



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

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

Forrai Zoltán László

**IRÁNYÍTOTT HANGFORRÁS
MEGVALÓSÍTÁSA
HANGSZÓRÓTÖMB
FELHASZNÁLÁSÁVAL**

KONZULENS

Dr. Bank Balázs

BUDAPEST, 2018

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	5
Abstract.....	6
1 Bevezetés	7
2 Módszerek a nyálábformálásra és az irányított hangszórók megvalósítására	9
2.1 Késleltetésalapú nyálábformálás (delay-and-sum)	9
2.2 FIR szűrő tervezése a hangszórókra	9
3 Hangszórótömb-iránykarakterisztika szimuláció	10
3.1 Iránykarakterisztika ábrázolása.....	12
4 Delay-and-sum, késleltetésalapú tervezés.....	13
4.1 A késleltetés megvalósítása Lagrange interpolációval	13
4.2 Tervezés	15
4.3 Eredmények	17
4.3.1 Delay-and-sum Hanning ablakozás nélkül	17
4.3.2 Delay-and-sum Hanning ablakozással.....	17
4.3.3 Eredmények összehasonlítása, összegzés	20
5 Frekvenciatartománybeli least squares módszer	21
5.1 Least squares módszer regularizálás nélkül	21
5.1.1 Eredmények	24
5.2 Regularizált least squares módszer	26
5.2.1 Tervezés	26
5.2.2 Megvalósítás, eredmények.....	29
6 Időtartománybeli least squares módszer	36
6.1 Tervezés	36
6.2 Eredmények	38
7 A tervezési módszerek összehasonlítása	42
8 Hangszórók mérése és kiválasztása.....	45
8.1 OMEGA Surveyor OG-01 2.0	45
8.1.1 Átviteli függvény mérése.....	45
8.2 Genius SP-HF160	47
8.2.1 Átviteli függvény mérése.....	48

8.3 Döntés a két hangszóró között	49
8.3.1 Tervezés az OMEGA hangszóróra	50
8.3.2 Tervezés a Genius hangszóróra	52
8.3.3 A szimulációk eredményeinek összehasonlítása és értékelése	53
8.3.4 Megvalósíthatóság ellenőrzése	54
9 A hangszórótömb mérése és szimulációja	55
9.1 Mérés	55
9.2 Az iránykarakterisztika szimulációja.....	59
9.2.1 Delay-and-sum módszer	60
9.2.2 Időtartománybeli least squares FIR szűrő.....	63
10 Az irányított hangszórótömb mérése	68
10.1 Delay-and-sum.....	68
10.1.1 Előkészületek	68
10.1.2 A mérés eredménye	70
10.1.3 Összegzés.....	72
10.2 Időtartománybeli least squares FIR szűrő.....	72
10.2.1 Előkészületek.....	72
10.2.2 A mérés eredménye	73
10.2.3 Összegzés.....	76
11 Összefoglalás.....	77
11.1 További lehetőségek	78
Irodalomjegyzék.....	79

HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

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

Kelt: Budapest, 2018. 12. 10.

.....
Forrai Zoltán László

Összefoglaló

Az emberi élet, illetve a tudomány nagyon sok területén találkozhatunk hullámok (például ultrahang, rádió, hang) irányításával. Hanghullámok esetén gondolhatunk a különböző fesztiválokra, koncertekre, ahol a nézőközönség felé irányítják a hangot, de egy szobán belül is felmerülhet az igény a hang irányítására, például egy házimozsi rendszer esetén. Ezeken kívül is számtalan alkalmazási lehetőség adódik.

Az irányítottág eléréséhez többféle módszer alkalmazható. A pontos vezérléshez tipikusan több hangszóróra van szükség, ezek összessége pedig egy hangszórótömböt alkot. A tömb formája, pontos felépítése változó, többek között a tömb görbületével is állítható az iránykarakterisztika. Ilyen hangszórótömbök kereskedelmi forgalomban is kaphatók, akár kisebb, otthoni változatra szánt formában is.

A hangszórók forgatásával is használható eredményt kaphatunk, azonban a kívánt iránykarakterisztikát úgy lehet a legjobban elérni, hogy az esetleges forgatáson kívül a hangszóróra adott jeleket egymáshoz képest késleltetjük, vagy több szűrőt (tetszőleges szűrőtípus választásával) építünk bele a rendszerbe. Korlátozást jelentenek a hangszórótömbben szereplő hangszórók tulajdonságai, iránykarakterisztikájuk, illetve az egyes hangszórók közötti távolságok.

A dolgozatomban bemutatom egy hangszórótömb irányításának folyamatát. A számítási és tervezési feladatokat MATLAB segítségével oldom meg. Elsőként az irodalomkutatás során áttekintem a szóba jövő módszereket, majd ezek közül a késleltetés alapú (delay-and-sum), illetve a frekvencia-, és időtartománybeli, a hibát legkisebb négyzetes értelemben minimalizáló (least squares) FIR szűrő tervezést. A módszereket összehasonlítom, és az eredmények alapján az időtartománybeli, least squares FIR szűrő tervezést választom. Ezután lemérem két különböző hangszóró iránykarakterisztikáját, majd a méréseket felhasználva szimulálom a különböző módszerekkel elérhető irányítást. A kedvezőbb tulajdonságokkal rendelkező hangszórótípus felhasználásával alakítom ki a nyolc hangszóróból álló hangszórótömböt. A teljes tömb iránykarakterisztikáját is lemérem, így pontosabb eredményt kapok, mivel figyelembe vehetem a tömbön belüli hangszórópozíciókat is. A mérések segítségével ezután az irányítást delay-and-sum, illetve FIR szűrő tervezéssel is megvalósítom, majd szimulációval és valódi mérésekkel is ellenőrzöm, illetve értékelem az eredményt.

Abstract

Beamforming of radio and sound waves has many applications. In the case of sound waves, we can think of different festivals, concerts, where sound is directed towards the audience but there may be a need for beamforming even in a room using a home cinema system. Besides that, there are many possibilities of applications.

We can use various methods for beamforming, but if we wish to achieve a precise control, we need more loudspeakers assembled as an array. The shape of the array and its exact structure are variable, among others the array curvature can be used to direct the sound. This kind of loudspeaker arrays are commercially available too, even smaller ones intended for home use.

Usable results can be obtained by rotating the loudspeakers, but the desired radiation pattern can be best achieved by delaying the input signals of the loudspeakers (delay-and-sum method) or filtering them (by choosing any kind of filter) prior to sending it to the loudspeaker. Besides the signal processing method, the results will also depend on the type of the loudspeakers, their radiation patterns and the distances between them.

This thesis presents the steps of loudspeaker line array beamforming using MATLAB for calculations and filter design. First, I outline some of the methods used in the literature: the delay-and-sum method and the least squares FIR filter design method in frequency- and time-domain. Then I compare the methods and based on the results I choose FIR filter design in time-domain. After that, I measure the radiation patterns of two different loudspeakers and I simulate the achievable patterns using the results of the measurements. After choosing the better-performing loudspeaker I construct a loudspeaker line array from eight loudspeakers and I measure the radiation pattern of the complete array. In this way I can achieve more accurate results in filter design because I can take into account the positions of the speakers in the array as well. Using the measurement results I realize beamforming with delay-and-sum and time-domain FIR filter designing methods and I evaluate the results by simulations and real measurements. Finally, I present a comparison of the results achieved by the two beamforming methods.

1 Bevezetés

A legtöbb hangszóró iránykarakterisztikája adott, azon nem lehet változtatni. Bizonyos alkalmazások esetén azonban hasznos vagy szükséges lehet az irányított sugárzás megvalósítása. Ilyen például egy szabadtéri koncert, ahol a célunk az, hogy a nézőteret a lehető legjobban le tudjuk fedni, tiszta hangzást tudjunk elérni, úgy, hogy más területeken a zajterhelést a minimálisra korlátozzuk. Ez különösen fesztiválok esetén hasznos, ahol arra is figyelni kell, hogy egymáshoz közeli színpadokon, párhuzamosan futó koncertek ne zavarják egymást. Fontos még jogi szempontból is, hiszen a környéken élők zajterhelésére is vannak előírások, amelyeket figyelembe kell venni a hangszórórendszer elhelyezkedésének megtervezésekor.

A nyálábformálás egy autóban is megvalósítható, kényelmi funkcióként beépíthető. Gondoljunk arra az egyszerű esetre, hogy egy sofőr ül a kormány mögött, egyedül, nincs más a kocsiban. Ekkor a hangszórórendszer úgy szól, hogy a teljes autó terét jól betöltse, mindenhol jó legyen a hangzás. Ebben az esetben nagyon valószínű, hogy a sofőr helyén nem a legoptimálisabb az átvitel, hiszen nem arra a helyre lett optimalizálva. Ez megoldható úgy, hogy egy változtatható iránykarakterisztikát valósítunk meg és a felhasználó maga tudja állítani azt, hogy merre szeretné irányítani a hangot.

További alkalmazásként megemlíthetjük a sorban állást, például ügyintézésnél, ahol az ügyintéző egy üveg mögött ül, és mikrofon segítségével kommunikál az ügyféllel. Ekkor az a cél, hogy csak az ügyfél hallja azt, amit neki mondanak, hiszen érzékeny információról is szó lehet. Ilyenkor úgy kell irányítani a hangot, hogy az ügyfél mögött lévő emberek ebből ne halljanak semmit.

Bár ezt a valóságban még nem nagyon alkalmazzák, de áruházakban is irányíthatjuk úgy a hangot, hogy például minden részlegen más-más, az adott részleghez tartozó árucikkhez tartozó reklám hangozzon el.

Zárt térben a reflexiók hatásának csökkentése a célunk, illetve emellett ugyanúgy, mint külső térben, a hang irányíthatósága is cél lehet.

Ilyen, otthoni használatra készített hangszórótömböt például a Yamaha, ez az ún. „sound projector” az otthoni moziélmény javítását tűzte ki célul.



1-1. ábra: Yamaha sound projector

A nyalábformálást nem csak hanghullámokon értelmezhetjük. Ugyanezek a módszerek működhetnek például ultrahangos jel, antennajel irányításakor.

Az iránykarakterisztika megváltoztatása, befolyásolása legegyszerűbb esetben a különböző hangszórókra jutó jelek megfelelő késleltetésével valósítható meg, ez az ún. késleltetésalapú nyalábformálás (delay-and-sum beamforming). Pontosabb eredményt érhetünk el a jelek szűrésével, ahol az előírt és megvalósított karakterisztika (négyzetes) hibáját minimalizáljuk. Így idő-, és frekvenciatartományban is terveztem FIR szűrőket. Fontos megjegyzés, hogy a hangszórókat pontforrásnak képzeltem el. Ezután egy kísérleti hangszórótömböt fogok összeállítani, amelyen lemérem az egyes hangszórók iránykarakteristikáját. Majd a megtervezett szűrőket fogom vizsgálni valós környezetben is és összehasonlítom ezeket a szimulációk eredményével.

2 Módszerek a nyalábformálásra és az irányított hangszórók megvalósítására

Elsőként irodalomkutatást végeztem a megvalósítási lehetőségekkel kapcsolatban. Célom az volt, hogy röviden megismerkedjek a módszerekkel, hogy azokat később alkalmazni tudjam. Az alábbiakban ismertetett módszerek, alapelvük és megvalósítási lehetőségeik megtalálhatók a hivatkozott forrásokban [1][2], a szimuláció során pedig a [3]. számú forrás nyújtott segítséget. Közös tulajdonságuk, hogy több hangszóróból álló tömböt használnak a formáláshoz. Minél több hangszóró áll rendelkezésünkre, annál jobb eredményt tudunk elérni (a számítási igény párhuzamos növekedésével, illetve a teljes rendszer drágulásával együtt).

2.1 Késleltetésalapú nyalábformálás (delay-and-sum)

Ez a legegyszerűbb módszer, amikor csak a tömbben elhelyezkedő hangszórókra adott jeleket késleltetjük egymáshoz képest. A késleltetéssel konstruktív interferenciát érünk el a kívánt irányban, ez az alapvető működési elv. Más irányokban ilyenkor nem tudunk semmit sem előírni, ezekre semmilyen hatásunk nincsen. Ezzel a módszerrel a teljes frekvenciatartományban, egy szögre megadható a kívánt erősítés.

Megvalósításkor egyszerűen megfelelő számú mintával késleltetjük a hangszórókra ráadott jeleket. Kiegészítésként, ahogyan arról később lesz szó, alkalmazhatunk egy lekerekítéses módszert, amikor a szélső hangszórók erősítését lejjebb vesszük. Ezzel jobb eredményt tudunk elérni.

2.2 FIR szűrő tervezése a hangszórókra

Értelemszerűen a FIR szűrő tervezése bonyolultabb, viszont sokkal jobb eredményt adhat. Ebben az esetben a kívánt és a megvalósított átvitelek közti négyzetes hibát fogjuk minimalizálni. Ezzel a módszerrel nem csak egy egyszerű késleltetést kell megvalósítani, hanem egy előre meghatározott foksámú szűrőt kell valamilyen módon (általában DSP-n) implementálni, egyszerre több hangszóróra is. Mivel tetszőleges foksámú szűrőt alkalmazhatunk (a számítási kapacitáson belül), ezért viszonylag pontos iránykarakterisztika megvalósítása is lehetséges. Ennek azonban határt szab a hangszórók erősítése is, például kisfrekvencián, ahogy később látni fogjuk.

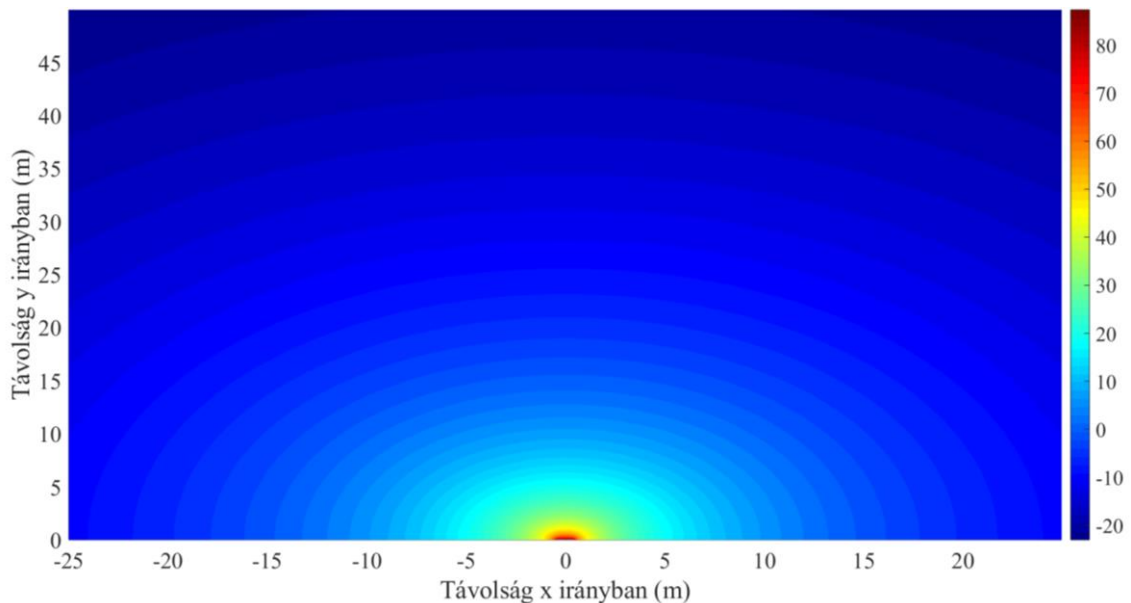
3 Hangszórótömb-iránykarakterisztika szimuláció

Elsőként elkészítettem Matlabban egy szimulációs környezetet, ahol vizuálisan le tudtam ellenőrizni, hogy bizonyos hangszóróegyütthatók esetén milyen karakterisztikát kapunk. Nyolc darab hangszórót használtam fel, amelyek egymástól 10 cm-re voltak elhelyezve. Az ábrákon az értékek dB-ben értendők.

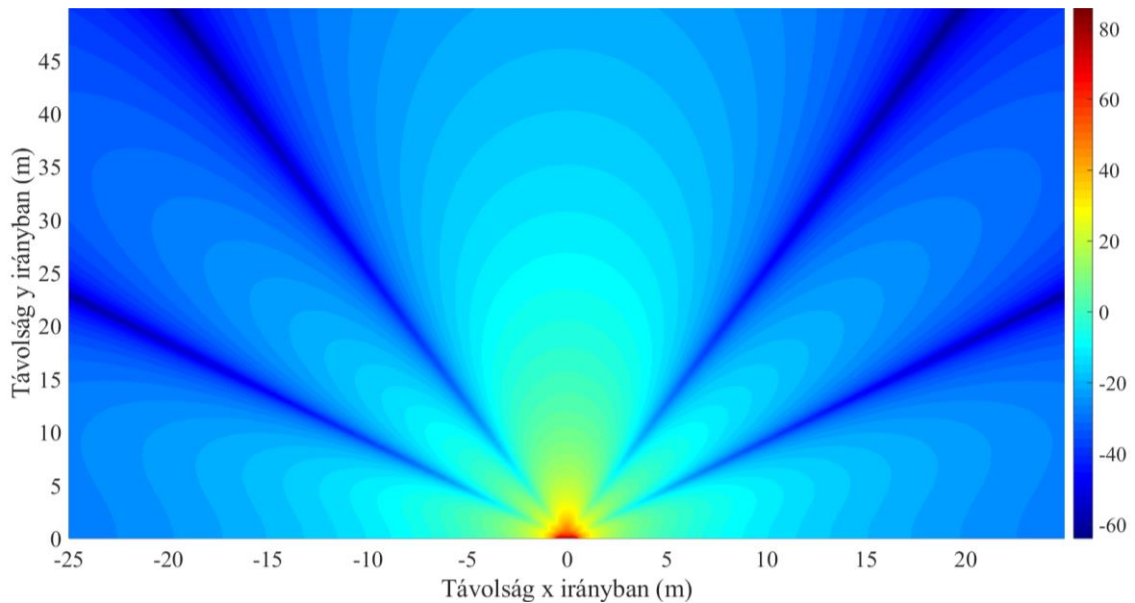
A számolásokhoz a szuperpozíció elvét használtam fel, vagyis az egyes hangszórók átvitelét külön-külön számoltam ki minden pontban, majd ezeket összegeztem. Tudjuk, hogy a hang hullámként terjed hangsebességgel (kb. $c=331,5$ m/s-al). Referenciaként (d_0) 5 m-es referenciatávolsággal számoltam (itt egységnyi, vagyis 0 dB az átvitel). Ekkor az egyes hangszórók által az adott pontban kapott átvitel [4]:

$$H_i(f) = p_i \left(\frac{d_0}{d_i}\right)^2 e^{-j2\pi f \tau_i}, \text{ ahol} \quad (1)$$

- p_i : adott hangszóró átvitele (erősítése és fázistolása)
- d_i : távolság a hangszórótól (amplitúdó figyelembevétele)
- f : vizsgált frekvencia
- τ_i : a hanghullám adott pontig tartó útjának megtételéhez szükséges idő (fázis figyelembevétele): $\tau_i = \frac{d_i}{c}$



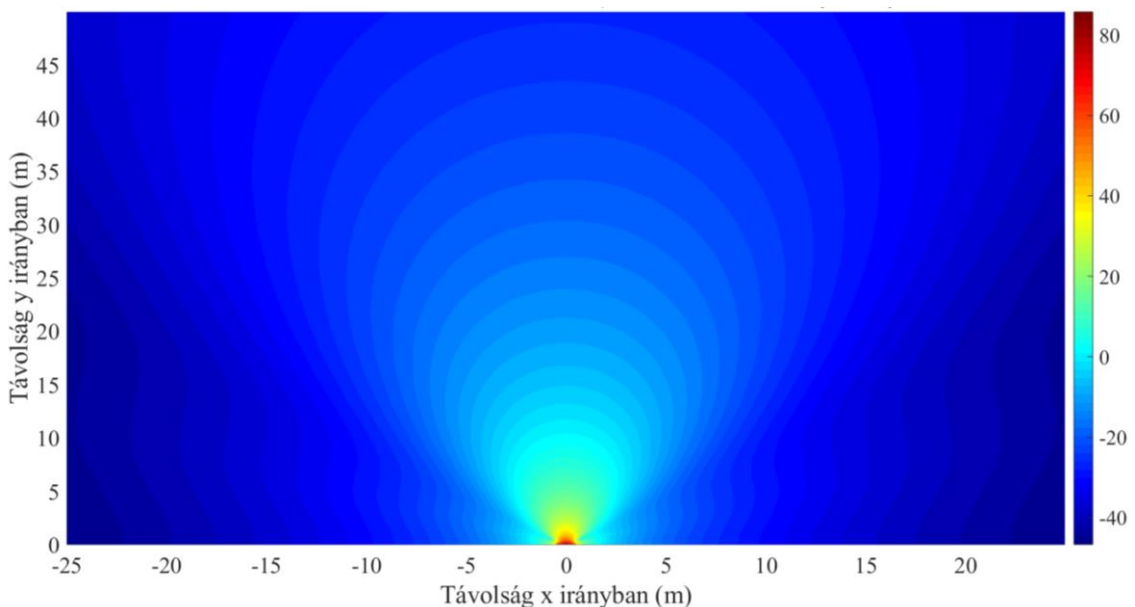
3-1. ábra: Karakterisztika egységnyi hangszóróátvitel esetén 100 Hz-en



3-2. ábra: Karakterisztika egységnyi hangszóróátvitel esetén 1 kHz-en

Alacsony, 100 Hz-es frekvencián az interferencia még nem jelentős, azonban 1 kHz-es frekvencián már zavaró jelenség. Bizonyos irányokba nem sugároz, más irányokba pedig intenzívebben. Irányítottságot egyik esetben sem látunk.

Ezután egy ablakkal történő lekerekítést alkalmaztam [5], vagyis a szélső hangszórók erősítését kisebbre vettem. Így a következő eredményt kaptam 1 kHz-en:



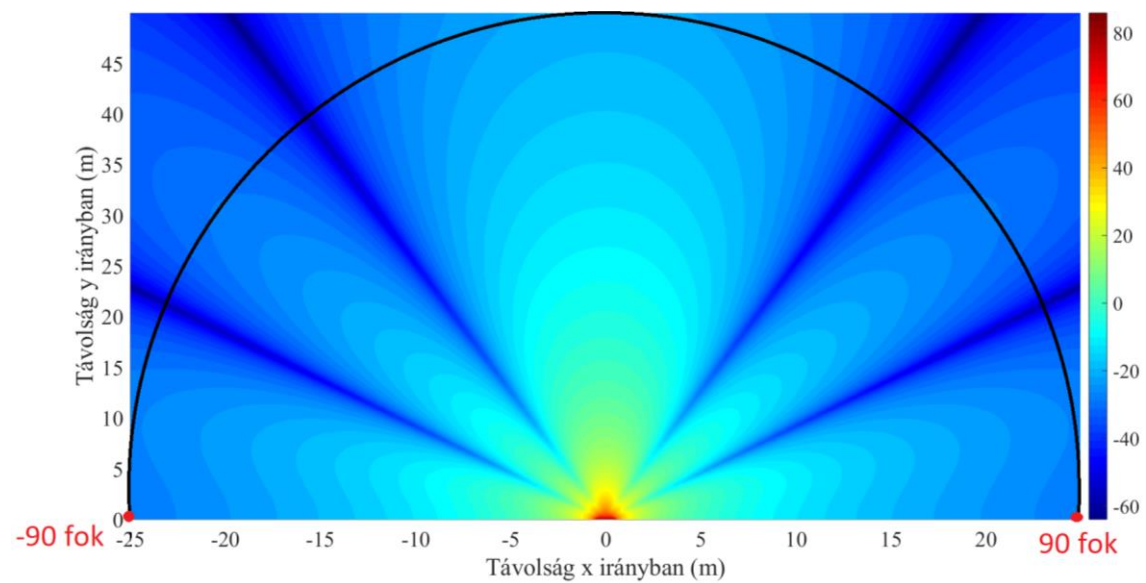
3-3. ábra: Karakterisztika változó, a szélén kisebb erősítésű hangszóróátvitel esetén 1 kHz-en

A szélső irányokban megszűntek a zavaró konstruktív interferenciák, a hangszórókkal szembe irányítódik inkább a hang. Ennek az az oka, hogy mivel lejjebb

vettük az erősítését a szélső hangszóróknak, ezért az ún. oldalhullám interferenciák kevésbé jelentkeznek [5]. Látható, hogy már egy ilyen egyszerű módszerrel is jelentős javulást érhetünk el.

3.1 Iránykarakterisztika ábrázolása

A továbbiakban -90 fok alatt a hangszórókkal párhuzamosan lévő bal irányt, 90 fok alatt jobb irányt, és 0 fok alatt a velük merőlegesen, velük szemben lévő irányt értem. Vizuálisan ez a következő módon néz ki:



3-4. ábra: Használt irányjelölések

Ezek után a mostani szimulációknál használt ábrák helyett a távotéri átvitelt fogom ábrázolni kétféleképpen:

1. minden frekvencián irány-átvitel függvénnyel (az átvitel mértékét a használt színskálán az adott színhez rendelt átvitel értéke adja meg)
2. minden frekvencián egy adott irány átviteli függvényével

Így átláthatóbb módon tudjuk áttekinteni az eredményeket.

4 Delay-and-sum, késleltetésalapú tervezés

4.1 A késleltetés megvalósítása Lagrange interpolációval

A delay-and-sum módszer esetén az egyes hangszórókra adott jeleket késleltetjük egymáshoz képest. Digitális módon csak $\frac{1}{f_s}$ (ahol f_s a mintavételi frekvencia) távolságra lévő mintákat tudunk feldolgozni, illetve kiadni a kimeneten, emiatt törtrészt nem tudunk késleltetni. A késleltetésnek $\frac{1}{f_s}$ egész számú többszörösének kell lennie.

Erre ad megoldást a Lagrange-interpoláció [6]. Segítségével a valóságos, realizálni kívánt késleltetést egy közel ekvivalens hatású impulzussorozattal valósítunk meg. Ez az előírt késleltetést bontja szét előre megadott számú mintára, tehát a rácspontokra elhelyez egy „szűrőt”, ami így közel ekvivalens lesz a kívánt késleltetéssel.

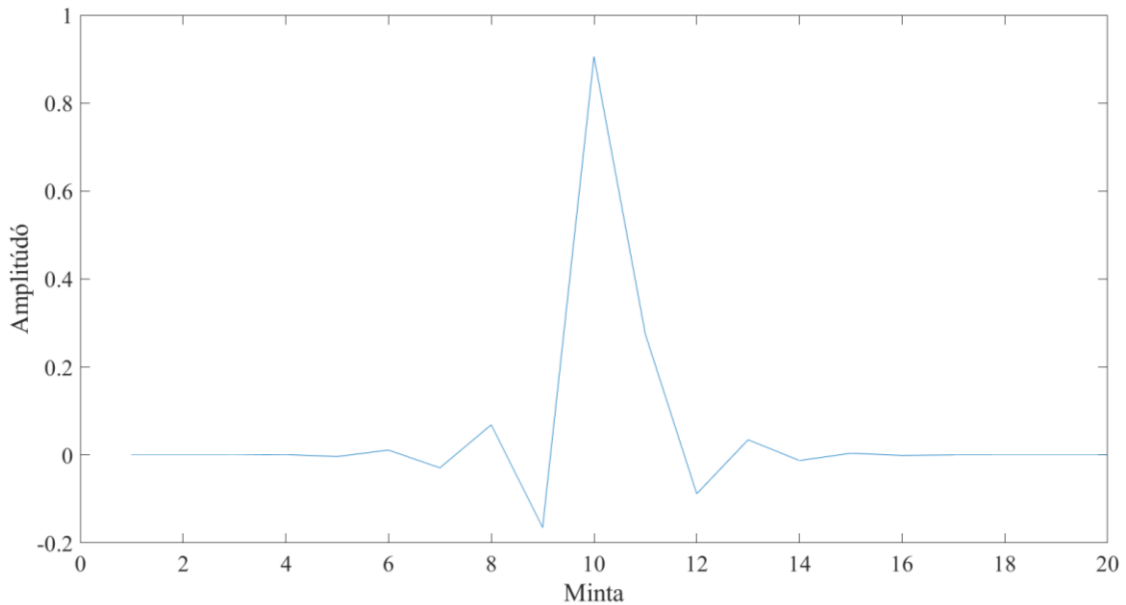
A Lagrange-interpoláció egy maximálisan lapos átvitelű FIR szűrővel egyenértékű, amely alacsony frekvenciákon nagyon jó eredményt tud adni, azonban viszonylag lassan nő a sávszélessége a szűrő hosszának növelésével [7]. Az én esetemben 10 hosszú FIR szűrő már megfelelő volt.

A használt képlet [6][7]:

$$h_{\Delta}(n) = \prod_{k=0, k \neq n}^{\Delta-k} \frac{\Delta-k}{n-k}, \quad n=0, 1, 2, \dots, N, \text{ ahol} \quad (2)$$

- N : Lagrange-interpolálás hossza
- Δ : kívánt késleltetés (minta)

Vizsgáljuk meg, hogy mi történik akkor, ha például szeretnénk egy 10,25-ös késleltetést megvalósítani:



4-1. ábra: Lagrange-interpoláció szemléltetése 10,25-ös késleltetés megvalósítása esetén

Ez egy olyan impulzussorozatot ad, amelyet, ha kiadunk például hangszórón keresztül, akkor az lesz az eredménye, mintha 10,25-ös mintakésleltetést végeznénk el.

A Lagrange-interpolációt egy Matlab függvénnyel végeztem el, amelyben be lehet állítani a szükséges késleltetés mértéke mellett azt is, hogy milyen hosszú legyen ez a Lagrange impulzussorozat. Ez az én esetemben 10 volt. A módszernél ügyelni kell, hogy nagyon kényes arra, hogy hol helyezkedik el az ablakon belül a célkésleltetés. Tehát egy 20 hosszúságú Lagrange-interpolációval nem lehet például 1,3-as késleltetést megvalósítani: az eredmény egy végtelenbe elszálló impulzussorozat lesz. Törekedni kell arra, hogy az intervallum (esetemben 10 minta) közepén legyen körülbelül a célkésleltetés mértéke.

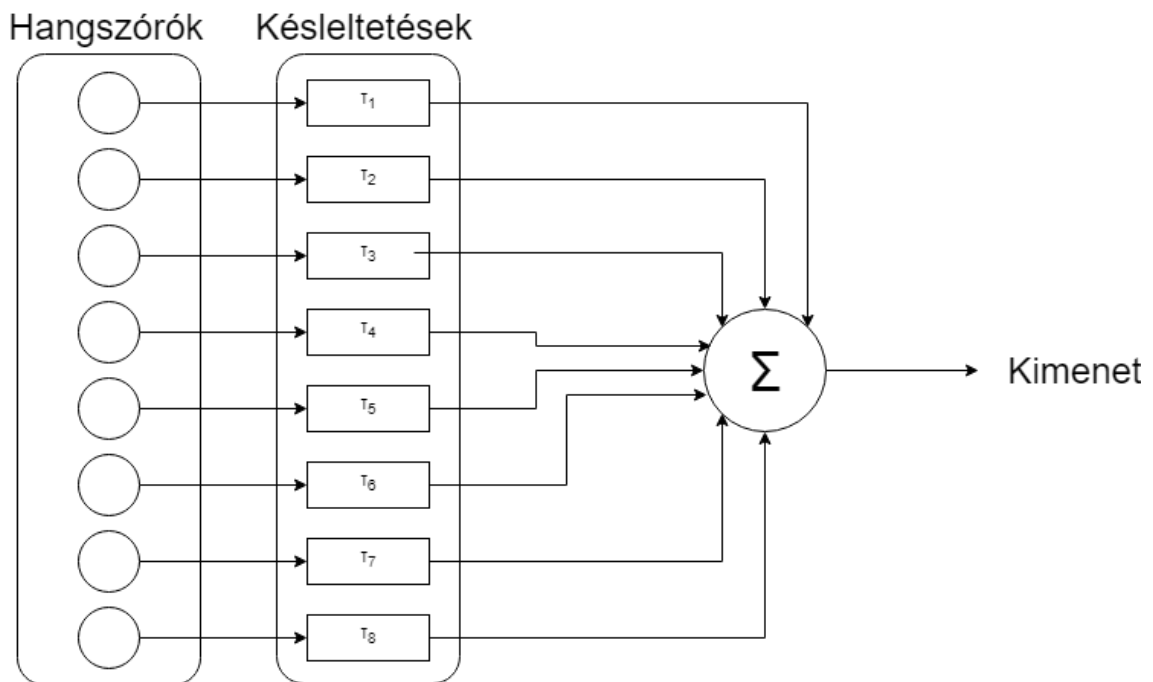
Egy példán keresztül megmutatom, hogy hogyan valósítom meg az interpolációt. Tegyük fel, hogy szükségünk van pl. 115,2 mintányi késleltetésre. Ekkor veszek alapból egy 110 mintányi késleltetést, majd ez után interpolálok az 5,2 késleltetést egy 10 mintás Lagrange-interpolációs mintasorozatra. Ezek összefűzésével tehát megvalósul a 115,2 mintányi késleltetés.

Az alábbiakban látható eredményeket már ennek a módszernek az alkalmazásával kaptam. Így a modellezés a valóságos fizikai rendszerhez nagyon közel áll.

4.2 Tervezés

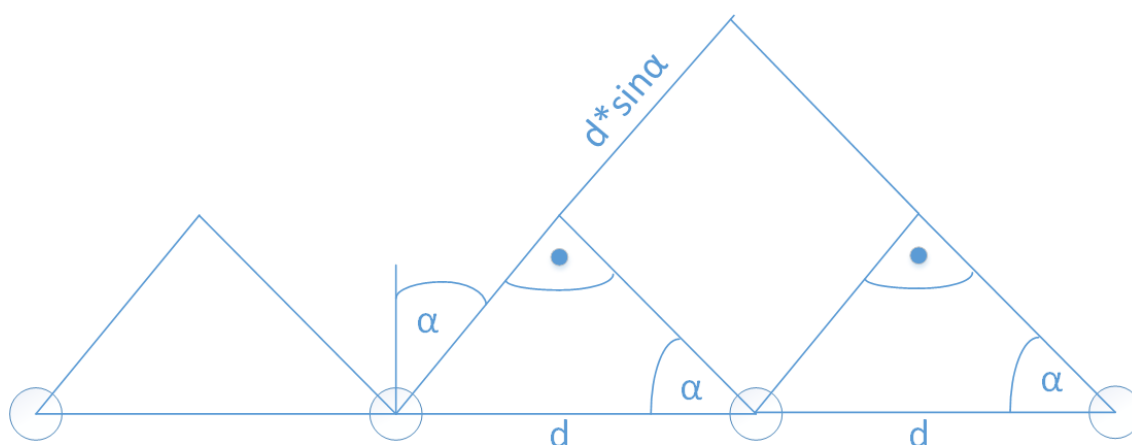
A tervezés nagyon egyszerű folyamat. Ezzel a módszerrel csak azt tudjuk megadni, hogy melyik irányba szeretnénk irányítani a hangot. Más irányokra nem tudunk előírni semmit, előfordulhat, hogy sokkal rosszabb lesz az átvitel más szögekre, ezt nem tudjuk teljes mértékben kiküszöbölni.

Az alapgondolat [8][9]: számoljuk ki, hogy a célirányban, a távotérben a hangszórók egymáshoz képest mekkora útkülönbséggel érkeznek az adott pontba. Ha ezeket az útkülönbségeket kiegyenlítjük (azaz annál a hangszórónál, ahol kisebb út megtétele szükséges az adott pontig, késleltetjük a rá adott jelet, ahol nagyobb az út, ott pedig fordítva), akkor el tudjuk érni, hogy ideális legyen ott, az adott irányban, az adott pontban az átvitel.



4-2. ábra: Delay-and-sum struktúra

Vizsgáljuk meg grafikusan először a feladatot:



4-3. ábra: Útkülönbség számítása az egyes hangszórók között

Az ábrán α -val jelöltem a célirányt, d -vel a hangszórók közötti távolságot és az egyes hangszórók által kiadott jelek a célirányban $d\sin\alpha$ útkülönbséggel érkeznek meg.

Trigonometriai, illetve geometriai megfontolásokkal belátható, hogy a következő két képlettel számolható ki a szükséges késleltetés az egyes hangszórók esetén [8]:

$$\Delta t_i = d(i-x)\sin(\alpha)/c \quad (3)$$

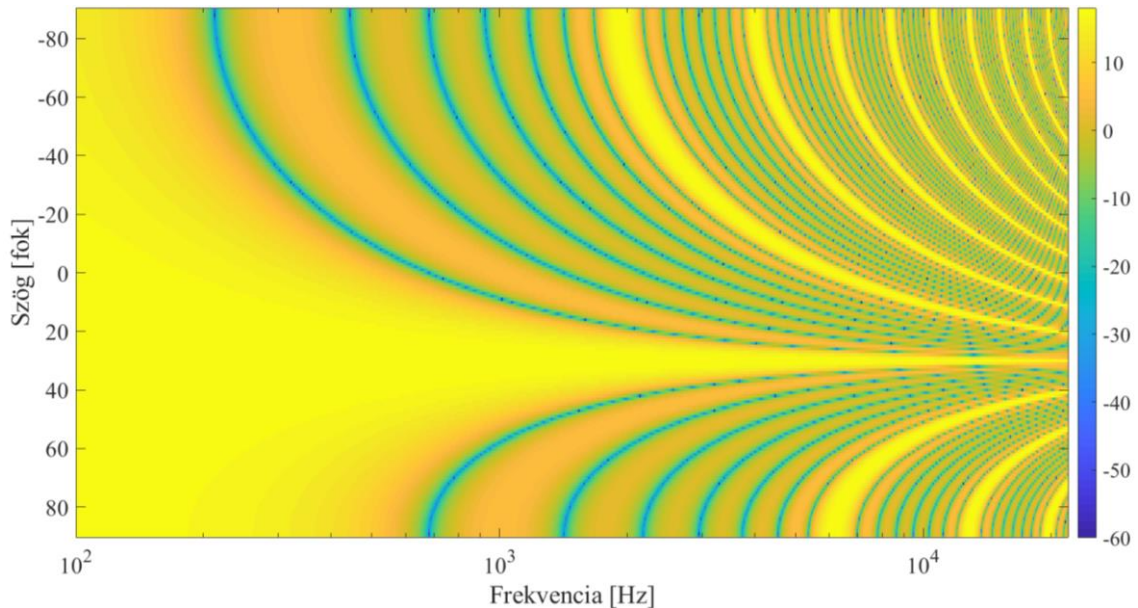
$$p_i = e^{j2\pi f\Delta t_i}, \text{ ahol} \quad (4)$$

- d : hangszórók közti távolság
- i : i . hangszóró (bal oldalról számolva)
- x : a hangszórótömb közepe (lehet nem egész szám is)
- α : célirány (fok)
- f : frekvencia
- p_i : i . hangszóró átvitele (késleltetése)

Megjegyzés: a valóságban az irányításhoz nyolc darab hangszórót fogok felhasználni, ezért ezentúl minden eredmény nyolc hangszóró felhasználásával értendő. Céliránynak 30 fokot írtam elő.

4.3 Eredmények

4.3.1 Delay-and-sum Hanning ablakozás nélkül

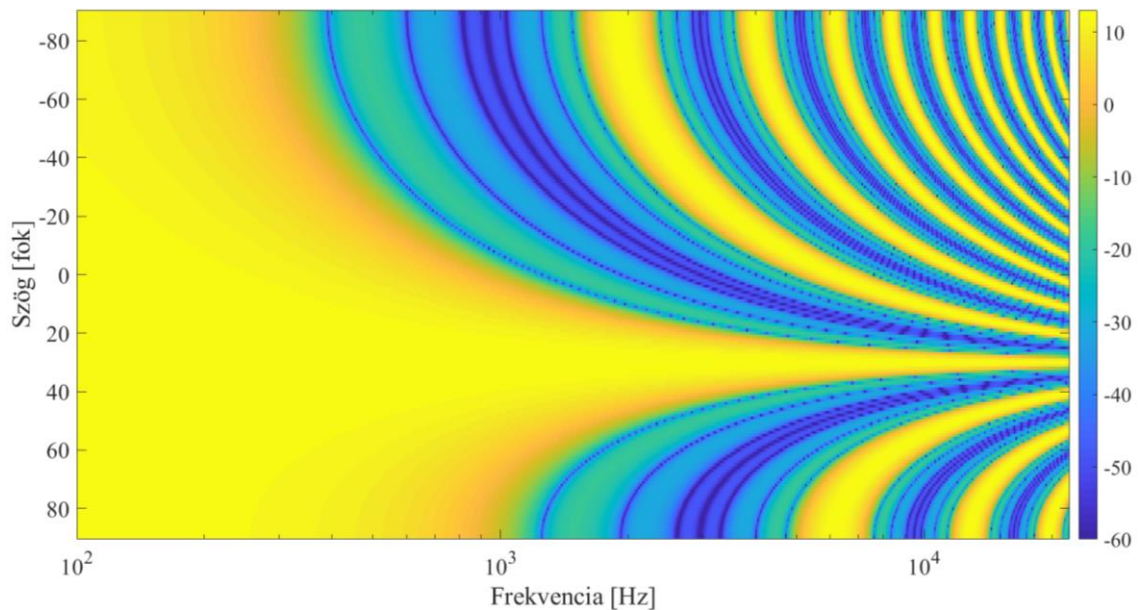


4-4. ábra: Egyszerű delay-and-sum tervezéssel kapott iránykarakterisztika

Jól látható az eredmény: 30 fokra a teljes frekvenciatartományra közel egységnyi átvitelt kaptunk. Ezzel a módszerrel kb. 500-600 Hz alatt egyáltalán nem kapunk jó eredményt, nincsen irányítottság: a karakterisztika „kiszélesedik”. Más frekvenciákon is jól látható, hogy a leszívások és kiemelések olyan módon jelentkeznek, hogy teljesen elrontják más szögekre az átvitelt. Ennek a korábban említett oldalhullám interferencia az oka.

4.3.2 Delay-and-sum Hanning ablakozással

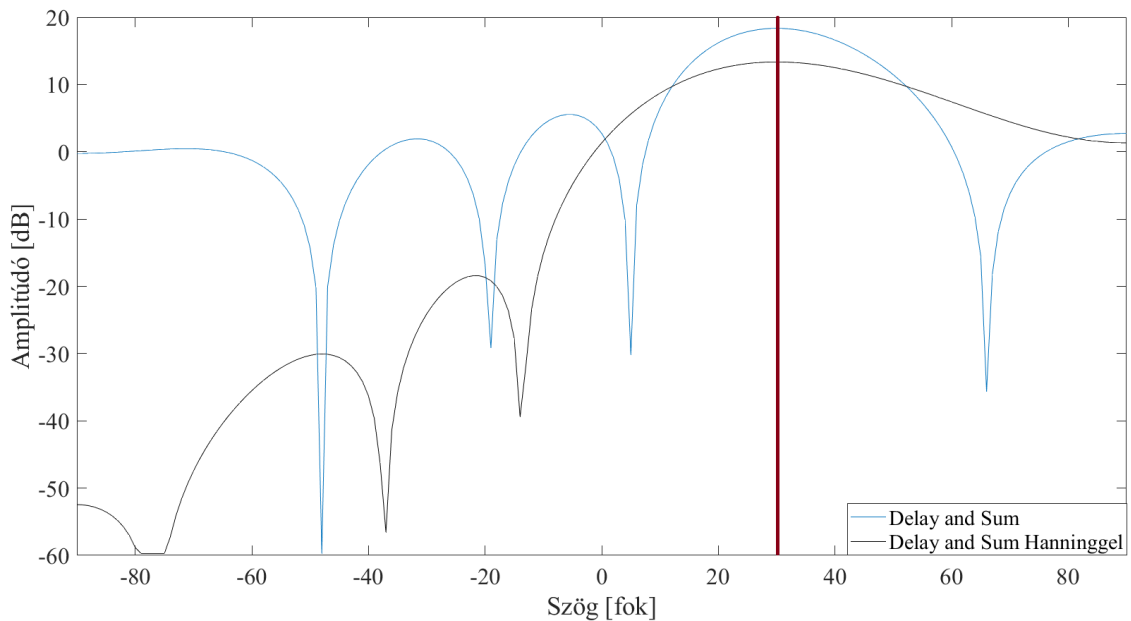
Jobb eredményt érhetünk el, ha az előzőleg kapott hangszóróerősítéseket szimmetrikusan lekerekítjük. Ez azt jelenti, hogy a szélső hangszórók amplitúdóját kisebbre vesszük a középben lévő hangszórók amplitúdójához képest, alkalmazunk rajtuk egy Hanning ablakot. Fontos megjegyezni, hogy a fázishoz nem nyúltunk, az megegyezik az előző pontban kapott értékkel. Így az oldalhullámok interferenciáját minimálisra korlátoztuk, a zavaró hatását kiküszöböltük (amennyire ki lehet ezzel a módszerrel).



4-5. ábra: A szélső hangszórók erősítésének csökkentésével tervezett delay-and-sum eredményeként kapott iránykarakterisztika

Jól látszik, hogy más szögekre javult az átvitel. Például 30 foktól távolodva jobban csökken az átvitel értéke, jelentősebb az elnyomás, mint lekerekítés nélküli esetben, és a zavaró kiemelések is kisebb mértékben jelentkeznek. Kijelenthető, hogy ez a módszer jobb eredményt ad, ráadásul egyszerűen az erősítések csökkentésével megvalósítható, plusz számítási igény nélkül. Hátránya, hogy jól látható módon a karakterisztika kiszélesedése már kb. 1kHz-ig tart, tehát alacsonyabb frekvenciákon továbbra se kapunk kielégítő eredményt, és a nagyobb frekvenciákon se oldódott meg a problémánk.

Ha megvizsgáljuk az iránykarakterisztikát 1 kHz-en, akkor is ugyanezt tapasztaljuk. A piros függőleges vonal jelzi a célirányt.



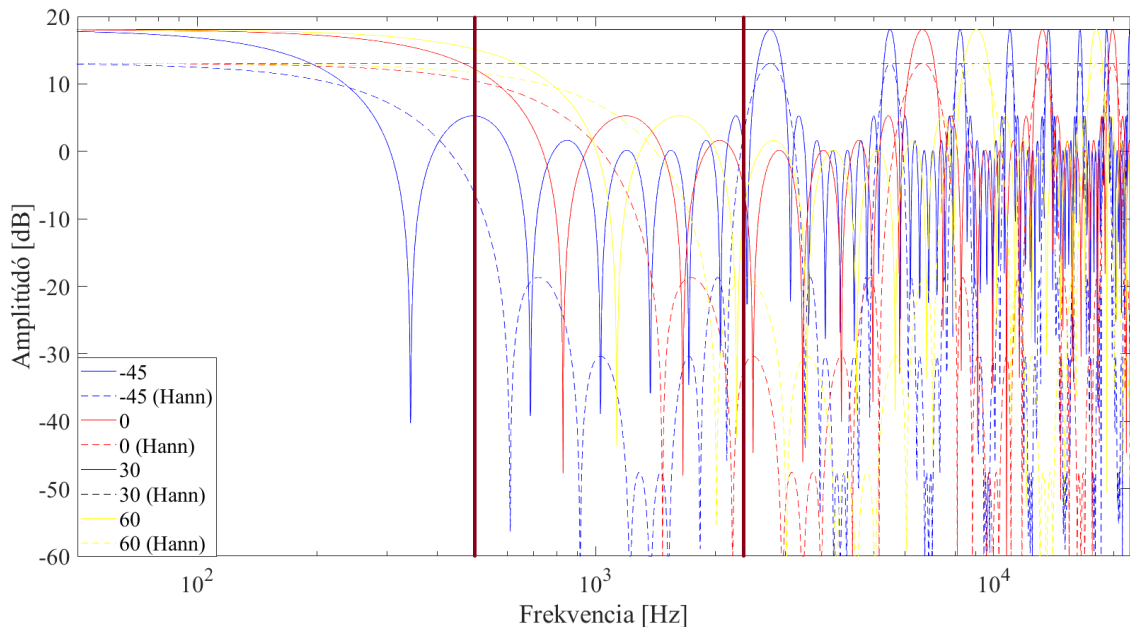
4-6. ábra: Delay-and-sum tervezés eredményeként kapott iránykarakterisztikák 1 kHz-en

60 foknál nagyobb szögekre romlott, azonban -90 foktól 0 fokig javult az átvitel, az elnyomás értéke nagyobb lett. A konklúzió tehát megegyezik az előző ábráéval.

Megjegyzés: az eddigi ábrákon lehet látni, hogy az átvitel maximális értéke nem 0 dB, hiába lenne ez a célunk. Ez azért van, mert a tervezés irányában összeadódnak az egyes hangszórók átvitelei, hiszen erre irányítottuk őket. Ezt egy megfelelő skálázással (az együtthatók csökkentésével) ellensúlyozni tudjuk.

4.3.3 Eredmények összehasonlítása, összegzés

Vizsgáljuk meg most az eredményt a frekvenciatartományban, 4 különböző szög esetén. Folytonos vonallal a Hanning ablakozás nélküli, szaggatott vonallal pedig a Hanning ablakkal történő lekerekítéses esetet láthatjuk:



4-7. ábra: Delay-and-sum tervezés eredményeként kapott átvitelek pár kiválasztott szög esetén

Az irányítottság itt is megfigyelhető: az átvitel 30 fok esetén egyenletes. Alacsonyabb frekvenciákon nem látható irányítottság: kb. 200 Hz-ig nincs változás, nincs elnyomás a főirányhoz képest. Ezután kezdődik el a többi irányban az átvitel csökkenése, de az oldalhullámok még a szélső hangszórók amplitúdójának lecsökkentésével is megmaradnak, igaz kisebbekké válnak. Ugyan valamennyire a többi irányban, minden frekvencián elnyomódik az átvitel, de az oldalhullám interferencia következtében több kiugrást láthatunk, ami nem megfelelő számunkra. Ezzel sajnos nem tudunk mit kezdeni.

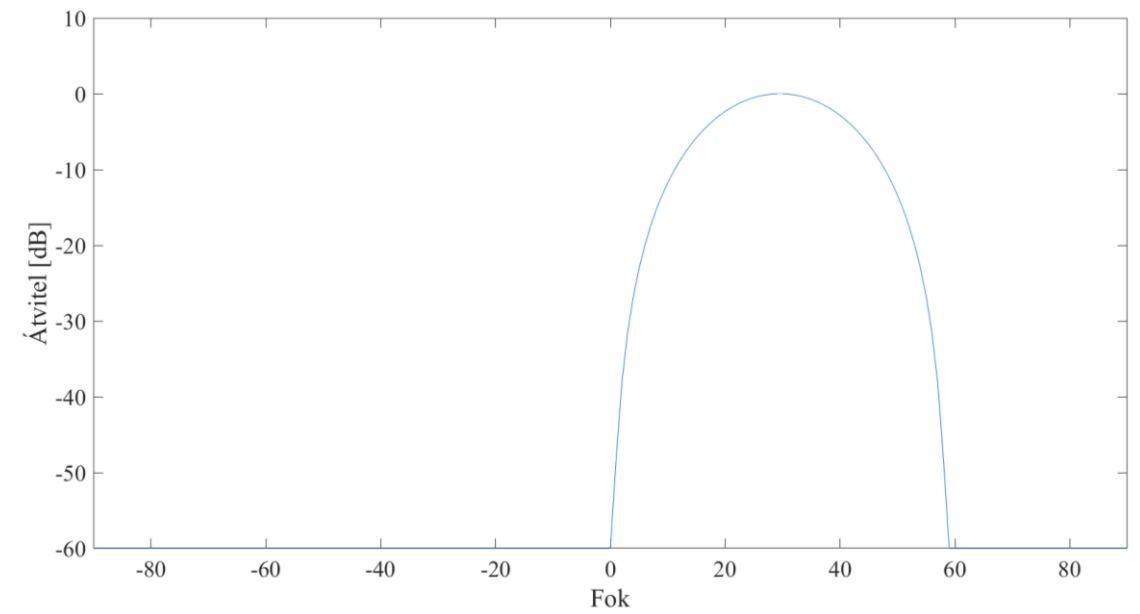
Az ábrán látható két függőleges vonal között kapunk elfogadható eredményt, kb. 500 Hz és kicsivel több, mint 2 kHz között, ekkor az átvitel a többi irányban elnyomódik. Főirányban az átvitel ugyan a teljes frekvenciasávban egyenletes marad, de a többi irányban már olyan kiugrásokat tapasztalunk 2 kHz fölött, ami az irányítottságot elrontja.

Megállapíthatjuk tehát, hogy egy kezdetleges módszernek megfelelő a delay-and-sum, azonban ennél jobb eredményt nem tudunk elérni. Optimálisabb megoldás eléréséhez kénytelenek leszünk bonyolultabb módszerekhez folyamodni. Ilyen módszer a FIR szűrő tervezése, amivel a következő fejezetekben fogok foglalkozni.

5 Frekvenciatartománybeli least squares módszer

5.1 Least squares módszer regularizálás nélkül

Ennél a módszernél már tetszőleges iránykarakterisztikát előírhatunk. Az alkalmazott célkarakterisztika a következőképpen néz ki:



5-1. ábra: Célkarakterisztika a least squares tervezések során

Ez egy olyan karakterisztika, ahol egységnyi átvitelt írtunk elő 30 fokra, majd egy Hanning ablakkal történő lekerekítéssel, 60 fok szélességgel fokozatosan egy -60 dB-es elnyomást adtunk meg. Felmerül a kérdés, hogy miért csak -60 dB-es elnyomást írtunk elő. A későbbiekben kapott eredményeket megvizsgáltam végtelen elnyomás előírása esetén is: gyakorlatilag nem tapasztaltam változást, így a -60 dB-es elnyomás is megfelelő. Az ábrán a Hanning ablakra jellemző alakot azért nem látjuk, mert az előírás amplitúdóban történt, az ábra pedig dB-ben van ábrázolva. Erre próbáltunk meg optimalizálni, és minden frekvenciára ugyanezt a célt írtuk elő. Ezután minden egyes frekvenciára ki tudunk számolni egy ideális erősítés és fázistolás értéket [10]. Így kiadódik egy szűrőátvitel, mivel ezeket minden frekvenciára kiszámoljuk. A kívánt karakterisztika eléréséhez ezt a szűrőátvitelt kell valamilyen módon megvalósítani.

Fontos megjegyezni, hogy ez a módszer nem analóg a később megismert, időtartománybeli least squares módszerrel. Ebben az esetben minden frekvenciára külön-külön kiszámoljuk az ideális erősítést és fázist, majd ebből tudunk készíteni egy kívánt

szűrő átviteli függvényt. Tehát minden egyes frekvenciára külön-külön kapjuk meg az ideális együtthatókat. Ezt azonban egy az egyben nem tudjuk felhasználni, ugyanis így a teljes frekvenciatartomány nagyságával hasonló nagyságrendű szűrőegyüttható darabszámot kapunk. Ez tehát egy több tízezres FIR szűrő megvalósítását jelentené, ami főleg nyolc hangszóróra, túlságosan és feleslegesen is bonyolult lenne, túl nagy számítási kapacitást igényelne. Emiatt szükség lesz még valamilyen transzformációra a megvalósítás előtt.

Az alábbiakban ismertetett módszerről bővebben a következő két forrásban olvashatunk: [2] és [10].

$$\begin{array}{ccc}
 \mathbf{H}_\varphi & \mathbf{c} \text{ (hangszóró-erősítések, fázisok)} & \mathbf{h}_t \text{ (célkarakterisztika fokonként)} \\
 \text{Hangszóró késleltetések} & & \\
 \begin{array}{|c|} \hline \text{Szögek} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline * \\ \hline \end{array} & = \\
 \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{cccc} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{18} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{28} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ H_{j1} & H_{j2} & \dots & H_{j8} \end{array} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline c_1 \\ c_2 \\ \dots \\ c_8 \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline h_{t1} \\ h_{t2} \\ \dots \\ h_{tj} \\ \hline \end{array}
 \end{array}$$

5-2. ábra: Frekvenciatartománybeli least squares probléma során felhasznált mátrixegyenlet

A teljes rendszerünket modellezhetjük a fenti képen látható mátrixokkal, illetve vektorokkal. A számításhoz használt egyenletrendszert a következőképpen írhatjuk fel:

Az alapvektorok és mátrixok:

- \mathbf{H}_φ (φ , mint szög): az i . oszlop sorai az i . hangszóró késleltetését jelképezik a különböző szögekre (pl. 3. oszlop, 1. sor: a 3. hangszóró késleltetése, illetve átvitele -90 fok esetén), a késleltetés a (2)-es egyenlettel analóg módon számolható, csak α helyére a különböző szögeket kell írni, f helyére pedig az éppen számolt frekvenciát. Ebben tehát benne van a fázis forgása minden hangszóróra és szögre az adott frekvencián a távöltérben.
- \mathbf{h}_t : előírt célkarakterisztika (-90 -tól 90 fokig)
- \mathbf{c} : hangszórók amplitúdója, fázisa

Ideális esetben a fenti egyenlet segítségével meghatározható az előírást teljes mértékben kielégítő együtthatókészlet. A valóságban a következő mátrixegyenletet kell megoldani:

$$\mathbf{h} = \mathbf{H}_\varphi \mathbf{c} \quad (5)$$

Célünk \mathbf{h}_t minél jobb közelítése. Ezt a jól ismert módon, \mathbf{c} -re átrendezve a következő mátrixegyenlettel írhatjuk le és számolhatjuk ki (ahol a felső indexben a pluszjel a pszeudo inverzet jelöli) [11]:

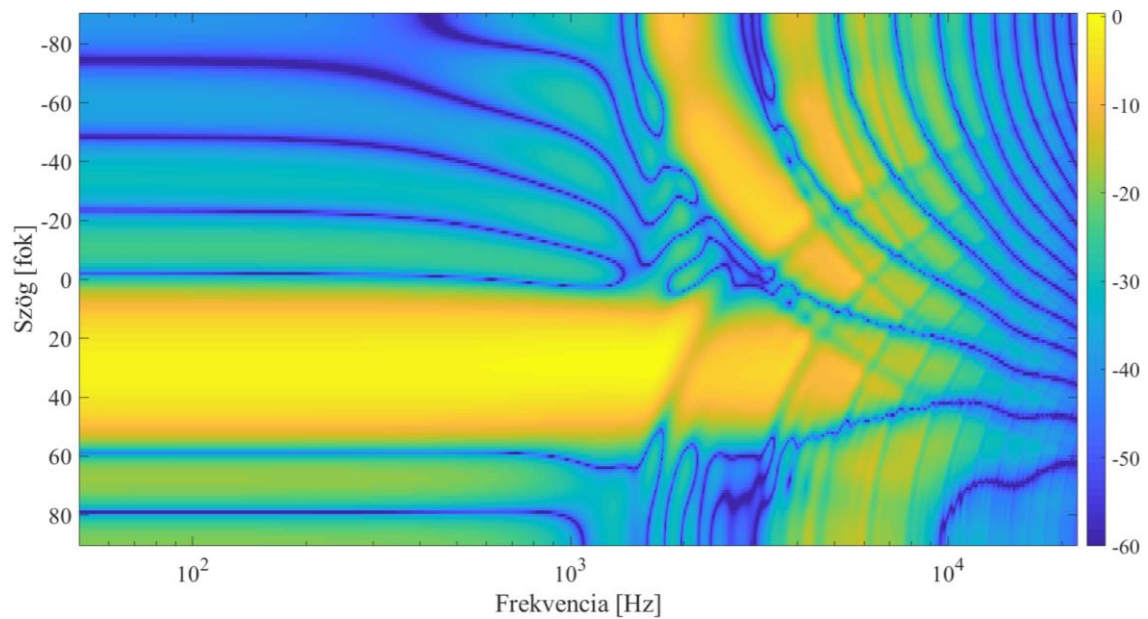
$$\mathbf{c} = (\mathbf{H}_\varphi)^+ \mathbf{h} \quad (6)$$

Ezzel az egyenlettel megkapjuk egy frekvenciára az ideálishoz közeli erősítés és fázistolás értékét. Fontos, hogy ezekkel az együtthatókkal nem fogjuk tudni a célt, \mathbf{h}_t -t pontosan előállítani, ezzel csak egy jó közelítést kapunk, amely kis mértékű hibával rendelkezni fog. Ez a megoldás adja azt az eredményt, amelynél $|\mathbf{h}_t - \mathbf{h}|^2$ értéke minimális. Ezt a műveletet minden egyes frekvenciára el kell végezni.

Megjegyzés: logaritmikus frekvenciaskálán végeztem el a számolásokat. Megvalósításnál szükség lesz a lineáris frekvenciatengelyre, ezért a kapott szűrőátvitelt a további számolások előtt interpoláltam lineáris frekvenciatengelyre, majd ezt használtam a továbbiakban.

5.1.1 Eredmények

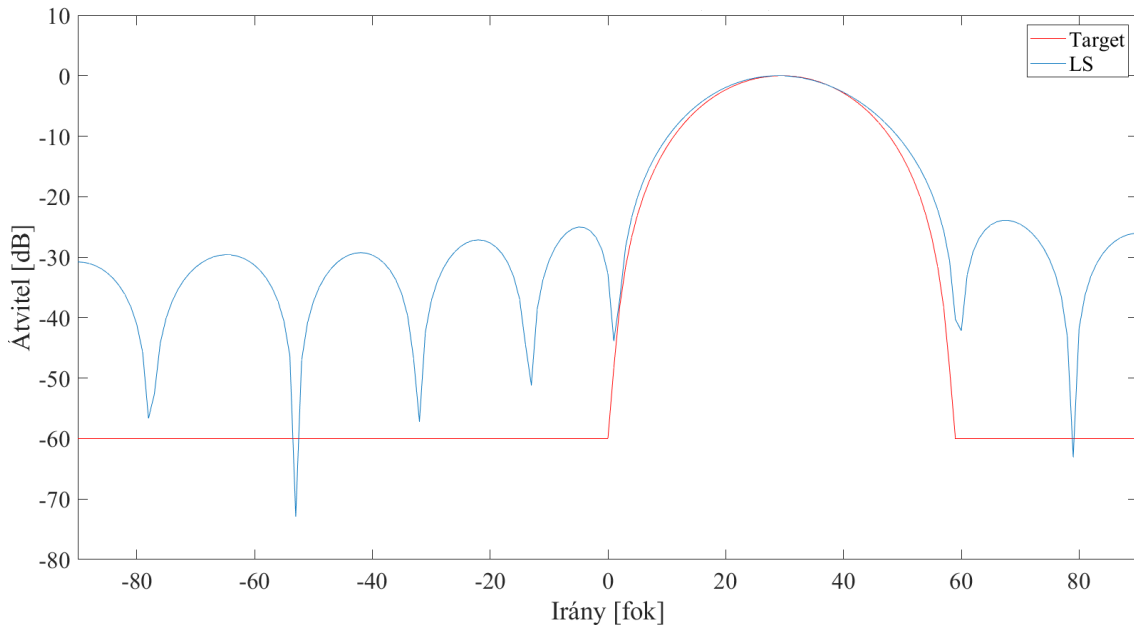
A következő eredményt kaptuk:



5-3. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizálás nélküli least squares tervezéssel kapott iránykarakterisztika

Ha összevetjük az előírt karakterisztikával, akkor azt láthatjuk, hogy kb. 1500 Hz-ig szépen, megfelelően követjük a célt. Magasabb frekvenciára azonban ezekkel a hangszóróparaméterekkel és ezzel a módszerrel nem tudunk jó eredményt elérni. Irányítottság egyáltalán nem látható ezen a tartományon.

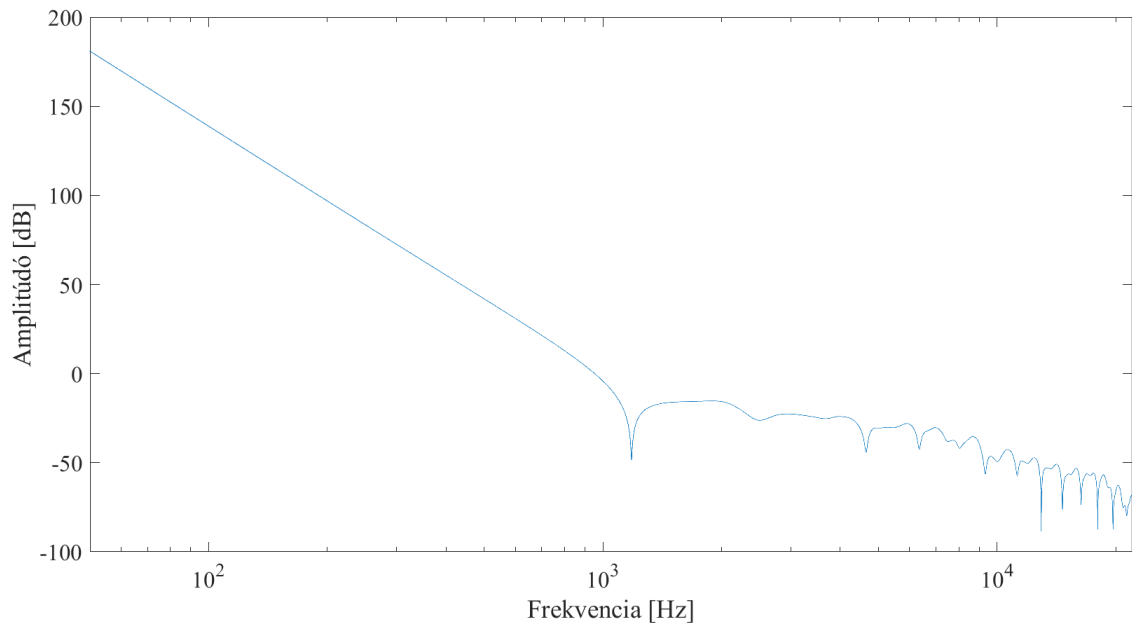
Emeljünk ki most egy frekvenciát, ahol a fenti ábra szerint jó eredményt kaptunk. Ez most 1 kHz lesz. A következő iránykarakterisztikát láthatjuk:



5-4. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizálás nélküli least squares tervezéssel kapott iránykarakterisztika 1 kHz-en

Megállapíthatjuk tehát, hogy megfelelő eredményt kaptunk 1 kHz-en. 0 és 60 fok között közel pontosan követjük az előírást, más szögekre egy kis „hullámzást” tapasztalunk, de ez problémát nem okoz. Az előírt elnyomást nem sikerült elérnünk, de ez sem jelent problémát: a 30 dB-es elnyomás a 0 dB-hez képest 3 századnyi amplitúdót jelent. Ez az emberi fül számára gyakorlatilag észrevehetetlen, emellett a hullámzást se fogjuk hallani.

Vizsgáljuk meg ekkor a megvalósítandó szűrőátvitelt egy tetszőleges hangszóró esetén (ebben az esetben balról a 3. hangszóró átvitelét láthatjuk):



5-5. ábra: A 3. hangszórón megvalósítandó szűrőátvitel frekvenciatartománybeli, regularizálás nélküli least squares módszer esetén

Azt tapasztaljuk, hogy rendkívül nagy, majdnem 200 dB-es kiemelésre lenne szükség a karakterisztika megvalósításához alacsony frekvenciákon. Ez ennek a számolási módszernek a hátránya: matematikailag pontos és jó eredményt kapunk, de a fizikai megvalósíthatóságot nem tudjuk figyelembe venni. Ebben a formában tehát megállapíthatjuk, hogy a tervezés eredménye nem megfelelő: megvalósíthatatlan valós rendszer esetén a kívánt szűrőátvitel. Ilyen erősítés előírásával túlvezérelhetjük a D/A-t, illetve szélsőséges esetben akár tönkre is tehetjük a hangszórót.

5.2 Regularizált least squares módszer

5.2.1 Tervezés

Az előzőekben bemutatott problémára nyújt megoldást a regularizáció [10][12]. Ekkor annyiban térünk el az előző least squares módszertől, hogy figyelembe vesszük a FIR szűrő erősítését is, célunk az, hogy megvalósítható átvitelt kapjunk, vagyis az erősítés ne legyen túl nagy. Együttesen optimalizálunk az átvitel értékére és a kívánt karakterisztikára, így egy kompromisszumos megoldást kapunk: a kívánt szűrőátvitel megvalósítható lesz, de valamennyire romlani fog az eredmény.

Tikhonov regularizáció esetén [13] a következőképpen járunk el az 5.1-es fejezetben leírtakhoz képest:

Keresünk egy ismert \mathbf{H}_φ mátrix és \mathbf{h}_t vektor mellé egy ismeretlen \mathbf{c} vektort, amelyre igaz, hogy $\mathbf{h}_t = \mathbf{H}_\varphi \mathbf{c}$. Mivel a célt csak hibával tudjuk közelíteni, ezért az előző egyenletben $\mathbf{H}_\varphi \mathbf{c}$ valójában nem \mathbf{h}_t -val, hanem egy ahhoz közeli \mathbf{h} -val lesz egyenlő

Regularizáció nélkül a $\|\mathbf{h}_t - \mathbf{h}\|_2^2 = \|\mathbf{h}_t - \mathbf{H}_\varphi \mathbf{c}\|_2^2$ értéket akarjuk minimalizálni (az alsó 2-es az euklidészi normát jelöli).

A regularizáció során ehhez hozzáveszünk egy regularizációs kifejezést: $\|\alpha \mathbf{I} \mathbf{c}\|_2^2$, ahol α jelöli a regularizációs együtthatót, \mathbf{I} az egységmátrixot.

Ennek a megoldása a következőképpen néz ki:

$$\hat{\mathbf{c}} = (\mathbf{H}_\varphi^T \mathbf{H}_\varphi + \alpha \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_\varphi^T \mathbf{h}_t \quad (7)$$

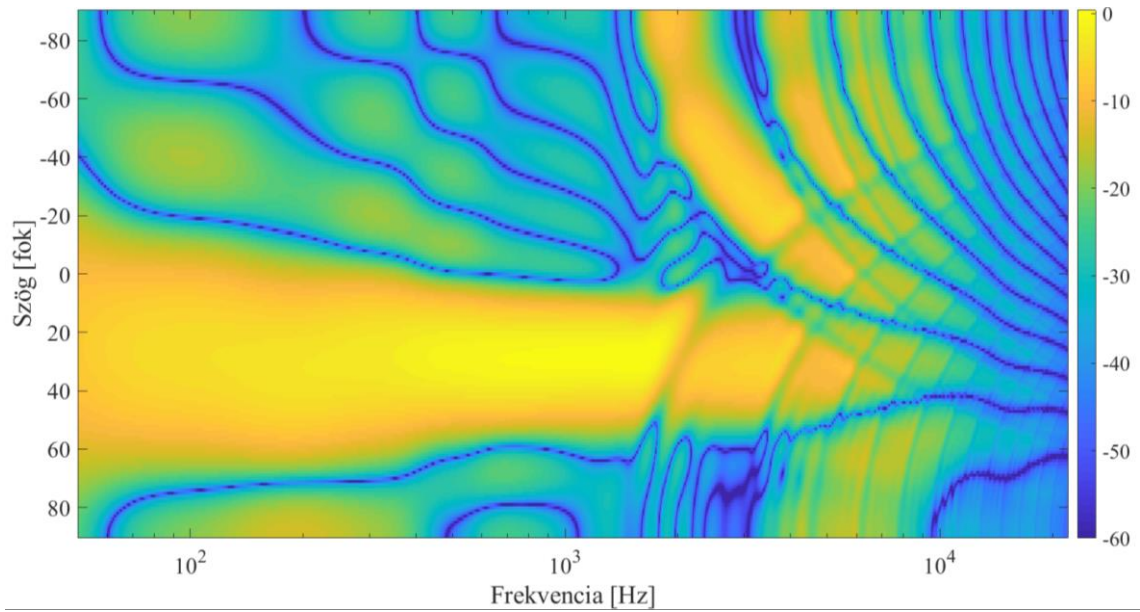
A (6)-os képlet a következőképpen módosul Tikhonov regularizációt használva (az együtthatót α helyett μ -vel jelölve):

$$\mathbf{c} = (\mathbf{H}_\varphi^T \mathbf{H}_\varphi + \mu \mathbf{I})^+ \mathbf{H}_\varphi^T \mathbf{h}_t, \text{ ahol} \quad (8)$$

- μ : regularizációs együttható
- \mathbf{I} : egységmátrix

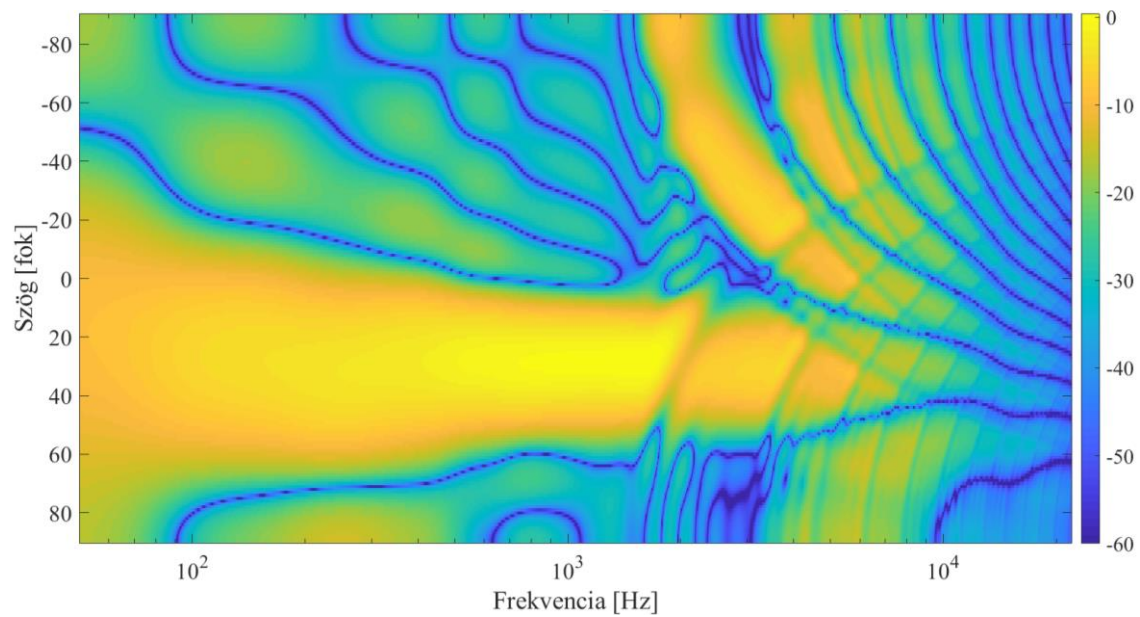
A regularizációs együttható értékével állítható a regularizáció mértéke. Kis együttható érték esetén közelítünk a regularizálás nélküli eredményhez, azonban egyre kevésbé megvalósítható eredményt kapunk. Ha az együtthatót nagyra választjuk, akkor a hangszóróerősítések egyre kisebbek lesznek, viszont cserébe egyre jobban elrontjuk az iránykarakterisztikát.

Az eredmény 0,001-es együttható esetén:



5-6. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizált least squares tervezéssel kapott iránykarakterisztika 0,001-es együttható esetén

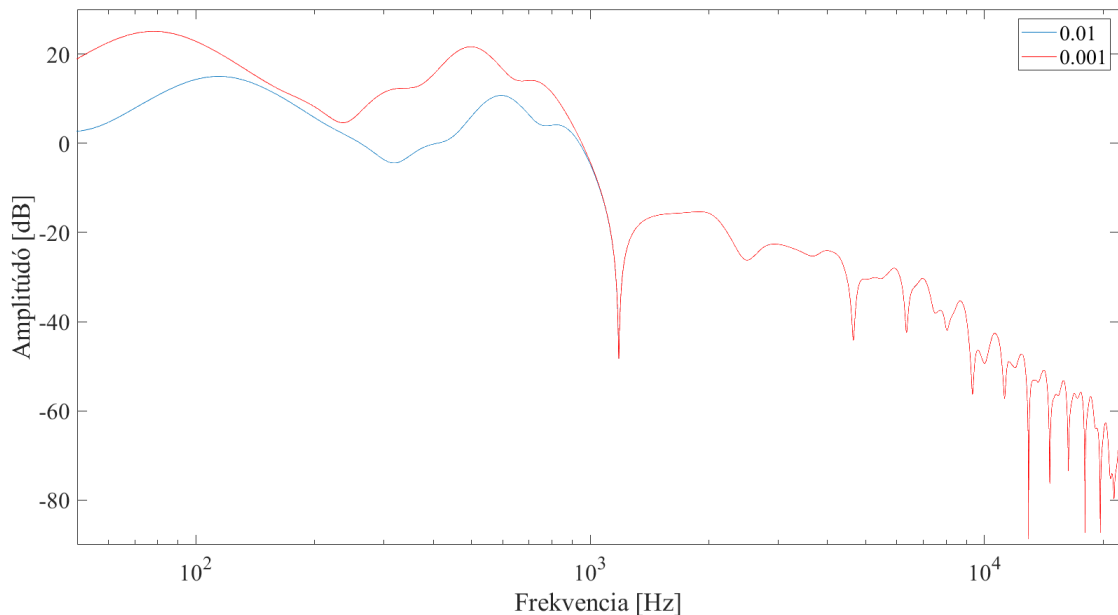
Ugyanez 0,01 esetén:



5-7. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizált least squares tervezéssel kapott iránykarakterisztika 0,01-es együttható esetén

Szinte semmi különbség nincs a két eset között, 100 Hz alatt a 0,001-es együttható jobb eredményt ad.

Az átviteli függvények vizsgálatával azonban megállapíthatjuk, hogy a 0,01-es együtthatóval kapott átviteli függvény könnyebben megvalósítható átvitelt ír elő (bár megjegyzendő, hogy nincs nagy különbség):



5-8. ábra: A 3. hangszórónál megvalósítandó szűrőátvitel regularizált least squares módszer esetén különböző együtthatókra

Ha a fenti ábrát összehasonlítjuk a regularizáció nélküli ábrával (5-5. ábra), jól látható a különbség: a megvalósíthatatlanul nagy, közel 200 dB-es erősítés eltűnt. Így megállapíthatjuk, hogy a regularizáció szükséges. A továbbiakban a 0,01-es együtthatóra kapott eredményt fogom felhasználni.

5.2.2 Megvalósítás, eredmények

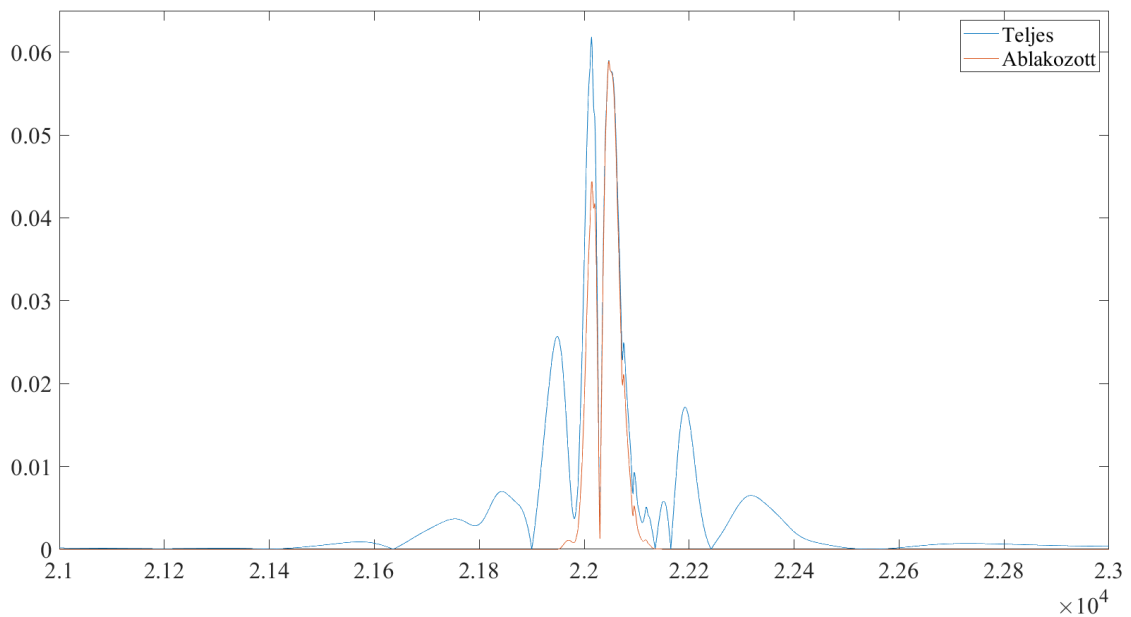
A tervezés során logaritmusos frekvenciaskálán, összesen 3000 frekvencián végeztem el a számításokat. Így a karakterisztika megvalósításához is 3000 fokszerű FIR szűrő kellene minden egyes hangszóróhoz, ez feleslegesen nagy számításigényt jelentene. Ha az ennek megfelelő szűrő impulzusválaszt ablakozzuk (esetünkben Hanning ablakkal), akkor azzal tudjuk a szűrő fokszerű számát korlátozni [14].

Szabad paraméterként ekkor egyedül csak a szűrő fokszerű száma adódik. Ekkor az eredeti szűrő impulzusválaszt az átviteli függvényből inverz Fourier-transzformációval kapjuk meg. Ezt kell szimmetrikusan csonkolni, illetve lekerekíteni a megfelelő méretű ablakkal. Az ablakméretet a szűrő fokszerű száma fogja befolyásolni, ablakként Hanning ablakozást használtam [14]. Az eredményt különböző FIR szűrő együtthatósámaira is

megvizsgáltam. Mindegyik esetben a 3. hangszóróra kapott szűrőátvitelt és szűrőegyütthatókat ábrázoltam.

5.2.2.1 200 fokú FIR szűrő

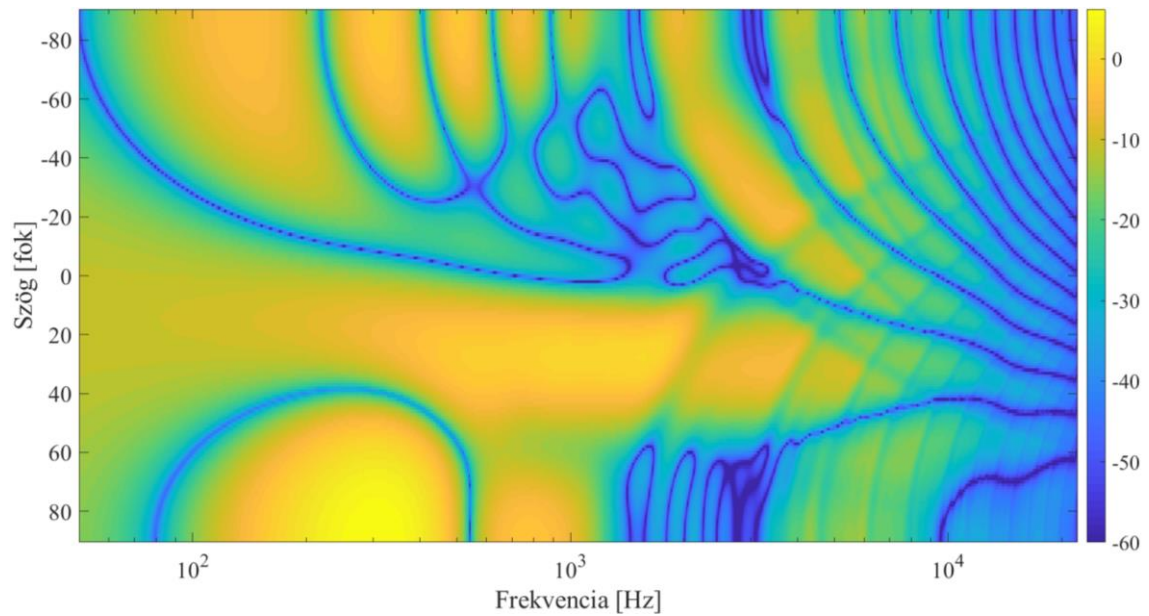
Az alábbi esetben egy 200 fokú FIR szűrőre ablakoztam az eredetit. Az ablakozott impulzusválasz, szűrőegyütthatók a következőképpen néznek ki:



5-9. ábra: 200 fokra ablakozott szűrőegyütthatók

Láthatjuk, hogy elég „durva” a lekerekítés mértéke. Az impulzusválasz nagysága nagyjából 2000 minta után elhanyagolható mértékű, közel 0 lesz. Így kb. 2000 fokról ablakozunk le 200-ra. Várhatóan emiatt az eredmény rosszabb lesz.

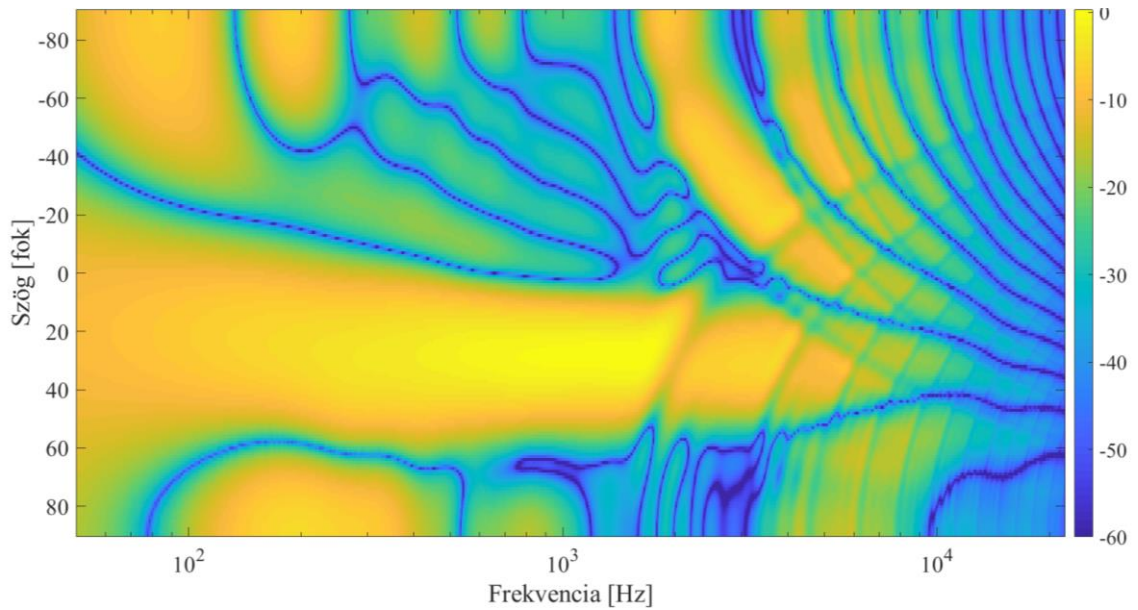
Így a következő iránykarakterisztikát kaptuk:



5-10. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizált és 200 fokszámra ablakozott least squares tervezéssel kapott iránykarakterisztika

Az eredmény tényleg nem megfelelő, egyik frekvencián se, azon a tartományon, ahol használható és jó volt a módszer az előzőekben, gyakorlatilag teljesen rossz lett az eredmény. Szükség van tehát a fokszám növelésére. Emellett az előírt 0 dB helyett kb. 5dB az átvitel maximális értéke, ez se kielégítő számunkra.

5.2.2.2 500 fokú FIR szűrő

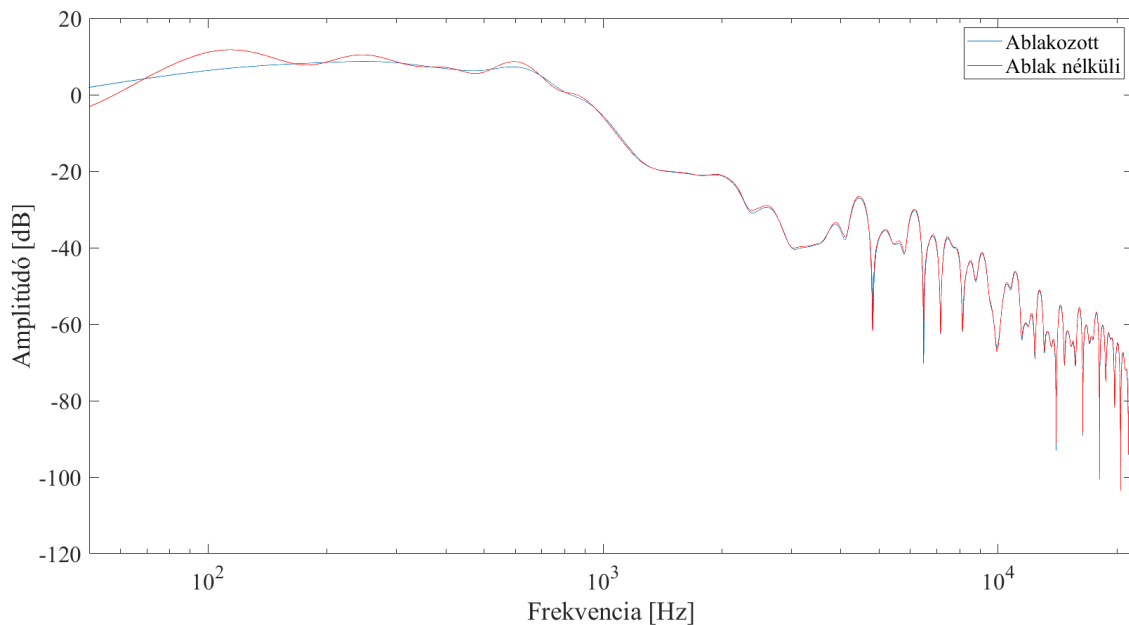


5-11. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizált és 500 foksámra ablakozott least squares tervezéssel kapott iránykarakterisztika

Látható a javulás: 0 és 60 fok között nagyjából megfelelő eredményt kaptunk. Az oldalhullámok kevésbé lesznek zavarók, más irányokban az elnyomás mértéke jelentős mértékben javult. A 200-as fokszámmal ellentétben a főirányban most már közel egyenletes átvitelt kapunk, eltűnt a 100-400 Hz közötti elnyomás. A 30 foknál nagyobb szögekre ugyan még mindig nem jó az átvitel, de az elnyomás mértéke itt is növekedett.

Megállapíthatjuk tehát, hogy alapvetően egy elfogadható karakterisztikát tudtunk elérni.

Vizsgáljuk meg ilyenkor a szűrőátviteleket:



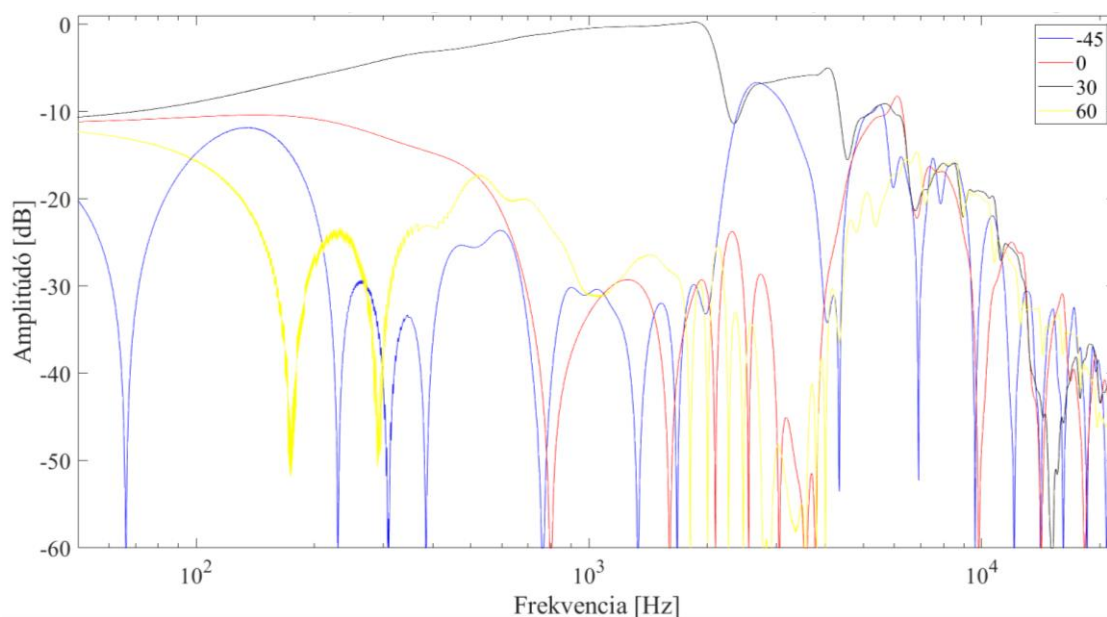
5-12. ábra: Előírt szűrőátvitel a 3. hangszóróra 500-as ablakozás előtt és után

Látható, hogy eltérés már leginkább csak kisebb frekvenciákon van: éppen ez adja a hibát ezeken a tartományokon.

Manapság az 500 fokú FIR szűrő implementálása is könnyen megy, a mai jelfeldolgozó processzorok képesek már ilyen nagy fokszerű szűrők megvalósítására is. A FIR szűrő fokszerűt ezután addig lehet növelni, amíg a számítási kapacitást el nem érjük. Értelmszerűen minél nagyobb fokszerűt tudunk megvalósítani, elméletben annál jobb lesz az eredmény, annál kisebb hibával tudjuk követni a célkarakterisztikát. A gyakorlatban azonban a hangszórók paraméterei, az elhelyezkedésük, a geometria mind-mind beleszólnak ebbe, vagyis egy pont után már a fokszerű emelése sem fog segíteni a helyzeten.

Felmerül a gyakorlati korlát kérdése is, hiszen a tényleges tervezés során először meg kell mérnünk a hangszórók iránykarakterisztikáit. Ennek a mérésnek is vannak hibái. Amennyiben túl nagy fokszerűt választunk, akkor felmerül annak a veszélye, hogy a mérési hibák miatt jelentkező egyenetlenségeket, hibákat is megpróbáljuk kijavítani. A kis fokszerű olyan, mintha az átviteletet simítanánk., ez azért lesz előnyösebb, mert a mérési hibákra kevésbé érzékeny.

A következő ábrán 4 különböző szögre is megtekinthetjük az átviteleket.

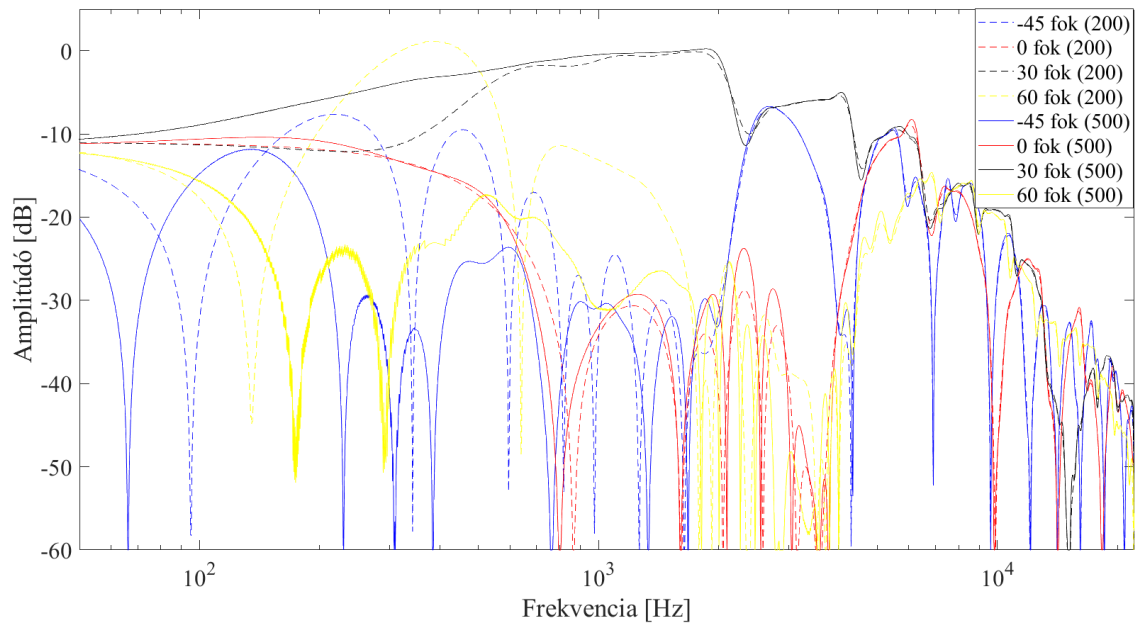


5-13. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizált least squares tervezés eredményeként keletkezett átviteli függvények különböző, kiválasztott szögek esetén

A lényeg jól látható, összegezve megállapíthatjuk, hogy nagyjából 300 Hz – 2 kHz között tudunk irányítani, bár ezen a tartományon se tökéletesen. Sajnos még itt is előfordul, hogy a 30 foktól távolabb lévő irányokban zavaró kiemelésekkel és hullámzásokkal találkozunk. Ezt továbbra sem tudjuk teljesen kiküszöbölni.

Azt is észrevehetjük, hogy a főirányban, 30 foknál az átviteli függvény kisfrekvencián lecsökken (a 0 dB-es előíráshoz képest). Ennek valószínűleg az az oka, hogy a szűrő csak így tudja a többi irányban lehúzni, elnyomni az átvitelt. Megoldást jelenthet az, hogy súlyozzuk az irányokat, és a tervezés során úgy választjuk meg ezeket, hogy a főirány fontosabb legyen. Esetleg felmerülhet még az átvitel kiegyenlítése az összes hangszóró jelének azonos szűrővel történő szűrésével. Így a főirányban kiegyenlítődne az átvitel, a többi irányban pedig ugyanannyival változna, azaz a főirányhoz képesti elnyomás azonos maradna.

A következő ábrán megtekinthetjük a 200 és az 500 fokú szűrő eredményét:



5-14. ábra: Frekvenciatartománybeli, regularizált least squares tervezés eredményeként keletkezett átviteli függvények több kiválasztott szög és több fokszám esetén

Szaggatottal a 200 fokú, folytonos vonallal az 500 fokú FIR szűrő eredményét láthatjuk. Jól látható, hogy az 500 fokú FIR szűrő sokkal jobb. Például 30 fok esetén 600 Hz - 2 kHz helyett kb. 300 Hz - 2 kHz között jó lesz az átvitel, illetve még ezen a tartományon belül is egyenletesebbé válik a frekvenciamenet. A többi irányban is nagyobb lesz az elnyomás magasabb fokszám esetén. 2 kHz felett már nem számít a fokszám, e fölött sajnos nem tudunk irányítani. Összességében tehát az 500 fokú FIR szűrő megfelelőbb lesz számunkra.

6 Időtartománybeli least squares módszer

Az eddigiekben csak az egyes hangszórók erősítésével és a kiadott hullámok fázisszögének állításával, illetve frekvenciatartománybeli least squares módszerrel próbáltunk minél ideálisabb nyalábformálást megvalósítani. Ezek a módszerek is működő és elfogadható eredményt adtak ugyan, viszont amennyiben külön-külön minden egyes hangszóróra tervezünk egy FIR szűrőt az időtartományban a legkisebb négyzetes hibát minimalizáló módszerrel, akkor várhatóan jobb nyalábformálást tudunk megvalósítani. A jószágát ugyanúgy a FIR szűrő fokszáma fogja leginkább meghatározni. A felhasznált módszer részben a [15]-ös, részben a [16]-os forrásból származik. Ennél a módszernél is alkalmaztuk a törtrészkésleltetések megvalósítására a korábbiakban ismertetett (4.1 fejezet) Lagrange-interpolációt.

6.1 Tervezés

A frekvenciatartománybeli least squares módszerrel analóg módon célunk most is az, hogy a korábbiakban ismertetett iránykarakterisztikát valósítsuk meg. A használt mátrixok és a vektorok részben megegyeznek a frekvenciatartománybeli least squares módszernél megismertekkel.

Az alkalmazott vektorok és mátrixok:

- **H**: ez több ún. Toeplitz-mátrix összefűzése lesz. A Toeplitz-mátrixokban minden egyes hangszóró késleltetése megtalálható, vagyis minden oszlopban egy sorral lefelé elcsúsztatva találjuk meg a hang útjának késleltetését szimuláló impulzussorozatot egy adott fokra. Ezek lesznek a részmátrixok. A részmátrixokat egymás alá helyezve jön létre a **H** mátrix, amely így egymás alatt tartalmazza -90 foktól 90 fokig a részmátrixokat.
- **q**: előírt célkarakterisztika különböző fokokra: közös tulajdonságuk, hogy nagyobb késleltetéssel rendelkeznek, mint a legtávolabb lévő hangszóró késleltetésének maximuma. Tartalmazza minden egyes szög esetén az arra a pontra előírt amplitúdó nagyságát, illetve a késleltetést.
- **f**: FIR szűrő minden egyes hangszóróra (kívánt fokszám*hangszórók száma hosszúságú lesz). Az egyes hangszórók FIR szűrői egymás alatt helyezkednek el, sorrendben.

A következő mátrixegyenletet kell megoldani:

$$\mathbf{q}_t = \mathbf{H}\mathbf{f} \quad (9)$$

A korábbiakhoz hasonlóan (5.1 és 5.2 fejezet) \mathbf{q}_t helyett csak egy hozzá közel álló \mathbf{q} vektort tudunk elérni. Viszont ezzel a módszerrel kapjuk meg azt a \mathbf{q} vektort, amelynek \mathbf{q}_t -től vett négyzetes eltérése a legkisebb. \mathbf{f} -et így a következő módon számolhatjuk ki:

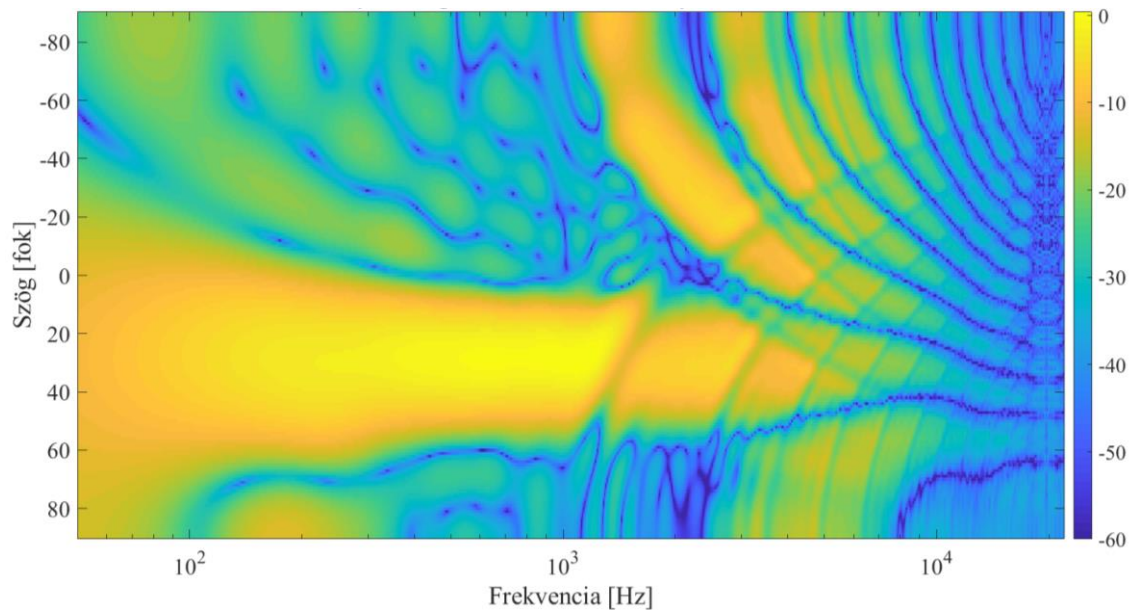
$$\mathbf{f} = (\mathbf{H})^+ \mathbf{q}_t \quad (10)$$

A megtervezett FIR szűrőket ezután felhasználhatjuk az eredmény szimulációjánál. Ekkor a késleltetést szimuláló szűrővel és a FIR szűrővel is meg kell szűrünk egy egyszerű dirac impulzust. Így megkapjuk a teljes iránykarakterisztikát, egy egyszerű Fourier-transzformáció után.

Az előző fejezetben láthattuk, hogy regularizáció alkalmazása szükséges ahhoz, hogy fizikailag is megvalósítható eredményt kapjunk, emiatt itt is regularizáltam 0.01-es együtthatóval, a korábbiakban ismertetett (8)-as képlethez hasonlóan.

6.2 Eredmények

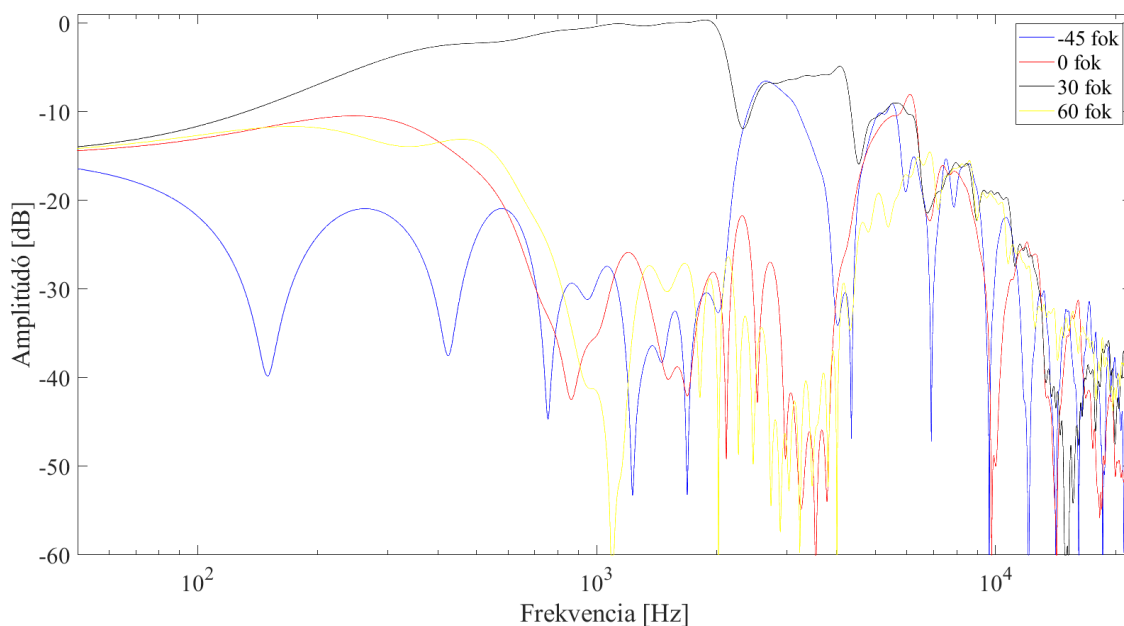
A következő eredményt kaptuk 200 fokú FIR szűrő tervezése esetén:



6-1. ábra: Időtartománybeli, regularizált least squares tervezés eredményeként kapott iránykarakterisztika 200 fokú FIR szűrő esetén

Ha összehasonlítjuk a frekvenciatartományban kapott eredménnyel, azt tapasztaljuk, hogy ugyanúgy kb. 1 kHz-ig kapunk elfogadható eredményt, azonban az oldalhullámok jelentősen el vannak nyomva, jobb az irányítottság ebben az esetben. Sőt, ezt úgy sikerült elérnünk, hogy 200 fokú FIR szűrőt alkalmaztunk. Még a frekvenciatartományban tervezett 500 fokú FIR szűrővel is rosszabb eredményt tudunk elérni.

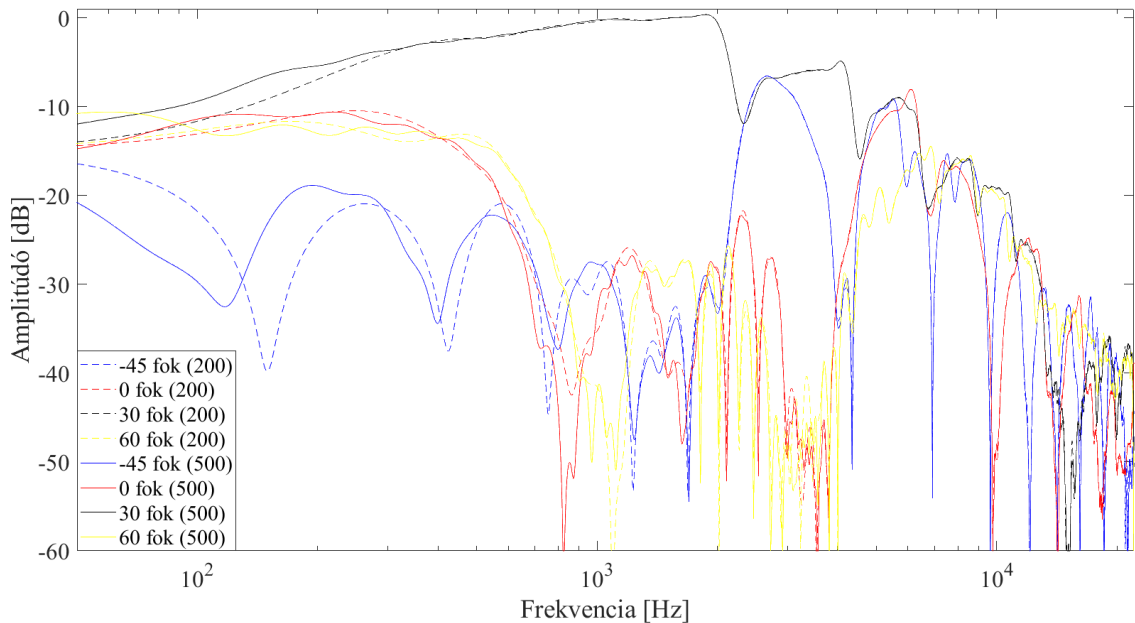
Tekintsük most meg több szög esetén is az eredményt:



6-2. ábra: Időtartománybeli, regularizált least squares tervezés eredményeként előálló átviteli függvények különböző, kiválasztott szögek esetén

Jól látható, hogy 30 fok esetén nagyjából jó eredményt kapunk körülbelül 200-300 Hz-től 1,5 kHz-ig. Ez után jelennek meg az oldalhullámok, illetve csökken az átvitel mértéke a főirányban. Mindenesetre jobb eredményt tudunk így is elérni, mintha frekvenciatartományban terveztünk volna szűrőt. A frekvenciatartományban tervezett szűrőnél is láttuk, hogy a szimulált eredménynél a főiránybeli átvitel elkezd emelkedni, nem lesz egyenletes, ennek ugyanaz az oka: megpróbálja a szűrő a többi irányban az átvitelt elnyomni.

Megvizsgáltam azt is, hogy milyen eredményt kapok 500 fokú FIR szűrő tervezése esetén, az összehasonlítás az alábbi ábrán látható:

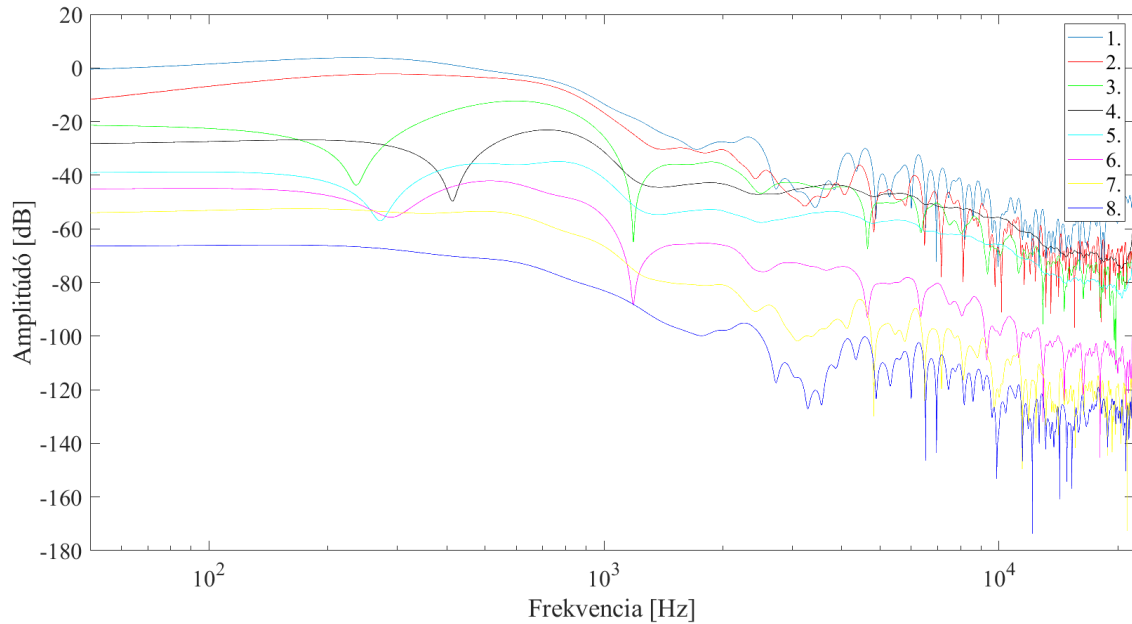


6-3. ábra: Időtartománybeli, regularizált least squares tervezés eredményeként előálló átviteli függvények különböző, kiválasztott szögek és különböző FIR szűrő hosszúságok esetén

Szaggatott vonallal a 200, folytonos vonallal az 500 fokú szűrő által kapott eredményeket jelöltem. Azt láthatjuk, hogy valamivel jobb az 500 fokú szűrő, de ez elhanyagolható mértékű azon a tartományon, amelyen majd használni fogjuk, illetve tudjuk ezt a módszert. 30 foknál is csak 300 Hz alatt láthatunk eltérést, az is csak pár dB mértékű. A későbbiekben, a tényleges hangszórók mérése után látni fogjuk, hogy a használt hangszórók irányítása egyébként sem lehetséges 300 Hz alatt, így a javulás még inkább elhanyagolható. Tehát az a konklúzió, hogy az időtartományban tervezett 200 fokszámú FIR szűrő is bőven elég, nem szükséges a fokszámot 500-ra emelni.

Mielőtt még döntenénk, hogy melyik módszert válasszuk, előtte még meg kell vizsgálnunk, hogy realizálhatók-e ezek a szűrők.

Az alábbi ábrán megvizsgálhatjuk a különböző szűrők átviteli függvényeit (ezek egymástól 10-10 dB-el el vannak tolvá).



6-4. ábra: Időtartománybeli regularizált least squares módszerrel tervezett szűrők átviteli függvényei

Megállapíthatjuk, hogy a regularizációs együtthatót megfelelően választottuk meg. Reális, megvalósítható szűrőátvitteleket kaptunk. Az alacsonyabb frekvenciákon nincsen jelentősebb kiemelés a közepes frekvenciákhoz képest, a középsávhoz képest, így ezt a módszert alkalmazhatjuk a valóságban is.

7 A tervezési módszerek összehasonlítása

Háromféle módszerrel ismerkedtünk meg: delay-and-sum, frekvencia-, és időtartománybeli least squares (legkisebb négyzetű hibaminimalizálás) szűrőtervezés.

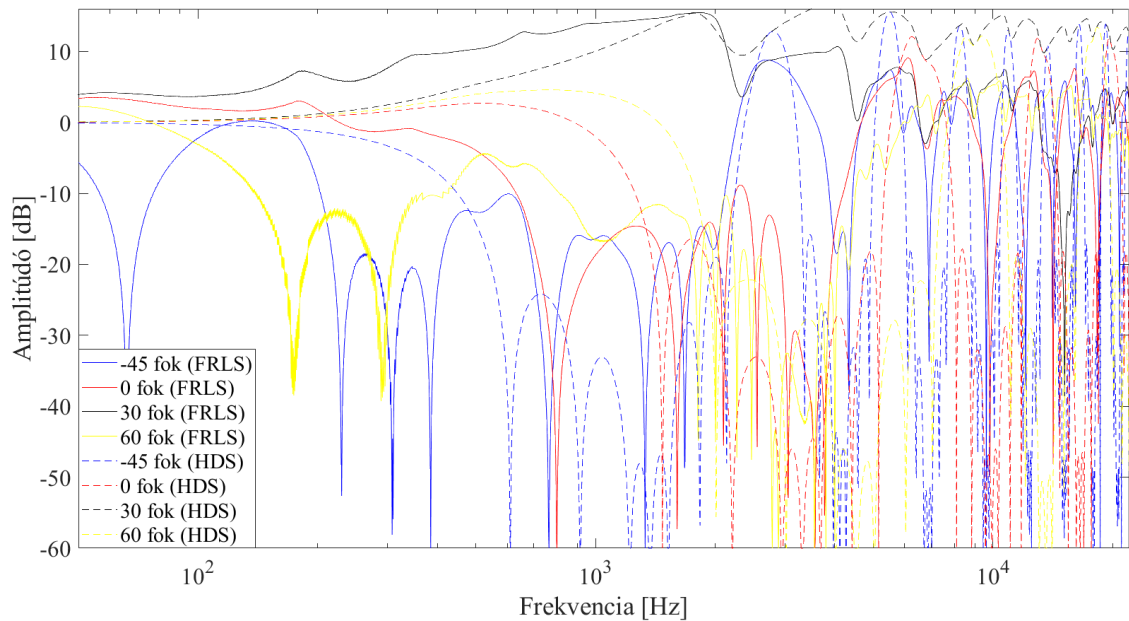
A delay-and-sum elég kezdetleges módszernek bizonyult: ugyan az előírt irányban tökéletes, egyenletes átvitelt sikerült elérnünk, de az irányítottság nagyon rossz: a többi irányban gyakorlatilag véletlenszerű átviteleket kaptunk, a hullámzások nagyon jelentősek voltak. Ez a módszer akkor alkalmazható, ha az adott alkalmazásban ez nem jelent problémát, vagy nem áll rendelkezésünkre olyan jelfeldolgozó processzor, amivel szűrőket is meg tudnánk valósítani.

A least squares módszerek ennél már fejlettebbek voltak: nem csak egy szögre, hanem a teljes tartományra elő tudtunk írni egy tetszőleges karakterisztikát. Megadhattuk pontosan, hogy melyik irányban mekkora legyen az átvitel mértéke.

A frekvenciatartománybeli tervezés esetén annyiban nem kaptunk optimális eredményt, hogy a kapott szűrőátvitelből inverz Fourier-transzformációval kapott impulzusválaszt (a szűrőegytáhatókat) csonkolni kellett, pontosabban le kellett kerekíteni, hogy megvalósítható nagyságú, véges szűrőfokszámot kapjunk. Ennek ellenére jobb eredményt kaptunk, amely sokkal jobban használható a delay-and-sum módszernél.

A legjobb eredményt azonban az időtartománybeli tervezés során kaptuk. Ekkor mi adhatjuk meg előre, hogy hányad fokú legyen a szűrőnk, és a módszer gondoskodik arról, hogy erre a fokszámra optimális eredményt kapjunk. Ez a módszer olyannyira bevált, hogy kisebb fokszámmal (200) is jobb eredményt kaptunk, mint a frekvenciatartománybeli tervezés esetén (500 fokszámmal).

Grafikusan is vizsgáljuk meg az eredményeket. A jobb átláthatóság kedvéért első körben a delay-and-sum és a frekvenciatartománybeli least squares tervezést, utána pedig a frekvencia-, és időtartománybeli least squares tervezést hasonlítom össze. Minden esetben a regularizált eredményt vizsgálom, illetve a delay-and-sumnál alkalmaztam a Hanning ablakos lekerekítést a szélső hangszórók erősítésének csökkentésére.

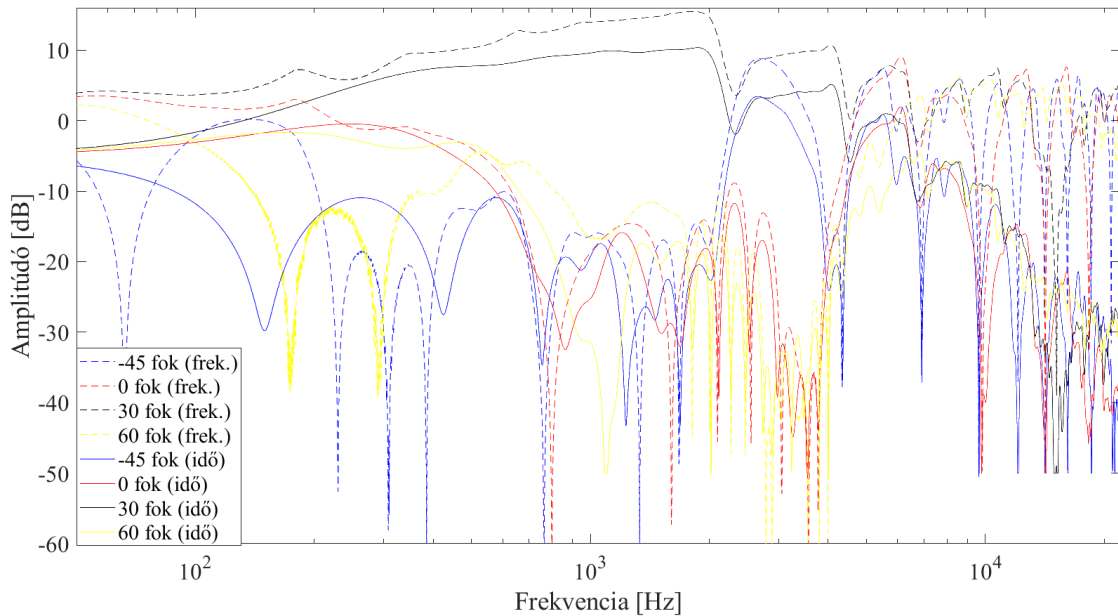


7-1. ábra: A lekerekített delay-and-sum és a frekvenciatartománybeli, regularizált least squares átviteli függvényeinek összehasonlítása

Szaggatottal a delay-and-sum, folytonos vonallal pedig a frekvenciatartománybeli, regularizált least squares tervezés eredményét láthatjuk. Látható, hogy főirányban a delay-and-sum jobb eredményt ad, azonban kb. 200 Hz és 2 kHz között a többi irányban sokkal kisebb az elnyomás mértéke. Ez azért nem szerencsés, mert pont ezen a tartományon tudunk elfogadható eredményt kapni a többi módszerrel, e fölött pedig egyik tervezési elv sem igazán működik.

A fentiek miatt elvethetjük a delay-and-sum módszer alkalmazását.

A következő ábrán vizsgáljuk meg a frekvencia-, és az időtartománybeli regularizált eredményeket. Frekvenciatartományban 500, időtartományban pedig 200 fokú FIR szűrőt használunk, a regularizációs együttható mindkét esetben 0,01.



7-2. ábra: Frekvencia-, és időtartománybeli regularizált least squares tervezés átviteli függvényeinek összehasonlítása

Most szaggatott vonallal a frekvencia-, folytonos vonallal az időtartománybeli tervezés eredményeit láthatjuk. 30 foknál nagyon hasonló eredményt kapunk, de időtartományban egy kicsit egyenletesebb, simább az átvitel. A többi irányban nagy eltérést nem tapasztalunk, de általánosságban megállapíthatjuk, hogy időtartományban jobb eredményt kapunk.

A tényleges hangszóróválasztás, illetve a rajta végzett mérések eredményei után tudunk dönteni, hogy pontosan melyik módszert alkalmazzuk, azonban nagy valószínűséggel az időtartománybeli least squares FIR szűrő tervezés mellett fogunk dönteni, mivel a fenti összehasonlításban ez került ki győztesnek. A továbbiakban a delay-and-sum módszert is alkalmazni fogom, mint a legegyszerűbbet, azért, hogy össze tudjam hasonlítani a két módszerrel kapott eredményt.

8 Hangszórók mérése és kiválasztása

A következő lépésben az volt a célom, hogy szimuláció helyett igazi hangszórókon végezzek méréseket, ehhez kétféle hangszórót szereztem be. A következő szempontokat vettem figyelembe:

- ár (legyen olcsó)
- használható átviteli függvény
- Magyarországon gyorsan beszerezhető legyen
- megfelelően kis méretű legyen, amiből könnyen tudunk hangszórótömböt építeni

Végül két különböző hangszórót vásároltam és vizsgáltam meg.

8.1 OMEGA Surveyor OG-01 2.0

Ez a hangszóró volt a legolcsóbb, 1200 Ft-os áron meg lehetett vásárolni.



8-1. ábra: OMEGA Surveyor OG-01 2.0 hangszóró

Méretéből adódóan (6x6 cm-es a hangszóró, ebből a tényleges membrán nagyjából 4 cm átmérővel rendelkezik) nem lesz tökéletes a hangzása, illetve várhatóan a mély hangok is hiányozni fognak. A táplálása USB-ről történik, illetve bemenetként 3,5 mm-es Jack csatlakozó áll rendelkezésünkre.

8.1.1 Átviteli függvény mérése

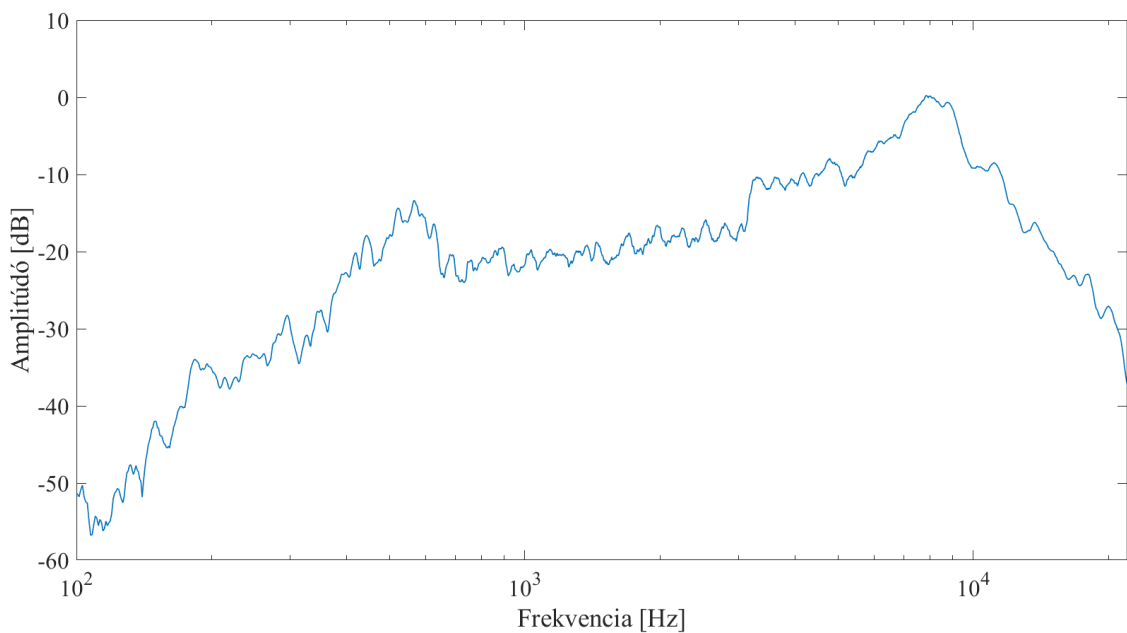
A mérés a BME I épületének DSP laborjában történt. Ehhez egy Behringer ECM8000 mikrofont és egy külső, USB-s hangkártyát használtam fel. A hangszórók mérésénél a szabványos távolság 1 méter, ezért én is ilyen távolságból mértem. Az eredmény nem lesz tökéletes, hiszen ebben a teremben nagyon sok tárgy (asztal,

számítógép, stb.) található, amelyekről a reflexiók jelentős mérési hibát tudnak okozni. De ez akkora gondot nem jelent, mivel az ilyen kis méretű hangszórók mélyátvitelle gyenge szokott lenni, így az impulzusválaszuk is rövid. Emiatt a reflexiókat a mért impulzusválaszból ki lehet vágni, és így is megfelelő eredményt fogunk kapni.

A kettő közül az egyik hangszóróra (bal oldali) adtam rá a mérni kívánt jelet. Ez a jel egy logaritmikus sweep („chirp”) volt. A felvételeket az Audacity programmal vettem fel.

A mérést nem csak a hangszóróval szemben, hanem a hangszóró forgatásával, 10 fokonként végeztem el. Az általam alkalmazott kézi forgatásos módszerrel elég nehezen végezhető el a mérés kisebb felbontással, mivel annyira pontatlanok lehetünk, hogy előfordulhat, hogy például 45 fok helyett 42 fokot mérünk.

A hangszóró mért átvitelle a következőképpen néz ki:

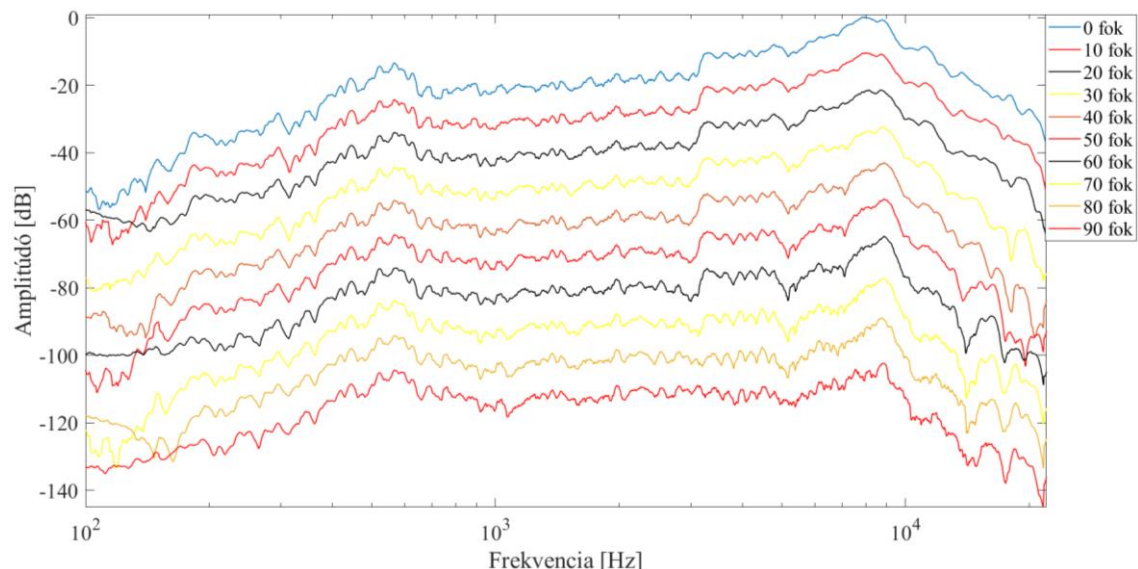


8-2. ábra: OMEGA Surveyor OG-01 2.0 on axis mért átviteli függvénye

Jól látható, hogy kb. 400-500 Hz-től megfelelő az átvitel, ez alatt nem használható a hangszóró (túl nagy kiemelésre lenne szükség ahhoz, hogy egyenletes átvitelt érzünk el). Egyenletesnek csak körülbelül 600 Hz és 3 kHz között mondható a függvény, e fölött valamilyen oknál fogva jelentős kiemelés tapasztalunk. Korábban már láttuk, hogy 2 kHz fölött nem tudunk irányítani, ettől függetlenül az, hogy 3 kHz fölött mi történik, nem teljesen elhanyagolható, hiszen ezen a frekvenciatartományon is szeretnénk sugározni. Ez

a kiemelés kisebb gondot jelent, azért, mert könnyebben tudjuk kompenzálni, ugyanis csillapítani sokkal könnyebb, mint a leszívásokat kiemelni.

Most vizsgáljuk meg az iránykarakterisztikát, egy ábrán, az átviteleket egymáshoz képest eltolva.



8-3. ábra: OMEGA iránykarakterisztikája egymáshoz képest eltolva

Azt tapasztaljuk, hogy közel azonos átvitelt kapunk minden irányban, tehát a szögtől csak kis mértékben függ az átviteli függvény, elég egyenletes az iránykarakterisztika.

8.2 Genius SP-HF160

A Genius hangszóró egy kicsivel drágább, 1800 Ft volt, emiatt várakozásaink szerint jobb minőségű lesz, az átvitele nagyobb frekvenciatartományon lesz jó, így irányításra a 400-500 Hz-nél kisebb frekvenciákon is használható lesz.

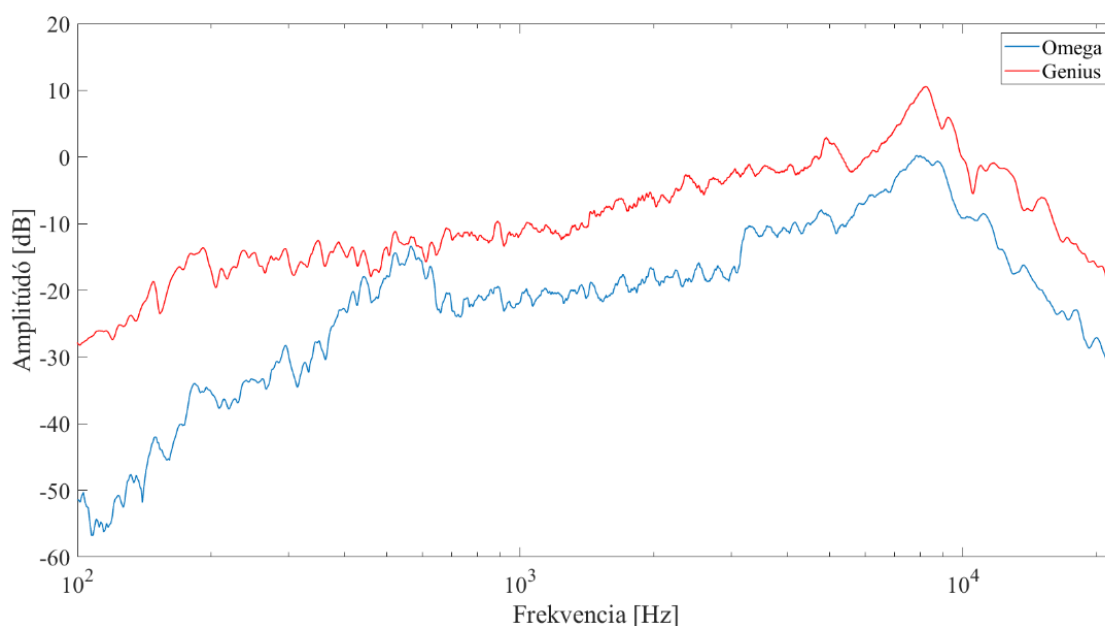


8-4. ábra: Genius SP-HF160 hangszóró

A hangszóró mérete ugyan jóval nagyobb, de a membránja csak kicsivel nagyobb, mint az OMEGA-é. Emellett ugyanúgy 3,5 mm-es Jack csatlakozóval rendelkezik és USB csatlakozón keresztül kapja a tápot.

8.2.1 Átviteli függvény mérése

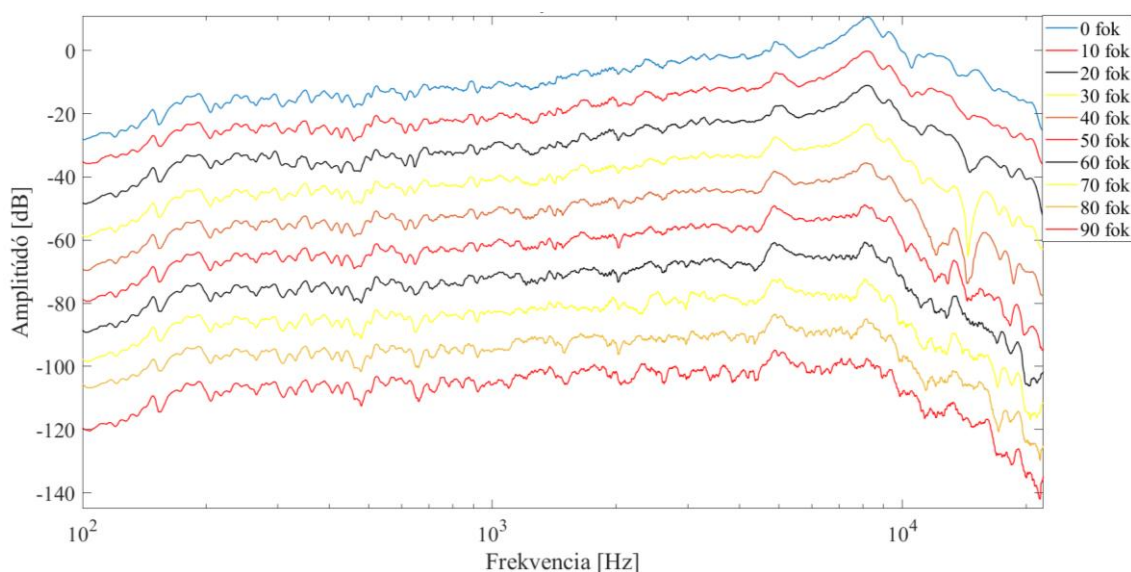
Az OMEGA hangszóróval analóg módon történt a mérés, ugyanolyan módszerrel és ugyanazt a jelet használva. Vizsgáljuk meg az on axis átvitelt, mindjárt az OMEGA hangszóróval összehasonlítva:



8-5. ábra: OMEGA és Genius hangszórók on axis mért átviteleinek összehasonlítása

Azt tapasztaljuk, hogy 400 Hz helyett 150-200 Hz-től viszonylag egyenletesnek mondható az átvitel. 3 kHz fölött minimális a különbség, de ez az irányítás szempontjából már kevésbé érdekes. A mérési eredményt látva azt várjuk, hogy ez a hangszóró nyalábformálásra alkalmasabb lesz.

Vizsgáljuk meg az iránykarakterisztikát is:



8-6. ábra: Genius hangszóró iránykarakterisztikája egymáshoz képest eltolva

Az iránykarakterisztika itt is közel egyenletesnek mondható. Nagyfrekvencián 3 kHz fölött láthatunk különbséget. Például, ha megvizsgáljuk az átviteleket 8 kHz-en, azt tapasztaljuk, hogy növekvő szögek esetén a kiemelés egyre kevésbé lesz jellemző, „kilapul” az átvitel.

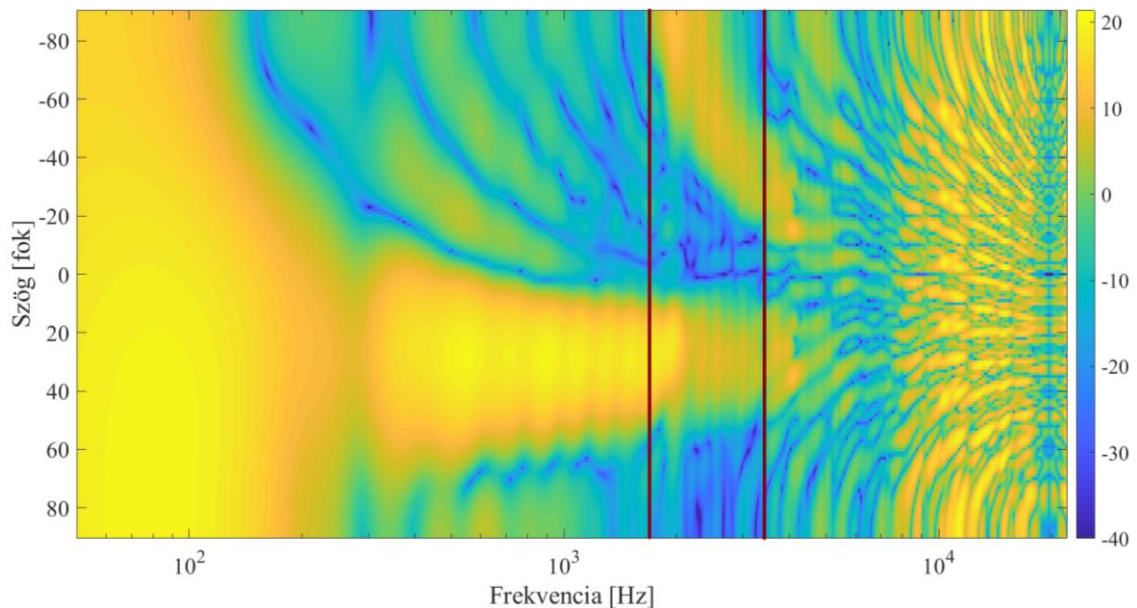
8.3 Döntés a két hangszóró között

Az előző fejezetben a különböző módszereket összehasonlítva arra a következtetésre jutottunk, hogy az időtartománybeli, regularizált, kétszáz fokszerű least squares FIR szűrő adja a legjobb eredményt. A két hangszóró közötti döntésben ezt a szűrőt fogjuk felhasználni a szimuláció során.

Emiatt mindkét hangszóróra egy ilyen FIR szűrőt terveztem. Mivel a mérések 10 fokként történtek, ezért a tervezésnél az előírás is csak 10 fokként történhet meg. A végleges rendszerben 8 darab hangszórót fogok felhasználni, ezért a szimuláció is 8 darab hangszóróra fog történni. Nézzük meg külön-külön, majd egymással összehasonlítva az eredményeket.

8.3.1 Tervezés az OMEGA hangszóróra

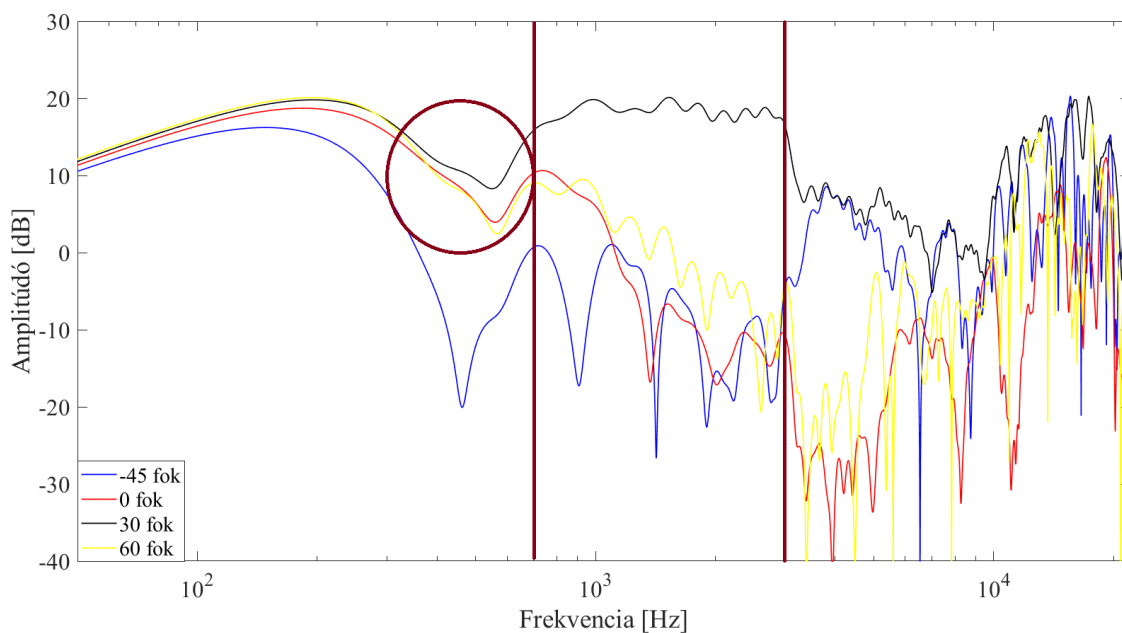
Vizsgáljuk meg a tervezés eredményét:



8-7. ábra: OMEGA hangszóró időtartománybeli, regularizált least squares tervezés szimulációjának iránykarakterisztikája

Az ábra alapján nagyjából 300 Hz és 1,7 kHz között tudunk irányítani. 1,7 kHz után (első függőleges vonal) már megjelennek oldalhullámok a negatív irányok felé, ha ez nem jelent gondot, inkább az számít, hogy a célirányba sugározzunk jól, akkor egy kicsivel még feljebb tudunk menni, nagyjából 3 kHz-ig jónak mondható az irányítottság (második függőleges vonal). Emellett hátrány az, hogy 300 Hz fölött nem egyenletes az átvitel, elég nagy tartományon, 300-700 Hz között láthatunk is egy nagyon zavaró leszívást (részletesebben lásd a következő ábrán).

Vizsgáljuk meg pár kitüntetett irányban is az átviteleket:

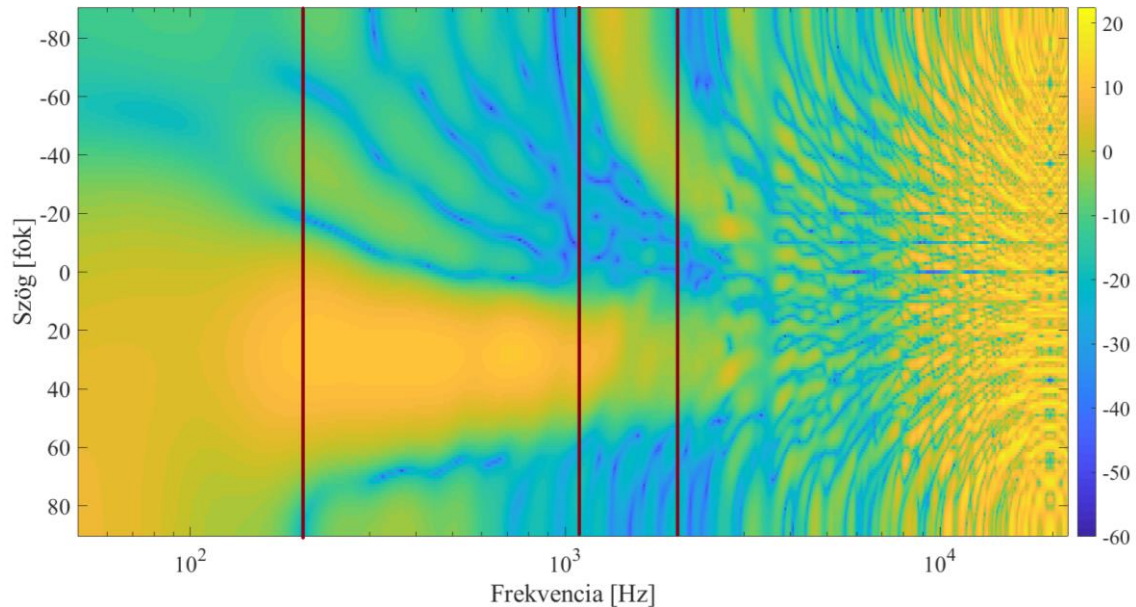


8-8. ábra: OMEGA hangszóró időtartománybeli, regularizált least squares tervezés szimulációjának átviteli függvényei több szög esetén

A zavaró leszívás 300 Hz és 700 Hz között jelentkezik, ez az ábrán a bekarikázott rész: ez elég nagy tartomány. Jól látható, hogy a főiránybeli irányítás csak nagyon korlátozottan, körülbelül 700 Hz és 3 kHz között (a két függőleges vonal közötti frekvenciatartományon) lehetséges egyáltalán. De a 8-7. ábrán látottak miatt a felső határ, ha számítanak számunkra az oldalhullámok is, csak 1,7 kHz.

8.3.2 Tervezés a Genius hangszóróra

A tervezés természetesen az OMEGA hangszóróval megegyező módon történt, így az eredmények összehasonlíthatók. Vizsgáljuk meg a következő ábrát:

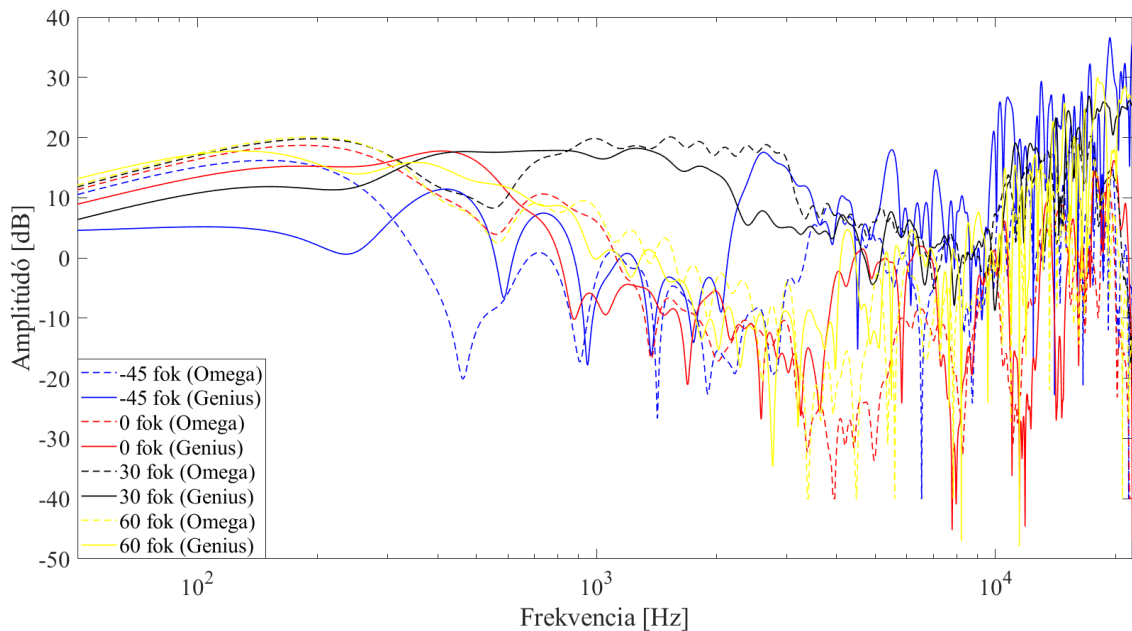


8-9. ábra: Genius hangszóró időtartománybeli, regularizált least squares tervezés szimulációjának iránykarakterisztikája

Az alsó határ lecsökkent kb. 200 Hz-re (első vonal), innentől már mondhatjuk azt, hogy a hangszórótömb irányítottá válik, de a felső határ is alacsonyabb: kb 2 kHz (harmadik vonal). Ez a felső határ a hangszórók távolsága miatt csökkent le, mivel távolabb vannak a Genius hangszórók egymástól, mint az OMEGA hangszórók lennének. Cserébe viszont ezen a tartományon nincsenek leszívások, közel teljesen egyenletes az átvitel. Amennyiben az oldalhullámokat is figyelembe szeretnénk venni, akkor az első két függőleges vonal közötti tartományra, körülbelül 200 Hz és 1 kHz közé szűkül a tartomány.

8.3.3 A szimulációk eredményeinek összehasonlítása és értékelése

Ábrázoljuk egyszerre több szögre a két hangszórával elért eredményt.



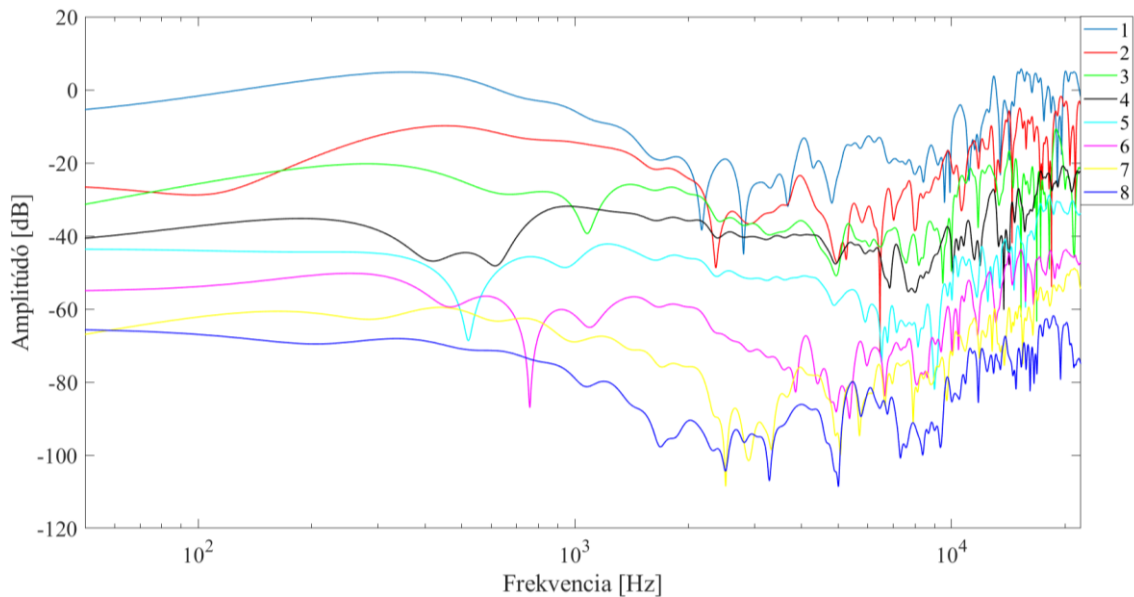
8-10. ábra: Genius és OMEGA időtartománybeli, regularizált least squares tervezés szimulációjaként kapott átviteli függvények összehasonlítása több szög esetén

Szaggatottal az Omega, folytonos vonallal a Genius hangszórót láthatjuk. A Genius ez alapján 300-400 Hz-től használható és elfogadható eredményt ad, míg az Omega csak kb. 700 Hz-től. Emellett a jó tartományon is sokkal jobb az átvitele, kevésbé hullámzik.

Igaz, hogy alacsonyabb frekvenciákig működik megfelelően, alig több, mint 2 kHz-ig, de az egyenletesség ezt bőven kompenzálja. Tehát összességében a Genius 300-400 Hz-től 2 kHz-ig, az OMEGA 700 Hz-től 3 kHz-ig használható. A Genius esetén ez körülbelül 7-8 oktávnyi, az OMEGA esetén pedig 5 oktávnyi hangterjedelmet jelent, tehát egyértelműen meg tudjuk állapítani, hogy a Genius hangszóró használatára lesz szükség, mivel vele sokkal jobb eredmény elérése lehetséges.

8.3.4 Megvalósíthatóság ellenőrzése

Meg kell vizsgálnunk, hogy milyen FIR szűrő átvitelek mellett kapjuk a fenti eredményt. Túl nagy kiemelést nem szeretnénk, nem is tudunk megvalósítani, ezért az a fő szempont, hogy 20 dB-nél nagyobb kiemelést ne kapjunk a szűrőátvitelekben az átlagos középsávi átvitelhez képest. A Genius hangszóró melletti döntés előtt vizsgáljuk meg az erre tervezett szűrőket:



8-11. ábra: Genius hangszóróra tervezett időtartománybeli, regularizált least squares FIR szűrő átviteli függvényei az összes hangszóróra, egymáshoz képest eltolva

Az átvitelek a jobb átláthatóság kedvéért el vannak tolvá. Jól látható, hogy a középsávhoz képest 20 dB-nél nagyobb kiemelés egyik hangszóró esetén sincs: ez azt jelenti, hogy a fentebb kapott eredményt elfogadhatjuk, mivel megvalósítható szűrők segítségével kaptuk.

9 A hangszórótömb mérése és szimulációja

9.1 Mérés

Miután döntöttem a Genius hangszórók mellett, további hat darabot szereztem be belőlük, hogy összeállíthassam a kísérleti hangszórótömböt. Emellett egy 4 USB bemenetű hálózati töltőt alkalmaztam a hangszórótömb megtáplálására.

A méréshez az IE224-es termet használtam. Ez a terem azért előnyös, mert jóval nagyobb a korábban használt DSP labornál, szét lehet pakolni az asztalokat és a székeket, és így egy nagy szabad terület képezhető, ahol a reflexiók sokkal később jelentkeznek, jobb lesz a mérés minősége.

Ugyanazzal a mikrofonnal és hangkártyával mértem, mint az előző, 8. fejezetben a hangszórók iránykarakterisztikájának mérésekor. Ez a hangkártya 8 csatornás, vagyis egyszerre 8 darab hangszórót is meg tud hajtani. Céлом az volt, hogy hangszórótömböt alkotva az összes hangszóró iránykarakterisztikáját egyesével lemérjem, ez úgy volt a legegyszerűbb, ha egymás után meghajtottam a hangszórókat egy-egy pozícióban, ehhez szükséges a 8 csatornán egyszerre történő lejátszás. A felvételeket korábban az Audacity programmal vettem fel, de mint kiderült, az nem alkalmas egyszerre 8 csatornás lejátszásra. Rövid keresgélés után ezért a Reaper nevű program 60 napos próbaverziójával végeztem el a mérést.

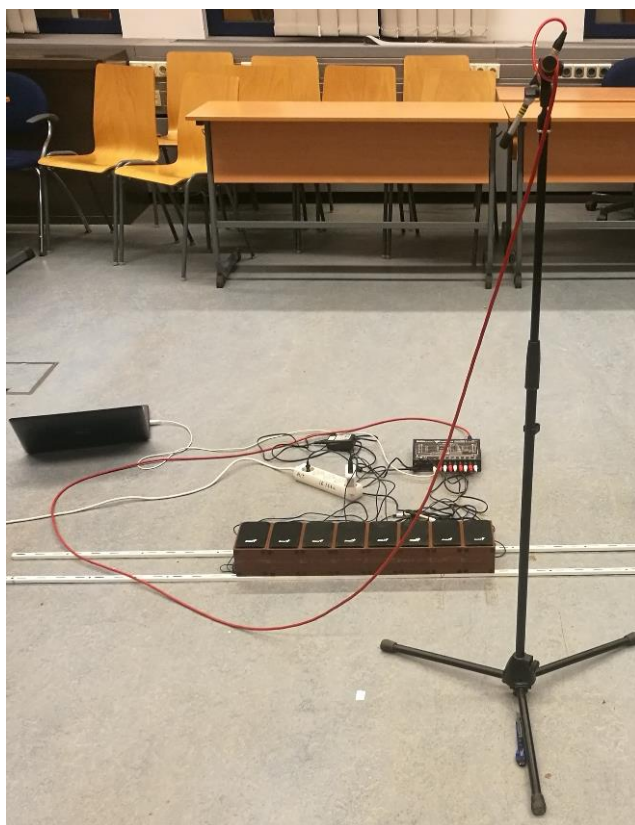
A hangszórókat a földre helyeztem, úgy, hogy a plafon felé sugározzanak, mert így hosszabb területet tud bejárni a hanghullám az első reflexióig. A mikrofont emiatt pedig nem eléjük, hanem fölénk helyeztem el.

A hangszórókat két fém lécre helyeztem el, mivel mindegyik hátulján egy kilógó potméter akadályozta a földre helyezést. Megvizsgáltam, és a fém lécs nem rezgett be lejátszáskor, tehát nem torzította az eredményt.

Ismét 10 fokonként végeztem el a mérést, és a távolság is 1 méter volt. A mikrofon forgatásával és áthelyezésével mértem le az átviteleket, ügyeltem arra is, hogy a mikrofon mindig nagyjából a hangszórótömb közepe felé nézzen. Ezzel a felbontással az irányítás csak korlátozottan lehetséges, sűrűbb méréssel javítani lehetne az eredményt.

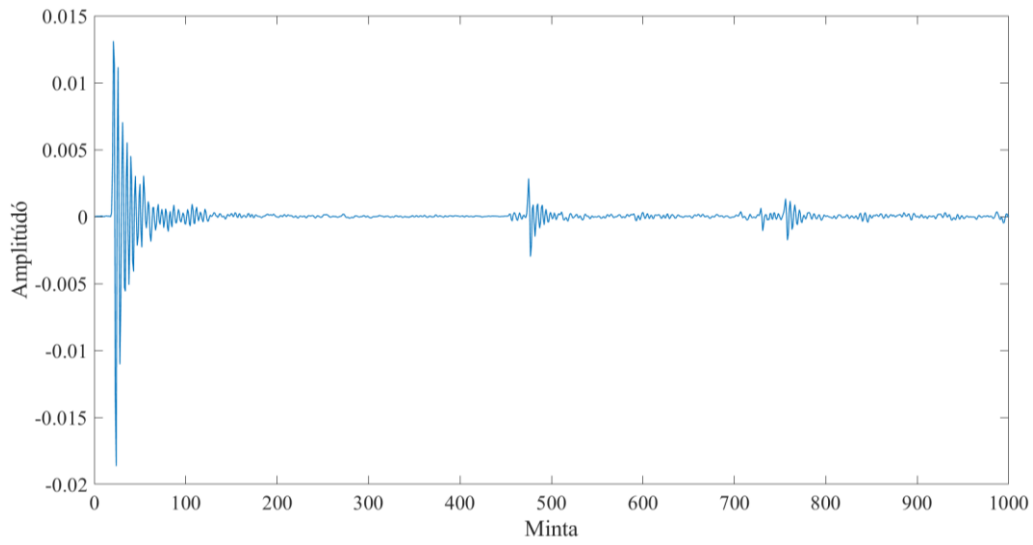


9-1. ábra: Mérési elrendezés (1.): hangszórók átvitelének mérése 0 fokon (on axis)



9-2. ábra: Mérési elrendezés (2.): hangszórók átvitelének mérése 20 fokon

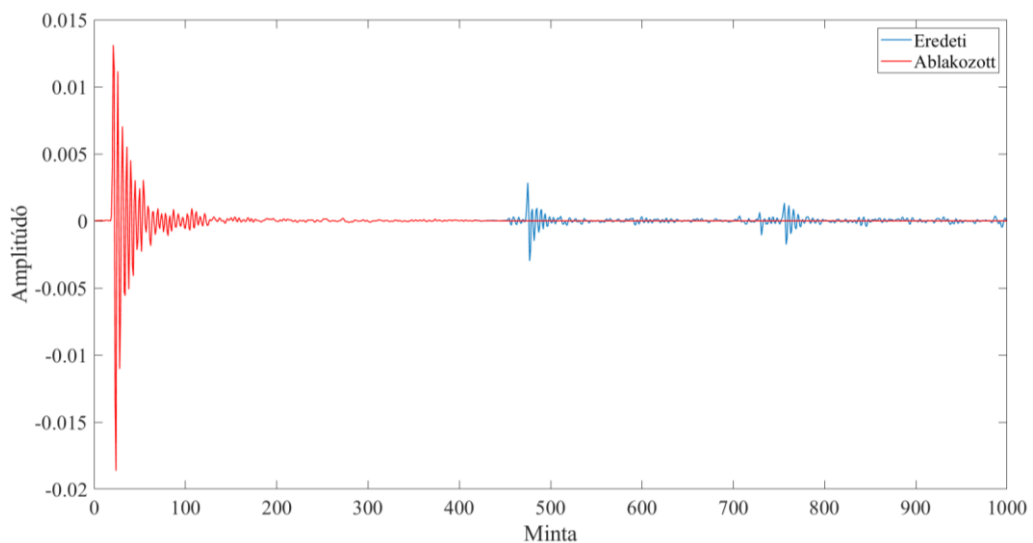
A mérési hangfájlok feldolgozása után megvizsgáltam a mért impulzusválaszokat. Egy véletlenszerűen választott impulzusválasz a következő:



9-3. ábra: Véletlenszerűen választott mért impulzusválasz

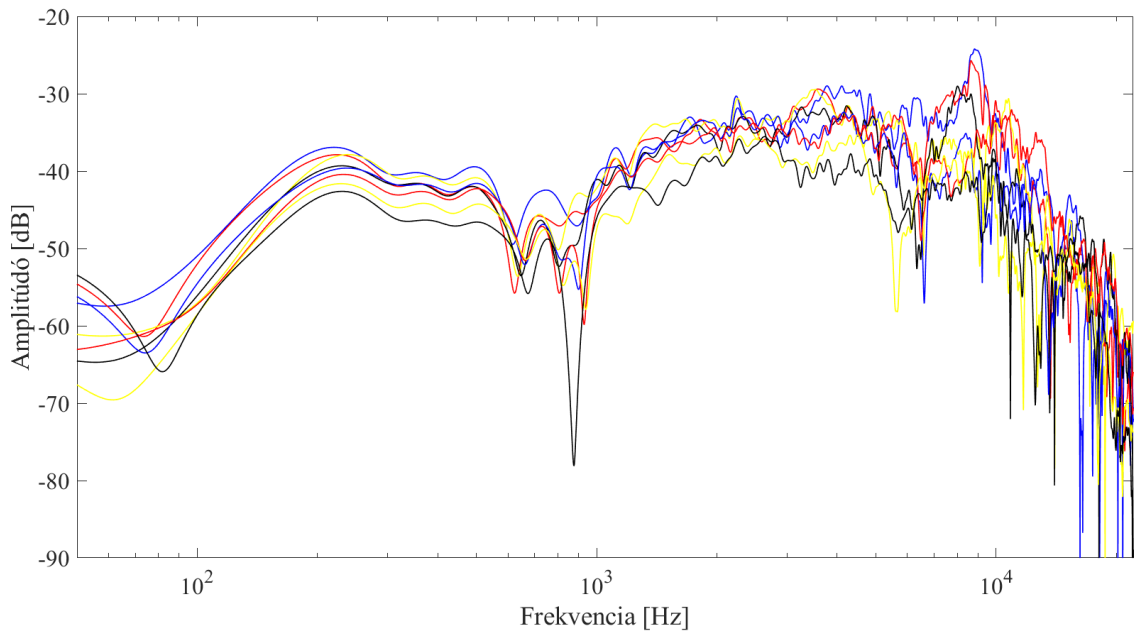
Az első reflexió közel 500, a második 750 minta környékén jelentkezik. A hangszóró impulzusválasza 500 mintáig már bőven lecsengett. A reflexiók hatását ki szeretnénk küszöbölni, ezért ablakozni fogjuk az impulzusválaszt (le fogjuk kerekíteni) egy fél Hanning ablakkal.

Az összes impulzusválaszt megvizsgálva megállapítható, hogy az első reflexió legkorábban 450 mintánál jelentkezik, ezért a kerekítés során egy 400 mintától induló, 50 hosszúságú fél Hanning ablakot alkalmaztam. Ez gyakorlatilag egy átviteli függvény simításnak is megfelel. Eredményül ezt kaptam:



9-4. ábra: Az eredeti és az ablakozott impulzusválasz összehasonlítása

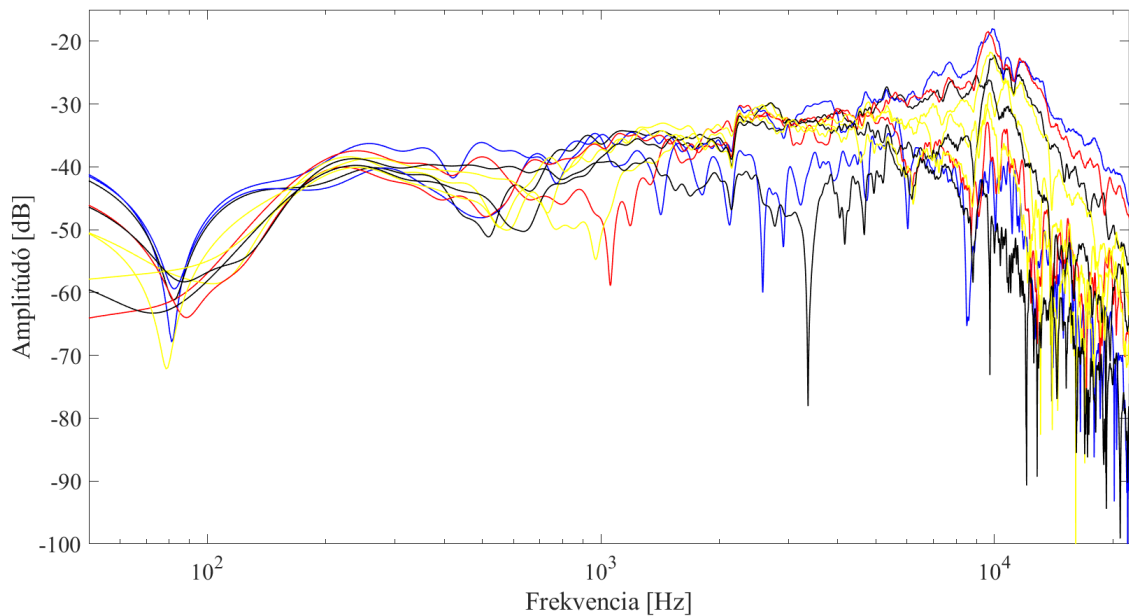
Vizsgáljuk most meg a hangszóróátvitelek 50 foknál:



9-5. ábra: Mért hangszóróátvitelek 50 foknál

Jellegre hasonló eredményeket kaptunk az összes hangszóró esetén, a korábbiakban látott módon nagyobb szögekre a 8-9 kHz környékén látható kiemelés elkezd „kilapulni” (a nagyobb szögeketet úgy értem, hogy hiába mérem 50 fokon az átvitelt, ez csak a hangszórótömb közepéhez képest fog 50 fokot jelenteni, az első hangszóró például kisebb, az utolsó pedig nagyobb szöget fog bezárni a mikrofonnal).

Most tekintsük meg egyetlen hangszóró iránykarakterisztikáját:



9-6. ábra: A harmadik hangszóró mért iránykarakterisztikája

Jelentősebb eltérést most sem tapasztalunk, nagyobb szögekre csökken az átvitel mértéke leginkább 1 kHz fölött, de jellegre hasonló eredményt kapunk. Itt is észrevehető az átvitel kiemelkedése 2 kHz-től, ez minden ilyen típusú hangszórónál jellemző tulajdonság, valószínűleg a hardveres kialakításból, felépítésből adódik.

9.2 Az iránykarakterisztika szimulációja

A korábbiakhoz hasonlóan tervezzük először egy egyszerű delay-and-sum irányítást (az összehasonlítás kedvéért, mivel ez a legegyszerűbb módszer), felhasználva a korábban is alkalmazott ((3) és (4)) képleteket. majd egy 200 fokú, időtartománybeli, regularizált least squares FIR szűrőt, így, hogy most már minden hangszóró iránykarakterisztikája ismert. Ezeket be tudjuk a FIR szűrő tervezésénél helyettesíteni a megfelelő helyekre, és így a tényleges hangszóróátvitelre tudunk tervezetni szűrőket. Ekkor a (9)-es, illetve (10)-es képletekben a \mathbf{H} mátrix nem az egyes hangszórók különböző irányokban történő késleltetését szimuláló impulzussorozatot tartalmazza, hanem a mért impulzusválaszokat. Ilyenkor természetesen 10 fokonként, a mérés felbontásában tudjuk csak a célt előírni, illetve az eredményeket megvizsgálni, mivel a köztes pontok mérése nem történt meg, azokban a pontokban az átvitelt nem ismerjük.

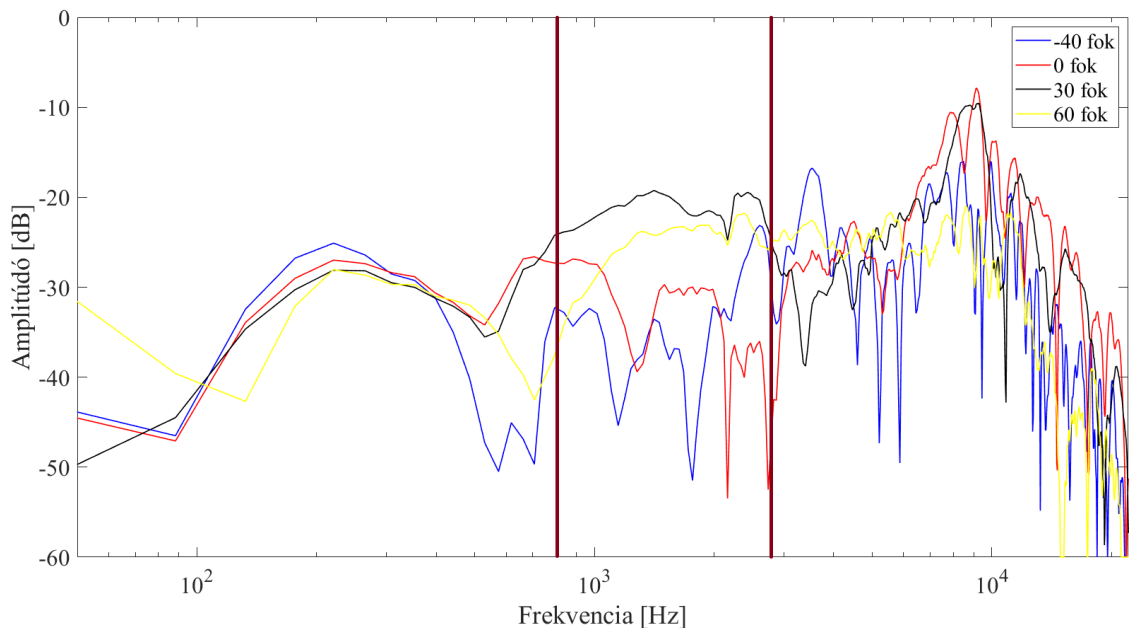
9.2.1 Delay-and-sum módszer

9.2.1.1 Tervezés

A tervezéshez nem használjuk fel a mért impulzusválaszokat, hiszen ennek a módszernek az a lényege, hogy csak késlelteti a jeleket egymáshoz képest, úgy, hogy a kívánt célirányban fázisban legyenek a jelek, vagyis kompenzálja a hangszórók közötti távolság miatt jelenlévő útkülönbséget. A szükséges késleltetés és az eredmények számításához is Lagrange-interpolációt használtam. Elsőként megvizsgáltam, hogy szükség van-e a szélső hangszórók erősítésének lekerekítésére Hanning ablak segítségével.

9.2.1.2 Szimuláció

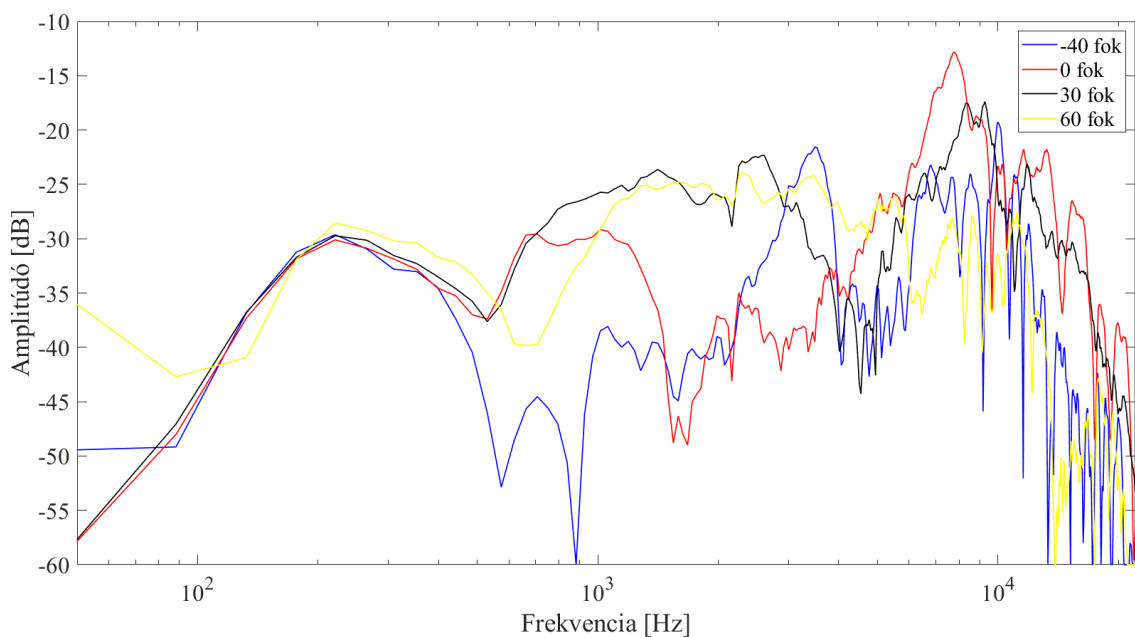
A következő eredményt kapjuk, elsőként lekerekítés nélkül:



9-7. ábra: Lekerekítés nélküli delay-and-sum tervezés eredményeként létrejövő átviteli függvények különböző, kiválasztott irányokban

Láthatjuk, hogy az ideálistól messze van a kapott eredmény. A két vonal közötti tartományon, nagyjából 800 Hz és 2,8 kHz között az irányítottság jó 30 fokra, azonban látható, hogy például a 60 foknál jelentkező átvitel teljesen használhatatlanná teszi a módszert, ha abba az irányba már nem szeretnénk sugározni.

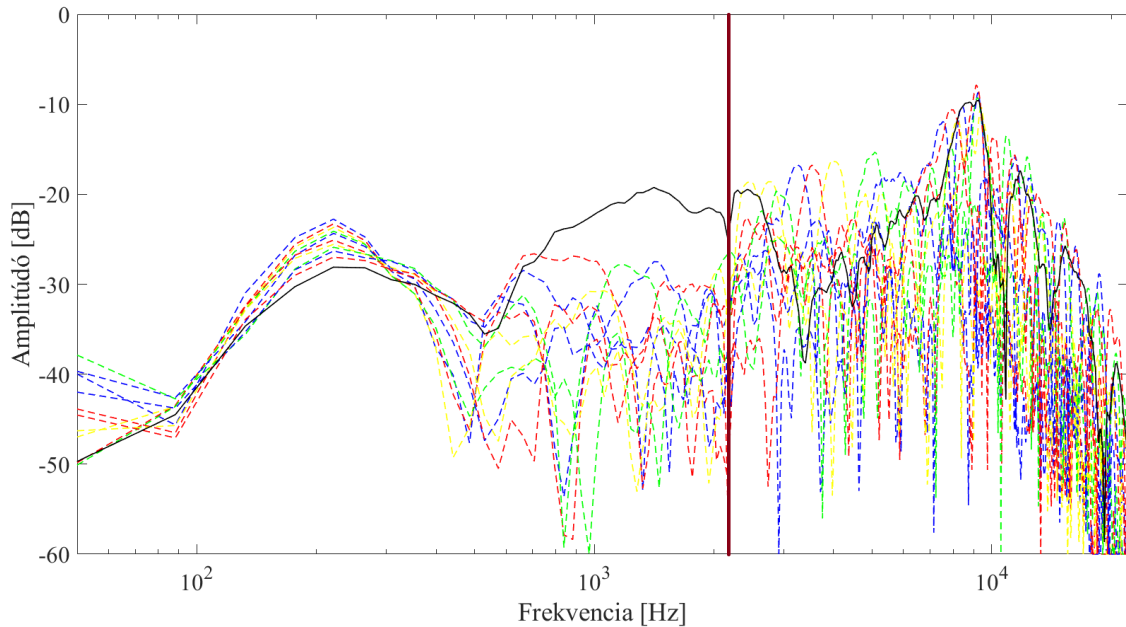
Vizsgáljuk meg ugyanezt lekerekítés mellett:



9-8. ábra: Lekerekítéses delay-and-sum tervezés eredményeként létrejövő átviteli függvények különböző, kiválasztott irányokban

A változás nem jelentős, negatív irányban, -40 és 0 foknál kis javulást tapasztalunk (nagyobb lesz az elnyomás valamivel 0 és -40 foknál 1-2 kHz között), azonban például 60 foknál rosszabb is lesz az eredmény, 1-2 kHz között a 30 fokos átvitelhez képest gyakorlatilag nincsen elnyomás. Ez alapján úgy döntöttem, hogy nincsen szükség a Hanning ablakos lekerekítésre.

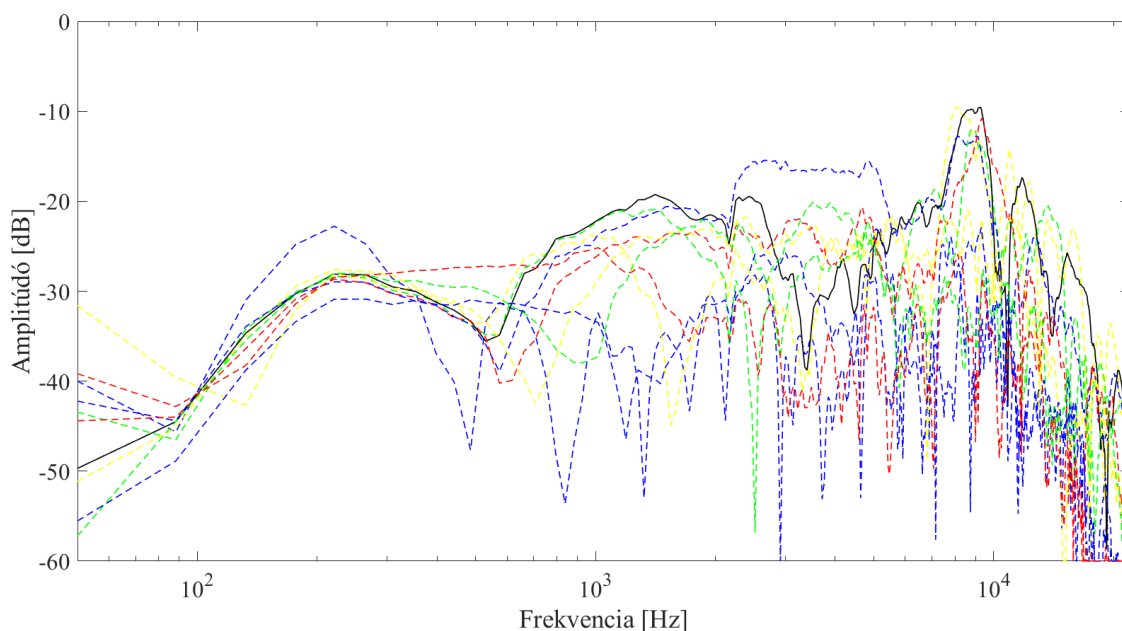
A 9-7. ábra nem mutatja meg nekünk azt, hogy meddig tudunk irányítani. Vizsgáljuk meg részletesebben az eredményt, először a negatív irányokban, és a főirányban. Folytonos vonallal a főirányt, szaggatott vonallal pedig a többi irányt jelöltem:



9-9. ábra: A delay-and-sum tervezés eredményeként létrejövő átviteli függvények -90-tól 0 fokig és a főirányban

Azt tapasztaljuk, hogy a felső határ nagyjából 2 kHz, efölött a többi irányban már értékelhetetlen, rossz átviteleket kapunk. Az alsó határ változatlan, 800 Hz. 800 Hz és 2 kHz között pedig az elnyomás mértéke a főirányhoz képest nagyjából 10 dB.

Vizsgáljuk meg ugyanezt pozitív szögekre is.



9-10. ábra: A delay-and-sum tervezés eredményeként létrejövő átviteli függvények 10 foktól 90 fokig

A főirányt ismét a folytonos vonal jelzi. Jól látható, hogy pozitív szögeknél romlik csak el igazán az eredmény, gyakorlatilag teljesen használhatatlanná teszi a módszert, nem mondhatjuk azt, hogy a hangszórótömb hangja 30 fok felé van irányítva.

Összességében annyit értünk el, hogy a negatív szögekre nagyjából elnyomódik az átvitel, de a pozitív szögeknél teljesen rossz eredményt kaptunk. Emiatt várakozásunk szerint ez a módszer a valóságban is hasonlóan rossz eredményt fog produkálni.

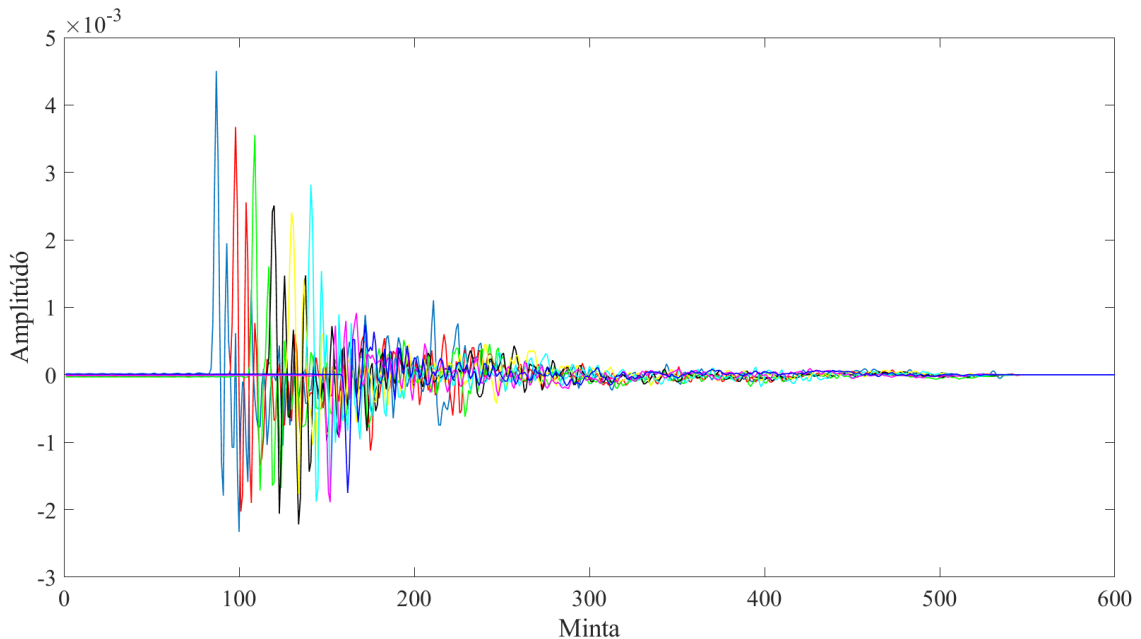
9.2.2 Időtartománybeli least squares FIR szűrő

9.2.2.1 Tervezés

A tervezés során a mért impulzusválaszokat használtam fel, úgy, ahogy a 9.1-es fejezetben már láttuk, vagyis az első reflexió előtt lekerekítettem az impulzusválaszokat.

Emellett minden esetben láthatunk egy késleltetést, mivel a hangnak el kell jutnia a mikrofonig, ez jelzi az 1 méter megtételéhez szükséges időt, illetve a hangkártyának is van egy bizonyos késleltetése. Ezt természetesen a tervezésnél nem kell figyelembe vennünk, hiszen nem akarunk feleslegesen késleltetést belevinni a rendszerbe. Ez azt jelenti, hogy levághatjuk az összes impulzusválasz elejéből a felesleges részt, de fontos, hogy ugyanannyi mintát kell kivágnunk mindegyikből. Ha megnézzük az összes

impulzusválaszt, akkor bebizonyosodik az, ami elméletben is kiszámolható, mégpedig az, hogy a legkisebb késleltetést -90 és 90 foknál találjuk: ekkor ér el leghamarabb a szélső hangszóró hangja a mikrofonig.



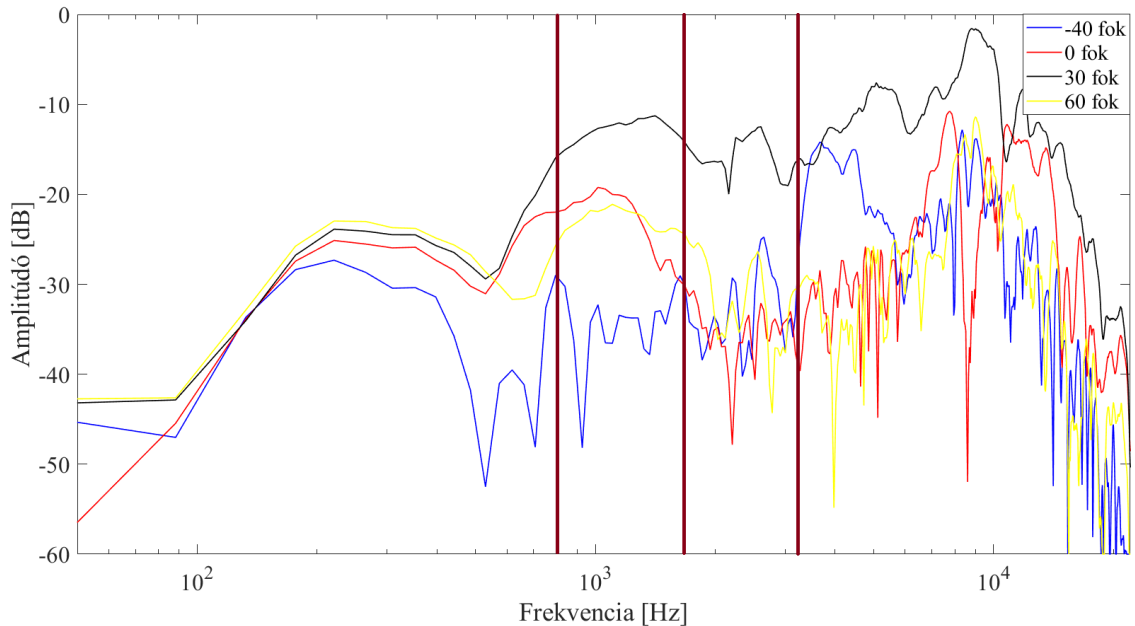
9-11. ábra: A hangszórók mért impulzusválaszai -90 foknál

Ahogy az ábrán is látható, nagyjából 90 minta környékén ér el a mikrofonig a szélső hangszóró hangja: ez azt jelenti, hogy ennyi mintát eltávolíthatunk az impulzusválaszokból.

A least squares előíráshoz tehát rendelkezésünkre állnak a kiindulási hangszóró impulzusválaszok -90 foktól 90 fokig, 10 fokos felbontásban, adott a célkarakterisztika is. Már csak az a kérdés, hogy a cél impulzusválasz késleltetése mekkora legyen. Fontos, hogy nem lehet kevesebb, mint a mért impulzusválaszok bármelyikének a késleltetése, hiszen a rendszerünk kauzális, negatív késleltetést nem tudunk megvalósítani. Ehhez már az előzőekben előállt, a késleltetés eltávolítása utáni impulzusválaszokat használjuk fel. Ha megvizsgáljuk egyesével az összes impulzusválaszt, akkor megállapíthatjuk, hogy 120 minta megfelelő lesz, hiszen a legnagyobb késleltetéssel rendelkező mért impulzusválasz késleltetése 110 minta.

9.2.2.2 Szimuláció

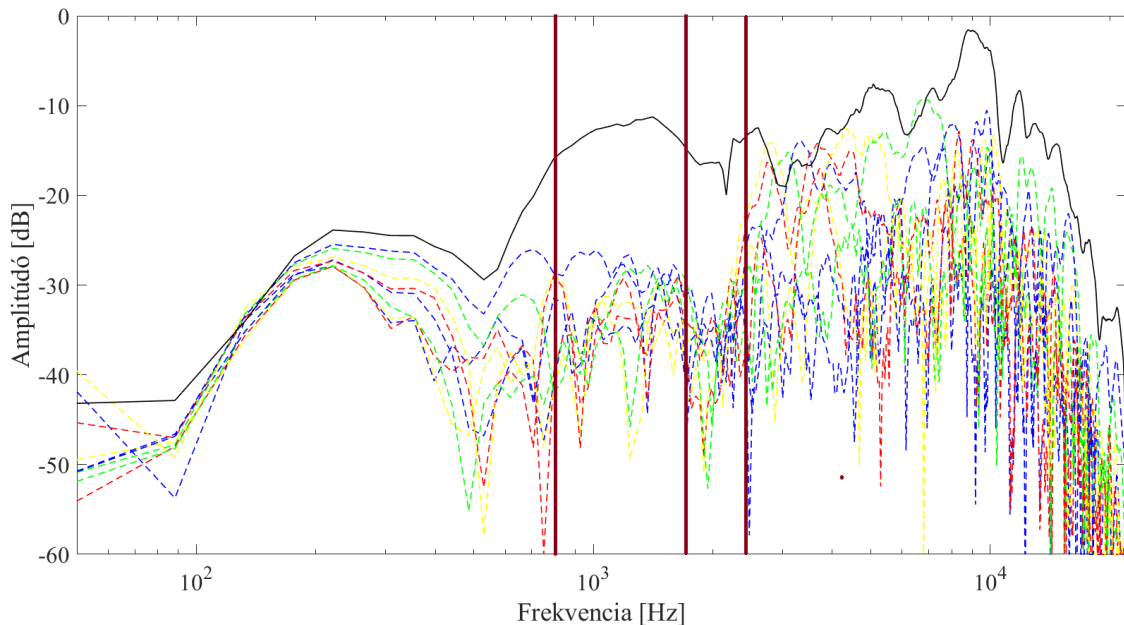
A megtervezett FIR szűrővel a következő szimulált eredményt kaptuk:



9-12. ábra: A valóságos rendszeren történő szimuláció eredményeként előálló átviteli függvények különböző, kiválasztott irányokban

Sajnos a várakozásainkhoz képest az eredmény rosszabb: az átvitel csak körülbelül 800 Hz és 1700 Hz között mondható egyenletesnek 30 fok irányában (az első két függőleges vonal közötti tartományon). Amennyiben a második és a harmadik vonal között (1700 Hz és kicsivel több, mint 3 kHz között) tapasztalható átvitelingadozás még elfogadható számunkra, akkor a főirányban ezen a tartományon is használható eredményt kapunk. Az irányítást megpróbáltam a FIR szűrő foksámának növelésével javítani, azonban azt tapasztaltam, hogy egyáltalán nem segített a helyzeten, csak minimális, alig észrevehető változást jelentett még 500 fok esetén is.

Ahhoz, hogy megállapítsuk azt, hogy az első oldalhullám milyen frekvencián jelenik meg, szükséges lenne az összes szimulált eredmény ábrázolása. Mivel láthattuk, hogy eddig mindig a negatív szögek felé jelentek meg az első oldalhullámok, és a fenti ábrán is látható, hogy pozitív irányokban még nincsenek jelen, ezért csak a 30 fokot és a negatív szögek átviteleit ábrázolom az átláthatóság kedvéért.

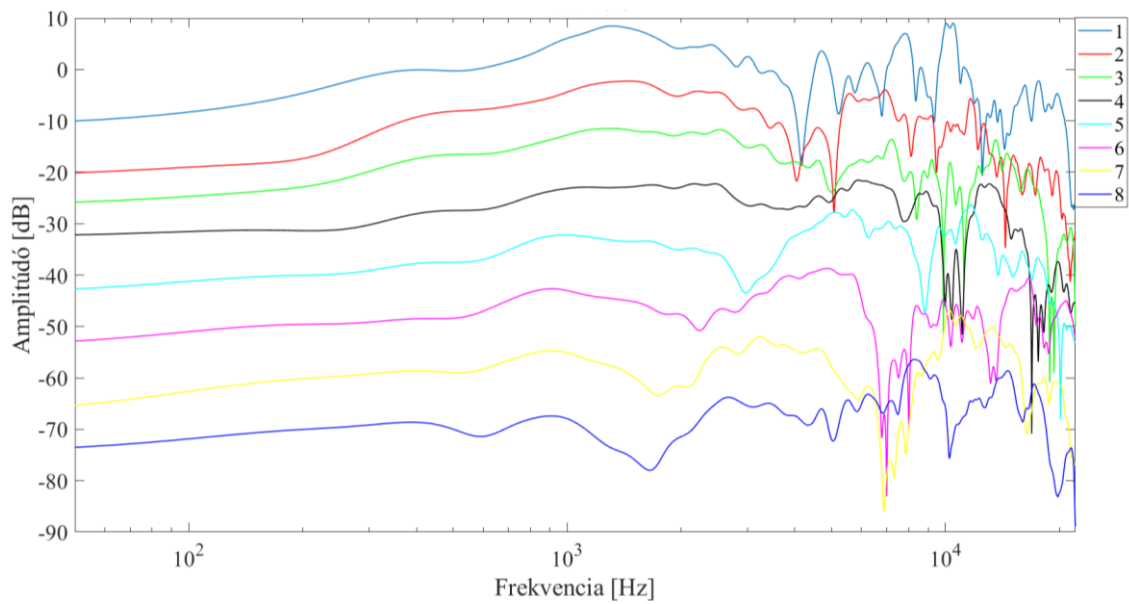


9-13. ábra: A valóságos rendszeren történő szimuláció eredményeként előálló átviteli függvények a főirányban és negatív szögek esetén

Folytonos vonallal látható a 30 fokos, szaggatott vonallal pedig a negatív irányokban kapott eredmény. Láthatjuk, hogy az előzőekben megállapított határ (800-1700 Hz) tényleg jó, ezen a tartományon nincsenek még oldalhullámok, és a főirányban is megfelelő az átvitel. Ha a főirányban látható kis egyenetlenség nem zavar minket 1700 Hz után (a második és harmadik függőleges vonal közötti területen), akkor még ezen a tartományon is irányítottak mondhatjuk a hangot. Nagyjából 2,3-2,4 kHz fölött, a harmadik vonal után azonban teljesen elromlik az irányítottság, az oldalhullámok teljesen elrontják.

Azt látjuk tehát, hogy a most kapott eredmény rosszabb, mint arra korábban számítottunk, hiszen 7-8 helyett csak 3 oktávnyi tartományon tudunk irányítani. Ez sajnos nem jó hír, de ez az eredmény fog a valósághoz a legközelebb állni, hiszen most modelleztünk a legkevesebbet, a szimulációban most használtuk fel a legtöbb mérési eredményt. Azért kaptunk rosszabb eredményt, mert a mérések nem voltak ideálisak, akaratlanul is beleszóltak a mérésbe különböző pontatlanságok, emellett a mérési pontok száma is kevés volt.

Végül vizsgáljuk meg a tervezett FIR szűrők átviteli függvényeit:



9-14. ábra: A valóságos rendszeren történő szimuláció során tervezett FIR szűrők átviteli

A korábbi kritériumunk, mégpedig az, hogy 20 dB-nél ne legyen nagyobb a kiemelés az átlaghoz képest, most is teljesült. Teljesen reálisak lettek az átviteli függvények, ezeket könnyedén meg tudjuk valósítani.

10 Az irányított hangszórótömb mérése

A hangszórótömb mérésénél mind a delay-and-sum, mind a FIR szűrős módszert megvizsgáltuk. Delay-and-sum esetben a késleltetéseket Lagrange-interpolációval modelleztük, ami így gyakorlatilag egy FIR szűrőnek felel meg. A méréshez nincs feltétlenül szükség jelfeldolgozó processzorra, úgy is megoldhatjuk, hogy a hangszóróra adott jeleket szűrjük meg előre a szűrőinkkel, majd ezt adjuk rá bemenetként a hangszórókra.

Mivel már nem az egyes hangszórók átviteleire vagyunk kíváncsiak, ezért egyben, az összes hangszóró egyszerre történő megszólaltatásával történt a mérés. Így minden szögre (10 fokonként) megkaptuk a hangszórótömb átviteli függvényét, a mért iránykarakterisztikát. A mérést ismét az IE224-es teremben végeztem el, nagyjából hasonló körülmények között. Zavaró tényező volt a terem fűtése, az előző méréshez képest most a ventilátoros befűtés végig működött (ugyan viszonylag alacsony hangerővel, de ez is számíthat).

Felmerült kérdésként, hogy szükség van-e a hangszóróátviteliek egyenként történő újbóli megmérésére, hiszen pontosan ugyanolyan körülményeket nem tudunk újra előidézni. Végül úgy döntöttem, hogy erre nincs szükség, az eltérés nem annyira jelentős, csak akkor mérem le újra az összes hangszóró iránykarakterisztikáját, ha gyanúsan rossz eredményt kapok. A későbbiekben látni fogjuk, hogy az újramérésre végül nem volt szükség.

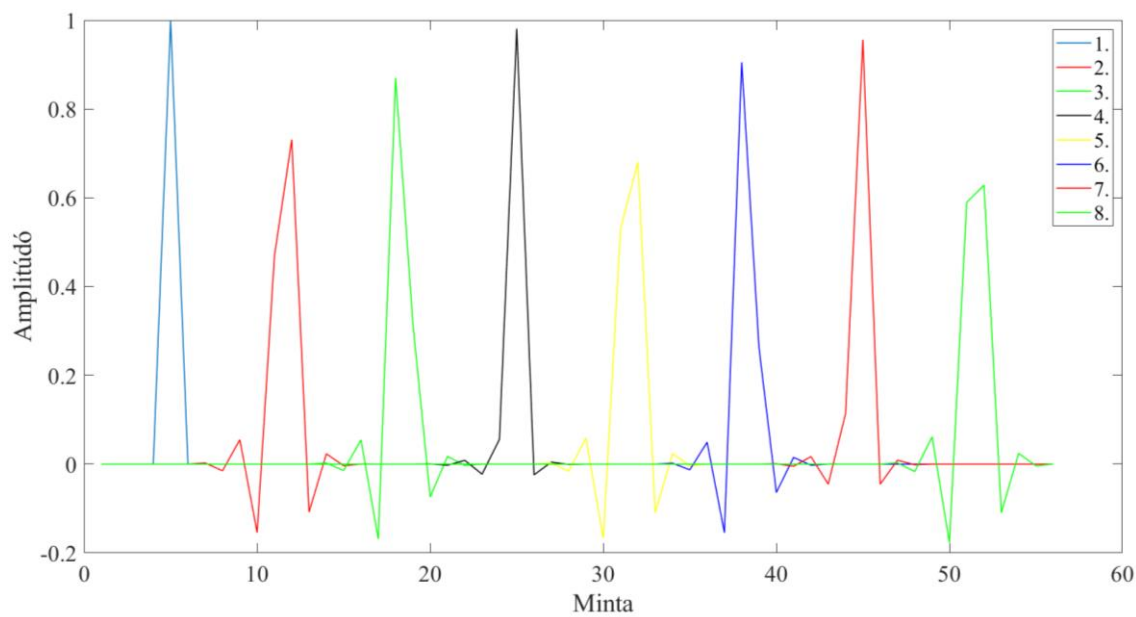
10.1 Delay-and-sum

10.1.1 Előkészületek

A jel előállításához a késleltetést reprezentáló Lagrange-interpolációra volt szükség. A szélső hangszórók erősítésének csökkentéséhez Hanning ablakos lekerekítést nem alkalmaztam, mivel a korábbi szimuláció során, a 9.2.1.2-es fejezetben bebizonyosodott, hogy nem változtat az eredményen.

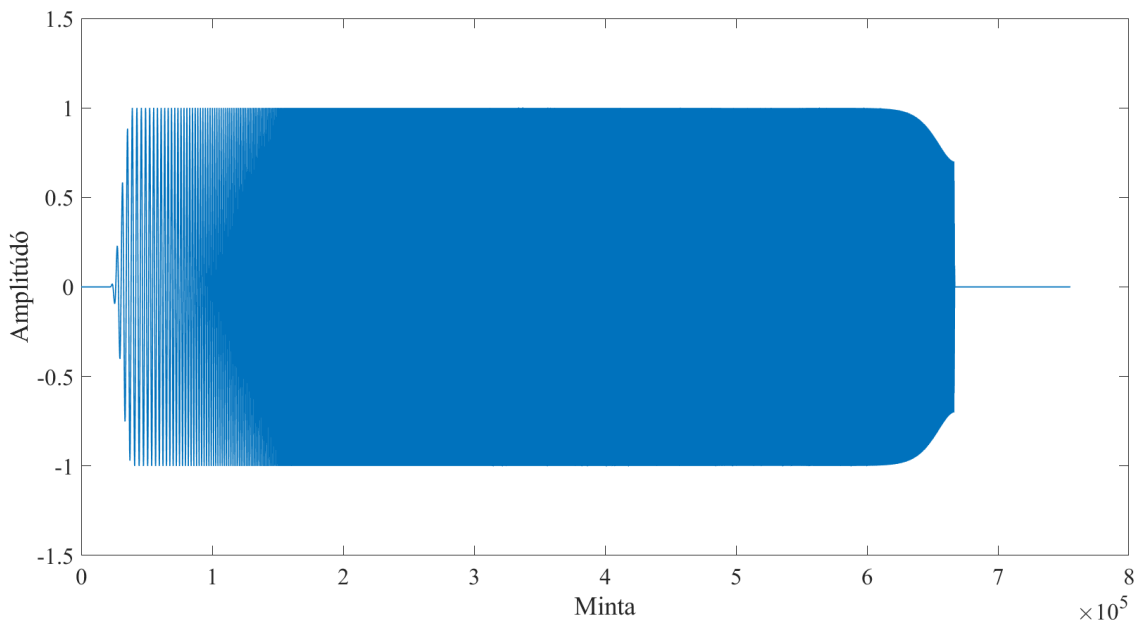
A késleltetést szimuláló Lagrange-interpolált szűrők a következőképpen néznek

ki:



10-1. ábra: A késleltetést szimuláló, Lagrange-interpolációval kapott FIR szűrők

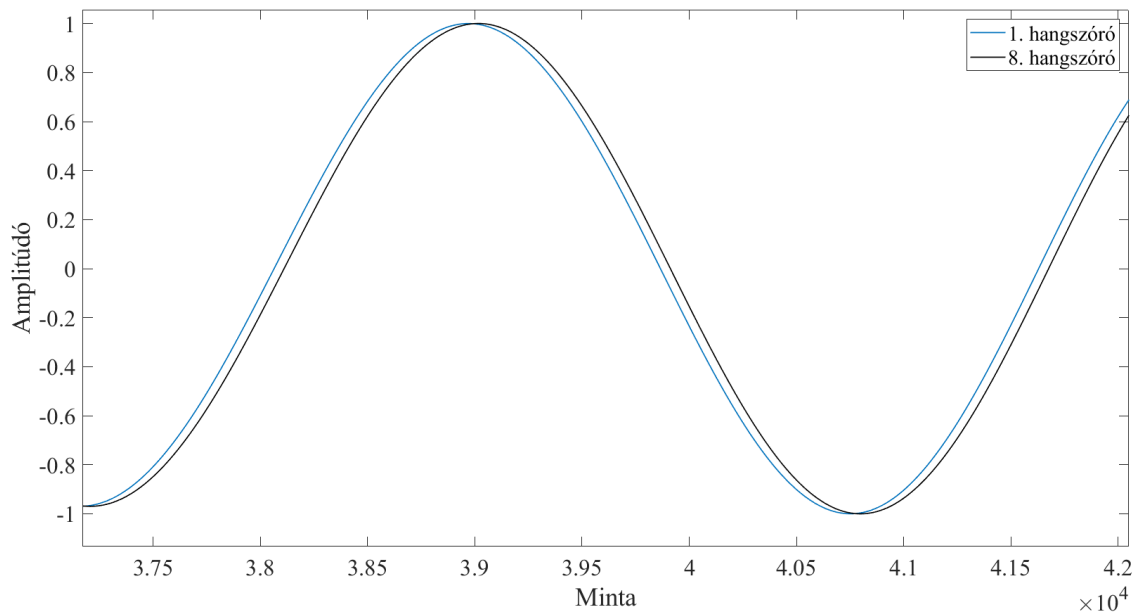
Ezekkel szűrtük meg egyszerűen a logaritmusos sweep jelet, és ezeket adtuk rá a hangszórókra. Például a harmadik hangszóróra adott jel a következőképpen néz ki:



10-2. ábra: A harmadik hangszóróra adott jel

Ezen jól látható, hogy a magasabb frekvenciákon, a mintasorozat végén lecsökken a jel amplitúdója. Ez a Lagrange-interpoláció miatt van, amely magas frekvenciákon csillapít. Ez nem jelent problémát, hiszen azon a tartományon amúgy sem tudunk

irányítani. A fenti ábrán még nem látszik a késleltetés, ezért ehhez vizsgáljuk meg az első és az utolsó, a nyolcadik hangszóra adott jelet közelebbről:

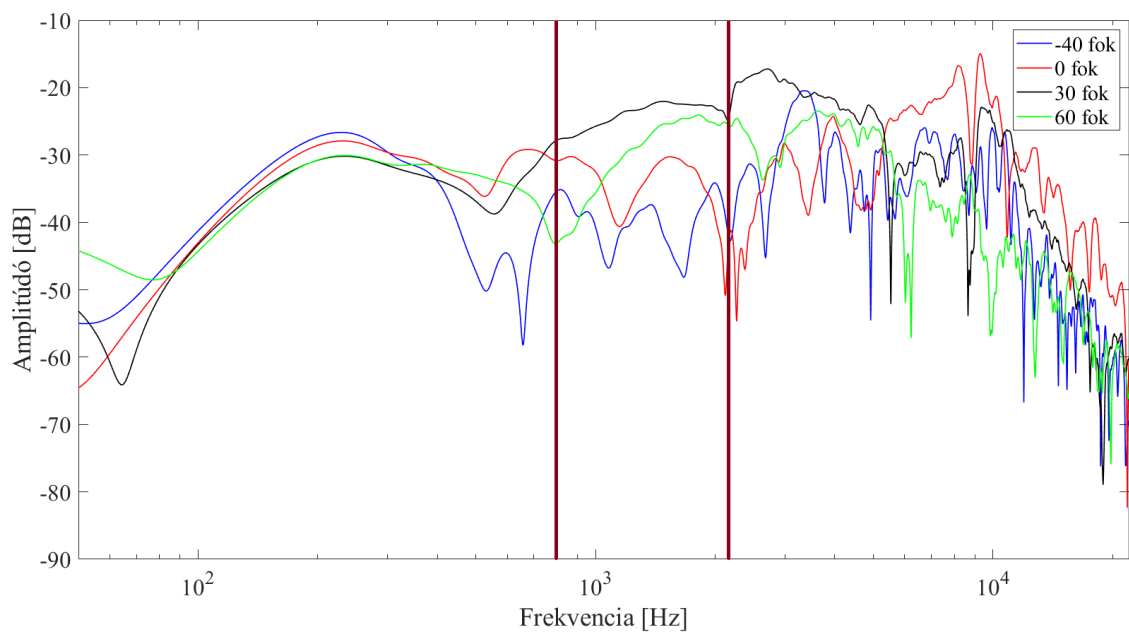


10-3. ábra: Az első és a nyolcadik hangszóra adott jel

Ránagyítva jól látható, hogy a 8. hangszóró jele késleltetve van az elsőhöz képest.

10.1.2 A mérés eredménye

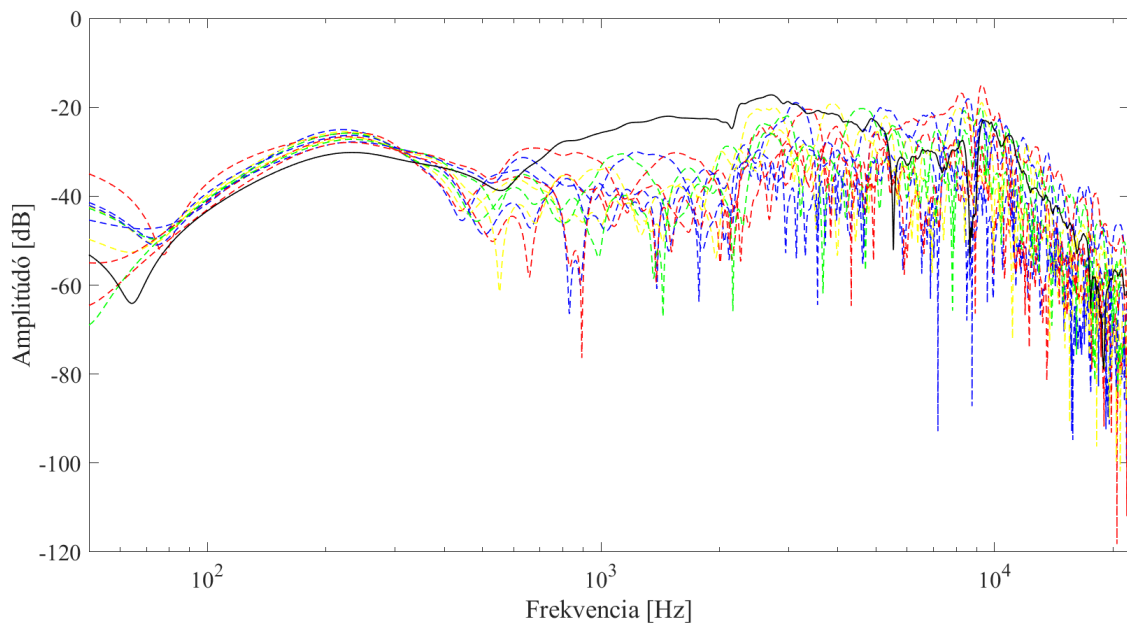
Pár kitüntetett irányban a következő eredmények születtek:



10-4. ábra: Delay-and-sum tervezés eredményeként mért átvitelek különböző irányokban

Bebizonyosodott az, amit már a szimuláció során láttunk: a delay-and-sum módszer nem alkalmas az irányításra: 800 Hz és kicsivel több, mint 2 kHz között 30 fok esetén viszonylag lapos átvitelt kapunk, cserébe például ehhez viszonyítva a 60 foknál tapasztalt átvitel alig nyomódik el.

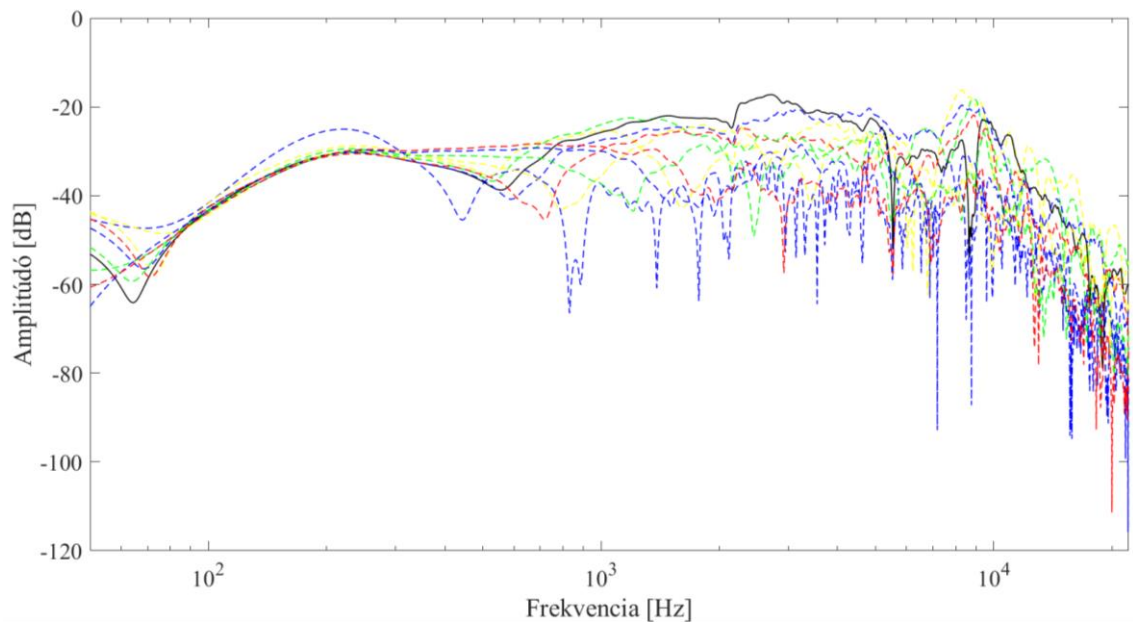
A jobb átláthatóság kedvéért most is két ábrán keresztül vizsgáljuk meg az eredményeket: egyszer a negatív szögekre, egyszer pedig a pozitív szögekre. A megszokott módon a folytonos vonal jelzi a főirányt, a 30 fokot, a többi irányt pedig szaggatott vonallal jelölöm:



10-5. ábra: A delay-and-sum tervezés eredményeként mért átvitelek -90-től 0 fokig és a főirányban

Negatív szögekre, mint a szimulációnál láttuk, nem annyira rossz az eredmény. 800 Hz és 2 kHz között a többi irányban tapasztalunk bizonyos mértékű elnyomást, ám ennek a mértéke is csak körülbelül 10 dB. Nagyon sok alkalmazásnál az a cél, hogy ezekben az irányokban minél nagyobb legyen az elnyomás mértéke, szinte ne lehessen hallani a hangot, és a -10 dB-es amplitúdó nagyjából 0,31-es erősítést jelent, ez messze van ettől, így ugyan halkabban, de továbbra is lehet hallani a hangot más irányokban is.

Ezek után tekintsük meg pozitív szögekre is az eredményt, itt sajnos látni fogjuk, hogy a szimuláció során keletkezett félelmeink beigazolódnak.



10-6. ábra: A delay-and-sum tervezés eredményeként mért átvitelek 10 foktól 90 fokig

Ismét azt tapasztaljuk, hogy az irányítottság nem jó: gyakorlatilag majdnem mindegyik pozitív szögre sugároz, minimális elnyomással.

10.1.3 Összegzés

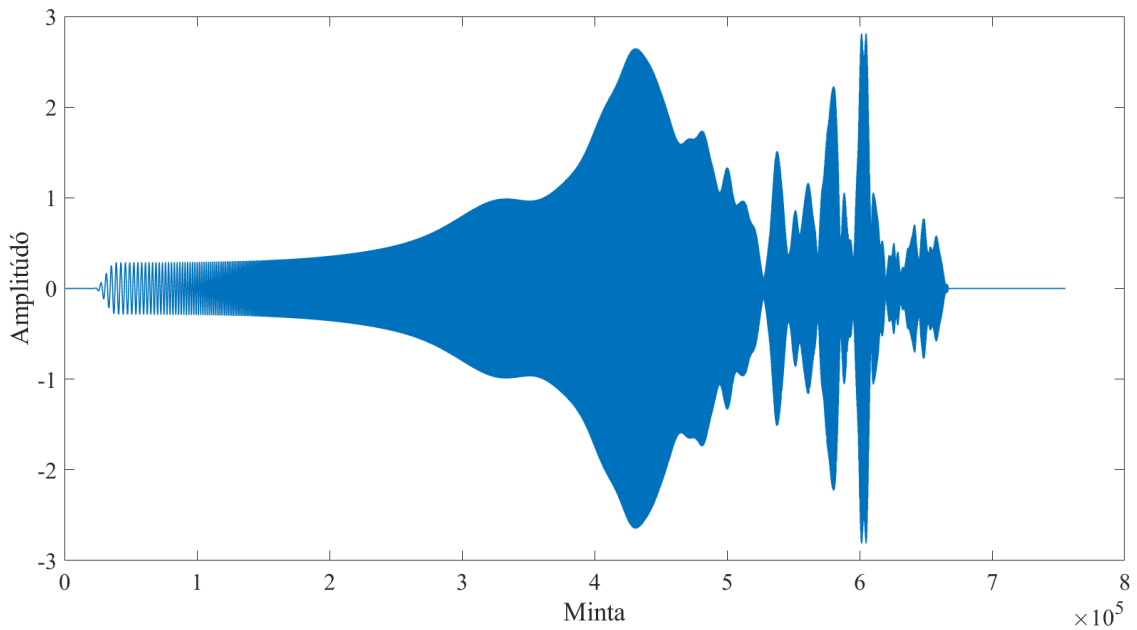
Azt mondhatjuk, hogy ez a módszer minimális irányításra alkalmas: 30 fokra irányítva a negatív szögekre kisebb lesz az átvitel mértéke, azonban pozitív szögeknél ezt nem mondhatjuk el. Tény, hogy viszonylag egyenletes 30 foknál 800 Hz-től 2 kHz-ig az átviteli függvény, de ez nem segít azon a tényen, hogy a többi irányban nincs megfelelő nagyságú elnyomás. Tehát az a konklúzió, hogy ez a módszer esetünkben nem ad megfelelő eredményt.

10.2 Időtartománybeli least squares FIR szűrő

10.2.1 Előkészületek

Az egyes hangszóróknál alkalmazott FIR szűrők átviteli függvényei a 9-14. ábrán láthatók. Ezekkel szűrtük meg a logaritmikus sweep jelet, és ezeket adtuk rá a hangszórókra.

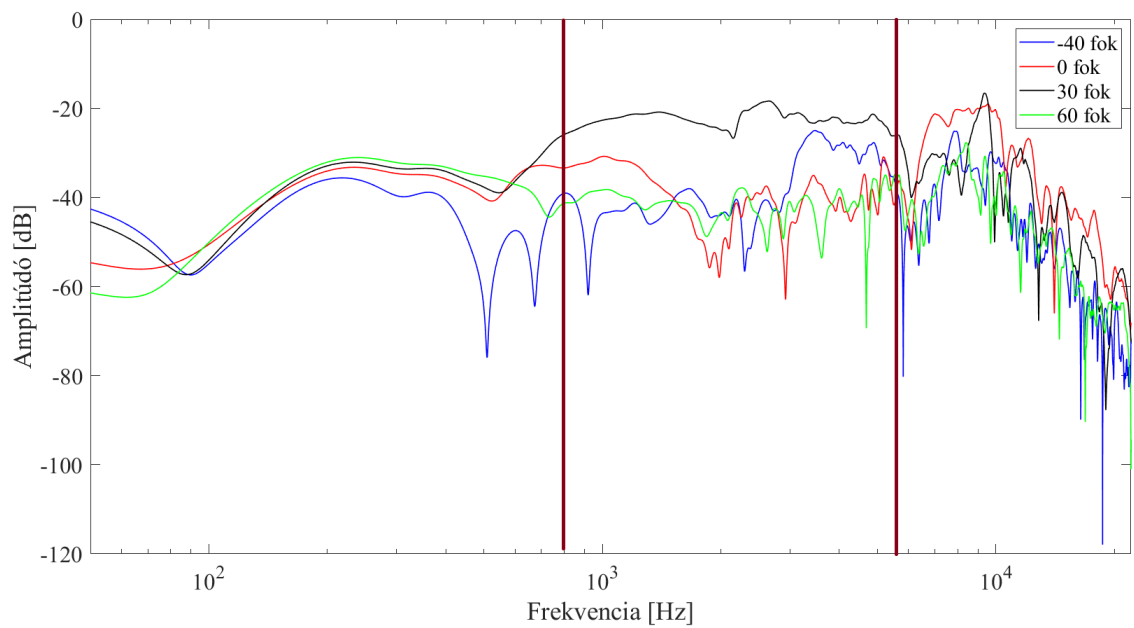
Példaként az első hangszóróra adott jel:



10-7. ábra: Az első hangszóróra adott jel

Megjegyzendő, hogy az összes hangszóróra adott jel maximumértékével lenormáltam a jeleket, mielőtt ráadtam volna a hangszórókra, mivel a wav fájl értékkészlete alaptól -1 és 1 között van.

10.2.2 A mérés eredménye

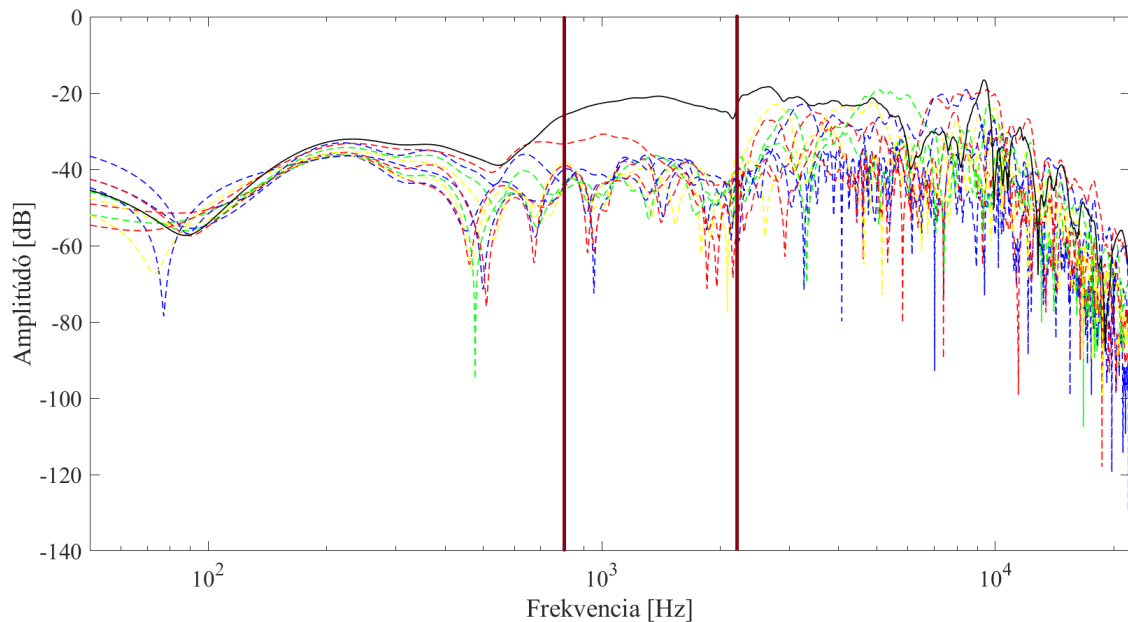


10-8. ábra: FIR szűrős tervezés eredményeként mért átvitelek különböző, kiválasztott irányokban

Szemmel is jól látható a különbség a delay-and-sum módszerrel kapott mérési eredményekhez képest. Az elnyomás mértéke ugyan -40 és 60 fok esetén sem éri el az előírást, de az előnyök ezeket kompenzálják. A két vonal közötti tartományon 30 fokon viszonylag egyenletesnek mondható az átvitel, ez elég nagy tartomány, 800 Hz-től majdnem 6 kHz-ig tart. Láthatjuk, hogy ettől még más irányokban nem ilyen jó a helyzet, -40 fokot figyelve 3 kHz-nél már megszűnik az irányítottság.

Az átviteleket most három különböző tartományon fogom ábrázolni: -90-től 0 fokig, illetve 60-tól 90 fokig, ezen a két tartományon az előírt átvitel értéke -60 dB. A harmadik ábrán pedig 10 foktól 50 fokig ábrázolom az átviteleket (itt szimmetrikusan csökkenő átvitel van előírva). Minden ábrán szerepelni fog emellett a főirány, a 30 fok is.

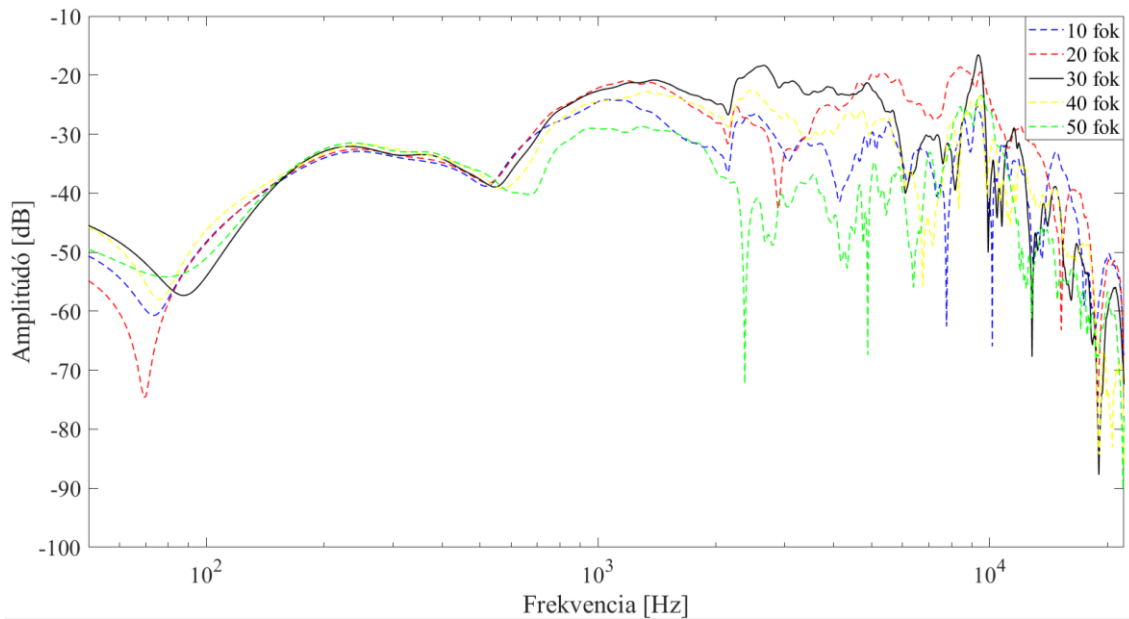
Elsőként vizsgáljuk meg a negatív irányokat:



10-9. ábra: FIR szűrős tervezés eredményeként mért átvitelek -90-től 0 fokig és a főirányban

Ezek alapján irányítottság 800 Hz és 2 kHz között tapasztalható. Ezen a tartományon legalább 10, de általában 20 dB az elnyomás. 2 kHz fölött gyakorlatilag semmit nem mondhatunk az átvitelekről, annyira ingadoznak.

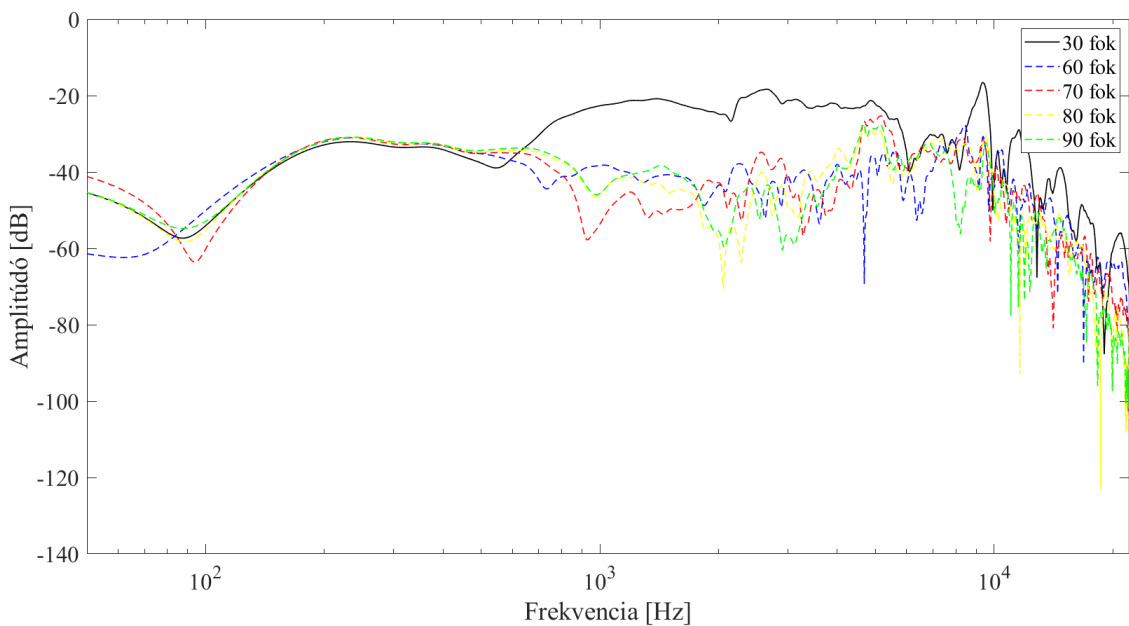
Nézzük meg 10 és 50 fok között az átviteleket:



10-10. ábra: FIR szűrős tervezés eredményeként mért átvitelek 10-től 50 fokig

A szimmetrikus csökkenés jól látható, azonban azt is észre lehet venni, hogy 30 foknál kisebb szögekre a csökkenés kevésbé jelentős, mint a másik irányban. Ez alapján a korábban megállapított határokhoz képest jelentős változás nincs, új korlátozásokat nem látunk.

Legvégül nézzük meg 60 foktól 90 fokig az átviteleket:



10-11. ábra: FIR szűrős tervezés eredményeként mért átvitelek 60-től 90 fokig

A mérések alapján ezen a szögtartományon 800 Hz és 4 kHz között jól működik az irányítás, tehát szűkebb korlátokat ismét nem kaptunk.

10.2.3 Összegzés

A FIR szűrővel történő irányítás a fenti ábrákon jól látható módon működik, sokkal jobb eredményt kaptunk, mint az egyszerű delay-and-sum módszerrel. Bár az előírt elnyomást nem sikerült elérni, sőt, sokkal kisebb lett (-60 dB helyett nagyjából -20 dB), de mérőfeldekkkel jobb eredményt kaptunk, mint a delay-and-sum módszerrel. Bebizonyosodott, hogy ezzel a módszerrel is csak 800 Hz és 2 kHz között tudunk irányítani. Sajnos komoly korlátozást jelentett a mérési felbontás, emiatt is kaptunk rosszabb eredményt.

11 Összefoglalás

A diplomatervem során egy irányított hangforrás megvalósítását akartam elérni hangszórótömb felhasználásával.

A dolgozat elején röviden összefoglaltam a céljaimat, megvizsgáltam az irányított hangforrás megvalósításának tervezési módszereit. Megvizsgáltam a késleltetés alapú (delay-and-sum), illetve a frekvencia-, és időtartománybeli FIR szűrő tervezését.

Elsőként a delay-and-sum módszert vizsgáltam. A törtszámú késleltetés megvalósításához Lagrange-interpolációt használtam, ügyeltem arra, hogy a késleltetés mértéke az interpolációs tartomány közepén helyezkedjen el. Ezek után megvizsgáltam az egyszerű, illetve a szélső hangszórók erősítésének (Hanning ablakkal történő) lecsökkentésével történő delay-and-sum irányítást. Megállapítottam, hogy az erősítés csökkentésével jobb eredmény érhető el, csökkennek az oldalhullámok, azonban ez a módszer csak korlátozottan alkalmas irányításra.

Ezek után frekvenciatartományban vizsgáltam a least squares FIR szűrő tervezést. A tervezésnél először regularizálás nélküli szűrőt terveztem, azonban az így kapott szűrőátvitelek nem realizálhatók. Emiatt megvizsgáltam a regularizálással kapható eredményt is, ezek után mindig regularizáltam, mivel így megvalósítható szűrőátviteleket kaptam, az irányítottság kis mértékű romlása mellett. A szűrőátvitelekből inverz Fourier-transzformációval kapott szűrőegyütthatókat le kellett kerekítenem, mivel számuk túl nagy volt. Ez is csökkenti a módszer jóságát.

Az időtartományban is terveztem FIR szűrőt regularizálás segítségével, és azt tapasztaltam, hogy sokkal jobb eredményt értem el, mint frekvenciatartományban, ráadásul ehhez kevesebb fokszámú FIR szűrő is elég volt.

A tervezési módszerek összehasonlítása után eldöntöttem, hogy az összehasonlítás miatt delay-and-sum módszert is alkalmazok, emellett pedig időtartománybeli FIR szűrő tervezéssel fogok foglalkozni.

A következőkben olyan hangszórókat kerestem, amelyek olcsók, Magyarországon beszerezhetők és kis méretűek voltak, ebből kettő típust megvásároltam és megmértem az iránykarakterisztikájukat. A mérések a BME I épületének DSP laborjában történtek, a rögzítéshez Behringer ECM8000 kondenzátor mikrofont

használtam. Az eredmények felhasználásával leszimuláltam a mindkét módszerrel történő tervezés eredményét. Az eredményeket figyelembe véve végül a Genius SP-HF160 hangszóró alkalmazása mellett döntöttem.

További hat hangszóró megvásárlása után összeállítottam belőlük egy hangszórótömböt. Egyben, a hangszórótömbben elhelyezve külön-külön lemértem az egyes hangszórók iránykarakterisztikáját 10 fokonként, ezeket felhasználva pedig irányítást terveztem. A mérések a BME I épületének IE224-es termében történtek, amely terem kedvezőbb akusztikai tulajdonságokkal rendelkezik. A tervezés eredményét először szimulációval vizsgáltam, majd a valóságban is megmértem. Azt tapasztaltam, hogy az elméleti lehetőségekhez képest a valóságban csak rosszabb eredményt tudunk elérni. Csak korlátozott, körülbelül 3 oktávnyi tartományon tudunk irányítani.

Összességében azt gondolom, hogy a kitűzött célokat elértem. Bár nem kaptam kimondottan jó eredményt, de ez a hangszórók minősége és mérete, illetve a mérés korlátai miatt alakult így. Korlátozás volt az is, hogy egy síkban elhelyezkedő, lineáris hangszórótömböt vizsgáltam, nem forgattam el őket semmilyen irányba. Az irányítottság elérése azonban szűk frekvenciatartományon lehetséges ilyen körülmények között is.

11.1 További lehetőségek

A jobb eredmény elérése érdekében elsőként további tervezési módszereket, más típusú szűrőket is megvizsgálhatunk. Amennyiben a korábbiakban már megismert tervezési módszereket szeretnénk használni a későbbiekben is, akkor is számos lehetőség adódik a jobb eredmény eléréséhez.

Nagy fejlődést lehetne elérni a hangszórók lecserélésével, sokkal jobb átviteli függvénnyel rendelkező hangszóró választásával, amelynek a geometriai, fizikai adottságai is jobbak. Ezeket a hangszórókat forgathatjuk is a cél elérése érdekében.

A legnagyobb korlátozást az jelentette, hogy a mérés nem ideális körülmények között történt meg, zavaró reflexiók, zajok akadályozták a pontosságot. Ezt kiküszöbölhetjük azzal, hogy süketszobában mérünk. A mérések felbontásának növelésével is kedvezőbb eredményeket tudnánk elérni, erre valamilyen módszert ki kéne dolgozni, hogy a mérési pontatlanság a nem túl pontos szögmérés miatt ne okozzon problémát. Összességében nagy valószínűséggel a felbontás növelésével sokkal jobb eredményt tudnánk elérni.

Irodalomjegyzék

- [1] P. Coleman, „Loudspeaker Array Processing for Personal Sound Zone Reproduction”, Page 19-20, Ph.D. thesis, University of Surrey, 2014
http://personal.ee.surrey.ac.uk/Personal/P.Coleman/resources/LoudspeakerArrayProcessing_Coleman2014.pdf
- [2] O. Kirkeby, P. A. Nelson, „Reproduction of plane wave sound fields”, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 94., No. 5, Page 2992 – 3000, Nov. 1993.
- [3] G. Hampson, A. Paplinski, „Simulation of Beamforming Techniques for the Linear Array of Transducers”, Technical Report, Page 7-18, Monash University, Australia, Mar. 1995.
- [4] Wikibooks, „Sound attenuation, Spreading losses”
https://en.wikibooks.org/wiki/Engineering_Acoustics/Outdoor_Sound_Propagation
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.
- [5] Prof. A. M. Allam, „Adaptive Antennas, Types of Beamforming”, Faculty of Information Engineering & Technology, German University in Cairo, Feb. 2017.
<http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM1002%20Adaptive%20Antennas/Lectures/BEAMFORMING.pdf>
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.
- [6] https://www.dsprelated.com/freebooks/pasp/Lagrange_Interpolation.html
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.
- [7] T.I. Laakso, V. Valimaki, M. Karjalainen, U.K. Laine, „Splitting the Unit Delay”, *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 13., Page 40-42, Jan. 1996.
- [8] S. R. Ghorayeb, „Study of beamforming techniques for ultrasound imaging in nondestructive testing”, Dissertation, Page 69-75, Iowa State University, 1992.
<https://lib.dr.iastate.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=10797&context=rtd>
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.
- [9] M. Navvab, G. Heilmann, A. Meyer, „Simulation, Visualization and Perception of Sound in a Virtual Environment Using Beamforming”, *Proceedings on CD of the 4th Berlin Beamforming Conference*, Berlin, Germany, Feb. 2012.
- [10] O. Kirkeby, P. A. Nelson, H. Hamada, F. Orduna-Bustamante, „Fast deconvolution of Multichannel Systems Using Regularization”, *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, Vol. 6., No. 2, Mar. 1998.
- [11] Wikipedia, „Linear least squares”
[https://en.wikipedia.org/wiki/Linear_least_squares_\(mathematics\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Linear_least_squares_(mathematics))
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.

- [12] T. Szasz, A. Basarab, D. Kouamé, „Beamforming Through Regularized Inverse Problems in Ultrasound Medical Imaging”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 63., No. 12, Jul. 2015.
- [13] Wikipedia, „Tikhonov regularization”
https://en.wikipedia.org/wiki/Tikhonov_regularization
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.
- [14] Elena Punsakaya, „Design of FIR Filters”, Page 77-105
https://www.vyssotski.ch/BasicsOfInstrumentation/SpikeSorting/Design_of_FIR_Filters.pdf
Utolsó lekérés dátuma: 2018. 12. 10.
- [15] M. R. P. Thomas, I. J. Tashev, F. Lim, P. A. Naylor, „Optimal Beamforming as a Time Domain Equalization Problem with Application to Room Acoustics”, 2014 14th International Workshop on Acoustic Signal Enhancement (IWAENC), Juan-les-Pins, France, Sep. 2014.
- [16] O. Kirkeby, P. A. Nelson, „Digital Filter Design for Inversion Problems in Sound Reproduction”, *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 47., No. 7/8, Page 583-595, Jul.-Aug. 1999.