



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

# Basszusgitár fizikai modelljének továbbfejlesztése

DIPLOMATERV

*Készítette*

Nika Márton Péter

*Konzulens*

dr. Bank Balázs

2017. december 12.



# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b>	<b>vii</b>
<b>Abstract</b>	<b>ix</b>
<b>Bevezető</b>	<b>1</b>
<b>1. Az elektromos basszusgitár</b>	<b>3</b>
1.1. Az elektromos basszusgitár felépítése . . . . .	3
1.2. Az elektromos basszusgitár modellje . . . . .	5
1.3. Különböző játéktílusok . . . . .	5
<b>2. Hangszintézis módszerek</b>	<b>7</b>
2.1. Előre felvett hangminták (sampling) . . . . .	7
2.2. Strukturált mintavétel . . . . .	8
2.3. Spektrális modellek . . . . .	8
2.4. Virtuális analóg szintetizátorok . . . . .	8
2.5. Fizikai alapú hangszintézis . . . . .	9
2.5.1. Húros hangszerek fizikai alapú modellezése . . . . .	9
<b>3. Húros hangszerek modellezése</b>	<b>11</b>
3.1. A véges differenciák módszere . . . . .	12
3.2. A modális alapú szintézis . . . . .	12
3.3. A digitális waveguide szintézis . . . . .	14
3.4. Gerjesztési módok . . . . .	15
3.5. Hangszertest hatása . . . . .	15
<b>4. Mérések</b>	<b>17</b>
4.1. A gitárhúrok közti kölcsönhatások mérése . . . . .	17
4.2. A gitárhíd, mint ideális merev test . . . . .	19
4.3. Admittancia mérések drótszakításos módszerrel . . . . .	24
<b>5. A digitális waveguide alapú modell</b>	<b>27</b>
5.1. A húrmodell . . . . .	27
5.1.1. A késleltetővonal hangolása . . . . .	27
5.1.2. Veszteségek a húrban . . . . .	28

5.1.3.	Különböző irányú polarizációk . . . . .	29
5.1.4.	Erő bejuttatása a rendszerbe . . . . .	29
5.2.	Különböző gerjesztések modellezése . . . . .	31
5.2.1.	Játékstílusok . . . . .	32
5.2.2.	A húr bundoknak csapódása . . . . .	38
5.2.3.	Ujjmodell, a bundok lefogása . . . . .	41
<b>6.</b>	<b>A gitárhíd modellezése</b>	<b>45</b>
6.1.	A passzív admittanciamátrix modell . . . . .	45
6.2.	Admittanciamátrixok . . . . .	46
6.3.	A modellparaméterek kiszámítása . . . . .	47
6.3.1.	Impulzusválasz számítása . . . . .	48
6.3.2.	Minimálfázisúvá alakítás . . . . .	48
6.3.3.	Impulzusválasz frekvenciatartománybeli warpolása . . . . .	48
6.3.4.	WIIR szűrő létrehozása, pólusok dewarpolása . . . . .	49
6.3.5.	Párhuzamos szűrők paramétereinek kiszámítása . . . . .	49
6.4.	Egyszerűsítések és az ismeretlen átvitelek becslése . . . . .	50
6.4.1.	Közös pólusok használata . . . . .	50
6.4.2.	Szűrők fokszámának csökkentése . . . . .	51
6.4.3.	Az ismeretlen átvitelek becslése . . . . .	51
6.4.4.	A szűrés számításigényének csökkentése . . . . .	52
6.5.	A modell hangolása, eredményei . . . . .	53
<b>7.</b>	<b>A hangszedők modellezése</b>	<b>55</b>
7.1.	A mágneses pickupok tulajdonságai . . . . .	55
7.2.	A hangszedő helyzetének és szélességének hatásai . . . . .	56
7.3.	A hangszedő nemlinearitása . . . . .	58
7.4.	A hangszedő deriváló hatása . . . . .	58
7.5.	A hangszedő áramkörének átvitele . . . . .	59
7.6.	A hangszedők kimeneteinek összekeverése . . . . .	59
<b>8.</b>	<b>A VSTi plugin</b>	<b>61</b>
8.1.	Virtual Studio Technology . . . . .	61
8.2.	MIDI jelek kezelése . . . . .	61
8.3.	A megvalósított VSTi plugin . . . . .	62
8.3.1.	A szintetizátor vezérlése . . . . .	63
8.3.2.	A hullámvezető megvalósítása . . . . .	63
8.3.3.	A húrok és az ezekhez kapcsolódó egységek . . . . .	65
8.4.	Limitációk a programban . . . . .	65
8.5.	A MATLAB modell és a VSTi plugin összehasonlítása . . . . .	65
<b>9.</b>	<b>Értékelés, további feladatok</b>	<b>69</b>
9.1.	Értékelés . . . . .	69

9.2. További feladatok . . . . .	70
<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>73</b>



## HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

Budapest, 2017. december 12.

---

*Nika Márton Péter*  
hallgató





# Kivonat

Az első szintetizátorok megjelenése óta foglalkoztatja a felhasználókat a szintetikus hangok előállítása mellett egyéb hangszerek, pl. orgonák, zongorák, gitárok hangjának minél jobb minőségű modellezése is. A hanggenerálás leggyakrabban előre eltárolt minták lejátszásában, jelalakformálásában és különböző szűrésekben merül ki, azonban a virtuális szintetizátorok elterjedésével és a processzorok számítási kapacitásának növekedésével manapság egyre több teret kapnak a nagyobb számításigényű, fizikai alapokon nyugvó szintézismód-szerek is. B.Sc. szakdolgozatom során egy ilyen, modális alapú basszusgitár szintetizátort készítettem, ami többek között a slap bass játékstílust is modellezte.

E diplomaterv fő témája a korábbi szintetizátor funkcióinak bővítése, a legnagyobb hangsúlyt a húrok közti csatolásra fektetve. A húrok ugyanis a gitárhídon és -testen keresztül kapcsolatban állnak egymással, azaz ha egy húrt megpenget a zenész, a többi húr is rezegni kezd.

A gitárhíd modellezéséhez először is valahogyan meg kell mérni, esetleg becsülni az egyes húrok közti átviteleket, majd az eredmények alapján létrehozható a hídmodell, ami végül tekinthető és implementálható az egyes húrok polarizációi közti átviteleket leíró admittanciamátrixként.

Az admittanciamátrixos leírás könnyű megvalósíthatósága érdekében a dolgozatban a húrt digitális hullámvezető, azaz waveguide modellel hozom létre, amiben a húrok közti csatolás passzív párhuzamos szűrőkkel könnyedén megvalósítható.

A csatolás modellezése után lehetőség adódik az összes húr folyamatos szimulálására. Hogy ez a folyamatosan futtatott modell jól működjön, minden fontosabb húrra ható erőt modellezni kell, tehát létre kell hozni több játékstílus szintetizálására is alkalmas gerjesztésmodellt, a slap bass stílus esetén fellépő ütközéseket leíró bund- és ütközésmodellt, valamint – mivel a hullámvezető fix hosszúságú – a bundok lefogásával hangmagasságot beállító ujjmodellt.

A végső cél olyan szintetizátor kifejlesztése, ami VSTi pluginként valós időben futtatható, és a fentebb leírtak mindegyikét tartalmazza. A VST a Steinberg cég által kifejlesztett de facto szabvány környezet, ami lehetővé teszi virtuális szintetizátorok és ún. digitális audió munkaállomások, DAW-ok kapcsolatát. A plugint egy ilyen munkaállomásba betöltve egy külső MIDI vezérlővel – pl. billentyűzettel – valós időben lehet vezérelni.



# Abstract

Since the first synthesizers came out, users have wanted – besides creating new, synthetic sounds – to accurately generate the sounds of other instruments, such as organs, pianos, or guitars. The most often used method is playing back pre-recorded samples from an on-board memory, while shaping the waveforms and filtering the output. The spread of virtual synthesizers and the increasing computing power of CPUs have allowed more demanding, physics based synthesis methods to gain ground. In my B.Sc. thesis I created a modal-based bass synthesizer that, among other things, modeled the slap bass playing style.

This present work is about developing more functions to the previous synthesizer, putting emphasis on the modeling of the coupling between strings. The strings are connected to each other through the guitar bridge and body, and thus when the player plucks a string, all the others will also start to resonate.

For modeling the guitar bridge, measurements or estimation of the transfer functions between strings are needed. With these in hand, the guitar bridge model can be viewed and implemented as an admittance matrix describing the transfer functions between the polarizations of the strings.

In this present work, for efficiently implementing the admittance matrix, a digital waveguide model is used for modeling the string. In this model the coupling between strings can be easily realized with passive parallel filters.

After modeling this coupling, there's a possibility to simulate all four strings continuously. For this model to work as intended, all the major forces acting on the string have to be modeled. These include an excitation model to be used for different playing styles, the fret and collision models describing the collisions during slap bass, and – as the waveguide is a fixed length one – the finger model for playing different notes by pitching.

The ultimate goal of this work is creating a synthesizer that runs in real time as a VSTi plugin and implements all previously stated functions. VST is a de facto standard environment developed by Steinberg that allows DAWs (Digital Audio Workstations) to access virtual synthesizers. After loading the plugin in one of these workstations, the user is able to control the synthesizer with an external MIDI controller, e.g. a keyboard, in real time.



# Bevezető

A basszusgitár viszonylag újkori hangszer, a jelenleg ismert formáját az 1930-as években fejlesztették ki, az 1950-es, 60-as évekre lett a popzene egyik alapvető hangszere. Elődjének a nagybőgő tekinthető (szokás is a basszusgitárt egyszerűen bőgőnek nevezni), de ezt inkább vonós hangszerként ismerjük, habár pengetve is játszható.

Az elektromos basszusgitár egyértelműen az elektromos gitár mintájára készült. Leggyakrabban a nagybőgőknél és csellóknál megszokott négy húrral rendelkezik, de népszerűek az öthúros modellek is. Akár 10-12 húros verziók is elérhetők, amik vagy 2-3 húros csoportokban vannak egymáshoz képest oktávra hangolva, vagy pedig hatalmas fogólapú, gitárnak már nehezen nevezhető hangszerek, amik teljesen egyedi játéktechnikát igényelnek. A leggyakoribbak azonban a négyhúros modellek.

Az elektromos basszusgitár nem annyira népszerű, mint hathúros testvére, ennek ellenére a legtöbb zenei stílus rendkívül fontos tagja: a dobbal, vagy egyéb ütőhangszerekkel karöltve szolgáltatja a ritmust és az alapot a többi zenész és a hallgatóság számára. Gyakori mondás, hogy még ha a basszusgitár hangját nem is egyszerű kihallani a zenéből, az rögtön észrevehető, ha nincs jelen.

Általában háromféle pengetési módszert használnak a basszusgitárosok: a leggyakrabban ujjal pengetik a húrokat, ezzel szinte bármilyen zenei stílushoz megfelelő hangzást lehet létrehozni. Leginkább rockzenében gyakori a pengetős játék, ami a hangszernek karakteresebb, fémesebb hangzásvilágot kölcsönöz. Végül a legtechnikásabb, legnagyobb ügyességet igénylő módszer az ún. slap bass, amikor a zenész a mélyebb húrokat a hangszer test felé üti, a magasabbakat a testhez képest felfelé tépi. Ez a játéktípus könnyen felismerhető, fém hangzást hoz létre. A szólóikról is ismert basszusgitárosok általában ezzel a technikával tűnnek ki a tömegből.

Míg 10-15 éve csak méregdrága stúdióknak volt megfelelő felszerelésük jó minőségű felvételek készítésére, manapság már bármilyen asztali PC alkalmas lehet ilyen célokra, elég egy jó minőségű hangkártya, egy DAW (Digital Audio Workstation) szoftver és néhány szoftveres szintetizátor ahhoz, hogy bárki zenét szerezhessen. További jó hír az amatőrök számára, hogy egyre több ingyenes, vagy viszonylag olcsó termék elérhető mind DAW-ból, mind szintetizátorból és pluginekből, amik akár méregdrága, híres szoftverek tudását, hangminőségét is elérhetik.

E könnyű elérhetőség egyik hátulütője, hogy sok különböző, de csak egyetlen hangszer hangját előállító szintetizátort mind használni, mind pedig rendszerezni igen nehéz. Erre nyújthat jó megoldást olyan szintetizátorok használata, amikben könnyen változtathatók

a hangszer fizikai paramétereit, így akár például több gitárgyártó egymástól merőben különböző hangzású modelljeit is imitálhatók egyetlen szintetizátorral.

A B.Sc. szakdolgozatomban egy modális szintetizátort használtam, fizikai alapú szintetizátort készítettem, amelyben a fenti játéktípusok mind modellezve voltak [23]. E diplomamunka témája a szakdolgozat funkcióinak továbbfejlesztése, különös hangsúlyt fektetve a húrok közti kölcsönhatások modellezésére. Ez a témakör ugyanis nem szerepelt a korábbi munkámban: amikor a szintetizátor használója új hangot hívott meg, a program valójában egy új, a korábbiaktól független húr hozott létre. Ezen kölcsönhatás könnyebb modellezéséhez a korábbi, modális alapú szintetizációs módszert waveguide alapúra cseréltem.

A dolgozat első fejezetében az elektromos basszusgitárt mutatom be, a 2. fejezet témája a különböző hangszintézis-módszerek áttekintése, ennek bővebb kiegészítése pedig a 3. fejezet, a húr fizikáján alapuló húrmodellek rövid leírása. A 4. fejezetben a gitárhíd modellezését megelőző mérésekről írok, majd ennek eredményei alapján az 5. fejezetben részletesen bemutatom a hídmodell implementációja miatt kiválasztott szintetizációs módszert, a digitális waveguide szintetizátort. Itt a különböző vezérlési módszerekről, a slap bass játéktípus különlegességeiről, a létrejövő hang magasságát vezérlő ujjmodellről, valamint az ezek során felmerülő problémákról és megoldásaikról lesz szó. Ezek után a 6. fejezetben a 4. fejezet mérési eredményeiből létrehozott gitárhídmodellt mutatom be részletesen. Az utóbbi két fejezet, de különösen a gitárhíd modellezése tekinthető a dolgozat fő témájának.

A 7. fejezet a hangszedők tulajdonságait járja körbe, végül a 8. és 9. fejezetek rendre a VSTi plugin implementációjának leírásával és az egész munkám összegzésével zárják a dolgozatot.

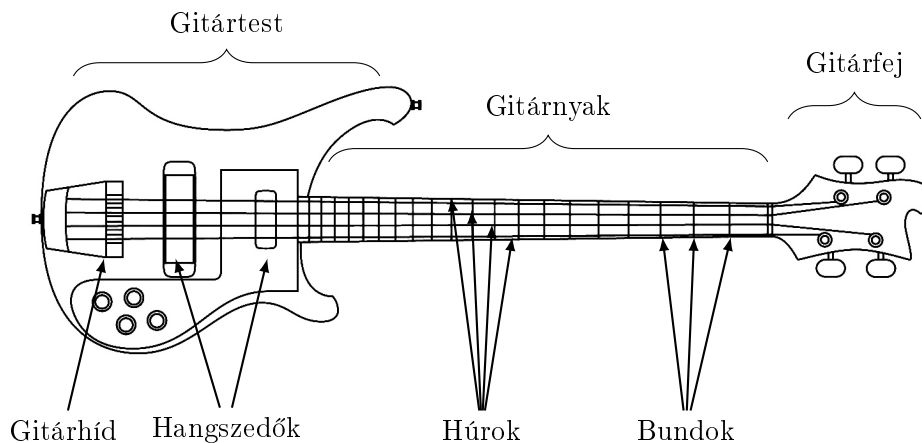
## 1. fejezet

# Az elektromos basszusgitár

Mint az a bevezetőben olvasható volt, az elektromos basszusgitár az 1950-es évektől kezdve nyert teret, ekkortájt szorította ki a nagybőgőket a könnyűzenéből. 1951. októberében került piacra a Fender Precision Bass, aminek a formája hamar széles körben elterjedt, majd több gyártó által is lemásolt, de facto ipari szabvánnyá vált [37]. Természetesen nem csak a Fender gyártotta hangszerek lettek világhírűek, érdemes megemlíteni a Gibson EB-3-at, a Rickenbacker 4001-et, mint közkedvelt modelleket, vagy akár a Steinberger fej nélküli gitárjait.

### 1.1. Az elektromos basszusgitár felépítése

Basszusgitár vásárlásakor sokféle anyag és változatos formák közül választhat a zenész, azonban a főbb alkotóelemek megegyeznek, ezek a következők:



**1.1. ábra.** *Elektromos basszusgitár felépítése*

A hangkeltésben meghatározó szerepe van a különböző fő részek anyagának. A leggyakoribb anyag természetesen a fa, de léteznek szénszálas műanyagból, vagy egyéb könnyű anyagból készült termékek is. A faanyagok közül leggyakrabban az elektromos gitárokból megszokott választékot láthatjuk: éger, kőris, vagy mahagóni test, juhar nyak és rózsafa vagy ébenfa fogólap. A magasabb árkategóriájú sorozatgyártott és az egyedi hangszerek esetében egzotikusabb anyagok is előfordulnak, ilyenek pl. a bubinga, wenge, koa, amarant-

fa [37]. A megfelelő faválasztás nem csak a hangzásvilág miatt fontos, hanem az optimális súlyeloszlást is figyelembe kell venni: nem szerencsés például nehéz fából készült testet könnyű nyakkal párosítani.

A fogólap kialakítását figyelembe véve megkülönböztethetünk bundos és bund nélküli basszusgitárokat. Mint az nevékből adódik, előbbinél a fogólapba ragasztják a fém bundokat, míg utóbbi ezekkel nem rendelkezik: a zenész nagyon pontosan, kizárólag a lefogás pozíciójával állítja a lefogott hang hangmagasságát. Hasonló elven működik a slider, amit jellemzően hathúros gitáron használnak: mivel ezeknek nincsen bund nélküli változatuk, egy újra húzható fémhenger – ez a slider – segítségével a fogólap és bundok érintése nélkül állítható a hangmagasság.

A gitár fején található a hangolókulcsok, ezekkel lehet a húr alapfrekvenciáját beállítani, azaz a hangszer hangolni. Ezek a hangolást a húr végének egy rövid fémrúdra tekerésével, végső sorban az egész húr hosszanti irányú feszítésével végzik. Ritkább esetben a legmélyebb húr hangolókulcsánál található egy "lehangoló", angolul detuner, ami egy előre beállított, mélyebb hangra egyetlen mozdulattal áthangolja a húrt.

A gitártesten, közvetlenül a húrok alatt található mágneses hangszedők, a pickupok felelnek a húr rezgésének elektromos jellé alakításáért. Ezek is sokféle kialakításúak és kinézetűek lehetnek, illetve létezik passzív és aktív hangszedő is: utóbbiak jóval nagyobb jelet képesek kiadni, cserébe egy külső 9V-os elem szükséges a működésükhöz [38]. Végül a hangszedőket vezérlő elektronika állítja elő a tényleges kimeneti jelet, itt még általában lehetőség van az aktívan használt pickupok közti váltásra, hangerőállításra, valamint minimális hangkiegyenlítésre.

Szintén a testen található a gitárhíd, ami a húrok egyik végpontjának tekinthető. A híd fémből készül, maguk a húrok pedig általában közvetlenül a hídon erre kialakított részbe vannak beleakasztva. Természetesen ahogy az eddigieknél, itt is többféle megoldást találtak ki a különböző gyártók: állhat a híd egyetlen részből, vagy akár külön is választhatják a húr tényleges végét rögzítő és a szabadon rezgő húr végének tekinthető pontokat. Ez utóbbi állítható, a zenész – a hangszer és a híd fizikai adottságait figyelembe véve – itt állíthatja be a húrok közti távolságot, valamint a magasabb bundok hangolása is itt állítható be pontosan.

A gitár tulajdonságai mellett természetesen fontosak még maguk a húrok is. Ezek szintén többfélék lehetnek, de az alapjuk ugyanaz: egyetlen belső fémszálla – ezt nevezik magnak – felcsévélnek egy külső réteget is. A mag vagy kör keresztmetszetű, vagy hexagonális lehet, míg a külső réteg keresztmetszete vagy kör (körhuzallal csavart húr, angolul roundwound), vagy lekerekített négyzet (szalaggal csavart húr, flatwound). Előbbi felszíne így jól láthatóan bordázott, míg utóbbié közel egyenletes lehet. Bund nélküli hangszereken az ilyen egyenletes felszínű húrokat szokás használni, mivel ezek kevésbé veszik igénybe a fogólapot. Bundos hangszerекnél a zenész személyes preferenciái határozzák meg a használt húrt. Általánosságban elmondható, hogy a körhuzallal csavart húrok újonnan fényesebb, élesebb hangzásúak, de hamarabb el is használódnak, mint a szalaggal csavart társaik [39].

A basszusgitárok nagyobbak, mint hathúros testvéreik, míg utóbbiak menzúrája, azaz a húr teljes rezgésre képes hossza jellemzően 25,5" (648 mm), már a rövid menzúrájú



basszusgitárok is 30" (762 mm) hosszúak, a leggyakoribb hosszú menzúra pedig 34" vagy 35" (863 és 889 mm).

A dolgozatomban a legfőbb hangsúly a húrokon és a gitárhídon van. Míg akusztikus hangszerek esetében talán a legfontosabb elem a gitártest, hiszen ez erősíti fel a megpengetett hangokat, elektromos hangszer esetében csak a hangzást befolyásolja, az erősítést és a végső hangképet elsősorban a hangszedők és az erősítő-hangfal páros alakítja.

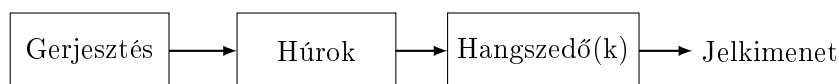
Elektromos basszusgitár testén a legtöbb esetben 1, 2, esetleg 3 hangszedő, néhány potméter, a gitárhíd, illetve a hangszer vonali kimenete található. A nyak általában vagy csavarokkal, vagy ragasztóval van ehhez rögzítve, de egyes típusok akár egyetlen fadarab-ból is állhatnak. A fejen található még a nyereg, ami modellezéskor a gitárhíddal együtt meghatározzák a szabadon rezgő húr két végpontját.

A húr hangolását a zenész preferenciája, illetve a játszott zene stílusa is befolyásolja: a leginkább elterjedt, standard hangolás esetén a mélyebb húroktól a magasabbak felé haladva  $E_1, A_1, D_2, G_2$  az egyes húr alaphangja. A saját gitárom ehhez képest mélyebbre,  $C_1, G_1, C_2, F_2$  alaphangokra van beállítva, a dolgozat során is ilyen hangolás mellett történtek a mérések.

## 1.2. Az elektromos basszusgitár modellje

Akusztikus hangszereknél a gitártest a húr rezgését felerősíti és a létrejött hangot kifelé sugározza. Az elektromos basszusgitárok azonban tömör testtel rendelkeznek, amik így jóval kevésbé erősítik fel a hangot, ezért itt a hangszedők (illetve ennek elektronikája) szolgáltatják a kimenetet, amit végül egy különálló erősítő-hangfal páros tesz hallhatóvá.

Az elektromos basszusgitár modelljét a fentiek alapján tehát a következő, jól elkülöníthető egységekre lehet felbontani:



1.2. ábra. Az elektromos basszusgitár egységei

A gitárjáték során húrre ható erőket megvizsgálva arra juthatunk, hogy *gerjesztés* lehet a zenész általi pengetés, vagy a húr lefogása során bejuttatott erő, a húr fogólapnak és bundoknak csapódása által bejutó erő, illetve a gitárhídon keresztül egy másik húr rezgése miatt megjelenő erő. A húr modelljéhez a szabad rezgés és a fellépő veszteségek tartoznak, továbbá az előbb említett gitárhídon keresztül átjutó erőt is ebben az egységben kell kiszámítani. Végül a hangszedő vagy hangszedők és az elektronika valamilyen szűrőként viselkedik.

## 1.3. Különböző játéktílusok

Alapvetően kétféle meghatározó stílusban szokás a basszusgitáron játszani, ezek a pengetés és a slappelés. Pengetni jellemzően ujjal, keményebb zenei stílusoknál pengetővel szokás, ilyenkor a húr többé-kevésbé a gitártesttel párhuzamos irányban, de legfeljebb 45 fokban

mozdítja el a zenész. A lehetősége természetesen megvan akár testre merőlegesen is gerjeszteni a húrokat, de az ilyen irányú pengetés egyszerűen fizikailag nehéz a gitár teste miatt.

Ehhez képest a slap bass játéknak pont a testre merőleges irányú gerjesztés a lényege: a mélyebb húrokat a test felé csapva, a magasabb húrokat attól felfelé húzva, majd szabadon engedve hozza létre a zenész a hangot. Ilyenkor a húr nekiütközik a fogólapnak és a bundoknak, ezzel létrehozva a játéktílus jellegzetes fémes, csengő hangzását. A bundoknak csapódás egyben energiaveszteséget is jelent, azaz a pengetéshez képest jelentősen lecsökken a keletkező hang lencsengési ideje. A dolgozat egyik témája a két eltérő játéktílus modellezése is.

## 2. fejezet

# Hangszintézis módszerek

Az első szintetizátor az 1897-ben bejegyzett Telharmonium volt [40], ami még elektromechanikus elven működött. Az azóta eltelt több mint egy évszázadban hatalmas fejlődésen mentek keresztül mind az analóg, mind a digitális szintetizátorok. Azonban a legfontosabb feladatuk a kezdetek óta ugyanaz: olyan hangot létrehozni, amit a felhasználó kíván.

Igen sokféle hangszintézis módszer létezik, amik nagyban eltérhetnek egymástól mind modellezendő tulajdonságaikban, mind pedig a modellezésük tartományában. Csoportosításuk is sokféle lehet, ezek közül egy lehetséges ilyen csoportosítás [29] alapján:

### 2.1. Előre felvett hangminták (sampling)

Ez a manapság leggyakrabban használt módszer. A szintetizátor által létrehozandó hangokat jó minőségben felveszik, eltárolják, majd a szintetizátor a hangot burkológörbékkel és szűrőkkel dolgozza fel a játék függvényében. Elvéből adódóan a mintául szolgáló hangszer hangját nagyon pontosan adja vissza, azonban ez a legnagyobb hátránya is: csak és kizárólag azt a specifikus hangszert utánozza, ám mivel magának az algoritmusnak semmilyen információja nincs a lejátszandó hangról, ezért pl. ugyanolyan minőségű dob- és trombitahangot is képes előállítani. További probléma, hogy a felhasználó által módosítható paraméterek száma is igen szűkös. Alapvető szűrőkkel, burkológörbékkel valamekkora mértékben módosítható a jel, de komplexebb tulajdonságok, pl. gitáron a pengetés helye, vagy vonós hangszernél a vonó dinamikája nem állíthatók.

A szintetizálendő hangot az analízis során általában három részre, a hang kezdetére, egy rövid, ismétlődő mintára, illetve a hang végi lecsengésre bontják, majd ezeket tárolják el. A középső szakaszt addig ismételteti (akár egyre csökkenő amplitúdóval) a szintetizátor, amíg azt vezérlik, így egyszerűen lehet memóriát spórolni. Természetesen ilyenkor is sok technikáról le kell mondani, egy ilyen példa a gitárhang kitartása: a valóságban a zenész a lefogó ujjával folyamatosan újra és újragerjeszti a húrt, hogy az ne csengjen le.

A felsorolt hibái ellenére is kedvelt módszer, legfőképp az elérhető kiváló hangminősége miatt, tekintve hogy azt kizárólag a felvétel és a jelfeldolgozás minősége befolyásolja.

## 2.2. Strukturált mintavétel

A strukturált mintavétel előre felvett hangmintáknak és a modell alapú hangszintézis egy-fajta keveréke. A létrejövő hang helyett egyéb fizikai jellemzőket, pl. a gitártest impulzusválaszát mintavételeznek, amivel a magas hangminőség mellett már egészen rugalmasan vezérelhető modell kapható.

Nagy előnye az egyszerű mintavételezéshez képest, hogy ezek a mintavételezhető jellemzők gyakran függetlenek a vezérléstől. Így könnyen két külön részre bontható a vezérlés és a hangminta felhasználása, tehát nem szükséges külön-külön felvenni a különböző vezérléssel létrejövő hangokat, ezzel pedig tárhely spórolható.

## 2.3. Spektrális modellek

A spektrális modellek – nevükből adódóan – a frekvenciatartomány felől közelítik a felvett hang vizsgálatát. Ezzel a megközelítéssel figyelembe lehet venni az emberi hallásérzékelést és különböző pszichoakusztikus hatásokat is, de általában sok paraméter szükséges egy hangszer megfelelő leírásához, illetve a tranziensek szimulációja is problémás [6].

Az additív szintézis a legegyszerűbb spektrális megoldás, egyszerűen különböző frekvenciájú és burkolójú szinuszok összeadásából állítja elő a hangot, amit ezek után különböző zajmodellekkel és tranziensekkel lehet kiegészíteni. Ez a módszer pl. orgonahang előállítására nagyon jól használható [22].

## 2.4. Virtuális analóg szintetizátorok

Az analóg szintetizátorok, pl. Moog, tipikusan elemi hullámokat: háromszög-, négyszög- vagy épp fűrészfogjelet állítanak elő. Ezek szubtraktív szintézist használtak, ami az additív szintézis ellentétének tekinthető, ugyanis a felsorolt jelek – a szinuszhullámmal ellentétben – spektrálisan dúsak, a szintetizátor elektronikája pedig ezeket szűri meg. A szűrés tipikusan aluláteresztő szűrőkkel történik, az elemi hullámokat pedig néha egymással, esetleg fehérzajjal is keverik [26].

A virtuális analóg szintetizátorok ezeknek a jeleknek az előállítását és a korai szintetizátoroknak megfelelő szűrési lehetőségek elérését tűzik ki célul. Az alapjelek előállítása nem triviális feladat, az irodalom négy különböző metodológiát különböztet meg, ezek az ideális- és kvázi-ideális sávkorlátozott algoritmusok, alias-elynyomó algoritmusok és az ad-hoc megoldások. A kiinduló probléma mindegyiknél az aliasing jelenség megszüntetése, ami hirtelen jelugrások digitális mintavételénél történik. Az első két módszer rendre vagy fix harmonikust szintetizál, vagy az emberi hallás számára nem fontos frekvenciatartományban engedélyezi az aliasing megjelenését. Az aliasing-elynyomó algoritmusok a teljes szintetizált frekvenciasávban tartalmazznak aliasingot, csak elnyomják azt, az ad-hoc megoldások pedig gyakran különböző ismert jelfeldolgozási algoritmusokkal generálják a kívánt jelalakot [26].

## 2.5. Fizikai alapú hangszintézis

A fizikai modellezés nem a létrehozandó hang vizsgálatából indul ki, hanem az azt létrehozó hangszer rezgéseit, csillapításait, gerjesztését veszi figyelembe. Mivel a jel helyett a hang forrását írja le, elméletileg jóval valóságosabb modellt tud létrehozni, hiszen az állítható paraméterei a hangszer fizikai tulajdonságából adódnak. Ez a modell hátrányaként is tekinthető, ugyanis ez egyben azt is jelenti, hogy egy adott típusú hangszeren kívül mást nem képes modellezni, hiszen például már a gerjesztése is teljesen más egy vonós hangszernek, mint egy zongorának [7].

A modellezés három lépésből áll: először a hangszer fizikáját írjuk le, tipikusan differenciálegyenletekkel, majd ezután az egyenletek numerikus megoldása, illetve futtatható algoritmus létrehozása következik. Mivel ezek igen számításigényes műveletek, harmadik lépésként beiktatnak pszichoakusztikai egyszerűsítéseket, ami egyszerűen azt jelenti, hogy az emberi fül számára érzékelhetetlen változásokat kihagyjuk a számításból.

Ezekkel az egyszerűsítésekkel is megmarad a fizikai alapú modellezés legnagyobb hátránya: a nagy számításigény. Szerencsére már az átlagos asztali processzorok is elég erősek ahhoz, hogy komolyabb számítási kapacitást igénylő modellek is valós időben futtathatók legyenek, ezért várhatóan a jövőben egyre több ilyen szintetizátor fog megjelenni.

### 2.5.1. Húros hangszerek fizikai alapú modellezése

Húros hangszerek esetén a húr mozgásának leírására három fő megoldás létezik: Az első fizikai alapú modell a húr differenciálegyenletének diszkrétidejű megoldásán alapul, ezt hívják véges-differenciás modellnek [16]. Az egyenletekben közvetlenül szerepelnek a paraméterek, emiatt jól átlátható módszer, viszont egyben a leginkább számításigényes is, különösen többdimenziós esetben.

A modális szintézist [4] egymódusú, lecsengő rendszerek lineáris kombinációjaként írja le. Legfőbb előnye, hogy minden rezgő rendszert általánosan le lehet írni ugyanazzal a formulával. Hátrányai közé tartozik, hogy bár a paraméterei fizikai tulajdonsággal bírnak, azok nem a közvetlenül látható paraméterek (pl. a húr hossza), hanem a felhasználó számára keveset mondó tulajdonságok, mint a húr tömegsűrűsége. Ez a módszer implementációjában hasonlít az additív szintézishez, azonban ebben az esetben csak a húrmodellezzük harmonikusok szuperpozíciójaként, a gerjesztést és a további szűrőket külön-külön implementáljuk [6].

Másik megközelítés a [35] által kidolgozott Functional Transformation Method (FTM). Ez a rezgő húr elhajlását leíró parciális differenciálegyenletből indul ki, a húr egyenletét időtartománybeli transzformációkkal oldja meg, így valamivel bonyolultabb rendszereket leírására is alkalmazható.

A leggyakrabban használt, legkisebb számításigényű módszer az ún. digitális hullámvezető, azaz waveguide modellezés [30, 31, 32]. A módszer a hullámegyenlet egydimenziós diszkrétidejű megoldásán alapul, a húr pontjait késleltetővonalakkal köti össze, majd az összes veszteséget egyetlen szűrővel veszi figyelembe, ezzel különösen DSP-ken lehet hatékonyan implementálni a modellt. Paraméterei a modális szintézishez hasonlóan önmaguk-

ban viszonylag keveset mondanak, de például akár egy az egyben átváltható a MIDI hang hangereje a gerjesztés bemeneti erejére.

A megvalósított programomban végül waveguide szintézist használok. Bár korábban, a szakdolgozatom során modális szintetizátort hoztam létre, a gitárhíd hatása azzal nehezebben és csak jóval nagyobb számításigénnyel modellezhető, ezért esett a választás a waveguide-ra.

## 3. fejezet

# Húros hangszerek modellezése

Húros hangszerek esetén, mint az elektromos basszusgitár, a hangkeltés fő eleme értelem-szerűen maga a húr. Fizikai alapú szintézisről lévén szó, a módszer a húr hullámegyenletéből indul ki, ami [21] alapján:

$$\mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = T_0 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} - ES\kappa^2 \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} - 2R(\omega)\mu \frac{\partial y}{\partial t} + d_y(x, t), \quad (3.1)$$

ahol:

- $\mu$  a húr egység hosszra eső tömege
- $T_0$  a húr megfeszítettsége
- $ES\kappa^2$  a húr merevségét leíró tényező
- $R(\omega)$  a frekvenciafüggő súrlódási ellenállás, ami a húr veszteségeit írja le
- $d_y(x, t)$  a külső gerjesztésből adódó erő.

Gitárhúr modellezésekor első közelítésben a fenti egyenletből elhagyhatjuk a húr merevségével és a veszteségével kapcsolatos tagokat, illetve egy kezdeti húralak megadása után szabadon hagyva a rendszert zérus külső gerjesztést feltételezhetünk. Ekkor a (3.1) egyenlet az alábbira egyszerűsödik:

$$\mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = T_0 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2}. \quad (3.2)$$

Ezt tekintjük az ideális húr egyenletének. Tudjuk még továbbá, hogy a húrban terjedő transzverzális hullám sebessége

$$c_t = \sqrt{\frac{T_0}{\mu}}. \quad (3.3)$$

Így a (3.2) és (3.3) egyenletek összevonásából megkapjuk az ideális húr differenciálegyenletét:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = c_t^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \quad (3.4)$$

A differenciálegyenlet megoldására és diszkrétizálására az előző fejezetben említett három módszert alkalmazzák, illetve megemlítendő még a húr tömeg-rugó modellje is, amiről belátható, hogy a véges-differenciás modellel azonos eredményre vezet. A modális és digitális waveguide alapú szintézismódszereket részletesebben is kifejtem, a véges-differenciás modell alapjait csak röviden közlöm. Ez utóbbiról bővebben [7]-ban lehet olvasni.

### 3.1. A véges differenciák módszere

A módszer közvetlenül a hullámeqyenletből indul ki, az abban található deriváltak helyére véges differenciákat helyettesít.  $x_m = m\Delta x$ ,  $t_n = n\Delta t$  használatával a (3.2) egyenlet diszkrétizációja:

$$\left. \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right|_{x_m, t_n} \approx \frac{y_{m-1, n} - 2y_{m, n} + y_{m+1, n}}{\Delta x^2} \quad (3.5a)$$

$$\left. \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} \right|_{x_m, t_n} \approx \frac{y_{m, n-1} - 2y_{m, n} + y_{m, n+1}}{\Delta t^2}, \quad (3.5b)$$

ahol  $y_{m, n} = y(x_m, t_n)$ .

A fenti behelyettesítéseket visszavezetve (3.2)-be:

$$y_{m, n+1} = \frac{c_t^2 \Delta t^2}{\Delta x^2} (y_{m-1, n} - 2y_{m, n} + y_{m+1, n}) - y_{m, n-1} + 2y_{m, n}, \quad (3.6)$$

ami a húr  $m$  pontban vett helyzetét számolja ki a következő időpillanatra,  $m$  pont és szomszédos pontjai aktuális és korábbi időpillanatban vett értékeiből. A rendszer numerikusan stabil, ha  $\frac{\Delta x}{\Delta t} \geq c_t$ . [16] szerint, ha  $\Delta x$  és  $\Delta t$  értékét úgy választjuk, hogy a stabilitás határhelyzetére érjünk, azaz a hányados értéke megegyezzen  $c_t$  értékével, akkor a következő egyenletet kapjuk:

$$y_{m, n+1} = y_{m-1, n} + y_{m+1, n} - y_{m, n-1}. \quad (3.7)$$

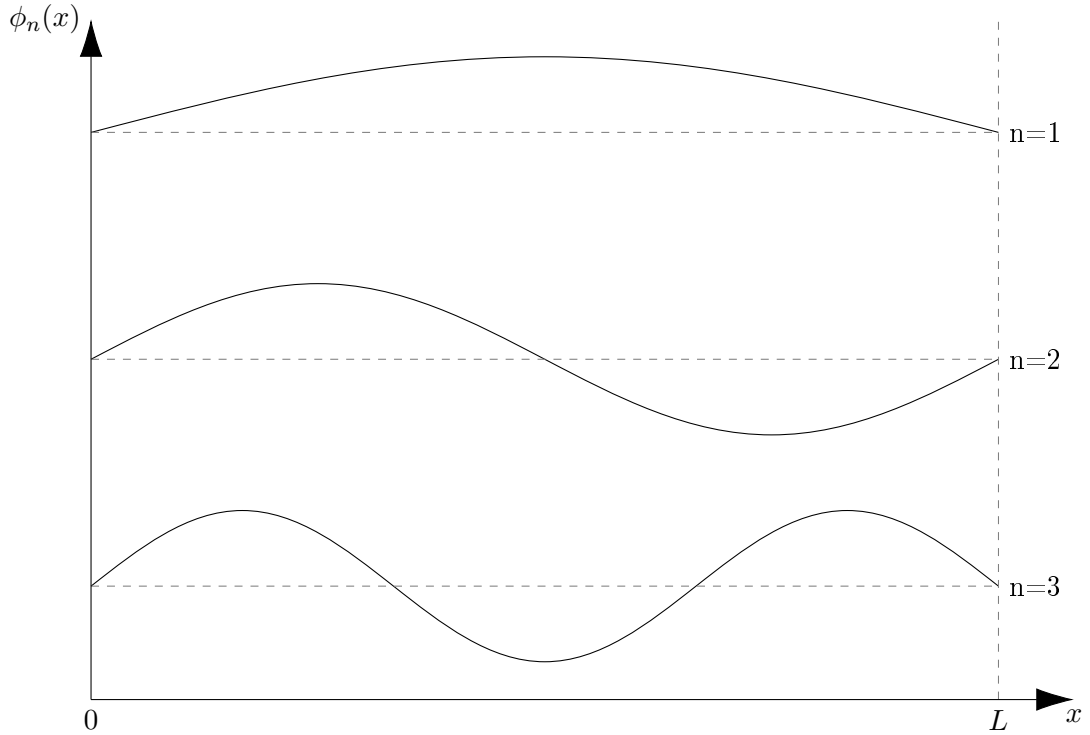
Ezzel a választással egyszerűen összekapcsolható ez a módszer a digitális waveguide megoldásával, mivel ott mindig fennáll ez a határhelyzet [17].

### 3.2. A modális alapú szintézis

A legtöbb módszerről elmondható, hogy a hullámeqyenlet megoldásához az időtartomány felől közelítenek. Ezekkel ellentétben a modális szintézis a frekvenciatartományban vizsgálja a hullámeqyenletet, a húregyenletet a modális térben oldja meg. A teljes rendszer végtelen szabadságfokú, amit véges számú, másodfokú lecsengő rezonátorok összességére bonthatunk fel, melyekkel az egyes módusokat külön-külön kezelhetjük.

A gyakorlatban a módszer kiindulási alapja, hogy egy, mindkét végén rögzített húr leírható annak alapharmonikusa és felharmonikusai szuperpozíciójával (3.1. ábra).





**3.1. ábra.** Mindkét végén rögzített húr első három módusa

Az ilyen húr alakját leíró egyenlet a következő:

$$y(x, t) = \sum_{k=1}^{\infty} y_k(t) \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right), \quad (3.8)$$

ahol  $y_k(t)$  a  $k$ -adik módus amplitúdója a vizsgált  $t$  időpillanatban, illetve  $x \in [0; L]$ .

Mivel a digitális technikában nem tudunk végtelen módust generálni és jól látható módon a számításigény is ezzel arányos, meg kell keresni azt az optimális módusszámot, ahol a fülünk már nem tudja megkülönböztetni a létrejövő hangot egy jóval nagyobb számú változattól, de még valós időben ki tudja számolni a processzor. Elektromos basszusgitár esetén szerencsére a legmagasabb frekvenciák néhány kHz környékén jelennek meg, így viszonylag kevés, akár 50 módussal is kielégítő hangzást lehet elérni.

A (3.5) egyenletbe behelyettesítve (3.8) egyenletet a módusokra egy másodfokú differenciálegyenletet kapunk, ha behelyettesítés után  $\sin(k\pi x/L)$  módusalakkal szorzunk és  $x$  szerint integrálunk 0-tól  $L$ -ig. Ennek levezetése megtalálható [33] és [6]-ban, a kapott differenciálegyenlet:

$$\frac{\partial^2 y_k}{\partial t^2} + a_{1,k} \frac{\partial y_k}{\partial t} + a_{0,k} y_k = b_{0,k} F_{y,k}(t), \quad (3.9)$$

ahol:

$$a_{1,k} = 2R_k \quad (3.10a)$$

$$a_{0,k} = \frac{T_0}{\mu} \left(\frac{k\pi}{L}\right)^2 + \frac{ES\kappa^2}{\mu} \left(\frac{k\pi}{L}\right)^4 \quad (3.10b)$$

$$b_{0,k} = \frac{2}{L\mu} \quad (3.10c)$$

$$F_{y,k}(t) = F(t) \sin\left(\frac{k\pi x_g}{L}\right) \quad (3.10d)$$

Az általános leírásnál ((3.1) egyenlet)  $R(\omega)$  frekvenciafüggő paraméterként volt jelen, ami modális esetben egy igen könnyen implementálható, módusfüggő paraméterre változik.

A (3.10d) egyenlet egyetlen,  $x_g$  pontban létrejövő gerjesztést ír le. Ez ugyan nem pontos, hiszen a pengető vagy a zenész ujjja nem tekinthető pontszerű testnek, a gyakorlatban mégis kielégítő eredményt hoz ez az egyszerűsítés.  $F(t)$  alakja a gerjesztés módjától függ [23].

### 3.3. A digitális waveguide szintézis

A digitális hullámvezető, azaz waveguide, a haladó hullám leírását diszkrétizálja térben és időben. Alapgondolata, hogy a haladóhullám felbontható két, egymással ellentétes irányba (jobbra és balra) haladó hullámra [30]:

$$y(x, t) = y^+\left(t - \frac{x}{c_t}\right) + y^-\left(t + \frac{x}{c_t}\right), \quad (3.11)$$

ahol  $y^+$  és  $y^-$  a két haladó hullám.  $x_m = m\Delta x$ ,  $t_n = n\Delta t$  diszkrétizáció alkalmazásával a fenti egyenlet a következő alakot veszi fel:

$$y(x_m, t_n) = y^+\left(n\Delta t - \frac{m\Delta x}{c_t}\right) + y^-\left(n\Delta t + \frac{m\Delta x}{c_t}\right). \quad (3.12)$$

Mivel a  $\Delta x = c_t\Delta t$  határhelyzet mindig fennáll, egyszerűsíthetünk:

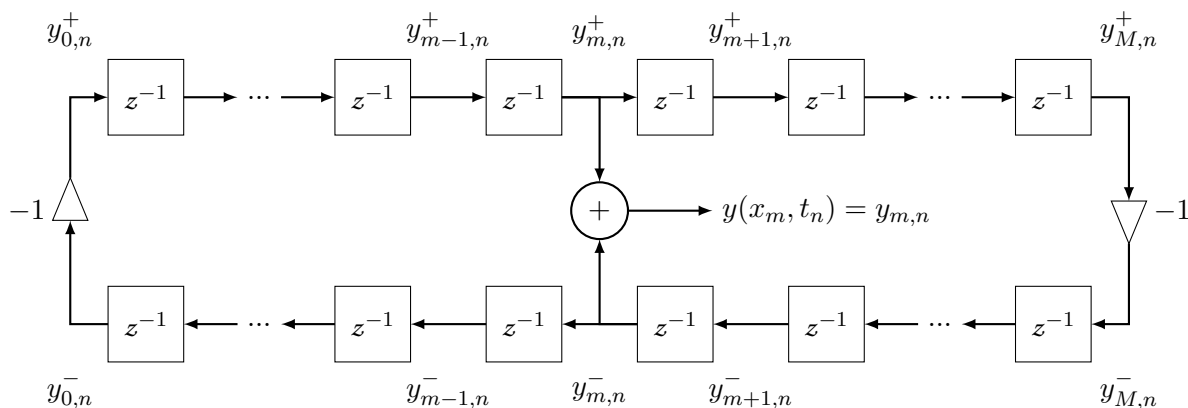
$$y_{m,n} = y_{m,n}^+ + y_{m,n}^-, \quad (3.13)$$

ahol  $y_{m,n}^+$  és  $y_{m,n}^-$  a két haladó hullám aktuális helyzete  $x_m$  pontban,  $t_n$  időpillanatban. Vesztésmentes haladó hullám esetén a hullám adott pontján, a következő időpillanatban felvett értéke megegyezik az előző ponton, aktuális időpillanatban vett értékkel, azaz:

$$y_{m,n+1}^+ = y_{m-1,n}^+ \quad (3.14a)$$

$$y_{m,n+1}^- = y_{m+1,n}^-. \quad (3.14b)$$

A fenti egyenlet alapján jól látható, hogy a két hullám különböző ponton vett értékeit elegendő egyszerűen a megfelelő irányba eltolni, hogy a következő időpillanatbeli értékeket megkapjuk. Ez a módszer rendkívül hatékony DSP-ken megvalósítva, ugyanis azok pont ilyen műveletek gyors elvégzésére való utasításkészlettel és felépítéssel rendelkeznek. A késleltetővonal felépítését ábrázolja a 3.2. ábra.



**3.2. ábra.** A waveguide felépítése

A hullámegyenlet linearitásából adódóan a késleltetővonalakban a hullám bármelyik tulajdonságát tárolhatjuk, legyen az az elmozdulása, sebessége, gyorsulása, vagy akár a húrban lévő erő [7]. A leggyakoribb eset talán a sebesség-hullámok használata, ilyenkor ugyanis a gerjesztést közvetlenül a gerjesztőerővel lehet a rendszerbe táplálni, míg a többi esetben először deriválásra vagy integrálásra van szükség.

### 3.4. Gerjesztési módok

Húros hangszert sokféleképp lehet gerjeszteni, a gitárokat jellemzően pengetővel vagy ujjal pengetik, a hegedű, nagybőgő, cselló vonós hangszerek (de ezek is pengethetők), a zongora húrjait pedig kalapács gerjeszti.

A legtöbb hangszernek létezik különleges gerjesztési módja, ilyen például a hegedű ujjal pengetése, a gitárok tapping stílusa, amikor a zenész a pengető kezével is a bundoknál fogja le a húrt, vagy a basszsugitárok slap bass játékmódja. Ez utóbbi rögtön kétféle gerjesztést jelent: a mélyebb húrok hangszertest felé csapását és a magasabb húrok ellentétes irányú, felfele tépését. A stílus lényege, hogy a húr nekiütközzön a bundoknak és a fogólapnak, ezzel létrehozva az egyedi hangzást.

### 3.5. Hangszertest hatása

A különböző hangszerek a húr által keltett hullámok felerősítésében is különböznek egymástól. A legegyszerűbben az elektromos és akusztikus hangszerek között tehetünk különbséget: míg előbbiekben a hangot egy külön elektronika erősíti fel és azt hangszórók szolgáltadják meg, utóbbiaknál a hanghullámokat a hangszer valamely része erősíti. De az akusztikus hangszerek tovább is csoportosíthatók, attól függően, hogy a sugárzásnak vagy a csatolásnak van-e nagyobb szerepe a létrejött hangban.

### Sugárzás

A sugárzás szerepe főképp a nagyobb testű akusztikus hangszerek esetén fontos. Ilyenek például az akusztikus gitár, cselló, nagybőgő, általánosságban azok a hangszerek, ahol

a hangszertest nagy és üreges. A hanghullámok ugyanis ebben az üregben erősödnek fel annyira, hogy az önmagában is jól hallható legyen.

### **Csatolás**

A hangszerek egyes elemei közti csatolásnak nagy szerepe van többek közt a zongoránál, ahol a húrok rezgését a híd csatolja át a rezonáló test felé, ami aztán felerősíti azokat. Itt tehát nem az üregben visszaverődő hullámok erősítődnek fel, hanem maga a rezonáns lap rezgése hallható. Nagyban függ a zongora létrejövő hangja attól, hogy a híd hogyan juttatja át a húrok rezgéseit ehhez a rezonánslaphoz.

Elektromos hangszer lévén a basszusgitár húrjainak rezgését a hangszedők alakítják át, majd egy elektronika erősíti fel, de hasonló csatolás mégis található a húrok között, a gitárhíd által. Ha a zenész megpengeti az egyik húrt, hamarosan (kisebb mértékben) a többi húr is rezegni fog. A dolgozat egyik fő témája ennek a csatolásnak a vizsgálata: mérések alapján el kell dönteni, mennyire érdemes egyáltalán foglalkozni ezzel az átvittel, illetve ha fontos, akkor valahogyan modellezni kell azt.

## 4. fejezet

# Mérések

### 4.1. A gitárhúrok közti kölcsönhatások mérése

A gitár húrjai közti csatolások modellezése előtt mérésekre volt szükség, hogy egyáltalán érdemes-e ezzel a hatással foglalkozni, van-e érdemi, mérhető különbség egyetlen, és az összes húr szabad rezgése közt. Ennek vizsgálatához a következő eszközöket használtam:

- Warwick Corvette Std. basszusgitár
- Focusrite Scarlett 2i4 USB hangkártya
- Audacity program

A mérési elrendezés magától értetődő, a hangszer kimenetét az USB-s hangkártyán keresztül számítógépre kötve felvettük a szükséges hangokat, majd azok megfelelő vágása után az adatok feldolgozása MATLAB segítségével történt.

Az így felvett hangminták elemzése alapján elmondható, hogy mind a basszusgitár hangszedői, mind az elektronikája, illetve a hangkártya is jó minőségű, megfelelően zajmentes környezetet biztosítottak a mérés során.

A húrok közti csatolásnál fontos tényező a húrok hangolása. A gitárom, ahogy azt korábban említettem,  $C_0$ ,  $G$ ,  $C_1$ ,  $F$  hangolásban van, ami azt jelenti, hogy két húr azonos hangra, ám másik oktávra van hangolva, így ezek között várhatóan nagyobb a csatolás mértéke, mint egy megszokott  $E$ ,  $A$ ,  $D$ ,  $G$  hangolással rendelkező hangszer esetében.

A mérés során az ún. drótszakításos, vagyis wire-breaking technikát alkalmaztam. Ennek lényege, hogy egy vékony drótszállal addig feszítjük a húrt, amíg a drótszál el nem szakad. Mivel a vékony rézdrót hosszában a drót szakítószilárdsága jóformán azonos, ezért a gerjesztések is azonosnak tekinthetők. A drót elhelyezésével és feszítésének irányával pontosan meghatározható a gerjesztés [5, 41].

Először a húrt kb. a pengetésnek megfelelő helyen, a gitártesttel párhuzamosan gerjesztettem, a kimenet a hangszedőkön keresztül a gitár jele, azaz maga a létrejövő hang. A következő felvételek készültek el így:

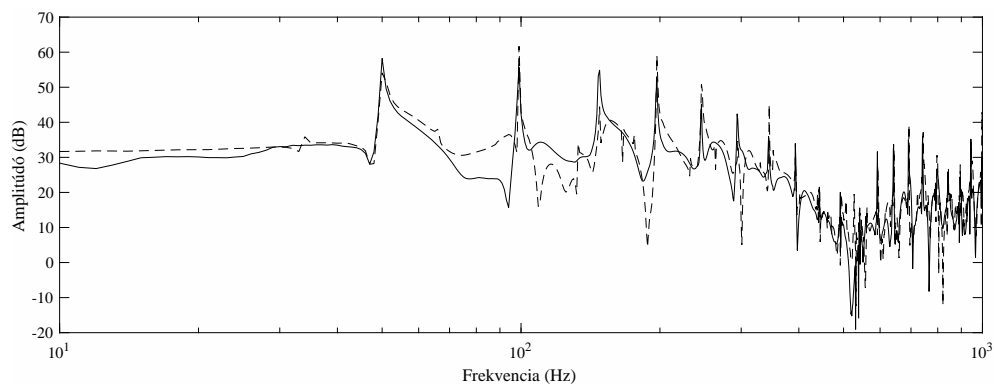
- 4 felvétel a 4 húr gerjesztéséről, amikor csak ezek rezeghetnek

- 4 felvétel a 4 húr gerjesztéséről, amikor az összes húr rezeghet
- 2 felvétel úgy, hogy az egyik húron lefogom a következő húr szabad rezgésének megfelelő hangot

Azokban a mérési esetekben, amikor csak egyetlen húr rezeghetett, a másik három húrt valamilyen módon tompítani kellett. Erre jó megoldás bármilyen ruhadarab használata, ami elég vastag ahhoz, hogy a húrok szorosán a fogólapnak nyomják azt. Ilyenkor az ezek között fellépő súrlódás elég nagy ahhoz, hogy a tompított húrok ne rezeghessenek.

A felvett hangokat visszahallgatva kiderült, hogy egy adott húr kétféle típusú – azaz amikor csak az adott húr, és amikor az összes húr szabadon rezeghetett – felvételei között jól odafigyelve hallható a különbség, az egyedül rezgő esetben "csengőbb" hangzást érzekeltem. Az utolsó két, lefogott bundos felvétel értékelhetetlen eredményt hozott, ezért a továbbiakban ezeket nem használtam.

A megmaradt felvételek MATLAB-beli elemzése során arra kerestem a választ, hogy mekkora különbség van az azonos húrok kétféle gerjesztési módja között, a húr módusainak lecsengési idejét, illetve a felvett hang spektrumát figyelve.



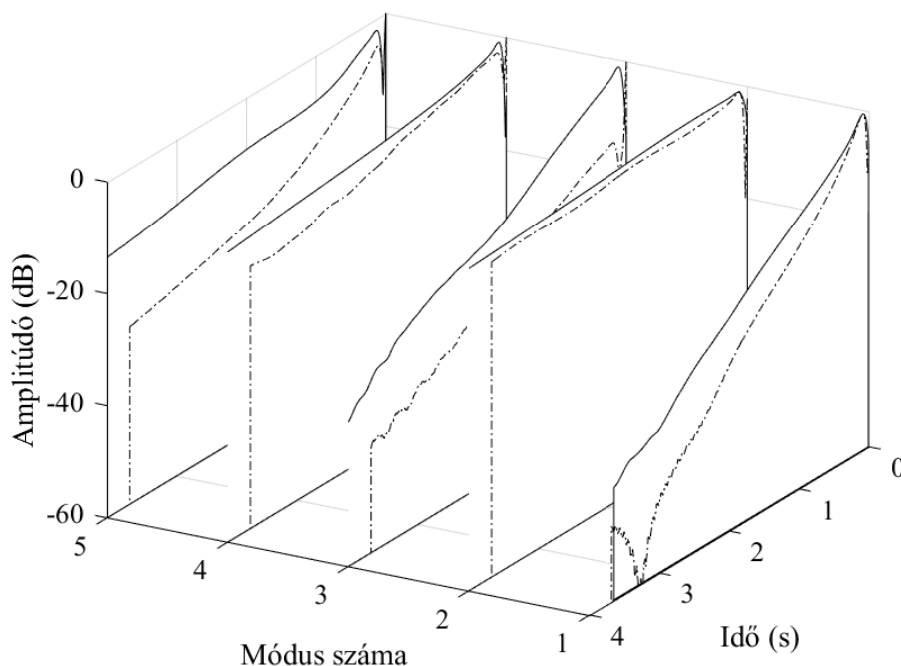
**4.1. ábra.** A G húr (49Hz) spektruma. Egyenes vonal: csak a gerjesztett húr rezeghet, Szaggatott vonal : az összes húr rezeghet

A spektrumok vizsgálatakor mindegyik gerjesztett húr esetén a 4.1. ábrához hasonló eredményeket kaptam. Megállapítható, hogy mindkét mérési esetről megegyeznek a módusfrekvenciák, de néhol az amplitúdójuk eltér egymástól. Azokon a spektrumokon, ahol az összes húr rezeghetett, kivehetők továbbá az alaphang módusai mellett a többi húrhoz tartozók is. A 4.1. ábrán mindkét frekvenciameneten látható a  $G_1$  húr harmadik módusát jelentő 147 Hz-es csúcs, azonban – többek között – egy 132 Hz-es lokális maximum (ami a  $C_1$  húr harmadik módusa) csak a teljesen szabadon rezgő mérés eredményében jelenik meg. Ez arra enged következtetni, hogy abban az esetben, amikor szabadon rezeghettek a húrok, a G húr energiájának egy része a C húrt gerjesztette.

Hogy pontosabb képet kapjak az esetek különbségeiről, összevettem a gerjesztett húrok első néhány módusainak lecsengési idejét a tompított és szabadon rezgő esetekben. Ezeket FZ-ARMA módszerrel határoztam meg [18], az analízis a következőképp működik:

1. A függvény bemenetként megkapja a vizsgálandó hangot, és annak alaphfrekvenciáját

2. Az aktuális módus frekvenciáját DC-re keveri
3. Igen keskeny sávú aluláteresztő szűrővel oda-vissza megszűri a bemeneti jelet
4. Az így kapott adat abszolútértéke az aktuális módus amplitúdómenete.



**4.2. ábra.** A G húr első 5 módusának lecsengése. Egyenes vonalak: csak egy húr rezeghet, szaggatott vonalak: az összes húr rezeghet. Az amplitúdóértékek egyenként relatívak.

Egy ilyen eredmény látható a 4.2. ábrán. A felvételek vizsgálata alapján elmondható, hogy amikor szabadon rezeghet az összes húr, a különböző módusok gyorsabban lecsengtek, mint a többi húr tompításakor. Ez megmagyarázza utóbbi "csengőbb" hangzását: a magasabb frekvenciájú komponensek ilyenkor hosszabb ideig vannak jelen a hangban.

Ez önmagában még nem kívánná a húrok közti csatolás modellezését, elegendő lenne csak a húrok veszteségi szűrőit másképp hangolni. Azonban az eredmény azt a feltevést is alátámasztja, miszerint a szabadon rezgő esetben egyes módusok azért csengenek le sokkal gyorsabban, mert az energiájuk egy másik húr azonos frekvenciájú módusát gerjeszti.

A fentiek alapján kijelenthető, hogy érdemes foglalkozni a húrok közti csatolással, ezért a következő feladat a gitárhíd modellezési lehetőségeinek vizsgálata volt.

## 4.2. A gitárhíd, mint ideális merev test

A modellezni kívánt hangszer – azaz a saját basszusgitárom – hídja komplex, több elemből áll. Ez rendeltetésszerű használat során jó, mert könnyen finomhangolható a húrmagasság, az intonáció és a húrtávolság, azonban modellezési szempontból nem szerencsés, hiszen minél egyszerűbb fizikai (és matematikai) leírás lenne kívánatos. Ezért mindenek előtt el

kell dönteni, hogy a lehet-e a gitárhíd, mint ideális merev testre tekinteni. Ebben az esetben ugyanis a végső modellben elegendő a gitárhíd két szélén ismerni az admittancia értékét, a közttes pontokban azután ez könnyen interpolálható.

E kérdés megválaszolására olyan mérésekre volt szükség, amikkel kideríthető, hogyan viselkedik a híd a basszusgitár által lefedett frekvenciatartományban. Ezek a tulajdonságok meghatározhatók a híd impulzusválaszának ismeretében, ezért a Méréstechnika és Információs Rendszerek tanszék DSP laborjában, az ott megtalálható eszközök segítségével megmértem a híd átvitelét. A mérések során használt eszközök:

- Warwick Corvette Std basszusgitár
- Brüel & Kjær 8202 erőmérő kalapács, 8230 C-003 erőérzékelő fejjel
- Brüel & Kjær 4502 gyorsulásmérő
- Brüel & Kjær Nexus 2693-0S4 jelerősítő
- Roland Cakewalk UA-101 USB-s hangkártya
- Audacity szoftver



**4.3. ábra.** A gitárhíd mérése gyorsulásmérővel. A fekete körök jelzik a kalapáccsal gerjesztett pontokat, a híd jobb felső sarkán a gyorsulásmérő látható.

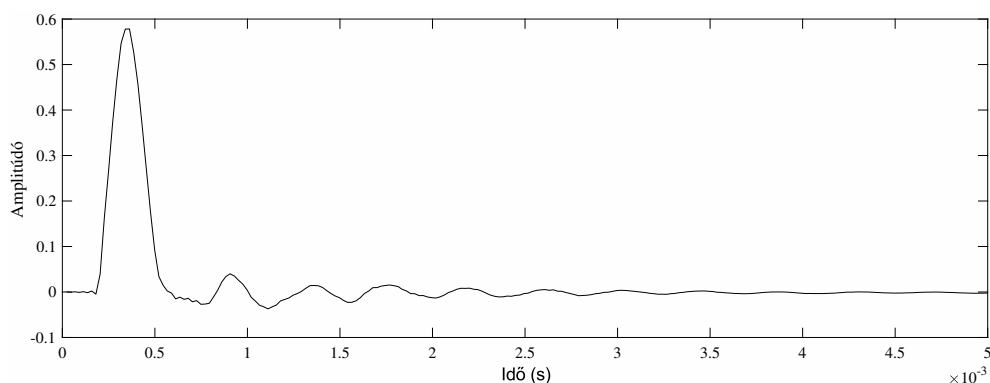
A 4.3. ábra mutatja a mérési elrendezést. A képen ugyan nem látható, de a húrok és a fogólap közé tett ruhadarab segítségével a húrok teljesen tompítottak. A gyorsulásmérőt a híd egyik sarkához rögzítettem, majd kijelöltem a másik 3 sarkot, és ezek a pontok között a húrok közti területet, azaz összesen 9 pontot, ahol egymás után többször erőmérő kalapáccsal gerjesztettem a hidat. Ezek a kijelölt pontok láthatók az ábrán fekete körrel



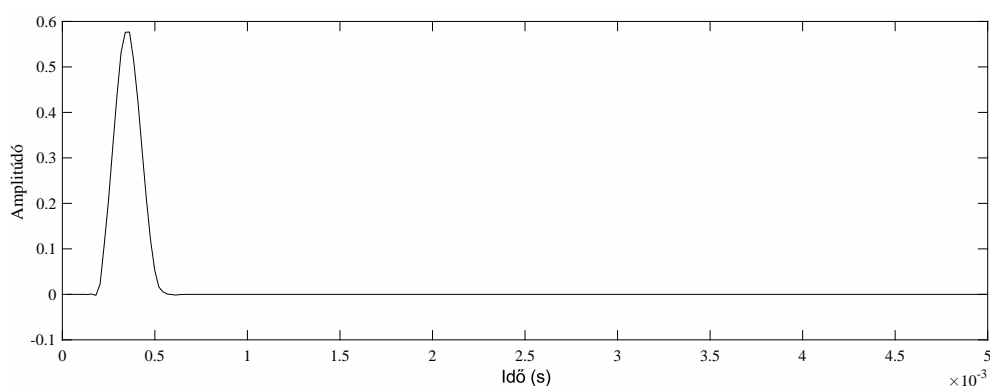
jelölve. Mind a kalapács, mind a gyorsulásmérő kimeneti jelei a jelerősítőn és a hangkártyán keresztül a számítógépre voltak kötve, így egyszerre tudtam vizsgálni a bemeneti és a kimeneti jeleket is.

Mivel az erőmérő kalapács kimenete erő, a gyorsulásmérőé pedig gyorsulás, az erők átviteléhez nem elég egyszerűen a kimenet és bemenet Fourier-transzformáltjainak hányadosát venni, a gyorsulásmérő jelét előtte integrálni kell. A jelfeldolgozást MATLAB segítségével végeztem, az integrálást kétféle módon próbáltam, az egyik a Fourier-transzformált  $1/j\omega$  értékkel való szorzása, míg a másik szivárgó integrátoros szűrés volt. A két módszer között lényegi különbség nem látszott, így végül az utóbbi megoldást használtam.

A mérés során egy-egy pontról sok gerjesztés adataira volt szükség, hogy az esetleges hibák kiszűrhetőek legyenek. Nagyon fontos, hogy egy adott pontot lehetőleg pontosan mérőlegesen kell gerjeszteni, ez a pontosság azonban csak annyira biztosítható, amennyire stabil a kalapácsot tartó ember keze. A mérések során sem mindig sikerült a pontosan ugyanoda ütés, vagy a mérőleges gerjesztés. Másik, hasonló hibalehetőség a dupla gerjesztés, ami olyankor jön létre, amikor a kalapács a gerjesztés utáni pillanatokban még egyszer nekiütözik a hídnak. Ilyenkor, mivel a két ütés között az erőmérő saját rezgése torzítaná a bemenő jelet és ezzel együtt a számolt átvitelt is, az adott mérés használhatatlan, azt ki kell dobni.



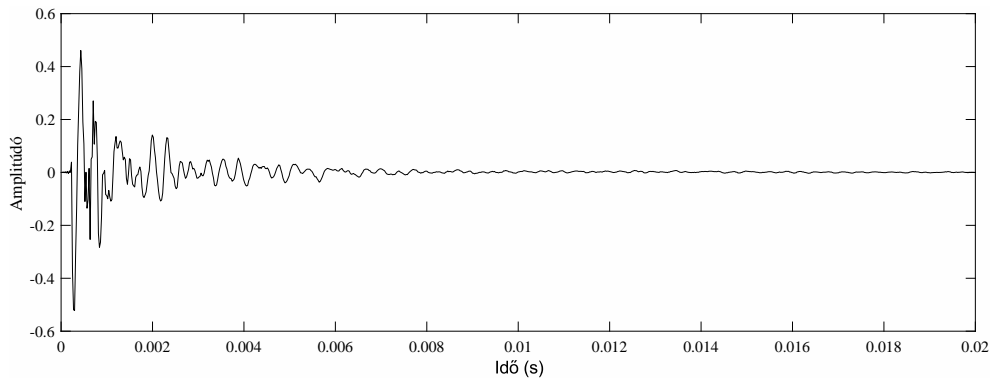
**4.4. ábra.** Az erőmérő kalapács gerjesztőjele



**4.5. ábra.** Az erőmérő kalapács gerjesztőjele ablakozás után

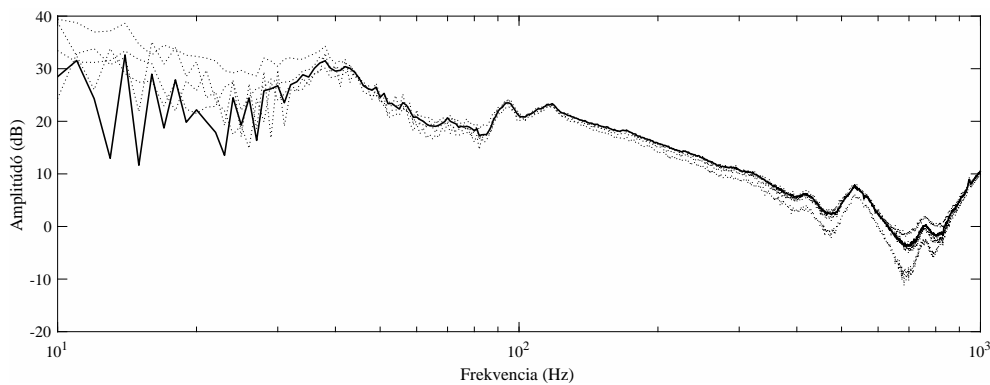
Egy ilyen mérés be- és kimeneteit mutatják az időtartományban a 4.4. és 4.6. ábrák. Előbbin jól látható, hogy az erőmérő kalapács a gerjesztés után még egy lecsengő, szinuszos

jelet ad ki, ez annak tudható be, hogy a kalapács belsejében az erőmérő a hirtelen ütés után még rövid ideig rezeg. Fontos megjegyezni, hogy a be- és kimenetek ábrái nem azonos időléptékekkel szerepelnek.



**4.6. ábra.** A gyorsulásmérő jele, integrálás előtt

Ez a szinuszos mozgás az erőmérő egység saját, önálló rezgéséből adódik, azaz a híddal semmilyen kapcsolata nincs. Ez azt jelenti, hogy nincs szükség erre a szabadon lengő szakaszra a gerjesztőjelből, tehát valamilyen függvénnyel ablakozni kell azt. A megoldásomban végül azt feltételeztem, hogy impulzusgerjesztés lévén csak egy tükére van szükség, ezért egyszerűen megkerestem azt a pontot, ahol a gerjesztőjel eléri a 0 értéket, majd itt hirtelen levágtam a jel további részeit, azaz egy négyszögjellel ablakoztam. Habár a jelek ilyen levágása alapvetően kerülendő, az ablakválasztás végül mégis megfelelőnek minősült, a módosított jelekben nem jelent meg nemkívánatos ugrás. Az ablakozott bemeneti gerjesztések és az integrált kimeneti jelek frekvenciatartománybeli elosztásából végül megkaptam az adott pontban az átviteli függvényeket.

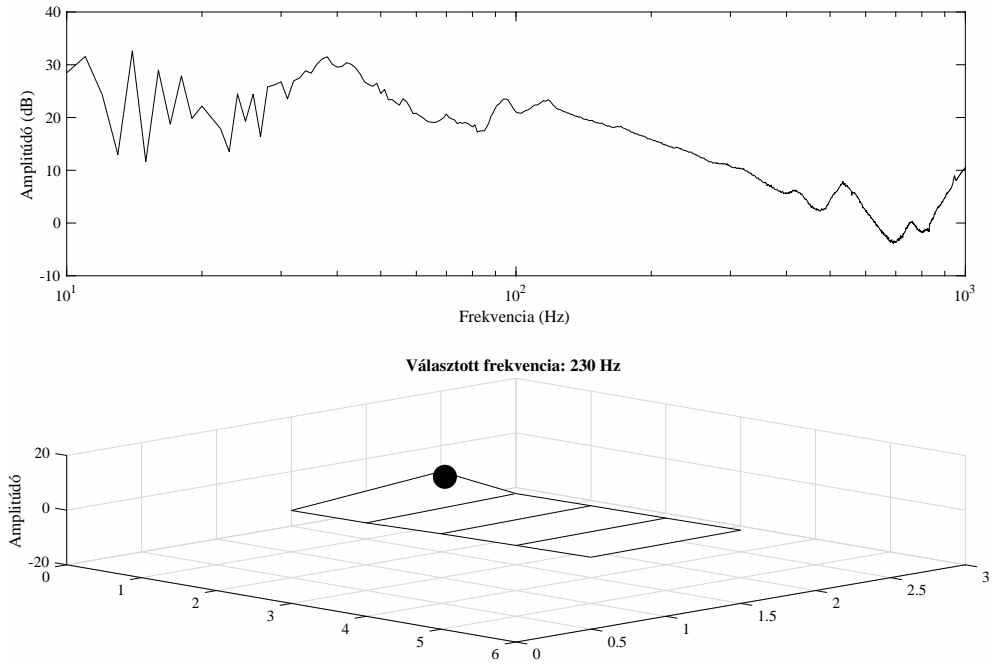


**4.7. ábra.** Pontozott vonalak: néhány mért átviteli függvény, egyenes vonal: az összes átviteli függvény átlaga

A 4.7. ábra egy ilyen pontról kapott átviteli függvényeket, illetve ezek átlagát mutatja. A basszusgitár húrjaival kb 30Hz – 2kHz közti frekvenciájú hangtartomány fogható át, ebben a tartományban pedig az átviteli függvények szépen együtt futnak. Ezt a vizsgálatot mind a 9 mért pontra elvégeztem, ezek hasonló eredményt hoztak. Ez azt jelenti, hogy a mérések konzisztensek, a továbbiakban pedig elég a kapott átlagokkal számolni.

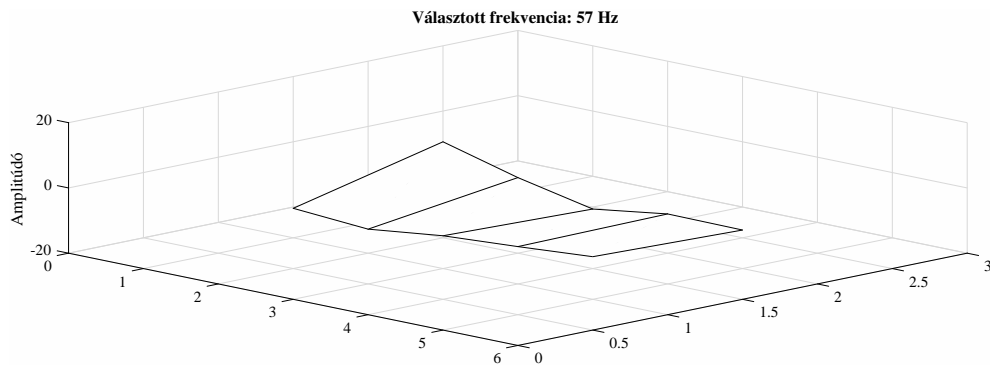
Az így kapott eredmények felhasználásával megállapítható, hogy milyen frekvencián ho-

gyan viselkedik a gitárhíd. Ehhez olyan MATLAB programot írtam, ami a 4.7. ábrán is látható átviteli függvény egy adott pontját kiválasztva, a 9 pont méréseinek adataiból készít egy animációt, amiből egy kiragadott pillanatot a 4.8. ábra mutat. Mivel a rendszer passzív és lineáris, a reciprocitás elve miatt mindegy, hogy egy pontot gerjesztve mérjük a többi pontban a választ, vagy fordítva, több pont gerjesztésére adott válaszokat mérünk egy pontban, az eredmény ugyanaz lesz [14].



**4.8. ábra.** *A pontok együtt mozgásának vizsgálata. Fent: átviteli függvény, lent: pillanatkép a pontok mozgásának animációjából a kiválasztott frekvencián. A fekete kör a gyorsulásmérő helyét jelöli*

A 4.8. ábrán látható módon elemezve a gitárhíd rezgését a különböző frekvenciákon, arra jutottam, hogy kb. 100–500 Hz közötti rezgések esetén szinte tökéletesen merev testként mozog a híd (ilyen rezgés látható a 4.8. ábrán), ami bizakodásra ad okot. Fontos megemlíteni, hogy az ábrán fekete körrel jelölt pont felel meg a gyorsulásmérőnek, és mivel ezt a pontot nem tudtam gerjeszteni, ezért az értéke 0-ban van rögzítve.



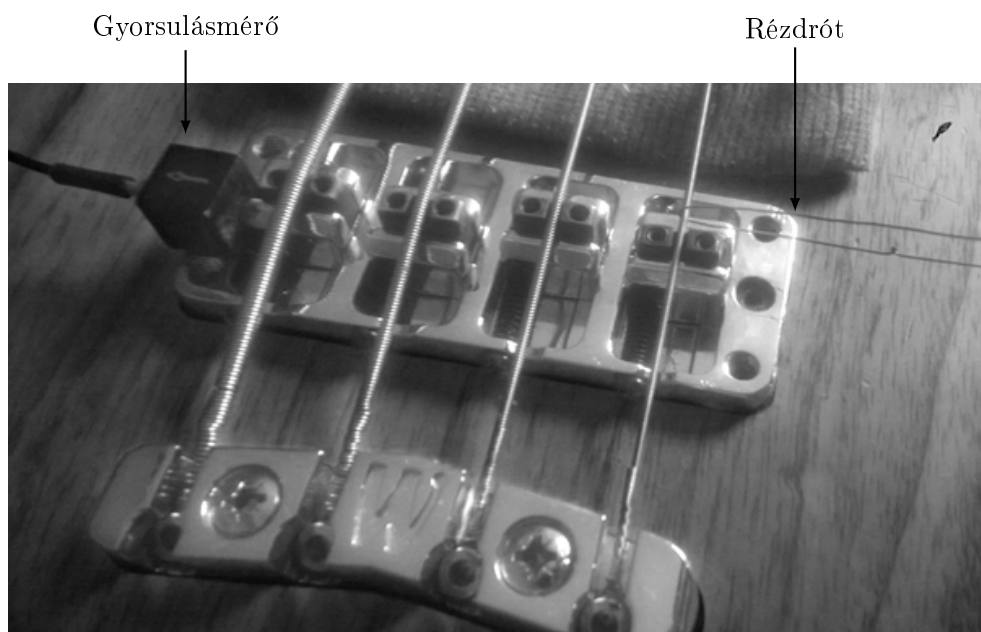
**4.9. ábra.** *A pontok együtt mozgásának vizsgálata: olyan eset, ahol a híd csavarodik*

Bár a 100–500 Hz-es tartomány eredményei igen pozitívak voltak, azon kívül sajnos gyakran kaptam a 4.9. ábrához hasonló animációkat, amikben a gitárhíd jól láthatóan nem csak hullámosan mozog, de van, hogy csavarodik is. Mindazonáltal pontosabb modell híján első közelítésben tekinthetünk merev testként a hídra.

### 4.3. Admittancia mérések drótszakításos módszerrel

Egy valós húr nem csak 2 dimenzióban, pl. a gitártestre merőlegesen rezeghet, hanem a 3D térben bármilyen irányban. Ez a rezgés felírható két, egymásra merőleges 2D polarizáció összegeként. Tehát ha valós hangzást akarunk létrehozni, akkor a húr mindkét ilyen polarizációját modelleznünk kell, ez pedig azt is jelenti, hogy a húrok közti csatolás nem csak húrok közti, hanem polarizációk közti csatolásként is tekintendők. Végeredményben ez azt jelenti, hogy valamilyen módon e két polarizációs irány közti átviteleket is meg kell mérni, az eredmények ismeretében pedig a hídmodell egésze is pontosabb lesz.

A gitárom hídjá, annak fizikai felépítése miatt, erőmérő kalapáccsal oldalirányból nem gerjeszthető, ezért másféle mérési megközelítés volt szükséges. A választott megoldás végül ismét a drótszakításos technika lett, ezúttal a húr a hídhoz lehető legközelebbi pontjánál feszítve. Ilyenkor a drót elszakadásakor szabadjára engedett húr lényegében egységugrás gerjesztést mér a gitárhídra.



4.10. ábra. A drótszakításos technika a gyakorlatban

A 4.10. ábrán látható, hogyan néz ki egy ilyen mérés a gyakorlatban. A kép bal felső sarkában a gyorsulásmérő látható, a jobb felső sarokban pedig a drótszál. A képen látható esetben mind a gerjesztés, mind a gyorsulásmérés oldalirányban történik.

A mérési elrendezés megegyezik a korábban leírtakkal, az erőmérő kalapács kivételével. Tudjuk, hogy a rézdrót szakításierőssége kb. ugyanakkora annak a teljes hosszán, így a szakadás mindig (közel) azonos erőnél történik [41]. Ezt az erőt önmagában nem ismerjük,

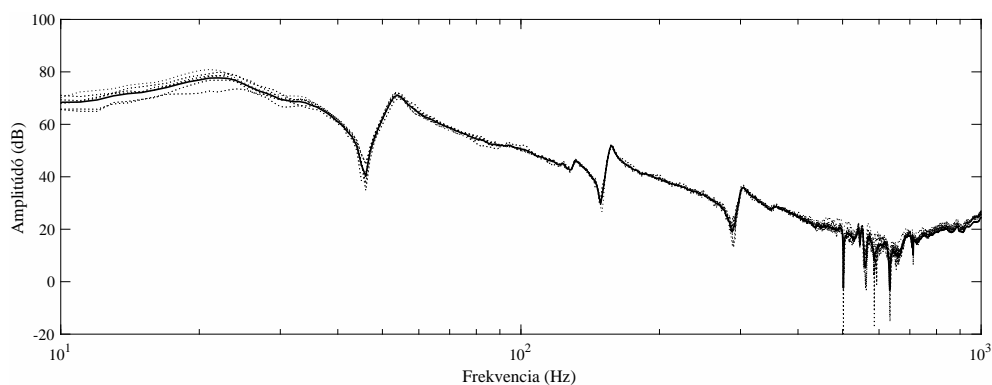
de az erőmérő kalapácsos mérések alapján – mivel ott a bemeneti erő és a kimeneti gyorsulás amplitúdója is ismert – kalibrálhatók az ugrásgerjesztések és ezzel az átviteli függvények is.

A mérések során a következő eseteket vizsgáltam:

- Erőmérő pozíciója
  - A híd szélén, a legvastagabb húr mellett
  - A híd túloldalán, legvékonyabb húr mellett
- Erőmérő iránya
  - Gitártestre merőlegesen, felfele irányban mér
  - Gitártestre merőlegesen, lefele mér
- Gerjesztés
  - Külön-külön minden húrt gerjesztve
  - A külső húrokat mindkét polarizáció irányában gerjesztve
  - A belső húrokat csak a merőleges polarizáció irányában gerjesztve

Természetesen ezúttal is mindegyik esetből legalább 4-5 mérésre volt szükség a mérési hibák kiküszöbölése végett. Gyakori eset például, amikor a drót ugrik egyet a húr barázdái között. Ez van, hogy nem számít, de amikor ez pontosan a szakadás előtt történik, az a mérés hibásnak minősül.

Az így kapott eredmények feldolgozása a korábbi esethez hasonlóan történt, ezúttal a gerjesztőjel pontos ismerete nélkül. Tudjuk azonban, hogy a drót szakadása ugrás gerjesztésnek minősül, mivel a rézdrót elszakadása után a húr hozzacsapódik a hídra, majd onnan nem mozdul el. Tehát a drótszakításos technika ugrásválaszt ad, ha a hídon sebességet mérünk. Mivel azonban gyorsulásmérő állt rendelkezésre, annak a kimenete közvetlenül a gitárhíd admittancia impulzusválasza [10].



**4.11. ábra.** Pontozott vonalak: a drótszakításos technika mérési eredményei, egyenes vonal: ezek átlaga

Egy ilyen mérés eredménye látható a 4.11. ábrán. Az összes, különböző mérési elrendezésekből kapott eredményeket elemezve kijelenthető, hogy az egyes mérések szépen együtt

futnak, mind az alacsonyabb, mind a magasabb, azaz még a zajos frekvenciatartományban is. Ez nagy pozitívum az erőmérő kalapácsos gerjesztés eredményeihez képest.

További következménye a konzisztens eredményeknek, hogy nem kell tovább foglalkozni a híd mozgásának fizikai leírásával, a húrok polarizációi közötti admittanciák ugyanis az eredményekből közvetlenül számolhatók [9, 10] alapján. A gitárhíd admittanciának ilyen modellezése egyben a használandó húrmodellt is eldöntötte, mivel értelemszerűen azt érdemes választani, amelyikkel könnyen implementálhatók a polarizációk közti átvitelek.

## 5. fejezet

# A digitális waveguide alapú modell

A mérések eredményei alapján kiválasztható a használandó szintézismódszer. Ez a választás végül a digitális waveguide modellre esett, amiben egyszerűen implementálható a gitárhíd admittancia párhuzamos szűrők használatával [9]. A 3.3 fejezetben vázolt hullámvezető természetesen azon állapotában még nem jó valós húr modellezésére, ehhez több módosításra és funkcióra is szükség van még.

### 5.1. A húrmodell

#### 5.1.1. A késleltetővonal hangolása

Periodikus rezgést végző test – mint amilyen a húr is – modellezésekor a hullámvezető késleltetővonal hosszát meghatározza a

$$N = \frac{f_s}{f_0}, \quad (5.1)$$

összefüggés, ahol  $N$  a waveguide hossza,  $f_0$  és  $f_s$  pedig rendre a szintetizált hang alapfrekvenciája és a mintavételi frekvencia. Mivel  $N$  a waveguide teljes hosszára vonatkozik, az alsó és felső hullámvezető külön-külön  $N/2$  hosszú kell legyen.

A késleltetővonal értelemszerűen csak egész számú elemből állhat, ezért a legtöbb zenei hangot emiatt a korlátozás miatt nem lehet közvetlenül előállítani. Erre nyújt megoldást a törtrészkésleltetés alkalmazása. Egy olyan szűrőt kell készíteni, ami nem változtat az amplitúdón, de a törtrésznyi késleltetésnek megfelelően eltolja a fázist, azaz mindentáteresztő szűrőre van szükség. Az elsőfokú mindentáteresztő szűrő egyenlete a következő [29]:

$$H(z) = \frac{\eta + z^{-1}}{1 + \eta z^{-1}}, \quad (5.2)$$

ahol  $\eta$  a

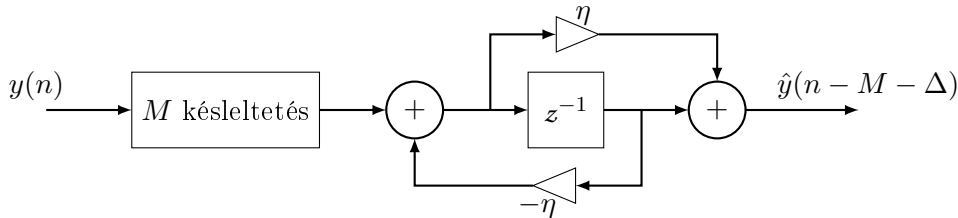
$$\Delta \approx \frac{1 - \eta}{1 + \eta} \quad (5.3)$$

egyenletből adódik,  $\Delta$  a kívánt törtrésznyi késleltetés. A korábban bevezetett jelöléseket

alkalmazva, a hullámvezető tetszőleges törtrészedik pontjának egyenlete [29]:

$$\begin{aligned}\hat{y}_{m-\Delta,n} &\triangleq x_n = \eta \cdot y_{m,n} + y_{m-1,n} - \eta \cdot x_{n-1} \\ &= \eta \cdot [y_{m,n} - x_{n-1}] + y_{m-1,n}\end{aligned}\tag{5.4}$$

A (5.4) egyenlet waveguide implementációja a 5.1. ábrán látható.



5.1. ábra. Törtrészkésleltetés a hullámvezetőben. Forrás: [29]

### 5.1.2. Veszteségek a húrban

Nem veszteségmentes húrban – nevéből adódóan – megjelennek belső veszteségek is. Ezek a hullámvezetőbe átültetve úgy jelennének meg, hogy a haladó hullámok nem tartanák meg a formájukat, hanem minden időpillanatban valamekkora veszteséget szenvednének. Ennek a veszteségnek egyik fele frekvenciafüggetlen, csak az erősítésen változtat, míg másik fele frekvenciafüggő tag [7].

Ezek a veszteségek rengeteg számítást vonnának maguk után, de a waveguide szintézis egyik nagy előnye, hogy ezek a veszteségek összevonhatók egyetlen pontba [32]. Általában ugyanis nincs szükség a húr mozgásáról ennyire pontos ismeretre, még akkor sem, ha ütközéseket kell vizsgálni. A veszteségek összevonása azt is jelenti, hogy a hullámvezető bármely pontjára tehető ez a szűrő, ezért gyakori megoldás a különböző hatásokat modellező szűrőket sorba kötve azonos ponton szűrni.

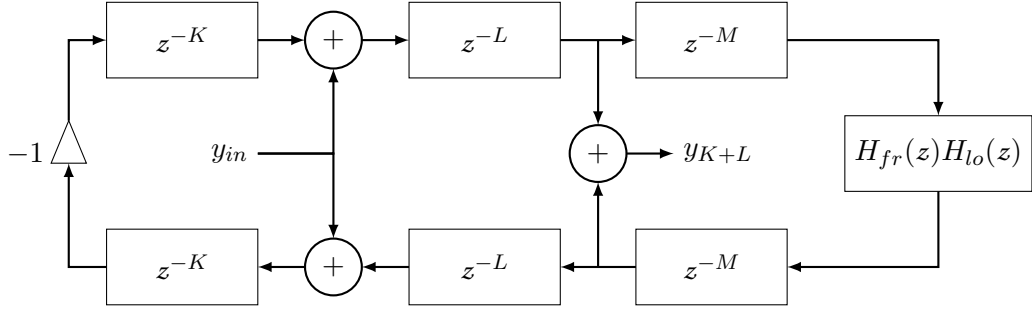
Egy törtrészkésleltetővel hangolt, valamilyen veszteségi szűrővel rendelkező hullámvezető látható a 5.2. ábrán, ami az  $K$ . pontban gerjesztett (általános  $y_{in}$  bemenettel) és az  $K + L$ . pont a kimenete. A kimenet és a jobb oldali lezárás közti  $M$  késleltetés-hossz (5.1)-ből számítható:  $N \triangleq K + L + M$ , azaz  $M = N - K - L$ . A hullámvezető jobb oldali lezárása  $H_{fr}(z)$  törtrészkésleltető és  $H_{lo}(z)$  veszteségi szűrő sorba kapcsolásából áll.

Ez a  $H_{lo}$  veszteségi szűrő jellemzi a húr veszteségeit. A megpengetett húr hangjának lecsengése exponenciális jellegű, így  $H_{lo}(z)$  a legegyszerűbben és a valóságot jól jellemző módon elsőfokú aluláteresztő IIR szűrőként valósítható meg, ennek átviteli függvénye a következő [12]:

$$H_{lo}(z) = g \frac{1}{1 + a_1 z^{-1}},\tag{5.5}$$

ahol  $g < 1$  és  $a_1 \approx 1 - g$ . A szűrő paraméterei felvett hangmintákból kiszámíthatóak lennének, a dolgozatban azonban csak általános paramétereket használok.





5.2. ábra. Késleltetővonal meghatározott be- és kimeneti pontokkal, törtrész-késleltetéssel és veszteségi szűrővel

### 5.1.3. Különböző irányú polarizációk

Az eddigiekben kétdimenziós húrról volt szó, azaz azt feltételeztük, hogy a húr egyetlen síkban rezeg. Ahogy azt már a 4.3 fejezetben említettem, ez a valóságban nincs így, a húr két, egymásra merőleges polarizációjú rezgés összegeként írható fel [33]. Ezeket a polarizációkat húronként két különálló hullámvezetővel lehet implementálni, amiket minden esetben azonos módon, de különböző mértékben vezérlünk.

### 5.1.4. Erő bejuttatása a rendszerbe

Ahogy az a 3.3 fejezetben olvasható, a hullámvezetőben a húr kitérés-, sebesség- és erőhullámai is haladhatnak. A szintetizátoromban – mivel a fogólapnak és bundoknak csapódás modellezése is szükséges – a húr aktuális elmozdulása halad a hullámvezetőben, ugyanis ezeket az ütközéseket így a legegyszerűbb vizsgálni.

A választott haladó hullám fajtájától függetlenül a húr fizikai tulajdonságainak leírásához érdemes a sebesség- és erőhullámokkal is foglalkozni: a húr  $Z_0$  karakterisztikus hullámimpedanciája ugyanis ezekből számolható ki [29]:

$$Z_0 = \frac{F^+}{v^+} = -\frac{F^-}{v^-} = \sqrt{T\mu}, \quad (5.6)$$

ahol  $F^+$  és  $v^+$  a jobbra haladó erő- és sebesség-hullámok,  $F^-$  és  $v^-$  a balra tartók,  $T$  és  $\mu$  pedig rendre a húr feszültsége és tömegsűrűsége. Ez a  $Z_0$  hullámimpedancia meghatározza a hullám visszaverődését [7]:

$$r_v = \frac{v^-}{v^+} = \frac{Z_0 - Z}{Z_0 + Z}, r_F = \frac{F^-}{F^+} = -r_v = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \quad (5.7)$$

ahol  $r_v$  a sebesség-,  $r_F$  pedig az erőhullámok visszaverődése. Ez az egyenlet hasonló a távvezetékek lezárásához, de a szintetizátorban  $Z_0$  ismerete elsősorban az erő bejuttatásakor szükséges.

A (5.6) egyenlet a húr teljes hosszán értelmezett. A hullámvezető gerjesztésekor az egyetlen feltétel a végső húralak megfelelő megváltozása, végtelen lehetőség lenne egy adott erő által létrejött elmozdulást a két hullámvezetőbe bejuttatni. Azonban az erőnek a húr adott

pontjába juttatása felfogható úgy is, mint ugyanennek az erőnek két, egymással összekötött, azonos húrba juttatása. Ilyenkor persze a bal oldali húrban csak balra tartó, a jobb oldaliban pedig csak jobbra tartó hullámok jutnak be. Mivel a két húr azonos, hullámimpedanciájuk is meg fog egyezni, ami azt jelenti, hogy a két irányban haladó hullámok is ugyanakkora mértékben fognak megváltozni.

Ezt is figyelembe véve, a (5.6) egyenlőséget megfordítva, a hullámvezetőbe történő erőbejuttatáskor a haladó hullámok sebességének megváltozása leírható

$$v_{in}^+ = v_{in}^- = F \frac{1}{2Z_0} \quad (5.8)$$

alakban. Ha a waveguide elmozdulásértékeket tárol, egy további integrálásra is szükség van:

$$x_{in}^+ = x_{in}^- = \frac{1}{2Z_0} \int_0^T F(t) \quad (5.9)$$

Ehhez a modellemben szivárgó integrátort használók:

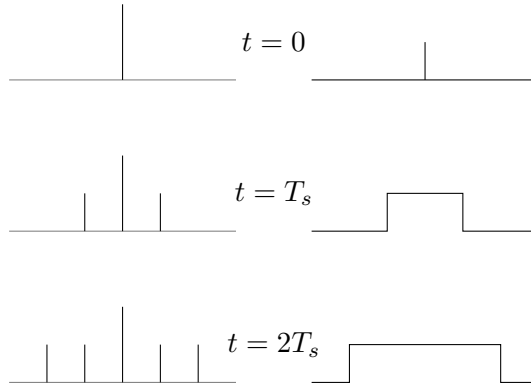
$$\hat{F}_{in}[n] = a\hat{F}_{in}[n-1] + F_{in}[n]T_s \quad (5.10a)$$

$$\hat{F}_{in}[0] = \hat{F}_{in}[-1] = F_{in}[0] = 0, \quad (5.10b)$$

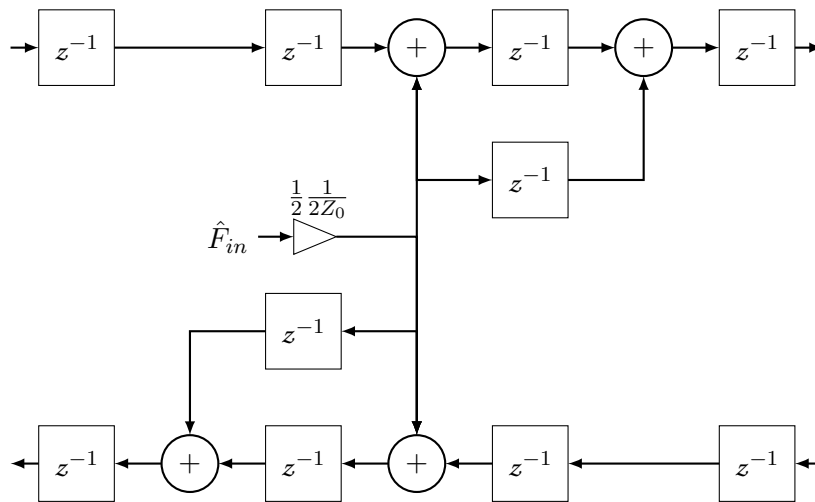
ahol  $\hat{F}$  az erő integráltját,  $n$  az aktuális időpillanatot jelenti,  $T_s = 1/f_s$  a mintavételi periódusidő,  $a < 1$  pedig a stabilitás érdekében megjelenő konstans. A tapasztalat azt mutatja, hogy  $a = 0.999$  használata megfelelő eredményre vezet.

Az erő bejuttatásánál diszkrét időben megjelenő probléma, hogy ha egyetlen pontban visszük be az összes erőt az adott időpillanatban, a waveguide-ban ebben a pontban nem kívánatos, dupla nagyságú érték fog szerepelni. Ez abból adódik, hogy a rendszerbe bevitt pulzus az adott térbeli mintapont közepéből indul el, vagyis a hullám valójában  $T/2$  idő alatt hagyja el azt, ami után persze minden következő térbeli mintaszakaszon már az elvárt  $T$  idő alatt halad át [6]. Mivel diszkrét időben nem tartózkodhat az impulzus a mintavételi időnél rövidebb ideig, valamilyen módon ki kell küszöbölni ezt a jelenséget. A problémát a 5.3. ábra mutatja be.

A jelenség kivédése érdekében [6] két, ekvivalens módszert ajánl: Vagy a 5.4. ábrán látható módon juttatjuk be az erőt (illetve elmozdulás használatakor annak integráltját), vagy az adott időpillanatban csak a felső hullámvezető bemeneti  $M_{in}$  pontját, majd egy késleltetéssel később az alsó vonal  $M_{in} - 1$  pontját változtatjuk meg.



**5.3. ábra.** Elmozdulás egyszerű erőbejuttatással: diszkrét (bal) és folyamatos időben (jobb). Forrás: [6]



**5.4. ábra.** Az erőbejuttatás pontos szimulációja, forrás: [6]

## 5.2. Különböző gerjesztések modellezése

Az előzőekben kiderült, hogyan lehet erőt bejuttatni a rendszerbe, a következő kérdéskör arra vonatkozik, pontosan milyen is ez a bejuttatandó erő. A modellezett játékmódusok miatt sokféle különböző esetet kell megvizsgálni:

- Pengető használata
- Slap bass játékmódus:
  - A húr gitártesthez képest felfele tépése
  - A húr gitártest felé ütése
- A húr lefogása valamely bundnál (hangmagasság változtatása)

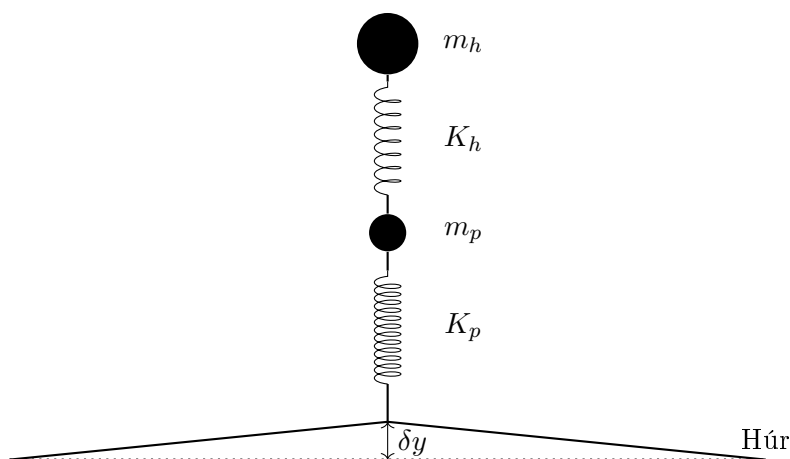
Illetve ide tartozik még – bár nem kifejezett vezérlés – a húr bundoknak csapódása slap bass esetén, hiszen a húrra ilyenkor a csapódásnak megfelelő mértékű ellenérő hat, ami egyfajta gerjesztésként is felfogható.

### 5.2.1. Játékstílusok

#### Pengetés

A gitárpengetők különböző vastagságú (általában 0,5-2 mm) és méretű, két ujj közé fogható, lekerekített háromszög alakú műanyag lemezek. Pengetéskor a zenész ezzel húzza el a húrt valamilyen irányba, eközben a pengető egyre jobban elhajlik, majd ha elérte azt a határt, amíg még képes a húrt húzni, lecsúszik róla, így szabadon engedve azt.

A szintetizátor pengetője egy kéttagú tömeg-rugó modell, melyben az egyik tag a pengetőt, a másik az azt tartó kezet jelenti. A modellt a 5.5. ábra mutatja be.



5.5. ábra. A kéttagú tömeg-rugó modell

Az ábrán látható jelölések rendre a következők [33]:

$m_h$  a pengetőt tartó kéz súlya

$K_h$  a pengető elhajlását jellemző rugóállandó

$m_p$  a pengető saját súlya

$K_p$  a pengető felületi rugalmasságát jellemző rugóállandó

$\delta y$  pedig a húr elmozdulásának mértéke.

A pengetés modellezésére több különböző megoldást is leír az irodalom [13, 20, 27], melyek pontosabban írják le a pengető-húr kölcsönhatást, azonban az ezzel az egyszerű gerjesztésmoddellel létrejövő hang vizsgálata után sem merült fel szükség pontosabb modellezésre, és mivel a valószerű futtatás is cél, az egyszerűsége pozitívum is.

A tömeg-rugó modellhez az alábbiakat szabjuk meg [23]:

- a gerjesztőerő egyetlen ponton hat a húrra
- a pengető elhajlása határozza meg a húrra kifejtett erőt
- a pengető és a húr között létrejön rugalmas kölcsönhatás
- a pengető egy előre megszabott  $F_{max}$  érték elérésekor válik el a húrtól.

További egyszerűsítés, hogy a jellemzően nemlineáris rugóerő a modellben az összenyomás lineáris függvénye, azaz a  $K_s$  rugóállandójú rugó által kifejtett erő:

$$F_s = -K_s(l - l_0), \quad (5.11)$$

ahol  $l_0$  és  $l$  rendre a rugó kezdeti és összenyomott hosszai. Feltételezzük továbbá, hogy  $l_0$  értéke mindkét rugó esetén zérus, mivel a pengetés pillanatában a pengető és a húr pengetett síkja közel merőleges egymásra [23]. Egyértelmű továbbá, hogy amíg a húr és a pengető nem találkoznak, nincs köztük fellépő erő, azaz ha az érintés pillanatát vesszük 0. időpillanatnak, fennáll  $y_h(0) = y_p(0) = y_s(0)$ , ahol  $y_s$  a húr amplitúdója a gerjesztési ponton. Első gerjesztés előtt, vagy teljesen lecsengett húr esetén azt is tudjuk továbbá, hogy  $y_s(0) = 0$ , ellenkező esetben a húr aktuális kitérése lesz a kezdetiérték. A húrok egyenletei leírhatók a következő alakban [23]:

$$F_h = -K_h(y_h - y_p) \quad (5.12a)$$

$$F_p = -K_p(y_p - y_s) \quad (5.12b)$$

$$F_s = -F_p \quad (5.12c)$$

Tudjuk még, hogy  $F = ma$ , valamint, hogy

$$\Delta y = \int_{t_0}^{t_1} v(t) dt \quad (5.13a)$$

$$\Delta v = \frac{1}{m} \int_{t_0}^{t_1} F(t) dt. \quad (5.13b)$$

Diszkrétizálás után (5.12) és (5.13) egyenletek a következő alakot veszik fel [33]:

$$F_h[n] = -K_h(y_h[n] - y_p[n]) \quad (5.14a)$$

$$y_h[n] = y_h[n-1] + \frac{1}{f_s} v_h[n] \quad (5.14b)$$

$$v_h[n] = v_h[n-1] + \frac{1}{m_h} \frac{1}{f_s} F_h[n] \quad (5.14c)$$

$$F_p[n] = -K_p(y_p[n] - y_s[n]) \quad (5.14d)$$

$$y_p[n] = y_p[n-1] + \frac{1}{f_s} v_p[n] \quad (5.14e)$$

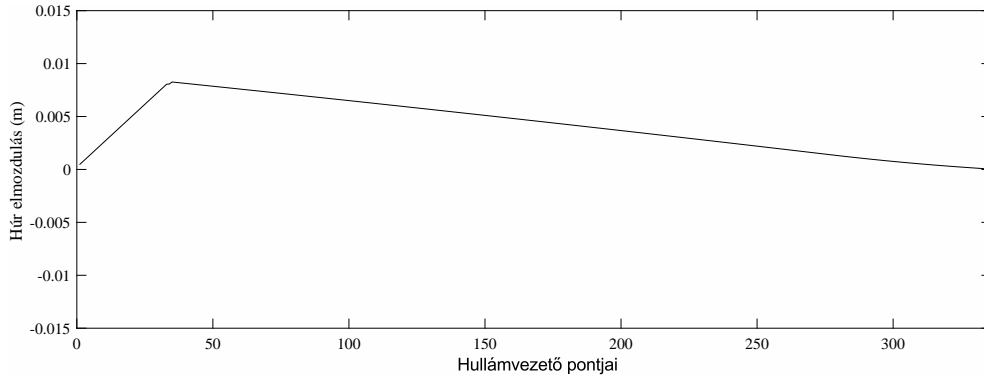
$$v_p[n] = v_p[n-1] + \frac{1}{m_p} \frac{1}{f_s} F_p[n], \quad (5.14f)$$

ahol  $f_s$  a mintavételi frekvencia,  $n$  az aktuális mintavételezési időpillanat. A (5.14d) egyen-

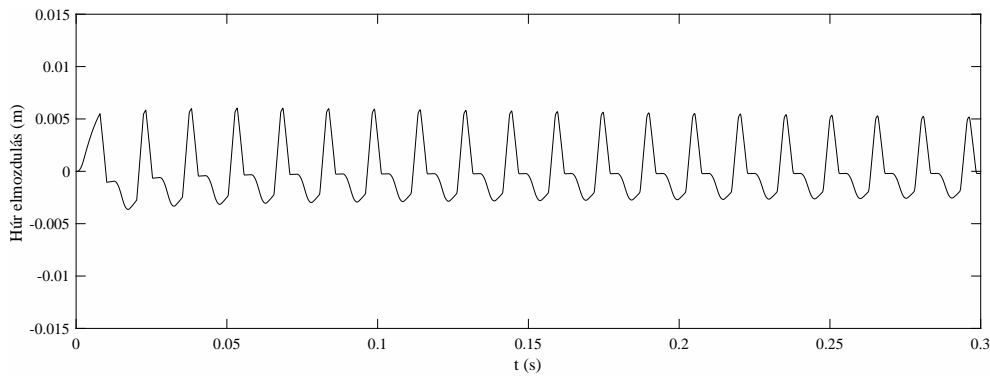
letet (5.10)-be helyettesítve megkapjuk a pengető által húrra kifejtett erő-integrált:

$$\hat{F}_p[n] = \frac{1}{f_s} F_p[n] + \hat{F}_p[n-1] \quad (5.15)$$

Az így kapott érték a (5.9) egyenlet szerint már bejuttatható a hullámvezetőbe.



**5.6. ábra.** A gitárhúr alakja a pengető lecsúszása utáni pillanatban

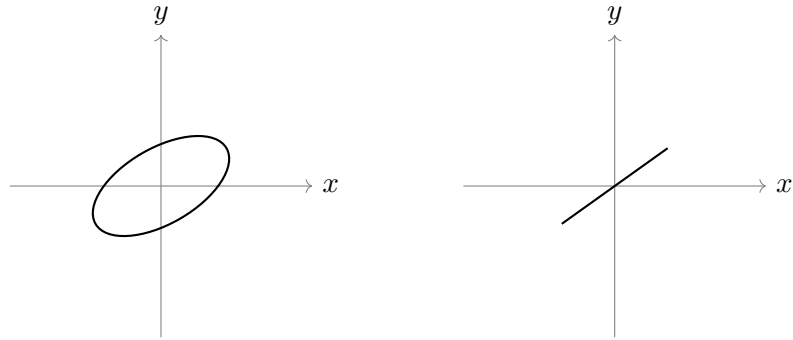


**5.7. ábra.** A gitárhúr elmozdulása a pickup pozíciójában, pengető használatakor

Egy ilyen, pengetős gerjesztés által létrehozott húralak látható a 5.6., ennek a gerjesztésnek a hangszedő pozíciójában mért húrelmozdulása pedig a 5.7. ábrákon. A gerjesztés az  $x = \lfloor N * 0.1 \rfloor$  pozícióban történt, ahol  $N$  a waveguide hossza. Érdeemes megfigyelni, ahogy a kezdeti elmozdulás után, de még a pengető-húr kölcsönhatás megszűnése előtt, (az 5.7. ábrán kb. 100-150 ms között) csökken a húr amplitúdója: ekkor a gitárhíd irányába haladó hullám már visszaverődött és el is érte a hangszedő pozícióját.

Fontos megemlíteni, hogy a két polarizáció a gerjesztés kezdetén nemlineáris mozgást végez, majd csak ezután áll be az állandósult állapotba [12]. A 5.8. ábra a húr mozgását mutatja be ebben a két, a pengetés kezdetekori és az állandósult állapotban.

A pengetőmodell ezt a kezdeti nemlineáris állapotot figyelmen kívül hagyja, a polarizációk különböző mértékű gerjesztése a szintetizátorban beállított pengetési szögtől függ: ez  $0^\circ$  és  $90^\circ$  között változtatható. Ezen a skálán a  $0^\circ$  jelenti a kizárólag gitártesttel párhuzamos polarizáció gerjesztését, a  $90^\circ$  értelemszerűen a gitártestre merőleges irányúét, valamint a  $45^\circ$  jelenti azt, hogy azonos mértékben gerjesztjük mindkét polarizációt.

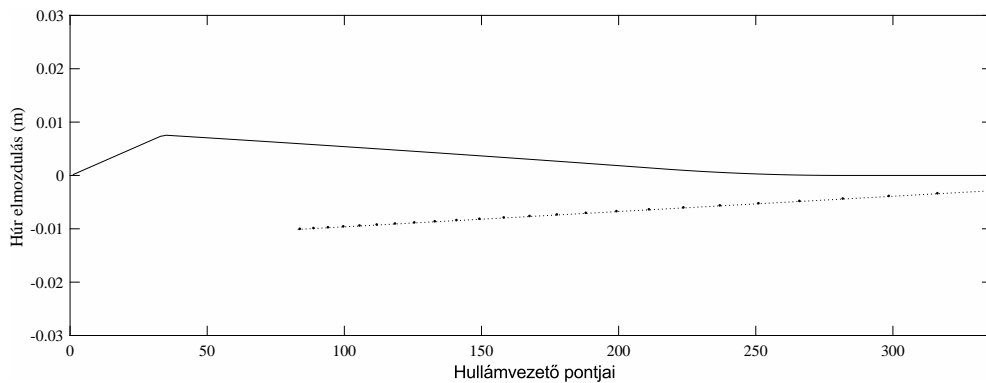


**5.8. ábra.** A megpengetett húr rezgése a pengetés megkezdésekor (balra) és később (jobbra). Az origó a húr keresztmetszetének közepe nyugalmi állapotban.

### Slap bass játéktípus

A stílus két gerjesztésének modellezésekor a már meglévő pengetőmodellt vettem alapul. Ha abban a kezet és pengetőt modellező tömeg-rugókat kicseréljük a kart és az ujjakat modellezőkre, azaz megváltoztatjuk a paramétereiket, újra felhasználhatóvá válik az. Kiinduló felvetés, hogy a zenész a húr lefele csapásakor megfeszített hüvelykujjal, annak is a középső csontjával üti meg a húrt, míg a felfele tépéskor a játékos az ujjával gyakorlatilag "kiemeli" a gerjesztési pontnál fogva a húrt, nem engedve ezzel a húrnak semmiféle ellentétes irányú mozgást.

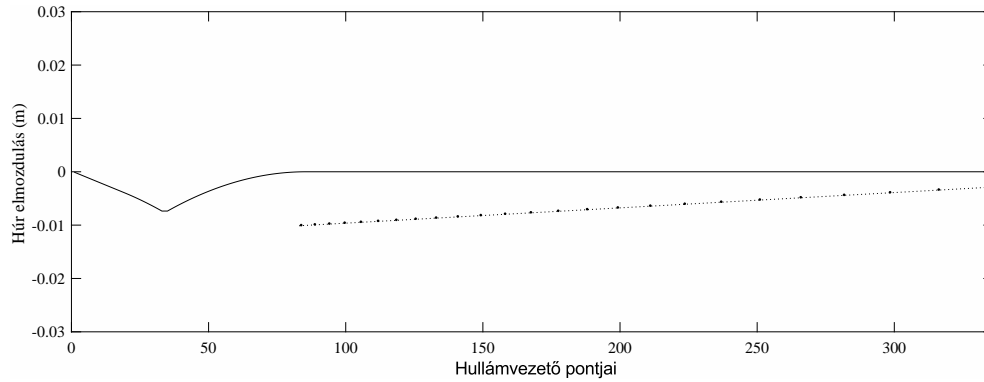
A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy a modellparaméterek mindegyike,  $K$ ,  $m$  és  $v$  is jóval nagyobb, mint a pengető esetében.



**5.9. ábra.** A gitárhúr alakja a húr felfele irányú tépésekor az elengedés után. Különálló pontok: a bundok pozíciói, pontozott vonal: a képzeletbeli fogólap

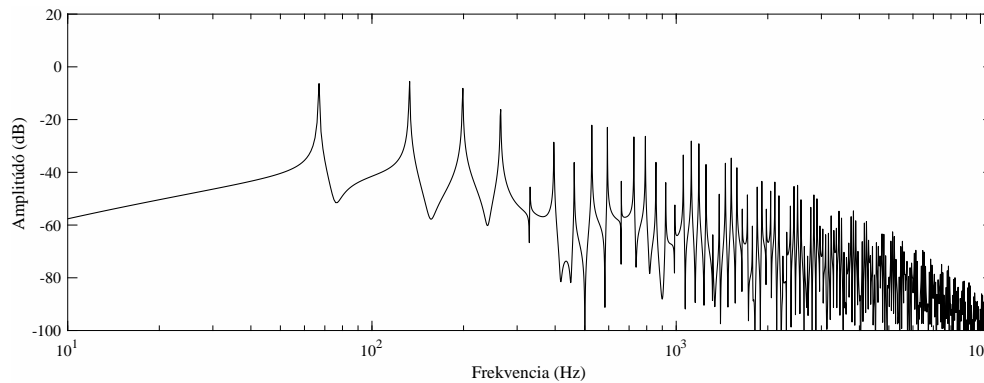
A 5.9. és 5.10. ábrák a játéktípus kétféle gerjesztésének hatására létrejövő "kezdeti" húralakokat mutatja be. A paraméterek állításakor feltételezhető, hogy a húr feltépése lassabb, mint a lefele csapás, illetve a maximális erő is valamivel alacsonyabb feltépéskor. Nagyon leegyszerűsítve a lassabb gerjesztés inkább háromszöghöz hasonló kitérést eredményez a húralakban, míg a gyorsabb gerjesztés után az gödörszerű lesz. Mindkét gerjesztés az  $x = [0.1N]$  pozícióban történt, ahol  $N$  a waveguide hossza.

A 5.11. és 5.13. ábrákon látható a szabadon rezgő és az 5. bundnál lefogott C húr

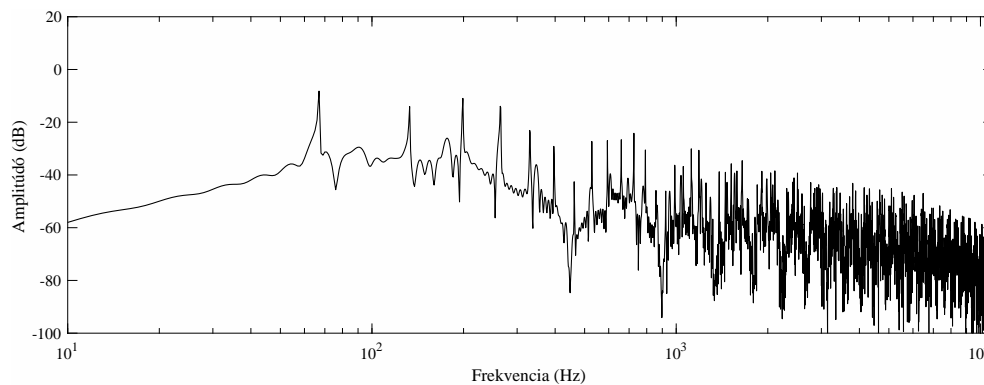


**5.10. ábra.** *A gitárhúr alakja a húr lefele irányú ütése után. Különálló pontok: a bundok pozíciói, pontozott vonal: a képzeletbeli fogólap*

kimenetének spektrumát pengetős gerjesztés esetén. Ugyanezeket a spektrumokat a húr felfele tépésekor a 5.12. és 5.14. ábrák mutatják.



**5.11. ábra.** *Az üresen megpengetett húr spektruma. Alaphang: 66 Hz*

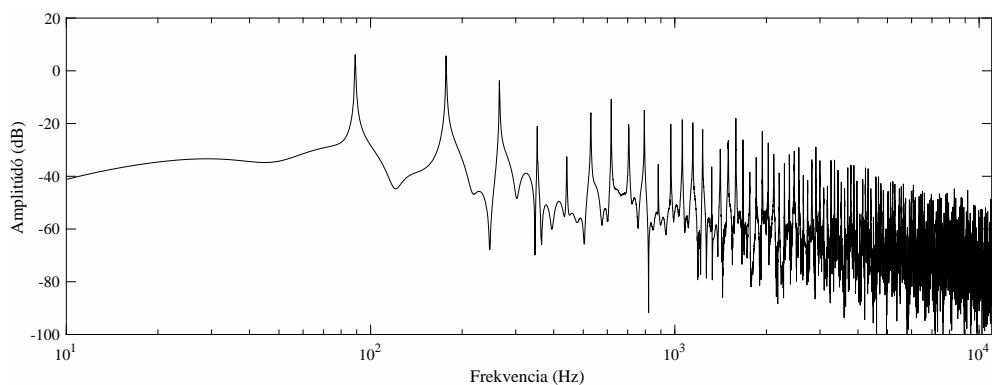


**5.12. ábra.** *Az üresen feltépet húr spektruma. Alaphang: 66 Hz*

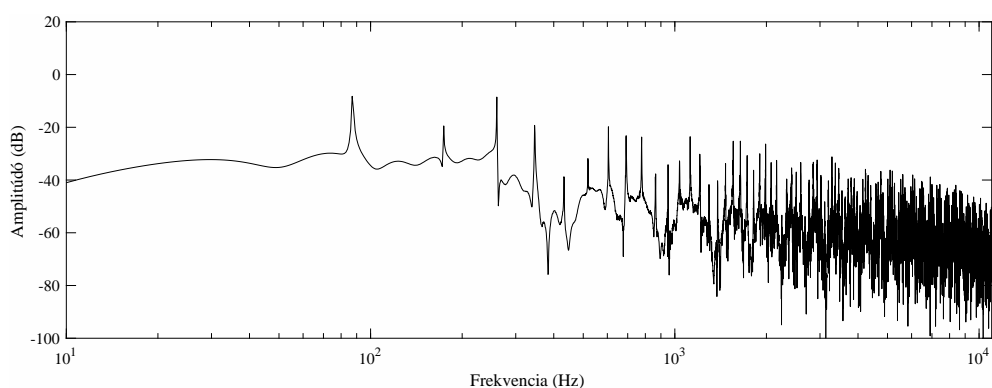
Elmondható, hogy üres húrt pengetve az alaphang és módusai szépen megjelennek mindkét gerjesztéstípusnál, de a slap bass modellezésekor korábban jelen nem lévő csúcsok is megjelennek: ezek a bundoknak ütközés során rendszerbe kerülő elemek, illetve jól látszik még ezen kívül a slap bass stílus sokkal zajosabb magasfrekvencia-tartománya is.

A lefogott bundos gerjesztés esetében merőben más a két spektrum, ezt megmagyarázhatja a két stílus ujjmodellje közti különbség is, de a felfele tépő gerjesztés spektrumában





**5.13. ábra.** Az 5. bundnál lefogott, majd megpengetett húr spektruma. Alaphang: 87 Hz



**5.14. ábra.** Az 5. bundnál lefogott, majd feltépett húr spektruma. Alaphang: 87 Hz

egyes módusok nagyobb mértékű kioltása valószínűleg a bundokról visszaverődésnek köszönhető.

## A második polarizáció modellezésének problémái

A slap bass stílus modellezésében és a bundok lefogásakor is különösen fontos kérdés a testtel párhuzamos irányú polarizáció kezelése. A bundok értelem szerűen csak a merőleges polarizációnál okozhatnak törést a hullámalakban, de a gerjesztésmodell szerint a párhuzamos rezgéseknél is kiszámítjuk azokat.

Egy lehetséges megoldás a problémára, hogy a párhuzamos polarizációknál a kikapcsolt bundok melletti ujjmodellt használom. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a húr keresztmetszetét nézve a zenész nem lefelé, hanem lefelé és valamelyik oldalirányban fogja le a húrt. A szebb megoldás, ha az ujjmodellt úgy paraméterezem fel, hogy bármilyen kitérés esetén nullába kényszerítse a húrt.

A nullába kényszerítés problémája, hogy ha szabadon rezegne a húr a lefogás előtt, az azonnal nullába kényszerítés nem kívánt ugrást vinne a húrba. Ennek ellenére mégis ezt a változatot használom, az esetleg felmerülő ugrásokat pedig a húr elengedésekor modellezett tompítás elnyomja.

### 5.2.2. A húr bundoknak csapódása

A gitártestre merőleges elmozdulási irányt azt vonja magával, hogy a húr nekicsapódhat a fogólapnak és a bundoknak. A hullámvezetővel modellezett húr szempontjából ez több megvizsgálható eseményt jelent: egyrészt a rendszer jelentős energiát veszít, ami a szabad rezgéshez képest jóval gyorsabb lecsengési időt eredményez, másrészt a húrban törés keletkezik a becsapódási pontokon, amik addig nem jelenlévő, magasabb frekvencia-komponensekként jelennek meg a hangban. Ez utóbbi felelős a játéktípus jellegzetes, fémes hangjáért.

A becsapódás modellezésére több különböző megoldást vizsgáltam, a következőkben ezeket tekintem át részletesen. Korábban, a modális szintézis során ekvivalens erőbevitelt alkalmaztam: amikor a húrok átlépték volna a megadott akadályt, akkora ellenérőt juttattam a rendszerbe, hogy az a húrt ehhez az akadályhoz kényszerítse.

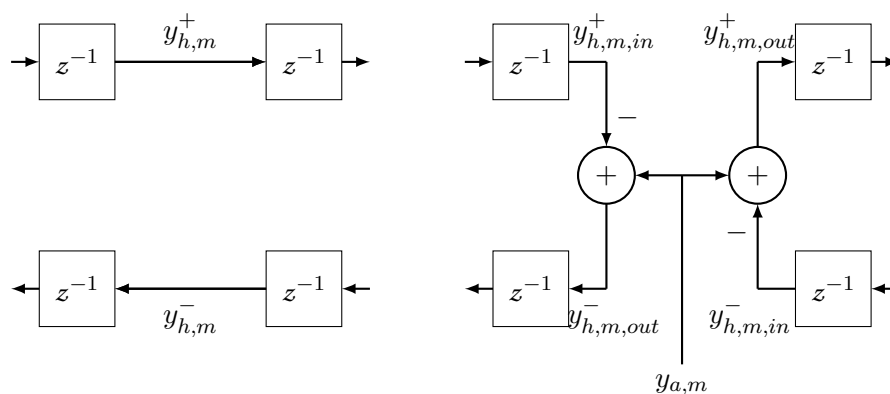
Mindegyik megoldás alapja, hogy minden időpillanatban figyeljük, hogy a meghatározott akadályt átlépné-e a húr, azaz

$$y_{h,m} < y_{a,m} \quad (5.16)$$

fennáll, ahol  $y_{h,m}$  a húr elmozdulása,  $y_{a,m}$  pedig az akadály helye a késleltetővonal  $m$ . pontjában.

#### A waveguide kettévágása

Ez a módszer azon a feltételezésen alapul, hogy amikor a húr nekicsapódik egy bundnak, onnantól egy rövid időn keresztül, amíg a haladó hullámok el nem emelik a húrt a bundról, tekinthetünk úgy a rendszerre, mintha két, egymás mellett lévő waveguide lenne összekapcsolva egy közös ponttal, a bund pozíciójában [28].



**5.15. ábra.** A waveguide modell, ha a húr elmozdulása nem éri el a határértéket (bal), illetve miután eléri azt (jobb).  $y_{h,m}^+$  és  $y_{h,m}^-$  a két haladó hullám elmozdulása,  $y_{a,m}$  az akadály az  $m$ . pontban.

Ez a kettévágás látható a 5.15. ábrán. Ekkor, ha (5.16) ütközési feltétel fennáll, a hullámvezetők  $m$ . pontjaiból először kivonunk  $y_{h,m, in}^+ + y_{h,m, in}^-$  értéket, ami után az összegük 0 lesz, majd  $y_{a,m}$  hozzáadásával az akadály által megszabott értékre állítjuk. Ez a struktúra azt is magával vonja, hogy amíg a húr el nem távolodik a bundtól, a bund pontjában fix érték mellett a két oldalról jövő hullámok visszaverődnek a szétvágott waveguide vonalakon.

## Ekvivalens ellenerő számítása

Az előző megközelítés alapjaiban jó, azonban a megvalósítás során furcsán viselkedett, ezért a korábban a modális szintézis során használt ellenerő-számítást vittem át a waveguide modellbe [23].

A (5.8) egyenlet alapján tudjuk, mekkora változást hoz létre a hullám sebességében a gerjesztőerő, továbbá (5.10) alapján azt, hogy hogyan lehet ezt az elmozdulásokat tartalmazó hullámvezetőbe juttatni. Így, ha (5.16) fennáll, be kell juttatni a rendszerbe azt az erőt, ami pontosan az akadály helyzetébe kényszeríti a hűrt. Mivel a bejuttatandó elmozduláshoz integrálokkal dolgozunk, először minden időpillanatban ki kell számolnunk a

$$\frac{d}{dt}F_{a,m}[n] = 2Z_0(y_{a,m}[n] - y_{h,m}[n]) - F_{a,m}[n - 1], \quad (5.17)$$

az akadály pozíciójába kényszerítő ellenerő értékét, ami után (5.10)-be visszahelyettesítve kiszámítható az erőbevitel a waveguide  $m$ . pontján, (5.18) szerint:

$$F_{in}[n] = \begin{cases} 2Z_0 \frac{d}{dt}F_{a,m}[n] - F_{in}[n - 1] & \text{ha } F_{a,m} > 0 \\ 0 & \text{egyébként.} \end{cases} \quad (5.18)$$

Ezt az erőt kell végül (5.10) szerint integrálni, ami után be lehet juttatni a waveguide-ba az elmozdulást. Ez ugyan pontos erőbevitelt tesz lehetővé, de a számításigénye miatt kevésbé bonyolult megoldásra volt szükség, ezért ki kellett javítani a kettévágós módszert.

## A javított kettévágás

Szükség van tehát a waveguide kettévágásához hasonló módszerre, ami minden esetben megfelelően működik. A problémára megoldást jelent [13], ami a [28] által leírtakhoz nagyon hasonló eredményt ad, a felmerülő hibák nélkül. A cikkben részletezett megoldás röviden összefoglalva a következő:

Legyenek  $y_{h,m,in}^-$  és  $y_{h,m,in}^+$  a hullámvezető  $m$ . pontban tárolt elmozdulás-értékei ütközésvizsgálat előtt,  $y_{h,m,out}^-$  és  $y_{h,m,out}^+$  pedig ugyanezek a vizsgálat után. A javított megoldás a következőképp írható le [13]:

$$\begin{bmatrix} y_{h,m,out}^+ \\ y_{h,m,out}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{h,m,in}^+ \\ y_{h,m,in}^- \end{bmatrix} + \frac{y_{a,m}}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (5.19)$$

ha (5.16) fennáll.

Ehhez képest [28] modellje a waveguide teljes szétvágását írja le, azaz:

$$\begin{bmatrix} y_{h,m,out}^+ \\ y_{h,m,out}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{h,m,in}^+ \\ y_{h,m,in}^- \end{bmatrix} + y_{a,m} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (5.20)$$

A javított modellben tehát nem vágjuk teljesen szét a hullámvezetőt, hanem mindkét

bejövő elmozdulásérték fele-fele arányban oszlik el a kimenő oldalon. A két modell közti különbség jól látható a bund pontjánál történő műveletek leírásakor: míg a javított modell a

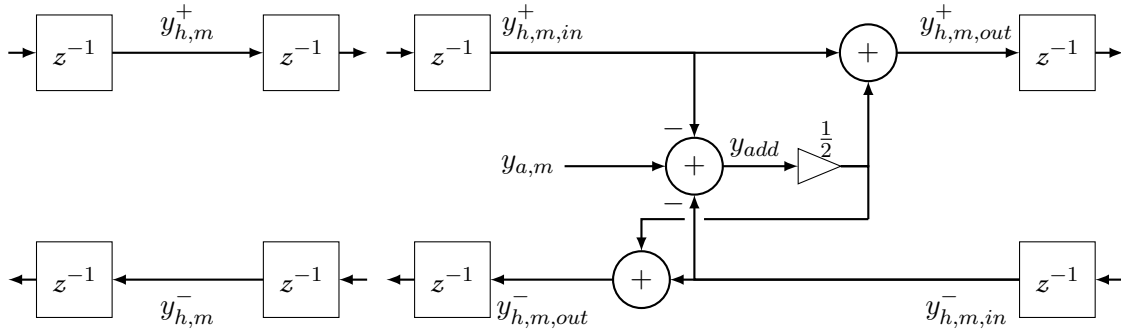
$$\begin{bmatrix} y_{out}^+ + y_{out}^- \\ y_{out}^+ - y_{out}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_a \\ y_{in}^+ - y_{in}^- \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

egyenlettel írható le, addig az eredeti

$$\begin{bmatrix} y_{out}^+ + y_{out}^- \\ y_{out}^+ - y_{out}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2y_a - y_{out}^- - y_{out}^+ \\ y_{in}^+ - y_{in}^- \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

alakú [13]. Az ütközés kori húralak mindkét módszerben azonos, de a javított modellben az egyes hullámvezetők is megfelelően módosulnak, ami az akadálytól való eltávolodáskor is a várt eredményt adja.

Ez a struktúra megszünteti a korábban fellépő hibákat, miközben alig néhány művelettel több annál. Emiatt a szintetizátor végül ezt a modellt használja (5.16. ábra).



**5.16. ábra.** A kijavított waveguide modell, ha a húr elmozdulása nem éri el az akadályt (bal), illetve miután eléri (jobb). Forrás: [13]

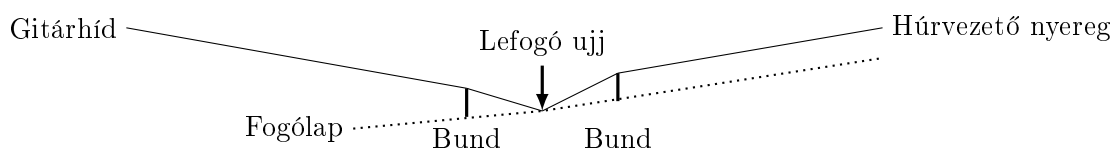
A 5.16. ábrán  $y_{add}$  azt az elmozdulásértéket jelöli, amit majd leosztva hozzá kell adni  $y_{h,m,in}^\pm$  értékekhez. Ez azonban csak rugalmatlan ütközésnél igaz, rugalmas esetben, amilyen a bundnak ütközés is, valamekkora további  $y_{ofs}$  offset értéket még hozzá kell adni  $y_{add}$ -hoz.  $y_{ofs}$  értékének kiszámolásához több lehetőséget is ajánl [13], melyek közül a legegyszerűbb, de mégis megfelelő megoldás egy kicsi, konstans érték használata, azaz a végleges elmozdulás-bevitelt a (5.23) egyenlet írja le:

$$y_{h,m,out}^\pm = y_{h,m,in}^\pm + \frac{1}{2}(y_{a,m} - (y_{h,m,in}^+ + y_{h,m,in}^-) + y_{ofs}), \quad (5.23)$$

ahol  $y^\pm$  összevonva jelöli a felső és alsó késléltetővonal egymástól különböző  $y^+$  és  $y^-$  értékeit.

### 5.2.3. Ujjmodell, a bundok lefogása

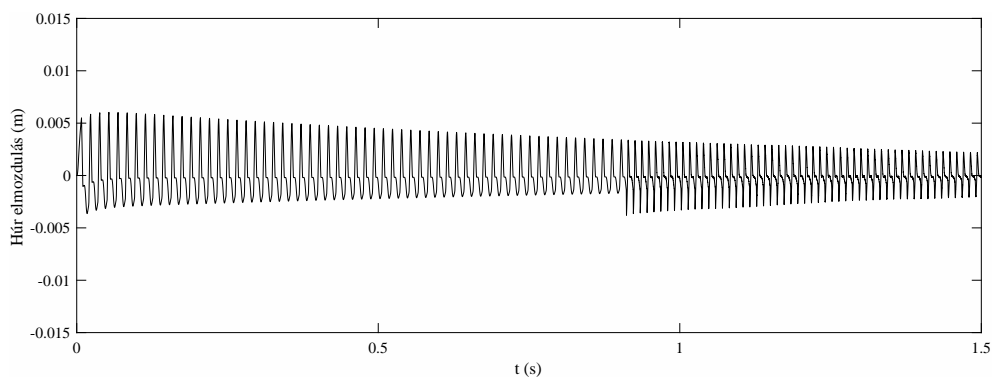
Amikor a zenész más hangot akar létrehozni, mint az egyik húr alaphangja, a nem pengető kezével lefogja valamelyik bundot, azaz két bund között a fogólapnak nyomja a húrt. Ekkor a húr a két bundra felfekszik, a szabadon rezgő hosszát a bund pozíciója határozza meg, és mivel ez a hossz rövidebb lesz, mint szabadon rezgő esetben, a létrejött hang annál magasabb lesz. Ezt a felfekvést mutatja a 5.17. ábra.



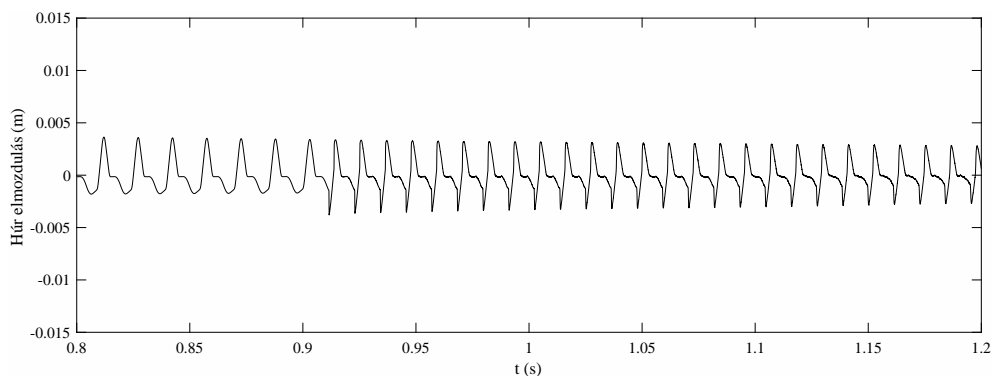
5.17. ábra. Bund lefogása

Az ábrán az egyszerűség kedvéért csak az a két bund látható, amikre felfeküdhet a húr, de az természetesen gerjesztéskor a többihez is hozzáérhet.

Mivel a lefogáshoz érdemes a lefogó ujj pozícióját ismerni és azt módosítani, a 5.2.2 alfejezetben részletezett ekvivalens ellenerő bevitelével modellezem az ujjat. Tekintve, hogy a szintetizátor nem modellezi magát a fogólapot, a lefogás pillanatában egy előre beállított magasságból induló ujj a lefogandó bundtól néhány késleltetésnyi távolságban, annak magasságánál valamivel lejjebb kényszeríti a húrt. Ilyenkor a lefogott bund határozza meg a húr szabadon rezgő hosszát, ezzel előállítva a kívánt hangmagasságot.



5.18. ábra.  $C_2$  húr üresen gerjesztése, majd az 5. bund lefogása



5.19. ábra. A bund lefogása utáni kimeneti jelváltozás

A 5.18. ábrán látható annak az esetnek a kimenete, amikor egy üresen megpengetett húrt (itt épp pengetővel gerjesztve) lefog az ujjmodell az 5. bundnál. A 5.19. ábra ennek a kinagyítása a lefogáskor, amin jól kivehető a kimeneti hang frekvenciaváltozása és a lefogás által bejuttatott gerjesztés is.

### A bundok pontos pozíciója

Tudjuk tehát, hogy a létrejövő hang magasságát a bundok pozíciója határozza meg, így szükség van ezeknek igen pontos ismeretére. Ehhez, akárcsak a szabadon rezgő húr hangolásához, törtrészskéleltetésre van szükség, mivel nagyon kicsi az esélye, hogy egy bund pontosan a késleltetővonal egész késleltetésű pontjára essen, azaz a bundok pontos húrmenti pozícióiban nem használhatók a húr közvetlenül rendelkezésre álló amplitúdóértékei.

A szintetizátorban a törtrészskéleltetést Lagrange-szűrővel implementáltam. Ez egy olyan FIR szűrő, ami az adott törtrészhez tartozó Lagrange-polinom értékeivel súlyozza a hullámvezető megfelelő tagjait. Ezeket a polinomokat a (5.24) egyenlet szerint lehet kiszámítani.

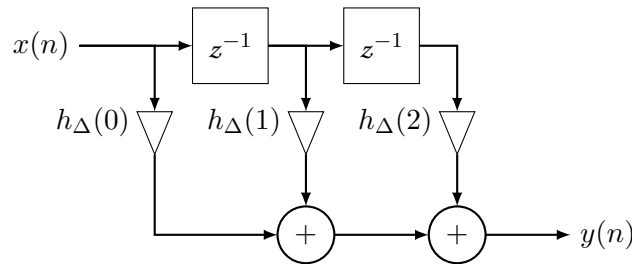
$$h_{\Delta}(n) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^N \frac{\Delta - k}{n - k} \quad n = 0, 1, 2 \dots N \quad (5.24)$$

$$h_{\Delta}(0) = \frac{\Delta - 1}{-1} \frac{\Delta - 2}{-2} \quad (5.25a)$$

$$h_{\Delta}(1) = \Delta \frac{\Delta - 2}{-1} \quad (5.25b)$$

$$h_{\Delta}(2) = \frac{\Delta}{2} (\Delta - 1) \quad (5.25c)$$

A gyakorlatban másodfokú szűrő használata kellő pontosságot eredményezett túlzott számításigény nélkül. A másodfokú Lagrange FIR szűrő polinomjainak meghatározását a (5.25) egyenletek, waveguide-beli megvalósítását pedig a 5.20. ábra mutatja be.

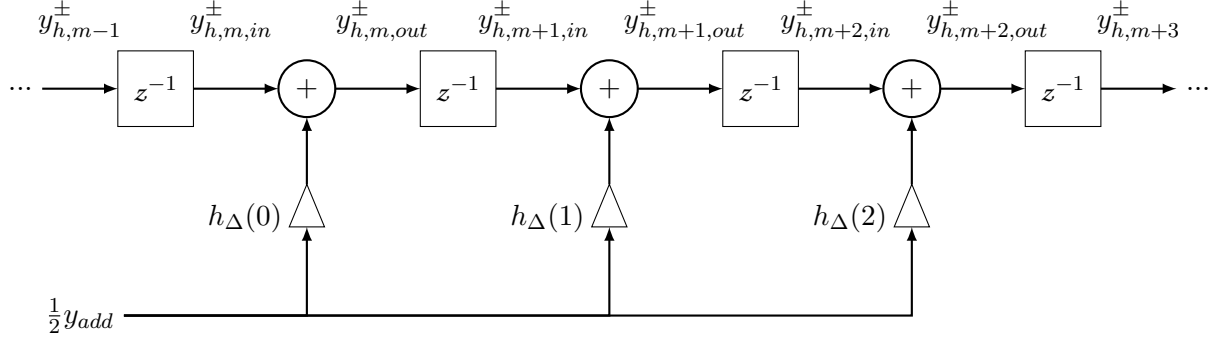


5.20. ábra. A másodfokú Lagrange-interpoláció. Forrás: [29]

Ahogy azt [36] leírta, hullámvezetős modell esetén nem szükséges külön tárolni a húr korábbi értékeit, azok közvetlenül kinyerhetők a waveguide-ból. Tehát ebben az esetben nem a 5.20. ábrán bemutatott megoldás szerint, egyetlen bemenő pont korábbi értékeit tároljuk, hanem mindig az aktuális, a késleltetővonalak  $y_{h,m}$ ,  $y_{h,m+1}$ , valamint  $y_{h,m+2}$  pontjaiból számolt húralakot vesszük figyelembe, ahol  $y = y^+ + y^-$ , a két késleltetővonalban tárolt

hullámok szuperpozíciója. Ezzel meghatározható a húr pontos kitérés-értéke a bund felett, azaz a (5.23) egyenletben az interpoláció eredménye lesz  $y_{h,m,in}^\pm$ .

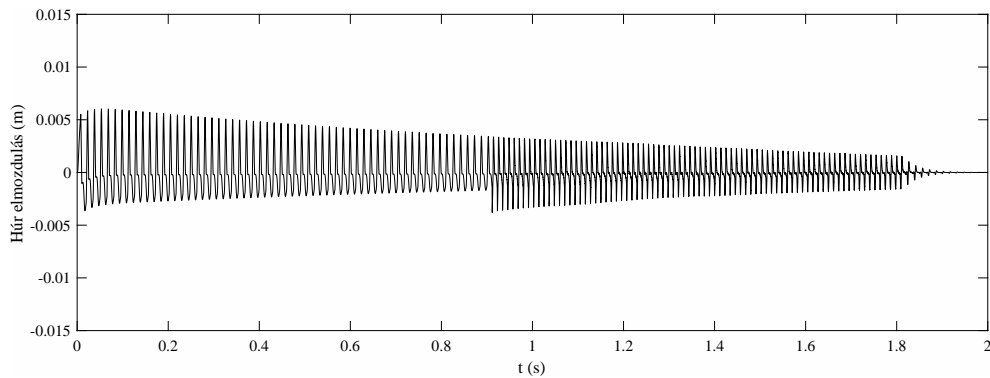
Az immár pontos  $y_{add}$  elmozdulást deinterpolálva kell ezután a hullámvezetőbe bejuttatni [36], ami nagyon hasonló az interpolációhoz, ezt ábrázolja a 5.21. ábra.



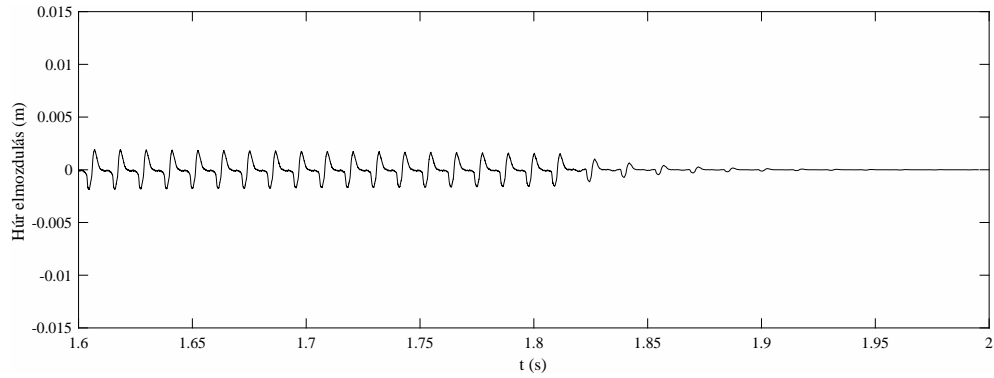
5.21. ábra. Másodfokú deinterpoláció a hullámvezetőben

Fontos, hogy míg a két bund közti lefogás bekapcsolt bundmodellezés (tehát slap bass stílus) mellett rendesen szimulálható, ha azt kikapcsoljuk, akkor nincs mire felfeküdni a húrnak. Ezért a szintetizátor ilyenkor lefogás helyett (a párhuzamos irányú polarizációhoz hasonlóan) pontosan a lefogni kívánt bund pozíciójában nullába kényszeríti a húrt. Ilyenkor felmerülő hiba a modellben, hogy a kényszerítés nagyon zajossá teszi a kimenetet, olyan hatást keltve, mint amikor a zenész nem fogja le elég erősen a húrt a fogólapra és így az a fém bundon kismértékben pattogni kezd.

Szintén probléma a modellben, hogy a húr lefogásakor az ujj és a nyak közötti szakaszon a hullámvezetőkben egyre nagyobb elmozdulásértékek jelennek meg, amik az ujj felemelésekor plusz energiaként jutnak tovább a hangszedők és a gitárhíd felé. Ennek a problémának egy kiküszöbölése, – de nem megoldása – hogy az ujj elemelésével együtt a húr pengető kézzel történő azonnali tompítását is feltételezem. A húr tompítása pedig – minden más rezgéssel egyetemben – eltünteti az így bejutó többletenergiát is. Ez a tompítás csak az adott húrra vonatkozik, így a gitárhídon keresztül a többi húrra jutó hatásokat nem befolyásolja. Ezt a megoldást mutatják be a 5.22. és 5.23. ábrák, amik a húr kimeneti alakját (a hangszedőnél) ábrázolják a tompítás során.



5.22. ábra. Az üres C húr megpengetése, az 5. bund lefogása, majd az ujj elemelésekor a húr tompítása



**5.23. ábra.** A tompítás hatása az ujjmodell elemelésekor

Egy másik megközelítés a tömeg-rugó modell csillapítással való kiegészítése. Külső akadállyal való ütközés során így a húrra ható erő a csillapításnak megfelelően csökken. Ilyen megközelítést elemez [34].

Végül megemlítendő még az aktuális hang megszüntetése, amikor a zenész általában a pengető kezével teljesen megállítja az épp rezgő húrokat. Ezt a szintetizátorban külön nem modelleztem, a hullámvezető végén lévő veszteségi szűrő *gain* paraméterét veszem ilyenkor jóval alacsonyabbra, ami hatására a kézzel megállításhoz hasonló, tompítás jellegű lecsengése lesz a húrnak.



## 6. fejezet

# A gitárhíd modellezése

A 4 fejezetben ismertetett mérések közül tehát a drótszakításos eredmények közvetlenül felhasználhatók a passzív admittancia mátrix modellben, azonban a modellparaméterek többféleképp kiszámíthatók a rendelkezésre álló adatokból. A végső cél a valós időben futtatás, így, ahogy eddig a legtöbb esetben, itt is minél hatékonyabb, azaz a lehető legkisebb számításigényű modellre lesz szükség.

### 6.1. A passzív admittanciamátrix modell

Gitárhíd admittanciája modellezhető passzív, párhuzamos szűrőkkel [9, 10]. Ezek – passzivitásukból adódóan – robosztusak és stabilak, ami audio alkalmazásnál elengedhetetlen. A módszer részletes leírása elolvasható a publikációkban, a következőkben csak a legszükségesebb egyenleteket ismertetem:

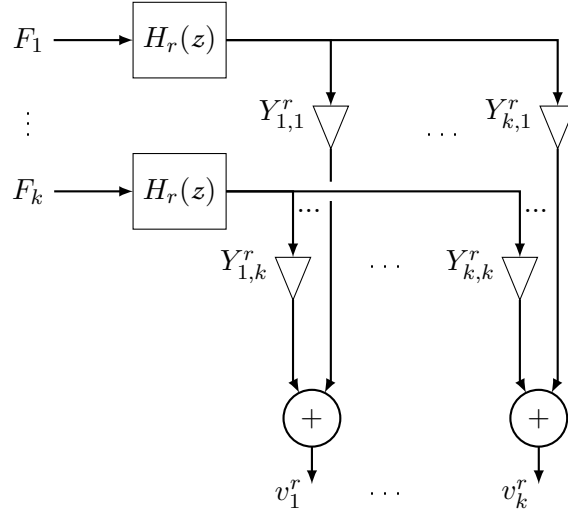
$$\mathbf{Y}(z) = \sum_{r=1}^R \mathbf{Y}_r H_r(z) \quad (6.1a)$$

$$H_r(z) = \frac{1 - z^{-2}}{(1 - p_r z^{-1})(1 + p_r z^{-2})}, \quad (6.1b)$$

ahol  $\mathbf{Y}(z)$  a modellezett admittancia mátrix,  $\mathbf{Y}_r$  pedig egy szimmetrikus, teljes rangú mátrix.

A megmért admittanciák alapján ez utóbbi szimmetrikus mátrix meghatározása szükséges, ami nem triviális feladat, mert, mint majd a későbbiekben látjuk, nem mérhető minden pont között admittancia, ezért a mátrixból hiányzó értékeket valamilyen módszerrel becsülni kell. A feladat tehát adott: megbecsülni a gitárom hídjának admittancia értékeit, amikből ez a mátrix számítható.

Amennyiben a fenti mátrix értékeit kiszámítottuk, a 6.1. ábra szerinti elrendezésben azt a waveguide-ok gitárhíd oldalát jelző végére csatlakoztatva megkapjuk a hidat érő erők többi húrra jutó gerjesztését, azaz az admittanciát. A mért admittanciák modellezéséhez szűrőtervezésre is szükség lesz. Passzív, párhuzamos szűrők tervezési eljárását szintén leírja [10], a szűrőparamétereket pedig a mérési eredményekből kell valamilyen módon kiszámítani.



6.1. ábra. Az admittanciamátrix implementációja. Forrás: [10]

## 6.2. Admittanciamátrixok

A szintetizátor négy húr és azok polarizációit írja le a hullámvezetőkkel, azaz nyolc ki- és bemenet leírására egy  $8 \times 8$ -as admittanciamátrixot alkalmazhatunk. Két polarizáció közti kölcsönhatás mindkét irányban azonos, azaz  $\mathbf{Y}_r$  szimmetrikus mátrix. Ez azt is jelenti, hogy 64 különböző mérés helyett elegendő 32 is. Sőt, megfelelő  $\Phi_r$  súlyozások használatával a  $\mathbf{Y}_r$  mátrix leírható

$$\mathbf{Y}_r = \Phi_r^T \Phi_r \quad (6.2)$$

alakban [14]. Fontos, hogy ez a  $8 \times 8$ -s mátrix csak az aktuális,  $r$ . módusra vonatkozik (itt most nem a húr, hanem a hídmodell módusairól van szó), a párhuzamos szűrők egy-egy tagja pedig egy-egy ilyen módusnak felel meg. Tehát egy harmincadfokú szűrő esetén 30 db  $8 \times 8$ -as mátrixot kell eltárolni és ezek értékeit felhasználni.

A mérés során a 64 lehetőségből összesen 28 különböző irányról lett felvételem, ami a szimmetria miatt 52 ismert elemnek felelt meg. Ez alapján felesleges egyszerűsítés lett volna kizárólag a mátrix első sorának eredményeiből számolni, ezért a szűrőparaméterek kiszámítása mellett a maradék 12 ismeretlen pont becslésére is szükség lesz.

Az admittanciamátrixok ismeretében a hullámvezető kimeneti  $\mathbf{x}^-$  elmozdulásérték-vektora leírható a beérkező  $\mathbf{x}^+$  vektorból

$$\mathbf{x}^- = \mathbf{H}_x(z)\mathbf{x}^+ = (\mathbf{Y}(z) + \mathbf{Y}_0)^{-1}(\mathbf{Y}(z) - \mathbf{Y}_0)\mathbf{x}^+ \quad (6.3)$$

alakban, ahol  $\mathbf{H}_x(z)$  a hullámvezető visszaverődését modellező szűrő,  $\mathbf{Y}_0$  pedig a húrok karakterisztikus admittanciájából készített diagonális mátrix, azaz  $diag(\mathbf{Y}_{0,n}) = 1/Z_{0,n}$   $n$ . húrhoz (polarizációhoz) tartozó  $Z_0$  karakterisztikus hullámimpedancia reciproka [10].

Ez az egyenlet önmagában nem implementálható, mivel  $(\mathbf{Y}(z) + \mathbf{Y}_0)^{-1}$  invertálásakor

késleltetésmentes hurok keletkeznek. Megoldásként  $\mathbf{Y}(z)$  mátrix átalakítható úgy, hogy

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{Y}_i + z^{-1}\mathbf{Y}_p(z) \quad (6.4)$$

alakot vegyen fel, ahol  $\mathbf{Y}_i$  az azonnali impulzusválasz, míg  $\mathbf{Y}_p(z)$  a késleltetett. Ekkor (6.1) átviteli függvények átírhatók

$$H_r(z) = \frac{1 - z^{-2}}{1 + a_{r,1}z^{-1} + a_{r,2}z^{-2}} \quad (6.5a)$$

$$= 1 + z^{-1} \frac{b_{r,1} + b_{r,2}z^{-1}}{1 + a_{r,1}z^{-1} + a_{r,2}z^{-2}} \quad (6.5b)$$

$$= 1 + z^{-1}H_{p,r}(z) \quad (6.5c)$$

alakra, ahol  $b_{r,1} = -a_{r,1}$  és  $b_{r,2} = -1 - a_{r,2}$ ,  $r$  az aktuális szűrő száma,  $r = 1, 2 \dots R$ . A (6.3) egyenlet két eleme ekkor

$$\mathbf{Y}_p(z) = \sum_{r=1}^R \mathbf{Y}_r H_{p,r}(z) \quad (6.6a)$$

$$\mathbf{Y}_i = \sum_{r=1}^R \mathbf{Y}_r \quad (6.6b)$$

formákban írható le, tehát ezekkel a jelölésekkel

$$\mathbf{x}^- = (\mathbf{Y}_i + \mathbf{Y}_0)^{-1} [z^{-1}\mathbf{Y}_p(z)(\mathbf{x}^+ - \mathbf{x}^-) + (\mathbf{Y}_i - \mathbf{Y}_0)\mathbf{v}^+] \quad (6.7)$$

egyenletté változik.

### 6.3. A modellparaméterek kiszámítása

A szűrőparaméterek kiszámításához az azonos pontokban mért átvitelek átlagait használtam fel. Az algoritmus a következő volt:

- Impulzusválasz számítás
- Minimálfázisúvá alakítás
- Impulzusválasz frekvenciatartománybeli warpolása
- WIIR szűrés, szűrő pólusainak kinyerése
- Kinyert pólusok dewarpolása
- Párhuzamos szűrők paramétereinek kiszámítása
- Szűrő

### 6.3.1. Impulzusválasz számítása

Az impulzusválasz szerencsére, mint ahogy korábban írtam, maga a mérés eredménye, így az egyes mérések átviteleiből számolt átlagos átvitel közvetlenül használható, azokból egyszerűen IFFT-vel ki kell számítani magát az impulzusválaszt. A pozitív valósság meglétéhez minimálfázisúvá kell alakítani az átviteli mátrix diagonális elemeit [10].

### 6.3.2. Minimálfázisúvá alakítás

A gitárhíd passzív, azaz nem ad a rendszerbe plusz energiát. Passzív rendszer modelljében az admittanciák (és ellenállások is) pozitív valósak, továbbá minden pozitív valós  $H(s)$  átviteli függvény minimálfázisú. Ezt a  $H(s)$  függvényt diszkrétizálva a létrejött  $H(z)$  függvény megtartja pozitív valós jellegét [9]. A modellemben további egyszerűsítésként nem csak az admittanciamátrix főátlójának elemeit alakítottam minimálfázisúvá, hanem az összes elemet. Ezzel a nem-minimálfázisú esetben jelen lévő, a rezgések irányaira vonatkozó információkat feláldoztam a rendszer stabilitásának biztosítása érdekében. A tényleges minimálfázisúvá alakítást a MATLAB beépített *rceps()* függvényével végeztem.

### 6.3.3. Impulzusválasz frekvenciatartománybeli warpolása

Szűrő tervezésekor alapvetően a teljes frekvenciatartományban egyenlően szokás elosztani a pólusokat, így biztosítva, hogy a tartomány egésze lineárisan le legyen fedve. Audio alkalmazásoknál ez nem kívánatos, mivel az emberi hallás logaritmikus jellegű, mind a hangnyomás, mind pedig a hang frekvenciája szempontjából.

Ez azt jelenti, hogy audio alkalmazások szűrőtervezése esetében sokkal fontosabb az alacsony frekvenciatartomány pontos visszaadása, mint a magas frekvenciáké, továbbá a basszusgitár hangtartománya még az emberi hallás tartományának is az alján helyezkedik el, ami még jobban indokolja az alacsony frekvenciákra összpontosítást.

Mindezeket figyelembe véve olyan szűrőt kell tervezni, aminek a pólusai logaritmikusan helyezkednek el. Erre egy megoldás a frekvenciatartománybeli warpolás, azaz az alacsony frekvenciák "széthúzó" és ezáltal a magasabb frekvenciák "összenyomása". Ez olyan szűrőtervezési eljárás, ahol az elvárt  $h(n)$  impulzusválasz és ennek  $H(z)$  z-transzformáltja meg kell egyezzen a warpolt tartománybeli  $\tilde{h}(n)$  és  $\tilde{H}(z)$  impulzusválasszal és transzformáltjával [19], azaz

$$\tilde{H}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \tilde{h}(n) z^{-n} \quad (6.8)$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \tilde{z}^{-k}, \quad (6.9)$$

ahol  $\tilde{z}$  a warpolt tartományra vonatkozik, és

$$\tilde{z}^{-1} = D_1(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}}, \quad (6.10)$$

ahol pedig  $-1 < \lambda < 1$  a warpolási paraméter,  $D_1(z)$  pedig a warpolt tartománybeli késleltetést modellező diszperzív elsőfokú mindentátesztő szűrő.

Ennek a szűrőnek a  $\lambda$  paraméterét kell olyan értékre állítani, hogy az egyrészt megfeleljen az emberi hallásnak (ez kb. 0.7-0.9 között van), másrészt elég jól lehessen az ebből kapott szűrővel modellezni az átvitelt. Az impulzusválasz warpolását a WarpTB függvénykönyvtár [3] `warp_impres()` függvényével végeztem.

#### 6.3.4. WIIR szűrő létrehozása, pólusok dewarpolása

Az így kapott warpolt impulzusválaszra valamilyen szűrőtervezési algoritmussal tervezhető szűrő, ami ebben a warpolt frekvenciatartományban illeszt szűrőt az átvitelre. Szűrőtervezésre több megoldás létezik, akár frekvencia-, akár időtartományban, az egyik ilyen Prony módszere, amely időtartománybeli impulzusválaszra illeszt adott számlálójú és nevezőjű szűrőt [25]. A MATLAB `prony()` függvénye implementálja ezt a módszert, ezzel terveztem nyolcvanadfokú IIR szűrőt a warpolt impulzusválaszra.

A tervezett szűrő pólusai és zérusai szintén a warpolt frekvenciatartományban érvényesek, ezért ezeket használat előtt vissza kell warpolni a normális tartományba. A zérusok el is dobhatók, a passzív párhuzamos szűrők csak pólusokat tartalmaznak. A pólusok dewarpolásához a (6.10) egyenlethez nagyon hasonló számítást kell végezni [8]:

$$p = \frac{\tilde{p} + \lambda}{1 + \lambda\tilde{p}}, \quad (6.11)$$

ahol  $\tilde{p}$  a warpolt tartománybeli pólus,  $p$  pedig a normál frekvenciatartománybeli megfelelője. Amennyiben valamelyik  $p$  pólus kiesne az egységkörből, azaz instabil lenne, az kicserélhető  $1/p_r$  pólussal.

#### 6.3.5. Párhuzamos szűrők paramétereinek kiszámítása

Az így megkapott pólusokból már tervezhetők a tényleges másodfokú párhuzamos szűrők. Ezek átviteli függvényei a

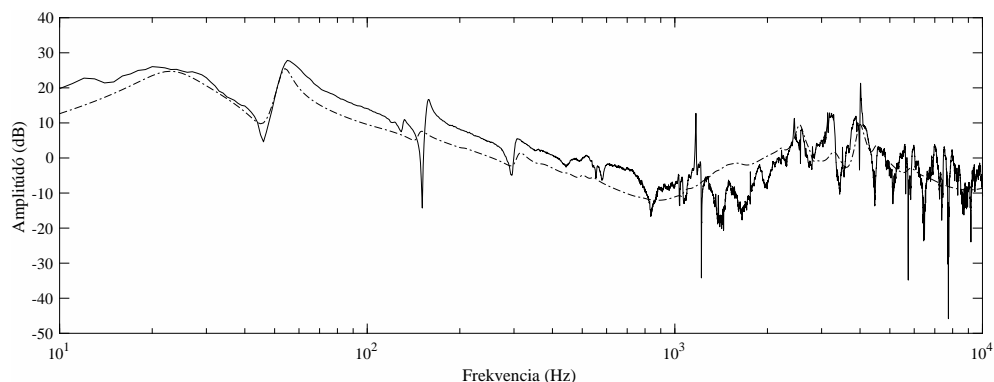
$$H_r(z) = \frac{1 - z^{-2}}{(1 - p_r z^{-1})(1 - p_r^* z^{-1})} \quad (6.12)$$

alakot veszik fel, ahol  $p_r^*$  a  $p_r$  pólus komplex konjugáltja. A nevezőben található szorzást kibontva a szűrők a (6.13) függvénnyel írhatók le.

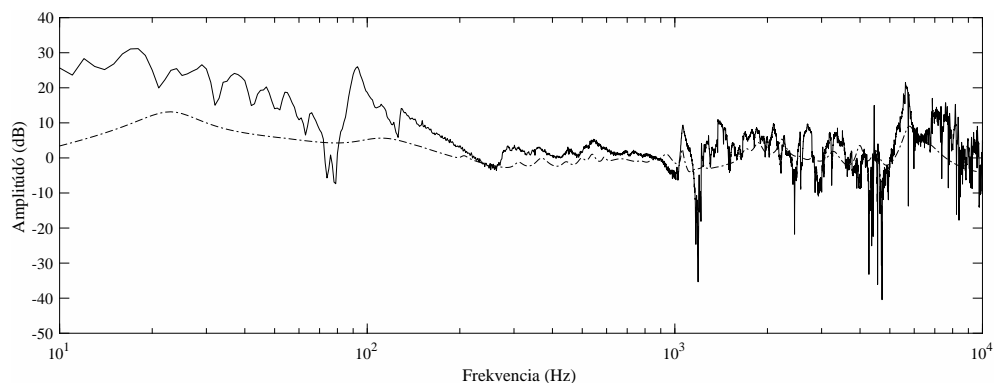
$$H_r(z) = \frac{1 - z^{-2}}{(1 + (-p_r - p_r^*)z^{-1} + (p_r p_r^*)z^{-2})} \quad (6.13)$$

A 6.2. és 6.3. ábrák mutatják a különbséget a mért és becsült átvitelek között. Mivel a mindegyik átvitelhez felhasznált közös pólus merőleges polarizációjú be- és kimenet közti átvitelből lett számítva, így várhatóan ezek a becslések lesznek pontosabbak. Ez látszik

is az eredményen, a 6.3. ábrán látható becslt átvitel kevésbé tudja követni a mértet. A becslés további hibája, hogy kevésbé tudja lekövetni az egyes szűk frekvenciasávok erős elnyomásait, ez a hatás jól kivehető a 6.2. ábrán, a kb. 150-160 Hz-es elnyomásnál.



**6.2. ábra.** Mért (egyenes vonal) és becslt (pontozott vonal) admittanciák közti különbség, az átvitel merőleges irányú gerjesztés és merőleges irányú kimenet közötti.



**6.3. ábra.** Mért (egyenes vonal) és becslt (pontozott vonal) admittanciák közti különbség, az átvitel merőleges irányú gerjesztés és párhuzamos irányú kimenet közötti.

## 6.4. Egyszerűsítések és az ismeretlen átvitelek becslése

A fentiek ismeretében tehát létre lehetne hozni 64 db nyolcvanadfokú párhuzamos szűrőt, ami egyrészt még a mai erős processzorok ismeretében is túlzás, másrészt az ismeretlen pontokban még valahogy becsülni kellene ezeket, ezért valamilyen egyszerűsítések szükségesek voltak, amikkel aztán az ismeretlen átvitelek becslése is egyszerűbbé válik. Az egyszerűsítés a közös pólusok használatából indult ki, ami magával vonta a fokszám csökkenését is, de végül pozitív "mellékhatásként" az így leírt rendszer számításgénye is jelentősen csökkenthető lett.

### 6.4.1. Közös pólusok használata

Az egész modell pontosságát befolyásoló tényező a megfelelő pólusok használata. A mátrix különböző elemeiben szereplő impulzusválaszokra úgy lehet igazán pontos szűrőt illeszteni,

ha ezen szűrők pólusai különböznek lennének.

Ennél a megoldásban egyszerűbb módszert alkalmazok: csak a mért  $\mathbf{Y}_m$  hiányos mátrix első elemére, azaz a  $\mathbf{Y}_m(1, 1)$  elem átviteléből nyerem ki a pólusokat, majd a további lépésekben csak ezekkel a pólusokkal terveztek másodfokú szűrőket a megmért átvitelek mindegyikére. Ilyenkor valójában egyetlen szűrő hangolható az egyes módusokhoz tartozó súlyozásokkal, ami tulajdonképpen [10] mátrixos leírásába helyezi [9] megoldását. Ekkor a (6.13) egyenlet kiegészül egy  $b_r$  súlyparaméterrel.

Ez a  $b_r$  paraméter nemnegatív, a becsléséhez szükség van a mért és a párhuzamos szűrőkkel generált impulzusválaszokra. A mért  $y(n)$  admittancia az időtartományban felírható

$$y(n) = \sum_{r=0}^R b_r u_r(n) \quad (6.14)$$

alakban, ahol  $R$  a szűrő fokszáma, jelen esetben 40,  $u_0(n) = \delta(n)$  egységimpulzus,  $u_r, r > 0$  pedig a (6.13) egyenlet által leírt szűrő impulzusválasza. Mátrixokkal leírva ez az egyenlet

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{b} \quad (6.15)$$

alakot ölt, ahol  $\mathbf{U}$  és  $\mathbf{y}$  rendre az  $u_r(n)$  és  $y(n)$  jeleket tartalmazza, míg  $\mathbf{b}$  a  $b_r$  paramétereket [9]. Ha ismert az  $y_t$  elvárt impulzusválasz, akkor  $\|\mathbf{M}\mathbf{B} - \mathbf{y}_t\|_2$  minimalizálásával, azaz  $b_r \geq 0$  korlátozással a legkisebb négyzetek módszerével becsülhetők  $b_r$  elemei. Itt is elmondható, hogy elég lenne a főátló elemeire bevezetni ezt a korlátozást, de a modell stabilitása fontosabb volt annak pontosságánál.

#### 6.4.2. Szűrők fokszámának csökkentése

A legkisebb négyzetek módszerét nemnegatív korlátozással a MATLAB *lsqnonneg()* függvénye alkalmazza, ami után a nyolcvanadfokú szűrőből jellemzően 20-25 nemnulla  $b_r$  elem maradt, ami azt jelenti, hogy a szűrők fokszáma is ennyire csökkent, mivel a súlyvektor 0 elemei értelemeszerűen teljesen kizárják az adott  $r$ -edik szűrőt.

#### 6.4.3. Az ismeretlen átvitelek becslése

Ezekből a  $b_r$  súlyokból jönnek létre a (6.2) egyenletben bevezetett  $\mathbf{Y}_r$  mátrixok, mégpedig úgy, hogy az  $r$ -edik  $8 \times 8$ -as  $\mathbf{Y}_r$  mátrix a 64 lehetséges  $\mathbf{b}$  vektor  $r$ -edik elemeiből áll, azaz

$$\mathbf{Y}_r(i, j) = b_{ij}(r), \quad (6.16)$$

ahol  $b_{ij}$  indexei a  $\mathbf{b}$  vektorok megfelelő  $8 \times 8$ -as mátrixba rendezéséből adódnak.

Szintén a (6.2) egyenlet alapján ezek az egyelőre hiányos  $\mathbf{Y}_r$  mátrixok becsülhetők 1 rangú  $\Phi_r^T \Phi_r$  mátrixokkal.  $\Phi_r$  elemei közvetlenül  $\mathbf{Y}_r$ -ből számíthatóak, ugyanis a  $\mathbf{Y}_r$  mátrixok főátlója a  $\Phi_r$  vektorok elemeinek négyzete, hiszen  $\mathbf{Y}_r(i, i) = \Phi_r(i) * \Phi_r(i) = \Phi_r(i)^2$ .

Ahhoz tehát, hogy a fenti  $\Phi_r$  vektort kiszámíthassuk, legalább az  $\mathbf{Y}_r$  mátrix főátlójának elemeinek ismeretére szükség van, de ezek közül is néhány ismeretlen. Mivel összesen 12

átvitelről nincs mérési eredmény, ez kellően kevés ahhoz, hogy a mátrix összes ismeretlen elemét becsülhessem a meglévő alapján.

Az ismeretlen elemek becslése ezúttal is a legkisebb négyzetes hiba megkeresésével történt. Jelölje  $E$  a hibát,  $\mathbf{Y}_{\mathbf{m},\mathbf{r}}$  a mért, hiányos mátrixokat,  $\mathbf{S}$  egy súlyozó mátrix, amiben az ismert és ismeretlen elemek súlyozhatók,  $\mathbf{B}_{\mathbf{r}} = \Phi_{\mathbf{r}}^T \Phi_{\mathbf{r}}$  pedig a becsült mátrix. A MATLAB  $fminsearch()$  függvénye megadott minimalizálófüggvény használatával kiszámítja a legkisebb hibához tartozó  $\Phi_{\mathbf{r}}$  vektorokat, a függvénynek átadott hibaszámítást a (6.17) egyenlet írja le.

$$E = \sum_{r=0}^R \left( \sum_{\mathbf{B}} (\mathbf{B}_{\mathbf{r}} - \mathbf{Y}_{\mathbf{m}}) \mathbf{S} \right)^2 \quad (6.17)$$

Az  $\mathbf{S}$  súlyozómátrix hangolásával változtatható a becslés pontossága, a becsült elemeket – több információ híján – akkor tekintetem megfelelőnek, ha az ismert, megfelelő típusú (azonos, vagy különböző polarizációk közti) átvitelekkel összehasonlítva a mért és becsült értékek hasonló jellegűek voltak.

Az  $fminsearch()$  függvény kezdeti értékeket vár, amiknek a  $\Phi_{m,r}$  mért adatokból számított vektorokat adtam meg. Ekkor felmerült az a probléma, hogy az eredetileg tervezett szűrőpólusokkal volt olyan  $\mathbf{Y}_{\mathbf{r},\mathbf{m}}$  mért mátrix, melynek főátlójában csupa nulla szerepelt. Ilyenkor  $\Phi_{m,r}$  egyetlen értékét se tudtam meghatározni, így módosítani kellett valamilyen korábbi paraméteren.

Végül az impulzusválasz warpolásakori  $\Lambda$  paraméter változtatásával sikerült olyan beállítás elernem, ami után egyetlen csupa nulla főátlójú  $\mathbf{Y}_{\mathbf{r},\mathbf{m}}$  mátrix sem volt, így az összes  $\mathbf{Y}_{\mathbf{r}}$  mátrix kiszámítható lett hibaminimalizálás után.

#### 6.4.4. A szűrés számításigényének csökkentése

Végül az (6.2) egyenlet formája miatt jelentősen csökkenthető a (6.7) egyenlet számításigénye. Utóbbi alapvetően a 8x8-as mátrixokon szűrte folyamatosan, de (6.2) egyenlet ismeretében (6.1a) átírható

$$\mathbf{Y}_{\mathbf{r}} H_{p,r}(z) = \Phi_{\mathbf{r}}^T H_{p,r}(z) \Phi_{\mathbf{r}} \quad (6.18)$$

szerint, így (6.7) a következővé válik:

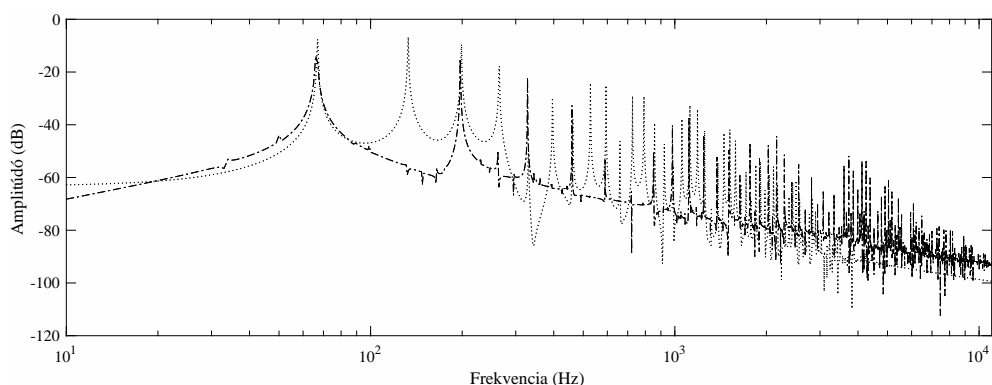
$$\mathbf{x}^- = (\mathbf{Y}_i + \mathbf{Y}_0)^{-1} \left[ \sum_{r=1}^R \{ \Phi_{\mathbf{r}}^T H_{p,r}(z) \Phi_{\mathbf{r}} (\mathbf{x}^{T+} - \mathbf{x}^{T-}) \} z^{-1} + (\mathbf{Y}_i - \mathbf{Y}_0) \mathbf{v}^+ \right], \quad (6.19)$$

ahol  $H_{p,r}(z)$  és  $\mathbf{x}^{\pm}$  elemek kivételével minden konstans,  $\Phi_{\mathbf{r}} (\mathbf{x}^{T+} - \mathbf{x}^{T-})$  pedig skalár lesz, így  $R * 64$  db szűrés helyett elegendő csak  $R$  db szűrést végezni, a 8x8-as  $(\mathbf{Y}_i + \mathbf{Y}_0)^{-1}$  és  $(\mathbf{Y}_i - \mathbf{Y}_0)$  mátrixműveletek eredményei pedig szintén konstansok, tehát előre kiszámolhatóak.



## 6.5. A modell hangolása, eredményei

Az így létrehozott modell egyik hátránya még a mérésekből adódik: nem ismert pontosan se a drót elszakadásához szükséges, sem pedig a húr által a hídra kifejtett erő. Ezért a számítások során végig egységnyi ugrásgerjesztést feltételeztem, amivel első próbálkozásra kifejezetten nagymértékű gerjesztés jutott a többi polarizációba. Szükség van még tehát valamilyen  $g < 1$  erősítésre az egyes polarizációk közti kölcsönhatások súlyozásához. Mivel  $8 \times 8 \times R$  átvitel esetén igen hosszadalmas lenne a pontos kalibráció, a modellemben mindegyik átvitel azonos erősítéssel rendelkezik. Ez az erősítés a kalapácsos mérések bemeneti adatai alapján legalább nagyságrendileg becsülhető, ahonnan már könnyebb kézzel hangolni.



**6.4. ábra.** *Egyetlen húr szabadon rezgése (pontozott vonal) és a passzív admittancia mátrix modell (szaggatott vonal) által az összes húr szabadon rezgésének spektruma. Alaphang: 66 Hz*

A 6.4. ábra mutatja be az admittancia mátrix modell használata nélkül és az azzal generált azonos gerjesztésű  $C$  húr kimeneteinek spektruma közti különbséget. Jól kivehetők az egyes módusok elnyomásai, továbbá a létrehozott hangban egyértelműen megjelennek a többi húr keltette rezgések is, azaz a modell kijelenthető, hogy működik, de igazán pontos beállításához szükség lenne az összes átvitel külön hangolására.



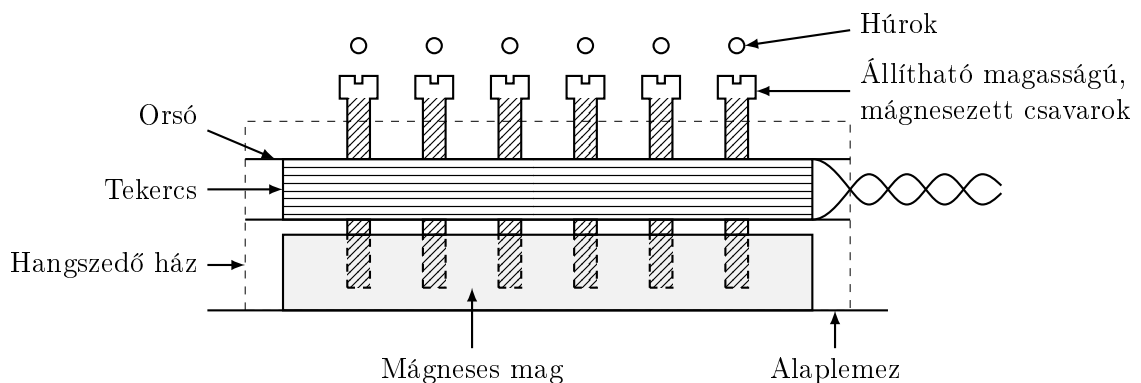
## 7. fejezet

# A hangszedők modellezése

Míg akusztikus hangszereknél a hangot leginkább befolyásoló tényező a hangszer teste, különösen annak anyaga és formája, elektromos gitárok esetén nem ez a legfontosabb. Bár két, a gitártest anyagán kívül egyébként azonos hangszer között határozott tonális eltérés is előfordulhat, a kimeneti hangot mégis a hangszedők, azaz pickupok minősége, elhelyezkedése, vagy felépítése befolyásolja.

Többféle működési elvű hangszedőt gyártanak, a leggyakoribb a mágneses pickup, de főleg elektroakusztikus hangszereken piezoelektromos hangszedők fedezhetők fel. Létezik még ezeken kívül optikai alapon működő is, ám ez nem gyakori. Ez a hangszedő a húr kitérését, a mágneses pickup pedig a húr sebességét érzékeli. Piezoelektromos társuk nem a húr valamelyik szabadon rezgő pontjának változását figyeli, hanem a gitár egy kijelölt pontján, jellemzően a gitárhídon keletkező erőt alakítja át elektromos jellé. Ez tulajdonképp ugyanaz az erő, amit egy akusztikus gitár teste erősítene fel és alakítana át hanghullámokká.

### 7.1. A mágneses pickupok tulajdonságai



7.1. ábra. Mágneses pickup felépítése (forrás: [11])

A mágneses hangszedők felépítése igen egyszerű, egy mágneses mag és a körülötte lévő tekercselés az alapja, amit bizonyos típusoknál kiegészítenek a húrok alatt található, állítható magasságú csavarokkal (7.1. ábra). Ezekkel húronként szabályozható a mágneses tér távolsága és egyben a kimeneti feszültség nagysága, míg a többi pickup esetén ez csak a

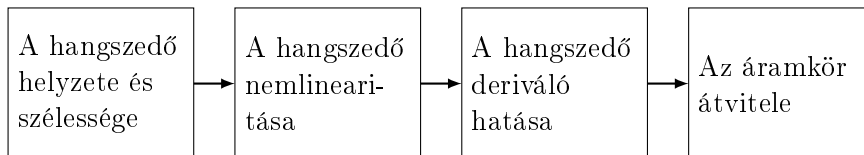
tokozás két oldalán lévő csavarokkal állítható.

Egy hangszedő állhat ennyiből, ezeket hívják single coilnak, vagy összeköthetnek két, egymással ellentétes irányban álló mágneses pólusú tekercset, ezek az ún. humbuckerek. Előbbi típus magasabb, felharmonikusokban gazdagabb, ámde zajosabb kimenettel rendelkezik, ilyenből található pl. három darab a Fender Stratocaster modelljén. A humbucker típusú hangszedők kevésbé zajosak, jóval erősebb kimeneti jelük van, viszont "sötétebb" hangzásúak, dominánsabb a mély frekvenciatartomány. E tulajdonságok miatt előszeretettel használják ezeket keményebb, jobban torzított rockzenéhez.

Basszusgitárok esetében létezik egy harmadik típusú, split-coilnak nevezett pickup is: ez egy darab single-coil pickup, amit "kettévágnak", majd a két részt két-két húr alá teszik, ilyen elrendezésű pl. a Fender Precision Bass is. A legtöbb basszusgitárt "soapbar" – magyar megfelelője talán a szappantartó, mivel a formájára utal – típusú hangszedőkkel szerelik. Ezek teljesen átlagos single coil pickupok, amiket egy külső műanyag házzal takarnak el.

Fizikailag a hangszedők mágnesese mágneses fluxust hoz létre a térben, amit a húr elmozdulása megváltoztat. Ez a fluxusváltozás a tekercselésben közvetlenül elektromos feszültséget indukál [15], amiből végül – a pickup átvitelén keresztül – a kimeneti jel lesz.

Mivel az erősen gerjesztett húr nemcsak a saját mágnesének terét indukálhatja, hanem a szomszédos húrokhoz tartozókat is, nemlineáris elem is várható a modellben. Ezek nagyban játéktílus- és hangszerbeállítás-függő paraméterek, aminek a modellezése nem triviális. Épp ezért a pontos modellezés nem része e dolgozatnak, a különböző hatások külön-külön megjelennek ugyan, de csak leegyszerűsített, általános esetet írnak le.



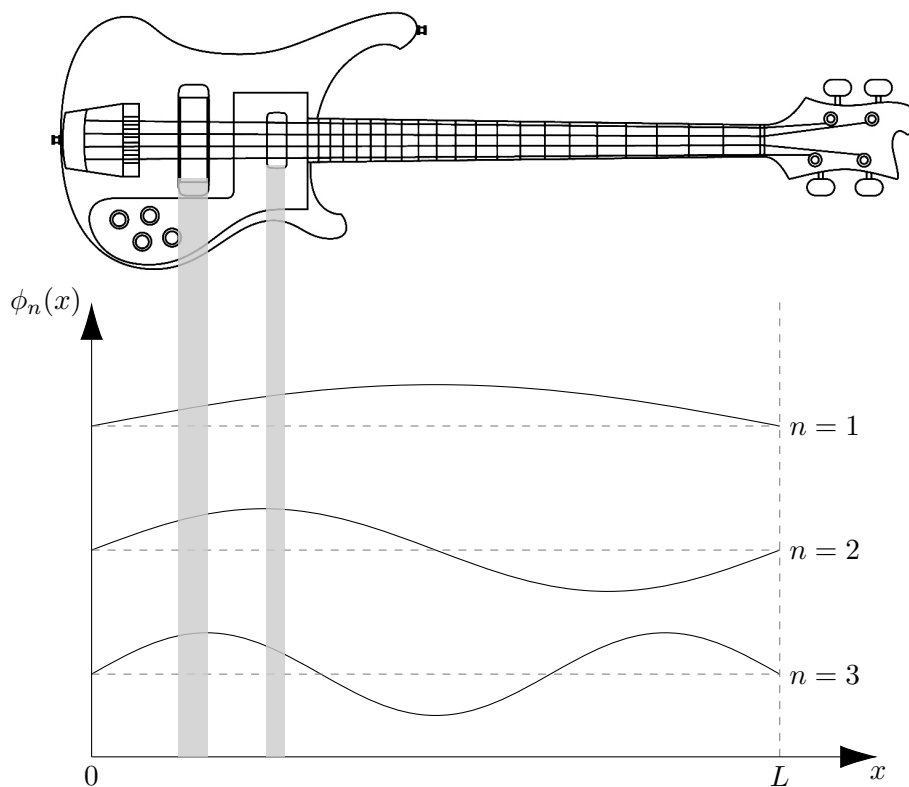
**7.2. ábra.** *A mágneses pickup modell egységei*

A hangszedők fizikai felépítésükből adódóan négy különálló egységre bonthatók, amik a megjelenő nemlinearitások miatt a 7.2. ábrán láthatónál jobban nem vonhatók össze. Ezekon kívül érdemes még megemlíteni a több hangszedős hangszereket, ezeknél ugyanis a hangszedők kimeneteit még össze kell keverni egyetlen kimenetűvé [24]. A következőkben a különböző egységek bemutatására kerül sor.

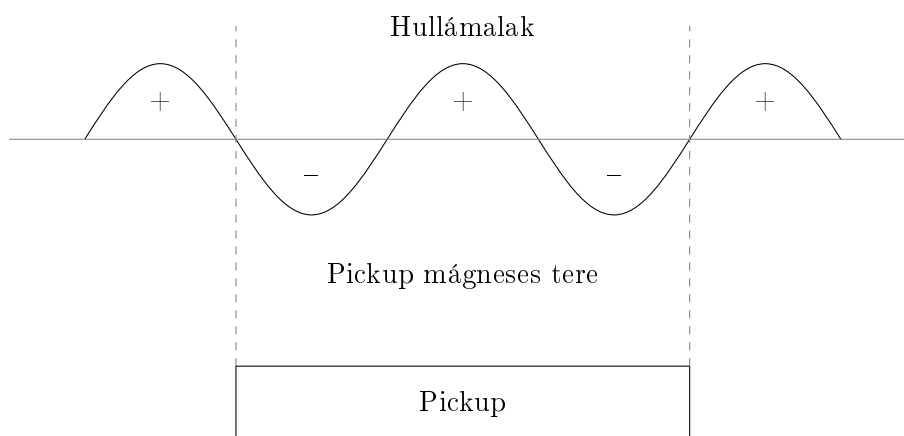
## 7.2. A hangszedő helyzetének és szélességének hatásai

A 7.3. ábrán látható módon egy hangszedő a megpengetett hang különböző felharmonikusait a pozíciójától függően különböző erősséggel érzékeli. Az ábrán például az látható, hogy az alapharmonikushoz képest a 2. felharmonikus jóval nagyobb szerepet játszik a gitár hídjához közelebbi pickup esetében. Mágneses hangszedőkről lévén szó, a pickupok semmiképp sem tekinthetők pontszerűnek, sőt, a tényleges mágneses terük még a fizikai méretüknél is szélesebb.

Egy bizonyos frekvencia felett, ami az adott pickup terétől függ, a hangszedő húrral



**7.3. ábra.** A hangszedők helyzete és a harmonikusok kapcsolata. Szürke sáv: a pickupok által átfogott módusalak-tartomány



**7.4. ábra.** A hangszedő átlagoló hatása

párhuzamos irányú mágneses terébe beérkező, illetve abból távozó hullámok hullámhossza rövidebb lesz, mint a mágneses tér szélessége, ezt ábrázolja a 7.4. ábra. Ezek a nagyon rövid hullámok a magasabb frekvenciájú módusoknak felelnek meg, ezek a komponensek pedig így kiátlagolódnak. Végeredményben ez a tulajdonság aluláteresztő szűrőként értelmezhető, melynek vágási frekvenciája a pickup mágneses terének szélességétől függ [12, 24]. Emellett a hangszedők pozíciója a húr mentén egy további fésűszűrő-hatásként jelenik meg [24].

Emiatt az értelmezés miatt ez a hatás egy aluláteresztő- és egy fésűszűrővel szűrve imp-

lementálható, melyek specifikációja nem egyértelmű. Mivel a különböző húrok különböző fizikai paraméterekkel bírnak, húronként másképp hangolt szűrőkre lenne szükség.

Tudjuk, hogy  $\lambda k = 2L/k$ , ahol  $\lambda k$  a  $k$ . módus hullámhossza,  $L$  pedig a húr hossza. Így, ha tudjuk a mágneses tér szélességét, kiszámolható, hogy melyik felharmonikustól kezdve jelenik meg az elnyomás a kimeneten, majd az aluláteresztő szűrő erre a frekvenciára tervezhető.

Pontosabb módszer a húr egyes pontjait a hangszedők szélességében figyelni, majd ezt átlagolni. Szerencsére az egyes pontok a hullámvezetőben közvetlenül rendelkezésre állnak, így az ismert  $l_{pu}$  hangszedő-szélességben átlagolva a tárolt értékeket megkapható a kívánt kimenete ennek a blokknak. A szintetizátorom ez utóbbi megoldást használja az átlagoló hatás modellezésére.

### 7.3. A hangszedő nemlinearitása

Ideálisan a hangszedők mágneses tere homogén, a húr pedig valamelyik polarizációs iránnyal párhuzamosan, azaz a másikra merőlegesen rezeg. A homogenitás fizikailag lehetetlen, ehhez a húrok egészét le kéne fednie a mágneses térnek. A húr rezgése szintén nem valószínű, hogy ideális lesz, a 5.1.3 alfejezetben leírt, 5.8. ábrán látható kezdeti, majd állandósult rezgőalakok az általánosak. Emiatt a húr és a pickup között folyamatosan változik a távolság és a közöttük fellépő mágneses kölcsönhatás is. Mindezek miatt a húr kitérése és a pickup kimeneti feszültsége nemlineáris kapcsolatban áll egymással [12].

A hangszedők mérése nem tartozott e dolgozat keretei közé, a megvalósított nemlinearitást [12] eredményei alapján egyszerűen a tangensfüggvény  $-1$ – $+1$  közti tartományával modellezi a szintetizátor.

### 7.4. A hangszedő deriváló hatása

A mágneses hangszedők kimenete nem a húr kitérési értékétől függ, hanem annak a sebességétől [12]. Emiatt a deriváló hatás elhagyható lenne, ha a hullámvezetőben sebességértékek utaznának, de mivel az ütközések figyelembevételéhez kitérésértékek használata szükséges, ezt a deriváló szűrőt is alkalmazni kell.

A szintetizátor egyszerű, diszkrét idejű deriválást használ. Ismert, hogy adott időpontban  $f(t)$  függvény deriváltja közelíthető

$$f'(t) = \frac{\Delta f(t)}{\Delta t}, \quad (7.1)$$

egyenlettel, ami diszkretizálva a

$$f'(n) = \frac{f(n) - f(n-1)}{\Delta t} \approx \frac{f(n+1) - f(n)}{\Delta t} \quad (7.2)$$

alakok valamelyikét veszi fel. Valós idejű alkalmazásnál, mivel értelemszerűen nincs infor-

mációnk a következő időpillanatról, csak az első megoldás használható. A  $\Delta t$  érték ilyenkor megegyezik a mintavételezési frekvencia reciprokával.

### **7.5. A hangszedő áramkörének átvitele**

A pickup áramköre jellemezhető valamilyen RLC-körrel, ami több hangszedő jelenlétekor tovább bonyolódik, mivel ezek sorba és párhuzamosan is köthetők. Alapvetően elmondható az áramkörrel, hogy a különböző elemek aluláteresztők és vágási frekvenciáik 3-15 kHz közé esnek [24], ami jóval magasabb, mint a mágneses tér átlagoló hatásakor megjelenő vágási frekvencia. Emiatt a szintetizátorban az áramkör átvitelének hatásait elhanyagolhatónak veszem, ezzel nem foglalkozom. Így persze a modell elveszíti a hangszínszabályzás lehetőségét, az áramkör átvitele tökéletesen egyenes lesz.

### **7.6. A hangszedők kimeneteinek összekeverése**

Több hangszedővel rendelkező hangszeren miután a hangszedők külön-külön érzékelték a húr mozgását, az elektronika ezeket a különböző jeleket valamilyen módon összekeveri. Gyakori eset például, amikor egy potméterrel állítható, hogy a két pickup milyen arányban szólaljon meg a kimenetben.

A két jel összekeverésekor egyes frekvenciák a fázisuktól függően felerősödhetnek, vagy akár ki is oltódhatnak [24]. A tényleges kimeneti jel számítása egyszerű: az egyes hangszedők jeleinek összegéből és súlyozásából kapható. Mivel a szintetizátoromban a pickupok pontos modellezése nem szerepelt nagy hangsúllyal, a szintetizátor is csak egy hangszedővel rendelkezik, így ezzel a hatással sem foglalkozom.





## 8. fejezet

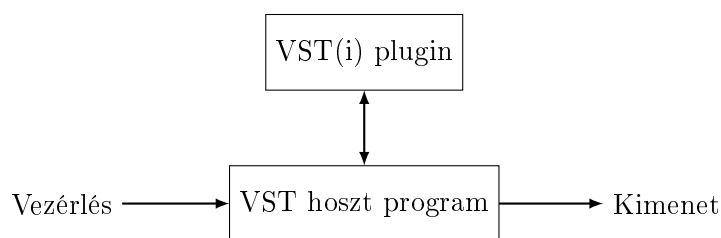
# A VSTi plugin

### 8.1. Virtual Studio Technology

A VST a Steinberg által kifejlesztett Virtual Studio Technology nevű szoftveres interfész, ez biztosítja a kapcsolatot a hoszt program (jellemzően valamilyen DAW, digitális audio munkaállomás) és a VST(i) pluginek között, ahol VSTi-nek (VST instrument) a szintetizátorokat nevezik.

A VST pluginek három jól elkülöníthető csoportra oszthatók: effektek, MIDI effektek és hangszerek. Az effektek bejövő audiojeleket dolgoznak fel, a MIDI effektek bejövő MIDI jeleken végeznek hasonló átalakításokat, míg a hangszerek a kapott MIDI jelek és a saját belső beállításaik alapján hoznak létre audio jeleket. A megvalósított szintetizátorom is egy ilyen VSTi hangszer.

A VSTi szintetizátorok minden kommunikációt a VST hoszt programmal folytatnak, a felhasználó ezen keresztül tudja vezérelni és beállítani a plugint, illetve jelgenerálás után a létrejött buffert a hoszt programnak adja át, hogy az aztán a hangkártya vagy egyéb VST pluginek felé továbbküldhesse. A VST pluginek működését a 8.1. ábra mutatja be.



**8.1. ábra.** A VST(i) pluginek működése. Forrás: [23]

A fejlesztők számára elérhető SDK a dolgozat írásakor jelenleg a 3.6.8. verziószámánál tart, ahol a 3. főverzió jelentős módosításokat hozott be, így én még a jóval egyszerűbb, 2.4-es SDK-val készítettem a szintetizátort.

### 8.2. MIDI jelek kezelése

A VST hoszt program a szintetizátort a beérkező MIDI jelekkel vezérli. Az elkészült szintetizátor három kiemelt MIDI eseménnyel foglalkozik, ezek a `Note On`, `Note Off`, `All Notes`

8.1. táblázat. A használt MIDI események. Forrás: [2]

Státuszbajt (D7-D0)	Adatbájtok (D7-D0)	Leírás
1000nnnn	0kkkkkkk 0vvvvvvvv	<b>Note Off</b> Hang kikapcsolása. $k$ a MIDI note, ez választja ki a hangot, $v$ a hangerő, $n$ a MIDI csatornát választja ki.
1001nnnn	0kkkkkkk 0vvvvvvvv	<b>Note On</b> Hang bekapcsolása. $k$ , $v$ , $n$ paraméterek megegyeznek a fentiekkel.
1011nnnn	01111ccc 00000000	<b>All Notes Off</b> Minden hangot kikapcsol, ha $ccc$ értéke 010 és 111 közé esik.

**Off** üzenetek, amiket a 8.1. táblázat mutat be.

Az elkészült szintetizátor ezeket a MIDI jeleket figyeli és a típusnak megfelelően vezérli a gerjesztés- és ujjsmodellt. Fontos, hogy néhány VST hoszt virtuális MIDI billentyűzete a **Note Off** üzenetet valójában 0 hangerejű **Note On** üzenetként határozza meg, tehát ezt az esetet külön figyelni kell és **Note Off** üzenetként kezelni. A sima **Note Off** üzenetek a megadott MIDI note-ra érvényesek, míg a **All Notes Off** üzenet hatására értelemszerűen az összes egyszerre vezérelt húrt le kell tompítani.

### 8.3. A megvalósított VSTi plugin

A VSTi plugin három fő részből áll: az első a hoszttal való kommunikációért, a szintetizátor vezérléséért, valamint a fő ciklus futtatásáért felelős, ez utóbbiban lehet elvégezni a gitárhíd modellnek megfelelő szűrést is. A második a hullámvezetőt megvalósító cirkuláris buffer, a harmadik pedig maga a szintetizátor C++-beli megvalósítása, tehát a húrok, gerjesztések, paraméterek kezelése, a fő számítások elvégzése itt történik.

A szintetizátor 5 felhasználó által állítható paraméterrel rendelkezik, ezek a következők:

8.2. táblázat. A szintetizátor paraméterei

Paraméter	Értékkészlet	Leírás
Pengetés intenzitása	0-1	A gerjesztés erejének szorzója, kb. a hangerőállításnak felel meg, de befolyásolja a húr gerjesztését is
Pengetés fajtája	pengető vagy slap	Kiválasztja a modellezett gerjesztési stílust
Pengetés pozíciója	0-1	A pengetés relatív pozíciója a húr hosszán
Pickup pozíciója	0-1	Ugyanaz, mint a pengetés pozíciója, a kimenetet választja ki
Pengetés szöge	0-90°	Adott húr két polarizációja között osztja el a gerjesztést. 0°: csak párhuzamos irányú, 90°: csak merőleges irányú gerjesztés.

### 8.3.1. A szintetizátor vezérlése

A VST programok megírásához a VST SDK-ra van szükség, ami tartalmazza az egész plugin elindítását végző `main()` függvényt, valamint tartalmaz minden pluginfüggetlen funkciót. Mivel a plugin-t ebbe a keretbe kell beilleszteni, szükség van előre meghatározott függvények implementálására. Ezek jellemzően a szintetizátor inicializálását, a paraméterek ismertetését és felhasználó általi beállítását teszik lehetővé, valamint a MIDI eventeket is itt kell lekezelni.

Itt kell létrehozni az egyes húrokat és polarizációikat leíró 8 db `WGString` objektumot, amik interfészén keresztül elérhetők egyes adattagok.

Néhány fontosabb függvény ebből a részből:

- `Init()` függvények

Több különböző inicializáló függvényt tartalmaz a szintetizátor, ezek értelemszerűen az elemek kezdeti értékeit, a húrok paramétereit, stb. állítják be, ami külön kiemelő, az a párhuzamos szűrők paramétereinek inicializálása, ezeket ugyanis MATLAB-ból szöveges fájlalba írtam ki, így a fájlokban szereplő értékeket itt kell megfelelő módon beolvasni.

- `processEvents(VstEvents* ev)`

A MIDI események kezelését végző függvény, ebben dönti el a szintetizátor, hogy mit kell csinálnia. A 8.1. táblázatban ismertetett eseményeket figyeli. A `Note On` esemény csak a basszusgitár által lefedett hangtartományt kezeli.

- `processReplacing(float ** inputs, float ** outputs, VstInt32 sampleFrames)`

A fő ciklus. Egy `sampleFrames` hosszú bufferbe várja a szintetizátor kimeneti jelét, az `input` tömb nem érdekel minket, mivel a plugin jelet nem módosít, csak létrehoz. Létezik a függvénynek `processDoubleReplacing()` változata is, ami `double` típust használ.

- `DoPassadmFiltering()`

Mivel a nyolc polarizációt egyszerre csak ez az osztály látja, itt kell elvégezni a gitár-hídmodell szűrését. A függvény ismeri az egyes polarizációk elmozdulásértékeit a szűrő pontjában, majd a szűrés elvégzése után a kimeneti pontokban beállítja a szűrt értékeket.

### 8.3.2. A hullámvezető megvalósítása

A hullámvezető az egész szintetizátor lelke, nem túlzás azt állítani, hogy az implementáció hibamentességétől függ majdnem minden. A struktúrát cirkuláris bufferrel valósítottam meg, aminek a lényege, hogy nem a benne szereplő adattagokat mozgatja minden időpillanatban, hanem csak a nulladik elemet jelző mutatót.

A buffert template-ként írtam meg, mert eredetileg `double` számokkal terveztem használni a szintetizátort és kellemetlen lett volna mindent átírni, ha túl nagy lenne a számításigénye. Végül tényleg `float` típusra kellett cserélni, de nem a számításigény miatt, hanem mert egyszerűen a `processDoubleReplacing` függvényt semmilyen módon nem hívta meg

### 8.1. kódrészlet. A cirkuláris buffer osztály és adattagjai

```
template <class T>
class circular_buffer {
public:
    circular_buffer(size_t size) :
        mData(new T[size]),
        mLength(size)
    {}

    [...]

private:
    T* mData;
    T ret[24 * 3];
    size_t mLength;
    int mZeroPtr = 0;
};
```

a tesztelt VST hoszt. A cirkuláris buffert [1] alapján implementáltam. Ennek felépítése és fontosabb függvényei:

A 8.1. kódrészlet az osztály felépítését mutatja,  $T$  template paraméter bármilyen létező osztály vagy típus lehet. Adattagjai maguktól értetődők, kivéve a `ret` tömböt. Ez optimalizáció miatt került a kódba, a másodfokú Lagrange-interpoláció során minden időpillanatban ki kell kérni a bundoknak megfelelő és a következő két késleltetővonal-pozícióhoz tartozó tárolt értékeket. Ezeket a külön kikérések helyett egyszerre számítja ki a program és tárolja el a fenti adattagban.

### 8.2. kódrészlet. A felső és alsó hullámvezetők jobbra, valamint balra shíftelése

```
template<class T>
void circular_buffer<T>::oneDelayRight()
{
    mZeroPtr--;
    if (mZeroPtr == -1)
        mZeroPtr = mLength - 1;
    mData[mZeroPtr] = 0;
}

template<class T>
void circular_buffer<T>::oneDelayLeft()
{
    mZeroPtr++;
    if (mZeroPtr == mLength)
        mZeroPtr = 0;
    mData[(mZeroPtr + mLength - 2) % mLength] = 0;
}
```

A 8.2. kódrészlet a waveguide mindkét lehetséges irányú eltolását írja le. A C++ nyelv nullától indexel, továbbá a megvalósítás során az utolsó elemre csak a shíftelés miatt volt szükség MATLAB-ban (de a biztonság kedvéért a pluginben is így hagytam), a hullámvezető tényleges végpontja `mLength-2` helyen van, innen jön ennek az elemnek a nullázása.

A további függvények különböző adateléréseket és módosításokat végeznek, ami fontos, hogy a hullámvezető adott pontját a tényleges adatstruktúra `(mZeroPtr + position) % mLength`-edik eleme tartalmazza, ahol `%` a modulo operátor a C++ nyelvben.

### 8.3.3. A húrok és az ezekhez kapcsolódó egységek

A szintetizátor lényeges számításait végző osztályok közül a legfontosabb a két késleltetővonalat tartalmazó, adott húrt modellező `WGString` osztály. Ennek a függvényeiben történik a késleltetővonalak eltolása, a húrra ható erők kiszámítása, a plugin paramétereinek érvényre juttatása, és az admittancia-számításokon kívül minden fontos lépés.

Adattagjai között szerepelnek a gerjesztések és az ütközések paramétereit tároló osztályok elemei, valamint interfészt nyújt a vezérlő egység számára, amin keresztül egyes adattagok hozzáférése biztosított.

### 8.4. Limitációk a programban

Az implementáció közben többféle korlátba is ütköztem, ezek egy része a modelltől adódik, másik része pedig a vezérlés jellegéből. A legfontosabb ilyen limitáció az egyes hangok lefogásának lehetősége.

A basszusgitárokon általában 4x24 bund közül választhat a zenész, de a létrehozott hangszert egyszerű `Note On` és `Note Off` parancsokkal kezelve a legtöbb hangnál önmagában lehetetlen megállapítani, hogy melyik húron kell lefogni. Természetesen lehetne írni olyan heurisztikát, ami a korábbi és aktuális hangokból kitalálja ezt, de az messze túlmege dolgozat témáján. A megvalósítás során ezt úgy küszöböltem ki, hogy mind a 24 bundot csak a legmagasabb, F húron lehet lefogni, a mélyebb hangokat az ahhoz legközelebbi húron gerjesztjük, azaz a mély C húron összesen 7, a G és magasabb C húrokon 5-5 hang szólalhat meg.

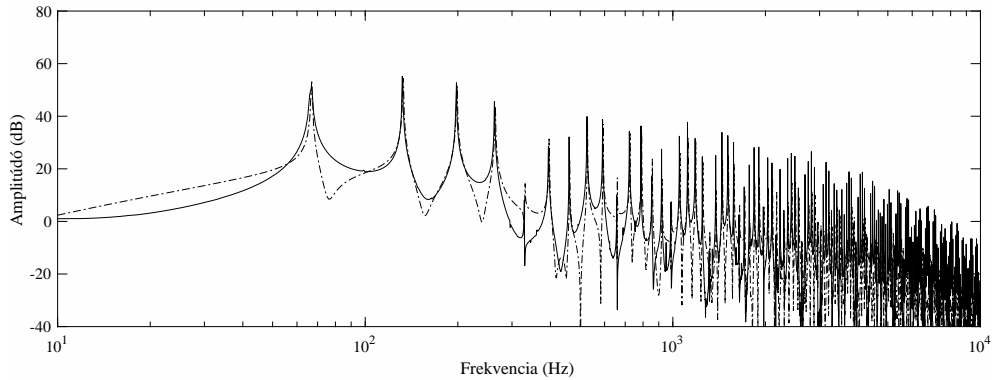
Ehhez kapcsolódó probléma a hangkitartás. A MIDI vezérlőjelek között szerepel a `sustain is`, a szintetizátorom azonban ezt nem kezeli. A működési elv szerint amint az adott hanghoz tartozó billentyűt elengedi a felhasználó és ezzel megérkezik a `Note Off` parancs, a húrt azonnal tompítja a szintetizátor.

### 8.5. A MATLAB modell és a VSTi plugin összehasonlítása

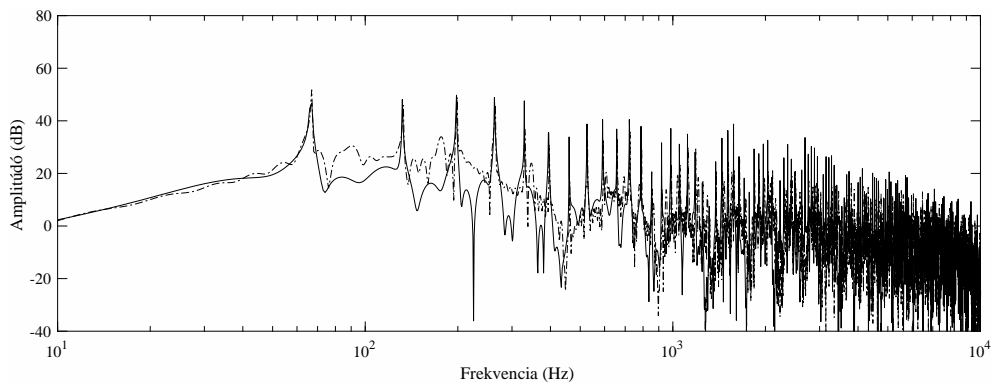
Elmondható, hogy a MATLAB környezetben modellezett különálló részek mindegyikét sikerült létrehozni a VSTi pluginban, de sajnos ezek nem mindig viselkednek azonosan a két környezetben. Pozitívum viszont, hogy a plugin egy Intel Core i5-3570K processzor egyetlen magjából átlagosan 15-20%-ot használ, függetlenül a megszólaltatott hangok számától, tehát bőven van még számítási kapacitás a modellek finomítására, még többszálúsítás nélkül is.

A legfontosabb eltérés az újmodellben található: míg MATLAB környezetben a várt kimeneti hangot hozza létre, addig a VST hangzása olyan, mintha a húr lefogása helyett csak a húr harmonikusait engedné megszólaltatni a zenész, azaz halk, magas frekvenciájú és nagyon gyorsan lecsengő hang jön létre.

További probléma szintén az újmodellben a hangok elengedése. Míg MATLAB-ban a kézzel tompítás modellezése szépen megszünteti a húr rezgését, a szintetizátorban a megszűnés előtt még hallani ugrást a jelben.



**8.2. ábra.** A MATLAB modell (szaggatott vonal) és a VSTi szintetizátor (egyenes vonal) kimeneteinek spektruma, pengetővel gerjesztve, hídmodell nélkül



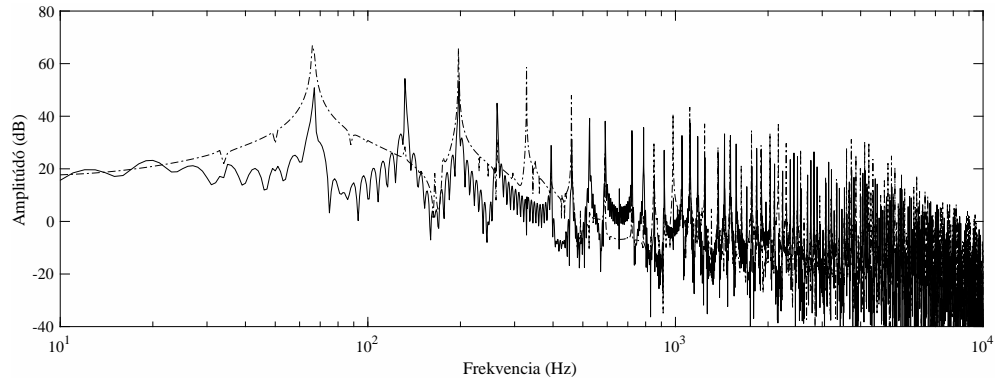
**8.3. ábra.** A MATLAB modell (szaggatott vonal) és a VSTi szintetizátor (egyenes vonal) kimeneteinek spektruma, húrt felfele tépve, hídmodell nélkül

A 8.2. és 8.3. ábrák bemutatják a modell és a szintetizátor kimeneteinek spektruma közti különbséget pengetés, illetve slap bass játéktílus esetén. Mindkét ábrán a  $C_1$  húrt gerjesztettem, azaz az alaphang 66 Hz. Jól látszik, hogy bár némi különbség észlelhető a két program kimenete közt, a spektrumaik nagyjából együtt futnak.

Sajnos az admittanciamátrix modellezése már nem ilyen szép: a 8.4. ábrán látható az egyértelmű különbség: a VST pluginben bár hallható a gerjesztett húr tompítása után a többi húr szabadon rezgése, de ezek nagyon halkak, a létrejött hang tompítás előtt nem különböztethető meg a hídmodell nélkül gerjesztettől.

Ez azt jelenti, hogy a hídmodell működik ugyan, de a felparaméterezésével gondok adódtak. Az összes súly azonos szorzóval való módosítása nem hozott megfelelő eredményt, mire a többi húrra ható erő érzékelhető lett volna, a szintetizátor kimenete túlzérelt lett. Mindenképp pozitívum, hogy a pluginben létrehozott hatás jobban hasonlít a való életben tapasztaltakhoz, mint a MATLAB modellé, ám mégis utóbbi közelítése lenne az elvárt működés.

Összefoglalva tehát a VSTi plugin a kitűzött célok jelentős részét sikeresen teljesítette, egyedül az újmodellel akadnak problémák, valamint a gitárhíd modellje nem a MATLAB szimulációk során elvárt eredményt produkálja. Ezekon kívül a waveguide alapú húrmodell, a háromféle gerjesztési mód, a bundok és a slap bass játéktílus ütközéseinek mo-



**8.4. ábra.** *A MATLAB modell (szaggatott vonal) és a VSTi szintetizátor (egyenes vonal) kimeneteinek spektruma, pengetővel gerjesztve, a hídát modellezve*

dellezése, valamint a hangszedők különböző hatásai mind belekerültek a szintetizátorba, ami mindezek mellett a tesztelt processzoron még jelentős erőforrásokat tudna kihasználni bonyolultabb számítások elvégzésére.





## 9. fejezet

# Értékelés, további feladatok

A végső cél olyan szintetizátor létrehozása volt, ami valós időben, folyamatosan modellezi a basszusgitárom négy húrját, illetve az ezek közti kölcsönhatásokat a gitárhídon keresztül. Ez utóbbi tekinthető a munka legfőbb témájának is. A folyamatos modellezés magával vonja azt is, hogy a gyakorlatban nem lehet minden létrehozott hangra különböző hosszúságú húrokként tekinteni, a bundokat valamilyen ujjmodellel le kell fogni.

A diplomaterv témája végül jóval nagyobb feladatnak bizonyult, mint ahogy az eredetileg látszott, hiszen a munka során meg kellett mérni a gitárhíd átvitelét, létre kellett hozni egy waveguide alapú húrmodellt, ebben implementálni háromféle gerjesztési módot, a húr bundnak csapódását, mindezt a húr két polarizációjának figyelembe vételével. Mindebből még C++ nyelven létre kellett hozni egy VSTi plugint is, ami mindezeket egybegyűrja.

### 9.1. Értékelés

A dolgozat fő témája tehát a gitárhíd, és ezzel a húrok közti csatolások modellezése volt. A gitárhíd átvitelét többször, többféle módszerrel kellett megmérni: először csak megtudni, van-e értelme egyáltalán foglalkozni a témával, majd a pozitív eredmények után valahogy modellezni kellett azt.

Az első megközelítés szerint a gitárhídra, mint ideális merev testre tekintve elegendő lett volna a hidat leegyszerűsíteni egy vonalra, aminek ha a két végén ismerjük az admittanciáját, az lineáris interpolációval kiszámítható lenne a húrok csatlakozási pontjában is.

Az ehhez kapcsolódó kalapácsos mérések sajnos azt mutatták, hogy a híd nem csak hogy nem merev testként rezeg, még a tengelye körüli forgást is végez, ami miatt áttértem a drótszakításos módszerrel történő admittancia mérésekre.

A drótszakításos mérések eredményeiből végül sikerült megalkotni a gitárhíd modelljét, ami passzív, párhuzamos szűrőkkel implementálható. Ezzel az eredménnyel biztossá vált az is, hogy a szintetizátort digitális hullámvezetőkkel érdemes megvalósítani, ahhoz nagyon könnyen illeszthetők ezek a szűrők. Itt szükség volt a húr egymásra merőleges polarizációinak külön modellezésére, ezért a gyakorlatban minden húrt két pár késleltetővonal ír le.

A húr waveguide modelljébe ezek után be kellett illeszteni a korábban, a szakdolgozatom során modális alapokon létrehozott gerjesztés- és bundmodelleket. Utóbbiról kiderült, hogy waveguide szintézisben nem működik tökéletesen, továbbá a számításigénye miatt a kijavítás helyett rögtön egyéb bundmodellezési lehetőségeket kezdtem kutatni. Végül itt is sikerült olyan akadálymodellt létrehozni, ami az elvártak szerint működik.

A gerjesztés modelljét egyetlen módszerrel, de három különböző stílusra oldottam meg: ezek a sima pengetős pengetés és a slap bass játéktílus két gerjesztése, a húr felfelé tépése és a lefele csapása. Utóbbi esetben felmerülő probléma a gitártesttel párhuzamos polarizáció gerjesztése volt, hiszen míg a pengetős pengetésnél azonosan gerjeszthetők a polarizációk, a slap bass esetében ütközésfigyelés szükséges.

Szintén fontos eleme a szintetizátornak a bundokat lefogó ujj modellezése. Mivel a kiindulási pont miatt nem állítható a késleltetővonal hossza, ezért a húr bundhoz kényszerítésével lehet hangmagasságot változtatni. A legtöbb hiba itt található, a modellezés talán túl egyszerűre sikerült, az ujj tompító hatásait nem veszi figyelembe, így a MATLAB modell túl zajos. A VSTi megvalósítás ráadásul bundlefogás helyett a húr harmonikusai képzésekor létrejövő hangot állítja elő.

Az elkészült teljes szintetizátormodell végül is minden kitűzött célt teljesít, bár szinte mindegyik különálló eleméről elmondható, hogy csak valamilyen módon egyszerűsítve került a programba.

A modell alapján létrehozott VSTi szintetizátor plugin alapvetően minden elemét tartalmazza a MATLAB-ban elkészített különböző modelleknek, azonban néhány helyen nem az elvártak szerint működik. A legfontosabb természetesen az ujjmodell, ami MATLAB-ban ugyan zajos, de az elvártak szerint módosítja a létrejövő hangot, míg a plugin csak a nagyon rövid lecsengésű felharmonikusokat szólaltatja meg ekkor, de a gitárhíd modellje sem az elvártak szerint működik.

## 9.2. További feladatok

Elsődleges továbbfejlesztési lehetőség az egyszerűsített modellek pontosabbra cserélése. Ilyen például a pontszerű pengetőmodell helyett nemnulla szélességen gerjeszteni, az ujjmodell tompító hatása, vagy épp a fogólap modellezése.

Ez utóbbival még pontosabbá tehető a slap bass játéktílus modellezése, mert jelenleg csak a bundokat jelző pontokon vizsgálunk ütközést, így a húr képes áthaladni a fogólapot jelző képzeletbeli vonalon. Ha a fogólappal is ütközne a húr, még valóságosabbá lehetne tenni a játéktílus modellezését.

Szintén az egyszerűsítés témaköréhez tartozik, de érdemes lenne az általános veszteségi szűrők helyett minden húr lecsengési idejének megállapításához méréseket végezni, majd ezek alapján szűrőt tervezni.

További lehetőség az ujjmodell bővítése. Nem csak a tompítóhatást lehetne figyelembe venni, hanem akár a tapping játéktípust is modellezni lehetne: ilyenkor a zenész nem klasszikus pengetéssel hozza létre a hangot, hanem erősen hozzányomja az ujját a húrhoz és fogólaphoz valamelyik húrnál. Ez a mostani modellel is szimulálható, de a vezérlés

problémás ebben az esetben, nem könnyű ugyanis eldönteni, hogy pl. MIDI szintetizátorral vezérelve sima pengetés vagy tapping a kívánt stílus.

Ide tartozik még a folyamatos frekvenciaváltozással járó játékstílusok modellezése, pl. a nyújtás és a sliding. Előbbi a lefogott bunddal párhuzamosan mozdítja el a húrt, így az jobban megfeszül, ezzel változtatva a hangmagasságot. Ehhez valószínűleg 3 dimenziós húrmodellre lenne szükség, de érdemes lehet akár a húr két polarizációjának használatával is megvizsgálni. A sliding az ütközésmodell bővítése, ilyenkor valamilyen külső akadály, jellemzően fémhenger átmenet nélkül változtathatja a húr szabadon rezgő hosszát.

Hasonló a bund nélküli basszusgitárok modellezése is, ekkor a bundok helyett csak a fogólapot kell modellezni, amihez akárhol hozzányomható a húr. Ebből következik, hogy nem a bundok határozzák meg a hangmagasságot, hanem a zenésznek az ujját kell nagyon pontosan elhelyeznie, mintha nagybőgőn vagy csellón játszana.

Az ujjmodellben a fejlesztési lehetőségeken kívül több hiba kijavítása is szükséges, a felengedés során például egy rövid ideig hozzátapad az ujjhoz a húr, azaz tulajdonképpen gerjeszti a rendszert. Ezt a hatást lehet, hogy kiküszöbölné a tompítás, de ha mégsem, a modell finomítása szükséges.

A modellezésen túllépve a VSTi plugin hibáinak kijavítása a legkézenfekvőbb: az ujjmodell csak a MATLAB kódban viselkedik lefogásként, a pluginban olyan hatása van, mintha a húr felharmonikusait gerjesztené a zenész. Ezen kívül a hangok elengedésekor fellépő ugrás a húralakban – és így a kimeneti jelben – a legzavaróbb, majd ezt követi a nehézkes vezérlés miatt kihasználatlan alsóbb húrok. Ez egyáltalán nem triviális feladat, valószínűleg csak MIDI gitárral vezérelve, vagy valamilyen bonyolult algoritmussal lehetne kitalálni, hogy adott hangot melyik húron fogja le a zenész. Probléma még, hogy bár a gitárhíd modellje a pluginban jobban hasonlít a valósághoz, mint a MATLAB szimulációban, de mégis ez utóbbi lenne az elvárt.

Végül, de nem utolsó sorban lehetne még foglalkozni a hangszedők hatásainak bővebb vizsgálatával is. A létrejött hangra gyakorolt hatása ismert az irodalomból, de adott hangszedők pontos leírásához szintén különféle mérésekre lenne szükség.



# Irodalomjegyzék

- [1] Circular buffers in C/C++. <https://embeddedartistry.com/blog/2017/4/6/circular-buffers-in-cc>.
- [2] Summary of MIDI messages - the official MIDI specifications. <https://www.midi.org/specifications/item/table-1-summary-of-midi-message>.
- [3] WarpTB - Matlab Toolbox for Warped DSP. <http://legacy.spa.aalto.fi/software/warp/>.
- [4] J.M. Adrien. The missing link: Modal synthesis. In A. Piccialli G. De Poli and C. Roads, editors, *Representations of Musical Signals*, pages 269–297, The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, USA, 1991.
- [5] B. Bank. Passive admittance matrix synthesis for block-based modeling.
- [6] B. Bank. Physics-based sound synthesis of the piano, master’s thesis. <http://mit.bme.hu/~bank/thesis/pianomod.pdf>, 2000.
- [7] B. Bank. *Physics-based Sound Synthesis of String Instruments Including Geometric Nonlinearities*. PhD thesis, Budapest University of Technology and Economics, Hungary, 2006.
- [8] B. Bank. Warped IIR filter design with custom warping profiles and its application to room response modeling and equalization. In *Audio Engineering Society Convention 130*, May 2011.
- [9] B. Bank and M. Karjalainen. Passive admittance synthesis for sound synthesis applications. In *Acoustics’08 Paris International Conference*, Paris, France, 2008.
- [10] B. Bank and M. Karjalainen. Passive admittance modeling for guitar synthesis. In *13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*, Graz, Austria, 6 2010.
- [11] G. Bowley and L. Dupuis. Guitars in sync. <http://www.guitarsinsync.com/>.
- [12] A. Z. Csaba. Elektromos gitár hangjának valós idejű szintézise, diplomamunka. <http://dsp.mit.bme.hu/userfiles/diploma/csabadiploma02.pdf>, 2002.
- [13] G. Evangelista and F. Eckerholm. Player – instrument interaction models for digital waveguide synthesis of guitar: Touch and collisions. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 18(4):822–832, May 2010.

- [14] D.J. Ewins. *Modal testing: theory and practice*, volume 15. Research studies press Letchworth, 1984.
- [15] Gy. Fodor. *Elektromágnessé terek*. Műegyetemi kiadó, 1996.
- [16] L. Hiller and P. Ruiz. Synthesizing musical sounds by solving the wave equation for vibrating objects: Part 1 & part 2. *J. Audio Eng. Soc.*, 19(6 & 7), 1971.
- [17] M. Karjalainen and C. Erkut. Digital waveguides versus finite difference structures: Equivalence and mixed modeling. *EURASIP J. on Appl. Sign. Proc.*, 2004(7):978–989, 2004.
- [18] M. Karjalainen et al. Optimization techniques for parametric modeling of acoustic systems and materials. Helsinki University of Technology, Laboratory of Acoustics and Audio Signal Processing, Finland, 2002.
- [19] M. Karjalainen, A. Harma, U. K. Laine, and J. Huopaniemi. Warped filters and their audio applications. In *Proceedings of 1997 Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, pages 4 pp.–, Oct 1997.
- [20] P. Kramer et al. A digitalwaveguide model of the electric bass guitar including different playing techniques. In *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2012 IEEE International Conference*, Kyoto, Japan, 25-30 2012.
- [21] P.M. Morse and K.U. Ingard. *Theoretical Acoustics*. McGraw-Hill, 1968.
- [22] J. Márkus. Orgonasípok hangjának jelmodell alapú szintézise, diplomaterv. <http://dsp.mit.bme.hu/userfiles/diploma/markusdiploma99.pdf>, 1999.
- [23] M. Nika. Basszusgítár hangjának fizikai alapú szintézise, szakdolgozat. <http://dsp.mit.bme.hu/userfiles/szakdolgozat/nikaszakdolgozat14.pdf>, 2014.
- [24] R.C.D. Paiva, J. Pakarinen, and V. Välimäki. Acoustics and modeling of pickups. *J. Audio Eng. Soc.*, 60(10):768–782, 2012.
- [25] T.W. Parks and C.S. Burrus. *Digital Filter Design*. John Wiley and Sons, New York, USA, 1987.
- [26] J. Pekonen and V. Välimäki. The brief history of virtual analog synthesis. In *Proc. 6th Forum Acusticum. Aalborg, Denmark: European Acoustics Association*, pages 461–466, 2011.
- [27] C.Y.J. Perng, J.O. Smith, and T. Rossing. Physical modeling of the harpsichord plectrum-string interaction. In *13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*, Graz, Austria, 6 2010.
- [28] E. Rank and G. Kubin. A waveguide model for slapbass synthesis. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997 IEEE International Conference*, volume 1, pages 443–446, Munich, Germany, 1997.

- [29] J.O. Smith. *Physical Audio Signal Processing*. <http://ccrma.stanford.edu/~jos/-pasp/>. online book, 2010 edition.
- [30] J.O. Smith. *Techniques for Digital Filter Design and System Identification with Application to the Violin*. PhD thesis, Stanford University, California, USA, 1983.
- [31] J.O. Smith. Music applications of digital waveguides. In *Technical Report STAN-M-39*, page 181, CCRMA, Dept. of Music, Stanford University, California, USA, 1987.
- [32] J.O. Smith. Physical modeling using digital waveguides. *Computer Music J.*, 16(4), 1992.
- [33] G. Szabó. Fizikai alapú gitárhangszintézis, szakdolgozat. <http://dsp.mit.bme.hu/userfiles/szakdolgozat/szabogszakdolgozat13.pdf>, 2013.
- [34] B.M. Szaksz. Ütközési problémák modellezése húros hangszerek modell alapú hangszintézisében, TDK dolgozat, 2017.
- [35] L. Trautmann and R. Rabenstein. Digital sound synthesis of string instruments with the functional transformation method. University of Erlangen-Nürnberg, Multimedia communications and Signal Processing, Erlangen, Germany, 2002.
- [36] V. Välimäki, M. Karjalainen, and T.I. Laakso. Fractional delay filters, May 1993.
- [37] Wikipedia. Bass guitar. [http://en.wikipedia.org/wiki/Bass\\_guitar](http://en.wikipedia.org/wiki/Bass_guitar).
- [38] Wikipedia. Pickup (music technology). [https://en.wikipedia.org/wiki/Pickup\\_\(music\\_technology\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Pickup_(music_technology)).
- [39] Wikipedia. String (music). [https://en.wikipedia.org/wiki/String\\_\(music\)](https://en.wikipedia.org/wiki/String_(music)).
- [40] Wikipedia. Telharmonium. <http://en.wikipedia.org/wiki/Telharmonium>.
- [41] J. Woodhouse. Plucked guitar transients: Comparison of measurements and synthesis. In *Acta Acust. – Acust.*, volume 90, pages 945–965, Sept./Oct. 2004.