ban kapott szűrőegyütthatókat átmásoltam egy SigmaStudio-ban fellelhető, szabadon paramétrezhető, másodfokú IIR szűrőelembe. Az így létrejött egyszerű rendszert a SigmaDSP kártyára töltöttem, majd újabb átvitmérést végeztem a fejlesztőkártya után kapcsolt hangsugárzón (18. ábra). Fontos, hogy eközben nem mozdítottam el a mérőmikrofont, így tisztán összehasonlíthatóvá vált a szűrő használata előtti és utáni állapot.



18. ábra: A Linkwitz-transzformáció hatása az átvitelre

A Linkwitz-szűrővel ellátott rendszer átviteli függvényén jól látható az alsó határfrekvencia csökkenése a korábbihoz képest. A 70 Hz-et sikerült pontosan elérni, viszont a jósági tényező – a vágási frekvencia környékén fellépő enyhe csúcsosodást figyelve – ránézésre is nagyobb maradt, mint 0.707. Ezt a hatást – mint utólag kiderült – a SigmaDSP kártya mintavételi frekvenciájának pontatlansága okozta, illetve a korábbi görbeillesztésem pontatlansága is beleszámíthatott. (A mintavételi frekvencia kérdésére még alaposabban kitérek az 5.2.2. pontban.)

Az így kapott egyszerű kompenzáló szűrő majdnem 15 dB-es kiemelése tényleg óvatosságra int a bemenőjel nagyságának megválasztásakor. Az átvitméréskor épp emiatt csupán 340 mV_{PP} amplitúdójú mérőjelet mertem a rendszerre adni, ami az előzetes kalkulációim szerint még nem okozhatott túlvezérlést.

5.2 Párhuzamosan kapcsolt IIR szűrők

A hangszóró átviteli sávjában megtalálható egyenetlenségek kompenzálására kiválóan alkalmas a párhuzamosan kapcsolt, másodfokú IIR szűrőkből felépített struktúra, amely a 2.2.4. pontból már ismerős. Minden egyes szűrő a javítani kívánt tartomány egy szűkebb szakaszán végez érdemi módosítást, bár az egész átvitelbe „beleszól”, így érdekesebb a szűrők hatását együttesen vizsgálni. A digitális szűrőrendszer átviteli függvényét a (15) képlet írja le:

$$H(z) = \sum_{n=1}^N \frac{b_{n,0} + b_{n,1}z^{-1}}{1 + a_{n,1}z^{-1} + a_{n,2}z^{-2}}, \quad (15)$$

ahol N a másodfokú IIR szűrők száma, $b_{n,0}$, $b_{n,1}$, $a_{n,1}$, $a_{n,2}$ pedig az n -edik szűrő együtthatói.

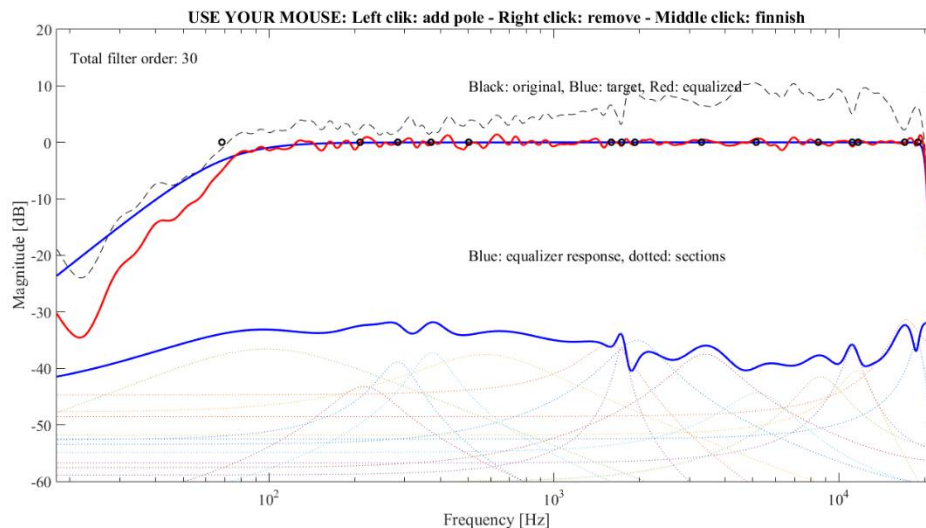
5.2.1 Tervezés MATLAB-ban

A párhuzamos szűrőrendszer tervezéséhez a Bank Balázs honlapján [14] elérhető *parfeqdemo.m* MATLAB-ban írt függvényrendszert használtam némi módosítással, a saját hangsugárzómra igazítva. A függvény használata lehetővé teszi az egyes szűrők pólusainak grafikus elhelyezését a hangsugárzó eredeti átviteli függvénye mentén, miközben látható az így kialakult szűrőstruktúrával elért, javított átvitel.

A *parfeqdemo.m* működése nagy vonalakban a következő: betáplálom a hangsugárzó eredeti (simított) átviteli függvényét és előírok egy célfüggvényt, amelyet meg szeretnék közelíteni a kompenzálás során. Ha a grafikus felületen beviszek egy komplex konjugált póluspárt a rendszerbe – vagyis újabb (n -edik) másodfokú szűrővel bővítem azt –, akkor ebből a függvény kiszámolja $a_{n,1}$ és $a_{n,2}$ együtthatók értékét, így előáll az hozzáadott szűrő átviteli függvényének nevezője. Az ezekhez tartozó $b_{n,0}$ és $b_{n,1}$ értékeket az alkalmazás úgy számítja ki, hogy a módosult (bővült) szűrőrendszer hatására létrejövő, javított átviteli függvény és a célfüggvény között a legkisebb négyzetes hiba adódjon [15]. A póluspárok száma és frekvenciája tetszőlegesen beállítható, ezért a MATLAB függvény jól használhatónak bizonyult.

A párhuzamos IIR szűrőstruktúra tervezésére alkalmas függvényt a gyakorlatban is kipróbáltam. Az immáron Linkwitz-szűrővel ellátott rendszeren 20 cm távolságból újabb átvitelmérést végeztem, mivel ekkora távolságból a mért átviteli függvény már jól modellezi a nagyfrekvenciás viselkedést is. A mérésből származó átviteli függvényen a

hibák aprólékos javíthatósága érdekében csak tizenkettedoktávós simítást végeztem. Célfüggvény gyanánt egy 70 Hz-es levágású, másodfokú felüláteresztő és egy 20 kHz-en vágó, negyedfokú aluláteresztő Butterworth típusú IIR szűrő sorbakapcsolásából létrejött átviteli függvény szolgált. A manuális póluspár-elhelyezés során az alább látható elrendezést kaptam (19. ábra).



19. ábra: A párhuzamos IIR szűrőrendszer tervezése a [14] honlapon található programmal

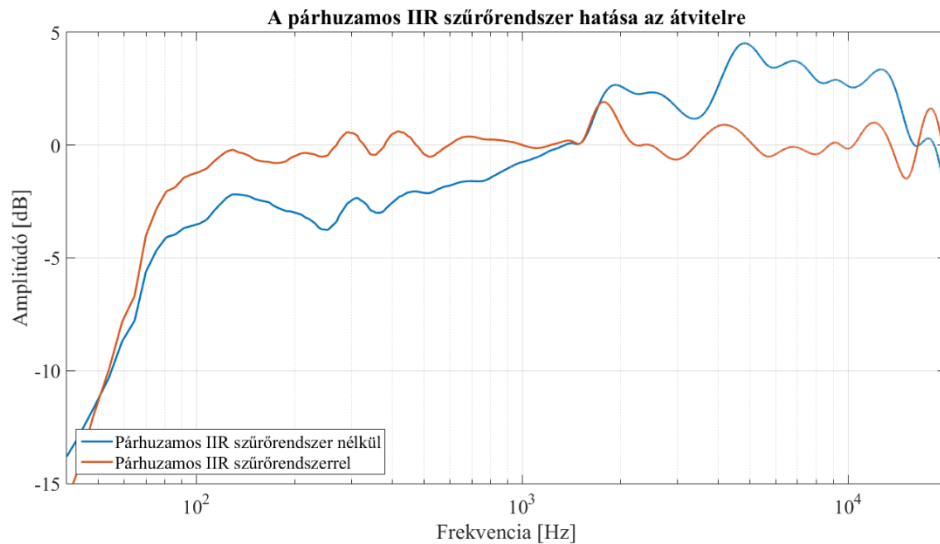
A létrejött kompenzáló szűrő átviteli függvénye az ábra alsó részén látható (kék görbe), miközben a kompenzált hangszóróátvitelt a piros görbe szemlélteti az eredeti átviteli függvénnyel (szaggatott görbe) szemben.

5.2.2 Megvalósítás a SigmaDSP kártyán

A MATLAB függvénnyel megtervezett elrendezésben 15 darab másodfokú IIR szűrő volt szükséges a kívánt kompenzáló hatás eléréséhez. Az így kapott szűrőegyütthatók felhasználásával – a Linkwitz-szűrőhöz hasonló módon – megvalósítottam a párhuzamos rendszert a SigmaDSP kártyán is, amihez 15 másodfokú IIR blokkra és egy összegző egységre volt szükség. A szűrőrendszert a Linkwitz-szűrő után kapcsoltam, mivel a párhuzamos IIR rendszer tervezése már annak meglétére alapozott.

A kettős kompenzáló rendszerrel ellátott SigmaDSP után kapcsolt hangsugárzón újabb átvitelmérést végeztem változatlan mikrofonpozíció mellett, mint korábban, a Linkwitz-szűrő esetében. Ennek eredményét a 20. ábra mutatja, aminél már harmadoktávós simítással éltem, hogy jobban átlátható legyen a görbék globális jellege.

Az eredmények alapján sikeres volt a kompenzáció, mivel a korábbi emelkedő jellegű átviteli függvény helyett a jelenlegi viszonylag egyenletes. Csupán az y-tengely menti nagyítás miatt tűnnek akkorának a hibák, viszont az amplitúdóértékeket leolvasva csupán néhány dB ingadozás tapasztalható a kapott átviteli görbén.



20. ábra: A párhuzamos IIR szűrőrendszer hatása az átvitelre

Amint azt az 5.1.3. pontban már említettem, utólag kiderült, hogy a SigmaDSP kártya mintavételi frekvenciája némileg pontatlan. Ennek hatására a szűrők átviteli függvénye a logaritmikus frekvenciaskála mentén nagyjából konstans eltolással valósult meg. Ha ez a probléma nem állt volna fenn, a kompenzáló szűrők hatása sokkal szignifikánsabb lenne. A probléma véleményem szerint vagy a fejlesztői kártya órajelrendszerének felülvizsgálatával lenne orvosolható – és ez a vállalhatóbb megoldás –, vagy pedig a szűrők átviteli függvényének MATLAB-beli újratervezése vezetne célra. Ez a rendellenességet annyira későn fedeztem fel, hogy már nem volt lehetőségem a szűrők átvitelének órajelhibához igazítására. Ezzel együtt a létrejött rendszer mért eredményei még így is nagyon jók, amit a 7.2. pontban leírt hallgatásos tesztek is igazolnak.

6 A virtuális mélyhangszintézis megvalósítása

Abban az esetben, mikor a hangszórótól nagyobb teljesítményt várunk – vagyis jobban ki szeretnénk azt vezérelni – az erősítő vagy a hangszóró túlvezérlésének esélye miatt a Linkwitz-transzformáció nem használható a kisfrekvenciás átvitel javítására. Ilyenkor kerülhet sor a fizikai törvényszerűségek megkerülésére a 2.3. pontban ismertetett *virtuális mélyhangszintézis (VBS)* elvének alkalmazásával.

6.1 Működési mechanizmus, tesztelés MATLAB-ban

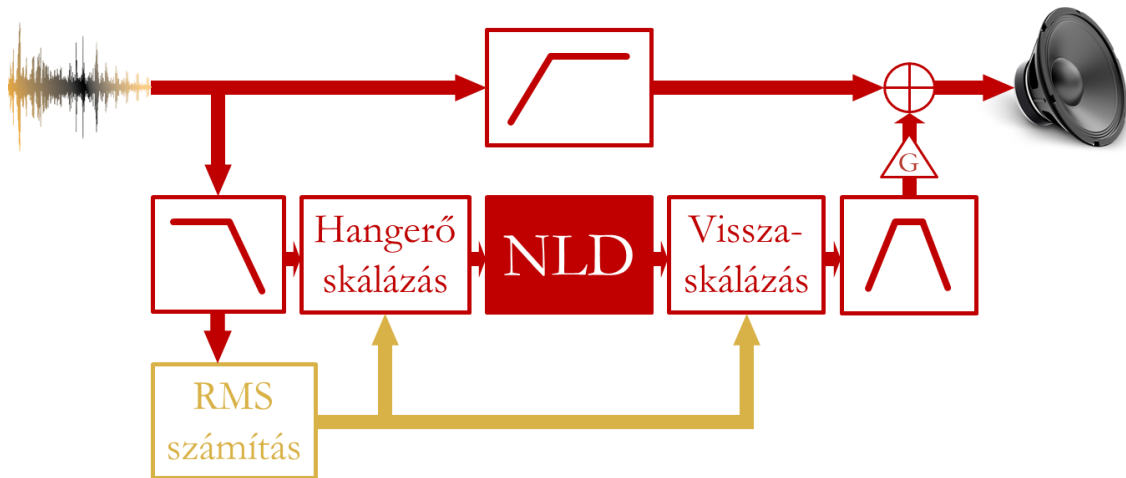
A 2.3. pontban felvázolt idő- és frekvenciatartománybeli VBS eljárásokat először MATLAB algoritmusokként valósítottam meg, majd összehasonlítottam őket. Az összehasonlításhoz elsősorban valódi zeneanyagokból származó részleteket használtam. Ezenkívül az átvitelmérések során megismert logaritmikus sweep mérőjelre adott válaszokat kiértékelve elemeztem a két módszert.

6.1.1 NLD alapú VBS algoritmus

A *virtuális mélyhangszintézis* megvalósításának egyik lehetséges módja, hogy a szükséges felharmonikusokat egy *időtartománybeli algoritmussal* [9] állítjuk elő. Ennek előnye, hogy a bejövő hangjelek valós idejű feldolgozása esetén nem igényel különösen nagy számítási kapacitást vagy memóriát. Az algoritmus „lelke” egy nemlineáris függvény; innen származik az *NLD (Nonlinear Device)* rövidítés is.

Az NLD alapú VBS rendszer működéséhez három szűrő szükséges. Egy felüláteresztő szűrő a felhasználni kívánt hangszóró átviteli tartományába eső hangokat (felső tartomány) átengedi a kimenet felé, miközben ezzel párhuzamosan egy aluláteresztő szűrő az ennél kisebb frekvenciájú jeleket (alsó tartomány) a nemlineáris függvényre bocsátja felharmonikus keltés céljából. A nemlinearitás meghatározza a harmonikusok amplitúdóinak viszonyát. Az NLD után a felharmonikusokban gazdag alsó tartomány jelét egy sáváteresztő szűrőn küldjük keresztül. Ezzel lehetséges egyrészt a hangszóró által nem kiadható, levágási tartományba eső jelek, másrészt a nem kívánt nagy frekvenciájú felharmonikusok szűrése. Ezek után a kívánt felharmonikusokat beállítható hangerővel (G) a felső tartományhoz keverjük, így létrejön a kimenő hangjel. Az NLD rendkívül érzékeny az általa kezelt jelek amplitúdójára, így szükség van azok hangerejének függvényhez igazítására, majd a függvényből kinyert jelek

visszaskálázására. Ehhez nyújt segítséget az alsó tartomány bemenőjelen végzett RMS mérés. Az NLD alapú VBS rendszer blokkvázlatát a 21. ábra mutatja.



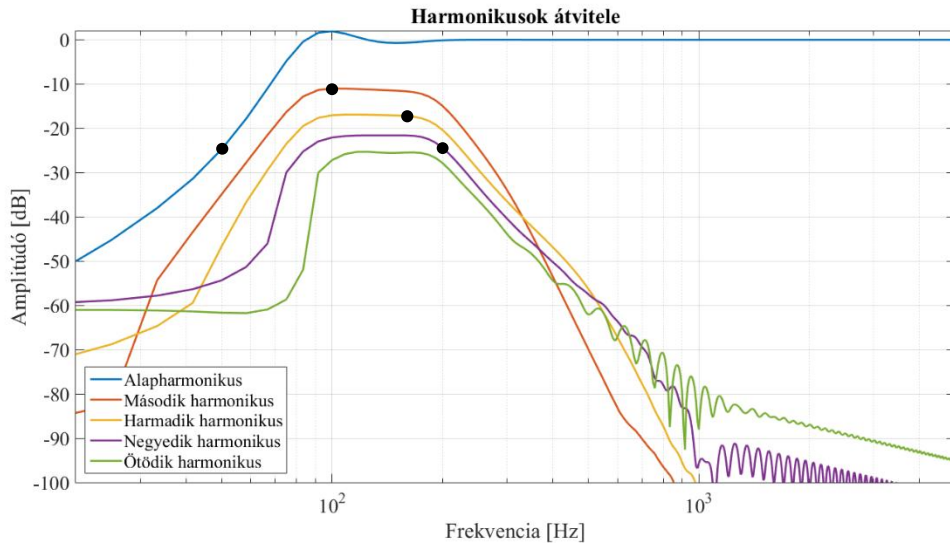
21. ábra: Az NLD alapú VBS rendszer blokkvázlata

A MATLAB-ban tesztelt rendszerben a bemeneten ötödfokú, Butterworth típusú IIR alul- és felüláteresztő szűrőket használtam, 100 Hz a vágási frekvenciával. A használt nemlineáris függvény az irodalomban [9] javasoltak szerint a következő volt:

$$y = \frac{x}{K|x| + 1}, \quad (16)$$

ahol x a bemenő és y a kimenő minta, K pedig a harmonikus torzítás mértékét befolyásoló tényező. K értéke a tesztek során 2 volt. A sáváteresztő szűrő harmadfokú Butterworth IIR szűrő, amely 80 és 200 Hz közötti jeleket enged át. Az RMS méréshez másodfokú Butterworth IIR szűrő tűnt ideálisnak 40 Hz vágási frekvenciával. A szélsőségesen nagymértékű erősítés ellen korlátozásokat vezettem be a hangerősség skálázásakor. A tesztelt rendszerhez tartozó MATLAB kódrészlet a függelékben az F1 cím alatt látható.

Az NLD alapú VBS algoritmuson az átvitel mérést elvégezve az eredményt a 22. ábra szemlélteti.



22. ábra: Az NLD alapú VBS algoritmus működése

Az ábra leolvasását egy példa segítségével a legegyszerűbb megérteni. Ha egy 50 Hz-es szinuszos jelet adok a rendszer bemenetére, az a kimeneten nagyjából -25 dB csillapítással jelenik meg (alapharmonikus görbe, bal szélső fekete pont). Viszont ennek hatására a rendszer generál -11 dB erősségű 100 Hz-es (második harmonikus görbe, második pont), -17 dB erősségű 150 Hz-es (harmadik harmonikus görbe, harmadik pont), -24 dB erősségű 200 Hz-es (negyedik harmonikus görbe, jobb szélső pont), stb. jeleket, amelyek szintén a kimenetre kerülnek. Így a felharmonikus-keltés sikeresnek mondható. Az is jól megfigyelhető, ahogy a sáváteresztő szűrő korlátozza ezek átviteli tartományát.

6.1.2 PV alapú VBS algoritmus

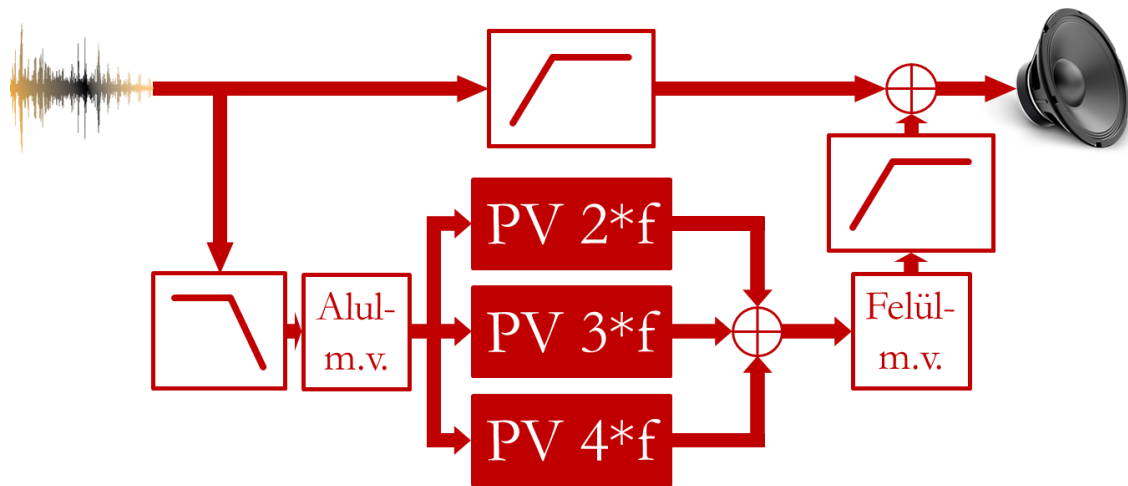
A *virtuális mélyhangszintézisre* használatos másik módszer egy *frekvenciatartománybeli algoritmust* takar [10]. Ehhez nagyobb számítási kapacitás szükséges valós időben, ami korlátozza a felhasználhatóságot, viszont bizonyos szempontokból nagyobb szabadságot ad. Például segítségével a generált felharmonikusok száma és hangereje szabadon alakítható. A módszer alapja a hangtechnikai célú effektprocesszorokban előszeretettel használt *PV (Phase Vocoder)* feldolgozási elv [11].

Az elv a következőt takarja: a bejövő hangjel szakaszait átlapoltan ablakozva FFT segítségével Fourier-transzformáljuk. Így létrejön egy olyan leírás, amely a jel vizsgált időszelleteit egyenként a frekvenciatartományban ábrázolja, vagyis ismerjük a jel időszegmenseinek amplitúdó- és fázisspektrumát. Ezeken lehetőségünk nyílik módosítani, esetünkben a jel frekvenciáját többszörösére transzponálni. Végül

visszaalakítjuk a jelet időtartományba. Az elv jól áttekinthetőnek hangzik, viszont korántsem egyszerű elérni, hogy a kapott jelben ne legyenek fázisbeli ugrások.

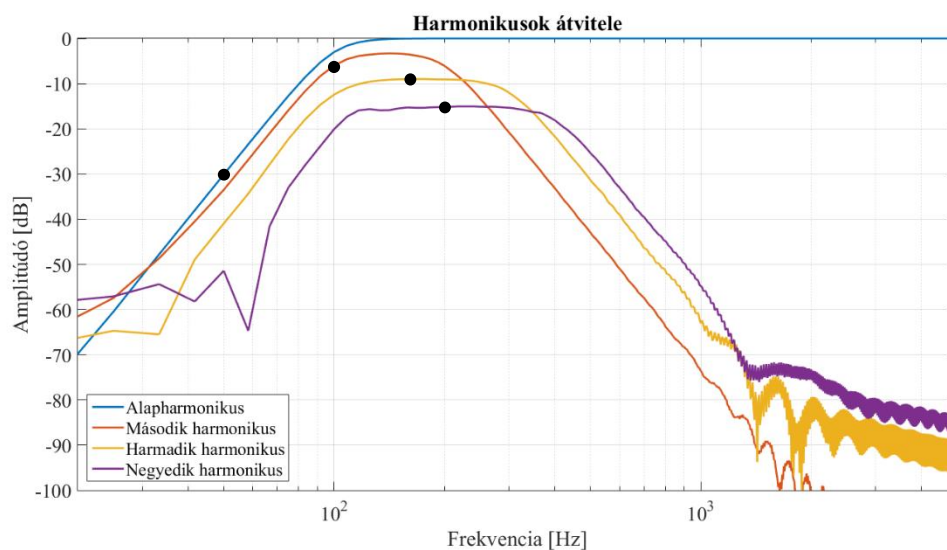
A transzponálásra alkalmas PV algoritmust egy MATLAB függvényben valósítottam meg, amelynek a feldolgozandó hangjelen kívül bemenő paramétere a *transzponálási arány*, amellyel szabadon beállíthatjuk, hogy hányszoros frekvenciájú legyen a kimenőjel a bemenőhöz képest. A működés rövid leírása: A bemenő hangjelen 512 mintánkénti átlapolt Hanning-ablakozás után 2048 pontos FFT-t végzünk, majd különválasztjuk az amplitúdó- és fázisspektrumokat. Ezekből kiszámítjuk, hogy egy minta alatt mennyit változott az egyes frekvencia-összetevők amplitúdója és fázisa. A fázisfolytonosság biztosításához ún. fázis-kicsomagolást használunk. Ezt követően az összetevők eredeti mintánként vett fázisváltozását a transzponálási arány ismeretében többszörözzük. A kimenőjelet mintánként állítjuk elő az egyes frekvencia-összetevők amplitúdó- és fázisparamétereiből koszinuszokat összegezve. A PV függvényt megvalósító viszonylag „beszédes” MATLAB kód a függelékben az F2 cím alatt megtalálható.

A PV alapú VBS algoritmus működése az előbb leírt függvény ismeretében már egyszerű. Az NLD-s módszerhez hasonlóan egy alul- és egy felüláteresztő szűrő segítségével különválasztjuk a feldolgozni kívánt hangjel alsó és felső tartományát, majd az alsó tartomány jelének frekvenciáját kívánt mennyiségű PV függvényt felhasználva többszörözzük, így az elvárt felharmonikus-jelekhez jutunk. Ezeket a kívánt erősítésekkel összegezzük, majd ebből egy másik felüláteresztő szűrő segítségével a hangszóró alsó levágási tartományába eső jeleket eltávolítjuk. Végül az így kapott hangjelet hozzáadjuk a felső tartományhoz. A valós idejű feldolgozás idejét rövidítheti, ha a PV függvények előtt a kis frekvenciájú hangjelet alulmintavételezzük, majd a feldolgozást követően visszatérünk az eredeti mintavételi frekvenciára. A tesztelés során ezzel a lehetőséggel nem éltem. A felépített rendszert megvalósító MATLAB kód a függelékben az F3 cím alatt tekinthető meg, a rendszer blokkvázlatát pedig a 23. ábra szemlélteti.



23. ábra: A PV alapú VBS rendszer blokkvázlata

A teszrendszeren ezúttal is átvitmérést végeztem, amelynek eredménye az alább látható (24. ábra). Az NLD alapú algoritmushoz képest csupán abban látszik az eltérés, hogy sáváteresztő szűrő híján a felharmonikusok átviteleinek felső határfrekvenciája nem egyezik meg.



24. ábra: A PV alapú VBS rendszer működése

6.1.3 Összehasonlítás

A két VBS módszer egyaránt működőképes, mivel alkalmasak a kívánt felharmonikusok előállítására. Ennek ellenére alkalmazhatóságuk mélyebb vizsgálatához más paramétereket is figyelembe kell vennünk, amelyekről eddig nem tettem említést. Következzen most egy részletes összehasonlítás, ami talán segíthet állást foglalni valamelyik mellett.

Az NLD alapú algoritmus az időtartományban dolgozik, gyakorlatilag mintáról mintára. Az ebből fakadó kis erőforrásigényével eleve nehéz versenybe szállni. Az alkalmazott nemlineáris függvény rendkívül érzékeny a bemenőjel hangerejére. Amennyiben ezt a szintillesztési problémát sikerül kielégítően megoldani, vagyis univerzálisan alkalmazható módon hangolni, úgy kézenfekvő ennek a módszernek a használata. Az eddig nem tárgyalt meghallgatásos tesztek alapján az algoritmus kiválóan viselkedik a kisfrekvenciás tartományban gyakori impulzusjellegű jelek előfordulásakor (pl. ütős hangszerek, ritmusszekció). A szakirodalom említi, hogy használatakor felléphet némi intermodulációs torzítás, de a tapasztaltak alapján ez a hatás nem számottevő.

A PV alapú algoritmus többszörös hátránya éppen a frekvenciatartománybeli feldolgozásból fakad. Egyrészt valós idejű használata esetén nagy számítási kapacitású jelfeldolgozó processzort igényel. Másrészt pedig állandó igény jelentkezik az egyes mintaszakaszok késleltetésére, mivel az alsó tartományba eső jelek feldolgozása sokkal több időbe telik, mint az áteresztett felső tartományé. Harmadrészt az FFT-k megfelelő felbontásának biztosításához sok minta szükséges, ami viszont lehetetlenné teszi a jó időbeli felbontást. Épp emiatt a meghallgatásos tesztek során azt tapasztaltam, hogy az algoritmus időben „szétkeni” a hangjelet. Az impulzusok „szétesnek”, ami a legtöbb zenei műfaj esetén erősen a hallgathatóság rovására megy. Csak a relatíve „statikus” mélyhangokra javaslom használni ezt a módszert (pl. orgona).

Az előbbi számvetés eredményeként kijelenthetjük, hogy az NLD alapú algoritmus került ki a versenyből győztesként. Amennyiben szükséges VBS-t alkalmazni, inkább ezzel a módszerrel érdemes. Ez az eredmény azt is magyarázza, hogy miért volt sokkal nehezebb a PV alapú módszerről szóló szakirodalmat találni.

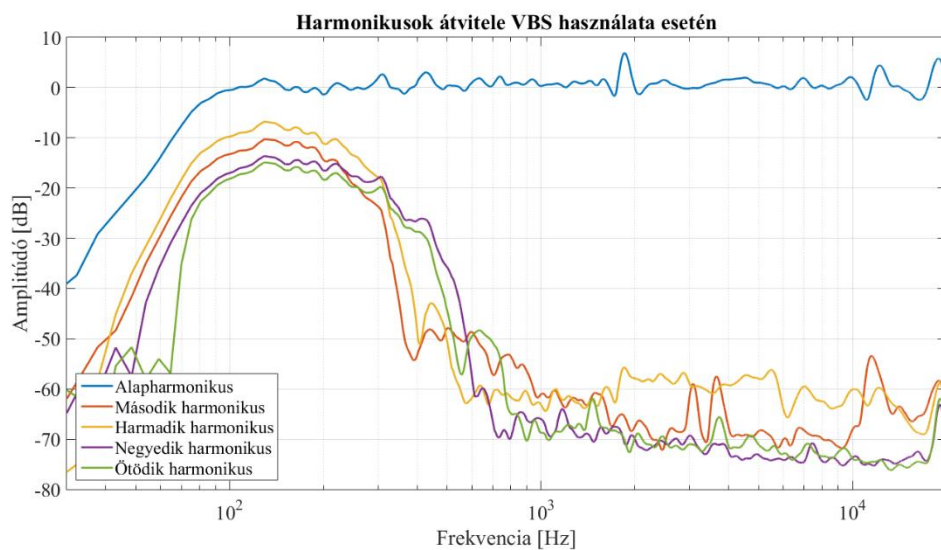
A VBS-t megvalósító, MATLAB-ban elkészült függvények kódjai elérhetőek a függelékben. A kódokat igyekeztem „beszédessé” tenni, hogy könnyítsem az értelmezésüket. Ezen kívül a dolgozat melléklete tartalmazza a tényleges függvényeket, és hozzájuk néhány hangfájlt, amelyek segítségével a Kedves Olvasó is meghallgathatja az NLD és a PV alapú VBS rendszerek közti hangzásbeli különbséget.

6.2 Megvalósítás a SigmaDSP kártyán

A SigmaDSP kártyán az NLD alapú VBS módszert implementáltam egyrészt a kisebb számítási kapacitásigénye, másrészt a MATLAB tesztek során bizonyított szélesebb zenei palettán való alkalmazhatósága miatt.

Minden ponton igyekeztem követni a MATLAB-beli megoldásokat, kivéve ott, ahol valamilyen szempontból jobb megoldást találtam a SigmaStudio eszközkészletében, vagy ahol nehézkesnek bizonyult a megvalósítás. Az elsőre a legjobb példa az alsó és felső tartomány szétválasztása, amihez a tervezőszoftverben rendelkezésre álltak digitális keresztváltó egységek. Ennek köszönhetően 24 dB/oktáv vágású Linkwitz-Riley keresztváltó végezte a 100 Hz alatti és feletti sáv elkülönítését. Ez azért volt előnyös, mert nem lépett fel kiemelés a két szűrő karakterisztikájának találkozásánál. A nehézkes megvalósításra példa az RMS mérés korlátozása, ezért ezt ki is hagytam a rendszerből. Változás történt még a sáváteresztő Butterworth szűrő fokszámában és alsó vágási frekvenciájában, amelyek 2-re és 100 Hz-re módosultak a MATLAB-ban alkalmazott 3-hoz és 80 Hz-hez képest, ám ez nem jelent érdemi változást.

A megvalósított VBS rendszert a kompenzáló szűrők elé kapcsoltam, hogy azok már a módosított hangjelet kapják meg, amennyiben a VBS-t alkalmazni kívánjuk.



25. ábra: A VBS működése valós körülmények között

A 25. ábra szemlélteti a bekapcsolt VBS rendszerrel végzett átvitel mérés eredményét. Az ábrán jól kirajzolódik az elérni kívánt harmonikus torzítás a 100 és 200 Hz közötti sávban. (Az ezen kívül eső tartományban észlelhető torzítást már a hangszóró okozza.) A sáváteresztő szűrő kisebb fokszáma miatt nem olyan meredek a felharmonikus görbék esése, mint a MATLAB teszteknel, de ez is csupán beállítás kérdése.

A VBS működése tehát sikeresnek bizonyult valós körülmények között is. A 7.2. pontban a meghallgatásos teszteknel még kitérek a VBS rendszer értékelésére.

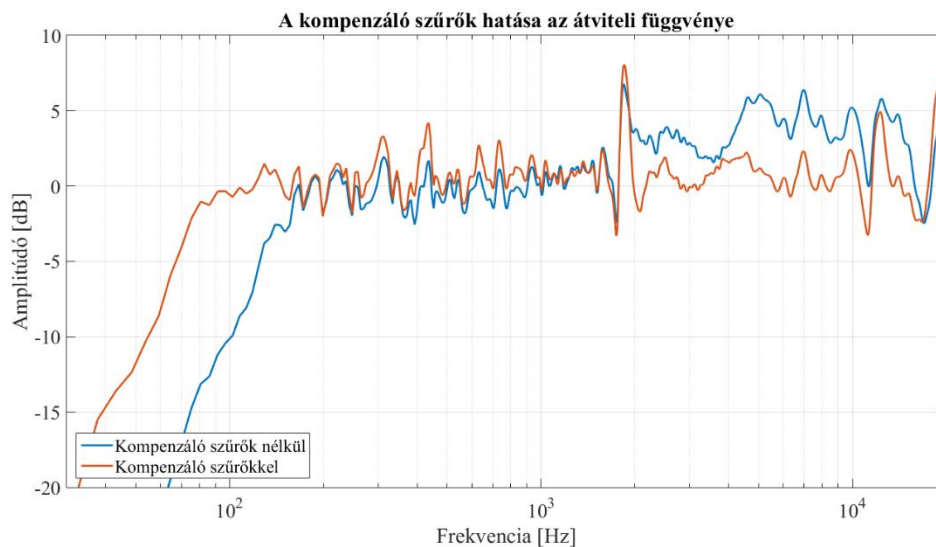
7 A felépült rendszer értékelése

Ebben a fejezetben objektív és szubjektív szempontok alapján értékelem az alkalmazott kompenzációs eljárások működését. Az objektív értékelésben szót ejtek az elkészült rendszer szerkezetéről, valamint alaposabban körüljáróm a SigmaDSP kártya használata közben észlelt mintavételi frekvenciabeli pontatlanságot is. A szubjektív értékelésben a meghallgatásos tesztek eredményeiről adok leírást.

7.1 Objektív értékelés

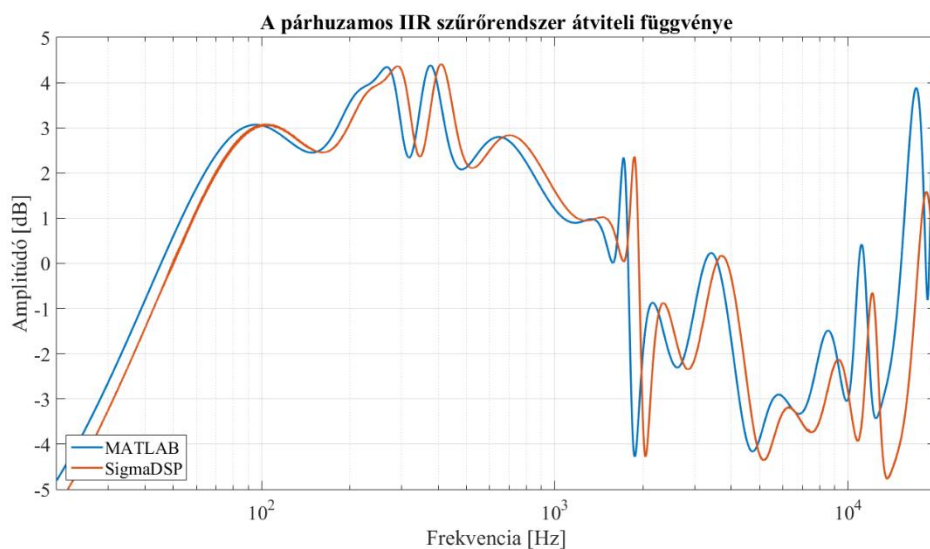
Elsőként szeretném ismertetni a fejlesztőkártyán megvalósított rendszer szerkezeti felépítését, mivel erről még nem esett szó. A kártyára beérkező, A/D-konvertált hangjel előbb a VBS rendszeren, aztán a Linkwitz-szűrőn, végül a párhuzamos IIR szűrőcsoporton halad keresztül. Ezek mindegyike valós időben kiiktatható vagy visszakapcsolható a SigmaStudio felületéről.

A korábbi leírások és a tesztek során is mindig igyekeztem elkülöníteni azokat a rendszereket, amelyek a hangsugárzó átviteli hibáit valóban kompenzálják, mint a Linkwitz-szűrő és a párhuzamos IIR szűrőcsoport, illetve a hangzás javítása céljából nagymértékű harmonikus torzítást okozó VBS rendszert. Épp ezért külön fogom tárgyalni az ezekkel elért eredményeket.



26. ábra: A kompenzáló szűrők együttes hatása az átviteli függvényre

A kompenzáló szűrőkkel elért összehatást a 26. ábra szemlélteti kismértékű, tizenkettedektávós simítás mellett, 20 cm távolságban elhelyezett mikrofon esetén. Az ábrán az figyelhető meg, hogy a frekvenciamenet általános jellegén sikerült javítani az IIR szűrőrendszerrel, mivel a 2 kHz feletti szakaszon nem tapasztalható a korábbi kiemelés. Emellett a Linkwitz-szűrő segítségével megoldódtak a kisfrekvenciás hiányosságok; jól láthatóan sikerült az alsó vágási frekvenciát 70 Hz-re csökkenteni. A görbék egyben arról is árulkodnak, hogy rövidebb szakaszokon (pl.: kiemelés 1.8 kHz-nél) nem mindig sikerült a kívánt kompenzáló hatást elérni. Mint utóbb kiderült, ez annak köszönhető, hogy a SigmaDSP kártya mintavételi frekvenciája nem egyezett meg a szűrők tervezése közben használt 44.1 kHz-cel annak ellenére, hogy a SigmaStudio-ban azt állítottam be. A hiba hatására a kártyán realizált szűrők átviteli függvénye a MATLAB verziókhöz képest eltolódott a frekvenciatengely mentén, amint azt az IIR szűrőrendszer példája is szemlélteti (27. ábra).

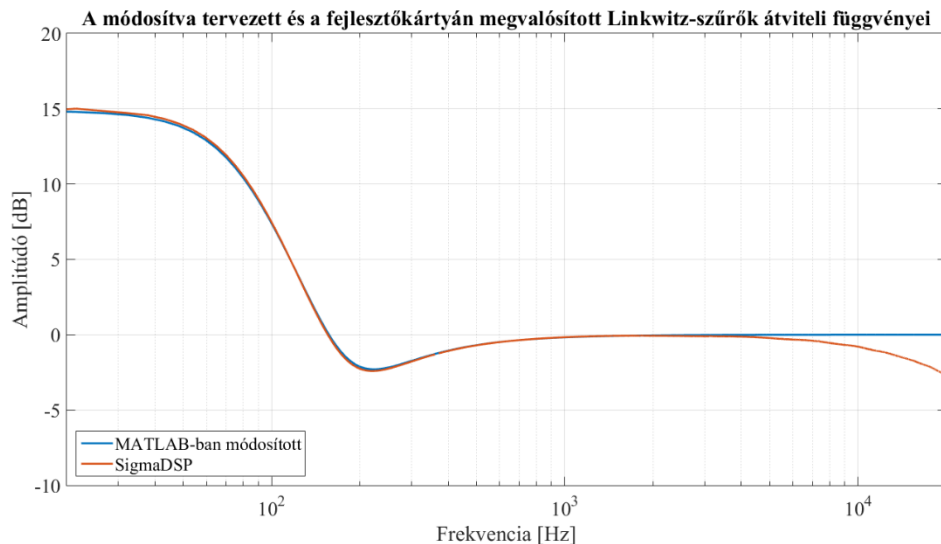


27. ábra: Az IIR szűrőrendszer átviteli függvényének eltolódása

Az ábrán az látható, hogy 44.1 kHz mintavételi frekvencia melletti ábrázolásnál a SigmaDSP kártyán létrejött szűrőrendszer átvitele a nagyobb frekvenciák irányába tolódott, vagyis a kártya valódi mintavételi frekvenciája is nagyobb volt.

A Linkwitz-szűrő esetében is hasonló eltolódás volt tapasztalható, ezért újra ábrázoltam a MATLAB-beli és a fejlesztőkártyán mért görbéket különböző frekvenciatengelyek mellett. A fejlesztőkártyán végzett mérésből származó szűrőátvitelt 40.5 kHz-es mintavételi frekvenciához átskálázott tengelyen kellett megjeleníteni, hogy a görbék nagyjából egybeessenek (28. ábra). Tehát a tervezéshez használt és a kártyán

alkalmazott mintavételi frekvenciák aránya $44100 / 40500$, amivel a 44.1 kHz-et megszorozva tényleg kijön a kb. 48 kHz. Ebből arra következtettem, hogy a kártya valójában 48 kHz-en működött annak ellenére, hogy a SigmaStudio-ban 44.1 kHz-et állítottam be. A 27. ábrán látható, hogy az szűrők átvitelének eltolódása csak ott okozott komolyabb problémát, ahol az átviteli függvény meredekebb (pl.: 2 kHz környékén, 10 kHz felett). Ezeken a kritikus szakaszokon kívül mindenhol kevesebb, mint 1 dB a két függvény közti amplitúdóhiba, ami elég volt a hangsugárzó-átvitel általános jellegének kompenzálására. Ezért sem volt feltűnő az eltolódás a mérések során. Ugyanezen ok miatt, a hibás mintavételi frekvencia ellenére az átvitel-kompenzáló szűrők hatása a 7.2. pontban ismertetett meghallatásos tesztek alkalmával nem bizonyult rossznak.



28. ábra: A Linkwitz-szűrő mv. frekvenciájának módosítása

A VBS rendszeren a mintavételi hibák hatása nem érzékelhető, mivel az abban alkalmazott szűrők mind a SigmaStudio-ban voltak tervezve, tehát alkalmazkodtak a mindenkori mintavételi frekvenciához. A 6.2. pontban leírtak alapján a VBS rendszer működése megfelelő volt.

7.2 Szubjektív értékelés

A tervezési folyamat befejeztével az elkészült, SigmaDSP kártya után kapcsolt hangsugárzón meghallgatásos tesztekot végeztem. A tesztek során különböző stílusú zenezámokat játszottam le, miközben a SigmaStudio-ban váltogattam a beállításokat. Ugyanazon zenei részleteket meghallgattam először a kompenzáló rendszerek teljes kiiktatásával, majd csak a Linkwitz-szűrő használatával, aztán ehhez hozzáadtam a

párhuzamos IIR szűrőcsoportot is. Ezenkívül megvizsgáltam a teljes rendszert ki- és bekapcsolt VBS esetén is.

A „nyers” hangsugárzón érezhető – és nagymértékben zavaró – a mélytartomány teljes hiánya, valamint enyhén észrevehetőek a közép-magas szakaszon és a kicsivel 10 kHz felett tapasztalható kiemelések. Összességében viszont nem mondható rossznak a kiindulási alap a boltokban kapható hordozható hangsugárzókhoz képest. Erre próbáltam célozni a 3.1. pontban is, mikor a Fountek FR88EX-ről azt állítottam, hogy „túl egyenletes” a frekvenciamenete. Talán a feladat szempontjából ideálisabb lett volna egy olyan hangszóró használata, ami nem teljesít már kezdetben is ilyen jól.

A Linkwitz-szűrő bekapcsolásával a mélytartománybeli gondok egyből eltűnnek; a hang sokkal testesebbé válik. Ekkor már inkább csak a 10 kHz feletti kiemelés érzékelhető, viszont az még zavaró, főleg cintányéroknaál vagy modern, elektronikus zenék esetében. Általában elmondható, hogy nagyjából az utóbbi 20-25 év felvételeiben sokkal markánsabban jelen vannak a nagyfrekvenciás komponensek. Ez valószínűleg a digitális rögzítés elterjedésének, illetve a mikrofonok fejlődésének köszönhető. Az említett fenti kiemelés pontosan ezen hanganyagok hallgatása esetén zavaró, amíg a régebbi felvételeknek kifejezetten jót tesz.

A Linkwitz-szűrő és a párhuzamos IIR szűrőcsoport együttes használata adja a legjobb eredményt. Az így kapott hangrendszert szemből, közlelről hallgatva tényleg példaértékű, kiegyensúlyozott hangképet kapunk. Kicsit távolabb, oldalra sétálva viszont már jobban érződik a hangsugárzó nagyfrekvenciás „irányítottsága”, ami a korábbi kiemelés miatt akkor még nem volt annyira feltűnő. Talán közlelről, szemből is – de csak nagyon enyhén – hiányosnak, túlkompenzálnak tünik a magastartomány. Erre kétféle magyarázatot tudok adni. Egyrészt a *Behringer* mérőmikrofon átvitele a *Brüel & Kjaer-ével* összehasonlítva mutat némi nagyfrekvenciás kiemelést, ezért a mérések nyomán tervezett IIR szűrőrendszer okozhat a szükségesnél nagyobb mértékű elnyomást ebben a tartományban, ami nem látszik a mért görbéken. Emellett a kompenzáció is adott pontban elhelyezett mikrofonnal történt, ami nem feltétlenül vonja maga után, hogy 20 cm-nél távolabb is ugyanolyan jó a helyzet. Másrészeről az is lehet, hogy csupán az én fülem szokott hozzá a „loudness-es” – vagyis fziológias hangerőszabályzással kezelt – hangkarakterhez, ezért a valóban egyenletes hangképet magasszegénynek érzem.

A kiegyenlített átvitelű rendszerre alkalmazva a virtuális mélyhangkeltést, a hangkép nem romlik jelentősen, viszont érezhető a például a dobok vagy a nagybögő

„felhangolódása”. Ez a – szándékolt – torzulás csupán azért nem válik idegesítővé, mert a Linkwitz-szűrő megengedte, hogy csak a 100 Hz alá eső hangkomponenseken végezzünk harmonikus torzítást. Ha a hangsugárzót tényleg nagyobb teljesítményen szeretnénk használni, akkor a Linkwitz-szűrő 15 dB-es kiemelése miatt könnyen túlvezérlődhetne a hangsugárzóba szerelt végerősítő. Emiatt szükségessé válna a kiemelő szűrő igénybevételének csökkentése azáltal, hogy a VBS rendszert a hangsugárzó tényleges alsó határfrekvenciájához (kb. 150 Hz) állítjuk be. Így nem kerülne 150 Hz alatti jel a kompenzáló szűrőkre, azaz a Linkwitz-szűrőnek nem lenne mit kiemelnie. Ekkor viszont már túl magasra kerülne a VBS-re küldött jel felső határfrekvenciája (150 Hz), így a hallható mértékű felharmonikus-tartalom biztosításához a VBS kimenetén található sávátérsztő szűrő átviteli tartományát is át kellene helyezni (például 150 és 300 Hz közé). Ekkor a VBS rendszer a 20 Hz és 150 Hz közé eső jelek felharmonikusait 150 és 300 Hz között bocsátaná ki. Ennek hatására a zene már élvezhetetlenné válna. Szerintem jobban megéri vigyázni a túlvezérlés elkerülésére és a Linkwitz-szűrőt kihasználni, mint VBS-t alkalmazni, főleg hogy mindehhez nem szükséges a hangerő drasztikus csökkentése.

8 Összefoglalás, kitekintés

A Szakdolgozat-tervezés című tárgy keretein belül elkészítettem egy kisméretű aktív hangsugárzót, amelyen átvitelméréseket végeztem és ezek nyomán a frekvenciamenet kiegyenlítésére többféle módszert realizáltam.

8.1 Az elvégzett feladatok

A félév kezdetén kiválasztottam az aktív hangsugárzó elkészítésére legalkalmasabbnak tűnő alkatrészeket, majd tervezőszoftverek segítségével méreteztem a hangdobozt, aztán megépítettem a hangsugárzót. Ezt követően megismertem egy eljárást, amely alkalmas a hangsugárzó lineáris átvitelének és harmonikus torzításának mérésére. Ennek segítségével az elkészült hangsugárzón átvitelméréseket végeztem különböző távolságokból és megvizsgáltam a terem hatását az átviteli görbékre. Emellett megmértem a harmonikus torzítás mértékét is 1.26 W teljesítménynél.

Feltérképeztem az átviteli egyenetlenségek javítására elterjedten használt digitális szűrőtípusokat. A mért átviteli függvények alapján a hangsugárzó kisméretű átviteli hiányosságain Linkwitz-transzformációval méretezett kiemelő szűrővel segítetttem, az egész átviteli sávban jelen lévő ingadozásokat pedig párhuzamos IIR szűrőrendszer felhasználásával kompenzáltam. A kompenzáló szűrők tervezését MATLAB-ban végeztem, majd mindegyiket realizáltam a SigmaDSP fejlesztői kártyán is.

Megismertem a virtuális mélyhangszintézis működési elvét és MATLAB segítségével összehasonlítottam az idő- és frekvenciatartományban működő VBS eljárásokat. A jobban használhatónak bizonyult nemlineáris függvényen alapuló változatot szintén a SigmaDSP kártyán implementáltam.

Minden realizált struktúra helyes működését méréssel ellenőriztem, illetve számba vettem az előforduló pontatlanságok lehetséges okait. Végül objektív értékelést adtam az elkészült, kompenzált hangsugárzó működéséről és szubjektíven értékeltem annak hangképét.

8.2 További fejlesztési lehetőségek

Korábban, a 3. pontban már többször is említést tettem arról, hogy a jövőben szeretném a hangsugárzót hordozhatóvá tenni. Ennek egyik sarkalatos pontja a tápellátás

biztosítása, ugyanis az erősítőmodul maximális teljesítményen üzemeltetve akár 3 A-t is felvehet 12 V-os tápfeszültség mellett. Ezzel kapcsolatban az egyik problémát az okozza, hogy 12 V feletti feszültségszintet szolgáltató, elfogadható kapacitású akkumulátort találni szinte lehetetlen. A lítium alapú megoldások rendkívül drágák, valamint a töltésük is nehézkes. Ezzel szemben egy NiMH akkumulátor sok szempontból jobban megfelelne a célra, viszont nem biztos, hogy egyáltalán beleférne a dobozba. A másik problémára – a 3 A-es áramfelvételre – megoldást jelenthet a teljesítmény korlátozása a bemenő jelszint csökkentésével vagy. Ez a Linkwitz-szűrő okozta túlvezérlést is megakadályozná, ám a digitálisan megvalósított hangerőcsökkentés a D/A konverter kvantálási zaját jelentősen növelné. Ennél jobb megoldás lehet mélytartományi jelek dinamikatartományának csökkentése egy limiter vagy kompresszor használatával, ami szintén megvalósítható a DSP-n.

A hordozhatóság mellett az is sokat segítene a felhasználhatóságon, ha a hangsugárzó képes lenne vezeték nélkül kommunikálni a lejátszó eszközzel – például egy okostelefonnal bluetooth protokollok mentén.

Az eddig leírtak sok munkát igénylő, távoli célok, viszont a közelebbi jövőben szeretném a kompenzáló szűrőket süketszobai mérések alapján, a mintavételi problémák rendbetétele mellett újraméretezni. Emellett a terveim között szerepel egy saját nyomtatott áramkör tervezése az ADAU1701-et alapul véve, amelyet minden szempontból optimalizálni szeretnék a saját hangsugárzóm paramétereire, így nem lenne szükség a fejlesztőkártya használatára.

A jelfeldolgozás még szintén rengeteg lehetőséget kínál a hangsugárzó javítására. Az egyik ezek közül a térhatás növelése a két hangszóra küldött jel módosításával. Erre alkalmas lehet a bal és jobb csatorna közti áthallás csökkentése, az ún. *crosstalk cancellation*, ami a közel elhelyezkedő hangszórók miatt lényegesen javítaná a térhatást.

Irodalomjegyzék

- [1] Guy-Bart, Stan; Jean-Jacques, Embrechts; Dominique, Archambeau (2002) Comparison of different impulse response measurement techniques. *Journal of the Audio Engineering Society*, 50. évfolyam, 4. szám, 249-262. oldal.
- [2] Novak, Antonin; Lotton, Pierrick; Simon, Laurent (2015) Synchronized Swept-Sine: Theory, Application, and Implementation. *Journal of the Audio Engineering Society*, 63. évfolyam, 10. szám, 786-798. oldal.
- [3] Farina, Angelo (2007) Advancements in impulse response measurements by sine sweeps. *Proc. Audio Engineering Society 122nd Convention*, Vienna, Austria, Convention Paper No. 7121.
- [4] Hatziantoniou, Panagiotis D.; Mourjopoulos, John N. (2000) Generalized Fractional-Octave Smoothing of Audio and Acoustic Responses. *Journal of the Audio Engineering Society*, 48. évfolyam, 4. szám, 259-280. oldal.
- [5] Forrai, Zoltán László (2016) *Hangszóróátvitel mérése és kompenzációja*. Szakdolgozat. Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem.
- [6] Härmä, Aki; Karjalainen, Matti; Savioja, Lauri; Välimäki, Vesa; Laine, Unto K.; Huopaniemi, Jyri (2000) Frequency-Warped Signal Processing for Audio Applications. *Journal of the Audio Engineering Society*, 48. évfolyam, 11. szám, 1011-1031. oldal.
- [7] Karjalainen, Matti; Piirilä, Esa; Järvinen, Antti; Huopaniemi, Jyri (1999) Comparison of Loudspeaker Equalization Methods Based on DSP Techniques. *Journal of the Audio Engineering Society*, 47. évfolyam, 1/2. szám, 14-31. oldal.
- [8] Bank, Balázs (2008) Perceptually Motivated Audio Equalization Using Fixed-Pole Parallel Second-Order Filters. *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Signal Processing Letters*, 15. évfolyam, 477-480. oldal.
- [9] Gerstle, Brian T. (2009) *Tunable Virtual Bass Enhancement*. Szakdolgozat. University of Miami.
- [10] Bai, Mingsian R. és Lin, Wan-chi (2006) Synthesis and Implementation of Virtual Bass System with a Phase-Vocoder Approach. *Journal of the Audio Engineering Society*, 54. évfolyam, 11. szám, 1077-1091. oldal.
- [11] Zolzer, Udo (2002) *DAFX - Digital Audio Effects*. Chichester, John Wiley & Sons. ISBN 0 471 49078 4.
- [12] Krutke, John "Zaph" (2017.12.08) Small Driver Comparison Application: <http://www.zaphaudio.com/smalltest/compare.html>
- [13] Linkwitz, Siegfried (2017.12.08) Active Filters: <http://www.linkwitzlab.com/filters.htm#9>

- [14] Bank, Balázs (2017.12.08) Transfer function modeling and equalization by fixed-pole parallel filters: <http://home.mit.bme.hu/~bank/parfilt/>
- [15] Bank, Balázs (2010) Audio Equalization with Fixed-Pole Parallel Filters: An Efficient Alternative to Complex Smoothing. *Proc. Audio Engineering Society 128th Convention*, London, UK, Convention Paper No. 7965.

Köszönetnyilvánítás

Először is szeretnék köszönetet mondani a konzulensemnek, Dr. Bank Baláznak az elmúlt három félév során nyújtott rengeteg segítségéért, illetve azért, hogy bevezetett engem a hangfeldolgozás tudományosabb oldalának rejtelmeibe. Köszönöm még Dr. Sujbert Lászlónak a mérésekkel kapcsolatos összes jó tanácsát. Végül pedig rendkívüli köszönettel tartozom a szüleimnek odaadó támogatásukért, ösztönzésükért, valamint azért, hogy minden helyzetben kiálltak mellettem.

Függelék

F1: Az NLD alapú VBS algoritmus MATLAB teszt kódja

```
% Szűrők méretezése:
[B_HPF, A_HPF] = butter(5, 100/(fs/2), 'high');           % HPF
[B_LPF, A_LPF] = butter(5, 100/(fs/2), 'low');          % LPF
[B_BPF, A_BPF] = butter(3, [80,200]/(fs/2), 'bandpass'); % BPF
[B_RMS, A_RMS] = butter(2, 40/(fs/2), 'low');           % RMS

% Beállítások:
drive = -2;           % skálázási tényező [dB]
K = 2;               % harmonikus torzítás mértéke (1 - 5)
bass_level = 600;    % G mélyhang erősség [%]

% NLD alapú VBS algoritmus:
high = filter(B_HPF, A_HPF, input); % HPF (felső tartomány)
x = filter(B_LPF, A_LPF, input);   % LPF (alsó tartomány)
temp = x;
RMS = filter(B_RMS, A_RMS, x.^2);  % RMS számítás (1)
RMS = sqrt(abs(RMS));              % RMS számítás (2)
RMS = RMS / max(RMS);              % RMS értékek skálázása 0 és 1 közé
for i = 1:1:n
    if(RMS(i) < 0.1) RMS(i) = 0.1; end % skálázás felső korlát (limiter)
    if(RMS(i) > 0.99) RMS(i) = 0.99; end % skálázás alsó korlát (limiter)
    x(i) = x(i) * (1/RMS(i));        % RMS szerinti skálázás
    x(i) = x(i) * 10^(drive/20);    % drive (skálázás igazítása)
    y(i) = x(i) / (K*abs(x(i)) + 1); % NLD
    y(i) = y(i) * 10^(-drive/20);  % drive (visszaalakítás)
    y(i) = y(i) * RMS(i);          % RMS szerinti visszaskálázás
end
low = filter(B_BPF, A_BPF, y); % BPF (kívánt felharmonikus-tartalom)
low = low * bass_level/100;      % bass level (G erősítés)
output = high + low;             % felső és módosított alsó tartomány keverése
```

F2: A PV alapú VBS függvény MATLAB teszt kódja

```
function [output] = PV(input, transpo_ratio)

fs = 44100;    %[Hz]
Ts = 1 / fs;  %[sec]

%**** PHASE VOCODER ****

% Beállítások:
hop = 512;           % "hop size"
N = 2048;           % FFT és Hanning ablak szélessége
win = hann(N,'symmetric'); % Hanning-ablak

% Előkezelés:
input_len = length(input);
input_peak = max(abs(input));
post = zeros(N - mod(input_len,hop),1);
PV_in = [input; post] / input_peak;
```

```

% Inicializáció:
half = N / 2; % Nyquist bin (fs/2)
t_hop = hop * Ts; % "hop" idő
% FFT frekvenciabinjeinek megfelelő frekvenciák:
f_vect = (0 : half-1)' / N * fs;
% FFT frekvenciáin hop alatti fázisváltozás:
omega = t_hop * f_vect * 2*pi;

% Kezdeti értékek:
i = N/2;
i_end = length(PV_in) - N - hop;

% Ciklus:
while(i < i_end)
    % időszelvet kiválasztása, ablakozása:
    grain = PV_in(i-N/2+1+hop : i+N/2+hop) .* win;
    stft = fft(fftshift(grain)); % időszelvet közepe, STFT
    stft_half = stft(1 : half); % spektrum fs/2-ig

    A = abs(stft_half); % amplitúdóspektrum
    phi = angle(stft_half); % fázisspektrum

    % mintánkénti amplitúdóváltozás:
    delta_A = (A - A0) / hop;
    % fázis-kicsomagolás:
    delta_phi = omega + princarg((phi - phi0) - omega);
    % mintánkénti fázisváltozás:
    d_phi = delta_phi / hop;
    % transzponálási arány alapján a kimeneti fázisváltozás:
    delta_psi = transpo_ratio * d_phi;

    for n = 1:1:hop % mintánként
        % amplitúdóváltozásból kimeneti amplitúdó minden binre:
        A0 = A0 + delta_A;
        % fázisváltozásból kimeneti fázis minden binre:
        psi = psi + delta_psi;
        % kimeneti oszcillátor:
        y(n) = A0' * cos(psi);
    end

    % időszelvet hozzáadása a kimeneti jelhez:
    PV_out(i+1 : i+hop) = PV_out(i+1 : i+hop) + y;

    A0 = A; % bemeneti amplitúdó tárolása
    phi0 = phi; % bemeneti fázis tárolása
    psi = princarg(psi); % skálázott kimeneti fázis tárolása

    i = i + hop; % ciklusváltozó
end

% Utókezelés:
PV_in = PV_in(1 : input_len);
PV_out = PV_out(1 : input_len) / max(abs(PV_out));
output = PV_out * input_peak;

end

```

F3: A PV függvényt használó VBS algoritmus MATLAB teszt kódja

```
% Szűrők méretezése:
[B_HPF, A_HPF] = butter(5, 100/(fs/2), 'high');    % HPF
[B_LPF, A_LPF] = butter(5, 100/(fs/2), 'low');    % LPF

% Bemeneti szűrés (100 Hz feletti és alatti sávok szétválasztása):
high = filter(B_HPF, A_HPF, input);               % felső tartomány
PV_in = filter(B_LPF, A_LPF, input);              % alsó tartomány

% PHASE VOCODER:
PV_out_2 = PV_fgv(PV_in, 2);    % frekvencia 2-szerezés
PV_out_3 = PV_fgv(PV_in, 3);    % frekvencia 3-szorozás
PV_out_4 = PV_fgv(PV_in, 4);    % frekvencia 4-szerezés
% felharmonikusok keverése:
PV_out = 0.5*(PV_out_2 + 0.6*PV_out_3 + 0.4*PV_out_4);

% Kimeneti szűrés (csak 100 Hz feletti hangok a kimenetre):
low = filter(B_HPF, A_HPF, PV_out);

% Keverés (felső és módosított alsó tartomány keverése):
output = high + low;
```